

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Comunicações

Este exemplar é entregue à Comissão final da tese
defendida por *Ademir de Jesus Lourenço*
à Comissão
Julgadora em *29/07/94*
Orientador *Yuzo Yano*

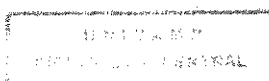
**Sistemas HDTV : Um estudo exploratório
para caracterização dos sinais e aspectos
relevantes para a TV de Alta Definição**

Orientando
Ademir de Jesus Lourenço

Orientador
Yuzo Yano

Dissertação apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica, Departamento
de Comunicações, como parte dos re-
quisitos para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Julho de 1994



“Sempre afirmei e continuo
afirmando: quem deseja ser Feliz,
deve primeiramente tornar Feliz seus
semelhantes, pois a Divina
recompensa que disto provém, será a
Verdadeira Felicidade”

Mokiti Okada

Filósofo Japonês
Fundador da IMM
25/01/1949

À minha querida esposa

Wilma e aos meus filhos

Larissa e Thiago.

AGRADECIMENTO MUITO ESPECIAL

Aos meus Pais, *Armando e Maria* pelo
carinho, confiança e estímulo que nunca faltaram.

AGRADECIMENTO ESPECIAL

Ao meu Orientador, Professor Dr. *Yuzo Yano* pelas sugestões e discussões no conteúdo deste trabalho, pelo carinho, bom senso e sabedoria que lhe são peculiar e principalmente pela amizade que construímos.

AGRADECIMENTOS

Aos meus irmãos *Conceição, Armando, Fatima e Antonio*

Aos meus sogros *Antonio e Neite*

Ao amigo *Dr. Aluisio*

AGRADECIMENTOS

À *FUCAPI - Fundação Centro de Análises Pesquisa e Inovação Tecnológica*, pela ajuda financeira que proporcionaram a realização deste trabalho.

À *FUA - Fundação Universidade do Amazonas*, pela confiança e ajuda financeira que proporcionaram a realização deste trabalho.

À *AJL - Informática*, pelo suporte de informática que ajudou bastante.

À *Tecnicom Eletrônica*, pela confiança e amizade

PREFÁCIO

O presente trabalho aborda aspectos técnicos referentes a HDTV Televisão de Alta Definição. A ênfase é dada a apresentação dos conceitos fundamentais, ao histórico e a oportunidade tecnológica deste novo sistema, a HDTV (“High Definition Television”). Os tópicos abordados envolvem aspectos gerais, porém o estudo aqui proposto é direcionado para codificação de sinais ATV (“Advanced Television”) visando a transmissão digital do mesmo.

O trabalho abrange os aspectos técnicos relativos aos sistemas de radiodifusão para os sinais de HDTV. São fornecidas as comparações entre as principais características dos sistemas com tendências atuais, tanto os analógicos, os híbridos com ênfase no MUSE, e os totalmente digitais.

As medidas objetivas da qualidade de imagem desempenham um papel importante na aceitação de sistemas de processamento de sinais de vídeo. Em HDTV, as definições dos sinais de teste estão em andamento e neste trabalho, apresenta-se uma visão dos procedimentos para a definição e elaboração desses sinais.

Concluindo, aborda-se os processos de avaliação, o desenvolvimento matemático e a caracterização dos principais sinais de teste para medidas em HDTV, onde os mesmos são apresentados.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1

1.0 - INTRODUÇÃO GERAL	001
1.1 - SISTEMAS AVANÇADOS DE TELEVISÃO	007
1.1.1 - Comentários Iniciais	007
1.1.2 - Compatibilidade e Padronização de Sistemas	008
1.1.3 - O sistema PAL-M	013

CAPÍTULO 2

2.0 - ATV/HDTV-CARACTERÍSTICAS GERAIS	018
2.1 - PARÂMETROS DO SINAL NTSC	018
2.2 - CARACTERÍSTICAS DO SINAL PAL	024
2.3 - ESTUDO DOS ASPECTOS DA QUALIDADE PARA HDTV	030
2.3.1 - Resolução Espacial	031
2.3.2 - Resolução Temporal	033
2.3.3 - O sistema de Varredura	033
2.3.4 - Reprodução de Cores	034
2.3.5 - Cintilação de grandes áreas	035
2.3.6 - Deslocamento lento de Linha e a Vibração interlineal	035
2.3.7 - Cintilação causada pela iluminação Ambiente	036
2.4 - EQUIPAMENTOS DE ESTÚDIO	036
2.4.1 - Conversão dos sistemas	037
2.5 - O SISTEMA 1125/60/2:1 - NORMA SMPTE-240M	038

2.5.1 - Características Básicas do Sinal de Vídeo	039
2.5.2 - Características de Colorimetria	040
2.5.3 - Sinais de Vídeo	041
2.5.4 - Relógio de referência	043
2.5.5 - Representação analógica e Largura de Faixa	043
2.5.6 - Representação Digital	044
2.5.7 - Formas de onda dos sinais de Sincronismo e Vídeo	045
2.6 -PROPOSTA PARA O SISTEMA 1250/50/1:1	048
2.6.1 - Parâmetros de Varredura	048
2.6.2 - Colorimetria do Sistema	049
2.6.3 - Características de Transferência	049
2.6.4 - Representação Analógica do Sinal	050
2.6.5 - Representação Digital	051
2.6.6 - Forma de onda dos sinais de Vídeo e Sincronismo	052
2.6.6.1 - Detalhes do sinal de Sincronismo de Linha	052
2.6.6.2 - Detalhes do sinal de Sincronismo de Quadro	053
 CAPÍTULO 3	
3.0 - SISTEMAS DE RADIODIFUSÃO EM HDTV	060
3.1 - CARACTERÍSTICAS GERAIS	060
3.1.1 - Meios de Transmissão	060
3.1.2 - Faixas de Frequências para Radiodifusão por Satélite	064
3.1.3 - Técnicas de Transmissão de TVAD por Satélite	064
3.1.4 - Redução de Faixa	065
3.1.5 - Multiplexação de Som e Dados	066

3.1.6 - Técnicas de Modulação	067
3.1.7 - Demonstrações experimentais de Sistemas BSS	069
3.1.8 - Comentários sobre a transmissão Via Satélite	069
3.1.9 - Transmissão de HDTV pôr Fibras Ópticas	070
3.2 - OS SISTEMAS HÍBRIDOS COM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA	074
A-O SISTEMA MUSE DE REDUÇÃO DE FAIXA	074
3.2.1 - Princípios do sistema MUSE	076
3.2.2 - Descrição do Codificador e do Decodificador MUSE	081
3.2.3 - Formato do Pulso de Sincronismo e do Sinal de Transmissão	089
3.2.4 - Multiplexação do Som e Informação Independente	091
3.2.5 - Sistema de transmissão de Luminância quase constante	095
3.2.6 - Modulação FM e ênfase não-linear para o sistema MUSE	099
B-O SISTEMA HD-MAC	101
3.2.7 - Descrição do processamento MAC do sinal	102
3.2.8 - A compatibilidade	103
3.2.9 - Sistemas de Alta Resolução HD-MAC	105
3.3 - OS SISTEMAS TOTALMENTE DIGITAIS	110
3.3.1 - DigiCipher - Um sistema digital	110
CAPÍTULO 4	
4.0 - HDTV-AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO	113
4.1 - INTRODUÇÃO	113
4.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS	114
4.2.1 - Espectro de Frequência discreto de um sinal	115
4.2.2 - Distorções em Sistemas Lineares	117
4.2.3 - Largura equivalente de um Pulso	118

4.2.4 - A forma de onda adequada	119
4.2.5 - Cálculo Transf. de Fourier para um Retangular e um Pulso Sen^2	120
4.2.6 - Representação gráfica da Transformadas $F_S(j\omega)$ e $F_Q(j\omega)$	123
4.3 - INTRODUÇÃO DA BARRA PARA COMPLETAR O SINAL	126
4.3.1 - Pulso Barra	126
4.4 - O FATOR K	127
4.5 - MEDIDAS E SINAIS DE TESTE	129
4.5.1 - Estimativa dos Pulsos e Características de Transferência	130
4.5.2 - Avaliação das Características da Frequência	137
4.5.3 - Avaliação das Características não Lineares	142
4.5.4 - Avaliação do ruído	143
4.5.5 - Avaliação das medidas dos parâmetros do sinal HDTV	143
4.5.6 - Questões sobre automação dos parâmetros de avaliação de MS	144
CAPÍTULO 5	
5.0 - APRESENTAÇÃO DOS SINAIS E CONCLUSÕES	146
5.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS	146
5.1.1 - Aspectos relevantes, objetivos e oportunidades	148
5.1.2 - Quanto aos sistemas DBS para HDTV	150
5.1.3 - Quanto aos Sinais de Teste para HDTV	151
5.1.4 - Comentários finais	158
APÊNDICE A	I
APÊNDICE B	II
APÊNDICE C	III
REFERÊNCIAS	IV

CAPÍTULO 1

1.0 - INTRODUÇÃO

O termo “TV de Alta Definição” não é recente, ele foi usado à aproximadamente 50 anos pelo “British Government Committee”, para se referir a todos os sistemas de Televisão que utilizavam mais de 240 linhas de Resolução.

Atualmente, HDTV “A TV de Alta definição”, representa um importante avanço tecnológico no mundo das comunicações eletrônicas abrangendo as mais novas conquistas no tocante à geração, processamento de sinais, gravação, transmissão e reprodução de imagens. O objetivo de se atingir uma imagem reproduzida com alta qualidade, tem impulsionado o desenvolvimento e a pesquisa no campo de processamento de imagens, assim viabilizando equipamentos de alta sofisticação tecnológica, destinados às mais diversas aplicações tais como em Radiodifusão, Produção Cinematográfica, Propaganda, Medicina, Artes e outros. As motivações objetivas e subjetivas que levaram ao surgimento da HDTV forçam hoje um mercado que tende a ser economicamente promissor, atraindo investimentos desde a base, a microeletrônica, até a distribuição dos serviços gerados. O interesse crescente pela HDTV por parte dos países do primeiro mundo, Estados Unidos, Japão, Europa e Canadá reflete a preocupação dos mesmos em disputar uma participação nesse mercado que deverá estar em franca expansão ainda nesta década. Para os países em desenvolvimento os investimentos financeiros seriam altos se o objetivo fosse tentar ocupar um espaço na acirrada disputa pela busca e implantação de um sistema padrão.

Mas é imprescindível no mínimo o acompanhamento das tendências mundiais, uma vez que a tecnologia da HDTV já é um fato e, passada esta fase de padronização, as pressões para a utilização de equipamentos de HDTV, certamente se farão sentir mesmo em países em desenvolvimento.

Passado já, mais de uma década desde as primeiras pesquisas realizadas pela NHK “Nippon Hoso Kyokai”- Japão, impasses no tocante a padronização de sistemas tem adiado decisões quanto as normas e especificações técnicas relativas a HDTV. No entanto, as muitas discussões que surgiram em simpósios, congressos e workshops promovem tomadas de ações que prosseguem de forma acelerada uma vez que já existem equipamentos produzidos por empresas japonesas (Sony, Toshiba, NEC e outras) e Europeus (pelo menos a nível de protótipo de laboratório). Nos EUA, o órgão FCC “Federal Communication Commission”, tem forçado a adoção de sistemas de Radiodifusão simultânea “simulcast” (2 canais de 6 Mhz, um para NTSC convencional e outro para HDTV totalmente digital) para fins de Radiodifusão Comercial.

Os sistemas propostos nos EUA/Canadá, Japão e Europa apresentam o maior grau de compatibilidade entre si, no tocante à geração dos sinais de HDTV. As diferenças são grandes na fase de transmissão e transporte desses sinais. Além de aspectos puramente técnicos que são colocados na pauta das discussões, existem naturalmente fortes interesses de proteção da economia dos diversos países envolvidos.

Um Televisor de alta definição tem três características importantes: mais de 1000 linhas de Resolução, som estéreo e um formato de tela que mantenha a proporção 16/9, (para cada 16 centímetros de largura, 9 de altura). Os padrões atuais

funcionam com 525 linhas horizontais para formar uma imagem, som em um só canal e uma proporção de 4/3 para as telas. A alta definição não só duplica o número de linhas como o número de pixels (picture elements) que compõem a imagem, ou seja sua imagem não só é melhor, como tem oito vezes mais informação. Hoje, um filme em 35 mm projetado em cinema comporta dez vezes mais informação que o mesmo filme projetado na televisão e dezessete vezes mais do que uma cópia feita em videocassete. O formato para HDTV, não só permite a exibição de imagens na sua totalidade como também se adapta bem melhor à visão humana. O nosso mundo é Horizontal, primeiro porque nossos dois olhos são dispostos lado a lado, segundo porque estamos acostumados a tratar dados que chegam das laterais mais do que de cima para baixo. A diferença de proporções alarga a tela do sistema atual sem aumentá-la em altura. Como um espectador deve se situar a uma distância máxima de três vezes a altura da tela para se sentir envolvido pela imagem, a uma distância equivalente preenche-se mais o campo visual olhando para uma tela retangular do que para uma quadrada, ou podemos dizer que o formato 16/9 ocupa 30 % deste campo, enquanto em 4/3 limita-se a 10 %.

O aumento de qualidade da imagem reproduzida em telas de Televisão conforme mostra a história deu-se basicamente em duas direções:

- a)-Melhoria da resolução
- b)-Reprodução de cores

Todos os sistemas de TV atualmente propostos, incluindo HDTV utiliza o sistema de varredura eletrônica para reprodução de uma imagem bidimensional. A varredura pode ser por feixe eletrônico (TRC-Tubo de Raios Catódicos), tanto no

receptor como nas câmeras, ou pode empregar dispositivos CCD (câmera de TV) ou Displays de Cristal Líquido (Receptor). Porém de qualquer forma a melhoria da resolução é conseguida por três fatores:

a)-Aumento do número de linhas de varredura horizontal, consequentemente aumenta também o número de linhas ativas.

b)-Aumento da Largura de faixa dos sinais primários (R,G e B) de banda base.

c)-Aumento relativo da área de reprodução da tela de imagem

Na década dos anos 20 existiam sistemas em Preto e Branco de 60 a 80 linhas. Na de 30 surgiram propostas com 120, 180, 240, 243, 343, e 441 linhas. No final dos anos 40 esse número subiu para 495/507, 525 e 625. Atualmente os sistemas já em cores NTSC (EUA), PAL (Alemanha) e SECAM (França) usam 525 e 625 linhas por quadro respectivamente. No Brasil o sistema PAL/M usa 525 linhas conforme recomenda do CCIR no que se refere ao padrão M de sistemas B&W.

Por outro lado, conforme comentado acima, as propostas para HDTV praticamente duplicam o número de linhas de Varredura aumentando assim a Resolução Vertical e Horizontal. Obviamente isso resulta numa melhor definição da imagem. Dentre essas propostas citamos preliminarmente:

- EUA 1050 e 785
- JAPÃO 1125
- EUROPA 1250

Além disso, a varredura pode ser entrelaçada ou progressista. As linhas são sempre varridas sequencialmente no tempo mas no caso da varredura entrelaçada, um quadro de imagem é formado por dois campos enquanto que no caso de varredura progressiva um quadro corresponde a um campo. A notação para essas duas formas de varredura é dada por:

a)-Varredura progressiva - 1 : 1

b)-Varredura entrelaçada - 2 : 1

O aumento da Largura de Faixa permite uma melhor reprodução de detalhes finos correspondente às altas frequências do sinal de imagem. Além disso, as larguras de faixa para os sinais componentes de luminância e de diferença de cor também aumentam correspondentemente no tocante aos sistemas de Alta Definição em relação aos convencionais.

A Tabela 1.1, mostra exemplos típicos para TV convencional e HDTV.

A Largura de faixa dos sinais primários que chegam até a 30 Mhz asseguram a alta definição do sistema, que naturalmente requereu uma correspondente evolução tecnológica dos reprodutores ou aparelhos de recepção.

NTSC	$E'_{\gamma} = 4,2$ Mhz	E'_{I} < 3 dB em 1,3 Mhz ≥ 20 dB em 3,6 Mhz	E'_{Q} < 2 dB em 0,4 Mhz < 6 dB em 0,5 Mhz ≥ 6 dB em 0,6 Mhz
PAL-M	$E'_{\gamma} = 4,2$ Mhz	E'_{U} < 2 dB em 1,3 Mhz > 20 dB em 4,0 Mhz	E'_{I} < 2 dB em 1,3 Mhz ≥ 20 dB em 3,6 Mhz
PAL B/G/H	$E'_{\gamma} = 5,0$ Mhz	E'_{U} < 3 dB em 1,3 Mhz > 20 dB em 4,0 Mhz	E'_{γ} < 3 dB em 1,3 Mhz ≥ 20 dB em 4,0 Mhz
SECAM-L	$E'_{\gamma} = 6,0$ Mhz	D'_{B} ≤ 3 dB em 1,3 Mhz ≥ 30 dB em 3,5 Mhz	D'_{R} < 3 dB em 1,3 Mhz ≥ 30 dB em 3,5 Mhz Sem pré-correção de baixa Frequência
HDTV 1125/60	$E'_{\gamma} = 30$ Mhz	$E'_{\text{PB}} = 15/30$ Mhz 15 Mhz - Fonte Digital	$E'_{\text{PR}} = 15/30$ Mhz 15 Mhz - Fonte Digital
HDTV 1250/50	$E'_{\gamma} = 60$ Mhz	$E'_{\text{c1}} = 30$ Mhz	$E'_{\text{c2}} = 30$ Mhz

Obs: A largura de faixa é a nominal quando não especificada

Tabela 1.1 - Exemplos de largura de faixa para os sinais de TV Convencional e HDTV

1.1-SISTEMAS AVANÇADOS DE TELEVISÃO

1.1.1 - Comentários Iniciais

Os sistemas de Televisão Avançada ATV, podem ser classificados de maneira geral em três categorias:

a)-HDTV, HQTV - High Definition (Quality) Television;

Características

- Resolução espacial nas direções vertical e horizontal pelo menos 2 vezes aquela dos sistemas de televisão comercial,

- Resolução temporal melhorada em relação àquela especificada na REC.601-CCIR,

- Melhoria na reprodução das cores pela escolha das primárias mais próximas da saturação no diagrama CIE de cromaticidade,

- Maior Relação de Aspecto comparado com TV convencional (16/9).

- Qualidade de reprodução comparável ao de filmes 35 mm, se L maior que 3,

L = distância do observador à tela,

H = altura da tela,

- Som multicanal de alta fidelidade,

b)-EDTV, EQTV - Enhanced (Extended) Definition (Quality) Television;

Características

- Relação de aspecto igual a 4/3 ou maior até 16/9,
- Formato do sinal: componentes ou composto. Em geral os sistemas propostos são de componentes sendo as três componentes de luminância e de diferenças de cor transmitidas separadamente para se evitar as interferências de “Crosstalk”,
- Resolução vertical e horizontal iguais as dos sistemas convencionais ou maior,

c)-IDTV, IQTV - Improved Definition (Quality) Television.

Características

- Mudança nos parâmetros de varredura da câmera e do monitor de vídeo para 1050 ou 1250 linhas com varredura entrelaçada 2:1 ou para 525/625 linhas com varredura progressiva 1:1 ainda que o formato de transmissão seja entrelaçada,
- No receptor tem-se resolução vertical e horizontal melhorados; melhor separação entre luminância e crominância Y/C; cancelamento de efeitos fantasmas; redução de ruído,
- Uso de técnicas de processamento digital são em geral utilizados e qualquer melhoria pode classificar o sistema ou o equipamento como sendo IDTV.

1.1.2 - Compatibilidade e Padronização de Sistemas

A padronização de sistemas HDTV, deve levar em consideração todos os parâmetros relativos à produção, emissão e recepção. Na área de Produção, deve-se levar em conta os parâmetros básicos de varredura, tais como:

- número de linhas;
- varredura progressiva, 1:1;
- varredura entrelaçada, 2:1;
- frequência vertical;
- relação de aspecto,
- colorimetria,
- a definição elétrica do sinal,

especificando a forma de onda analógica em tempo e amplitude ou a representação do quadro digital, e também os aspectos mecânicos, (VTR e VCR), a fim de evitar variações no intervalo de período de linhas de varredura. Na emissão, são importantes os parâmetros relativos à radiodifusão terrestre, a transmissão via satélite ou por cabos. A largura de faixa alocada para tais canais de transmissão é um dado muito importante, uma vez que determina, por exemplo, a necessidade de se usar técnicas de redução de redundância para reduzir a faixa de transmissão. Na recepção, deve-se lembrar que atualmente os receptores não reproduzem apenas as programações das emissoras mas são usados para outras formas de entretenimento como fitas de vídeo Cassete doméstico e videogames.

As primeiras tentativas de padronização de sistemas HDTV geraram diversos impasses devido a questões técnicas e também motivados por fortes interesses econômicos e políticos. Do ponto de vista técnico, uma questão altamente polêmica está relacionada com a compatibilidade. Realmente, o sistema MUSE, que

abordaremos mais a frente, inicialmente proposto pela NHK Japonesa, mostrou que a HDTV é uma realidade tecnológica, no entanto as primeiras versões eram incompatíveis com sistemas convencionais de TV, no caso o NTSC que é o sistema em cores adotado no Japão. Sendo assim, um receptor NTSC usual não era capaz de reproduzir diretamente um sinal proveniente do sistema MUSE. A reação mais forte esta na Europa, onde hoje existem 2 sistemas diferentes de TV convencionais e diferentes do americano NTSC, (PAL e SECAM) usando o sistema MAC para transmissões via satélite. A proposta da Europa de se encontrar soluções técnicas que possibilitem a Compatibilidade tem motivado inúmeras pesquisas e o consequente desenvolvimento nos países do primeiro mundo. Os resultados mostram que a compatibilidade pode ser conseguida ainda que com alguma degradação da imagem reproduzida quando comparada à imagem produzida em estúdio. Esse fato deverá influenciar as decisões relativas quanto ao rumo que tomará a padronização. O órgão internacional de decisão é o CCIR, que integra a UIT. Naturalmente outras organizações e entidades estão fornecendo material e subsídios para as decisões, entre elas destacamos: EBU, SMPTE, NANBA, CBS, NHK, THOMSON-CSF, EIA, NAB, IEEE, ATSC e muitos outros.

Assim, os sistemas de ATV (HDTV, EDTV e IDTV) no que se refere á compatibilidade com os sistemas convencionais podem também ser classificados como:

- a)- Compatíveis
- b)- Não Compatíveis

Os sistemas compatíveis usam um canal convencional de TV que leva um sinal capaz de ser decodificado por um receptor usual e podem usar um outro canal de aumento para levar as informações adicionais que compõem o sinal HDTV. Este segundo canal que pode ocupar uma faixa de 2,1 Mhz a 6 Mhz (NTSC) dependendo do sistema pode ser analógico ou digital. Alguns sistemas são compatíveis apenas quanto à Largura do canal ocupado, por exemplo no padrão M elas ocupam uma faixa de transmissão de 6 Mhz. Esses sistemas são chamados Compatíveis em Espectro-SC. Os sistemas compatíveis tendem a degradar a qualidade da imagem reproduzida em relação à original produzida no estúdio devido às características de alta interferência inerentes à formação dos sinais convencionais NTSC e PAL. A transmissão de Som em FM é de qualidade muito superior ao AM.

Os sistemas não compatíveis, de acordo com a direção dada pela FCC devem ser também sistemas de difusão simultânea (“Simulcast”). Por exemplo, nos EUA isso requer que um sinal NTSC de 6 Mhz seja transmitido ao mesmo tempo que o sinal de HDTV não compatível. Além disso, a FCC nos EUA restringiu as alocações de canal de HDTV com aqueles já existentes atualmente para TV convencional, assim o segundo canal não pode ser maior que 6 Mhz. Alguns sistemas Digitais “Simulcast” foram propostos como solução praticas para a Radiodifusão de HDTV, A tabela 1.2 mostra alguns exemplos de formatos de Transmissão para uso em Satélites.

Outro aspecto importante a ser considerado refere-se às transmissões digitais de HDTV em B-ISDN. Neste caso, a padronização deve levar em consideração duas estruturas:

- a)-CDR-Common Data Rate
- b)-CIF-Common Image Format

Codificação Analógica	Sistemas totalmente Digitais
MUSE-NHK Japan Broadcasting Corp.	DigiCipher American Television Alliance General Instrument MIT
HD-MAC Eureka 95/EU - Compatível MAC	DSC-HDTV Digital Spectrum Compatible Zenit Eletronics Corp. AT&T
HD-MAC - 60 EUA - NTSC	ADTV Advanced Digital Television NBC-Philips-Thomson-Sarnoff

Tabela 1.2 - Exemplos de Formatos de Transmissão para “Broadcasting”

Usando-se o método CDR, países diferentes podem ter formatos de imagem diferentes, mas eles usam os mesmos formatos de gravação e transmissão. No CDR, a frequência de amostragem é comum e o mesmo acontece com o número de bits por amostra para toda a imagem independente da estrutura e da taxa de quadros. No CIF tem-se o mesmo número de linhas ativas por quadro e o mesmo número de pixels ativos por linhas, independente da taxa de quadros. O CIF também implica que são comuns a colorimetria, características de transferência, relação de aspecto e representação de nível digital.

1.1.3 - O Sistema PAL-M

O sistema PAL atual tem suas origens como um sistema criado para compatibilizar o sistema em preto e branco europeu com 625 linhas entrelaçadas criado há cerca de 40 anos. Os sinais diferença de cor similares ao do NTSC foram introduzidos na década de 60, empregando uma sub-portadora de cor modulada em quadratura adicionada ao sinal de luminância constituindo o sinal composto de vídeo.

Tanto o sistema NTSC quanto o sistema PAL, possuem deficiências inerentes causadas pelas características de processamento, padrões de varredura e compatibilização adequadas para a época, mas que atualmente constituem formas de processamento obsoletas. Esses sistemas, contudo, não poderão ser abandonados de imediato porque sobre eles recaem normas e padronizações aceitas e adotadas internacionalmente para transmissores, receptores e canais com largura de faixa e frequências de transmissão bem definidas que levaram décadas para serem implantados.

A atenção especial se volta para as deficiências e melhorias do sistema PAL, no que diz respeito ao processamento da imagem colorida e nos padrões de compatibilização e interferências causados pelo sistema de varredura análogo ao do NTSC, já que atualmente adotamos o padrão PAL-M para as transmissões.

As deficiências dos padrões PAL e NTSC começaram quando se admitiu inicialmente uma quase desprezível, porém visível interferência sobre o sinal de luminância causada pelos sinais de crominância que se denomina "Crosstalk" e que era apenas visível nas recepções em preto e branco as quais recebiam transmissões a cores; a luminância também interfere no sinal de crominância. Com o aumento da faixa de passagem, da melhoria das câmeras e outras fontes de sinais causando aumento da

resolução, essas interferências classificadas como "Cross-colour" aumentam consideravelmente.

Um receptor ideal deveria eliminar as interferências de "Cross-colour" separando convenientemente os sinais de luminância e croma. Na prática, é possível eliminar em parte esse tipo de interferência encarando os receptores atuais através da melhoria no processo de filtragem que em geral utiliza filtros passa-banda para extrair as componentes de cor e filtros rejeita-faixa para suprimir a sub-portadora de cor do sinal de luminância diminuindo as interferências de "Cross-colour".

O filtro rejeita-faixa utilizado na luminância por sua vez degrada a faixa de frequências mais altas do sinal de luminância, acarretando uma diminuição na resolução do sinal de imagem; com isso, a resolução esperada de 260 ciclos/amostras ativas na direção horizontal se reduz para em torno de 200 ciclos/amostras ativas.

A resolução na direção vertical, por sua vez, é mais difícil de controlar; com 485 linhas ativas para o PAL-M, deve-se esperar uma resolução de 242 ciclos/amostra ativa na direção vertical; contudo, os processos de varredura na câmera e os tubos de imagens não prevêem pré-pós filtragem na direção vertical, podendo-se citar apenas uma pequena filtragem causada pela abertura da lente na tomada das cenas; esses efeitos adicionados ao fator Kell (parâmetro estatístico que leva em conta a superposição das linhas de varredura causada pelo fato de que o feixe eletrônico não corresponde em cada instante a um ponto mas possui uma dimensão finita), produzem uma redução de 40% na resolução vertical que passa a ser efetivamente de 145 ciclos/amostra ativa; quando há movimento na direção vertical, a resolução diminui mais ainda.

Também a relação de aspecto de 4/3 para os sistemas convencionais impõe grande limitação na qualidade de imagem por causa da baixa capacidade de enquadramento das cenas.

Melhorias no sistema PAL-M podem ser conseguidas minimizando os efeitos de "Cross-colour" limitando o sinal de luminância em 3,5 Mhz antes de adicionar os sinais da sub-portadora modulada com os sinais diferença de cor causando um processo denominado divisão em frequência. Uma vez que a faixa total poderia ser de até 4,2 Mhz, isso produz uma perda de resolução irreversível na luminância.

O processo de divisão em frequência pode ser contudo empregado sem causar perda de resolução deslocando tridimensionalmente os filtros dos sinais de Televisão Y, U e V para regiões espectrais com menor energia interferente. Esse método requer uma série de alterações nos circuitos convencionais de transmissão e recepção empregando filtros tridimensionais para pré e pós-filtragem dos sinais.

A divisão em frequência pode eliminar a "Cross-colour", contudo, causa uma perda de resolução que é possível ser recuperada se as amostras do sinal estiverem convenientemente dispostas numa estrutura cruzada denominada amostragem "quincunx". Neste caso, é mais conveniente que os sinais estejam na forma digital para se conseguir a estrutura desejada.

Para o padrão PAL Europeu não é possível fazer o processamento "quincunx", (distribuição particular das amostras) de forma totalmente compatível com a frequência padrão de 13,5 Mhz usada na digitalização de sinais de imagem, causando uma série de inconvenientes e dificuldades de compatibilidade. O sistema PAL-M, contudo permite um perfeito alinhamento das amostras na direção vertical dos sinais de vídeo com a frequência padrão de 13,5 Mhz.

O uso de processamento tridimensional no transmissor e no receptor adicionado ao uso de tela plana permitirá obter um grande avanço na qualidade final de sistemas convencionais de Televisão no padrão PAL e NTSC com uma faixa de passagem equivalente, para os sinais de vídeo superior a 7 Mhz sem alterar as características básicas de modulação e varredura dos sistemas convencionais. A evolução na melhoria da qualidade do PAL e NTSC esta sendo muito similar, diferindo apenas nas faixas de passagem dos sinais de vídeo e nas frequências empregadas em cada um dos padrões.

CAPÍTULO 2

2.0 - ATV/HDTV-CARACTERÍSTICAS GERAIS

2.1 - PARÂMETROS DO SINAL NTSC

O padrão NTSC foi normalizado à quase 40 anos, para um sistema de TV em preto e branco de 525 linhas (483 linhas ativas e 42 linhas no intervalo vertical), e 60 campos/s em varredura entrelaçada e formato 4:3. Nesse sistema o espaçamento de canais é de 6 Mhz, e a frequência da portadora está a 1,25 Mhz acima do início da faixa do canal, sendo que a máxima faixa de vídeo transmitida é de 4,2 Mhz. É usada nesse sistema uma modulação VSB-AM com portadora de vídeo. Sua portadora de som fica 4,5 Mhz acima da portadora de vídeo.

Este sistema foi mais tarde chamado padrão M segundo a norma CCIR-R470-2/1986. Foi adotado também no Brasil no início dos anos 50. Mais ou menos nessa época, foi normalizado o sistema de TV em cores, também chamado de NTSC. Os parâmetros anteriores do padrão M foram mantidos com exceção de uma pequena modificação na taxa de campo.

A informação de cor foi acrescentada ao sinal preto e branco inserindo uma subportadora modulada em quadratura por 2 sinais de diferença de cor chamados sinais I e Q. O sinal I tem 1,5 Mhz de faixa e Q, 0,5 Mhz de faixa. Foi constatado que o olho humano tem resolução maior para cores perto de um certo eixo I do que de um certo eixo Q em quadratura num diagrama de cores. Esses sinais de diferença de cor

permitiram conservar a mesma faixa de 4,2 Mhz. O iluminante adotado como padrão foi o iluminante C ($x=0,3$ e $y=0,316$ no diagrama CIE de cromaticidade).

As coordenadas de cromaticidade para as cores primárias do NTSC são:

Vermelho	$x=0,67 ; y=0,33$
Verde	$x=0,21 ; y=0,71$
Azul	$x=0,14 ; y=0,08$

Tabela 2.1 - Coordenadas de cromaticidade para o padrão NTSC

As equações relacionando o sinal de luminância Y e os sinais de diferença de cor I e Q com os sinais das primárias Vermelho(R), Verde(G) e Azul(B) são:

$$Y = 0,587G + 0,114B + 0,299R \quad (2.1)$$

$$I = -0,27(B - Y) + 0,74(G - Y) \quad (\text{faixa de } 1,3 \text{ Mhz}) \quad (2.2)$$

$$Q = 0,41(B - Y) + 0,48(G - Y) \quad (\text{faixa de } 0,5 \text{ Mhz}) \quad (2.3)$$

O sinal de crominância é dado por:

$$C = Q \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{sc}} + 33^\circ) + I \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{sc}} + 33^\circ) \quad (2.4)$$

A frequência da subportadora de cor f_{sc} foi escolhida para ser um múltiplo ímpar da metade da frequência de varredura horizontal f_H para minimizar o aparecimento de defeitos devidos à subportadora na imagem. Foi escolhido o múltiplo com pequenos fatores:

$$f_{sc} = ((13 \cdot 7 \cdot 5) / 2) f_H = (455 / 2) f_H \quad (2.5)$$

e esta frequência é de aproximadamente 3,58 Mhz ($f_{sc} = 3,579545 \text{ Mhz} \pm 10 \text{ Hz}$).

Para evitar interferência mútua entre a subportadora de cor e a portadora de som, levando em conta que a portadora de som não poderia ser mudada para manter a compatibilidade com a TV preto e branco, a frequência de varredura horizontal, e conseqüentemente a frequência de campo, foi ligeiramente mudada. A subportadora de cor foi entrelaçada no espectro de frequência com a portadora de som para minimizar interferências.

A razão da frequência da portadora de som f_s e a frequência de varredura horizontal é:

$$f_s / f_H = 4,5 \text{ Mhz} / 1,575 \text{ Khz} = 285,71 \quad (2.6)$$

A frequência de varredura horizontal foi mudada para que a frequência da portadora de som pudesse ser um múltiplo par da frequência de varredura horizontal. O fator mais perto de 285,71 satisfazendo essa necessidade é 286, que foi o valor escolhido. A nova frequência de campo é $(60 \cdot 285,71) / 286 = 59,94 \text{ Hz}$. O valor gama assumido para o receptor para o qual os sinais primários são pré-corrigidos é 2,2.

Devido ao fator Kell e ao fator de entrelaçamento a resolução vertical de 483 linhas cai para 330 linhas. Para a largura de faixa de 4,2 Mhz a resolução horizontal é semelhante. A resolução da crominância é muito reduzida.

