

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

*Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida
por Guilherme Barreto Baird e aprovada pela Comissão
Julgadora em 22 de setembro de 1989.*

UM SISTEMA MCPD PARA TRANSMISSÃO
DIGITAL DE SINAIS DE TV EM CORES
COM PREDIÇÃO LINEAR E QUANTIZAÇÃO
OTIMIZADA.

Yuzo Iano

GUILHERME BARRETO BAIRD

* ORIENTADOR: Dr. YUZO IANO. *Iano, Yuzo*

TESE APRESENTADA À FACULDADE DE
ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP -
COMO PARTE DOS REQUISITOS
EXIGIDOS PARA O TÍTULO DE MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

SETEMBRO 1989.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À toda minha família e em especial , à

Maria Augusta

e

Marina

AGRADECIMENTOS.

Agradeço ao Prof.Dr.Yuzo Iano pela orientação deste trabalho.

Também agradeço aos Engenheiros José Osmir Fiorelli e Wilson da Silva da TELEPAR e aos Engenheiros Luís Carlos Paccola Sobrinho, Orlando Sanches Padilha e Mateus Ferraz Aguiar do INPE pelo incentivo que sempre me deram durante o tempo que passamos juntos. Agradeço ao Dr. Nelson Delfino Mascarenhas e todas as pessoas do INPE que me facilitaram a utilização de equipamentos deste Instituto.

Aos Prof.Drs. da FEE/UNICAMP , Amauri lopes , José Geraldo Chiquito, Afonso de Oliveira Alonso , Ruy Fragasi Souza , Shusaburo Motoyama , Hélio Drago Romano e Luís Cesar Martini pelas sugestões e apoio dado a este trabalho e a todo pessoal de suporte da Faculdade , qual seja , Celi , Lucia , Abraão e Motoyama , os meus agradecimentos. Da UNICAMP também agradeço ao Prof. Ilton Silveira Pinto , a Jurandir Zullo Junior e a Sérgio Antonio Zullo , do CEPAGRI pelos seu valiosos préstimos. Também agradeço ao Prof. Ismael Gióia do Dpto. de Biologia da UNICAMP e ao Prof. Dr. Normonds Allens da "EPUSP" , pelos grandes favores a mim prestados.

Agradeço ao Prof. DR. João Batista T. Yabu-uti não só pelas colaborações dadas a essa tese como também pelo acompanhamento dado a minha carreira desde o início dos cursos até o presente momento.

À direção do CPqD nas pessoas dos Engenheiros Denis Tadeu R. Munhóz , Roberto Vivaldi e Rufino Siqueira Carneiro que possibilitaram a execução deste trabalho , meus agradecimentos.

Ao meu chefe de área Gorou Kanno e a todo grupo CODEC , Fernando Ituo , Hélio Piton , Rosivaldo Ferrarezi , Marcos Manhães e Nilson Ventura , agradeço por toda ajuda a mim dispensada da mesma forma que agradeço ao Anderson e Maria Aparecida (Cidinha) pela prontidão com que sempre me atenderam. Grato ao Engenheiros Marcelo Gilli , Dante S. Conti e Edson Nagle pela paciência para correção desta tese.

Aos Engenheiros Roberto Petry , Antonio Cláudio França Pessoa e Sérgio Canessin Colluti por toda e qualquer colaboração dada a este trabalho , muitas vezes além do campo profissional , os meus sinceros muito obrigado.

Muito obrigado também aos Engenheiros Dante S. Conti , José Sindi Yamamoto e Henrique de Carvalho que também em muito excederam os aspectos profissionais na atenção e ajuda a mim dispensadas.

Ao meu irmão José Carlos da Silva , muito obrigado pelos 20 anos de contínua ajuda.

Ao meu irmão José Carlos da Silva ,muito obrigado pelos 20 anos de contínua ajuda.

Ao casal Mendes , Manuel (Mané) e Leonice (Léo) , que sempre estiveram ao meu lado , em todos os bons e maus momentos , dando apoio e incentivando de forma incansável o meu desenvolvimento profissional;Aos dois , cuja ausencia durante este tempo tornaria impossível a realização desse trabalho, o meu mais profundo muito obrigado.

Por fim , quero deixar registrada a minha gratidão a todas as outras pessoas não citadas aqui nominalmente mas que contribuíram, direta ou indiretamente para elaboração desta tese.

A todos , meus sinceros agradecimentos

GUILHERME BARRETO BAIRD.

AGRADECIMENTO ESPECIAL.

Quero fazer um agradecimento especial ao amigo que me acompanha desde os tempos de UNICAMP até o dia de hoje , e que sempre esteve ao meu lado em todos os momentos difíceis , pessoais e profissionais ,pelos quais passei.Por todo tipo de apoio que sempre me dispensou , indiscritíveis com simples palavras ,a você Roberto Petry , muito obrigado.

ÍNDICE GERAL

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO.	pag.
I.1 - Considerações iniciais.	2
I.2 - Considerações sobre TV.	4
I.2.1 - Geração.	11
I.2.2 - Transmissão.	12
I.2.3 - Recepção.	16
I.3 - Objetivos e limitações.	19
II - SINAIS DE TESTES : DESCRIÇÃO E OBTENÇÃO.	
II.1 - Introdução.	25
II.2 - Sinais usados para testes.	26
II.2.1 - Sinais de testes "CCIR".	26
II.2.2 - Imagens padrões "SMPTE".	41
III - CRITÉRIOS PARA APROVEITAMENTO DE PECULIARIDADES DO SINAL DE VÍDEO.	
III.1 - Introdução.	51
III.2 - Amostragem.	
III.2.1 - Objetivos.	51
III.2.2 - Convenções gerais.	52
III.2.3 - Relações entre amostras.	55
III.3 - Preditores.	
III.3.1 - Objetivos.	70
III.3.2 - Modelos para o sinal composto.	70
III.3.3 - Algoritmos de predição.	74
III.4 - Quantizadores.	
III.4.1 - Considerações.	93
III.4.2 - Função de predição.	94
III.4.3 - Função de quantização.	95
III.4.4 - Tipos de quantização.	97
III.5 - Comentários.	100
IV - MODELAMENTO E RESULTADOS DO SISTEMA.	
IV.1 - Introdução.	102
IV.2 - Modelo para obtenção do sinal composto na transmissão e decomposto na recepção.	102
IV.3 - Critérios para análise do desempenho do sistema	116
IV.4 - Modelos para simulação do sistema - Resultados obtidos.	121
V - CONCLUSÃO.	138
APÊNDICE I - COLORIMETRIA.	142

APÊNDICE II - REAMOSTRAGEM.	149
APÊNDICE III - Q ^{nt} IZADORES ÓTIMOS DE VARIÂNCIA UNITÁRIA	151
BIBLIOGRAFIA	152

CAPÍTULO I
INTRODUÇÃO

I.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.

A Fig.I.1.1 mostra uma estação geradora de sinais de vídeo que deve transmitir para diversos usuários, alguns próximos e outros bem distantes do ponto de geração.

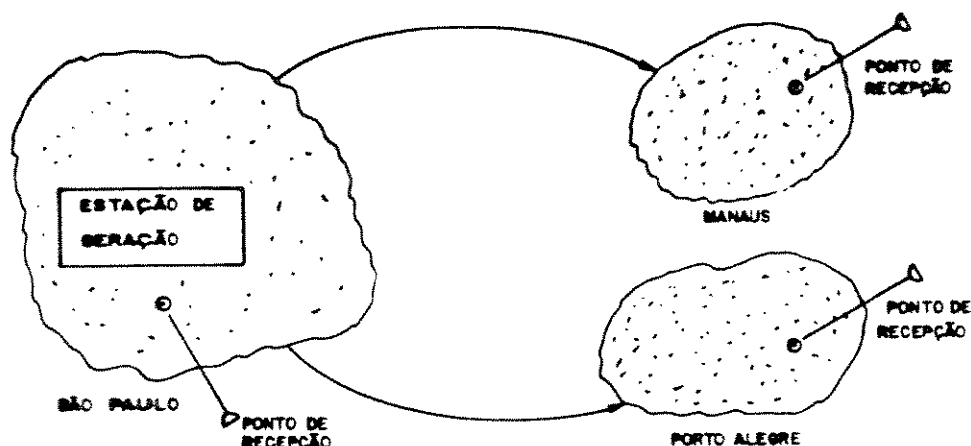


Fig.I.1.1 - Geração e recepção de sinais de vídeo.

Para os usuários próximos, o sinal é irradiado diretamente por meio de uma antena cujo tamanho da área de abrangência é função direta da potência dos equipamentos utilizados, ao passo que para os mais distantes o mesmo deverá primeiro ser enviado, através de algum "meio" ou "canal", a uma estação repetidora e lá então irradiado ao seu destino. Esquemáticamente tem-se:

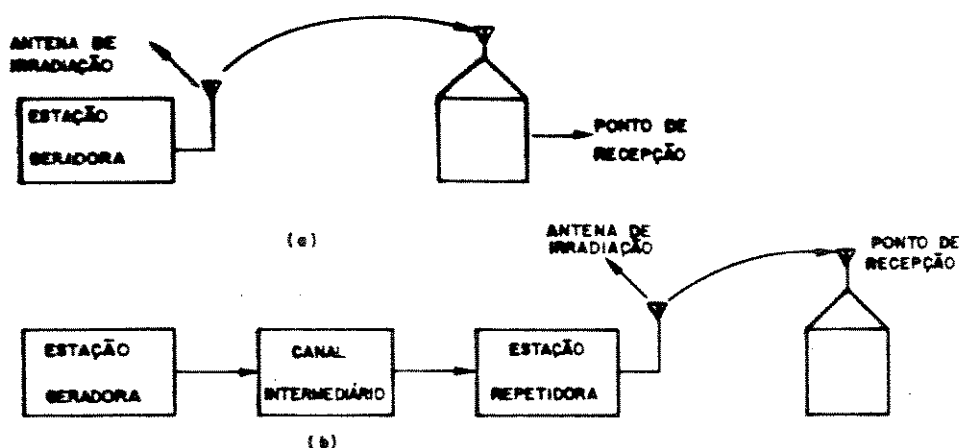


Fig.I.1.2 - Transmissão de sinal de vídeo.
 (a) diretamente; (b) por canal intermediário.