A fig. 2.1 mostra o codificador NTSC e a fig. 2.2 é um diagrama do espectro de sinais de TV, incluindo o espectro do sinal padrão NTSC-M

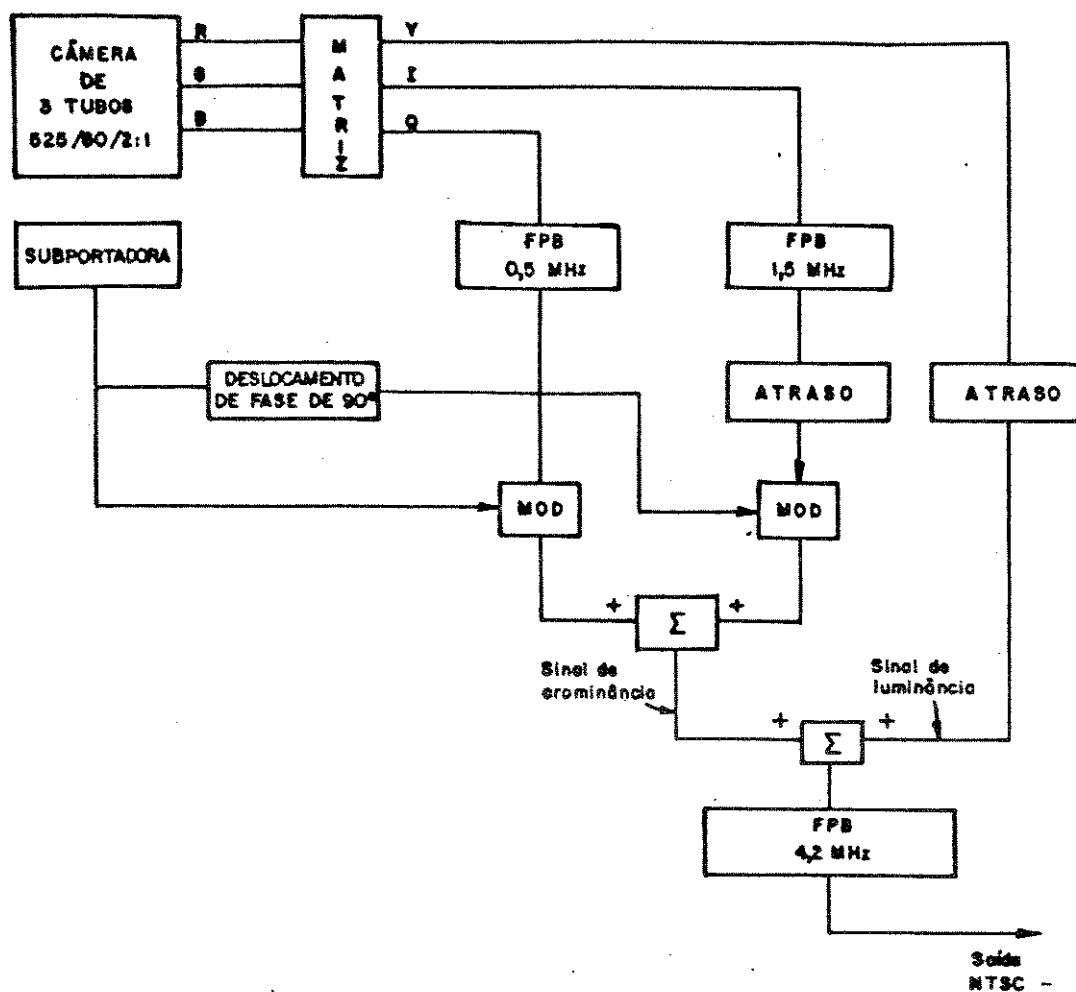


Figura 2.1 - Exemplo de Codificador NTSC

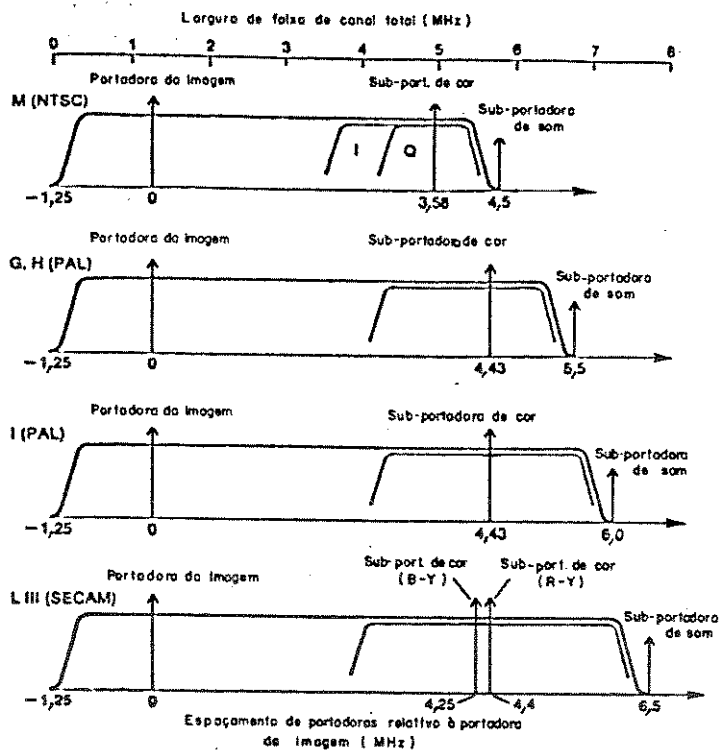
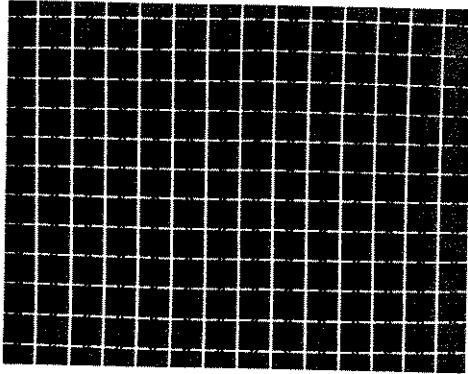
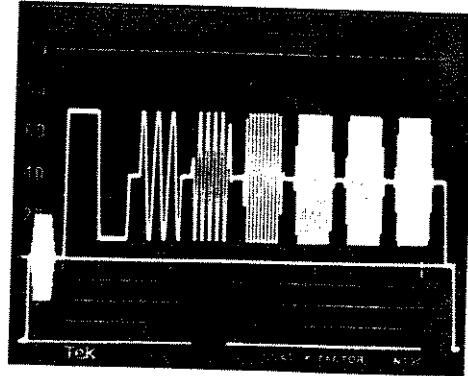


Figura 2.2 - Espectro de alguns sistemas de TV a cores

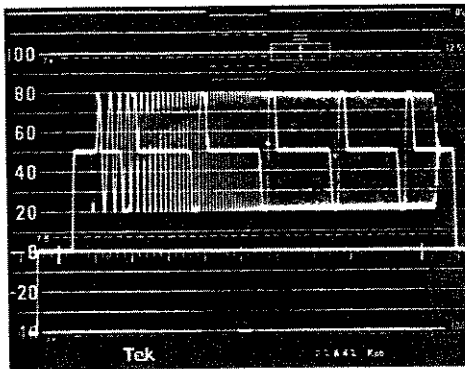
Exemplos de sinais para o sistema NTSC



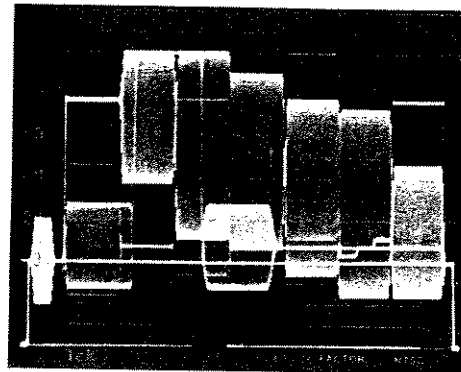
a)-Crosshatch



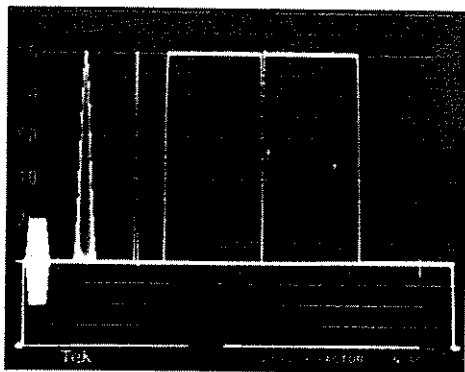
b)-Multiburst



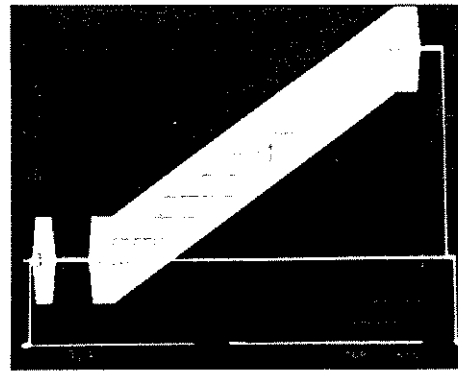
c)-Varredura de linha



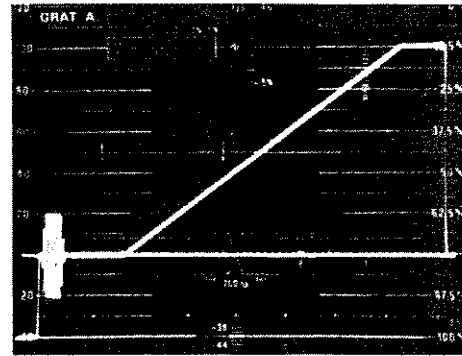
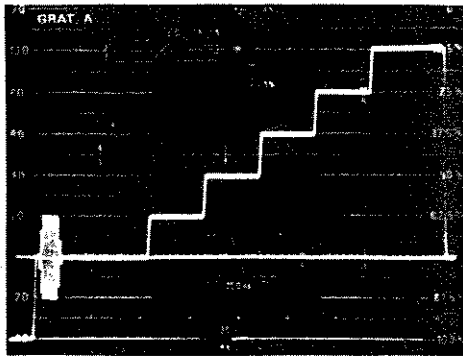
d)-barras coloridas-SMPTE



e)-Barra&Pulso com janela



f)-Rampa modulada



g)-Escada da luminância com 5 degraus

h)-Rampa da luminância

Figura 2.3 - Exemplos de sinais para o padrão NTSC

2.2 - CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA PAL

O sinal colorido composto PAL, leva também informações de cromaticidade (C), além de informação de luminância (Y), através de uma subportadora modulada em quadratura por 2 sinais de diferença de cor denominados U e V. O iluminante utilizado para PAL-M é C.

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

(R) - Vermelho	$\lambda_R = 700,0 \text{ nm}$
(G) - Verde	$\lambda_G = 546,1 \text{ nm}$
(B) - Azul	$\lambda_B = 435,8 \text{ nm}$

Tabela 2.2 - Comprimento de onda para as 3 cores primárias R, G, B

Estas cores são denominadas primárias porque nenhuma delas pode ser obtidas pela combinação das outras duas.

Essas 3 cores primárias definem, no diagrama de cromaticidade da CIE, todas as cores reproduzíveis em um sistema de televisão. As primárias R, G e B e o branco padrão, (Iluminante C), padronizados para o sistema PAL-M tem como coordenadas "x" e "y".

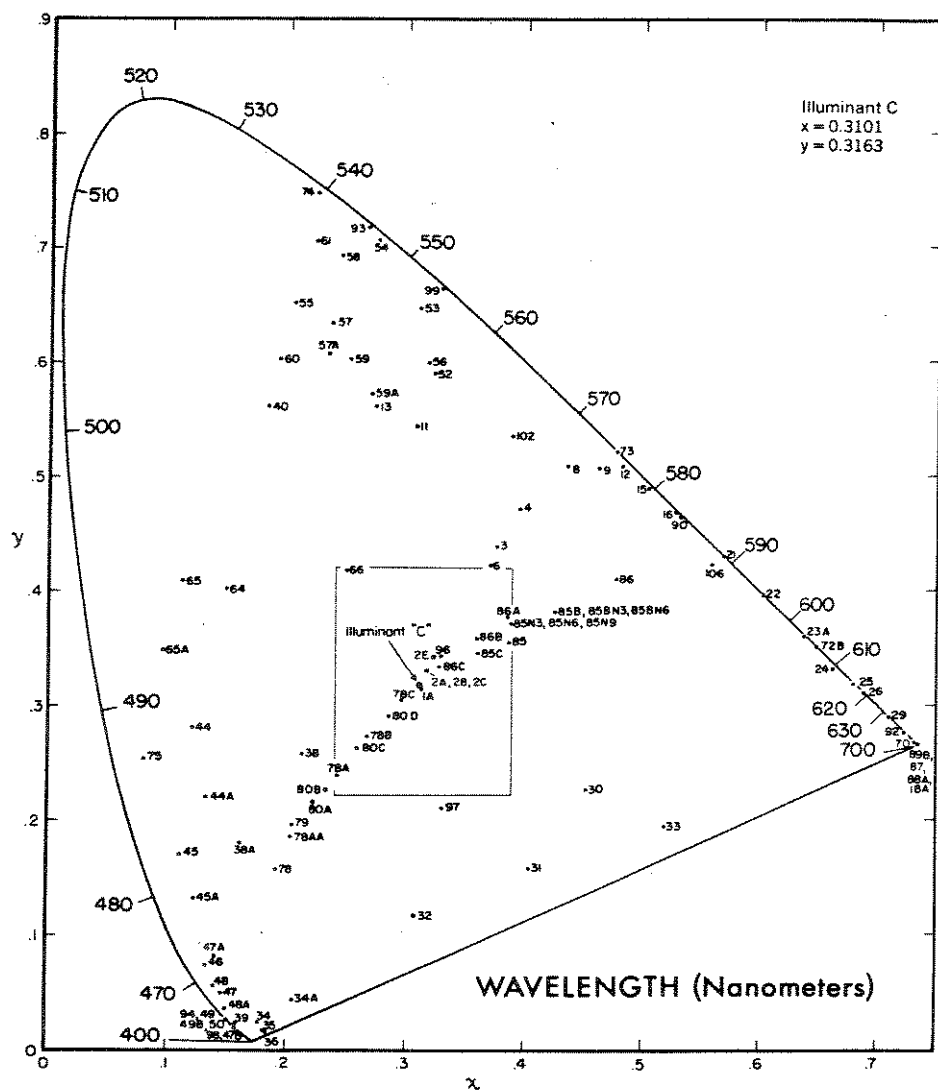


Figura 2.4 - Diagrama de Cromaticidade da CIE

As coordenadas de cromaticidade para as cores primárias do receptor são:

PAL-M		DEMAIS SISTEMAS PAL	
Vermelho (R)	(0,67 ; 0,33)	Vermelho (R)	(0,64 ; 0,33)
Verde (G)	(0,21 ; 0,71)	Verde (G)	(0,29 ; 0,60)
Azul (B)	(0,14 ; 0,08)	Azul (B)	(0,15 ; 0,06)

Tabela 2.3 - Coordenadas de cromaticidade do receptor PAL-M e demais PAL

A expressão para o sinal de luminância nos sistemas PAL é dada abaixo:

$$E'_Y = 0,584E'_G + 0,114E'_B + 0,299E'_R \quad (2.7)$$

As expressões para as 2 componentes de cor são:

$$E'_U = 0,493 (E'_R - E'_Y) \quad (\text{faixa de } 1,3 \text{ Mhz}) \quad (2.8)$$

$$E'_V = 0,877 (E'_B - E'_Y) \quad (\text{faixa de } 1,3 \text{ Mhz}) \quad (2.9)$$

O sinal de cromaticidade PAL é dado por:

$$E'_C = E'_U \text{ sen } 2 \pi f_{sc} t + m (+) E'_V \text{ cos } 2 \pi f_{sc} t \quad (2.10)$$

Neste caso o sinal da portadora E_v é chaveado, ele é “+” para linha par nos campos 1 e 2, e linha ímpar nos campos 3 e 4, e é “-” nos demais casos. Assim o sinal “m(+)” de chaveamento é uma onda quadrada de período $2 T_H$. Tem-se:

$$m(t) = \pm 1 \quad (2.11)$$

A frequência da sub-portadora f_{sc} foi escolhida de forma que as interferências sejam de baixa visibilidade.

No caso PAL-M:

$$f_{sc} = (909/4) f_H \quad f_s - f_{sc} = (235/4) f_H \quad (2.12)$$

Isso leva a:

$$f_H = 15,734 \text{ KHz} \quad f_{sc} = 3,57561149 \text{ Mhz}$$

aproximadamente, de tal modo que o valor da frequência de campo é o mesmo que o do NTSC.

$$f_v = 2 f_H / 525 = 59,94 \text{ Hz} \quad (2.13)$$

O gama do receptor para o qual os sinais primários são pré-corrigidos é de 2,8 para o padrão M e 2,2 para os demais padrões PAL.

Para PAL-N

$$f_{sc} = [(917/4) + (1/625)] f_H \quad (2.14)$$

Demais padrões PAL:

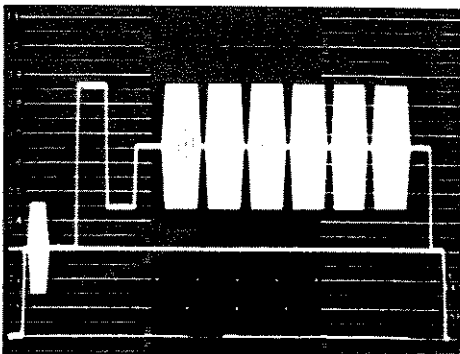
$$f_{sc} = [(1135/4) + (1/625)] f_H \quad (2.15)$$

com $f_H = 15,625$ Hz para todos os padrões PAL com frequência de campo de 50 Hz.

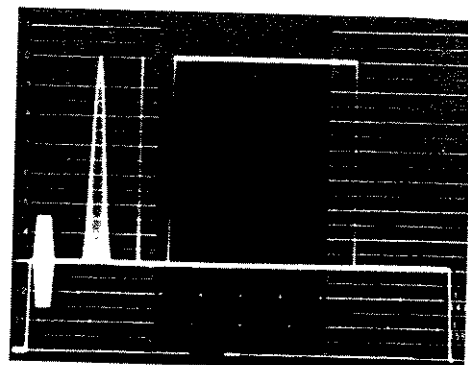
A largura de faixa do canal de RF é de 6 Mhz, para os padrões M e N e de 8 Mhz para os demais. A largura do sinal de vídeo nominal é de 4,2 Mhz para o padrão M; 5 Mhz para os padrões B, G e H; 5,5 Mhz para o padrão I e 6 Mhz para os padrões D, K, K1 e L, conforme pode ser visualizado na figura 2.2.

A portadora FM de som (f_s) está em 4,5 Mhz para PAL-M e N; 5,5 Mhz para PAL-B, G e H; 6,0 Mhz para PAL-I; e 6,5 Mhz para PAL-D, K, K1 e L.

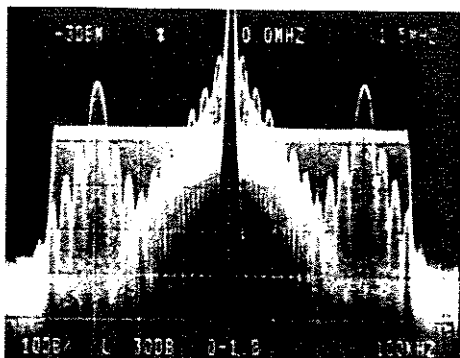
Exemplos de sinais para o padrão PAL



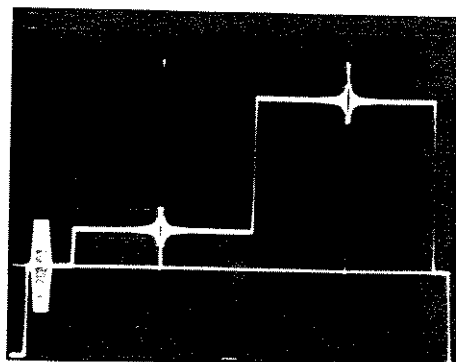
a)-Multiburst



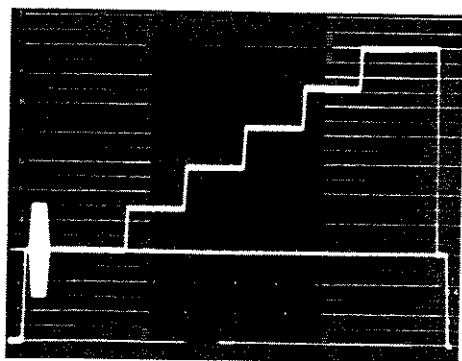
b)-Pulso e barra



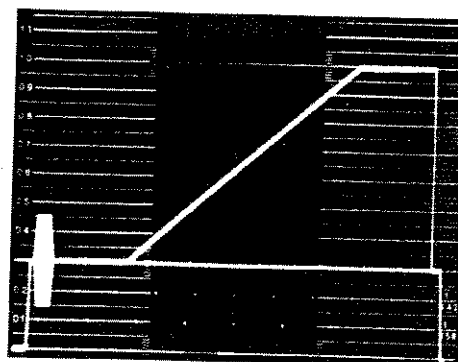
c)-sen x/x (domínio da frequência)



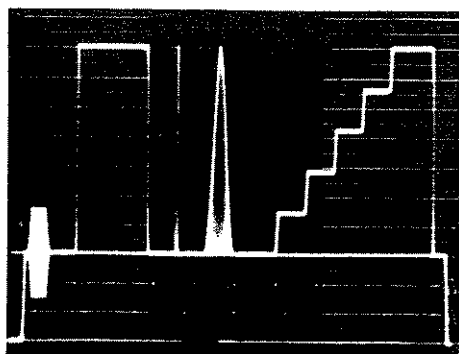
d)-senx/x (domínio do tempo)



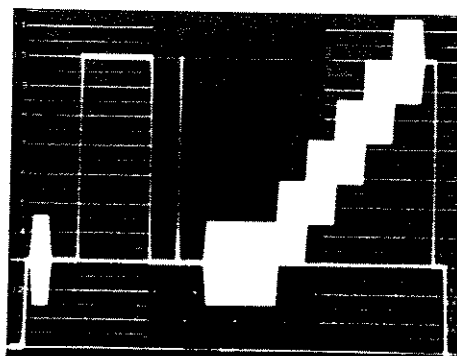
e)-Escada com 5 degrais



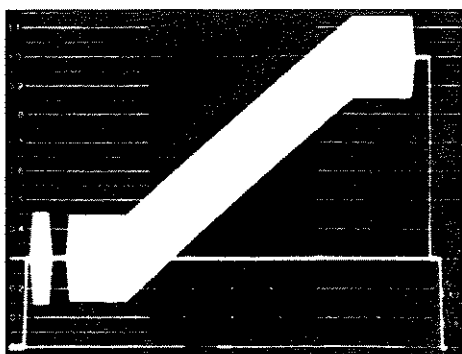
f)-Rampa para a luminância



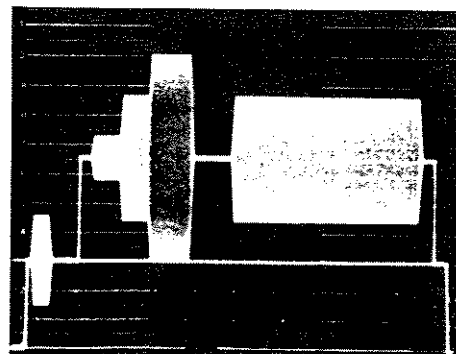
g)-CCIR linha 17



h)-CCIR linha 330



i)-Rampa modulada



j)-CCIR linha 331

Tabela 2.4 - Exemplos de sinais para o sistema PAL

2.3 - ESTUDO DOS ASPECTOS DA QUALIDADE PARA HDTV

Testes psicológicos e outras pesquisas para determinar os parâmetros da HDTV, foram realizados na década de 70, principalmente no Japão.

Alguns dos parâmetros, já citados anteriormente, tais como o formato da tela e a distância de observação foram exaustivamente estudados e testados. O ângulo de visão adequado foi determinado do ponto de vista subjetivo, preferentemente entre 30 e 40 graus para imagens paradas, correspondendo aos observadores estarem próximos da tela, a uma distância (D) que é de 2 a 3 vezes a altura da tela (H). Concluiu-se também que o tamanho da tela deveria ser maior que $0,8 \text{ m}^2$ (correspondendo a uma diagonal de cerca de 1,4 m). Nessas condições um maior envolvimento subjetivo e um senso maior de realidade seriam notados.

Já para as imagens em movimento, o ângulo e a distância preferidos nos testes foram de 30° e $3H$ correspondentemente, por causa da ocorrência de fatores

adicionais, como o efeito de vertigem. A distância D mínima de observação recomendada foi de 2 m por causa do aparecimento de fadiga visual nos observadores.

O contraste e o brilho máximo necessários foram então determinados como sendo de 50:1 e 150-250 cd/m^2 respectivamente.

Subjetivamente, através de testes, determinou-se que o formato da tela deveria ser mais amplo, sendo especificado por uma maior razão de aspecto RA, que é a razão entre a largura e a altura do campo).

Decidiu-se que esta deveria ficar entre 5:3 e 2:1. O formato adotado é o 16:9 ou 1,78:1, sugerido pelos EUA por estar perto dos padrões do cinema em Vistavision e Panavision a RA é de 1,85:1 e nos formatos da Europa de 1,67:1 e 1,75:1. A RA de 16:9 é também um compromisso aceitável entre os formatos comuns de 4:3 e de 2,35:1, TV convencional e Cinemascope/Panavision anamórfico respectivamente. Com esse formato é possível acomodar os formatos usuais com a técnica usada no cinema de se centrar ação na menor área comum entre os diversos formatos para facilitar a conversão sem perda de detalhes relevantes da cena.

2.3.1 - Resolução Espacial

O objetivo almejado é se ter uma qualidade refletindo o mundo real com fidelidade e isso implica a não percepção dos defeitos causados pelos mecanismos do próprio sistema de televisão.

Na observação de imagens pelo sistema visual humano, verifica-se que a resposta é correspondente à de um filtro passa baixas em 3-D, nas dimensões de espaço e tempo. O sistema visual humano não detecta os detalhes finos, nem a cintilação de alta frequência. Os detalhes dos padrões do sistema de TV, tais como o número de linhas de varredura, o número de quadros de imagem por segundo e a

largura de faixa do sinal necessários podem ser calculados por aproximação das características físicas do sistema visual humano, sob certas condições de observação.

A acuidade visual é relacionada com a resolução vertical estática e afetada pela varredura entrelaçada ou sequencial, pela taxa de quadros ou de campo e a persistência da tela. A acuidade visual humana é de aproximadamente um minuto de arco. A estrutura das linhas de televisão não deve ser visível quando a distância entre linhas é inferior a essa distância angular. A imagem deve parecer contínua para um ângulo de visão de cerca de 20 graus (distância de observação de $3H$), o que corresponde ao quadro ter mais de 1000 linhas ativas, com o entrelaçamento de linhas 2:1. O número de linhas necessárias começa a saturar em 1500 linhas.

No processo de varredura entrelaçada 2:1 a distância de centro a centro de linhas sucessivamente varridas é de 2 vezes a largura nominal da linha, linhas adjacentes pertencem a campos diferentes de um mesmo quadro.

Com a resolução horizontal podemos dizer que é dependente da largura de faixa do sinal. No processamento digital a amostragem horizontal deve ser compatível com a norma digital, baseada na recomendação 601 do CCIR. Pode-se calcular para o formato de imagem 16:9, o número de amostras por linha digital ativa. Multiplicando o número de 720/360 amostras para a norma convencional, RA 4:3, por $8/3$, que é duas vezes a razão das RA's, obtém-se o novo número de amostras que é de 1920/960 amostras de sinal de luminância/sinal diferença de cor.

Assim a HDTV com o dobro da resolução Horizontal e Vertical subjetiva, se comparada com os sistemas de estúdio atuais, pode oferecer imagens de alta definição muito boas, no nível do cinema de 35 mm.

2.3.2 - Resolução Temporal

Há dois assuntos distintos ligados ao tópico de Resolução Temporal e Reprodução de Movimentos: a Resolução Dinâmica, que se refere à resolução Espacial para imagens em movimento, e a taxa de repetição de quadro, determinada pelo aspecto da reprodução de movimentos não abruptos.

A resolução dinâmica é determinada pelo tempo de integração do material foto-sensível usado na câmera e pela taxa de amostragem temporal, determinada pela frequência de campo.

À medida que a taxa de quadros é aumentada, há uma melhoria progressiva na qualidade dos detalhes da imagem móvel.

A resolução dinâmica pode também ser melhorada reduzindo o tempo de integração da câmera por exemplo, usando um obturador mecânico.

2.3.3 - O Sistema de Varredura

A distração causada pelas linhas de varredura com entrelaçamento 2:1 é a mesma causada pela varredura sequencial com 40% de linhas a menos. Nestas condições, contudo, o sinal de varredura sequencial requereria 20% a mais de largura de faixa.

Na varredura sequencial ou progressiva, a distância de centro a centro das linhas varridas sucessivamente é igual à largura nominal da linha. As linhas adjacentes são do mesmo campo ou quadro.

A estrutura de varredura entrelaçada sob certas condições pode introduzir defeitos na imagem chamados “Vibração interlineal” e “deslocamento lento de linhas”. Esses defeitos são relacionados às características das fontes e da tela de TV, à taxa de quadros e o número de linhas de varredura por quadro. A vibração interlineal é vista ao longo das bordas horizontal dos objetos na tela. Devido ao entrelaçamento de 30 pares de campo de varredura por segundo, qualquer linha representando uma borda horizontal aparecerá na tela somente metade do tempo, ou na taxa de 30 quadros por segundo, bem abaixo da taxa que o olho humano funde imagens repetitivas discretas. Essa borda parece “piscar” proporcionando um mal estar para os olhos.

No caso de um padrão de estúdio entrelaçado básico, a passagem de varredura entrelaçada sequencial pode ser considerada de dois modos:

a) - Pode ser possível o uso de varredura sequencial em partes do estúdio e no receptor onde o aumento de largura de faixa pode ser acomodado enquanto que a transmissão é feita com varredura entrelaçada.

b) - Evoluir de entrelaçado para sequencial no futuro quando as limitações tecnológicas impostas por aumentar a largura de faixa se tornem menos severas.

2.3.4 - Reprodução de Cores

No sistema de TV de Alta definição, o processo colorimétrico é otimizado para se obter uma alta fidelidade de cores. É mantida a separação entre os sinais de luminância e de diferença de cor. As cores primárias devem ser bem separadas para reproduzir a maior gama de cores, sujeito às limitações na implementação com os fósforos disponíveis, de modo a haver uma boa eficiência de conversão.

Para satisfazer o princípio de luminância constante considera-se um sistema com correção gama somente no receptor. No caso convencional a pré-

correção gama é aplicada antes da matriz sobre os sinais de luminância e cromaticidade e quando se usarem dispositivos diferentes do tubo de raios catódicos ou houver conversão entre sistemas, as correções adicionais causarão distorções adicionais.

2.3.5 - Cintilação de Grandes Áreas

Percebe-se uma região iluminada periodicamente como se ficasse piscando, principalmente no caso de cenas com muito brilho e/ou de observações periféricas. O limite de invisibilidade desse efeito se dá entre 40 e 80 Hz, cessando a partir de 80 Hz.

Na TVAD o ângulo de visão e o brilho são maiores que os da TV clássica, o que pode tornar mais perceptível o fenômeno da cintilação. Em experimentos práticos com ângulo de observação de 30° e brilho de 100 a 150 cd/m² é constatado que a cintilação produzida por sinais apresentados a 50 Hz é muito incômoda, enquanto que através de uma taxa de quadros de 60 Hz, percebe-se o piscar mas não tão incômodo.

Esse fenômeno, não é indicador que se deva usar uma frequência de quadro alta nas normas de estúdio e de emissão para obter uma imagem livre de cintilação. Os receptores com memória de quadro permitirão a leitura da informação armazenada com uma frequência de repetição adequada, por exemplo 100 Hz.

2.3.6 - O Deslocamento Lento de Linha e a Vibração Interlineal

Estes defeitos aparecem somente no caso de entrelaçamento. As linhas adjacentes são deslocadas no tempo, produzindo cintilação nas bordas horizontais ou causando a impressão da estrutura de linhas movendo-se verticalmente. A frequência dessa vibração é metade daquela de campo e seu efeito desapareceria com frequências

acima de 80 Hz. Isso pode ser suprimido usando varredura sequencial, exigindo o armazenamento em memória de quadro e a interpolação de sinais para as novas linhas em cada campo, aumentando a complexidade do receptor.

2.3.7 - Cintilação Causada Pela Iluminação Ambiente

Se a frequência de campo não corresponde à frequência da rede elétrica, também se pode produzir efeitos de cintilação por batimento com a imagem de TV resultante. As lâmpadas de tungstênio não são críticas, porém as fluorescentes e de descarga de gás produzem emissão luminosa modulada com a frequência da linha.

O problema fica reduzido com o uso de fontes de alimentação de amplitude constante e ligando as lâmpadas a diferentes fases da linha.

2.4 - EQUIPAMENTOS DE ESTÚDIO

Alguns equipamentos para estúdio de produção de programas de HDTV com exploração entrelaçadas 2:1, 1125/60 e 1250/50 linhas por quadro/taxa de campo, foram desenvolvidos no Japão e Europa, são câmeras, gravadores de vídeo-tape (VTR), tubos de imagem (TRC), máquinas telecine, explorador de ponto móvel para slides, enlaces de comunicação por fibra ótica e outros.

Receptores, Vídeo-discos e VTR's foram desenvolvidos para algumas versões de faixa reduzida dos sistemas propostos para estúdio.

Existem tubos de raios catódicos de grandes dimensões e alta resolução. Por exemplo, no Japão construíram-se tubos com máscara, canhão em delta, com formato de imagem e 40" (102 cm) ou 30" (76 cm) de diagonal, com resolução limite de 1000 linhas no sentido horizontal e 750 linhas na vertical, com brilho máximo de branco de 100 a 150 cd/m².

Também foram desenvolvidos dispositivos de projeção traseira, de por exemplo 1,5 m de diagonal e de projeção frontal de 2,8 m de diagonal, obtendo-se excelentes imagens.

2.4.1 - Conversão dos Sistemas

Durante bastante tempo haverá necessidade de converter a maioria dos programas de HDTV para as normas de TV convencionais, de modo que os espectadores com equipamento tradicional possam recebê-los. O número de programas em TVAD cresce gradualmente, e deve-se assim estudar as conversões para os sistemas baseados nos sinais de componentes e filmes de padrão cinema com 24 fotogramas/s.

Tem-se então, imagens de qualidade melhor do que os sinais gerados diretamente nas normas dos sistemas em funcionamento.

Os fatores importantes na conversão de normas TVAD para as convencionais estão na diferença do formato de imagem, número de linhas e na frequência de campo, fator este o mais importante. A diferença no formato de imagem das normas é um problema inevitável e exige mais dos métodos de produção, como a técnica de centrar na área de ação, do que da concepção técnica. Os problemas de conversão de um número maior de linhas para um menor são relativamente simples. Já a conversão de 60 Hz para 50 Hz ou vice versa produz uma forte trepidação de movimento de 10 Hz, se não se aplica a interpolação de movimento.

Nos conversores convencionais atuais oculta-se a trepidação com uma suavização temporal. Nesses conversores deriva-se o campo de saída de uma interpolação dos campos precedentes, o que modifica a natureza da trepidação, erros de posição dos objetos em movimento, trepidação de posição, ficam substituídas por

alterações de forma, trepidação geométrica, o que é menos desagradável subjetivamente; isso todavia não é satisfatório.

No Japão se desenvolveu um conversor de normas de 1125/60/2:1 para 625/50/2:1 baseado em técnicas de adaptação de movimento; a conversão se dá em 3 passos:

a) - A partir do sinal original se obtém um sinal 625/60 com varredura sequencial, usando um interpolador de 2 campos nas zonas estáticas e um interpolador de linha intra-campo nas zonas de movimento,

b) - Depois se realiza a conversão de 625/60 para 625/50 com varredura sequencial por meio de um sistema complexo selecionado entre a saída de um conversor de quadros clássico e a de um conversor de quadros com compensação de movimento. O seletor é controlado por um sinal de movimento derivado da comparação do quadro atual com o precedente.

c) - Finalmente o sinal é convertido da varredura sequencial para a entrelaçada 2:1.

A conversão de 1250/50/2:1 para 1050/59.94/2:1, é possível e o projeto esta em estudo na Europa.

2.5 - O SISTEMA 1125/60/2:1 - NORMA SMPTE-240M

A SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers), propôs em 1987 um padrão de parâmetros de sinais do sistema de produção de HDTV 1125/60/2:1, que trata das características básicas do sistema desenvolvido no Japão pela NHK, denominado SMPTE-240M.

2.5.1 - Características Básicas do Sinal de Vídeo

Os sinais de vídeo representam um esquema de varredura com as seguintes características:

CARACTERÍSTICAS	
Número de linhas por quadro	1125
Número de linhas ativas por quadro	1035
Varredura entrelaçada	2:1
Razão de aspecto	16:9
Taxa de repetição de campo	60 Hz
Taxa de repetição de linha	33750 Hz

Tabela 2.4 - Parâmetros da Varredura - Características do sinal de vídeo

2.5.2 - Características de Colorimetria

CARACTERÍSTICAS			
Coordenadas de Cromaticidade das Primárias de Referência CIE 1931		x	y
	R	0,630	0,340
	G	0,310	0,595
	B	0,155	0,070
Coordenadas de Cromaticidade para sinais primários iguais Iluminante D65 Branco de Ref. (E'R = E'G = E'B)		x	y
		0,3127	0,3290
Características de transferência Electro-óptica do Reprodutor de Ref.	$L = ((V + 0,1115) / 1,1115)^{1/0,45}$	para $V \geq 0,0913$	
	$L = V / 4,0$	para $V < 0,0913$	
Características de transferência Electro-óptica da Câmera de Ref.	$V = (1,115 L^{0,45}) - 0,1115$	para $L \geq 0,0228$	
	$V = 4,0 L$	para $L < 0,0228$	
Gamma de Referência para pré-correção dos sinais primários	aproximadamente 2,2		

Tabela 2.5 - Características de colorimetria

onde:

L é a entrada para a câmara de referência ou saída de luz do reproduutor de referência e V é o nível de saída do sinal de vídeo da câmara de referência, ou nível do sinal de vídeo atuando no reproduutor de referência do sistema medidos respectivamente em unidades de Lamberts por m² e Volts.