Com o desenvolvimento acelerado das técnicas e componentes digitais, a transmissão do sinal de vídeo, que sempre foi feita na forma analógica, vem sendo rapidamente substituída pela forma digital, ou seja, antes de ser transmitido, o mesmo é amostrado e digitalizado, indo na recepção sofrer processo inverso de recuperação. O objetivo disto é aproveitar peculiaridades extremamente favoráveis à digitalização [1.1] como:

a. Flexibilidade na manipulação de dados:

- .as informações de vídeo digital podem ser armazenadas em memórias digitais, por qualquer período de tempo, e depois, lidas em tempo real com velocidades maiores ou menores.
- .os sinais digitais podem receber atrasos, serem comprimidos ou alongados no tempo, sem dificuldades.

b. A TV digital adapta-se mais facilmente à automação da emissora de TV pois permite o controle por meio de computadores digitais.

c. Maior imunidade a ruídos externos e distorções; os circuitos digitais, mais estáveis e confiáveis, são imunes ao ruído, o que melhora a qualidade da imagem.

d. Possibilidade de detecção e correção de erros através da utilização de códigos corretores de erros.

e. Possibilidade da utilização de sistemas criptográficos de segurança.

f. Possibilidade de transporte de áudio e vídeo conjuntamente misturando-se inclusive vários outros sinais (multiplexação).

g. A TV digital facilita a conversão entre os vários tipos de sinais internacionais de transmissão de TV a cores (NTSC, PAL, SECAM).

Existem ainda porém alguns obstáculos associados a esse tipo de transmissão que precisam ser superados sendo que o principal deles é o "espaço" (largura de faixa) por ela ocupado, no meio, de forma a se poder recuperar uma imagem com alto padrão de qualidade; para isso, supondo uma faixa de sinal de vídeo de 4.2 MHz em banda base, uma frequência de amostragem igual a 2,38 vezes F_{max} e uma digitalização em 8 bits, teríamos de ter uma taxa de transmissão de 80 Mbit/s, ou seja, um número demasiadamente alto para os meios de transmissão dos dias de hoje que devido aos seus altos índices de ocupação estão cada vez mais perto da saturação. Um exemplo disso seria um satélite geoestacionário que, além de sinais de TV, retransmite também sinais de voz, telex, dados e muitos outros. Isto acarreta um "aperto" na oferta de prestação de serviço posto que a montagem de uma estrutura para tal é onerosa e nem sempre rápida.

Assim, baseado no que foi dito, torna-se clara a necessidade de um esforço no sentido de se reduzir ao máximo a largura de faixa ocupada por um sinal de TV transmitido, sendo essa portanto, a motivação principal desse trabalho.

* F_{max} - maior componente de frequência com energia significativa.

1.2 - CONSIDERAÇÕES SOBRE TV.

No item que se segue será feita uma revisão sumária dos princípios básicos de um sistema genérico de TV com o intuito de facilitar ainda mais a compreensão deste texto.

Um esquema simplificado de geração, transmissão e recepção de imagens pode ser dado pela Fig.I.2.1.

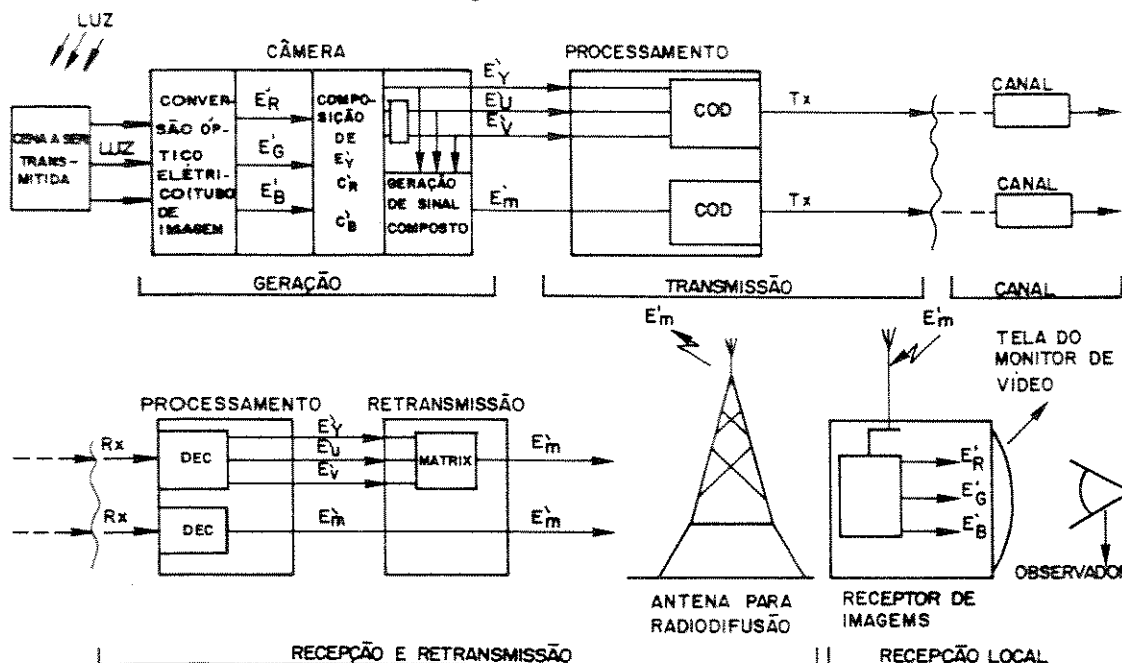


Fig.I.2.1 - Esquema simplificado de comunicação por imagens: geração, transmissão e recepção.

Onde

$E'_Y(t)$ = componente de luminância

$C'_R(t)$ = componente diferença de cor

$C'_B(t)$ = componente diferença de cor

Codificação em componentes

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \sin w_{sc} t + m(t) \cos w_{sc} t \quad \text{Codificação composta}$$

Como se vê, o sinal luminoso correspondente à cena a ser transmitida sofre uma conversão foto-elétrica na transmissão e, na recepção, após uma reconversão, é projetado na tela do monitor.

Uma cena pode ser dinâmica ou estática possuindo ou não partes móveis no seu interior. Se for dinâmica ela será encarada como um conjunto infinito de cenas estáticas e portanto impossível na prática de serem transmitidas na sua totalidade. Assim o que se faz é transmitir apenas partes dessas cenas com um espaçamento temporal entre elas menor ou igual ao tempo de persistência do olho humano, (1/24) segundos; com isso mantém-se a sensação de movimento.

Cada cena será composta por linhas, chamadas linhas de varredura, que na tela do monitor aparecerão inclinadas e paralelas. A varredura não é feita de forma sequencial, mas alternadamente, a fim de evitar "cintilações". No Brasil, onde o sistema "PAL-M" foi adotado, o número de linhas na tela é de 525 divididas em dois grupos iguais chamados "campos". Ao conjunto de dois campos entrelaçados dá-se o nome de "quadro". Se chamarmos " T_H " o período de varredura de uma linha, e sabendo que no padrão "M" a frequência de quadros é 30 por segundo, teremos a sequência de linhas, campos e quadros, no monitor, ilustrada na Fig. I.2.2.

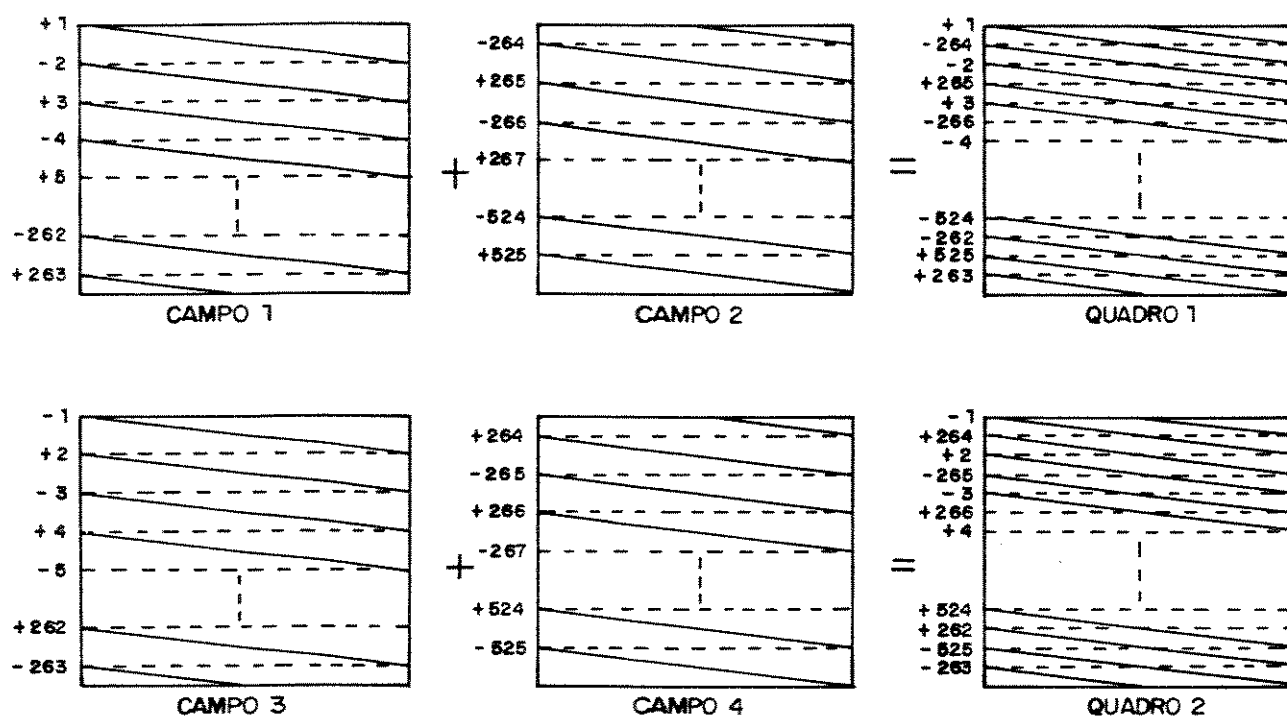


Fig. I.2.2 - Linhas e campos de quadros sucessivos.