2.5.3 - Sinais de Vídeo

Os sinais de vídeo devem ser apropriados para atuar no reproduutor de referência. As fontes de imagem devem incorporar análise colorimétrica e processamento de sinais para alcançar este objetivo. A imagem é representada por 3 sinais de vídeo paralelos e coincidentes no tempo. Cada um incorpora uma onda de sincronização. Os sinais devem ser qualquer um dos 2 conjuntos a seguir:

Conjunto de cores	R-Vermelho G-Verde B-Azul
Conjunto de Luminância e Sinais diferenças de cor	Y-Luminância Pb-Diferença de cor azul Pr-Diferença de cor vermelha

[R, G, B] são os sinais apropriados para atuar diretamente nas primárias do reproduutor de referência (pré-corrigidos na característica de transferência eletro-óptica do reproduutor) e [Y, Pb, Pr], podem ser derivados de [R, G, B] através de uma matriz linear, especificamente de:

$$Y = 0,212 R + 0,701 G + 0,087 B \quad (2.16)$$

Pb é (B-Y) normalizada em amplitude:

$$Pb = (B-Y)/1,826 \quad (2.17)$$

Pr é (R-Y) normalizada em amplitude

$$Pr = (R-Y)/1,576 \quad (2.18)$$

onde os fatores de escala são derivados dos níveis de sinal da representação analógica.

As equações de transformação derivadas entre os 2 conjuntos de componentes são:

Sinais transmitidos	$\begin{vmatrix} E'_G \\ E'_B \\ E'_R \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1,000 & -0,227 & -0,477 \\ 1,000 & 1,826 & 0,000 \\ 1,000 & 0,000 & 1,576 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E'_Y \\ E'_{Pb} \\ E'_{Pr} \end{vmatrix}$
	$\begin{vmatrix} E'_Y \\ E'_{Pb} \\ E'_{Pr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0,701 & 0,087 & 0,212 \\ -0,384 & 0,500 & -0,116 \\ -0,445 & -0,055 & 0,500 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E'_G \\ E'_B \\ E'_R \end{vmatrix}$
Sinais diferença de cor (derivados)	$E'_{Pr} = \frac{E'_R - E'_Y}{1,576} \quad E'_{Pb} = \frac{E'_B - E'_Y}{1,826}$

Tabela 2.6 - Equações de transformação

2.5.4 - Relógio de Referência

As durações de sinais e tempos serão especificados em microsegundos e em períodos do relógio de referência. O número de períodos do relógio de referência em toda a linha é 2200 e a frequência do mesmo é 74,25 Mhz.

2.5.5 - Representação Analógica e Largura de Faixa

O conjunto de cores [R, G, B] compreende 3 sinais de largura de faixa igual, nominalmente de 30 Mhz.

O conjunto de diferenças de cor [Y, P_B, P_R], compreende uma largura de faixa nominal de 30 Mhz para o sinal de luminância, 30 Mhz para equipamentos analógico ou 15 Mhz para equipamentos digital, para os sinais de diferença de cor P_B e P_R.

As características da Representação analógica estão mostradas abaixo:

CARACTERÍSTICAS		
Níveis nominais de E'Y e E'G, E'R, E'B com sincron.	nível de preto de referência nível de sincronismo nível de referência de sincronismo (1)	0 mV 700 mV 300 mV ou -300 mV
Sinais E'R, E'G, E'B com sincronismo	nível de pico de referência nível de pico de referência nível de referência	0 mV 150 mV ou -150 mV 100 mV ou -100 mV
Largura de faixa	E'R, E'G, E'B E'Y E'P _B , E'P _R	30 Mhz (nominal) 30 Mhz (nominal) 15/30 Mhz (nominal) (2)

Tabela 2.7 - Características da Representação analógica

Nota 1 - 75 ohm (nominal)

Nota 2 - 15 Mhz para equipamentos de origem digital

2.5.6 - Representação Digital

Na representação Analógica, numa amostragem ortogonal em linha, campo e quadro, a frequência de amostragem é de 74,25 Mhz para Y, G, B e R e 37,125 Mhz para P_B e P_R com 1920 e 960 amostras por linha ativa, respectivamente.

O sinal de vídeo esta representado na sua forma digital na tabela 2.8:

CARACTERÍSTICAS DO SINAL DIGITAL	
Sinais codificados: Y, C _R , C _B	Estes sinais são obtidos do gamma pré-corrigidos, chamados: E' _Y , E' _R -E' _Y , E' _B -E' _Y
Número de amostras por linha: sinal de luminância (Y) sinal diferença de cor (C _R , C _B)	2200 1100
Estrutura de amostragem	Amostragem ortogonal em: linha, campo e quadro.
Frequência de amostragem: sinal de luminância sinal diferença de cor	74,25 Mhz (nominal) 37,125 Mhz (nominal)
Forma de codificação	Quantizado PCM, N bits por amostra, para os sinais de luminância e diferença de cor.
Número de amostras por linha ativa na forma digital: sinal de luminância sinal diferença de cor	1920 960

Tabela 2.8 - Características do sinal digital

2.5.7 - Formas de onda dos sinais de Sincronismo e Vídeo

O sinal de sincronismo é de três níveis. A informação de tempo precisa, é levada pelos cruzamentos de zero entre os pulsos negativos e positivo, ao invés de transições que vão para o nível negativo.

CARACTERÍSTICAS GERAIS	
Forma do sinal de sincronismo	3 níveis bipolar
Intervalo nominal "line-blanking"	3,77 ms
Frequência do relógio de referência	74,25 Mhz + 10 ppm
Período t do relógio de referência	$t=13,47 \text{ ns} = H/2200$
Períodos do Relógio de referência	
transição de subida do sincronismo	0
transição posterior do sincronismo	44
início do vídeo ativo	192
fim do vídeo ativo	2112
transição anterior do sincronismo	2156

Tabela 2.9 - Tempos dos eventos numa linha de vídeo

Os tempos dos eventos num intervalo de uma linha horizontal de vídeo são mostrados na figura 2.1 e na tabela 2.9. Todos os tempos são especificados em termos do período do relógio de referência no ponto intermediário da transição indicada.

As durações das várias porções das ondas de vídeo e sincronismo estão ilustradas na figura 2.1 e na tabela 2.10 mostrada abaixo.

DURAÇÃO DAS ONDAS DE VÍDEO E SINCRONISMO		
Figura 2.1	Períodos de Referência	tempo (ms)
a	44	0,593
b	88	1,185
c	44	0,593
d	132	1,778
e	192	2,586
f (temp de subida)	4	0,054
linha (total)	2200	29,630
linha (ativa)	1920	25,860

Tabela 2.10 - Duração das Ondas de Vídeo e Sincronismo

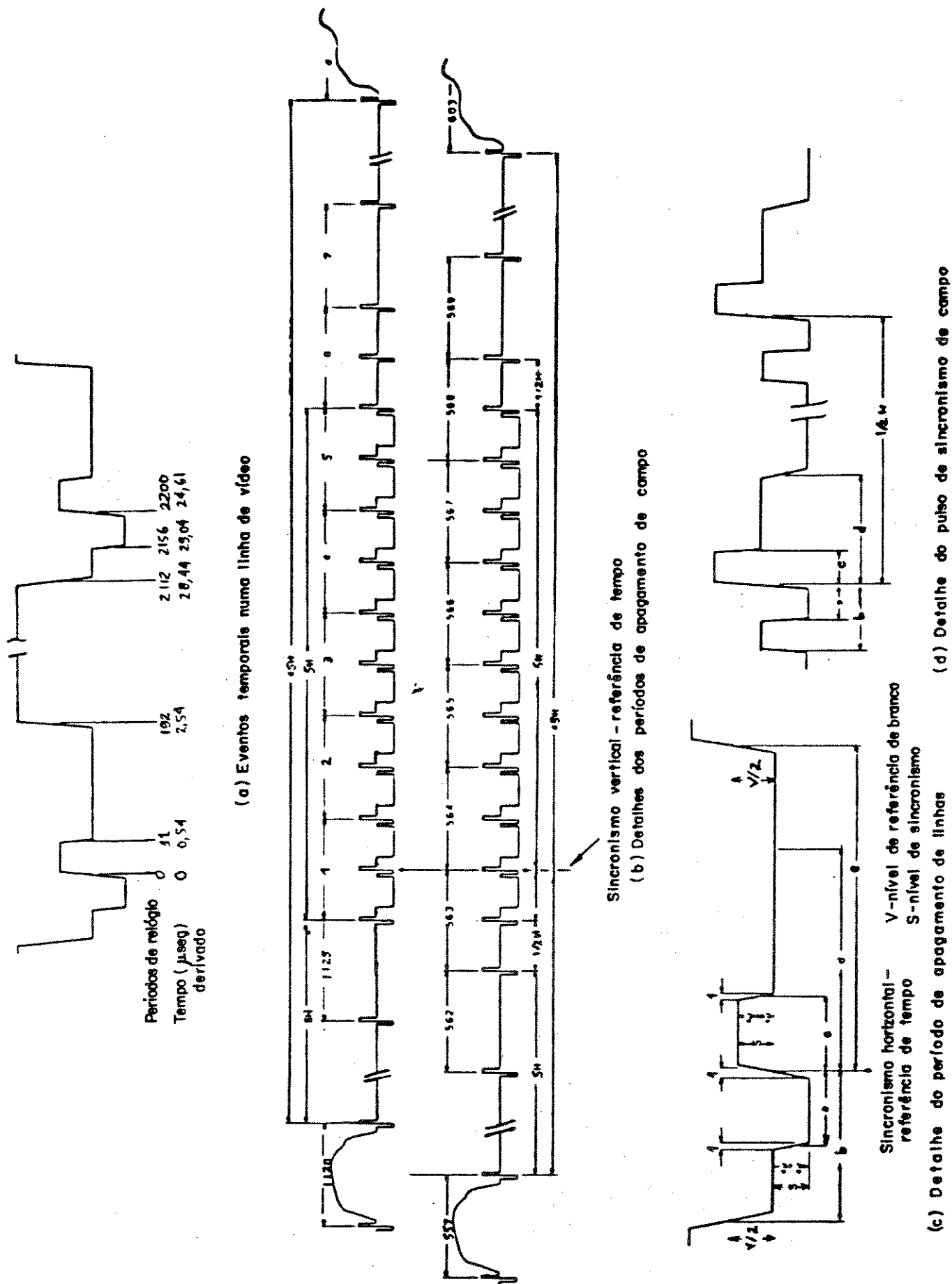


Figura 2.6-Formas de onda de temporização, apagamento e sincronismo da TVAD

2.6 - PROPOSTA PARA O SISTEMA 1250/50/1:1

A seguinte proposta para padrões de estúdio de HDTV, baseado em um sistema de 50 Hz, foi submetida ao CCIR inicialmente em 1987, de lá até hoje vários estudos foram realizados, projetos foram desenvolvidos chegando-se ao padrão mostrado a seguir:

2.6.1 - Parâmetros de Varredura

Características do esquema de varredura	
Número total de linhas por quadro	1250
Número de linhas ativas por quadro	1152
Formato de varredura	1:1 Progressiva
Razão de aspecto	16:9
Taxa de repetição de campo	50 Hz
Taxa de repetição de linha	62,5 KHz

Tabela 2.11 - Características de Varredura para o sistema HDTV 1250/50

2.6.2 - Colorimetria do Sistema

COLORIMETRIA CARACTERÍSTICAS			
Cromaticidade das primárias de Ref.	R	X	Y
	G	0,6915	0,3083
	B	0,0000	1,0000
		0,1440	0,0297
Cromaticidade para os sinais primários. Branco de referência Iluminante D65	D65	X	Y
		0,3127	0,3290

Tabela 2.12 - Coordenadas para o sistema de colorimetria padrão

2.6.3 - Características de Transferência Eletro-Óptica

CARACTERÍSTICAS	
Características de Transferência eletro-óptica da fonte de referência	Gamma Linear = 1
Características de Transferência eletro-óptica total de um canal HDTV	Gamma = 1,26
Características de pre-ênfase não linear dos sinais de luminância e primários	Gamma = 0,45

Tabela 2.13 - Características de Transferência do sistema 1250/50

2.6.4 - Representação Analógica do Sinal

Os sinais de vídeo analógico são representados como mostrado abaixo:

CARACTERÍSTICAS DA REPRESENTAÇÃO ANALÓGICA	
Sinais primários	$E'_R = E_R^{0,45}$ Volts $E'_G = E_G^{0,45}$ Volts $E'_B = E_B^{0,45}$ Volts
Sinal de Luminância	$E'_Y = (0,3392 E_R + 0,6217 E_G + 0,0391 E_B)^{0,45}$ onde $E_R, E_G,$ e E_B variam de 0,0 a 1,0
Sinais diferença de cor	$E'_{C1} = 1,8(E'_R - E'_Y)$ $E'_{C2} = 0,8(E'_B - E'_Y)$
Nível nominal dos sinais Y, R, G e B	Nível de referência de preto 0 mV Nível de referência do sincron. 1000 mV
Nível nominal dos sinais diferença de cor (C1 e C2)	Nível de referência acromático 0 mV Nível de referência de pico ±650 mV
Largura de faixa	E_R, E_G, E_B e E'_Y 60 Mhz E'_{C1} e E'_{C2} 30 Mhz

Tabela 2.14 - Representação Analógica

2.6.5 - Representação Digital

CARACTERÍSTICAS DA REPRESENTAÇÃO DIGITAL	
Forma de Codificação para Y, C ₁ e C ₂	E'Y, E'C ₁ e E'C ₂ quantizado PCM com pelo menos 8 bits/amostra para Y e 8 bits/amostras para C ₁ ou C ₂
Estrutura de Amostragem Sinal de luminância Sinais diferença de cor	Ortogonal em linha "Line quincunx"
Número de amostras por linha ativa: Sinal de luminância Sinais diferença de cor	1920 960
Número total de amostras por linha: Sinal de luminância Sinais diferença de cor	2304 1152
Frequência de amostragem: Y C ₁ e C ₂	144 Mhz 72 Mhz

Tabela 2.15 - Características da Representação Digital do sinal

2.6.6 - Forma de onda dos Sinais de Vídeo e Sincronismo

2.6.6.1 - Detalhes do sinal de sincronismo de linha

a) - Forma de onda do sincronismo

Bipolar com três níveis de sincronismo, e amplitude de ± 300 mV com impedância de 75 ohms

b) - Tempos

Frequência do relógio de referência : 2,25 Mhz

Símbolo	Característica	ms	2,25 Mhz
H	Intervalo nominal	16	36
a	Intervalo de apag.	2,667	6
b	Intervalo entre O_H e o pórtilo de subida do pulso de apag.	1,778	4
c	pórtilo frontal	0,889	2
d	pulsos de sincronismo	0,444	1

Tabela 2.16 - Características do sinal de sincronismo

Detalhes na Figura 2. 4

2.6.6.2 - Detalhes do sinal de Sincronismo de quadro

Referência : período de uma linha $H=16$ ms

Símbolo	Característica	Tempo	Período
v	Período do quadro	20 ms	1250
j	Int. Apag. do quadro	1,568 ms	98
q'	Duração do pulso de sincr. de quadro	8 ms	1/2

Tabela 2.17 - Sinais de sincronismo de quadro

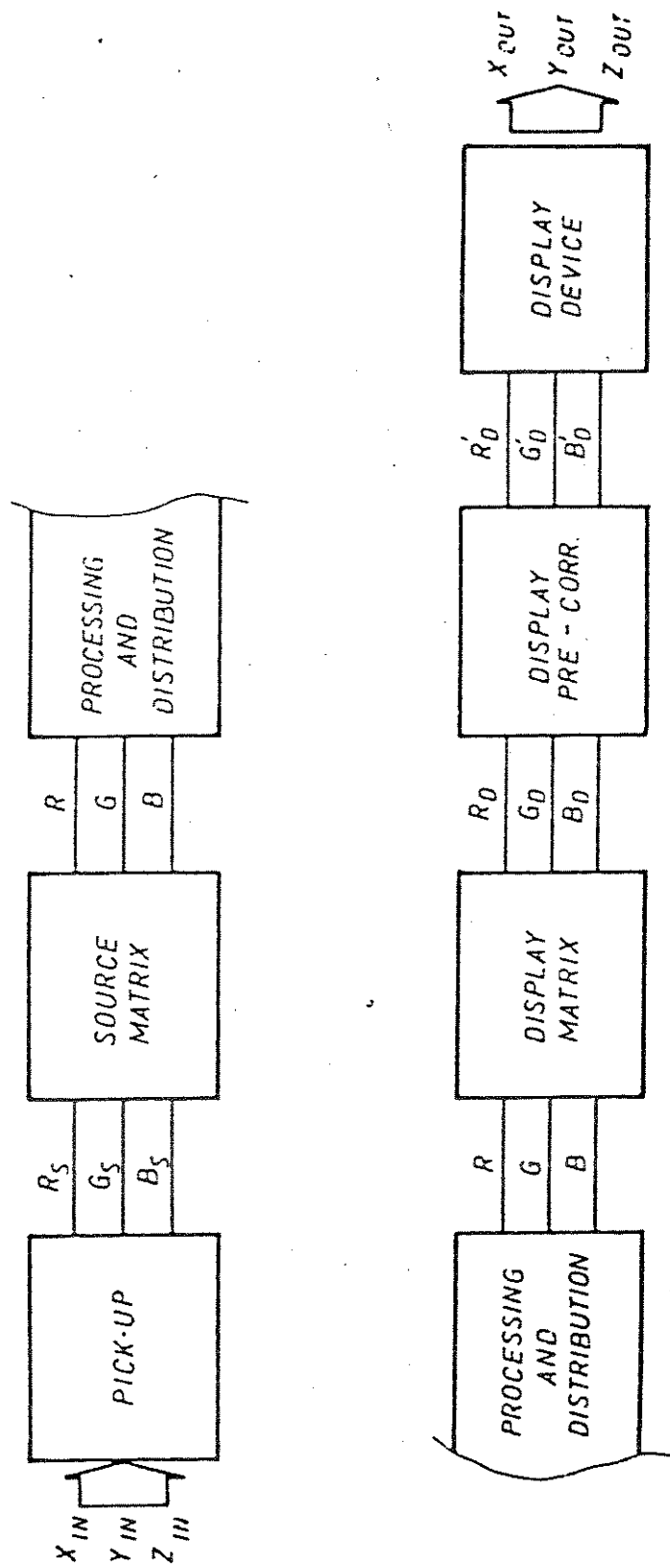


Figura 2.7 - Esquema de colorimetria para um canal de TV

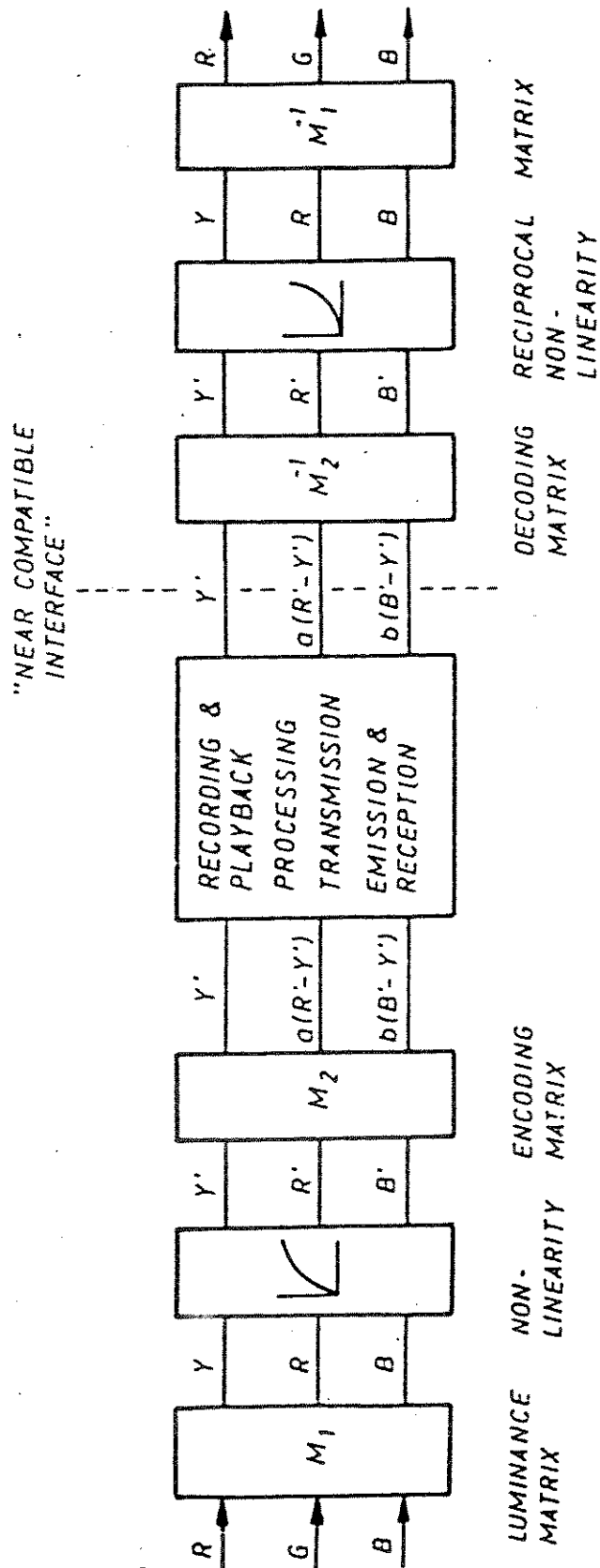


Figura 2.8 - Processamento e Distribuição

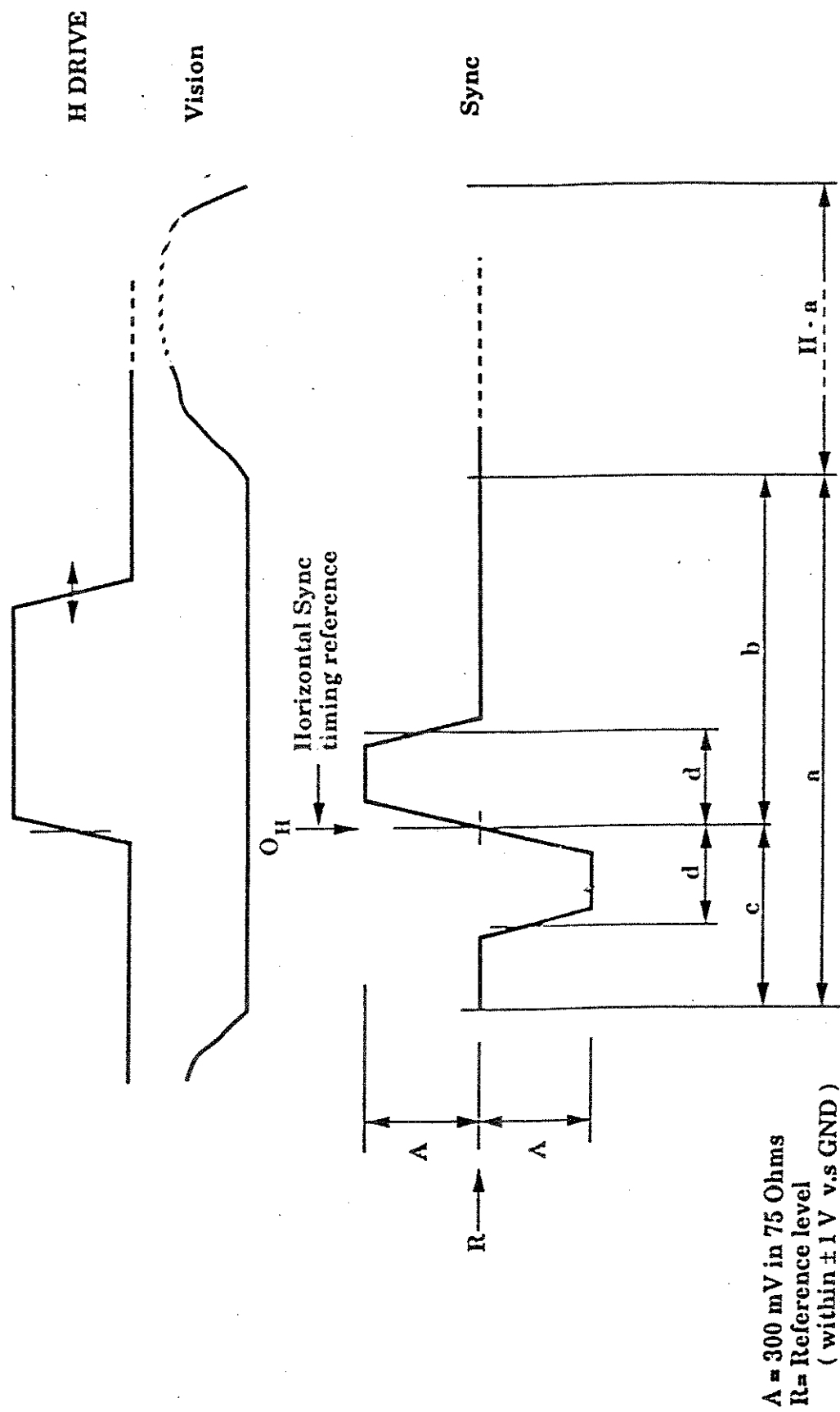


Figura 2.9 - Detalhe do sinal de Sincronismo de linha

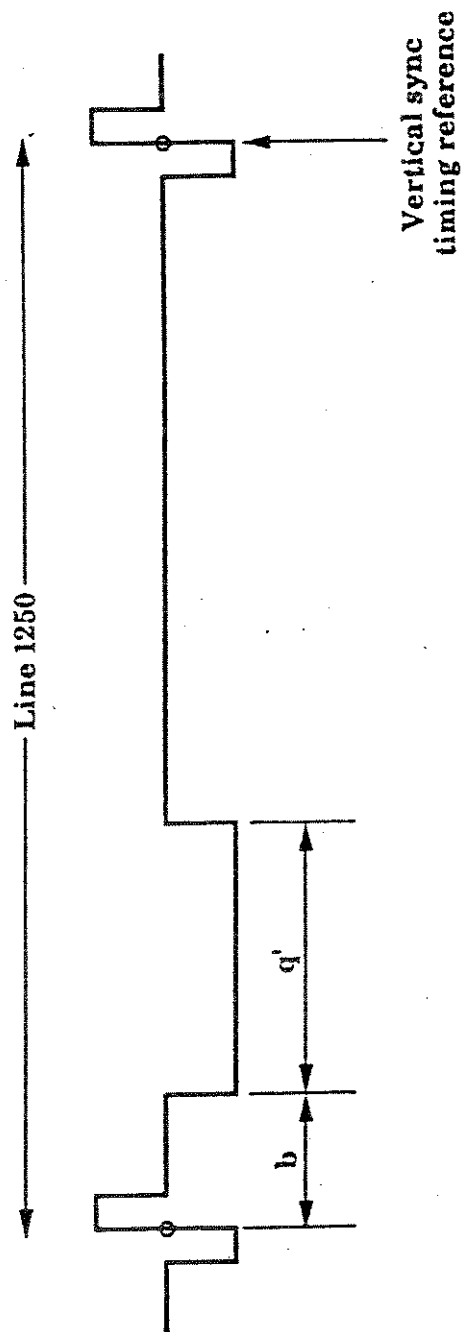


Figura 2.10 - Detalhe do sinal de sincronismo de campo

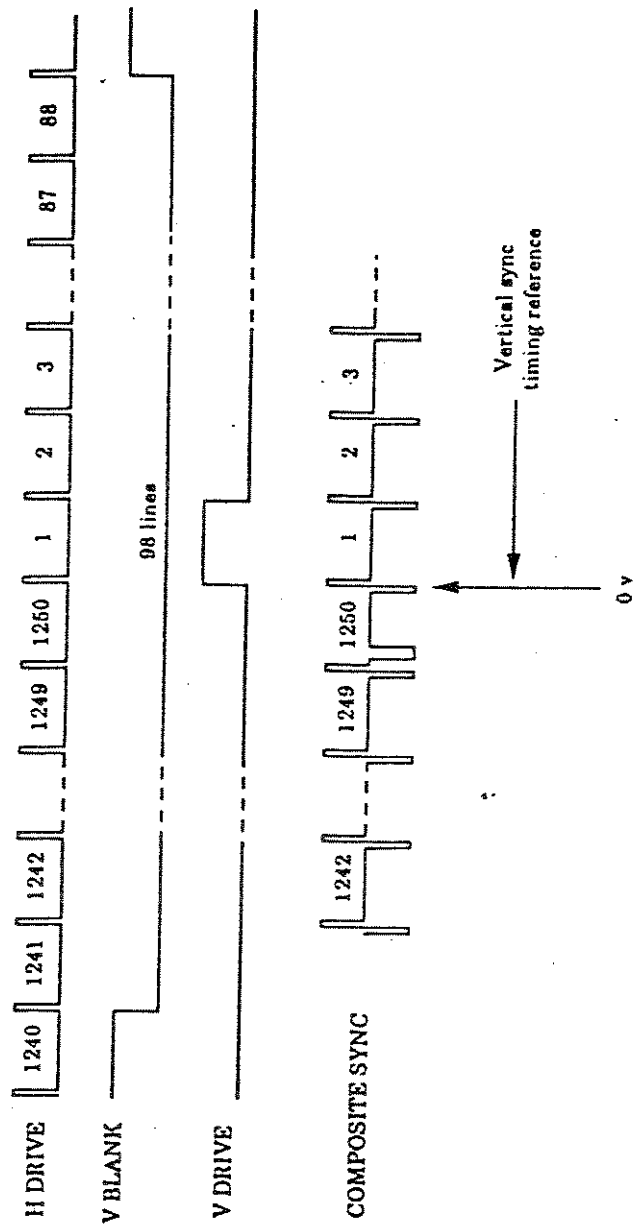


Figura 2.11 - Detalhes do intervalo de apagamento vertical e sinais derivados

CAPÍTULO 3

3.0-SISTEMAS DE RADIODIFUSÃO EM HDTV

3.1 - CARACTERÍSTICAS GERAIS

3.1.1 - Meios de Transmissão

É possível gerar sinais para vários meios de apresentação:

- 1)-Serviços de radiodifusão direta por satélite (DBS) em bandas de 12 Ghz ou superiores, em um ou mais canais planejados pela conferências da UIT,
- 2)-Produção de filmes cinematográficos,
- 3)-Apresentação Eletrônica de imagens em anfiteatros,
- 4)-Serviços de radiodifusão terrestres ou por rede de cabos óticos ou metálicos,
- 5)-Sistemas domésticos de vídeo-discos e vídeo-tapes

Os satélites de radiodifusão direta (DBS), bem como as alternativas do item 5, são os meios mais utilizados principalmente no Japão. Recentes testes realizados nos EUA, utilizando dois canais adjacentes de UHF e transmitindo sinais MUSE de HDTV em VSB-AM, para verificar o uso das alocações atualmente disponíveis aos sistemas convencionais para transmissão de TVAD, tiveram resultados muito bons.

Novas versões de faixa reduzida baseadas no sistema MUSE e várias propostas de sistemas de EDTV e HDTV para satisfazer as necessidades da radiodifusão terrestre foram apresentadas junto a FCC e à ATSC nos EUA, buscando usar se possível, as alocações já existentes.

Quanto a exibição de filmes de 35 mm através de telecine para vídeo-tape por feixe eletrônico ou a laser produziu resultados excelentes. Isso possibilita a geração de material para TVAD a partir das películas de cinema já produzidas, e que tem ótima qualidade.

Como as larguras de faixa dos sistemas propostos para produção são muito grandes para a transmissão devido às limitações de alocação de espectro, já existem alguns métodos de redução da faixa do sinal analógico de TVAD, e muitos outros estão em estudo, de modo a aproveitar os canais disponíveis para transmissão dos sinais de informação.

Em testes de avaliação para o sistema de 1125 linhas obtiveram-se os valores práticos de 20 Mhz e 7 Mhz para a faixa da luminância e de cada sinal de diferença de cor, respectivamente, em se tratando da transmissão via satélite.

No Japão, foram desenvolvidos vários formatos de transmissão. Um deles é multiplexado no tempo (TDM) chamado TCM "Time compression Multiplexing" onde os sinais de diferença de cor são comprimidos e o sinal de luminância juntamente com um dos sinais de diferença de cor são multiplexados e tem largura de faixa de 20 Mhz.

Outro formato, o sinal é multiplexado por divisão de tempo e chamado TCI "Time Compressed Integration". Há várias versões dependendo do arranjo simultâneo ou sequencial dos sinais de diferença de cor e das taxas de compressão.

O sistema de redução de faixa MUSE, usando técnicas de processamento adaptativo de movimentos, foi desenvolvido pela NHK do Japão para a transmissão em FM por satélite.

Características	Transmissão via Rádio		Transmissão por fibra ótica	
	Enlace por Satélite	Terrestre	Enlace assinante	Linha Tronco
	Analogico	Analogico	Analogico	Digital
Comprimento de transmissão (Km)	-	32	2	2500
Frequência/comprimento de onda da portadora	14,17 Ghz	38 Ghz	0,89 microns	1,3 microns
Esquema de modulação	FM	FM	Direta IM	PCM-IM
Largura de faixa/taxa de bits de transmissão	27 Mhz	110 Mhz	20 Mhz	400 Mbits/s
Frequência de amostragem	-	-	-	44,1 Mhz
Método de codificação	-	-	-	8 bit/amostra
Formato do sinal de transmissão	MUSE	TCI	TCM	TCM
Largura de faixa de banda básica (Mhz)	8	20	20	20
Largura de faixa após decodificação				
Y (Mhz)	20	20	20	20
C1 (Mhz)	7	7	5	5
C2 (Mhz)	7	5	5	5

Tabela 3.1 - Exemplos dos sistemas de transmissão de TVAD no Japão

Ele tem faixa de 8,1 Mhz, usa subamostragem 4:1 e técnica de compensação de movimento. Na transmissão em FM são usadas as técnicas conhecidas de pré-ênfase e de-ênfase com o objetivo de otimizar a relação sinal-ruído.

No Canadá, em 1987 houve dentre várias demonstrações, uma baseada nos sinais MUSE-T, que é uma versão inter-estúdios com faixa de 16,2 Mhz e MUSE-E, versão de emissão DBS à 8,1 Mhz. O MUSE-T requer uma largura de faixa de RF total de 54 Mhz e no MUSE-E 27 Mhz.

Também foram utilizados a transmissão digital por fibra óptica e no Japão links terrestres de rádio a 38 Ghz com saída de 400 mW com bons resultados.

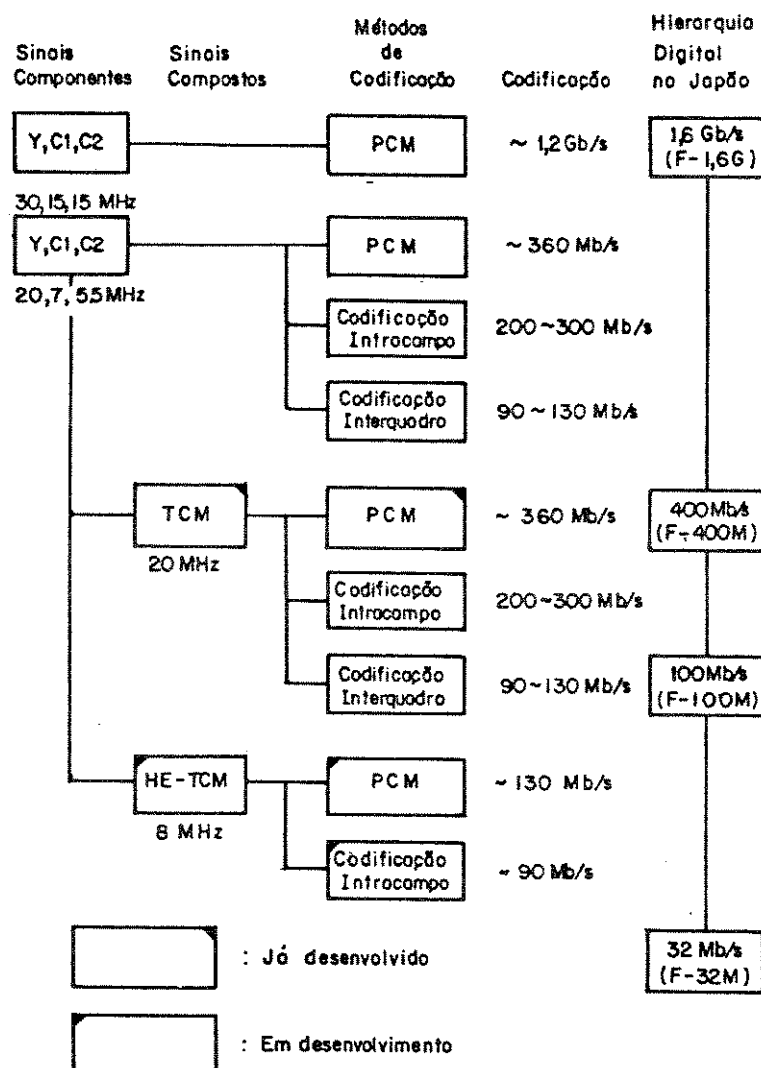


Figura 3.1 - Formatos dos sinais para transmissão e codificação para HDTV

3.1.2 - Faixas de frequências para a radiodifusão por satélite

O CCIR está estabelecendo as alocações de frequências, a nível mundial, ao sistema de radiodifusão por satélite (BSS) o que sem dúvida facilita a implementação de um padrão mundial de emissão de HDTV via satélite.

As faixas de 12, 23, 42 e 85 Ghz já estão alocadas ao BSS. A faixa de 40,5 a 42,5 Ghz tem alocação mundial para BSS, compartilhando com a radiodifusão terrestre. A atenuação devido a chuva é considerada maior do que em baixas frequências.

A faixa de 85 Ghz tem alocação mundial para BSS compartilhando com outros serviços. Em frequências acima de 10 Ghz a atenuação e a despolarização pela chuva aumentam com a frequência. Perto das frequências de ressonância de certos gases da atmosfera a absorção é especialmente grande (22, 60 e 120 Ghz). Por isso as faixas mais apropriadas para o caminho espaço-terra estão abaixo de 22 Ghz. Na faixa de 1 a 22 Ghz a atenuação numa atmosfera seca é baixa; na faixa de 1 a 10 Ghz a atenuação devido a chuva cresce ligeiramente; e entre 10 e 22 Ghz ela aumenta de uma ordem de magnitude para uma dada taxa de precipitação.

3.1.3 - Técnicas de transmissão de TVAD por Satélite

A largura de faixa de RF necessária é uma função da largura do sinal codificado. Os sistemas por satélite são limitados em potência e é importante que a eficiência espectral seja otimizada.

A largura de faixa de banda básica da TVAD é de cerca de 50 Mhz, correspondendo a uma taxa de bits acima de 1,26 Gbit/s na transmissão digital. Esse espectro tão largo tem necessidades que não podem ser satisfeitas em faixas existentes

ou futuras e uma boa parte da faixa deve ser comprimida, o que a um custo maior além de um sistema mais complexo de recepção e/ou com perda de qualidade.

A multiplexação da luminância e dos sinais de diferença de cor, pode ser feita por FDM ou TDM. Os sinais TDM são menos susceptíveis ao ruído (FM) e apresentam menores ganhos e fase diferenciais, quando aplicado a BSS, e constituem-se na maioria dos formatos de transmissão propostos.

As taxas de compressão da luminância e crominância estão entre 2:1 e 4:1. Os sinais de diferença de cor são multiplexados com o método de alternância de linhas. A adoção do processamento de luminância quase constante é efetivo para a redução da degradação causada pelo ruído no caminho de transmissão.

3.1.4 - Redução de faixa

Os padrões de estúdio de HDTV propostos atualmente tem uma largura de faixa ou taxa de bits 4 a 5 vezes maior que os sistemas analógico e digital convencionais. Há um espectro de rádio insuficiente para permitir um aumento de 4 a 5 vezes no espectro de RF por isso as técnicas de compressão possibilitarão que um sinal de TVAD caiba num espaço relativamente estreito da ordem de 1 a 2 vezes aquela dos canais planejados na faixa de 12 Ghz.

A subamostragem é o caminho largamente usado para a redução de faixa de um sinal, retirando parte da informação presente no sinal original sem causar séria degradação da qualidade da imagem. É comum para alcançar esse objetivo a técnica de subamostragem diagonal ou quincunx no domínio espacial bidimensional. Também a sub-amostragem do domínio temporal pode ser aplicada a sub-amostragem diagonal quando uma redução adicional da faixa é necessária para transmissão de banda-estreita. Este método é chamado de sub-amostragem múltipla ou em 3 dimensões.

O controle adaptativo do movimento da pré e pós-filtragem e / ou da estrutura de amostragem pode ser aplicada para melhorar a qualidade da imagem. As técnicas de compensação de movimento podem também ser necessárias para a interpolação temporal de sinais sub-amostrados no caso de movimento uniforme, como na panoramização ou inclinação da câmera. A eficácia das técnicas de compensação de movimento podem ser ainda mais intensificadas usando assistência digital mais intensivamente para controlar o receptor. A detecção e medida de movimento são feitas no codificador sobre o sinal-fonte, sem degradação e um sinal de controle de movimento digital pode ser transmitido com o sinal de vídeo análogo para selecionar o modo de decodificação no receptor. A maior parte da complexidade se move desse modo para o transmissor, propiciando a fabricação de receptores de baixo custo e desempenho superior.

Para todos os sistemas de transmissão digital de TVAD, são necessárias técnicas adicionais de compressão, como codificação preditiva (DPCM intra-quadro/quadro), codificação de transformada e codificação de entropia, como no caso de sistemas de transmissão digital de TV convencional. Entretanto as taxas de dados maiores no caso de TVAD requerem uma tecnologia do estado da arte e os estudos estão num estágio inicial. A NHK em 1989 já tinha desenvolvido o sistema por transmissão digital de HDTV em 120-140 Mbit/s.

3.1.5 - Multiplexação de Som e Dados

Devido as exigências de qualidade, capacidade e flexibilidade, sinais de dados e som devem ser transmitidos em forma digital. No caso da transmissão analógica dos sinais de vídeo pode ser usado TDM em banda básica ou em RF do som digital e dados. A taxa de bits transmissível no caso de TDM em RF é maior que

a de TDM em banda básica. Para o sistema de som de TVAD foram propostos sistemas multi-canaís como de 4 canaís (3 canaís frontais e 1 traseiro) ou 5 canaís frontais ou 2 canaís (estéreo convencionais). No entanto nem todos os canaís precisarão ser transmitidos se um matriciamento adequado for usado no receptor. As taxas de bits necessárias estão na faixa de 1,35 a 3,4 Mbit/s , dependendo do esquema de codificação e do método de proteção de erros usados. Para reduzir a taxa de bits do som foram desenvolvidos novos esquemas de codificação como DPCM, mantendo uma alta qualidade de som. Códigos ainda mais eficientes se desenvolvem e podem reduzir ainda mais essa taxa.

Uma certa capacidade para dados adicionais deve ser provida, incluindo eventualmente aquela necessária para os sinais de controle de TV digitalmente assistidos (DATV).

3.1.6 - Técnicas de Modulação

A modulação de frequência é normalmente usada para a transmissão sinais BSS analógicos. Sua vantagem é a insensibilidade relativa ao ruído e a interferência em comparação com outros métodos de transmissão analógicos, o que se obtém as custas do aumento da largura de faixa. Para sinais de TV, a largura de faixa pode ser dada empiricamente por uma modificação da fórmula de Carson.

$$B = \Delta f + \alpha f_{\text{máx}} \quad (3.1)$$

onde B é a largura de faixa de RF (Mhz), α é uma constante < 1 para MAC e MUSE, depende da pre-ênfase usada, $f_{\text{máx}}$ é a máxima frequência de vídeo (Mhz) e Δf é o

desvio de frequência pico a pico causada pelas componentes de baixa frequência de vídeo (Mhz).

O aumento da largura da banda básica num sistema para se obter imagens de maior definição tem um efeito significativo na relação sinal-ruído de vídeo disponível.

Há a necessidade de aumentar a razão portadora-ruído (C/N) quando a largura de faixa da transmissão analógica é aumentada. Na faixa de Ghz, o desvio de frequência é restringido pelos limites de interferência. Assim, para a transmissão de um sinal de HDTV de cerca de 10 Mhz de largura de faixa, a razão portadora-ruído deve ser da ordem de 17-20 dB.

Não há regra para prever níveis aceitáveis de interferência. Assim o espaçamento de canal necessária para um sistema proposto é determinado experimentalmente.

Levando em consideração o impacto da tecnologia digital no campo da radiodifusão e no mercado de produtos de TV, a modelação digital pode ser a mais apropriada técnica para prover serviços de radiodifusão em canal único TVAD usando faixa larga de RF. Exemplos de métodos adequados de modulação digital são 4-PSK, 8-QAM e talvez possivelmente 64-QAM, que provê uma faixa com bons compromissos entre potência, largura de faixa e facilidade de compartilhamento.

Estudos que indicam que um canal de 27 Mhz possa suportar no máximo 60 a 100 Mbit/s dependendo dos efeitos de interferência e dada uma taxa portadora-ruído de 20 dB. Entretanto devido à extremamente alta compressão necessária maior que (10:1) para reduzir o sinal de TVAD digital para essa capacidade, é pouco provável que um sistema totalmente digital possa ser atingido com um canal estreito de RF.

3.1.7 - Demonstrações Experimentais de Sistemas BSS

Diversos países estão agora construindo equipamentos de HDTV para radiodifusão por satélite. Um compromisso pode ser feito entre a qualidade de imagem aceitável e a largura de faixa transmitida. Os sistemas TVAD podem também ser projetados para compatibilidade com os formatos de sinal de TV convencional existentes.

Um experimento de transmissão por satélite do sinal MUSE foi realizado em um canal único da em 12 Ghz usando o satélite de radiodifusão japonês em operação (BS-2b) com 100 w de potência. Uma R/N de 17 dB foi obtida para 99% do pior mês com antenas receptoras na faixa de 0,7-0,9 m de diâmetro, obtendo-se boa qualidade de imagem.

Outras demonstrações do MUSE ocorreram em 1987. Primeiramente no Japão, usando o satélite BS-1b, em compartilhamento com o serviço atual de transmissão de sinais convencionais, depois no Canadá usando o satélite ANIK-C e no EUA usando o satélite RCA-K1.

3.1.8 - Comentários Sobre a Transmissão Via Satélite

Os serviços BSS tem o potencial de transmissão de imagens de qualidade para recepção doméstica.

Para possibilitar a introdução de canais para HDTV de faixa larga em RT é necessário uma nova alocação mundial de frequências, num total de largura de faixa da ordem de 500 Mhz, de preferência não acima da faixa de 23 Ghz.

Foi concluído que sobre a praticabilidade de sistemas analógicos e digitais. No entanto os objetivos de qualidade são mais rígidos que aqueles dos sistemas de TV convencionais. Todos os sistemas precisam usar compressão de faixa. A faixa de 12

Ghz é planejada para o sistemas de TV convencionais. Nos seus canais de RF de faixa estreita não se viabiliza a transmissão digital. O uso de técnicas de redução sofisticadas pode acarretar boa qualidade de imagem, mas elevando a complexidade dos receptores. Na disponibilidade de um canal de RF de banda larga o desempenho de qualidade de imagem e de movimento pode ser melhorado.

De preferência uma faixa entre 12 Ghz e 23 Ghz poderia ser adequada a essa transmissão, com preferencia nas frequências mais baixas.

A extensão dessa opção a URSS é desejável para se ter uma alocação mundial, embora o uso dessa faixa seja difícil devido ao compartilhamento com outros serviços.

3.1.9 - Transmissão de HDTV por Fibras Ópticas

Um sistema de transmissão de TVAD ponto a ponto à longa distância consiste em enlace de assinantes e linha tronco. A transmissão analógica tem baixo custo embora a degradação da relação sinal-ruído ocorra quando há um número crescente de repetidores. Assim para transmissão a grande distância é necessária a transmissão digital pois neste caso a relação sinal-ruído tende a ser independente da distância.

Assim a transmissão analógica é usada nos enlaces de assinantes e a digital nas linhas tronco (usando PCM).

Na modulação PCM de sinais TVAD tem sido usada a codificação de pelo menos 8 bits por amostra.

A largura de faixa do sinal analógico composto é de 20 a 30 Mhz, correspondendo a sinais digitais de 400 a 800 Mbit/s. Na Figura 3.2 são mostrados os sinais e as taxas de bits.

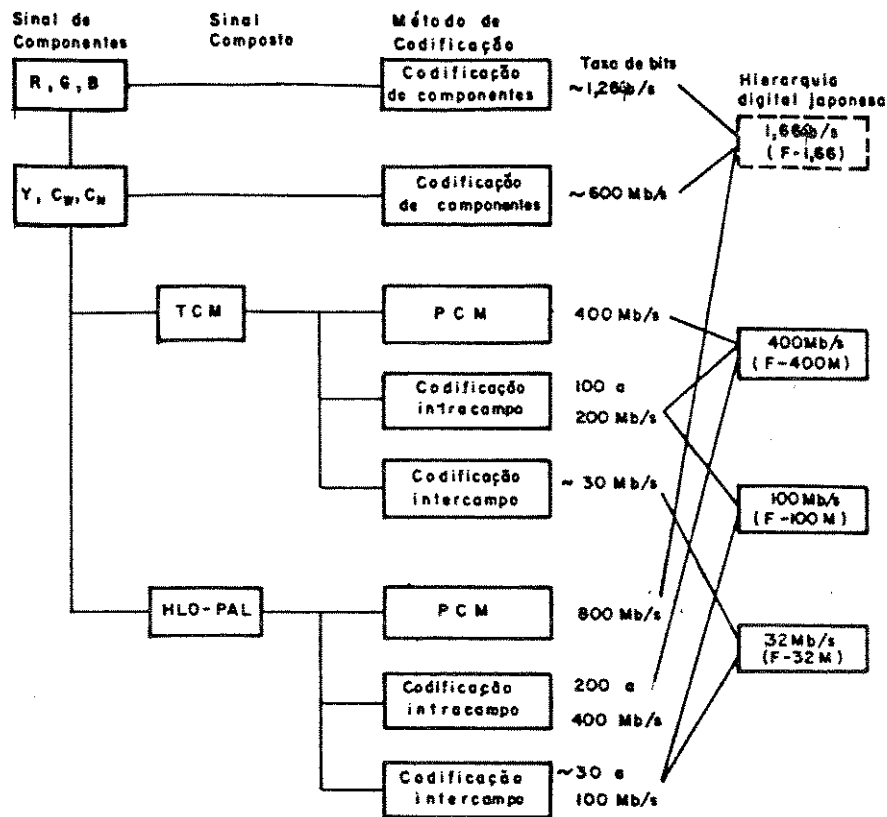


Figura 3.2 - Métodos de Codificação

Sinais múltiplos por compressão de tempo digitalizados podem ser transmitidos no sistema de 5a. ordem F-400M da hierarquia digital adotada no Japão.

É necessário o chaveamento de ramificações e rotas para os sinais TCM analógicos e sinais digitais, para distribuir os programas de TVAD a muitas estações e selecionar uma única fonte de programas. A configuração do teste de campo é mostrada na Figura 3.3.

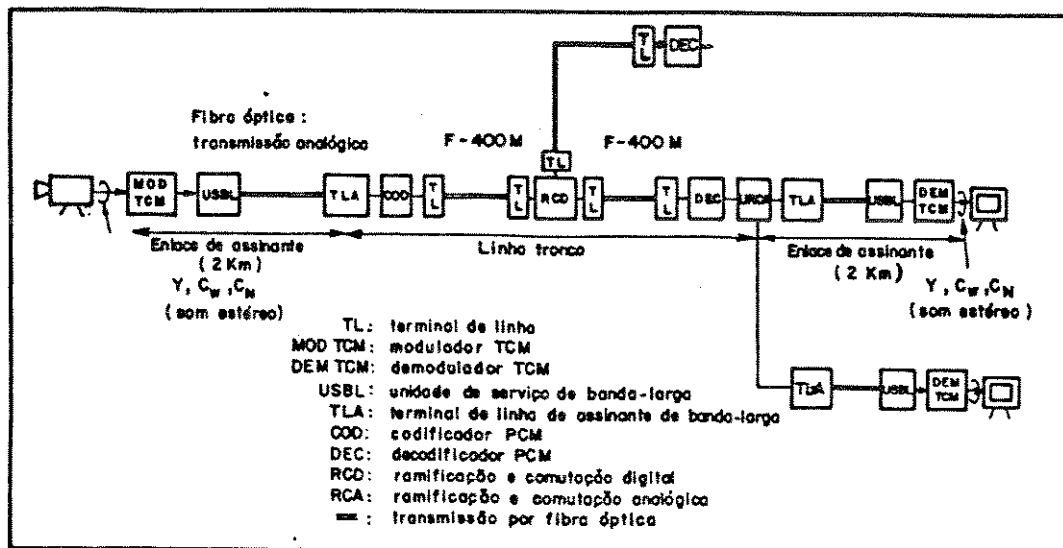


Figura 3.3 - Sistema de teste de campo

O projeto de um formato de sinal composto deve levar em conta os enlaces de assinantes e linhas tronco. Há 2 tipos de sinais compostos analógicos:

- a)-FDM,
- b)-TDM

O HLO-PAL (Hal...Off set PAL), é um formato FDM. A sequência da sub-portadora do sinal de crominância é 24,3 Mhz e a largura de faixa do sinal composto é de 30 Mhz. A taxa de bits do sinal de transmissão digital com HLO-PAL é cerca de 800 Mbit/s. Assumiu-se que a frequência de amostragem é 4 vezes a frequência de sub-portadora e a quantização é de 8 bits.

O formato TCM é baseado no esquema TDM, com largura de faixa de 20 Mhz e a taxa de bits para transmissão digital é de cerca de 400 Mbit/s . Não há interferência do sinal de crominância no sinal de luminância devido à distorção de

transmissão na linha pois esses sinais são multiplexados no tempo. Este sinal é superior ao HLO-PAL do ponto de vista de faixa, taxa de bits e características de transmissão e por isso foi adotado.

Este formato foi usado nos experimentos de viabilidade com tempo de varredura de $0,73TH$, onde TH é o tempo total de varredura horizontal.

A faixa do sinal de luminância é de 20 Mhz. O período alocado para o sinal de luminância é de $0,776 TH$. O tempo de varredura padrão é $0,8TH$ e um "display" tem um tempo de "sobre-varredura" de 5%, o que quase cobre esta especificação.

Os sinais de luminância e crominância devem ser multiplexados dentro do tempo de varredura horizontal. A crominância de banda larga C_W e de banda estreita C_N são transmitidas em linhas alternadas em sequência. Um quarto do período do sinal de luminância pode ser alocado para o sinal de crominância (faixa de 5 Mhz). O eixo de tempo do sinal de crominância é comprimido de um fator 4:1 para que a faixa do sinal TCM seja de 20 Mhz. O período alocado para o sinal de crominância é $0,194TH$.

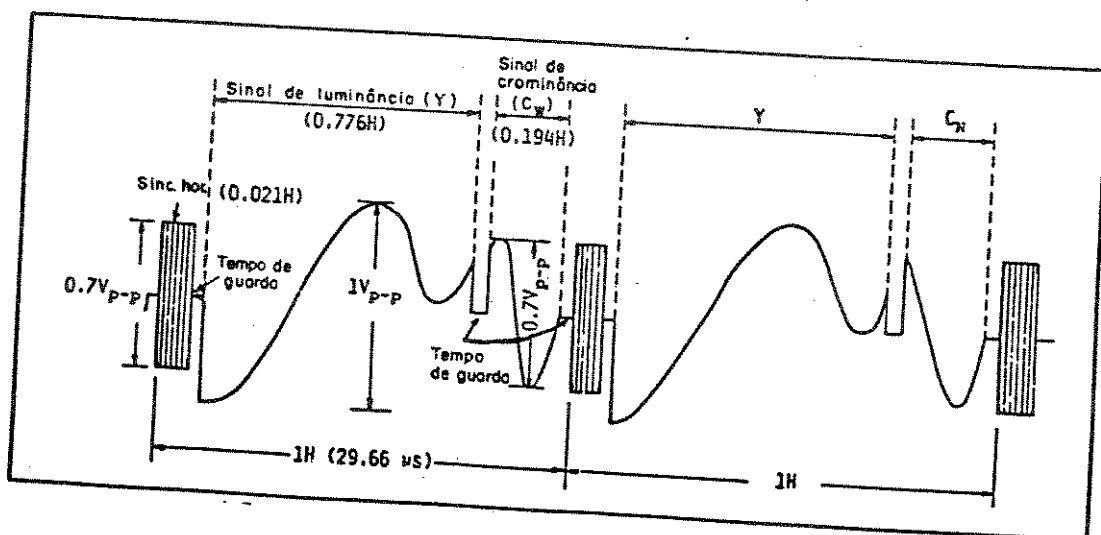


Figura 3.4 - Formato do sinal TCM

O sinal de sincronismo é usado também na obtenção de relógio e sinais de luminância e crominância. Há um sincronismo de surto de onda senoidal e de pulso negativo.

O sinal de áudio PCM estéreo de alta qualidade é também multiplexado no período de apagamento vertical, onde há capacidade para o caso de até 3 canais.

No modulador, o sinal de crominância é digitalizado por um conversor A/D de 8 bits e armazenado em uma RAM. Então é lido com uma taxa de relógio 4 vezes à do relógio de escrita e convertido novamente para sinal analógico.

O sinal TCM é produzido multiplexando C_W e C_N comprimidos com o sinal de luminância.

No demodulador o sinal TCM é digitalizado por um conversor A/D de 8 bits e os sinais C_W e C_N são expandidos. Depois a fase de cada sinal é alinhada sendo cada sinal convertido novamente para sinal do tipo analógico.

A codificação PCM do sinal de áudio usa compressão instantânea de 13 a 11 bits com 7 segmentos.

Um cabo de fibras ópticas de índice gradual foi adotado para os enlaces de assinantes. A perda é de menos que 4 dB/km em 0,85 m e menos que 2,5 dB/km em 1,3 m. A faixa de fibra é maior que 150 Mhz km. Os LEDs proporcionam uma fonte estável de baixo custo, e foram usados ao invés dos díodos laser.

3.2 - OS SISTEMAS HÍBRIDOS COM CODIFICAÇÃO ANALÓGICA

A - O SISTEMA MUSE DE REDUÇÃO DE FAIXA

MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding)

Uma vez desenvolvido o princípio da HDTV pelos laboratórios da NHK (Companhia de Radiodifusão Japonesa), para aplicação nos estúdios de TVAD,

tornou-se necessário desenvolver um método de compressão de faixa para a transmissão desse sinal uma vez que a sua faixa é muito larga para os meios de transmissão e alocação de espectro disponíveis. Assim a NHK desenvolveu um sistema de compressão de faixa eficiente, anunciado em 1984, porém ainda incompatível com os sistemas atuais de transmissão de TV e chamado MUSE.

MUSE usa amostragem sub-Nyquist com fase alternada e codificação interquadro com compensação de movimento. O sinal recebido do decodificador é interpolado espacialmente e temporalmente de acordo com o movimento da imagem.

O sistema MUSE usa memórias de campo e quadro no decodificador, mas no futuro, com o desenvolvimento de técnicas avançadas de circuitos integrados, essas memórias serão barateadas. O sistema MUSE tem-se mostrado estável e flexível, durante o período de testes a que foi submetido.

Foi projetado, tendo por objetivo a transmissão analógica via canal de satélite para transmissão direta (DBS), na faixa de 12 Ghz, do sinal de HDTV desenvolvido pela NHK de 1125 linhas, com quadros/s, entrelaçamento 2:1 e 4 canais de som digital mais 100 Kbit/s de dados. Um sistema completo foi construído e testado usando o satélite japonês BS-2b. A NHK começou a instalar a TVAD chamada "High-Vision", usando MUSE, via satélite BS-3 em princípios das décadas de 90. Experimentos usando MUSE em 2 canais de UHF foram realizados em Washington. MUSE é usado também na implementação de equipamentos HDTV, tais como VTR, vídeo-disco e adaptadores para TV convencional.

A transmissão digital do sinal de TVAD não foi adotada porque na faixa de 27 Mhz alocada para o serviço DBS não é possível acomodar o mínimo de 80 a 100 Mbit/s necessário após a redução de faixa do sinal HDTV.

É utilizada no MUSE uma técnica de componentes multiplexadas no tempo (tipo MAC ou TCI) e a faixa de transmissão é reduzida para 8 Mhz de banda básica, por um método de compressão de faixa, com velocidade de comunicação fixa. A decodificação interquadros (usando as características da imagem) não foi possível para a transmissão analógica. Também a sub-amostragem adaptativa não se tornou viável. A técnica adotada portanto foi a de amostragem sub-Nyquist com inversão de fase e com pontos entrelaçados (métodos similares foram usados por HD-MAC da Philips americana e no DATV da BBC-UK).

Os princípios técnicos para a implementação de MUSE são:

- 1)-Técnica de compressão de faixa com sub-amostragem múltipla e compensação de movimento;
- 2)-Tecnologia para transmissão analógica do valor amostrado;
- 3)-Sistema de sincronismo fornecendo fase para reamostragem precisa;
- 4)-Ênfase não linear eficiente;
- 5)-Princípio da luminância quase constante;
- 6)-Mux para sinais de som e dados digitais independentes;
- 7)-Desenvolvimento usando codecs com protótipos operados em tempo real, possibilitando avaliação prática do desempenho.

3.2.1 - Princípios do Sistema MUSE

A base fundamental do sistema é a amostragem com entrelaçamento de pontos. A imagem é processada de acordo com o movimento, a sub-amostragem com offset de linha é usada nas partes móveis e com offset de quadro/campo para as partes estacionárias. Os padrões de amostragem resultantes são os mesmos. Isso é importante porque a detecção de movimento necessária ao chaveamento do

processamento deve ser feita no codificador e decodificador independentemente. Se os padrões fossem diferentes ocorreria séria degradação na imagem quando os resultados da detecção de movimento no codificador e decodificador fossem diferentes.

Antes da sub-amostragem, dois pré-filtros diferentes são usados para supressão de "aliasing", um para cada parte. A resposta ideal desses filtros deve coincidir com a região transmissível do sistema.

O processamento para a parte estacionária do sinal de luminância consiste em uma amostragem original de 48,6 Ma/s seguida de pré-filtragem, e então da 1a. sub-amostragem com taxa 24,3 Ma/s. Um FPB de 12 Mhz é aplicado em seguida. Uma conversão de 48,6 Ma/s para 32,4 Ma/s é feita para se obter uma taxa de 16,2 Ma/s depois da 2a. sub-amostragem com off-set de quadro.

A pré-filtragem para o sinal de luminância (parte estacionária) é mostrada na Figura 3.5. Como se vê nessa figura o espectro de sinal MUSE é como mostrado na Figura 3.6, a qual mostra que não há componentes de "aliasing" interquadros na região de frequências DC a 4 Mhz. Assim um sinal de diferença de quadro de frequência menor que 4 Mhz pode ser usado para detecção de movimento. Assim o MUSE não requer controle de bloco da filtragem temporal para detecção de movimento. MUSE precisa somente de um sinal de fase de sub-amostragem e um sinal de vetor de movimento (10 bits/campo). O espectro de componentes de "aliasing" do sinal MUSE permite uma conversão simples ao sistema 525/60, usando um filtro passa-baixas espacial simples. Para as partes móveis somente a 2a. sub-amostragem é feita.

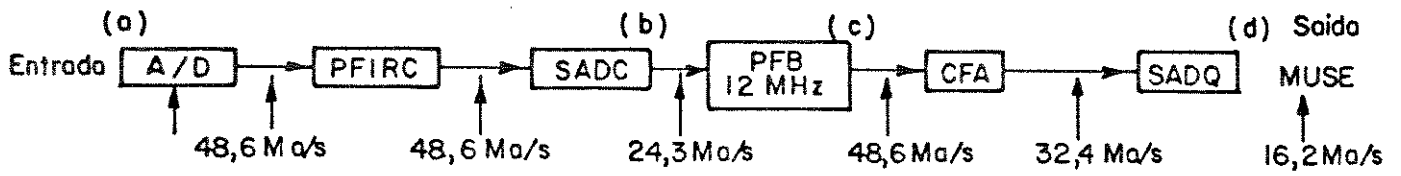


Figura 3.5 - Sistema da pré-filtragem MUSE

A/D	Entrada do sinal de luminância
PFIRC	Pré-filtragem intracampo
SADC	Sub-amostragem de offset de campo
PFB	Filtro passa baixas com corte em 12 MHz
CFA	Coversão de frequência de amostragem
SADQ	Sub-amostragem de offset de quadro

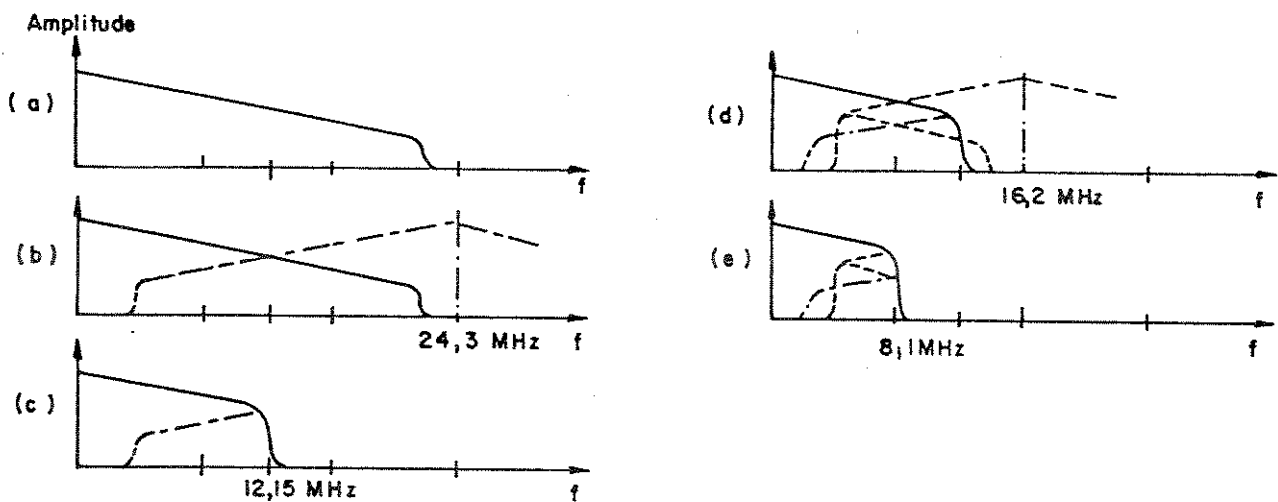


Figura 3.6 - Espectro de Frequência do sistema MUSE

	Sinal de entrada
	Amostragem sub-Nyquist com off-set de campo em 24,3 Mhz
	Filtragem passa baixas com corte em 12 Mhz
	Amostragem sub-Nyquist com offset de quadro
	sinal de saída

As áreas transmissíveis do espaço de frequências espaciais bidimensional são mostradas na Figura 3.7. Pré-filtros com características mostradas nela devem ser usados de acordo com o enquadramento da parte móvel ou estacionária da imagem.

Observa-se na Figura que a resolução da imagem é menor que para a amostragem original (onde a resolução diagonal é 2 vezes maior que a resolução horizontal e vertical). Isto não é problema pois a visão humana tem resolução menor na direção diagonal, conforme pode ser observado na Figura 3.8.

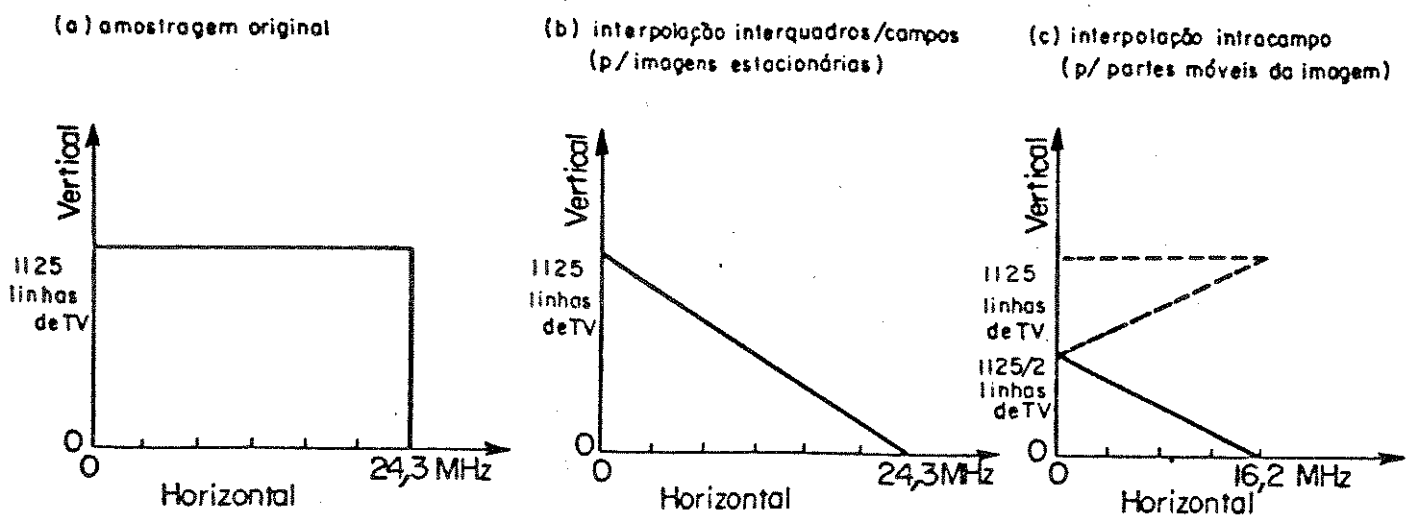


Figura 3.7 - Área transmissível dos métodos de amostragem

Para as partes em movimento a resolução é menor porque a interpolação principal não pode ser usada, contudo isso não se constitui em problemas pois a visão

tem resolução bem menor para objetos móveis e os efeitos do tipo borrão na imagem não são então transferidos ao espectador. Contudo os movimentos de panoramização e inclinação da câmera causam um efeito tipo borrão que é observável pelo olho, que pode seguir o objeto em movimento (embora não em movimento real) pois o espectador sabe que o objeto real não se move. A compensação de movimento é introduzida neste caso.

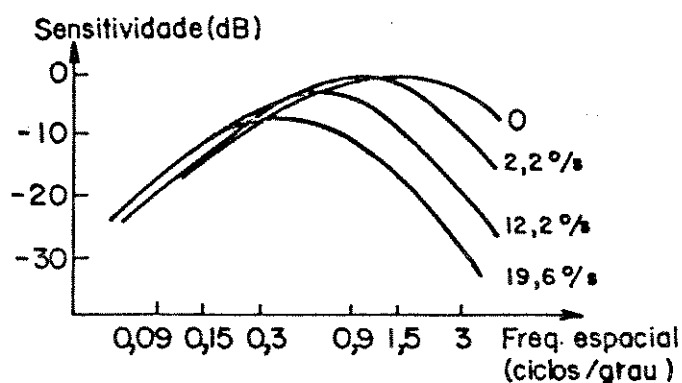


Figura 3.9 - Resposta do sistema visual humano a objetos móveis

Os efeitos tipo borrão causados pela interpolação espacial são evitados pelo uso de interpolação com compensação de movimento, obtidos pelo deslocamento de endereços de leitura nas memórias de campo e de quadro para a interpolação.

O sistema MUSE é um sistema de transmissão de valor amostrado. Além de uma boa resposta de amplitude e de atraso de grupo também é necessária uma reamostragem precisa. A Figura 3.10 mostra o diagrama esquemático básico da transmissão de valor amostrado. Se a fase da reamostragem é precisa, pode-se ter a

transmissão sem distorção se a característica de transmissão tem uma queda na resposta de 6 dB na metade da frequência de amostragem e uma resposta de fase linear.

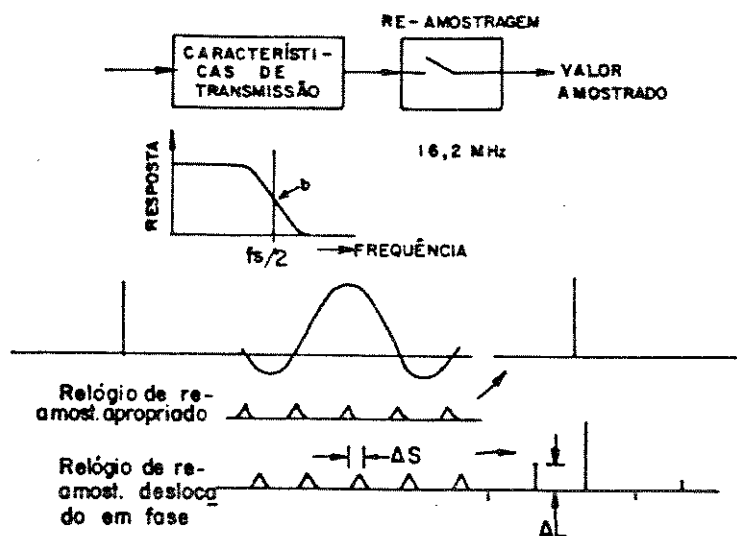


Figura 3.10 - Transmissão do valor amostrado e re-amostrado

3.2.2 - Descrição do Codificador e do Decodificador MUSE

As Figuras 3.11 e 3.12 apresentam os diagramas de bloco simplificados do codificador e decodificador respectivamente. A sua construção não é única. Aqui serão estudados somente seus princípios básicos.

Os sinais HDTV em componentes RGB são colocados na forma linear por processo gama inverso, e então são convertidos pela matriz em componentes Y, R-Y e B-Y. Os sinais Y (luminância) e C (sinal de diferença de cor alternado em linha) são codificados então no formato TCI. O sinal C é comprimido 4:1 no domínio do tempo.