* PAL-M - PHASE ALTERNATION LINE (padrão M)
Os outros sistemas comerciais existentes são:
NTSC - NATIONAL TELEVISION SYSTEM COMMITTEE
SECAM - SEQUENTIEL COULEUR À MÉMOIRE

Os tempos envolvidos na Fig.I.2.2 são:

T_Q - PERÍODO DE UM QUADRO	33.366,670 μ s
F_Q - FREQUÊNCIA DE QUADROS	29,970 Hz
T_C - PERÍODO DE UM CAMPO	16.683,330 μ s
F_C - FREQUÊNCIA DE CAMPOS	59,940 Hz
T_H - PERÍODO DE VARREDURA DE UMA LINHA	63,550 μ s
F_H - FREQUÊNCIA DE LINHAS	15.734,264 Hz

Tab.I.2.1 - Tempos e Frequências de linhas, campos e quadros [1.2].

No período de tempo previsto para linhas e campos estão embutidos tempos necessários ao funcionamento global do sistema, ou seja, sincronismo entre o transmissor e o receptor. Os principais são:

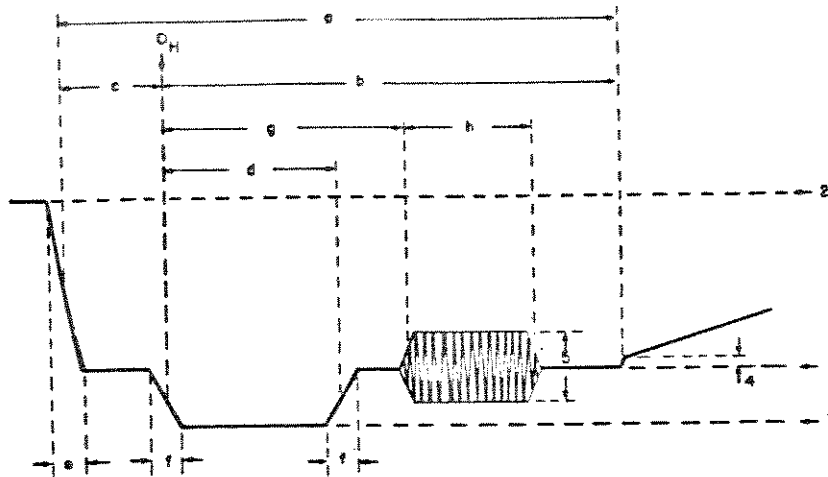
.Tempo de apagamento horizontal ou "APH" - é o tempo em que o feixe eletrônico de raios sobre a tela fica inibido; vai desde o final de uma linha até o início da seguinte durante aproximadamente 17% de T_H . Na Fig.I.2.3 é o tempo de retraço representado pelas linhas pontilhadas;

.Tempo de sincronismo horizontal - nele são enviados pulsos necessários à sincronização das linhas de varredura no receptor;

.Tempo de salva de subportadora de cor - é o tempo em que esta salva leva informação de frequência e fase da subportadora de cor, uma vez que a mesma deve ser reconstruída no receptor para se fazer a detecção síncrona dos sinais componentes do sinal composto " E_U " e " E_V ", modulados em quadratura;

Assim uma linha de varredura pode ser considerada como uma soma de dois tipos de sinais: sinal de vídeo ativo, que é o que contém informações da própria imagem, e sinais de sincronismo para controle do sistema, dados na Fig.I.2.3. Os dois juntos forma, o chamado sinal de vídeo composto;

.Tempo de apagamento vertical - tempo gasto pelos pulsos que são enviados entre dois campos consecutivos, ou seja, vai do fim de um campo até o início de outro consecutivo; é composto por 2 sequências de 6 pulsos de equalização entre as quais se transmite uma sequência de 6 pulsos de sincronismo vertical. Uma representação gráfica desses pulsos é dada pelas Figs. I.2.4 e I.2.5.

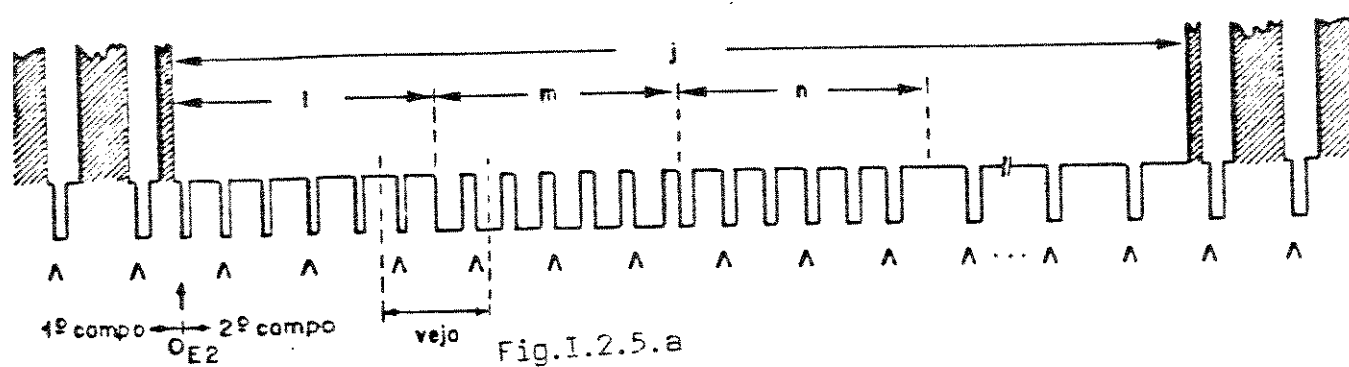
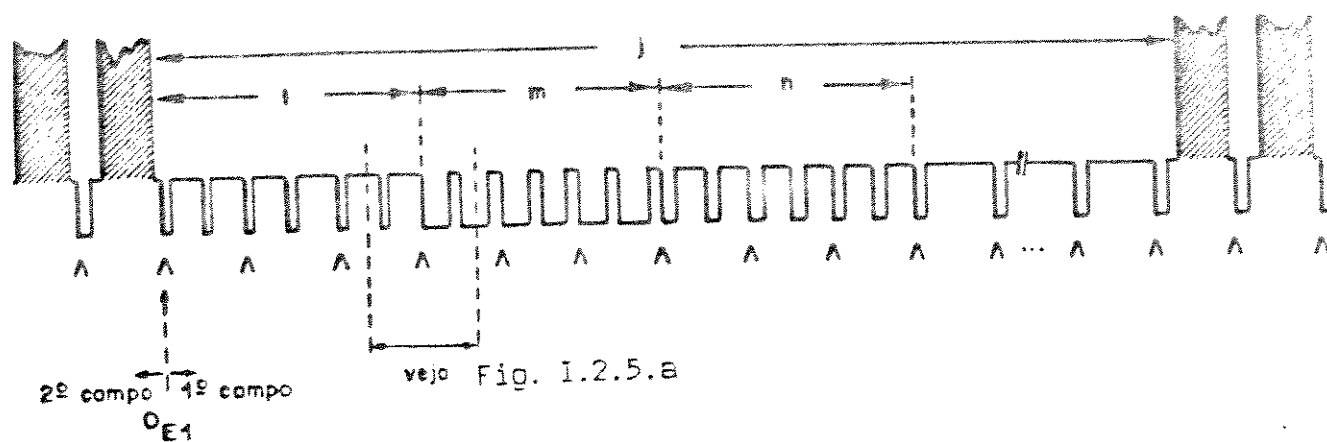


(a)

a	INTERVALO DE APAGAMENTO DE LINHA	10,2 a 11,4 μ s
b	INTERVALO ENTRE A REFERÊNCIA DE TEMPO 0(h) E A BORDA FINAL DO SINAL DE APAGAMENTO DE LINHA	8,9 a 10,3 μ s
c	PÓRTICO FRONTAL	1,27 a 2,54 μ s
d	PULSO DE SINCRONIZAÇÃO HORIZONTAL	4,19 a 5,71 μ s
e	TEMPO DE SUBIDA OU DESCIDA (10 a 90%) DAS BORDAS DO SINAL DE APAGAMENTO DE LINHA	0,64 μ s
f	TEMPO DE SUBIDA OU DESCIDA (10 a 90%) DAS BORDAS DO PULSO DE SINCRONIZAÇÃO HORIZONTAL	0,25 μ s
g	INÍCIO DA SALVA DE COR APÓS TEMPO DE REFERÊNCIA 0 _h	5,8 $\pm$ 0,1 μ s
h	DURAÇÃO DA SALVA DE COR	2,52 $\pm$ 0,28 μ s (9 $\pm$ 1 ciclos)
1	NÍVEL DE APAGAMENTO (NÍVEL DE REFERÊNCIA)	0%
2	NÍVEL DE PICO DO BRANCO	100%
3	NÍVEL DE SINCRONIZAÇÃO	48%
4	DIFERENÇA ENTRE O NÍVEL DE APAGAMENTO E O NÍVEL DE PRETO	7,5 $\pm$ 2,5%
5	VALOR PICO-A-PICO DA SALVA DE COR	2/7 (NÍVEL 1 - NÍVEL 2) $\pm$ 10%

(b)

Fig.I.2.3 - Sinal de sincronismo horizontal (APH) [1.2].
(a) Forma (b) Tempos, níveis.