O sinal TCI é processado diferentemente para as partes em movimento e as partes estacionárias. Vamos então seguir o processamento do sinal de luminância. Para as partes em movimento o processamento é simples: um pré-filtro adequado (intra-campo) é usado para a sub-amostragem em offset de linha, conforme pode ser observado na figura 3.13. O sinal é limitado em 16,2 Mhz por um FPB. É necessária a conversão da frequência de amostragem original de 48,6 Mhz para 32,4 Mhz. A sub-

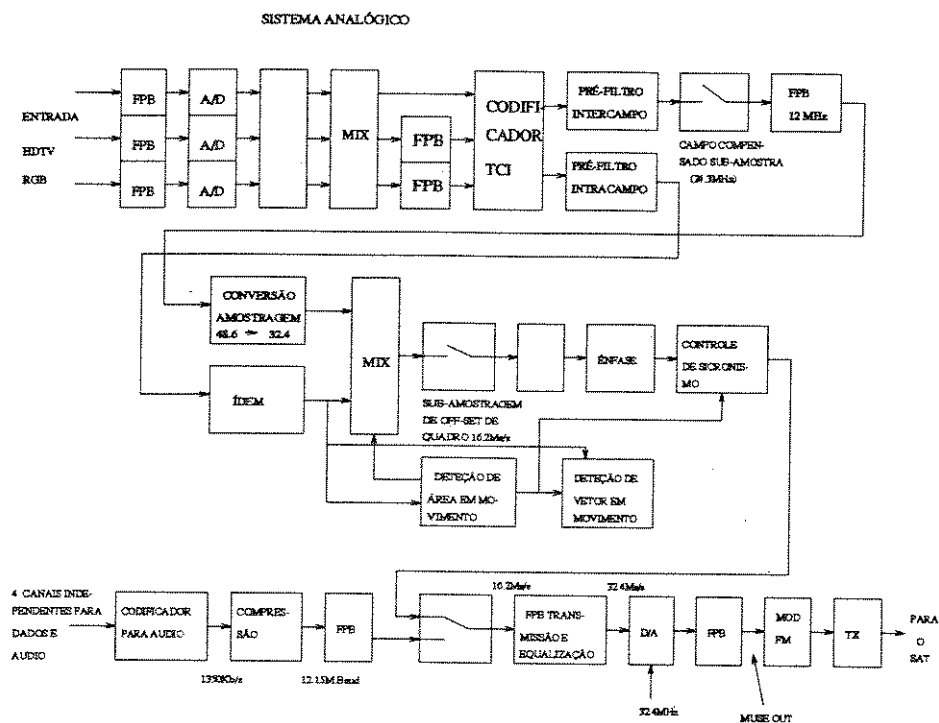


Figura 3.11 - Processamento do sinal no sistema MUSE da NHK, do codificador ao transmissor

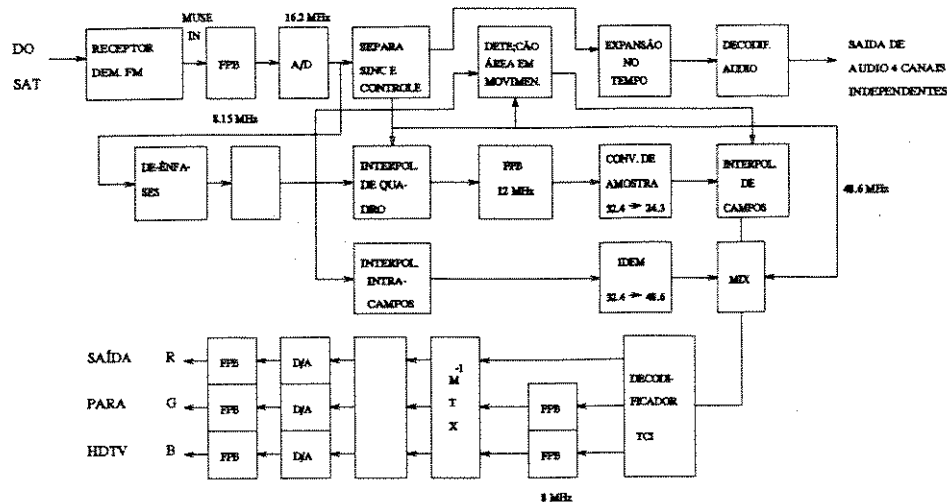


Figura 3.12 - Processamento do sinal no sistema MUSE

da NHK, do decodificador ao Receptor

amostragem offset intercampos, é omitida. Para as partes estacionárias um filtro adequado é usado para a sub-amostragem offset intercampos a 24,3 Mhz (com fase alternada por campo). O padrão de amostragem volta ao original pela interpolação num FPB. A parte de frequência maior é eliminada pelo FPB com corte em 12 Mhz. Então a frequência de amostragem é convertida de 48,6 Mhz para 32,4 Mhz. Esses dois sinais são combinados num só sinal de acordo com o grau de movimento e então ele é amostrado na frequência de amostragem do sistema MUSE, 16,2 Mhz. Isso corresponde a uma sub-amostragem offset interquadros a 16,2 Mhz (alternando a fase por quadro), para o sinal das partes estacionárias e uma sub-amostragem offset de linha a 16,2 Mhz, com a mesma estrutura para as partes em movimento. O relógio de

16,2 Mhz tem estrutura de quadro e linha em quincunx. O relacionamento entre o fluxo de sinal e estruturas de amostragem, para o sinal de luminância, está ilustrado na Figura 3.13. A Figura 3.14 mostra uma estrutura de sub-amostragem para o sinal de cor C. A amostragem original é ortogonal a 16,2 Mhz. As sub-amostragens consistem simplesmente em amostrar com a metade da frequência. A primeira sub-amostragem é offset intercampos e a segunda é offset interquadros. Por causa do multiplex sequencial em linha do sinal de crominância C, a segunda estrutura de amostragem é de quincunx de quadros e também quincunx de duas linhas

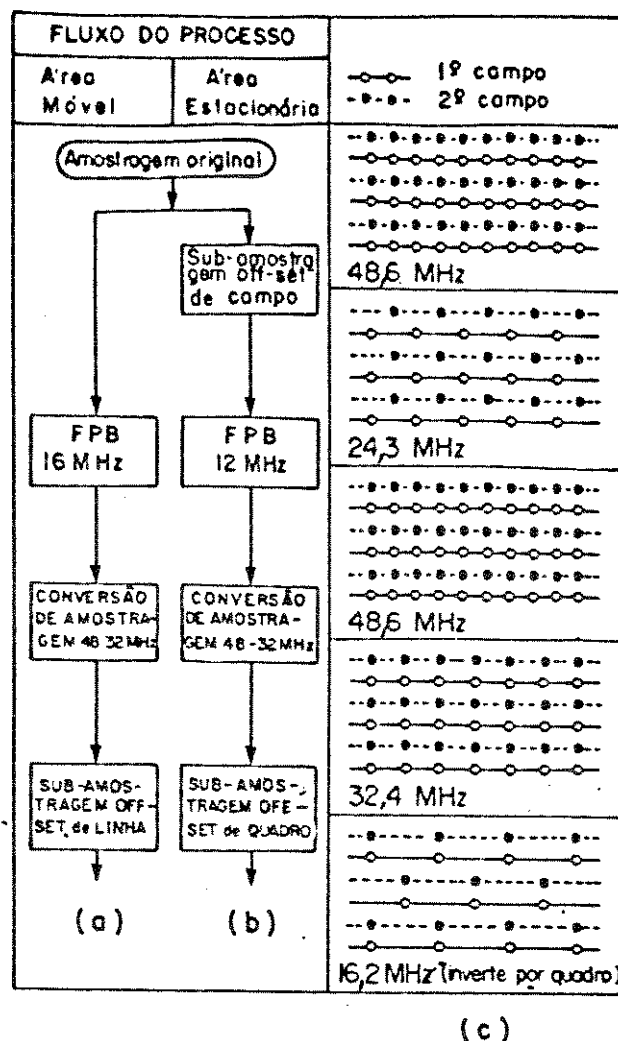


Figura 3.13 - Sistema de sub-amostragem para sinal de luminância

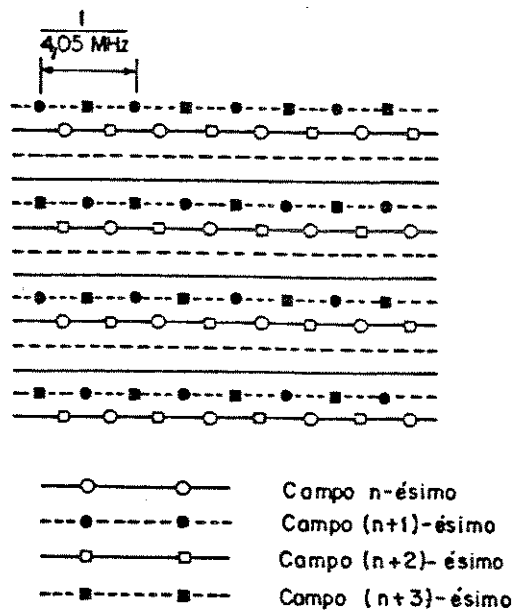


Figura 3.14 - Sistema de sub-amostragem para o sinal de crominância

A figura 3.15 mostra a região transmissível e o espectro de "aliasing" para as partes estacionárias do sinal de luminância. A frequência vertical f_v tem unidade de linhas de TV (correspondendo a um quadro completo não entrelaçado). A área hachurada corresponde à região transmissível. A área com hachuras tracejadas é transmissível, mas o sinal de entrada não tem componente nessa área.

Este componente deve ser eliminada porque o ruído de entrada contribui para ocorrência de "aliasing" na região de baixa frequência. Antes da sub-amostragem o sinal de entrada é limitado em faixa usando um pré-filtro cuja faixa de passagem é mostrada na figura 3.15. Depois da primeira sub-amostragem a componente excedendo 12,15 Mhz contribui para "aliasing" na direção do campo por causa do entrelaçamento. Depois da segunda sub-amostragem a componente excedendo 8,1

Mhz contribui para “aliasing” na região de alta frequência temporal (na direção do quadro).

Para as partes em movimento a região transmissível foi descrita na figura 3.13. O sinal nestas partes tem um espectro plano nas direções vertical e temporal. A primeira sub-amostragem é omitida e somente a segunda é aplicada às partes móveis. Mas é necessário um pré-filtro passa-baixas com corte em 16 Mhz para a sub-amostragem. A componente excedendo 8,1 Mhz vai na direção de altas frequências verticais e se torna uma componente de “aliasing” no domínio de frequências espaciais intra-campo.

No decodificador esses processos são invertidos. Um sinal MUSE demodulado alimenta um conversor A/D (a fase de re-amostragem do A/D é importante). Os sinais de áudio, de sincronismo e de controle são demultiplexados e então o sinal de vídeo é interpolado.

Há dois caminhos para a interpolação de vídeo, para partes em movimento e partes estacionárias da imagem. Nas partes móveis o sinal é interpolado pelo interpolador intra-campo (interpolação espacial). Nas partes estacionárias, o sinal é interpolado pelo interpolador de quadro que dá ao sinal a taxa de primeira amostragem de 32,4 Mhz. O sinal é filtrado por um FPB com corte em 12 Mhz e então a frequência de amostragem é convertida para 24,3 Mhz para fazer interpolação de campo. A compensação de movimento é aplicada às interpolações de quadro e de campo. O vetor de movimento é detectado no codificador e é transmitido como parte dos dados de controle.

Esses dois sinais obtidos dos dois caminhos são combinados de acordo com o grau de movimento num misturador.

O sinal obtido entra no codificador TCI, sendo extraídas as componentes Y, B-Y e R-Y, que passando por uma matriz inversa são convertidas nas componentes R, G e B. Os sinais então são corrigidos para o gama do “display”.

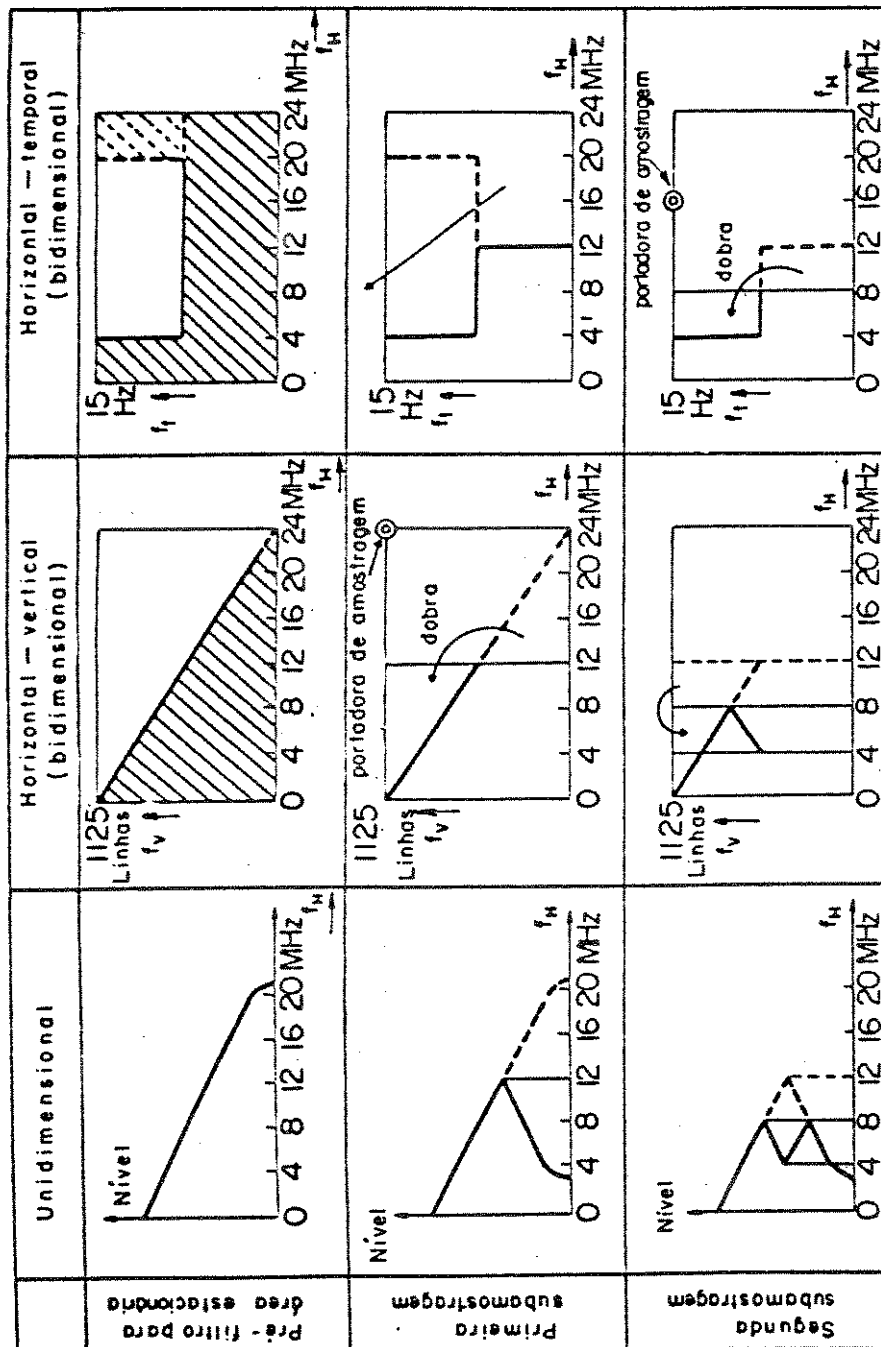


Figura 3.15 - Área transmissível do sinal de luminância e espectro de “aliasing”

Resumindo, após uma sub-amostragem tridimensional o sinal Y é comprimido em faixa a 8,1 Mhz.

Há alguns méritos no sistema de sub-amostragem a $1/2$ e $2/3$ (do sinal Y), ao invés de $1/2$ e $1/2$ (como do sinal C), em primeiro lugar não há componente de “aliasing” na região DC ou próximo a DC. Isto é importante para o processamento de sinais de TV pois ele tem alta energia nas baixas frequências e DC e a degradação nessa região é a mais percebida pela visão humana. O sinal de TV de uma câmara tem mais ruído com o aumento da frequência. Este é o mérito mais significativo deste sistema de sub-amostragem.

Um segundo mérito é que não há “aliasing” interquadros na faixa de DC a 4 Mhz e a detecção de movimento mais precisa é feita usando componentes nessa região.

O terceiro mérito é que as componentes de frequência menor que 4 Mhz não precisam ser decodificadas e podem ser substituídas pelos sinais de entrada na mesma região, técnica de “substituição em baixa frequência”.

Quando é usada essa técnica no decodificador, as características de frequência vertical são bem planas. Esta técnica simplifica o projeto dos filtros de interpolação intercampos e intracampo.

Para movimentos da câmara de panoramização e inclinação, onde os objetos são estacionários e contudo se movem na imagem, um efeito tipo borrão é causado pela interpolação espacial. Se a velocidade pode ser calculada e os deslocamentos do quadro e campo anteriores são deslocados de acordo com a velocidade calculada, pode ser usada a interpolação temporal (compensação do vetor de movimento). O vetor de movimento é um deslocamento de modo que a correlação entre os quadros atuais e os anteriores deslocados tem um valor máximo. O vetor

movimento é calculado para cada campo no codificador e transmitido para o decodificador.

3.2.3 - Formato do Pulso de Sincronismo e do Sinal de Transmissão

É necessário que o pulso de relógio de reamostragem seja regenerado em um decodificador MUSE. Se a fase do pulso de relógio regenerado não é precisa ocorrerá distorção de onda degradando a qualidade da imagem.

Uma vez que a polaridade do sinal de sincronismo horizontal HD é alternada por linha, a distorção harmônica não afeta a precisão da detecção de fase. A onda HD e o pulso de quadro são ilustrados nas figuras 3.16 e 3.17. A regeneração do pulso de relógio de re-amostragem é feita usando um sistema de “phase-locked loop” no decodificador.

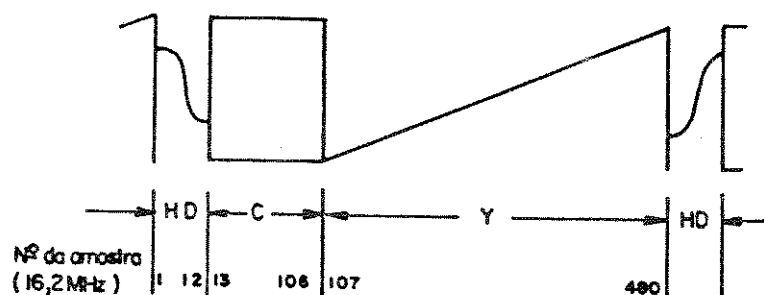


Figura 3.16 - Sinal de Vídeo no formato TCI

HD	Sinal de sincronismo
C	Sinais sequenciais em linha de diferença de cor
Y	Sinal de luminância

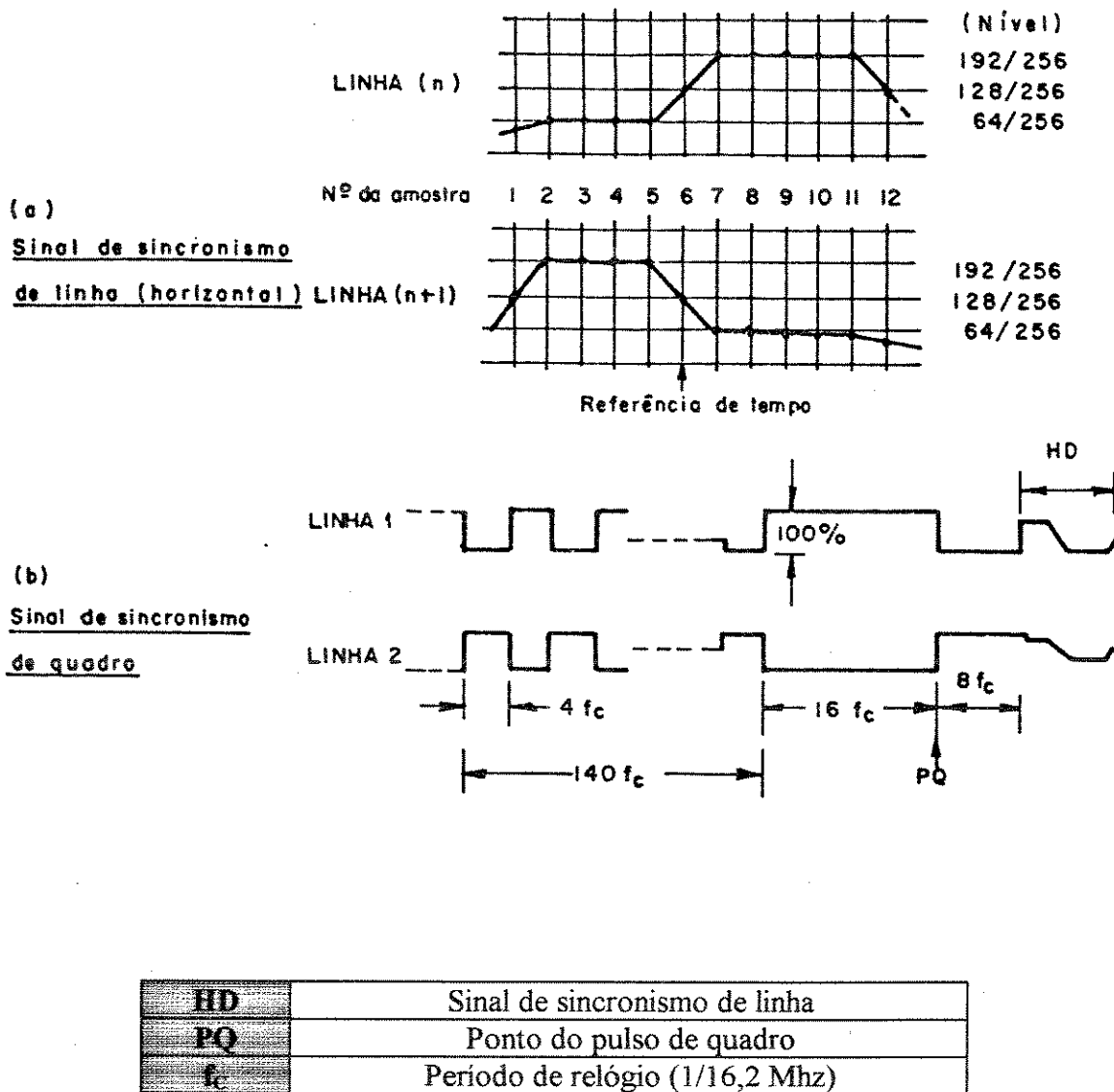


Figura 3.17 - Sinais de sincronismo de linha e de quadro

O formato de transmissão do sinal de MUSE é mostrado na figura 3.18. Há amostras em uma linha numerada de # 1 a # 480, das quais 12 estão designadas ao sinal HD, 94 ao sinal C e 374 ao sinal Y, figura 3.19. O sinal C é atrasado mais do que o sinal Y pelo processamento no decodificador; por isso ele é adiantado de 4 linhas

com relação ao início do sinal Y, (R-Y é colocado nas linhas ímpares e B-Y nas linhas pares). O nível do sinal C é 3dB maior que o de Y para balancear a relação sinal-ruído. Os sinais Y e C são representados em forma digital de 8 bits.

Os seguintes sinais são inseridos no intervalo de apagamento vertical, sincronismo de quadro, controle, nível de grampeamento, VITS (Vertical Interval Test Signal), som e informação independente. VITS é usado para equalização automática do canal.

3.2.4 - Multiplexação do Som e Informação Independente

Dois sistemas multiplex de som foram desenvolvidos e testados, multiplex em banda básica e em RF. Um sistema 4 PSK foi usado experimentalmente nos primeiros estágios de desenvolvimento do sistema MUSE. Contudo foi abandonado devido á dificuldade de se fazer equipamentos de baixo custo e por ter baixa compatibilidade com sistemas AM, Video-disco, VTR, etc.

O multiplex em banda básica produziu resultados mais favoráveis, embora tenha uma capacidade de transmissão menor, exigindo um sistema de redução de bits (DPCM).

Um sumário sobre o processamento do sinal de som é apresentado na tabela 3.2. Existem dois modos de som, A e B.

Sistemas de redução da taxa de bits são aplicados ao sinal (DPCM) com compensação quase instantânea de 15 para 8 bits em 8 faixas para o modo A, e de 16 para 11 bits em 6 faixas para o modo B.

A taxa de bits é de 1350 Kbit/s com dados de informação independente. O sinal de áudio é multiplexado em banda básica no período de apagamento de campo, sendo que um código ternário é usado com taxa de 12,15 Mbaud.

MODO DE USO DO CANAL DE SOM	MODO A	MODO B
Sistema de Codificação		
Faixa de som de banda básica	15 KHz	20 KHz
Frequência de amostragem	32 KHz	48 KHz
Quantização	15 bits	16 bits
Método de codificação	DPCM com compensação quase instantânea	
Compansão	15 - 8 bits	16 - 11 bits
Grupos	8	6
Intervalo para compensação	1 ms (taxa de quadro)	
Sistema Multiplex		
Taxa de bits	1350 Kbits/s	
Número de Canais de som	4	2
Capacidade do Canal	128 Kbits/s	112 Kbits/s
Taxa de quadros	1 KHz	
Número de bits por quadro	1350 Kbits	
Código de quadro	16 bits	
Código de controle	22 bits	
Entrelaçamento da palavra	16 amostras	
Entrelaçamento de bit	16 bits	
Código corretor de erros	BCH SEC DED (82,74) BCH SEC DED (7,3) por bits de faixa	
Sistema de Compressão de Tempo		
Posição para multiplexagem	apagamento vertical	
Entrelaçamento de campo	15 quadros	
Nível de Transmissão	Ternário	
Taxa de baud	12,15 Mbauds/s	
Taxa de bits	18,225 Mbits/s	

Tabela 3.2 - Características básicas de som do sistema MUSE

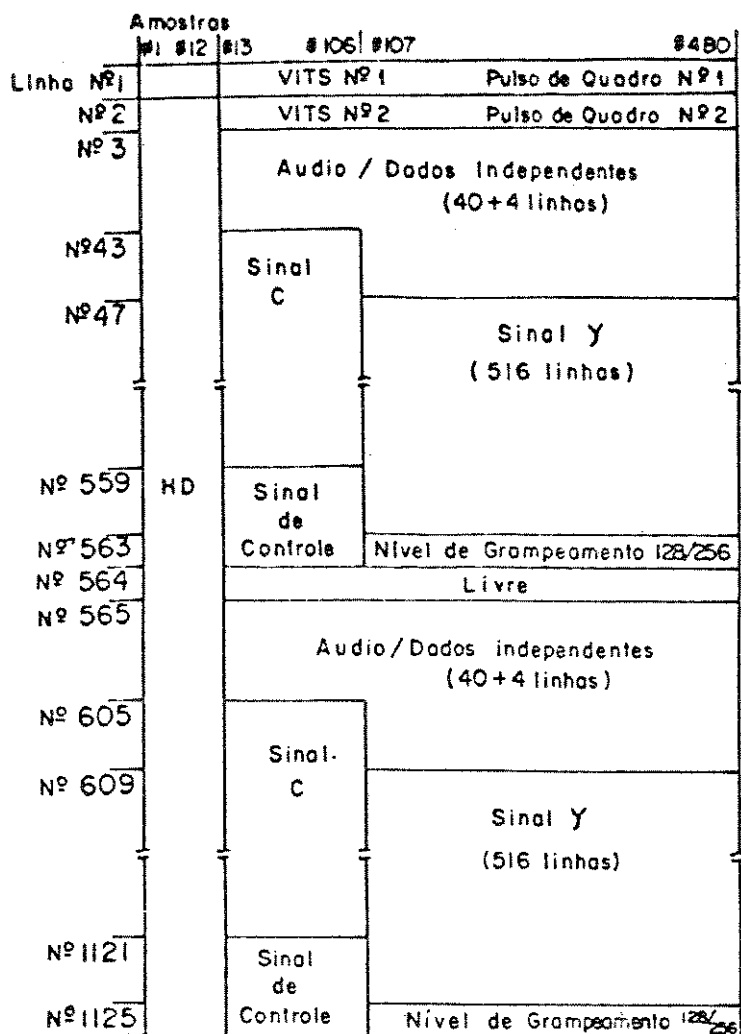


Figura 3.18 - Formato para transmissão para o sinal MUSE

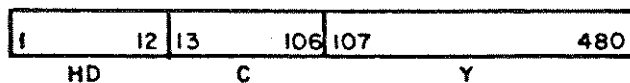


Figura 3.19 - Pontos de amostragem horizontal no sistema MUSE

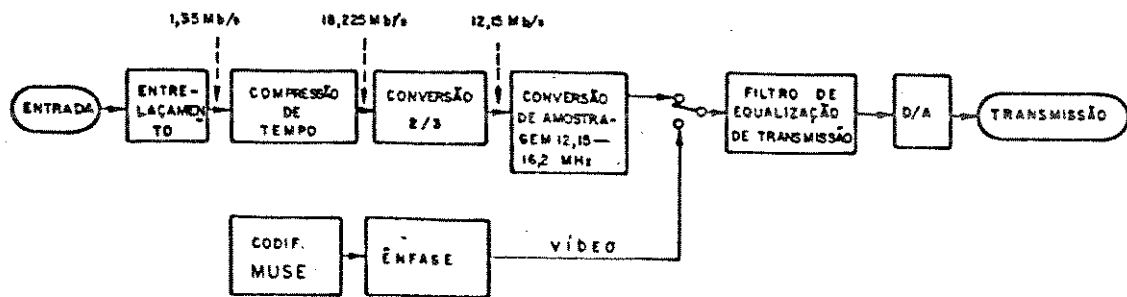


Figura 3.20 - Multiplexador comprimido no tempo para o sinal de áudio

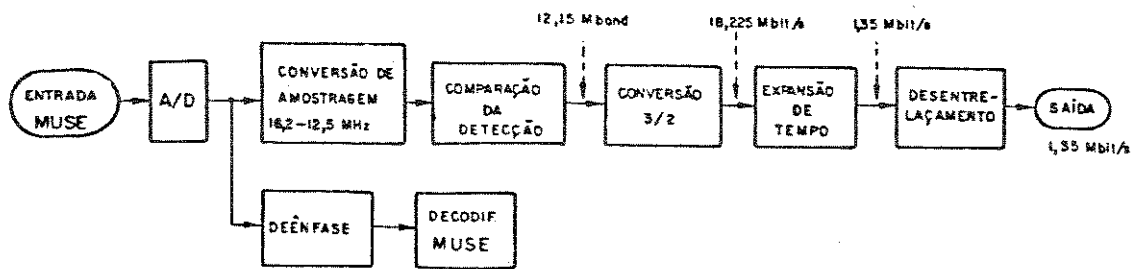


Figura 3.21 - Demultiplexador para o sinal de áudio

3.2.5 - Sistema de Transmissão de Luminância quase constante

O princípio de luminância quase constante diz que o sinal no canal de portadora de cor compartilhado em banda não afeta a luminância da imagem reproduzida. Com este princípio se minimiza o efeito subjetivo do ruído adicional no canal de diferença de cor.

A não-linearidade do display CRT em sistemas convencionais precisa de correção gama e por causa dessa não linearidade o princípio da luminância constante é violado.

O canal de cor no sistema MUSE é comprimido 4:1 no tempo e é inserido no intervalo de apagamento horizontal da luminância (sinal TCI). Assim, o ruído de transmissão tem efeito visual diferente em sua ocorrência no sinal de luminância e crominância. Quando o sinal de crominância é expandido 1:4, todo ruído adicionado tem sua faixa estreitada e quando o princípio de luminância constante não é satisfeito esse ruído aparece como ruído de luminância de baixa frequência que é perturbador para a visão humana.

Como não é possível se compensar perfeitamente a não-linearidade (correção gama) do sinal de entrada e a não-linearidade do CRT não é constante, nem estável, só se pode usar o princípio de luminância quase constante que é uma aproximação.

Os sinais no sistema MUSE são processados em condições quase lineares para satisfazer a teoria da luminância constante. O gama é corrigido apenas antes do display CRT.

Como não é adequada a transmissão linear (regra de Weber-Fecher, que diz que ruído em área escura é mais observável que na área clara) o sistema MUSE introduz não-linearidade apenas para transmissão (diferente para luminância e

crominância). Para a luminância é usada a mesma não linearidade que a correção gama para a câmera. Isto não é adequado para a crominância, a não linearidade neste caso só é usado para níveis baixos que são enfatizados. Há assim melhoria nas regiões de cores de baixa saturação. Na entrada do decodificador essa não-linearidade é compensada, de modo que a linearidade é preservada entre a compensada, de modo que a linearidade é preservada entre a entrada do codificador e a saída do decodificador e o princípio de luminância constante é obedecido.

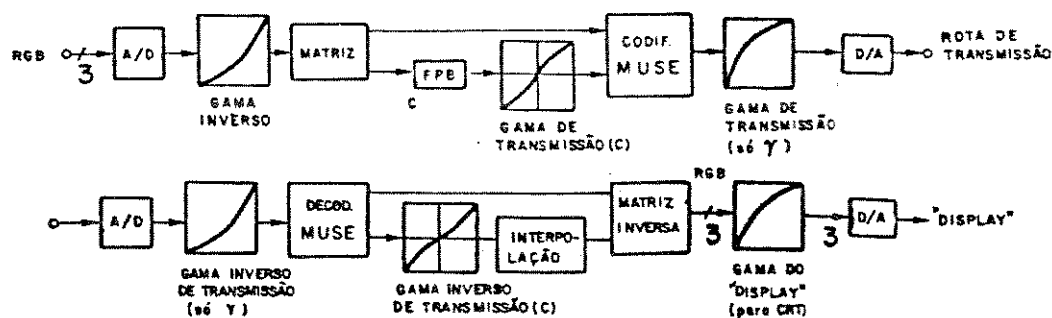


Figura 3.22 - Sistema de transmissão de luminância quase constante

A figura 3.22 mostra a construção do transmissor de luminância constante. Os sinais de entrada são RGB. A primeira não-linearidade compensa a correção gama da câmera, de modo que os sinais da entrada se tornam quase lineares. Depois uma não-linearidade é aplicada ao sinal de transmissão de modo a complementar a primeira correção (gama inversa), conforme mostra as figuras 3.23 e 3.24. Os filtros de ênfase e

de-ênfase tem sua resposta caracterizada na figura 3.25. A construção de um filtro de-ênfase é mostrada na figura 3.25.

A característica do processo não linear é mostrada na figura 3.26 (só a parte positiva; parte negativa é simétrica). Note que a saída é linear para o nível de entrada menor do que 224 elipticamente modificada para nível de entrada maior do que 224.

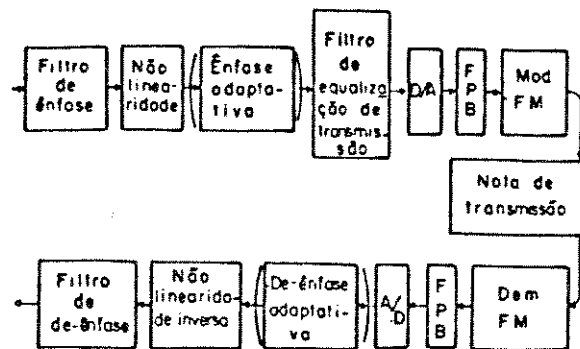


Figura 3.23 - Sistema FM e Ênfase não-linear

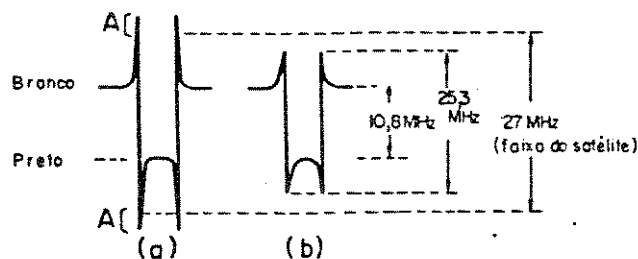


Figura 3.24 - Formas de onda no sistema não-linear

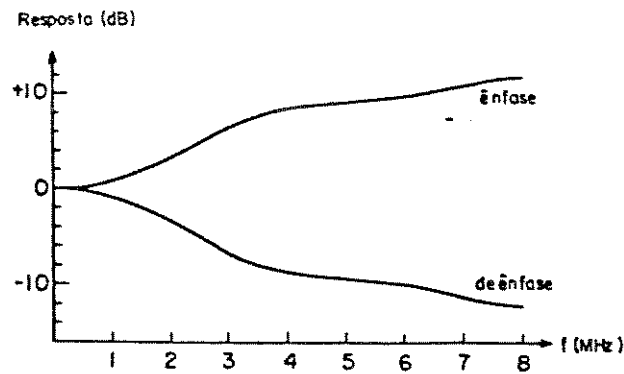


Figura 3.25 - Características de um filtro de ênfase

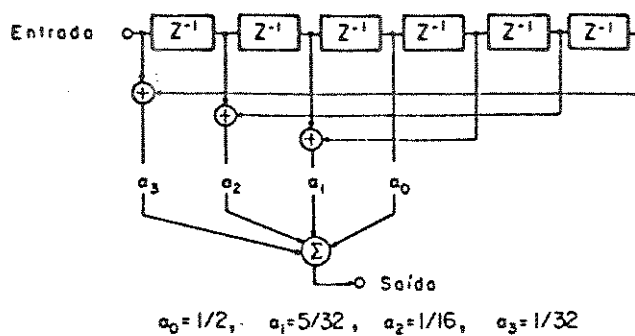


Figura 3.26 - Filtro de ênfase

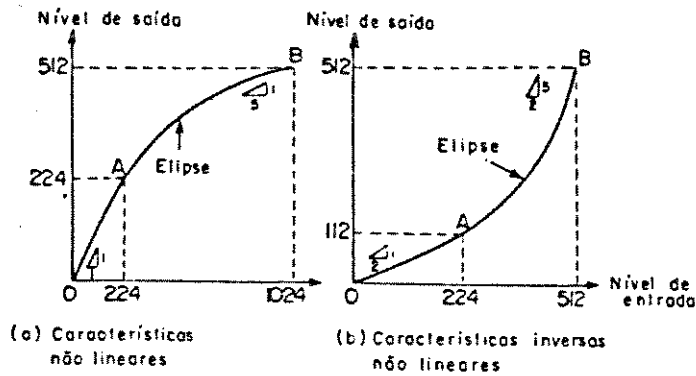


Figura 3.27 - Características não lineares da ênfase

3.2.6 - Modulação FM e ênfase não-linear para o sistema MUSE

O sinal MUSE é transmitido em FM com ênfase com nível não-linear e fase linear. As características de ênfase são definidas pela composição do circuito de de-ênfase, conforme a figura 3.26. O sistema tem uma eficiência muito alta com um ganho de ênfase de 9,5 dB. Um controle de frequência automático (AFC) chaveado é usado para maximizar a eficiência da modulação.

Os parâmetros de modulação para transmissão por satélite num canal de 27 Mhz são dados na tabela 3.3.

PARÂMETRO	CARACTERÍSTICA
Faixa nominal de sinal de vídeo	8,1 Mhz
Faixa do canal nominal	27 Mhz
Modulação do sinal de vídeo	FM
Modulação do sinal de áudio e dados	Multiplexação no período de apagamento de campo de PCM ternário
Taxa de símbolos	12,15 Mbaud
Taxa de som e dados	1,35 Mbit/s
Polaridade da modulação FM	Positiva
Componente DC	Preservada
Desvio de frequência	0,8 Mhz
Caracterização da pré-ênfase	Ênfase não linear
Dispersão de energia	600 Mhz, onda triangular sincronizada com quadro

Tabela 3.3 - Parâmetros de modulação para transmissão por satélite.

Os filtros de ênfase fazem parte do modulador e demodulador FM. No sistema MUSE os filtros de ênfase são digitalizados, inseridos no codificador e no decodificador. Uma ênfase adaptativa poderia ser usada para melhorar a relação S/N nas partes planas da imagem.

A figura 3.23 mostra o diagrama de blocos do sistema FM e ênfase não linear. Na figura 3.24 "A" indica sobresinal causado pelo filtro de pré-ênfase. Por meio de processamento não linear definido na figura 3.27 o espectro é comprimido em RF.

B - O SISTEMA HD-MAC

(High-Definition Multiplexed Analog Components)

O sistema HD-MAC, que faz parte do projeto Europeu "EUREKA 95" é projetado para ser compatível com a família do pacote de padrões MAC, usando as técnicas de "dobramento" de espectro, sub-amostragem e adaptação de movimentos.

Os sistemas envolvendo multiplexagem de componentes analógicos, devido à faixa de passagem relativamente extensa, foram inicialmente desenvolvidos para transmissão de televisão via satélite que foi considerado o meio mais adequado para os países europeus. Dessa forma, as propostas para o sistema de alta definição na Europa foram no sentido de que os novos sistemas fossem compatíveis com a família MAC. Esforços unificados, envolvendo diversos países europeus, deslancharam programas que visam a caracterização dessa nova tecnologia, a HDTV, assegurando assim interesses prioritários da Europa. A evolução dos estudos de redução de taxas demonstrou, contudo, que a separação do sinal em componentes corresponde à melhor forma de reduzir a faixa dos sinais de televisão, além de constituir o melhor ponto de compatibilidade entre os sistemas PAL e SECAM, viabilizando o uso em transmissão via cabo e enlaces de microondas.

Imagina-se que, de acordo com a proposta européia, o processo de evolução se possa dar de acordo com as fases consideradas a seguir.

Na primeira fase, correspondendo ao sistema MAC, o sinal de televisão com qualidade melhorada é recebido por satélite com faixa de transmissão de 27 Mhz e entra no circuito conversor que transcodifica o sinal no formato PAL ou SECAM para ser recebido por um receptor de televisão convencional.

Na segunda fase, os receptores convencionais de televisão disponíveis no mercado estarão preparados para receber indistintamente os sinais no formato PAL, SECAM e MAC.

Na terceira fase, estarão disponíveis os “displays” no formato 16/9 correspondendo à TV compatível W-MAC (EDTV) recebendo indistintamente os sinais PAL e SECAM no formato 4/3 ou sinal MAC no formato 16/9.

Na quarta fase que corresponde ao sistema HD-MAC, os receptores receberão os sinais PAL, SECAM e MAC. Através de um processador, fornecerão o sinal no formato da tela 16/9.

Estudos realizados revelam que o sistema W-MAC, embora não tenha processamento específico voltado para HDTV, apresenta uma qualidade de imagem compatível ao HD-MAC, resultando em um julgamento de desempenho bastante subjetivo entre os dois sistemas e ficando o HDMAC mais voltado às aplicações profissionais mais exigentes como cinema, galerias de arte e reconhecimento de padrões.

3.2.7 - Descrição do processamento MAC do sinal

No sistema PAL, dentro de um intervalo de linha de 64 microsegundos, temos o sinal de sincronismo, seguido do sinal da subportadora de cor modulados em quadratura com adição do sinal de áudio modulado em amplitude, constituindo o sinal composto de vídeo.

Para o sistema MAC, no intervalo de linha de 64 micro-segundos, os sinais estão todos separados no tempo, iniciando com a palavra de dados e sincronismo, seguido dos sinais de áudio que podem ser constituídos de até oito canais de alta fidelidade que formam um pacote digital constituído por 75 bit/linha dos quais 31 são

reservados para informações auxiliares; após o pacote digital que contém (representa) os sinais de áudio, sincronismo e dados, são inseridos os sinais diferença de cor comprimidos e finalmente o sinal de luminância também comprimido.

Dessa forma, a estrutura totalmente incompatível do padrão MAC não permite a transmissão simultânea em ATV para qualquer versão do sistema com os sinais de televisão convencionais em PAL ou SECAM.

3.2.8 - A compatibilidade MAC

A constituição do sinal W-MAC difere basicamente do sinal MAC na introdução de mais informação para os sinais de luminância e crominância constituindo uma extensão dos sinais de luminância e diferença de cor. Essa informação a mais é conseguida sem custo de faixa comprimindo os sinais compostos de áudio, dados e salva de cor, e inserindo o acréscimo da luminância no espaço obtido reservando algumas linhas no início e no meio do campo onde o acréscimo dos sinais diferença de cor é colocado ao longo de toda a linha excetuando o início das linhas onde temos a palavra código e os sinais de áudio, dados e amostras da subportadora de cor comprimidos, que são transmitidos em todas as linhas. O sinal de luminância é inserido em linhas pares e ímpares e os sinais diferença de cor são inseridos alternadamente em linhas pares e ímpares.

São possíveis duas combinações de fatores de compressão, sendo um com fator 3 para U e 3/2 para Y e o outro com fator 5 para U e V e 5/4 para Y.

A possibilidade de relação de aspecto 4/3 e 16/9 com dois fatores de compressão gera distinções no sistema MAC em padrões de dados A, B, C, DE, EC-MAC que diferem entre si, basicamente na qualidade gerada pela compressão de faixa adotada.

Quando há a necessidade de embaralhamento do sinal, dois métodos eficientes podem ser empregados para codificação do padrão MAC, um denominado dupla rotação de componentes e o outro denominado inscrição Booleana de dados empregados PSK ("Phase Shift Keying") com o uso de uma sequência pseudo-aleatória. Ambos necessitam de uma chave código para desembaralhamento do sinal.

A possibilidade de redução de faixa do canal de 27 Mhz disponível em satélite para o sistema MAC para uma faixa de 8 Mhz que corresponde ao espaçamento aproximado do canal disponível por cabo na Europa requer uma compressão de faixa capaz de fornecer um sinal modulado com faixa em torno de 8 Mhz.

Se considerarmos o sistema para 525 linhas que corresponde ao sistema PAL-M, temos 485 amostras ativas na direção vertical, equivalendo a uma resolução de 323 amostras ativas na direção horizontal dentro de um período de 53,57 ms e correspondendo a uma largura de faixa máxima de 6,1 Mhz.

Para o sistema europeu que possui 625 linhas, a largura de faixa máxima corresponde a 7,4 Mhz. No sistema C-MAC desenvolvido para os padrões Europeus adotou-se uma largura de faixa máxima permissível de 8,5 Mhz para o sinal de vídeo comprimido, correspondendo a uma frequência de amostragem ótima de $f_s = B/4 = 21,25$ Mhz que garante uma banda de guarda de 20%. Se admitirmos por exemplo uma compressão de faixa de 5/3 para luminância, teremos uma faixa efetiva de 5,1 Mhz para o sinal de luminância que é bem superior à faixa efetiva em torno de 3,7 Mhz (5,5 x Fator Kell) para o sistema PAL-europeu.

3.2.9 - Sistema de alta resolução HD-MAC

Para definirmos a faixa de passagem do sistema HD-MAC, consideramos a faixa do sinal MAC com compressão de 5/4 para a luminância, teremos então, antes da compressão uma largura de banda equivalente de 6,75 Mhz que corresponde ao W-MAC. Se adotamos uma frequência de amostragem de 13,5 Mhz correspondendo à frequência de amostragem para sinais digitalizados, pode-se estender a faixa do sinal até 10 Mhz antes da amostragem; teremos então uma amostragem livre de interferência até 3,5 Mhz e a faixa entre 3,5 e 6,75 Mhz pode ser recuperada sem interferência vestigial empregando técnica de filtragem bidimensional. Como o sinal em HDTV duplica o número de linhas em relação ao sistema MAC, a faixa deve dobrar para que a resolução também duplique, resultando em uma largura de banda necessária de 20 Mhz antes da amostragem com frequência de amostragem de 27 MHz.

Após a sub-amostragem e filtragem adaptativos, um sinal compatível com MAC em 625 linhas é obtido para transmissão. A filtragem adaptativa e a conversão na tela de imagem deve ser aplicada ao receptor de HDTV, usando detecção de movimentos e medidas de vetores derivados dos códigos.

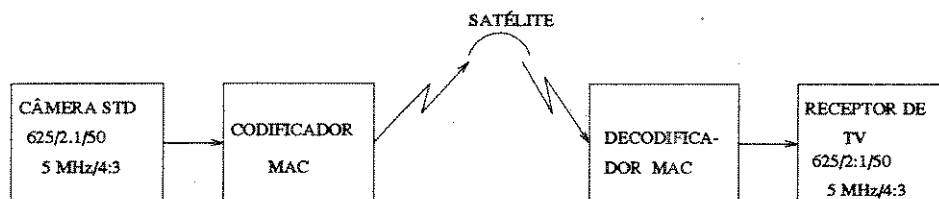


Figura 3.28 - Mostra que utilizando equipamento padrão, codificadores e decodificadores MAC, pode-se obter sinais de muito boa qualidade, transmitidos por radiodifusão por satélite

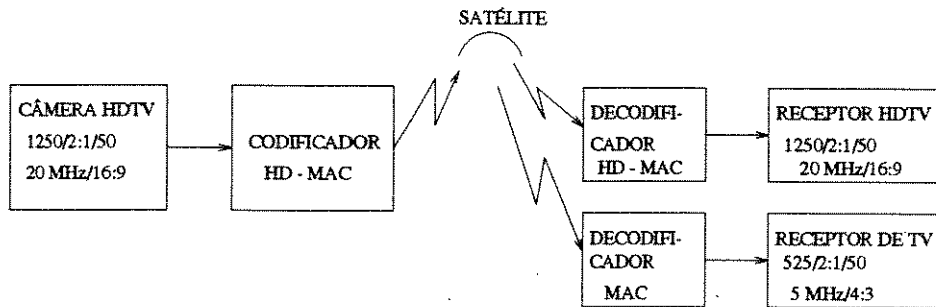


Figura 3.29 - Mostra que com o uso de câmera HDTV e codificadores HD-MAC na transmissão, é possível, dependendo dos equipamentos de recepção, obter uma tela convencional com boa qualidade, e também o HDTV.

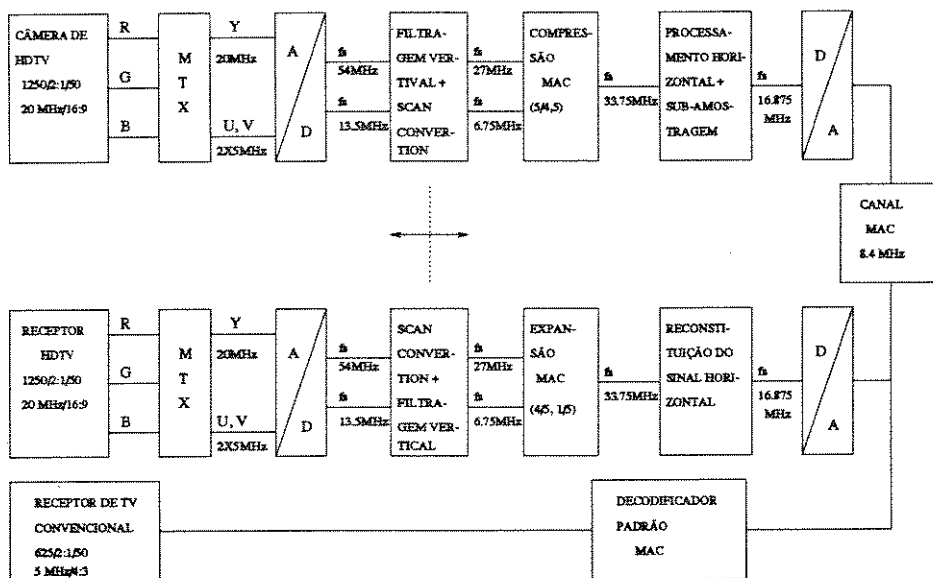


Figura 3.30 - Um sistema HD-MAC completo.

A figura 3.30, Mostra um sistema HD-MAC completo correspondente aos mostrados nas figuras 3.28 e 3.29. É interessante notar que todas as operações do sinal horizontal ocorrem entre o tempo de compressão e o tempo de expansão. Uma vez que a maior parte do processamento é realizado digitalmente, o sistema contém conversores A/D e D/A. A taxa de amostragem usada f_s é indicada em vários pontos. MTX é o circuito matricial utilizado para conversão dos três sinais de cor R, G e B em sinais Y, U e V ou vice-versa.

PARÂMETRO	MUSE	HD-MAC
Formato (Relação de Aspecto)	16:9	16:9
Taxa de imagem (Hz)	30	25
Linhas ativas (imagem)	1035	1152
Frequência básica de amostragem	64,8 Mhz	54 Mhz
Amostra ativas/linha	1496	1440
Diferença de cor	374	720
Tipo de codificação	analógica	analógica
Método de compressão	adaptativa ao movimento	adaptativa ao movimento
Largura de faixa de luminância	máxima 22 Mhz	máxima 21 Mhz
Largura faixa da diferença de cor	máxima 7 Mhz	máxima 10,5 Mhz
Sub-amostragem da luminância	horizontal 2:1	horizontal 2:1
Sub-amostragem diferença de cor	horizontal 2:1	horizontal 2:1
Sub-amostragem diferença de cor	vertical 2:1	vertical 2:1
Compressão da luminância	1:1	1:1
Compressão da diferença de cor	4:1	3:1
Largura de faixa básica Tx	8,1	11
Multiplex de som/ dados (Mbit/s)	digitais 1,35	digitais 1,5 ou 3
Largura do sinal de som	20/15 KHz	15 KHz
Frequência de amostragem	48/32 KHz	32 KHz
Número de canais de áudio	2/4	2/4 ou 4/8
método modulação e codificação	DPCM/ternário	PCM/duobinário
Lei de compensação	15 a 8 (8 faixas) 16 a 11 (6 faixas)	linear 14/14-10
compressão de tempo digital	13,5:1	6,6:1
Taxa de símbolo	12,15 ternário	-
Taxa de bit instantânea (Mbit/s)	-	10,125/20,25
Tipo de modulação e desvio ΔF_L	FM (Mhz)	Fm ou FM+4 PSK
Largura de faixa necessária	27/24 Mhz	27 Mhz

Tabela 3.4 - Características dos sistemas MUSE e HD-MAC

Característica	DigiCipher	DSC-HDTV	ADTV	ATVA-P
Linhas/quadro	1050	787/788	1050	787/788
Quadros/seg.	29.97	59.94	29.97	59.94
Entrelaçamento	2:1	1:1	2:1	1:1
Frequência de varredura horizontal	31,469 Khz	47,203 Khz	31,469 Khz	47,203 Khz
Vídeo ativo Pixels	1408Hx960V (luminância) 350H x 480V (croma)	1280Hx720V (luminância) 640Hx360V (croma)	1440Hx960V (luminância) 720Hx480V (croma)	1280Hx720V
RA Relação de aspecto	16:9	16:9	16:9	16:9
RA Relação de aspecto (Pixels)	33:40	1:1	27:32	1:1
Largura de faixa	21,5 Mhz lum 5,4 Mhz crom	34 Mhz lum 17 Mhz crom	27 Mhz	34 Mhz lum 34 Mhz lum
Colorimetria	SMPTE 240M	SMPTE 240M	SMPTE 240M	SMPTE 240M
Algoritmo de compressão de vídeo	DCT com compensação de movimento	DCT & VQ compensação de movimento	MPEG com compensação de movimento	Subbanda com comp. movimento
Tamanho do bloco	8 x 8	8 x 8	8 x 8	8 x 8
Frequência de amostragem	53,65 Mhz	75,3 Mhz	54 Mhz	75,3 Mhz
Largura/áudio	20 Khz	20 Khz	20 Khz	20 Khz
Frequência de amostragem/áudio	48 Khz	47,203 Khz	48 Khz	48 Khz
Faixa dinâmica	85 dB	96 dB	96 dB	
Canais de áudio	4	4	4	4
Taxa de dados para o vídeo	12,59 Mbits/s (16 QAM) 17,49 Mbits/s 32 QAM	Variação automática de 8,6 a 17.1 Mbits/s	14,98 Mbits/s	15,636 Mbits/s

Tabela 3.5a - Atributos, Características e Processos dos Sistemas Digitais de Radiodifusão terrestre para HDTV

Características	DigiCipher	DSC-HDTV	ADTV	ATVA-P
Taxa de dados para o áudio	0,503 Mbits/s	0,5 Mbits/s	0,512 Mbits/s	0,5 Mbits/s
Dados/control	126 Kbits/s	40 Kbits/s	40 Kbits/s	126 Kbits/s
Sincronismo	N/A	292 a 544 Kbits/s	N/A	N/A
Ancillary	126 Kbits/s	413 Kbits/s	512 Kbits/s	126 Kbits/s
Dados totais	19,51 Mbits/s (16 QAM) 24,39 Mbits/s (32 QAM)	11,1 a 21,0 Mbits/s	21,0 Mbits/s	19,43 Mbits/s
Correção de erros	6,17 Mbits/s	1,3 a 2,4 Mbits/s	23,6% 4,96 Mbits/s	3,042 Mbits/s
Modulação RF (Terrestre)	16/32 QAM	2 e 4 níveis VSB	QAM	16 QAM
Faixa a 3 dB (Terrestre)	4,88 Mhz	5,38 Mhz	5,2 Mhz	4,86 Mhz
S/R threshold (Terrestre)	12,5 dB 16 QAM 16,5 dB 32 QAM	16 dB/4 níveis 10 dB/2 níveis	16 dB	19 dB
Equalização do canal	-2 a 24 μ s	-2 a 20 μ s	16 a 40 μ s	2/32 μ s
Modulação RF (satélite)	QPSK	MSK	QPSK	
Largura de faixa (satélite)	24 Mhz 2 canais	20 Mhz 1 canal	24 Mhz 2 canais	
S/R threshold (Satélite)	7,5 dB	8 dB	8 db	

Tabela 3.5b - Atributos, Características e Processos dos Sistemas Digitais de Radiodifusão terrestre para HDTV

3.3 - OS SISTEMAS TOTALMENTE DIGITAIS

A principal mudança no rumo das tendências em HDTV, surgiu nos EUA, a TVAD totalmente digital. A proposta americana se contrapõe aos sistemas das famílias MUSE e HD-MAC, que são híbridos, mas principalmente com ênfase analógica.

Isto significa que as emissoras devem transmitir um sinal NTSC, simultaneamente à correspondente ao HDTV e dispõe além disso de um segundo canal de 6 Mhz.

Os principais sistemas Digitais são:

DigiCipher HDTV system	American Television Alliance General Instrument MIT
DSC-HDTV	Digital Spectrum-Compatible Zenith Electronics Corporation AT&T Bell Laboratories
ADTV	Advanced Digital Television Thomson Consumer Electronics, Inc Philips Consumer Electronics Company NBC David Sarnoff Research Center
ATVA-P	ATVA-Progressive System MIT

Tabela 3.6 - Os principais sistemas HDTV digitais

3.3.1 - DigiCipher - Um sistema digital

O DigiCipher é um sistema de Televisão Avançado, totalmente digital, proposto para uso nos EUA.

O sistema produz um sinal padrão em HDTV com desempenho que garante um sinal, cujas distorções e interferências são imperceptíveis pelo sistema visual humano, acrescido da vantagem de se poder empregar todos os meios disponíveis para transmissão dos sinais de televisão convencionais.

O sinal usado no sistema DigiCipher, tem relação de aspecto igual a 16:9, RGB ou componentes Y, U e V, 1050 linhas entrelaçadas na razão 2:1 à 59,94 campos por segundo. Os componentes Y, U e V são amostrados na frequência de 53,65 Mhz. Filtros digitais simples são utilizados para pré-filtragem do sinal de crominância, em seguida a resolução de croma é reduzida por um fator de 4 para horizontal e 2 para o vertical.

O resultado é um sinal com banda de 21,5 Mhz para a luminância e 5,4 Mhz para a crominância. O sinal de luminância é de 960 pixels na vertical por 1408 na horizontal. O sinal de crominância é de 480 pixels na vertical por 352 na horizontal.

O sistema é baseado em um algoritmo de compressão que emprega codificação DCT (Discrete Cosine Transform). É provido de dois modos distintos de transmissão, 32 QAM e 16 QAM.

O sistema foi desenvolvido para permitir a introdução de até 4 canais de áudio e a inclusão de dados e textos. Os sinais Y, U e V e os canais de áudio são codificados digitalmente e os sinais de dados, textos e controle são processados também na forma digital multiplexados e transmitidos pelo sistema de modulação de amplitude em Quadratura com 16 e 32 níveis.

DigiCipher-HDTV, emprega códigos do tipo Reed-Salomon, a uma taxa de 106/116 ($t=5$) para 16 QAM e 145/155 ($t=5$) para 32 QAM, mais o código de treliça com taxa de 3/4 para 16 QAM e 4/5 para 32 QAM.

CAPÍTULO 4

4.0 - HDTV-AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO

4.1 - INTRODUÇÃO

Um sistema analógico de transmissão de vídeo é, basicamente, um sistema de transmissão de forma de onda, sendo o objetivo primeiro do sistema preservar a forma de onda dos sinais durante seu percurso, desde a câmara até o receptor do usuário. Contudo, em qualquer sistema prático de televisão, é inevitável que ocorra alguma distorção. A distorção permissível baseia-se não só em medidas físicas, como também em testes subjetivos efetuados com observadores categorizados e nesta última condição se enquadra a medida do “pulso seno quadrado”.

A natureza dos sinais de televisão é tal que o sistema de transmissão deve obedecer padrões, os mais rigorosos, especialmente tratando-se de HDTV.

Entre as diversas distorções que podem afetar o sinal, principalmente o de cor, podemos citar:

- a)-Amplitude e fase versus frequência
- b)-Ganho diferencial
- c)-Fase diferencial
- d)-Resposta a transitórios

Alguns sinais de testes foram desenvolvidos para as distorções acima mencionadas. O “multi-burst” é utilizado para avaliar a resposta em amplitude. O ganho diferencial e a fase diferencial podem ser testados por meio de “stair-step” com superposição do sinal senoidal com uma frequência adequada. Para avaliar a resposta a transitórios e o atraso de envoltória usa-se o Pulso seno quadrado.

4.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

Uma característica importante de um sistema qualquer é sua resposta ao impulso.

Se $f(t)=\delta(t)$ - função de Dirac, é a excitação impulsiva sofrida pelo sistema, sua transformada de Fourier será dada por:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)|e^{-j\omega t}| dt = 1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

(4.1)

Isto significa que o espectro do impulso é constante, ou seja, contém todas as frequências. Se o sistema que sofre a excitação impulsiva é linear, é o mesmo que se levantar a sua resposta em frequência, injetando-se simultaneamente todas as frequências na sua entrada. Isto só é válido porque o sistema é linear, (princípio da superposição).

Dada a impossibilidade prática de se ter um gerador de impulsos com faixa infinita, o que se faz é analisar o sistema com pulso de largura de faixa adequado, o que corresponde a uma aproximação do teste impulsivo teórico. Para o sistema o pulso será, praticamente, um impulso e em consequência a análise é válida.

Alguns cuidados devem ser tomados, tais como de se ter uma idéia antecipada da largura de faixa do sistema para determinar a largura do pulso. Para que o pulso possa ser considerado como impulso pelo sistema, ele conterà pouca energia para a excitação do mesmo, podendo-se não obter uma resposta útil. Tenta-se aumentar a amplitude do impulso e acaba-se saturando o sistema, que deixa de ser linear, não sendo mais válida a análise.

4.2.1 - Espectro de frequência discreto de um sinal

O espectro de frequência discreto de um sinal é a representação gráfica das amplitudes e fases das componentes harmônicas de um sinal, versus a variável discreta ω_n , com $n=1, 2, \dots$ e ω é a frequência angular fundamental deste sinal.

Devemos distinguir Espectro de amplitudes de Espectro de fases (representação gráfica das fases dessas harmônicas versus frequência). Estes dois espectros não podem representados no mesmo gráfico, a não ser que as fases só tomem valores "0" e " π ", quando no espectro de frequências termos amplitudes positivas e negativas.

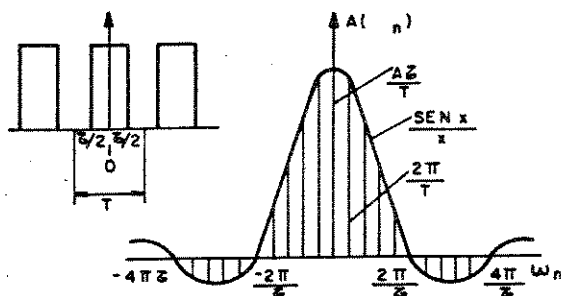


Figura 4.1 - Desenvolvimento exponencial de Fourier para o pulso mostrado

Fazendo-se o desenvolvimento exponencial de Fourier para o pulso da figura 4.1, aparecem harmônicas para $N(-\infty, \infty)$.

Com os resultados já conhecidos,

$$\begin{aligned} f(t) &= A \text{ para } |t| \leq \frac{\tau}{2} \text{ e} \\ f(t) &= 0 \text{ para } \frac{-T}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ &\quad \frac{\tau}{2} < t \leq \frac{T}{2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

obteremos, como desenvolvimento exponencial de Fourier,

$$A = \frac{A_\tau}{T} \cdot \frac{\text{sen } \omega_n \tau / 2}{\omega_n \tau / 2} \quad (4.3)$$

e assim,

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A_\tau}{T} \cdot \frac{\text{sen } \omega_n \tau / 2}{\omega_n \tau / 2} \cdot e^{j\omega_n t} \quad (4.4)$$

Verifica-se que para $\omega=0$, tem-se uma raia de valor A_τ/T , e que as raiais para “n” crescente se desenvolvem segundo uma envoltória $\text{sen } x/x$.

Algumas conclusões importantes:

- a)-As harmônicas cujas ordens são um número inteiro de $2\pi/\tau$ são nulas,
- b)-O número de raiais (harmônicas), entre a origem e o primeiro nulo, ou entre dois nulos consecutivos, é $m=T/\tau$, (fator de utilização),

c)-Para $T=cte$ e τ diminuindo, o espectro é mais espalhado e as amplitudes diminuem. Entre os nulos, o número de raias aumenta,

d)-As frequências das raias dependem só de T ,

e)-O espectro de frequências é representado por um só gráfico, pois as fases das harmônicas admitem somente os valores 0 e π ,

f)-Podemos definir a largura de faixa B desse sinal, arbitrariamente, até uma harmônica e desprezar as demais.

Contudo, se as raias forem cortadas, na recomposição do domínio do tempo, sua forma de onda ficará alterada. Podemos definir $B=1/\tau$ (até o primeiro nulo de espectro), levando em conta que a maior parte da energia encontra-se nesse intervalo. Se quisermos um sinal recomposto com maior fidelidade podemos dizer que $B=2/\tau$ e assim por diante. O importante é que a relação entre os domínios de tempo (τ) e frequência (B) se faz através de:

$$B = \frac{K}{\tau}, \text{ independentemente de } T \quad (4.5)$$

4.2.2 - Distorções em Sistemas Lineares

Um sistema ideal transmitiria qualquer sinal sem deformá-lo. Nessas condições, comparando-se a saída $s(t)$ do sistema com a excitação $f(t)$, poderemos admitir uma ampliação ou redução dada por: $s(t)=K f(t)$. Pode-se ainda admitir um atraso do sinal $s(t)$ em relação a $f(t)$, sem haver modificação da forma de onda. Assim teríamos: $s(t)= K f(t-t_a)$, onde t_a é o tempo de atraso imposto pelo sistema.

A função de transferência desse sistema é dada por:

$$G(j\omega) = K \cdot \exp(-j\omega t_a) \text{ com } -\infty \leq \omega \leq \infty \quad (4.7)$$

onde $G(j\omega)$ é caracterizado por:

a)-Transferência de amplitudes, $|G(j\omega)|=K$

b)-Transferência de fases, $\theta(\omega) = -\omega t_a$

Assim, para que o sistema transmita sem distorção, é preciso que tenha largura de faixa infinita e constante e que a defasagem entre a entrada e saída seja linear com a frequência. Se não houver atraso t_a , esta defasagem é nula. Evidentemente os sistemas reais apresentam certa seletividade em frequência, com faixa limitada. Isto implicará em alteração do sinal de saída em relação ao de entrada, se a largura de faixa do sinal for maior do que a do sistema. As distorções assim introduzidas arredondam o sinal impedindo transições rápidas no tempo, diminuindo a definição do sinal.

Contudo, se a característica de fase for linear e $f(t)$, excitação na entrada, for simétrica, o sinal de saída $s(t)$ será simétrico à ordenada que passa por $t=t_a$. Assim, fase não linear caracteriza-se pela assimetria de $s(t)$, como saída da excitação $f(t)$.

Isto ocorre quando as velocidades de transmissão das harmônicas do sinal de entrada são diferentes.

4.2.3 - Largura equivalente de um pulso

Vimos que para o pulso retangular de largura τ a relação $\Delta f=1/\tau$, onde Δf é a largura de faixa do pulso, definida para o primeiro nulo do seu espectro.

Em um pulso retangular ideal, pode-se definir sem confusão, a largura τ . Para um pulso qualquer, tem-se dificuldade para se definir sua largura. Chamaremos de τ_{eq} "largura equivalente", para um pulso qualquer, com imposição de que seja simétrico e com maior quantidade de energia concentrada em certo intervalo, a largura de um pulso retângular, chamado equivalente conforme a figura 4.2, tal que:

$$\tau_{eq} \cdot f(0) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt \quad (4.8)$$

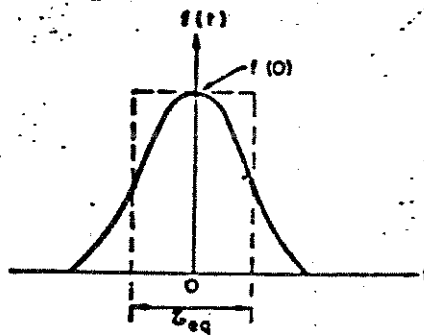


Figura 4.2 - Detalhes do pulso equivalente

onde $f(t)$ é a função que descreve o pulso qualquer, portanto,

$$\tau_{eq} = \frac{1}{f(0)} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt \quad (4.9)$$

4.2.4 - A forma de onda adequada

Consideramos uma camera convencional, cujo feixe tem um diâmetro finito Φ , observar a figura 4.3, e que esteja varrendo barras verticais brancas e pretas alternadas, todas com a dimensão de um elemento de imagem.

O sinal de saída, em tensão, da câmara não apresentará forma de onda com mudanças bruscas. Teoricamente, se o diâmetro do feixe fosse um ponto sem dimensão ($\Phi \rightarrow 0$), a forma de onda de saída da câmara iria corresponder a realidade da imagem varrida e se apresentaria sob a forma mostrada na figura 4.3.

Mas como Φ tem dimensão finita, haverá introdução de distorções, não ocorrendo transições bruscas do preto para o branco e vice-versa, obtendo-se como fundamental a forma apresentada na figura 4.3. Verifica-se que esta última forma de onda é do tipo coseno, sendo que cada dois elementos de imagem (um preto e um branco) dará origem a um único pulso $\{(\sin^2 \alpha = 1/2(1 + \cos 2\alpha))\}$ com a forma de um seno quadrado, de largura τ .

Assim apesar de se ter um sistema com uma faixa suficientemente grande, o feixe eletrônico pelo seu diâmetro finito (Φ) vai se comportar como um filtro passa-baixas, limitando a largura de faixa de todo o sinal gerado. Utilizando tal pulso com um valor adequado de τ , poderemos verificar como um sistema irá responder à transmissão de um sinal cuja largura de faixa é correspondente a largura de faixa de sinal gerado por uma câmara convencional.

4.2.5 - Cálculo das transformadas de Fourier para um pulso retangular e um pulso \sin^2

Como é usual utilizar-se Pulso retangular para testes de transitórios em um sistema, pretendemos calcular sua transformada de Fourier $F_0(j\omega)$, e compará-la com a respectiva do Pulso Seno Quadrado $F_S(j\omega)$ e tirar algumas conclusões.

$F_0(j\omega)$ - Transformada de Fourier para o pulso retangular

Tomando-se o Pulso retangular mostrado na figura 4.1, com amplitude unitária e o supondo isolado, a sua Transformada de Fourier será dada por:

$$F_0(j\omega) = \tau \cdot \frac{\text{sen } \omega\tau / 2}{\omega\tau / 2} \quad (4.10)$$

$F_s(j\omega)$ - Transformada de Fourier para o pulso seno quadrado

Para simplicidade dos cálculos, consideraremos o pulso centrado na origem, portanto sob a forma de coseno quadrado, com largura τ e amplitude 1.