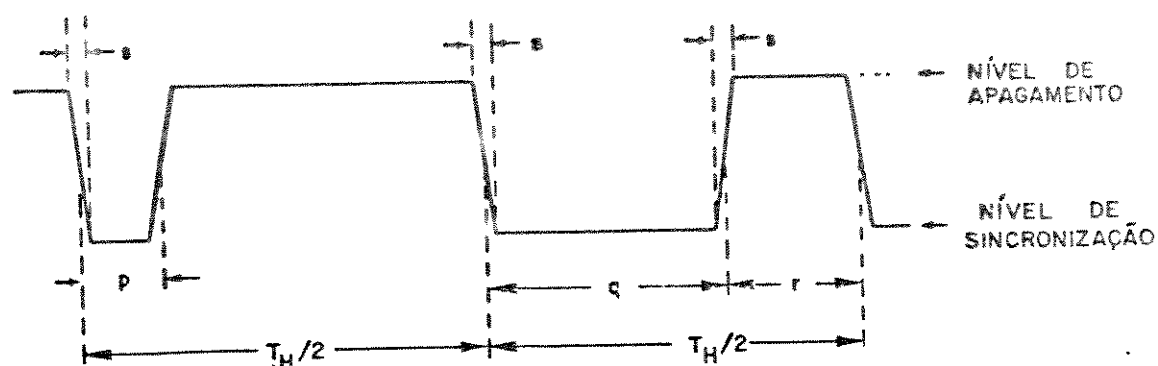


(a)

SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA	TEMPO
j	Período de apagamento de campo	$(19 \text{ a } 21)T_H + a$
l	Duração da 1ª sequência de pulsos de equalização	$3 T_H$
m	Duração da sequência de pulsos de sincronismo vertical (serrados)	$3 T_H$
n	Duração da 2ª sequência de pulsos de equalização	$3 T_H$

(b)

Fig.I.2.4 - Sinais de sincronismo de campo (APV) [1.2]
(a) Formas (b) Tempos.



(a)

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

(b)

Fig.I.2.5 - Detalhes dos pulsos de equalização e de sincronismo vertical [1.2]

(a) Forma

(b) Tempos.

Portanto, com informações das Figs. I.2.3, I.2.4 e I.2.5 podemos resumir a sequência de campos conforme a Fig. I.2.6, ou, escrevendo de outra forma dando ênfase ao início e ao fim de 4 campos consecutivos, conforme a Fig. I.2.7.

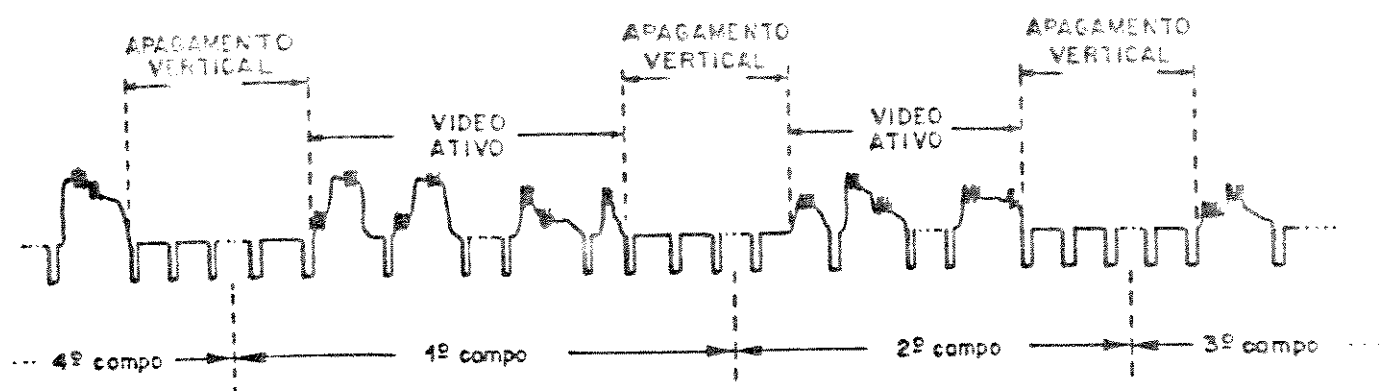


Fig.I.2.6 - Sequência de campos do sistema de TV.

*

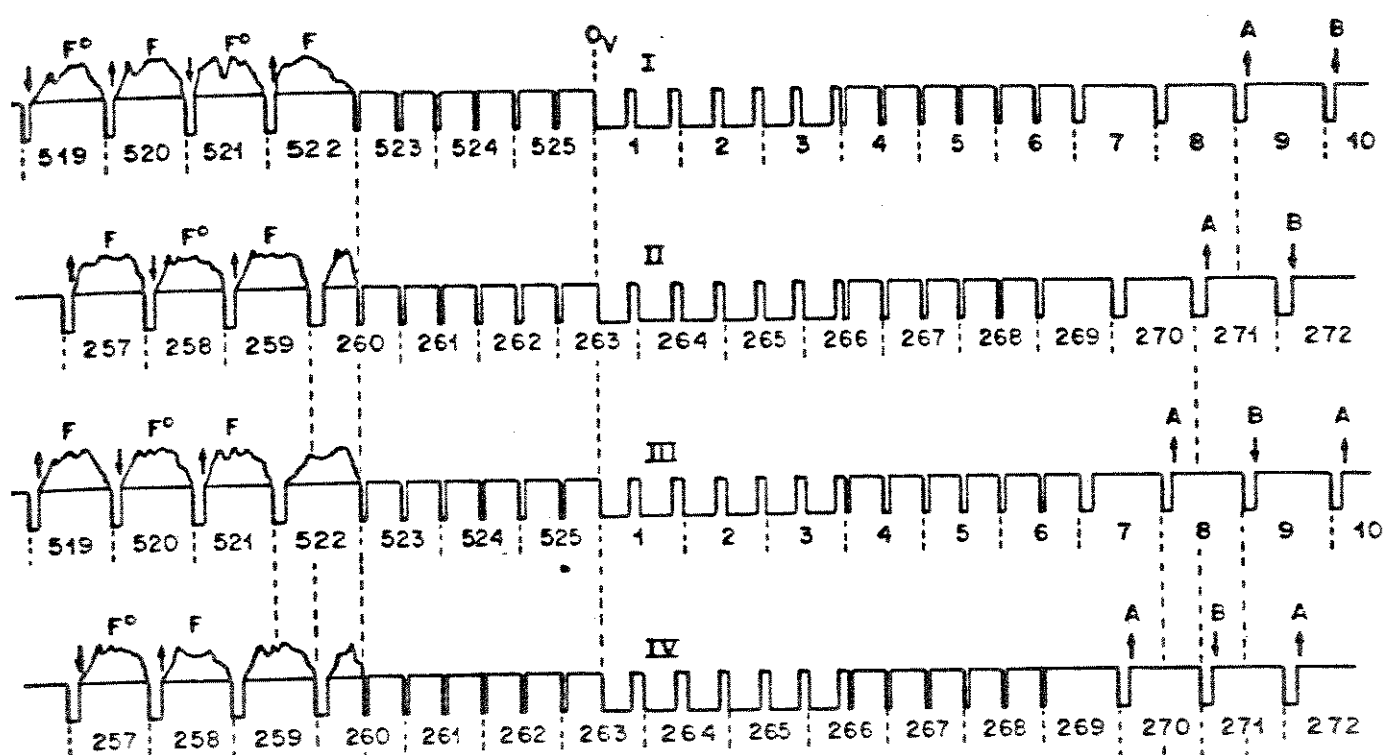


Fig.I.2.7 - Sequência de apagamento de salva de suportadora no sistema PAL-M [1.2].

* -----◇ { $\uparrow$ = fase da portadora 135°
 $\downarrow$ = fase da portadora -135°

I.2.1 - GERAÇÃO.

Para se transformar o sinal luminoso em sinal elétrico de vídeo são utilizadas propriedades foto-elétricas de materiais que estão presentes no tubo de imagens da câmera de TV. Uma dessas propriedades, por exemplo, é a foto-voltagem onde uma diferença de potencial irá aparecer de acordo com a intensidade luminosa incidente no material. Esquemáticamente tem-se:

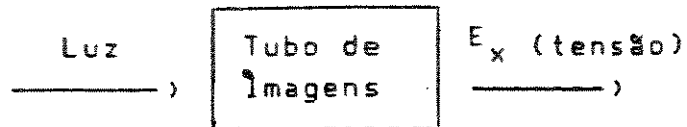


Fig.I.2.8 - Transdução opto-elétrica no tubo de imagens.

A luz, por sua vez, pode ser transmitida através das suas três componentes primárias "R" (vermelho), "G" (verde) e "B" (azul) que serão separadas nos tubos de imagens conforme indica, por exemplo, a Fig.I.2.9. Com isso, teremos na saída da câmera 3 tensões, cada uma delas correspondente a um sinal primário [1.3].

Atualmente a tendência é se utilizar tubos tipos CCD ("Charge Coupled Device") mantendo-se a mesma qualidade de imagem, ou seja, a mesma relação sinal/ruído do sinal captado quando comparado com as câmeras antigas.