Assim,

$$f(t) = \cos^2 \frac{\pi}{\tau} t \quad \text{como } |t| \leq \frac{\tau}{2} \quad \text{ou} \quad (4.11)$$

$$f(t) = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \frac{2\pi}{\tau} t\right)$$

fazendo $\alpha = 2\pi/\tau$ e tomando a transformada temos,

$$F_s(j\omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \frac{1}{2} \cdot (1 + \cos \alpha t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (4.12)$$

$$F_s(j\omega) = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} dt + \frac{1}{2} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \frac{e^{j\alpha t} + e^{-j\alpha t}}{2} \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (4.13)$$

$$F_s(j\omega) = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} dt + \frac{1}{4} \cdot \left[\int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j(\alpha - \omega)t} dt + \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j(\alpha + \omega)t} dt \right] \quad (4.14)$$

$$F_s(j\omega) = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}\omega_n\tau/2}{\omega_n\tau/2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha - \omega_n)\tau/2}{(\alpha - \omega_n)\tau/2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha + \omega_n)\tau/2}{(\alpha + \omega_n)\tau/2} \quad (4.15)$$

como $\alpha = 2\pi/\tau$, teremos:

$$F_s(j\omega) = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}\omega_n\tau/2}{\omega_n\tau/2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2\pi/\tau - \omega_n)\tau/2}{(2\pi/\tau - \omega_n)\tau/2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2\pi/\tau + \omega_n)\tau/2}{(2\pi/\tau + \omega_n)\tau/2}$$

$$F_s(j\omega) = \frac{\tau}{2} \cdot \text{sen}(\omega_n\tau/2) \cdot \frac{1}{\omega_n\tau/2} + \frac{1}{2(\pi - \omega_n\tau/2)} - \frac{1}{2(\pi + \omega_n\tau/2)} \quad (4.16)$$

Fazendo $\omega_n\tau/2 = \beta$ e através de transformações algébricas chegamos a:

$$F_s(j\omega) = \frac{\tau}{2} \cdot \frac{1}{1 - (\beta/\pi)^2} \cdot \frac{\text{sen}\beta}{\beta} \quad (4.17)$$

$$F_s(0) = \frac{\tau}{2} \quad (4.18)$$

Definindo-se $f(\beta)$ tal que

$$F(\beta) = \frac{2}{\tau} \cdot F_s(j\omega) = \frac{1}{1 - (\beta/\pi)^2} \cdot \frac{\text{sen}\beta}{\beta} \quad (4.19)$$

Calculamos o valor de $F(\beta)$ no ponto $\beta=\pi$

$$F(\beta) = \pi^2 \cdot \frac{\text{sen}\beta}{\beta\pi^2 - \beta^3} \quad (4.20)$$

Para $\beta=\pi$ tem-se uma indeterminação, a qual aplicando-se L'Hospital, vem:

$$\frac{dF(\beta)}{d\beta} = \pi^2 \cdot \frac{\cos\beta}{\pi^2 - 3\beta^2} \rightarrow \beta = \pi \rightarrow = \frac{\pi^2}{3\pi^2 - \pi^2} = \frac{1}{2} \quad (4.21)$$

logo:

$$F(\beta) \Big|_{\beta \rightarrow \pi} = \frac{1}{2} \quad (4.22)$$

4.2.6 - Representação gráfica das transformadas $F_s(j\omega)$ e $F_Q(j\omega)$

Comparações

a)- $F_Q(\beta)$ apresenta seu primeiro nulo para $\beta=\pi$, ao passo que $F_s(\beta)$, nesse ponto ainda é igual a 1/2.

Se considerarmos $\tau=0,50 \mu\text{s}$ verificamos que no ponto $\beta=2\pi f\tau/2=\pi$, temos neste mesmo ponto $f=2 \text{ Mhz}$. isto significa que, para a região de médias frequência ($\cong 2 \text{ Mhz}$) para televisão convencional, não se tem energia de excitação (informação) quando se usa o Pulso retangular; ao contrário acontece com o Pulso seno quadrado que ainda é rico em informação nessa região, pois só houve atenuação de 6 dB.

A fim de compararmos praticamente as transformadas devemos normalizá-las, como na figura 4.3 abaixo. Mostramos $F_s(\beta)$ e $F_Q(\beta)$.

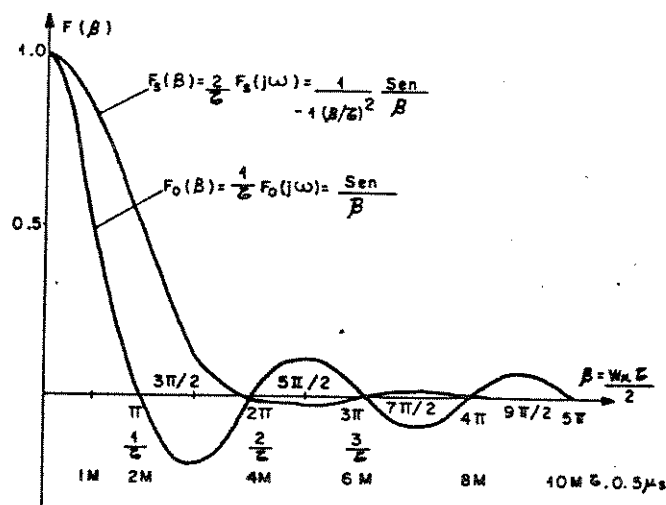


Figura 4.3 - Representação gráfica da transformadas

b)-No ponto $\beta=2\pi ft/2=2\pi$, verifica-se que o espectro do Pulso seno quadrado esta, até ai, quase totalmente contido, o que não acontece com o espectro do pulso retangular. Esse ponto, para um $\tau=0,50 \mu s$ corresponde a $f=4 \text{ Mhz}$ que é exatamente a faixa de vídeo para o sistema convencional.

Isto significa que o uso do Pulso retangular introduz componentes significativos fora da faixa, portanto indesejáveis, e que mascaram uma medida de maior precisão, conforme requer um sistema de alta definição como o HDTV.

Como exemplo, para $\tau=0,50 \mu s$, o conteúdo do espectro do Pulso retangular no ponto $\beta=27\pi/2$ ($f=13,5 \text{ Mhz}$) é aproximadamente, o mesmo do Pulso seno quadrado para o ponto $\beta=5\pi/2$ ($f=5 \text{ Mhz}$). Desta forma, este pulso retangular sairá bastante distorcido.

c)-Em decorrência do item “b”, dado um certo sistema com uma certa faixa passante, podemos calcular qual a largura τ do Pulso seno quadrado, necessária para testar essa faixa. Isto significa que as componentes espectrais desse pulso são controláveis, o que não acontece com as do Pulso retangular.

d)-Ao se passar ambos os pulsos por um sistema com faixa de passagem mais estreita do que as faixas dos mesmos (Exemplo Filtro passa baixa com $f_c = 2$ Mhz utilizando pulsos de $\tau = 0,50 \mu s$), teremos cortado uma maior quantidade significativa do conteúdo espectral do Pulso seno quadrado. Isso causará uma pior recomposição do pulso (resposta do sistema) do que para o retangular. Isso indica que o Pulso seno quadrado é um sinal mais sensível que o pulso retangular para verificação da região de frequência de corte de um sistema.

Para verificar qual a frequência aproximada de corte de um sistema é suficiente medirmos “t”, duração do primeiro lóbulo, como na figura 4.4 e aplicarmos $f = 1/2t$, sendo t em μs e f em Mhz.

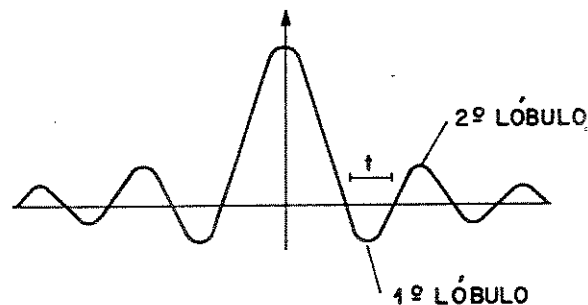


Figura 4.4 - Exemplo de verificação da frequência de corte

4.3 - INTRODUÇÃO DA BARRA PARA COMPLETAR O SINAL

Já comentamos as facilidades que o Pulso seno quadrado nos dá para análise das frequências mais altas de um sistema. Mas também necessitamos verificar a região de mais baixa frequência. Portanto o que se faz é introduzir mais um pulso que complete o sinal de teste.

Esse pulso é a Barra, que se assemelha a um pulso retangular comum, mas que para não ter as desvantagens apontadas nos itens anteriores, é modificado. A modificação está em se dar, tanto na subida como na descida do pulso, a mesma forma do Pulso seno quadrado, permanecendo então todas as vantagens deste. Como cada conjunto dos dois sinais esta superposto sobre uma linha horizontal, a frequência fundamental do sinal de teste completo, no caso do sistema convencional será de 15,750 KHz.

Com o sinal de teste completo podemos analisar a região de 15,750 KHz até aproximadamente 0,5 Mhz, através da parte superior horizontal da Barra (nível de branco) e a parte de médias e altas frequências, de 0,5 Mhz até 4 Mhz ou 8 Mhz, com o Pulso seno quadrado com DMA (Duração a Meia Amplitude) de 0,250 μ s e 0,125 μ s respectivamente.

4.3.1 - Pulso Barra

Dentro da faixa de 15,750 KHz a 0,5 Mhz algumas informações são fornecidas pelo Pulso Barra quando o sinal de teste Pulso seno quadrado e Barra são injetados em um sistema.

Perdas em frequências baixas e fase linear

Se no sistema houver ocorrência de atenuação em frequências mais baixas (de 15,750 KHz a 0,5 Mhz) mas permanecendo a fase linear, aparece na barra, em consequência, uma curvatura no patamar do pulso.

Fase não linear e sem perdas em frequências baixas

Não havendo no sistema perdas em baixas frequências não aparecerá o encurvamento do patamar. Se, por outro lado, a fase não é linear, algumas harmônicas terão se deslocado em fase, provocando um desnível entre o início e o fim da Barra.

Perdas em frequências baixas e fase não linear

Nesta situação, o sistema provocará no pulso Barra os dois efeitos mencionados acima.

4.4 - O FATOR K

Evidentemente, para avaliação global e rápida do sistema, através do sinal de teste Pulso seno quadrado e Barra, dever-se-ia criar um sistema adequado. Esse instrumento foi criado e é chamado de Fator K. O fator K, introduzido pelo "British Office engineering Department, tenta quantificar as deformações de uma imagem, percebidas subjetivamente por observadores, devidas a um sistema.

O "British Post Office" reuniu vinte engenheiros aos quais foi apresentada uma série de dispositivos através de um monitor de televisão. Distorções foram introduzidas no sistema e a cada uma os observadores deram as seguintes classificações ao sistema:

- a)-sem distorção, altíssima qualidade,
- b)-qualidade excelente,
- c)-boa qualidade,
- d)-ruim e
- e)-sem utilização possível

Para cada uma das distorções introduzidas após o dispositivo, excitou-se o sistema com o sinal de teste Pulso seno quadrado. As deformações sofridas pelos pulsos foram registradas e as imagens destes analisadas. Posteriormente, tirando-se as distorções introduzidas e estando o sistema com ótimo desempenho, este foi excitado com um sinal de teste, composto de um pulso seno quadrado e um pulso análogo, porém com amplitude menor e atrasado de 3 a 4 μ s do pulso original.

Conseguiu-se assim obter, equivalentemente, as imperfeições antes notadas na imagem dos Pulsos seno quadrado. Estabeleceu-se uma correspondência entre as amplitudes do segundo pulso enviado e o fator K, comparando-se as imagens do sinal de teste nos dois casos e a correspondente análise. Assim, se o segundo pulso era 1 % da amplitude do pulso original, o fator K correspondente passou a ser chamado de K=1 %.

procedendo-se dessa forma para várias amplitudes do segundo pulso, estabeleceu-se a regra abaixo tabelada:

Fator K	Qualidade da Imagem
0 %	Sem distorção, altíssima qualidade
1 %	Qualidade excelente
2 %	Boa Qualidade
3 %	Utilizável
4 %	Ruim
5 %	Sem utilização

Tabela 4.1 - Fator K

Através das deformações obtidas e dos seus correspondentes Fatores K, criou-se um gabarito para aferição, que foi denominado Máscara Calibrada K. Com o gabarito pode-se medir, em Termos do fator K:

Denominação	Característica
K_{PB}	Relação Pulso Seno Quadrado - Barra
K_B	Inclinação do Pulso Barra
K_t	Forma do Pulso Seno Quadrado-DMA=0,125 μ s
K_{2t}	Forma do Pulso Seno Quadrado-DMA=0,250 μ s

Tabela 4.2 - Características medidas com Máscara Calibrada

A avaliação global do sistema será dada pelo maior K obtido

4.5 - MEDIDAS E SINAIS DE TESTE

A tecnologia para os sistemas HDTV - Televisão de Alta Definição, esta atualmente, em um estagio de formação avançada . As medidas dos parâmetros dos sinais HDTV, quando estes são formados e transmitidos geram um novo problema, cuja solução precede o desenvolvimento e manufatura dos “hardware” para a HDTV. A proposta aqui levantada baseia-se em estimativas quantitativa e qualitativa dos processos e propriedades físicas em conjunto com o que podemos extrair das características de formação, conversão, distribuição e reprodução dos sinais HDTV. Primeiramente, deve-se levar em consideração a faixa larga que o sinal utiliza e com os aspectos especiais dos efeitos das varias distorções que influenciam sobre a qualidade das imagens reproduzidas.

A faixa de frequência de aproximadamente 30 Mhz (60 Mhz para o caso de varredura progressiva) assegura os componentes de luminosidade que compõem os sinais de HDTV, e aproximadamente 15 Mhz para os sinais diferença de cor.

Naturalmente, os fenômenos físicos causadores das distorções do sinal de HDTV, como no caso da Televisão convencional, estão associados com a inércia, não linearidade estática e dinâmica dos meios para sua geração e transmissão, além disso temos ainda o aparecimento de varias formas de interferências que se somam e multiplicam-se.

4.5.1 - Estimativa dos Pulsos e Características de Transferência

É conveniente estimar as propriedades de um canal de HDTV através dos pulsos (PC) e das características de transferência (TC) que compõem os sinais, as medidas de PC e TC, podem ser divididas em termos de tipos de distorções nas regiões:

- a)-Períodos muito grande, associados com as variações rápidas da imagem (para frequências abaixo da frequência de quadro ou campo),
- b)-Períodos grandes que determinam as distorções cruzadas (frequências de quadro, campos e suas harmônicas,
- c)-Períodos médios, distorções ao longo das linhas (nas faixas de linhas e suas harmônicas),
- d)-Períodos intermediários, distorções perceptíveis em telas de formatos largos (nas faixas de frequência dos sinais de vídeo,

e)-Períodos curtos, que determinam as distorções de tamanho médio e são responsáveis pelos detalhes da imagem (na faixa de vídeo, que determina a reprodução dos detalhes de médio tamanho) e,

f)-Períodos muito pequenos, sobre o qual estão atreladas as distorções dos detalhes finos de uma imagem (na banda alta do sinal de vídeo)

No caso geral, a função com espectro finito e dado por:

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \text{sinc } \omega_0 (t - nT_0) \quad (4.1)$$

onde $\text{sinc } x = \text{sen } x/x$, $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 a frequência de corte do espectro $g(t)$, não é persistente limitado. Todavia, dado os coeficientes a_n , esta função na prática pode ser considerada limitada persistente sobre um certo intervalo de tempo, fora dos limites de variação da série em certos termos (Equação 4.1) são compensados pelas variações de outros termos. Visto que o sinal de um canal de TV, PC deve abrigar os contornos de um elemento de varredura da tela, então podemos assumir que este sinal é simétrico, logo:

$$t=0$$

$$a_n = a_{-n}$$

e, $g(0) = 1$

O sinal mostrado na equação 4.1, pode se finito em um certo intervalo simétrico $[C, -C]$ para $t=0$, truncando a função $g(t)$. Sendo assim, um sinal $D_{cg}(t)$ de tamanho limitada não tem espectro finito, embora possa ser estendido para um

intervalo infinito, quando $g(t)$ tiver espectro finito. Para o caso ideal das conversões de analógico para digital e de digital para analógico o sinal $D_{CG}(t)$, tem sua forma alterada para:

$$g(t, \tau) = \sum_{|nT_0 + \tau| \leq C}^{\infty} D_{CG}(nT_0 + \tau) \cdot \text{sinc } \omega_0(t - nT_0 - \tau) \quad (4.2)$$

onde τ é o deslocamento central em relação a $t=0$, $0 \leq \tau \leq T_0$. O desvio $g(t, \tau)$ de $D_{CG}(t)$ a cada ponto t , fixando diferentes valores de τ , determina a medida da zona de incerteza.

A minimização de uma função simétrica $g(t)$ fora do intervalo $[C, -C]$ pode ser fixado, por exemplo, pela condição,

$$\int_C^{\infty} g^2(t) dt \rightarrow \min. \quad (4.3)$$

dado que, neste caso $a_n = a_{-n}$, $a_0 = 1$, e utilizando as equações 4.1 e 4.2, temos as condições para calcular os coeficientes a_n ,

$$a_n = \frac{1}{2} \int_{-C}^C g(x) [\text{sinc } \pi(x - n) + \text{sinc } \pi(x + n)] dx \quad (4.4)$$

Descrição das funções $g(t)$ e $h(t)$	Descrição das funções $h'(t)$ e $g'(t)$
<p>$g(t) = g(-t)$</p> <p>$g(t) = \sum_{n=-N}^N a_n \text{sinc } \omega_0(t_0 - nT_0),$</p> <p>$T_0 = \pi / \omega_0 = 0,5 / f_0,$</p> <p>$\text{sinc } x = \text{sen } x / x,$</p> <p>$h(t) = 1 - h(-t)$</p> <p>$h(t) = (1 / T_0) \int_{-\infty}^t g(t) dt / \sum_{n=-N}^N a_n$</p> <p>para $N=10$</p> <p>$a_0=1$</p> <p>$a_1=a_{-1} = 0,4811$</p> <p>$a_2=a_{-2} = 0,0154$</p> <p>$a_3=a_{-3} = 0,0035$</p> <p>$a_4=a_{-4} = -0,0027$</p> <p>$a_5=a_{-5} = 0,0019$</p> <p>$a_6=a_{-6} = -0,0014$</p> <p>$a_7=a_{-7} = 0,0010$</p> <p>$a_8=a_{-8} = -0,0008$</p> <p>$a_9=a_{-9} = 0,0006$</p> <p>$a_{10}=a_{-10} = -0,0005$</p> <p>$\sum_{n=-10}^{10} a_n = 1,9962$</p>	<p>$h'(t) = 1 - h'(-t)$</p> <p>$h'(t) = \left(\frac{1}{T_0 \sum_{n=-N}^N b_n} \right) \times$</p> <p>$\int_{-\infty}^t \text{sinc } \omega_n(t - nT_0) dt$</p> <p>$g'(t) = g'(-t) = T_0 \frac{d}{dt} h'(t)$</p> <p>para $N=10$</p> <p>$b_0=1$</p> <p>$b_1=b_{-1} = 0,2824$</p> <p>$b_2=b_{-2} = -0,0349$</p> <p>$b_3=b_{-3} = 0,0148$</p> <p>$b_4=b_{-4} = -0,0082$</p> <p>$b_5=b_{-5} = 0,0052$</p> <p>$b_6=b_{-6} = -0,0036$</p> <p>$b_7=b_{-7} = 0,0026$</p> <p>$b_8=b_{-8} = -0,0020$</p> <p>$b_9=b_{-9} = 0,0016$</p> <p>$b_{10}=b_{-10} = -0,0013$</p> <p>$\sum_{n=-10}^{10} b_n = 1,5132$</p>

Tabela 4.3 - Descrição das funções $g(t)$ e $h(t)$

onde

$$g(x) = \text{sinc } \pi x + \sum_{i=1}^{\infty} a_i [\text{sinc } \pi(x - i) + (\text{sinc } \pi(x + i))], \quad (4.5)$$

$C' = C/T$. Limitando o número de termos na série da Equação 4.5 e usando a Equação 4.4, obtemos um sistema de equações para determinar os coeficientes a_n . Neste caso podemos mostrar que a série da equação 4.5 converge rapidamente, desde que tivermos $n \gg C'$,

$$|a_n| \rightarrow \frac{C'}{(\pi n)^2} \quad (4.6)$$

Como o sinal a ser medido tem um intervalo fechado, podemos utilizar o pulso seno quadrado, quando C for, $1,9T_0 \leq C \leq 2,1T_0$. Então a medida da zona de incerteza fica próxima de -40 dB, a qual esta menor em 10 dB e é a mesma para o pulso seno quadrado. Contudo se estes sinais usados são analiticamente estendidos para o segundo zero, então sua incerteza fica limitada a aproximadamente 10 dB. Neste caso, o sinal medido MS tem o seu valor negativo e varia de 0,85 % ($C=1,9T_0$) a 0,42 % ($C=2,1T_0$). Entretanto a diminuição da zona de incerteza não é conveniente uma vez que as distorções durante a conversão digital estão associadas com a presença de uma discreta quantização do conversor analógico-digital, que determina o ruído de quantização.

A forma do sinal para avaliação dos parâmetros de transferência (TC), podem ser obtidos usando a expressão,

$$h(t) = \frac{\int_{-\infty}^t D_{cg}(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} D_{cg}(t) dt}, \quad (4.7)$$

onde $g(t)$ é uma função definida pelas equações 4.1, 4.4, e 4.5.

A tabela 4.1 mostra a função $g(t)$ quando $C=2T_0$, (figura 4.1 a), a qual esta na forma fechada para um pulso seno quadrado, e os seus valores discretos são dados na Tabela 4.2. O tamanho desta função a meia amplitude é $1,9488T_0$, e máximo "overshoot" se dá em 0,57%. Um sinal correspondente a função $g(t)$ dentro dos limites da segunda passagem pelo zero, valores de $-2,7436T_0$, e $2,7436T_0$ quando $T_0=T=0,5/f_{gr}$, continua praticamente sem distorções quando seu espectro é limitado para a frequência f_{gr} . Desta forma, quando um sinal nestas condições são utilizados as medidas da zona de incerteza eleva-se para 20%, ou seja ele é 1/20 do valor da zona quando os pulsos seno quadrado são utilizados.

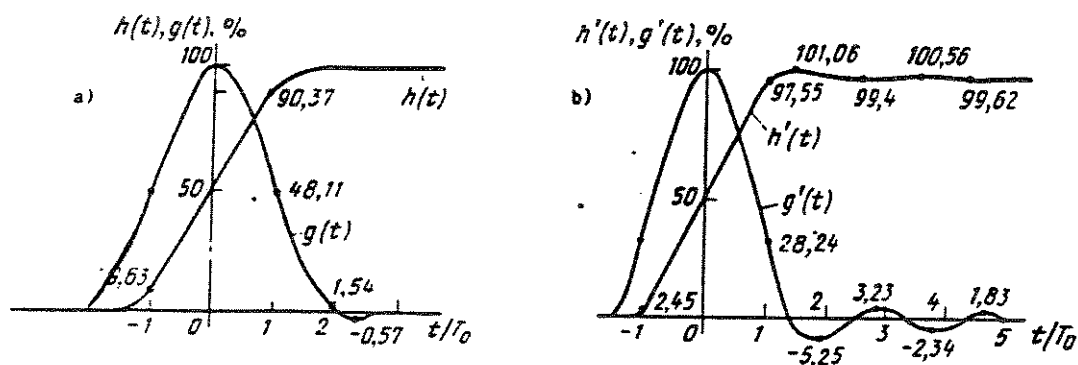


Figura 4.5 - Mostra a funções $g(t)$, $g'(t)$, $h(t)$ e $h'(t)$

O “front length” da função $h(t)$ é relativamente longo, $\tau_f=1,9716T_0$, quando o “overshoots” praticamente não existe, (o máximo valor “overshoot” esta a 0,06%, conforme pode ser observado nas Tabelas 4.1 e 4.2).

A função $h'(t)$, pode ser outra opção para obtermos o valor mínimo de τ_f para uma valor relativamente pequeno de “overshoots” (figura 4.1 b). Na tabela 4.1, é mostrada a função para um “overshoot” máximo, da ordem de 1%, e os seus parâmetros são dados na Tabela 4.2.

O pulso correspondente , $g'(t) = T_0 \frac{d}{dt} h'(t)$ é mostrado na figura 4.1 b. A energia básica da função $g'(t)$ esta concentrada no intervalo $[-1,15T_0, e 1,15T_0]$, e o seu tamanho a meia amplitude é $1,5448T_0$. A função $h'(t)$ tem $\tau_f=1,4504T_0$. Um sinal correspondente a $h'(t)$ quando $T_0=T=0,5/f_{gr}$ dentro dos limites de passagem para um segundo valor fixo, é duramente distorcido quando seu espectro é limitado para a frequência f_{gr} . A medida da zona de incerteza do pulso PC é de 0,6% para um sinal usado em um canal de TV.

Com base nas funções mostradas na tabela 4.1, o sinal MS pode ser formado para a avaliação dos parâmetros de um Canal HDTV. Na avaliação do pulso característico do canal de transmissão do sinal de luminância, ($f_{gr}=30$ Mhz), é racional usar sinais cuja forma esta determinada pela função $g(t)$, dentro dos limites da segunda transição através do zero para $C=2T_0=2T=1/f_{gr}=33,34$ ns, (pulsos 2T), e para a avaliação do pulso característico do canal de transmissão dos sinais diferença de cor ($f_{gr,c}=f_{gr}/2$), sinais da mesma forma são utilizados para $C=2T_0=4T=2/f_{gr}=66,67$ ns (pulsos 4T).

A forma de subida e descida de MS, pode ser aproximada pela função $h'(t)$ dentro dos limites da segunda transição para um valor fixo, quando $T_0=T=33,34$

ns ($\tau_f=48,36$ ns), e do canal de transmissão do sinal diferença de cor, por uma função similar quando $T_0=2T=66,34$ ns ($\tau_f=96,71$ ns).

Os sinais cujas formas de descida e subida correspondem a função $h(t)$ com diferentes parâmetros T_0 , dependendo de suas aplicações, podem ser utilizados como sinais auxiliares para alterações de níveis em MS.

4.5.2 - Avaliação das Características da Frequência

Existem dois caminhos para avaliar as distorções lineares quando da geração e transmissão de sinais de HDTV,

- a)-pulsos,
- b)-características harmônicas

Visto que existe uma relação entre os pulsos e as características harmônicas, os erros nas ajustes de PC (pulsos característicos), quando das medidas do canal, pode causar distorções de AFC (Amplitude Frequency Characteristics) e PPC (Phase Pulse Characteristics).

Para assegurar alta precisão nas medidas de AFC, a envoltória de SOS (Sinusoidal Oscillation Series), deve corresponder a forma dos sinais $g(t)$ ou $h(t)$, caracterizado pelas relações descritas neste capítulo. Neste caso, o parâmetro é determinado como uma fração de:

$$T_0 \geq \frac{0,5}{f_{gr} - f_p} \quad (4.8)$$

onde f_p é a frequência da série SOS.

t/T_0	$g(t)$	$h(t)$	$h'(t)$	$g'(t)$
0	1,00	0,5	0,5	1,0
0,1	0,9931	0,5500	0,5669	0,9895
0,2	0,9728	0,5993	0,6303	0,9583
0,3	0,9396	0,6473	0,6921	0,9081
0,4	0,8947	0,6932	0,7500	0,8411
0,5	0,8397	0,7367	0,8030	0,7603
0,6	0,7764	0,7772	0,8502	0,6693
0,7	0,7067	0,8143	0,8913	0,5720
0,7252	-	-	0,9000	-
0,8	0,6328	0,8479	0,9258	0,4726
0,9	0,5569	0,8777	0,9538	0,3748
0,9749	0,5	-	-	-
0,9858	-	0,9000	-	-
1,0	0,4811	0,9037	0,9755	0,2824
1,1	0,4074	0,9259	0,9913	0,1982
1,2	0,3374	0,9446	1,0018	0,1248
1,3	0,2727	0,9598	1,0080	0,0637
1,4	0,2142	0,9720	1,0106	0,0159
1,4457	-	-	-	0
1,5	0,1629	0,9814	1,0104	-0,0187
1,6	0,1190	0,9884	1,0084	-0,0406
1,7	0,0827	0,9934	1,0053	-0,0513
1,8	0,0537	0,9968	1,0018	-0,0525
1,8556	-	-	1,0000	-
1,9	0,0315	0,9989	0,9985	-0,0463
1,9926	-	1,0000	-	-
2,0	0,0154	1,0001	0,9958	-0,0349
2,1	0,0046	1,0005	0,9940	-0,0207
2,1703	0	-	-	-
2,2	-0,0019	1,0006	0,9931	-0,0057
2,2413	-	-	-	0
2,3	-0,0051	1,0004	0,9932	0,0082
2,4	-0,0057	1,0001	0,9941	0,0197
2,5	-0,0048	0,9999	0,9957	0,0278
2,6	-0,0030	0,9997	0,9977	0,0320
2,7	-0,0008	0,9996	0,9999	0,0323

Tabela 4.2 a - Valores discretos para as funções $g(t)$, $h(t)$, $h'(t)$ e $g'(t)$, $0 \leq \frac{t}{T_0} \leq 2,7$

t/T_0	$g(t)$	$h(t)$	$h'(t)$	$g'(t)$
2,7068	-	-	1,0000	-
2,7436	0	-	-	-
2,8	0,0011	0,9996	1,0019	0,0290
2,9	0,0026	0,9997	1,0036	0,0230
3,0	0,0035	0,9998	1,0049	0,0148
3,1	0,0038	1,0000	1,0056	0,0057
3,1634	-	-	-	0
3,2	0,0034	1,0002	1,0056	-0,0033
3,3	0,0027	1,0003	1,0051	-0,0114
3,4	0,0016	1,0004	1,0042	-0,0178
3,5	0,0004	1,0005	1,0029	-0,0219
3,5316	0	-	-	-
3,6	-0,0008	1,0005	1,0013	-0,0234
3,6881	-	-	1,0000	-
3,7	-0,0018	1,0004	0,9998	-0,0225
3,8	-0,0025	1,0003	0,9984	-0,0194
3,9	-0,0028	1,0002	0,9973	-0,0144
4,0	-0,0027	1,0001	0,9965	-0,0082
4,1235	-	-	0,9962	0
4,3880	0	0,9997	-	-
4,6	-	-	1,0000	0,0183
4,85	0,0022	1,0000	-	-
5,0	-	-	1,0037	-
5,1	-	-	-	0
5,3376	0	1,0003	-	-
5,6425	-	-	1,0000	-0,0149
5,8	-0,0018	1,0000	-	-
6,1	-	-	0,9975	0
6,2873	0	0,9998	-	-
6,5536	-	-	1,0000	-
6,8	0,0015	1,0000	-	0,0125
7,075	-	-	1,0027	0
7,2535	0	1,0002	-	-
7,6257	-	-	1,0000	-0,0107
7,7	-0,0013	1,0000	-	-
8,070	-	-	0,9982	0

Tabela 4.2 b - Valores discretos para as funções $g(t)$, $h(t)$, $h'(t)$ e $g'(t)$,

$$2,7068 \leq \frac{t}{T_0} \leq 8,070$$

A figura 5.1, mostra o conjunto de sinais que podem ser usados para medir as AFC com frequências discretas. O sinal de referência com dois níveis de leitura, transmitidos antes e depois de SOS, tem a forma de subida e descida correspondente a função $h(t)$ quando $T_0=4T$, ($\tau_f=131,45$ ns, e o espectro é cortado a 7,5 Mhz). A SOS, com frequências de 0,5, 1, 2 e 4 Mhz corresponde aos comprimentos 4,2,1 e 0,5 μ s, outras formas correspondem a função $h(t)$ quando $T_0=2T=66,67$ ns, (o corte esta a 15 Mhz, embora a energia básica da série SOS estar concentrada na faixa de $f_p \pm \frac{1}{\tau}$, onde f_p é a série de frequências, τ é o seu comprimento, conforme pode ser observado na figura 5.1.

As formas de SOS a 8, 22 e 26 Mhz, cujos comprimentos são de 0,5 μ s, tem a forma correspondente a função $g(t)$ quando $T_0=125,00$ ns e seu espectro esta contido na faixa de $f_p \pm 3$ Mhz. A 28 Mhz, SOS ($\tau=1$ μ s) tem a forma da função $g(t)$ quando $T_0=250$ ns, e sua faixa no espectro esta em ; a 14, 16 e 29 Mhz.

A série SOS, cujos comprimentos são de 2 μ s, tem forma similar quando $T_0=500$ ns, e seu espectro esta centralizado em $29,5 \pm 0,5$ Mhz e $T_0=1000$ ns.

A figura 5.2, mostra a forma de um sinal complexo que pode ser utilizado para medir as características de PC e TC dos sinais de luminância e cor, por meio de um sinal retangular e dois pares de pulsos heteropolar 2T e 4T ($T=16,67$ ns). A AFC e GTD (Group Time Delay), cujo grupo de frequências são: 1, 2, 4, 8, 12, 14, 15, 16, 18, 22, 26, 28, e 29 Mhz e os comprimentos do sinal base são: 4, 2, 1, 1, 1, 2, 1, 2, 1, 1, 1, 2 e 4 μ s).

A subida e descida do pulso retangular corresponde a função $h'(t)$ quando $T_0=T=16,67$ ns ($\tau_f=24,18$ ns).

Na forma dos pulsos para a caracterização de AFC e GTD, a frequência discreta é determinada por um sinal correspondente a forma definida pela função $g(t)$, dentro dos limites acima que estão acima do zero. Neste caso, $T_0 = 250$ ns para frequências de 4, 8, 12, 15, 18, 22 e 26 Mhz e o espectro destes sinais está contido na faixa de 0 a 2 Mhz e $f_r \pm 2$ Mhz, onde f_r é a frequência cheia.

Para frequências de 2, 14, 16 e 28 Mhz, $T_0 = 500$ ns, e o espectro está na faixa de 0 a 1 Mhz e $f_r \pm 1$ Mhz. Para as frequências de 1 a 29 Mhz, $T_0 = 1000$ ns, o espectro está na faixa de 0 a 0,5 Mhz e $f_r \pm 0,5$ Mhz. Na prática o "set" de medidas, (figuras 5.1 e 5.2) podem ser representadas num processo sucessivo e igualmente dentro de um certo intervalo.

O método de varredura pode ser usado para medir as características de AFC e GTD em toda a faixa utilizada. Um dos fatores substantivos que determinam a precisão das avaliações destas características está na mudança da frequência do sinal. Um valor satisfatório para o erro nas medidas é alcançado quando a varredura está a $(1-2) \times 10^9$ Hz/s, o que corresponde ao intervalo em que o sinal é varrido, sendo sua frequência de corte igual a 30 Mhz, o tamanho é igual a aproximadamente 5 quadros. Em adição a este fato, quando este método é utilizado, torna-se necessário suprimir o sinal de varredura nos intervalos onde a linha e os pulsos de apagamento são transmitidos.

Nesta ligação, é aconselhável limitar o espectro da série SOS pelo sinal $D_c g(t)$, onde $C = T_{lin}/4$, onde T_{lin} é o comprimento da linha no intervalo.

Neste caso, o tamanho de SOS a cada intervalo da linha é $T_{lin}/2$, e a alta precisão das medidas de AFC e GTD é alcançada para frequências de $f_{gr} - 4f_{lin}$ é a frequência de varredura da linha.

A figura 5.3, mostra a forma do sinal para medidas contínuas das características de AFC e GTD, usando o método da varredura em frequência. A varredura varia de 0,2 Mhz a 29,8 Mhz a um intervalo igual a 5-10 quadros, (figura 5.3). Nos intervalos de linha, o MS tem a sua forma mostrada na figura 5.3. Também, é transmitido sobre o nível de cinza, o sinal FM, os pulsos modulados cujas formas correspondem a função $g(t)$ acima do primeiro cruzamento pelo zero (o espectro $f_p \pm 4f_{lin}$).

Antes e depois da varredura em frequência, dois pulsos são transmitidos, cada um tem dois níveis de leitura que correspondem a máxima e mínima oscilação. Quando a frequência é um múltiplo de 1 Mhz, a frequência e o nível marcados são transferidos pela variação dos níveis lidos dos 2 pulsos indicados. Então a diferença entre os níveis dos pulsos é reduzido (por exemplo 3 dB), e a envoltória dos pulsos cresce, por exemplo na mesma proporção (3 dB).

4.5.3 - Avaliação das Características não lineares

Em adição a não linearidade estática, que induz a distorções do sinal não linear é avaliado pelos métodos tradicionais, distorções substanciais do sinal de HDTV que ocorrem como resultado da não linearidade dinâmica, das variações, nas propriedades do canal a vários níveis e que dão a capacidade do canal para transmitir informações finas da imagem. É importante que os componentes harmônicos formados neste caso em relação ao sinal de baixa frequência não são eliminados pelo canal de transmissão de HDTV. Desta forma o procedimento para avaliar as distorções pode ser baseado no uso da série SOS de baixa amplitude, para diversas frequências, ou a utilização de sinais de curta duração e amplitude reduzida.

As figuras 5.4-a e 5.4-b mostram sinais para avaliar as distorções não lineares estática e dinâmica. A estimativa das distorções dinâmicas podem ser alcançadas fora dos meios tradicionais pela média de 10, (ou 5) “steps” do sinal somando várias frequência, na figura 5.4-a, temos a soma de 1, 5, 10, 20 e 25 Mhz, e também por meios da transmissão de sinais heteropolar a cada step (figura 5.4-b).

Os parâmetros de transmissão do sinal de HDTV, pode ser avaliado também por outras variações de combinações do MS. Uma análise detalhada de todos os parâmetros do sinal de HDTV, podem ser alcançados através da automação da medidas. Para um rápida avaliação do sistema, é conveniente diminuir a complexidade do processo, porém deve-se preservar a estrutura básica.

O sinal MS em consideração, pode ser usado para a avaliação individual do canal ou em conjunto com os componentes do sinal HDTV quando utilizar codificação digital.

4.5.4 - Avaliação do ruído

A alta qualidade da imagens reproduzidas no sistema HDTV esta associada com a supressão de interferências de várias formas (fundo, flutuação e etc.), de natureza aditiva e multiplicativa. Uma atenção especial deve ser dada nas medições desses parâmetros, mais especificamente no processo de transmissão dos sinais, sobre as bases de dados, nas diferenças das propriedades estatísticas e interferências de uma maneira geral.