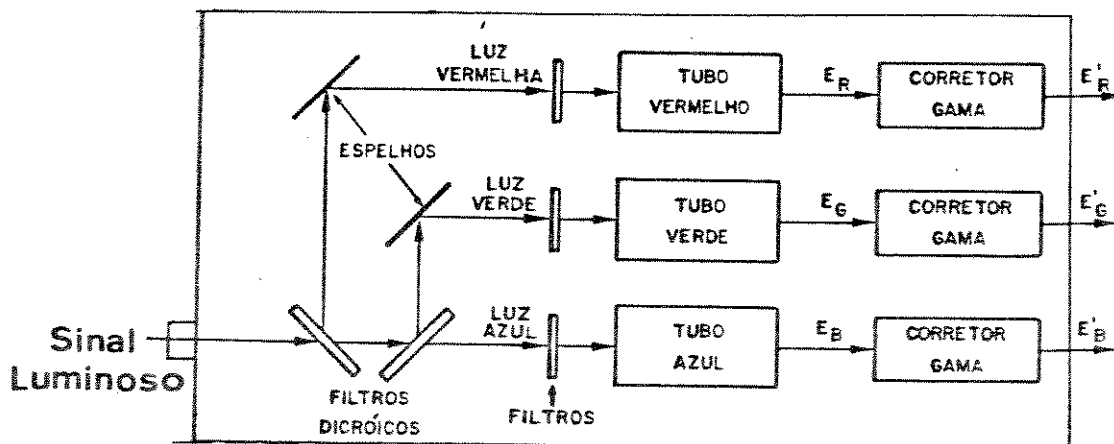


Fig.I.2.9 - Sistema de separação de componentes básicas do sinal luminoso [1.3].

A partir das componentes elétricas E'_R , E'_G e E'_B obtém-se 3 outros sinais chamados "Luminância" e "Diferença de cor", que levam juntos todas as informações de brilho, matiz e saturação de cor para os receptores. Se for receptor colorido aproveitam-se os três sinais ao passo que se for preto & branco só o de luminância é aproveitado.

Define-se sinal de luminância E'_Y como:

$$E'_Y(t) = 0,299 \cdot E'_R(t) + 0,587 \cdot E'_G(t) + 0,114 \cdot E'_B(t) \quad (I.2.1)$$

e sinais diferença de cor C'_R, C'_B como:

$$C'_B(t) = [E'_B(t) - E'_Y(t)] \quad (I.2.2)$$

$$C'_R(t) = [E'_R(t) - E'_Y(t)] \quad (I.2.3)$$

I.2.2 TRANSMISSÃO.

Uma vez obtidos os sinais E'_Y, C'_R e C'_B , eles podem ser processados e transmitidos separadamente ou combinados em um único sinal (Fig. I.2.1) recebendo os nomes de "Transmissão em Componentes" e "Transmissão Composta" respectivamente. Embora ambas tenham vantagens e desvantagens uma em relação à outra [1.1] neste trabalho abordaremos apenas a transmissão composta que é a atualmente usada no Brasil.

O sinal de vídeo composto é obtido fazendo-se primeiro a modulação em quadratura ("QAM") dos sinais diferença de cor limitados em faixa e em seguida o sinal resultante, chamado "Sinal de Crominância", é somado ao sinal de luminância. Matematicamente tem-se:

$$E'_C(t) = E'_U(t) \cdot \text{sen} w_{sc} t \pm E'_V(t) \cdot \text{cos} w_{sc} t \quad (I.2.4)$$

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_C(t) \quad (I.2.5)$$

onde

$w_{sc} = 2\pi f_{sc}$ = velocidade angular da subportadora de cor usada na modulação QAM

$E'_C(t)$ = sinal de crominância

$E'_M(t)$ = sinal composto de vídeo ativo

$E'_U(t) = K_U C'_B(t) = 0,493 \cdot C'_B(t)$

$E'_V(t) = K_V C'_R(t) = 0,877 \cdot C'_R(t)$

K_U e K_V são constantes denominadas "fatores de limitação" que são necessárias para limitar a excursão do sinal de vídeo composto.

$\pm$ = Chaveamento PAL = $m(t)$.

As faixas ocupadas pelos espectros dos sinais de luminância e diferença de cor deverão ser limitadas em 4,2 Mhz e 1,3 Mhz respectivamente e, juntos na forma de sinal composto, ocuparão na transmissão uma faixa total de 4,2 MHz, que é o permitido para sinal de TV. Esses valores são possíveis e suficientes graças a:

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

b. A modulação "QAM", onde transmitem-se os dois sinais diferença de cor dentro de uma mesma faixa. A portadora de modulação " F_{sc} " deve estar abaixo de 4,2 MHz a fim de que se possa transmitir a informação dos dois sinais diferença de cor dentro dessa faixa permitida;

c. Sobreposição da faixa espectral do sinal de luminância com a faixa espectral dos sinais diferença de cor modulados; tal sobreposição é possível devido a presença das "lacunas" existentes no espectro do sinal de luminância. Ali são intercaladas as informações dos sinais diferença de cor que também apresentam "lacunas" no espectro com mesmo espaçamento " F_H ". Consequentemente, escolhendo-se uma relação adequada entre " F_{sc} " e " F_H " intercala-se os dois espectros sem produzir uma interferência visível.

A equação I.2.4 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$E'_C(t) = E'_U(t) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + m(t) \cdot E'_V(t) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{I.2.6})$$

onde $m(t)$ é uma onda periódica de período $2.T_H$ (duas vezes o período de uma linha de varredura). O espectro da função $m(t)$ é dado por:

$$m'(f) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n=0}}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{n\pi}{2} \right) \cdot \delta \left(f - \frac{nF}{2} \right) e^{-(jn\pi/2)} \quad (\text{I.2.7})$$

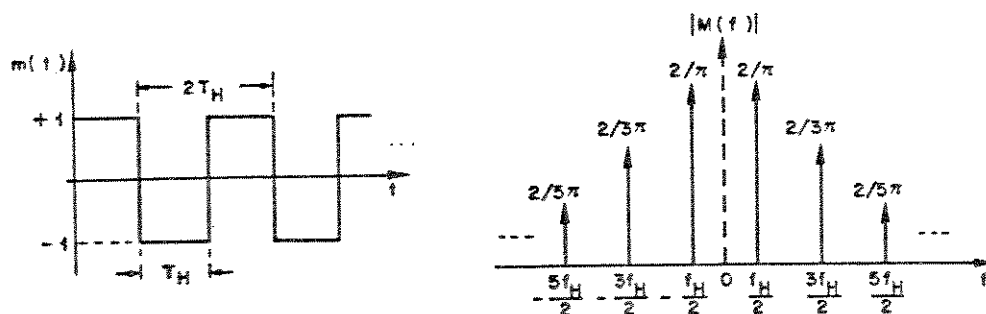


Fig. I.2.10 - Função $m(t)$ para chaveamento "PAL" e seu espectro
(a) Tempo (b) Frequência.

* CCIR - "INTERNATIONAL RADIO CONSULTATIVE COMMITTEE".

Sendo

$$M'_V(t) = m(t) \cdot E'_V(t) \quad (1.2.8)$$

então, o espectro desse produto vale:

$$M'_V(f) = M'(f) * E'_V(f) \quad (1.2.9)$$

e a sua representação gráfica, bem como a do espectro típico de $E'_U(t)$ e $E'_V(t)$, estão na Fig. I.2.11.

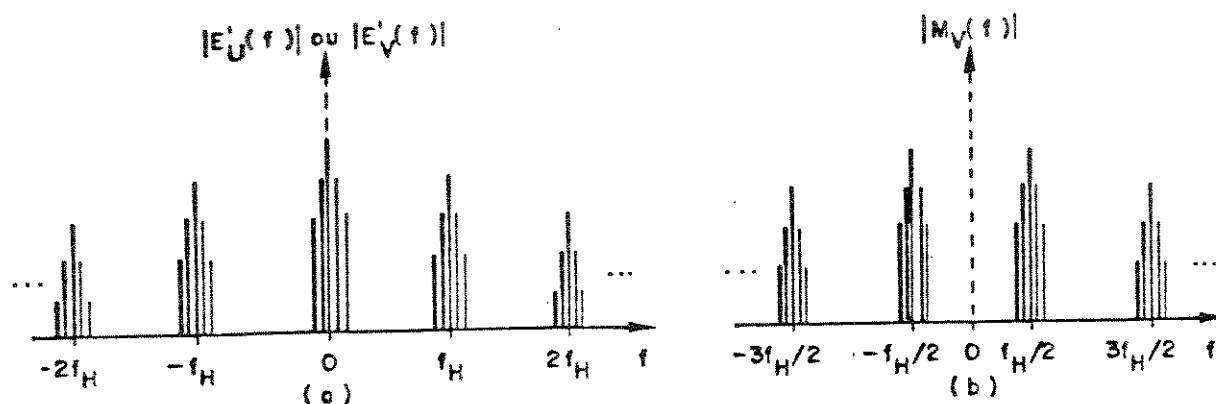


Fig. I.2.11 - Espectro de amplitude dos sinais
(a) $E'_U(f)$ e $E'_V(f)$ (b) Espectro $M'_V(f)$.

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

$$E'_C(f) = \frac{1}{2j} [E'_U(f - F_{sc}) - E'_U(f + F_{sc})] + \frac{1}{2} [M'_V(f - F_{sc}) + M'_V(f + F_{sc})] \quad (1.2.10)$$

e está desenhado na Fig. I.2.12, onde "U" e "V" representam respectivamente, partes do espectro dos sinais $E'_U(t)$ e $E'_V(t)$ modulados. Da figura nota-se que o espaçamento entre os pacotes é de $F_H/2$.

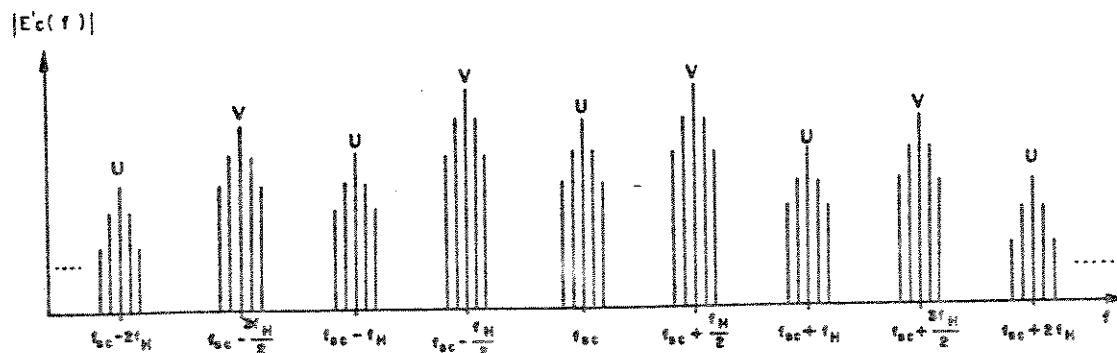


Fig. I.2.12 - Espectro típico do sinal de crominância modulado.

Assim, para intercalá-lo no espectro do sinal de luminância, a frequência " F_{SC} " deve ser do tipo

$$F_{SC} = c(F_{H/4}) \quad , \quad c = \text{inteiro ímpar} \quad (I.2.11)$$

e se obtém o espectro da Fig.I.2.13.

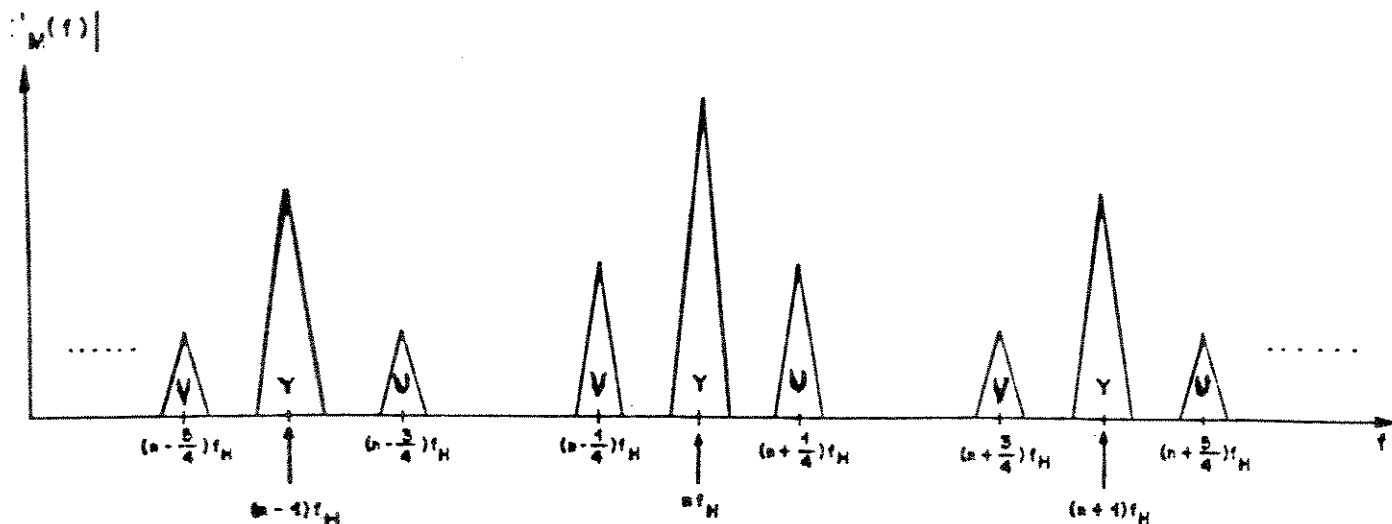


Fig.I.2.13 -Espectro típico do sinal composto $E'_M(f)$.

Essa intercalação dos espectros resulta no aparecimento de interferências sobre o sinal de luminância. No entanto se a escolha da subportadora de cor, F_{SC} , for tal que os pacotes de $E'_U(t)$ e $E'_V(t)$ fiquem distanciados de $(1/4)F_H$ dos pacotes de $E'_Y(t)$ essas interferências tornam-se pouco visíveis a olho nu, sendo então denominadas interferências de baixa visibilidade.

As interferências de baixa visibilidade são tanto menos visíveis quanto mais finas elas forem, isto é, quanto maior for a frequência interferente F_{SC} , menor será a sua visibilidade. Assim deseja-se que a frequência de subportadora de cor seja a maior possível.

Por outro lado, juntamente com o sinal de vídeo é também transmitido a informação de áudio. A portadora de som estará na frequência " F_S " de 4,5 MHz modulada em frequência com o desvio máximo de 25 KHz. Devido aos processos não lineares de detecção, ocorre o batimento entre F_{SC} e F_S originando componentes espúrias. A fim de minimizar o efeito dessas componentes, escolhe-se a frequência F_{SC} de tal forma que estas interferências também sejam de baixa visibilidade. Assim, deve-se ter:

$$F_S - F_{SC} = r \cdot (F_H/4) \quad r=\text{inteiro} \quad (\text{I.2.12})$$

Pelo "CCIR", são os seguintes valores de "c" e "r":

$$c = 909; r = 235 \quad (\text{I.2.13})$$

Das equações I.2.11 e I.2.12 resultam:

$$F_{SC} = 909 \cdot (F_H/4); F_S = 1144 \cdot (F_H/4) = 286 \cdot F_H \quad (\text{I.2.14})$$

E assim, obtém-se:

$$F_H = 15734,264 \text{ Hz} \quad (\text{I.2.15})$$

$$F_{SC} = 3575611,49 \text{ Hz} \quad (\text{I.2.16})$$

I.2.3 RECEPÇÃO.

O sinal composto $E'_M(t)$ é recebido no receptor de vídeo e decomposto de novo nas suas três componentes básicas $E'_R(t)$, $E'_G(t)$ e $E'_B(t)$. Estas acionam, cada uma delas, um canhão eletrônico que dispara um feixe de elétrons de intensidade proporcional à $E'_x(t)$ ($x=R, G, B$) na tela do monitor (Fig.I.2.14). Estes disparos são feitos sincronamente de modo que cada um deles atinja as porções das triades de fósforo que lhe é destinada causando assim ao observador a sensação de cor equivalente à dada combinação de intensidade dos três raios incidentes [1.4]. Esquematicamente tem-se:

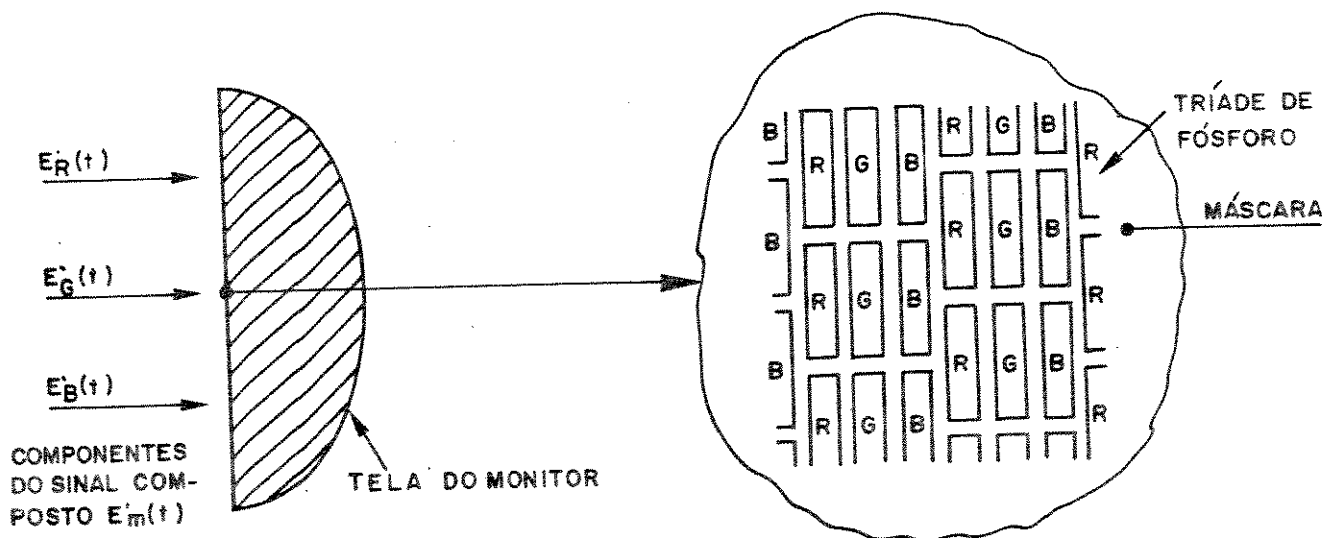


Fig.I.2.14 - Recepção do sinal de vídeo [1.5].

A intensidade das cores do padrão de barras coloridas em função de suas componentes, usando-se como sistema base de cores verde, vermelho e azul [1.6], é mostrada na Fig. I.2.15 a seguir.