4.5.5 - Avaliação das medidas dos parâmetros do sinal HDTV

Naturalmente, várias formas de interferências e alterações na forma do sinal de HDTV, exercem sobre o sistema efeitos de instabilidade, alterando a qualidade

das imagens reproduzidas. Por esta razão quando avaliamos os parâmetros dos sinais de H DTV e o seu canal de transmissão, é necessário usar funções que caracterizam a crescente qualidade da imagem sobre as variações de qualquer parâmetro. Obviamente melhores filtros devem ser desenvolvidos, os quais irão determinar as distorções toleráveis do pulso PC dos sinais de brilho e cor.

4.5.6 - Questões sobre automação dos parâmetros de avaliação de MS

A exatidão da avaliação dos parâmetros MS, sobre certas condições de desestabilização dependem do método de processamento usado. erros específicos ocorrem durante e quando métodos de medidas digitais e analógico-digital são utilizados, onde tais fatores podem ocorrer, associados com a o algoritmo do processamento do sinal usado e a escala de quantização do MS finito.

Quando da avaliação dos níveis constantes de MS, o método mais efetivo é a filtragem analógica ótima, que reduz substancialmente as interferências de dispersão e reduz abruptamente o tempo de processamento das medidas se comparados com os métodos digitais.

É possível diminuir substancialmente o tempo das avaliações, e preservar a alta precisão das medidas, quando medimos periodicamente toda a série de parâmetros de transmissão.

CAPÍTULO 5

5.0 - OS SINAIS DE TESTE E CONCLUSÕES

5.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE OS SISTEMAS DE ATV

Dentre as inúmeras aplicações para HDTV deve-se destacar a produção de filmes para o cinema e para a televisão. Neste caso deve-se usar amplamente os recursos de editoração eletrônica tirando proveito das gravações e transmissões eletrônicas que resultarão numa maior eficiência e flexibilidade. Procedimentos mecânicos e químicos deverão ser praticamente eliminados permitindo assim menor tempo a à visualização dos resultados e reduzindo-se o transporte físico de material gravado. Efeitos especiais podem ser prontamente verificados e analisados.

Quanto aos serviços oferecidos na área de ATV, os atuais centros de produção e distribuição de sinais de Televisão devem comportar as novas atividades em HDTV que incluem:

A	Produção, recepção e distribuição de sinais de diversas fontes convencionais e de Alta definição.
B	Interfaceamento através de conversores, codificadores e decodificadores.
C	Transmissão, transporte de material e recepção de sinais, cujos meios podem ser: Cabos, Rádio e Satélite.
D	Reprodução visual de imagens, através de monitores de alta resolução em cores.

A HDTV ainda é uma proposta que já está além da fase experimental. Contudo, a demanda e a exigência por sistemas de melhor qualidade por parte do consumidor já é uma realidade se levarmos em conta a existência de aparelhos receptores com melhor definição e destinados a reprodução doméstica de cassetes. Um exemplo é o S-VHS cujo mercado vem crescendo anualmente.

Deve-se ressaltar que apesar de tecnicamente a EDTV ser um passo intermediário entre a HDTV e a TV convencional, no campo comercial os sistemas EDTV e HDTV encontram-se de certa forma em fase de competição já que os projetos referentes as duas opções estão sendo propostos quase que simultaneamente. Do ponto de vista técnico a EDTV em geral deve requerer menos processamentos complexos do que a HDTV plena e este fato está resultando em menores custos relativos a implantação e comercialização dos sistemas EDTV do que para a implantação do sistema em HDTV.

Atualmente uma previsão de qual mercado será maior se HDTV ou EDTV deve levar em conta o nível de aceitação por parte do consumidor. No entanto, parece ser consenso geral de que a busca pela melhor qualidade mais cedo ou mais tarde levará a HDTV plena a fazer parte do nosso cotidiano, mesmo que se decida a implantação de sistemas avançados começando com a EDTV.

Quanto aos sistemas IDTV, estes incluem os aparelhos receptores que fazem intenso uso de modernas técnicas de processamento de sinais digitais. Dessa forma, após o estágio de RF e FI deve-se usar conversores A/D's e D/A's de alta velocidade para digitalização dos sinais analógicos. Técnicas de filtragem FIR permitem a realização de filtragens nas direções horizontal e vertical com deslocamento constante de atraso de grupo, já que a característica de fase é linear. No

entanto filtros IIR podem ser mais econômicos. Memórias de campo e/ou de quadro para armazenamento dos “pels” possibilita a aplicação de técnicas de interpolação para obtenção das linhas extras e também dos diversos processamentos necessários à melhoria da qualidade da imagem reproduzida como por exemplo a eliminação de efeitos fantasmas.

Na parte de RF pode-se introduzir dispositivos de Gallium Arsenide (GaAs), para melhorar a etapa de sintonia do receptor com melhor desempenho quanto ao ruído e a imunidade às interferências. O sistema IDTV nos EUA é conhecido também por I-NTSC e quanto aos receptores estes são classificados de forma geral como receptores digitais em contraste com os convencionais que são analógicos

5.1.1 - Aspectos relevantes, objetivos e oportunidades

Os alvos para o presente estudo sobre HDTV são:

a)-Associação e Conexão com as atividades regularmente desenvolvidas em Processamento Digital de Vídeo e Imagens.

O interesse por HDTV é uma consequência natural do histórico das atividades nesse campo da transmissão digital de vídeo, com ênfase em televisão. As tendências de mudança tecnológica e de diversificação de aplicações são de importância estratégica indiscutível uma vez que o mercado de HDTV deverá se fortalecer ainda nesta década.

b)-Caracterização do Sinal HDTV.

As normas SMPTE-240 e REC-709/CCIR, são estudadas para definição dos parâmetros de composição do sinal de televisão de alta definição. As decisões CCIR relacionadas também são importantes para acompanhamento da padronização

altamente polêmica dos sistemas ATV. Os relatórios CCIR também constituem fontes necessárias para caracterização dos sinais, medidas e aplicações.

c)-Viabilização de um ambiente mínimo em recursos para simulações de esquemas de processamento de sinais de HDTV.

A etapa inicial consiste na obtenção e geração de sinais de teste determinísticos e de imagens paradas. A definição matemática permite o equacionamento e armazenamento das imagens duras, que tem a vantagem de possibilitar avaliações rápidas e seguras já que o sinal de entrada é perfeitamente conhecido e repetitivo. As imagens paradas também podem ser obtidas sem muitos recursos em equipamentos, aceitando-se informações agrupadas ou repetidas com e sem seleção, usando-se imagens obtidas pelos meios tradicionais de digitalização. O desempenho do esquema é então medido através de parâmetros de estimação estatística que traduzam o compromisso entre a qualidade de imagem e tempo de transmissão.

d)-Formação de uma plataforma inicial de pesquisa para novos investimentos.

A experiência adquirida deve fornecer subsídios para decisões a serem tomadas quanto ao rumo das pesquisas a serem efetivadas no futuro uma vez que se trata de uma área que requer altos investimentos em equipamentos caso se decida pela importância das mesmas. Assim uma seleção da metodologia a ser empregada nessas pesquisas é altamente desejável, para se ater apenas às linhas fundamentais, de interesse para o país e que possam ser suportadas pelos órgãos de pesquisa.

5.1.2 - Quanto aos sistemas DBS para HDTV.

Na fase atual de discussão sobre os sistemas de HDTV, praticamente já não se questiona a validade de implementação da Televisão de Alta Definição. A polêmica gira em torno da técnica a ser usada.

Na Europa, EUA, Japão e Canadá, diversos métodos e esquemas com complexos processamentos analógicos e digitais foram e estão sendo pesquisados.

A NHK do Japão foi a pioneira no desenvolvimento da HDTV, junto com outras companhias, propôs o sistema MUSE. Houve grande desenvolvimento de equipamentos baseados no sistema MUSE.

Em 1986 a Europa saiu com o seu projeto EUREKA EU-95. A proposta HD-MAC foi projetado para ser compatível com o já existente sistema MAC, usado para transmissão DBS.

A partir daí, as pesquisas no primeiro mundo tem se acelerado em direção à busca de novas idéias e opções, gerando inúmeras propostas técnicas inteligentes, tudo isso resultado de amplas discussões, comparações de sistemas e apresentações de trabalhos.

Contudo, as pesquisas na área técnica continuam em plena evolução e a principal mudança no rumo das tendências em HDTV, surgiu nos EUA, a HDTV totalmente Digital. A proposta americana se contrapôs aos sistemas das famílias MUSE e HD-MAC, que são híbridos, mas principalmente com ênfase analógica.

A FCC (federal Communications Commission -USA), deve definir o padrão americano para ATV (Advanced TV). Todos os sistemas digitais americanos são para transmissão simultânea (SIMULCAST - Simultaneous Broadcast).

Isso significa que as emissoras devem transmitir um sinal NTSC, simultaneamente a correspondente ao HDTV e dispõe além disso de um segundo canal de 6 Mhz.

Embora não exista um consenso a nível internacional de que a transmissão digital apresente somente vantagens em relação aos sistemas analógicos ou híbridos, as perspectivas são muito promissoras. Enfim, seja envolvendo processamento analógicos ou digitais, o sistema HDTV, esta se firmando como mais uma conquista tecnológica no campo das comunicações digitais.

Alguns trabalhos recentemente publicados, informam que as empresas e instituições que lançaram as propostas dos sistemas totalmente digitais, formaram uma espécie de consórcio para deliberar sobre o assunto e escolher em conjunto com o FCC o padrão a ser adotado nos EUA.

5.1.3 - Quanto aos sinais de testes para HDTV.

As seguintes características devem ser examinadas:

- a)-Distorções de duração muito longa, obrigando a mudanças nas cenas, (para frequências abaixo da frequência de quadro e campo),
- b)-Distorções de longa duração, (para as frequências de quadro, campo e suas harmônicas),
- c)-Distorções de linha, (para as frequências de linha e suas harmônicas),
- d)-Distorções de curto tempo, (abaixo da média do sinal de vídeo)
- e)-Distorções de tempo muito pequeno, (para os detalhes finos da imagem, acima do sinal de vídeo),

Os sinais de testes propostos para os sistemas de HDTV, são os descritos a seguir:

a)-Uma sequência “Multiburst”, com duas referências para uso em medições de Resposta em frequência-Amplitude, (figura 5.1).

b)-Uma sequência de sinais complexos, usados para medir as funções de transferência e os pulsos característicos da luminância e dos sinais diferença de cor, (figura 5.2).

c)-Uma forma de onda para varredura, usado para medir a resposta em frequência-Amplitude contínua e atraso de grupo, (figura 5.3).

d)-Sinais pulsados de diferentes polaridades, para avaliação de distorções não linear, estática e dinâmica, (figura 5.4).

e)-Os sinais de teste para resolução e linearidade, (figura 5.5)

- Uma figura para testes em HDTV, consiste de linhas paralelas alternadas, brancas e pretas, de definição variável e com diferentes ângulos na horizontal e vertical. Este sinal pode ser usado para estimar a resolução.

- Outra figura, consiste de um círculo de diâmetro especificado sobre um campo de vários pontos e linhas ortogonais. Pode ser utilizado na determinação de ruídos e distorções.

No caso da figura 5.1, decidiu-se por usar os seguintes números de ciclos na sequência dada: 2,2,2,2,2,4,8,4,8,8,8,8,12,16,32.

Os sinais de testes elementares seguem as equações:

a)-Janela de Hamming:

$$y(t) = 0,54 + 0,46 \cos \pi t / 2T \quad (5.1)$$

b)-Janela de Blackman:

$$y(t) = 0,42 + 0,50 \cos \pi t / 3T + 0,08 \cos 2\pi t / 3T \quad (5.2)$$

c)-Pulso Modulado:

$$K = 0..N \quad y_k = \cos^2 \frac{4\pi f k}{N} \operatorname{sen} \frac{\pi k}{N} \quad (5.3)$$

onde "f" é a frequência de modulação.

d)-Salva modulada:

$$k = 0..k_1 \quad y_k = \operatorname{sen} \frac{8\pi f k}{N} \operatorname{sen}^2 \frac{\pi k}{k_1} \quad (5.4)$$

$$k = k_1...(N - k_1) \quad y_k = \operatorname{sen} \frac{8\pi f k}{N} \quad (5.5)$$

$$k = (N - k_1)...N \quad y_k = \operatorname{sen} \frac{8\pi f k}{N} \operatorname{sen}^2 \frac{\pi(N - k)}{k_1} \quad (5.6)$$

Resposta em frequência

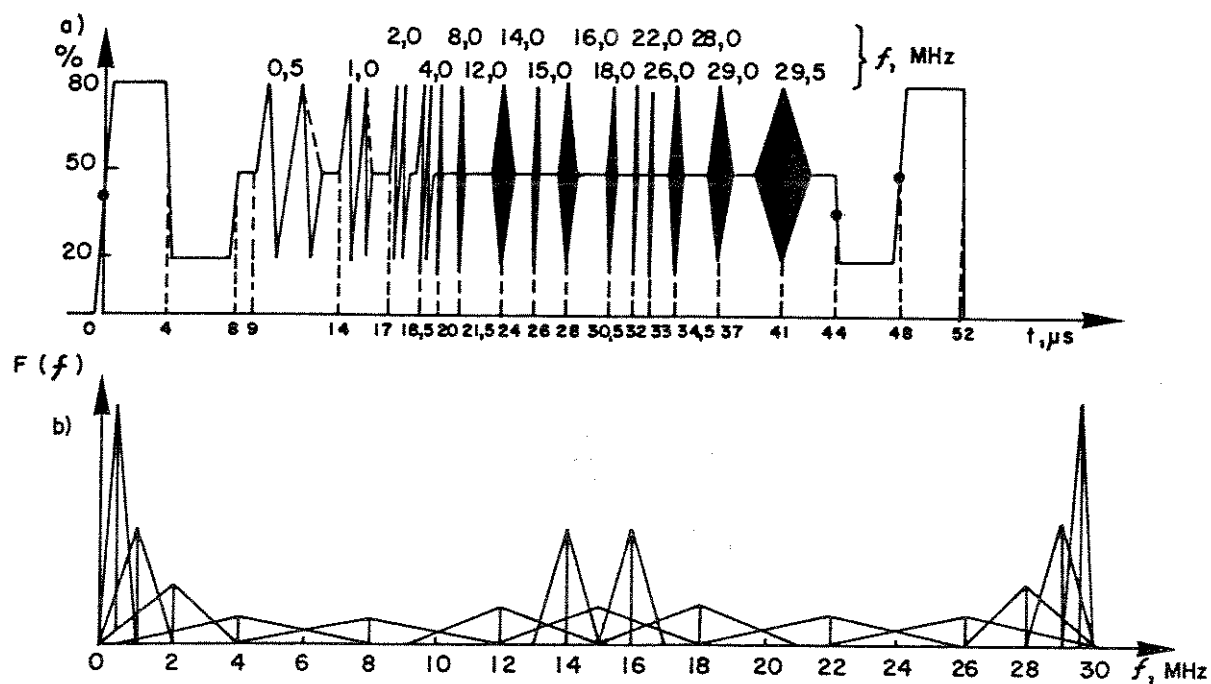


Figura 5.1 - Mostra os sinais de teste para a resposta em frequência

Pulsos Característicos e Função de Transferência

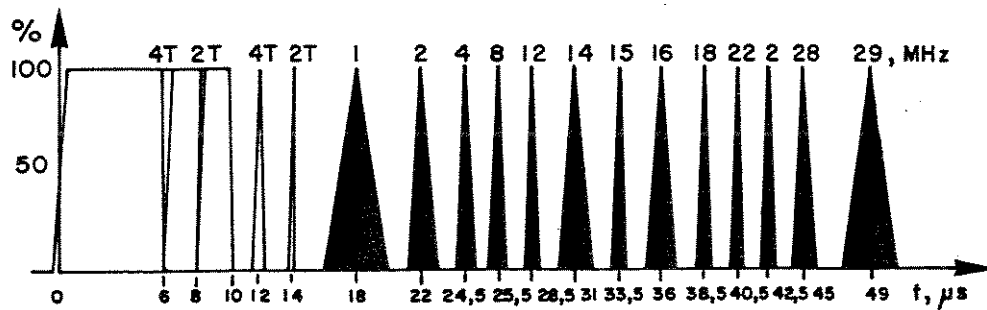


Figura 5.2 - Mostra o sinal de teste para a avaliação dos pulsos característicos e função de transferência

Resposta em frequência, Amplitude contínua e atraso de grupo

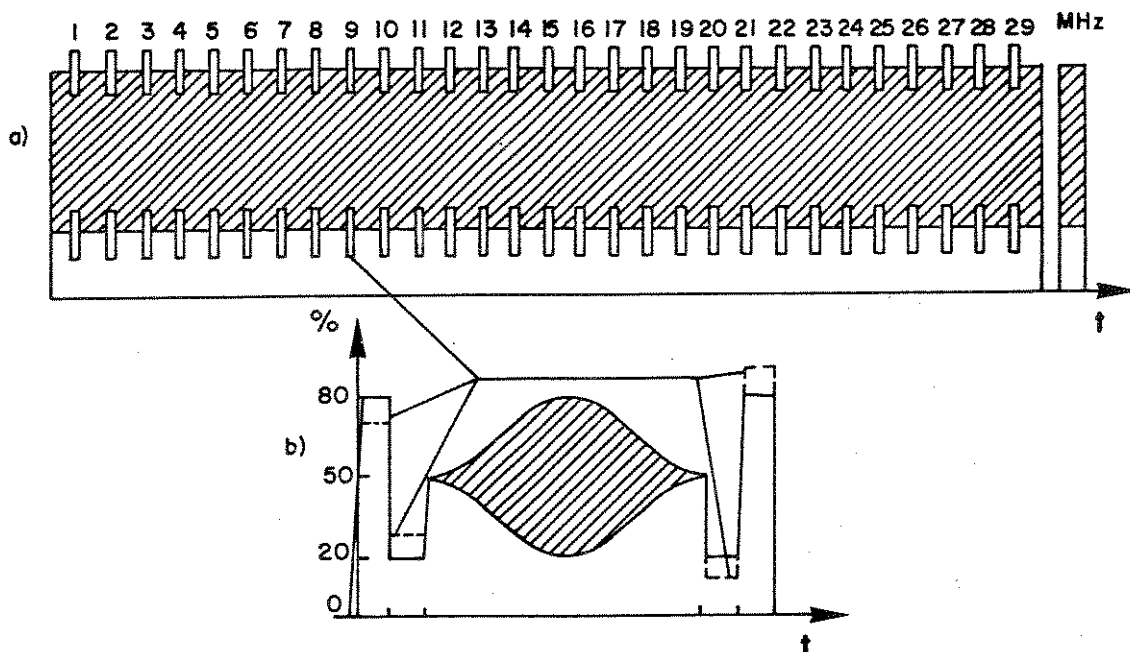


Figura 5.3 - Sinal de teste para a medição da resposta em frequência, amplitude contínua e atraso de grupo

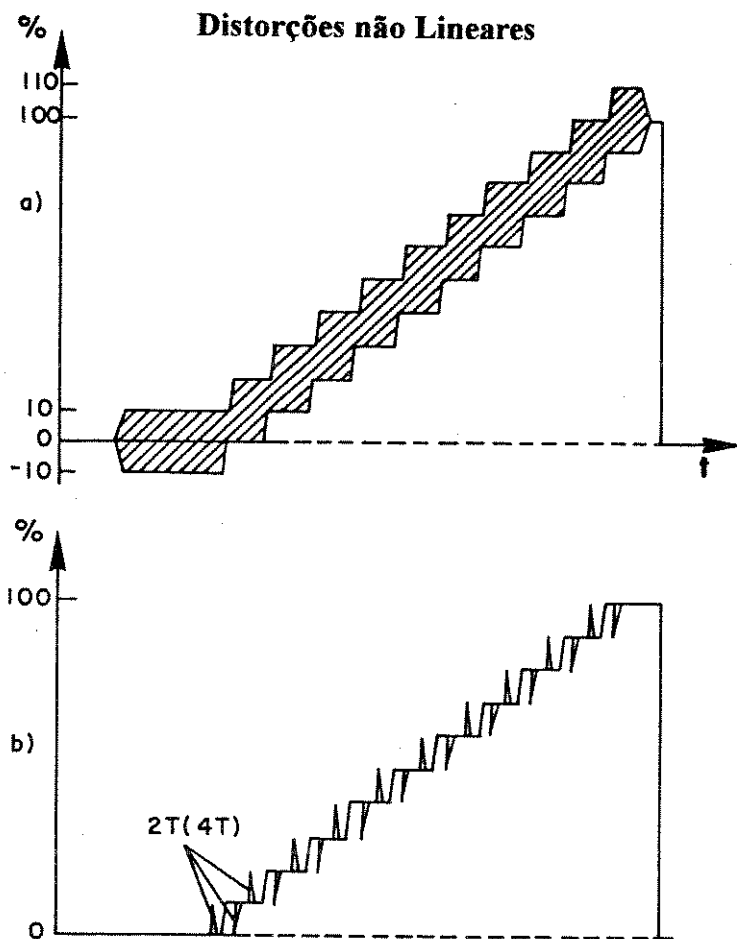


Figura 5.4 - Sinal de teste para avaliar as distorções não lineares

Linearidade

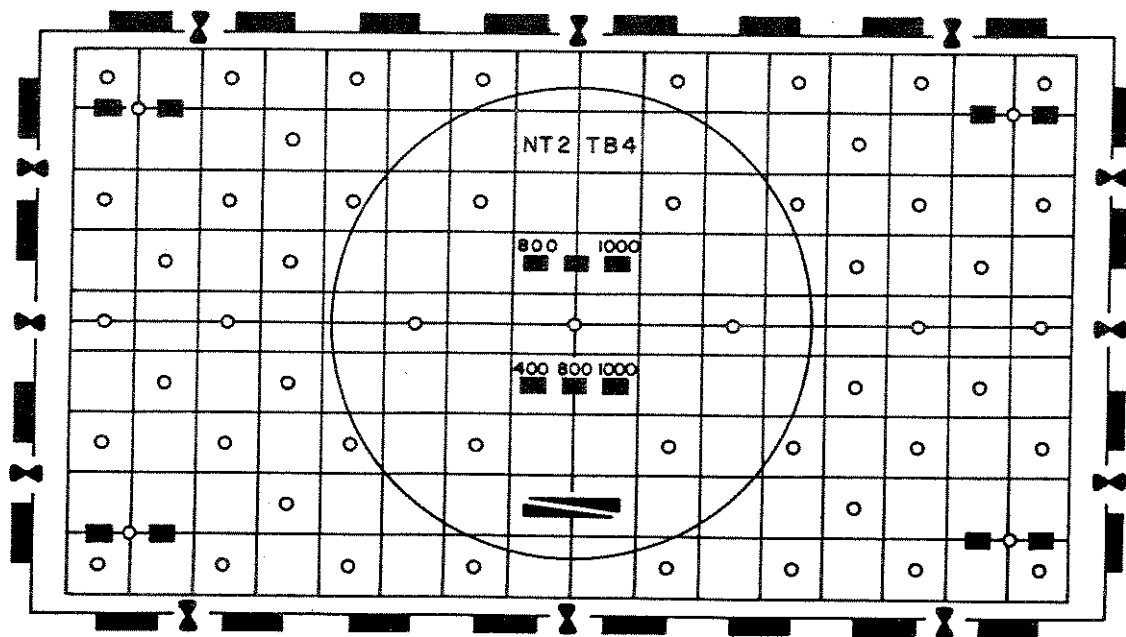


Figura 5.5 - Teste para linearidade em HDTV

Forma de onda para análise do sinal de vídeo

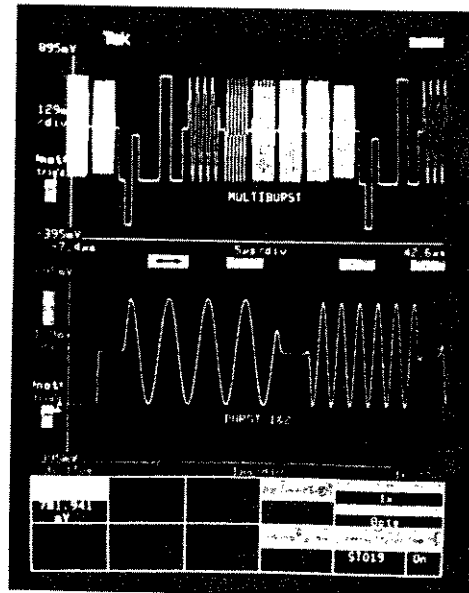
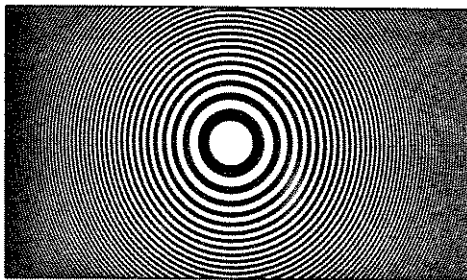
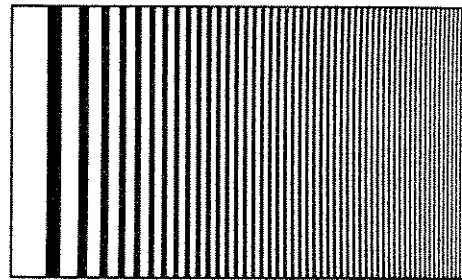


Figura 5.6 - forma de onda para teste dos sinais de vídeo

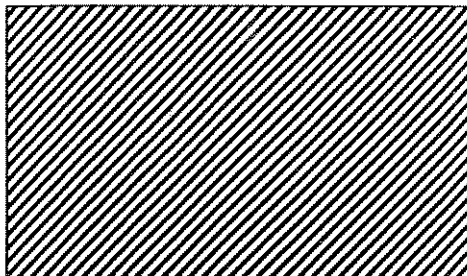
Exemplos de diversos sinais



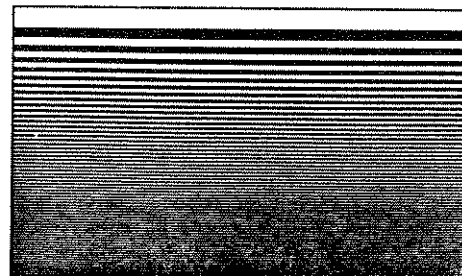
a)-teste para a varredura circular



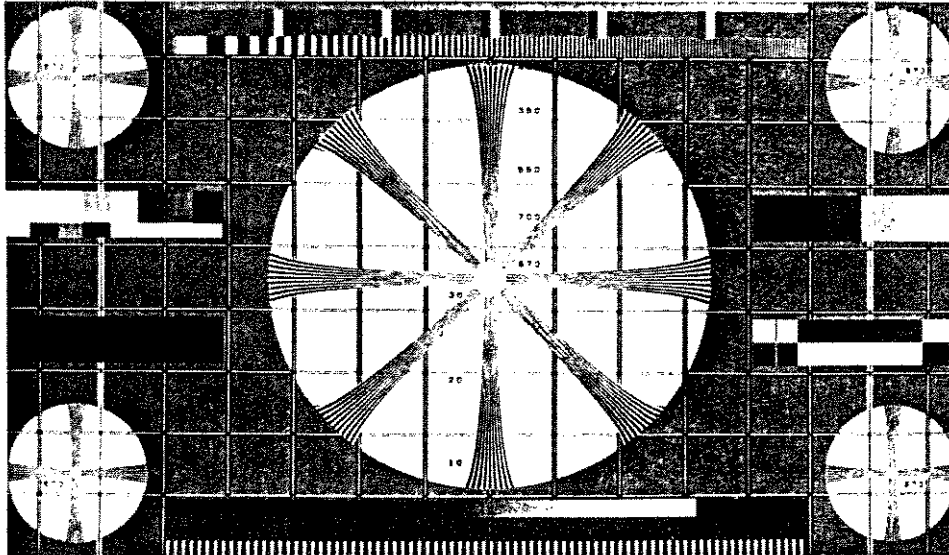
b)-teste para a varredura horizontal



c)-teste da zona de linha diagonal



d)-teste para a varredura vertical



e)-exemplo de teste para monitor de HDTV

Figura 5.7 - Mostra diversos exemplos de sinais para HDTV

5.1.4 - Comentários finais

Medidas para “performance” do canal de transmissão e seus efeitos podem depender do formato do sinal usado na transmissão.

As diversas aplicações de sistemas de HDTV devem se expandir e popularizar ainda nesta década uma vez que já existe a tecnologia capaz de realizar as pretensões das propostas em ATV. O acompanhamento das novas tendências e serviços é importante para decisões no tocante às pesquisas a serem realizadas. A

geração e a recepção dos sinais ATV exigem altos investimentos financeiros sendo o retorno duvidoso devido à falta de competitividade das indústrias nacionais nesse setor. No entanto, existe a possibilidade de pesquisas e investimentos na transmissão do sinal, para diversos meios transmissores, como fibras ópticas e por satélite, mesmo porque o processamento do sinal de TV de alta definição será uma necessidade imposta pelos serviços a serem oferecidos dentro de redes ou canais digitais.

Os métodos considerados neste trabalho, sintetizando as medidas dos sinais de HDTV, seus princípios de formação e processamento podem ser utilizados como dados iniciais para o desenvolvimento de instrumentos de medidas e controle dos sinais de HDTV, após a sua correspondente codificação, desde a fase de geração até a transmissão dos mesmos,

APÊNDICE - A

TERMINOLOGIA	
HDTV ou HQTV	High Definition (Quality) Television
EDTV ou EQTV	Enhanced Definition (Quality) Television
ATV	Advanced Television
IDTV ou IQTV	Improved Definition (Quality) Television
ADTV	Advanced Definition Television
CATV	Cable TV
CHDTV	Cable HDTV
CD	Compact Disk
ISDN	Integrated Services Digital Network
HDEP	High Definition Electronic Production
S-VHS	Super VHS (Video Home System)
NTSC	National Television System Committee
PAL	Phase Alternation by Line
SECAM	Séquential Couleur à Memoire
MAC	Multiplexed Analog Components
DBS	Direct Broadcast Satellite
EBR	Electron Beam Recording
HDVS	High Definition Video System
HI-VISION	Termo Japonês para HDTV
MUSE	Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding
MUSE-E	MUSE para emissão (BW=8 Mhz)
MUSE-T	MUSE para transmissão (BW=16 Mhz)
S-MAC	Padrão MAC para estúdio
HD-MAC	High Definition MAC 50 Hz
HD-MAC 60	High Definition MAC 60 Hz
DATV	Digitally Assisted TV (HD-MAC)
ACTV	Advanced Compatible Television
FUCE	Fully Compatible EDTV
HD-NTSC	High Definition NTSC
I-NTSC	Improved NTSC
HD-PRO	High Definition Proposal
HDS-NA	High Definition System for North America
NARROW MUSE	Versão de 6 Mhz do MUSE-E
SIMULCAST	Simultaneous Broadcast
VISTA	Visual System Transmission Algorithm
GENESYS	Proposta compatível de EDTV
MIT-CC	Proposta compatível com o canal do MIT
MIT-CR	Proposta Compatível com o receptor MIT
BTA-EDTV	Proposta da Broadcasting Technology Assoc.
HDB-MAC	Sistema MAC de 60 Hz para Trans. por Satélite

APÊNDICE - B

TERMOS TÉCNICOS	
CRT	Cathod Ray Tube
HARP	HGAvalanche Rushing Amorphous Photoconductor
EBR	Eletron Bean Electronic Recording
HBI	Horizontal Blanking Internal
VBI	Vertical Blanking Interval
HVS	Human Visual System
HVT	Horizontal, Vertical, Temporal → Eixos
PAF	Phase Alternation by Field
PAL	Phase Alternation by Line
PELS/PIXELS	Picture Elements
RGB	Red, Green, Blue - Components
RS-170A	Padrão de produção de equip. NTSC
DAC	Digital to Analog Converter
D/A	Digital to Analog
ADC	Analog to Digital Converter
A/D	Analog to Digital
DCT	Discret Cosine Transform
PCM	Pulse Code Modulation
DPCM	Differential Pulse Code Modulation
ADPCM	Adaptive DPCM
VITS	Vertical Interval Test Signals
SAP	Second Audio Program
MC	Motion Compensation
FIR	Finite Impulse Response
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
PAM	Pulse Amplitude Modulation
VSBS	Vestigial Sideband
VHF	Very High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
CCD	Charge Coupled Device
PC	Pulse Characteristics
TC	Transfer Characteristics
MS	Measuring Signals
SOS	Sinusoidal Oscillation Series
AFC	Amplitude Frequency Characteristics
PPC	Phase Pulse Characteristics
GTD	Group Time Delay Characteristics

APÊNDICE - C

ORGANIZAÇÕES	
CCIR	Comitê Consultivo Internacional de Rádio
CCITT	Comitê Consultivo Internacional de Tel e Telegrafia
CIE	Comitê Internacional de Iluminação
CMTT	Comitê Conjunto de Telefonia e Televisão
UIT	União Internacional das Telecomunicações
EUREKA	Série de Programas de Pesq. Tecnológica da CEE
CEE	Comunidade Européia de Nações
EU-95	Projeto EUREKA voltado para HDTV
IBA	Independent Broadcasting Authority (MAC-UK)
EBU	European Broadcasting Union
IBC	International Broadcasting Convention
FCC	Federal Communications Commission (USA)
NAB	National Association of Broadcasters
SMPTE	Society of Motion Picture and Television Engineers
ATSC	Advanced Television System Committee
ATTC	Advanced Television Test Center
NCTA	National Cable Television Association
ICCE	International Conference on Consumer Electronics
NBC	National Broadcasting Corporation
ABC	American Broadcasting Corporation
CBS	Columbia Broadcasting Corporation
CBC	Canadian Broadcasting Corporation
NHK	Nippon Hoso Kyokai
NTN	Nippon Television Network
SET	Sociedade de Engenharia de Televisão (Brasil)
MPEG	Moving Pictures Expert Group

REFERÊNCIAS

- [01]-John P. Freeman, "The Evolution of High Definition Television", SMPTE Historical Paper, SMPTE Journal, May 1984.
- [02]-Yuichi Ninomiya, "An HDTV Broadcasting System Utilizing a Bandwidth Compression Technic-MUSE", IEEE Trans. BC-33, no.4 1987.
- [03]-Suichi Matsumoto, "120/140 Mbps Compact HDTV Codec and its Coding Performance", KDD document.
- [04]-Robert Hopkins, "Advanced Televisions Systems", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.34, no.1, February 1988.
- [05]-Theodore S. Rzeszewski, "A Technical Assesment of Advanced Television", Proceedings of the IEEE, may 1990
- [06]-Clayton Bezzan, "High Definition TV : its History and Perspective", IEEE Electron, ano 1, no.3, Dezembro de 1989.
- [07]-Ronald K. Jurgen, "The Challenges of Digital HDTV", IEEE Spectrum, Applic. Consumer Eletronics Session, April 1990.
- [08]-Werner Habermann, "HDTV Standards", IEEE Communications Magazine", vol.29, no.8, August 1991.
- [09]-William H. Hassinger, "FCC Policy on HDTV", IEEE Communications Magazine", vol.29, no.8, August 1991.
- [10]-Yuichi Nimomiya, "HDTV Broadcasting Systems", IEEE Communication Magazine, vol.29, no.8, August 1991.
- [11]-Ronald A. Bedford, "Industrial Aplication of HDTV", IEEE Communication Magazine, vol.29, no.8, August 1991.
- [12]-K. Blair Benson, Donald G. Fink, "Advanced Television for the 1990's", McGraw Hill Publishing Company, Inc., 1991.
- [13]-Regis Saint Girons, "The Digital Simulcast AD-HDTV Coding System", IEEE Trans. on Consumer Eletronics, vol.38, no.4, november 1992.
- [14]-G.F. Barbieri, F. Molo, "Digital Transmission of Television Signal with High Quality Objectives", Teletra Review 40, February 1987.
- [15]-IBA-Independent Broadcasting Authority, "The D-MAC/Pachket System for Satelite and Cable)", IBA Techical Review, November 1988.
- [16]-NAB-National Association of Broadcasters), "NAB Guide to Advanced Television Systems", 1989.
- [17]-ATEL Comparative Analysis, "Comparative Analysis of Advanced Television Systems, IEEE Trans. on Broadcasting, vol.39, no.1, March 1993.
- [18]-Bernard J. Lechner, "Testing HDTV Terrestrial Broadcasting Systems", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol.37, no.4, December 1991.
- [19]-Recommendations of the CCIR, 1990, Volume XI - Part 1., Broadcasting Service (Television). Reports of CCIR - Annex to Volume XI.
- [20]-Recommendations of the CCIR, 1990, Volume XII, Television and Sound Transmission (CMTT). Reports of CCIR - Annex to Volume XII.
- [21]-Report 801-4 of the CCIR, "The present state of High-Definition Television", Question 27/11, Reports of CCIR - Annex to Volume XI.
- [22]-M.I. Krivosheyev and V.P. Dvorkovich, "Characteristics of Measurements in High-Definition Television", Elektrosvyaz, No.9,1989, pp.11-17.