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

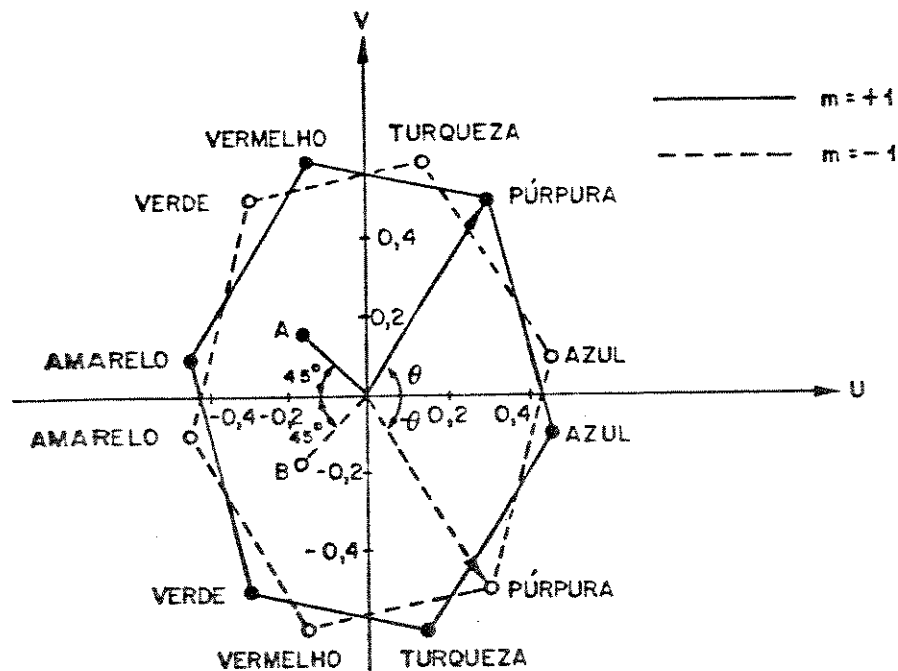
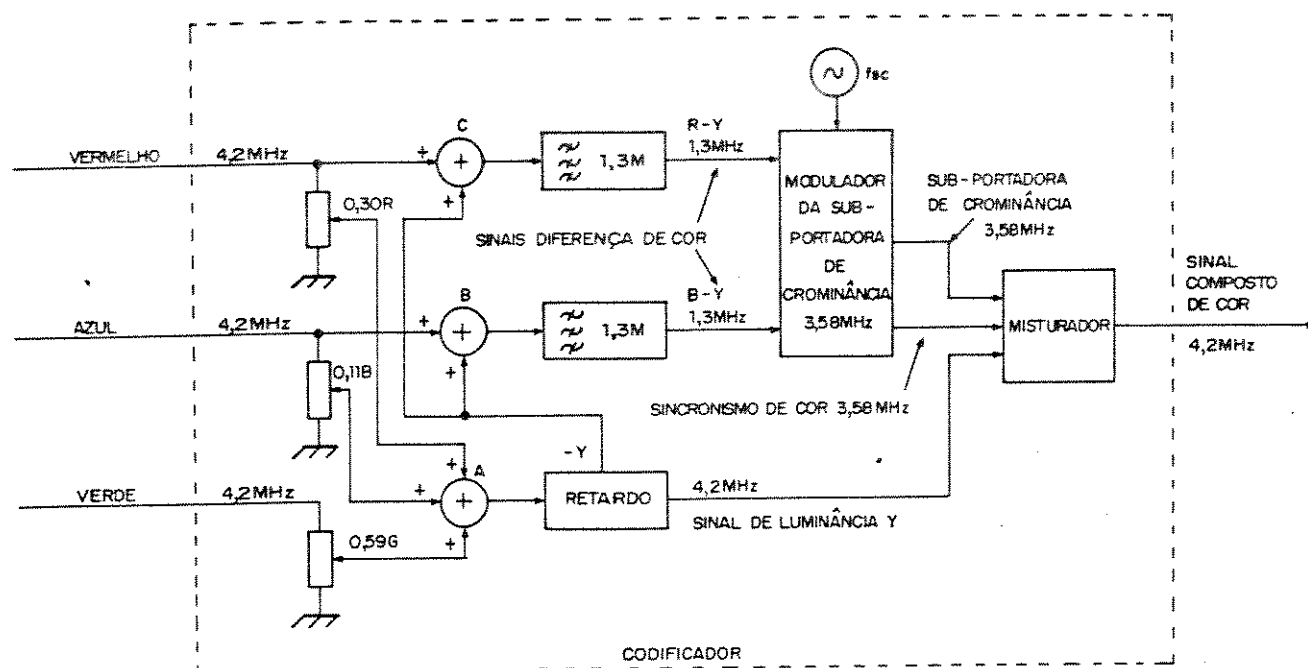


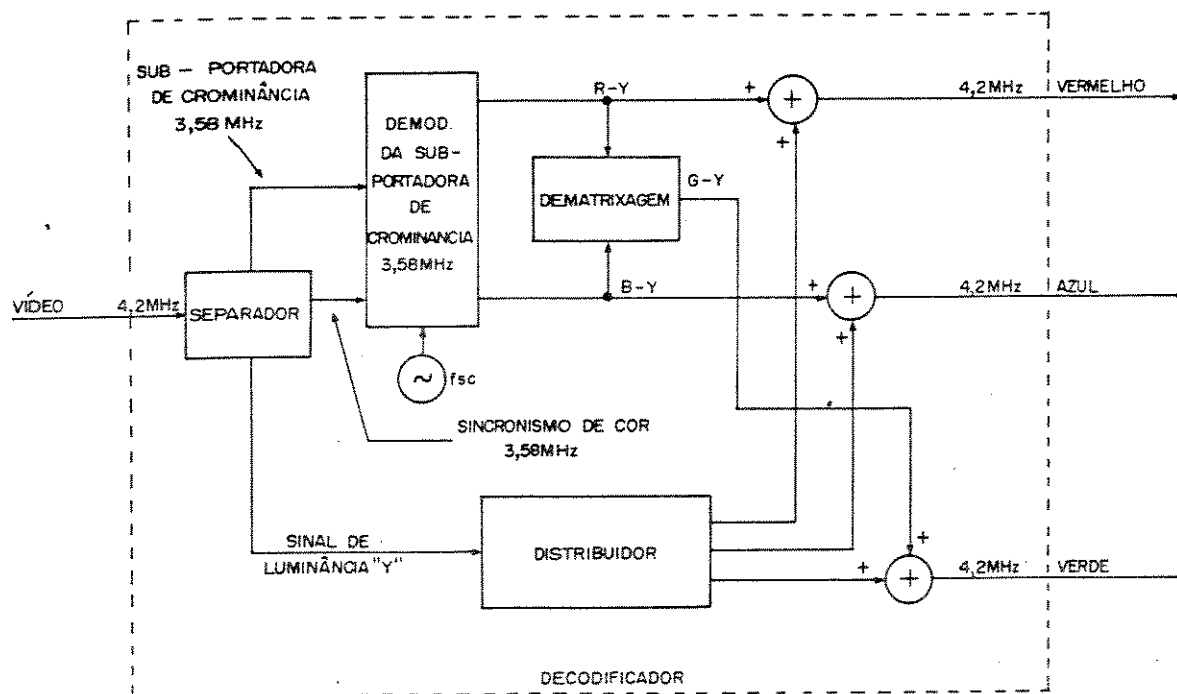
Fig. I.2.15 - Componentes para sinais coloridos.

* Apêndice I.

Assim, finalmente, uma vez escolhidos corretamente os parâmetros necessários à obtenção e recuperação do sinal composto de vídeo, podemos ilustrar de forma simplificada todo o processo descrito anteriormente pela Fig. I.2.16.



(a)



(b)

Fig. I.2.16 - Obtenção do sinal composto
(a) Transmissão (b) Recepção.

I.3 OBJETIVOS E LIMITAÇÕES.

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver técnicas e meios para obtenção da redução da taxa de transmissão de um sinal de TV digitalizado com vista a uma aplicação imediata no sistema de telecomunicação brasileiro. Procuraremos estabelecer um sistema teórico capaz de reduzir a taxa de transmissão do sinal $E'_m(t)$, da Fig.I.2.16, após o mesmo ser digitalizado. O que se espera é reduzi-la de modo a se atingir os valores de 34,368 Mbit/s e 68,136 Mbit/s ambos compatíveis com multiplexadores digitais da família "MCP" (o 480 ou 1920, por exemplo) desenvolvidos pelo CPqD-TELEBRÁS. Não se pretende criar aqui algo completamente novo, mas sim aperfeiçoar e enfocar de forma mais profunda sistemas que, embora já conhecidos, ainda não foram aplicados no país.

A maneira que utilizaremos para alcançar a compressão de faixa consiste em, através de processamento digital, aproveitar as informações redundantes [1.6], [1.7] e irrelevantes contidas no mesmo. Isto pode ser visto facilmente observando-se que muitas vezes a imagem é composta de uma parte móvel dentro de outra fixa. Neste caso, a taxa de transmissão pode ser bastante reduzida, enviando-se apenas as partes móveis enquanto as partes fixas vão sendo repetidas [1.8]. A diferença entre informações redundantes e informações irrelevantes é que as primeiras são retiradas na transmissão e repostas na recepção sendo esta extração feita em função das características de formação e da estatística do sinal de vídeo ativo; já as irrelevantes, extraídas na transmissão, não são repostas na recepção e para utilizá-las exploram-se as diversas características psico-visuais [1.9].

Dentre as várias técnicas digitais existentes para o nosso fim escolheremos o esquema "MCPD" (MCP diferencial), pois além de apresentar um desempenho comparável ao de outras técnicas [1.10] [1.11] é de implementação física mais simples que a maioria dos outros métodos conhecidos de extração de redundância. No caso de transmissão de sinais em tempo real, ele é bem adequado por causa da alta correlação existente entre amostras vizinhas e pelo fato dele poder ser parcialmente casado aos requisitos visuais [1.12], [1.13]. Um esboço simplificado de sua estrutura num sistema genérico de transmissão digital é mostrado pela Fig.I.3.1 a seguir.

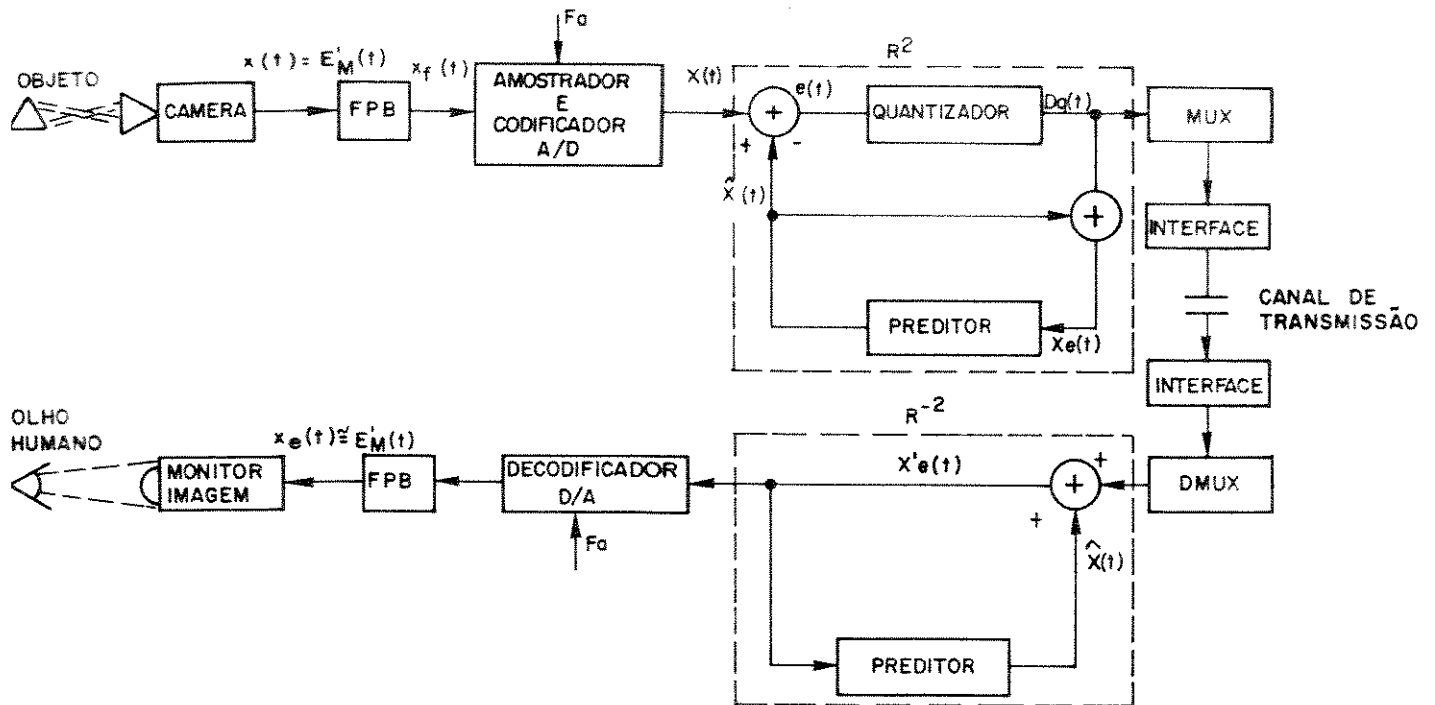


Fig.I.3.1 -Diagrama de blocos simplificado de um sistema para transmissão e recepção de imagens de TV digitalizada, com retirada de redundância.

O sistema proposto pela Fig.I.3.1 é digital e portanto comandado por um relógio de período T_a .

Fig.I.3.2 - Forma de onda do relógio de controle do MCPD.

Assim a cada " T_a " uma amostra $X(t)$ é transmitida e recebida pelo mesmo. Dentro desse intervalo o seu funcionamento poderá ser resumido da seguinte forma:

a.No transmissor.

-A câmera de TV faz a conversão foto-elétrica do sinal luminoso proveniente do objeto;

-O sinal elétrico $x(t)$ é filtrado em 4,2 Mhz para possibilitar uma eventual recuperação perfeita do mesmo sem problemas de "ALIASING".

-O sinal filtrado $x_f(t)$ é amostrado à frequência " F_a " e codificado, no nosso caso, em 8 bits [1.14], passando então para forma digital.

-Do sinal $X(t)$ é subtraído o sinal $\hat{X}(t)$ (valor estimado do próprio $X(t)$ em função de amostras anteriores) resultando no sinal diferença " $e(t)$ "

$$e(t) = X(t) - \hat{X}(t) \quad (I.3.1)$$

-O sinal " $e(t)$ " é quantizado, resultando no sinal $D_q(t)$, que será transmitido

$$D_q(t) = e(t) + \text{ruído de quantização} \quad (I.3.2)$$

- $D_q(t)$ é somado a $\hat{X}(t)$ resultando em $X_e(t)$ dado por

$$X_e(t) = \hat{X}(t) + D_q(t) \quad (I.3.3)$$

substituindo I.3.2 em I.3.3, vem:

$$X_e(t) = \hat{X}(t) + e(t) + \text{ruído de quantização} \quad (I.3.4)$$

substituindo I.3.1 em I.3.4 :

$$X_e(t) = X(t) + \text{ruído de quantização} \quad (I.3.5)$$

-O sinal $X_e(t)$ irá alimentar o preditor para que o mesmo possa então prever o próximo $\hat{X}(t)$, valor estimado da amostra $X(t)$ do " T_a " seguinte. Assim o processo se repete durante todo o período de transmissão.

-O sinal à saída do redutor de redundância, aqui chamado " R^2 ", vai ao multiplexador e depois, através da interface, é enviado ao meio de transmissão.

b.No receptor.

-No receptor, a partir do sinal recebido $D_q(t)$, supondo não haver erro no canal e com processamento inverso ao da transmissão, o sinal $X_e(t)$ é recuperado e decodificado para então ser mostrado no monitor de imagem.

Como pode ser visto pela equação I.3.5 o sinal $X_e(t)$ é igual ao sinal $X(t)$, que efetivamente se desejava transmitir, acrescido do erro introduzido pela quantização; Assim quanto menor for esse erro, mais próximo estará $X_e(t)$ de $X(t)$ e consequentemente melhor a qualidade da nossa transmissão.

Para que adequemos o sistema a fim de que ele funcione em condições as mais favoráveis possíveis à quantização, ou seja com o menor erro possível, dois parâmetros importantes deverão ser levados em conta: a frequência de amostragem do sinal analógico e o número médio de bits por amostra digital transmitida. Estes parâmetros se relacionam pela equação

$$R = N \cdot F_a$$

(I.3.6)

onde

R = taxa final de bits transmitidos
 N = número médio de bits por amostra
 F_a = frequência de amostragem

A seleção das frequências de amostragem para estudo foi feita impondo-se que elas fossem do tipo $(n/m) \cdot F_{sc}$ onde "n" e "m" são inteiros e F_{sc} a frequência da subportadora de cor; isso se deve aos seguintes motivos [1.8]:

- O esquema MCPD se adapta mais facilmente ao sinal composto além de facilitar a sua implementação.
- Consegue-se encontrar relações simples entre as amostras em áreas uniformes que, além de serem muito comuns em cenas normais de TV, terão especial interesse para nós.

Com relação ao número médio de bits por amostra "N", quanto menor ele for, menor será a taxa de transmissão, sendo que no caso de codificação MCPD, o melhor caso ocorre para "N" igual à entropia do sinal diferença a ser codificado. Esta entropia, por sua vez, depende fundamentalmente do sistema de predição usado, tornando-o peça chave ao nosso objetivo.

Fica claro o compromisso que existe entre a qualidade da imagem transmitida com a taxa na qual isso é feito. Se aumentarmos "N" ou " F_a " em I.3.1, aumentaremos a qualidade do sinal pois estaremos transmitindo mais informação sobre o mesmo; No entanto o preço que pagaremos por isso será um aumento na taxa de bits transmitidos. Assim uma relação adequada deverá ser encontrada entre estes dois fatores.

Neste trabalho faremos um estudo bem detalhado de vários algoritmos de predição e quantização, desde a sua criação em cima de hipóteses pré-estabelecidas, até a sua simulação sob diversas situações levadas a cabo em computador. Os resultados obtidos deverão ser usados como subsídio para o desenvolvimento do primeiro sistema "MCPD" brasileiro utilizado para redução da taxa de bits de transmissão de um sinal de vídeo colorido, e que se encontra em fase inicial de implementação também no CENTRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO (CPqD) da TELEBRÁS.

CAPÍTULO IISÍNAIS DE TESTES: DESCRIÇÃO E OBTENÇÃO.

II.1 - INTRODUÇÃO.

O desempenho de um sistema elétrico deve ser obtido através da medida dos parâmetros que o caracterizam sob diversas condições previamente estabelecidas, chamadas condições de teste. Quanto mais parâmetros houver no sistema maior a sua complexidade e, quanto maior for a quantidade e diversidade de testes realizados com o mesmo, mais conhecido ele se tornará.

Existem duas maneiras possíveis para análise do sistema proposto. A primeira consiste na construção física do mesmo, submetendo-o em seguida a testes reais, e a segunda é, antes de se fazer qualquer montagem, prática realizar uma simulação teórica com o mesmo, mais especificamente, uma simulação computacional. Uma vez que hajam recursos materiais para tal, torna-se evidente a vantagem da segunda opção sobre a primeira posto que a sua flexibilidade com relação às mudanças nos parâmetros estudados, condições de testes e análise dos resultados é muito maior. Aliás, hoje em dia, uma estrutura computacional adequada a simulações é uma condição "sine qua non" ao êxito de um projeto elétrico moderno sendo que a velocidade para que isso aconteça é diretamente proporcional ao grau de modernização desta estrutura; isto pode ser visto na quase totalidade das pesquisas feitas nos países mais adiantados. Assim, quanto mais moderno o sistema com o qual se pode contar, melhor.

O primeiro passo na direção da simulação teórica é estabelecer um modelo matemático tanto para o sistema estudado, o que será feito no capítulo IV, como também para os sinais que o irão testar, o que será feito nesse capítulo. Quanto, mais completos forem esses modelos, ou seja, quanto mais fiéis eles forem ao real, mais se parecerão os resultados obtidos com os resultados obtidos em testes práticos. Assim, esquematicamente, vem:

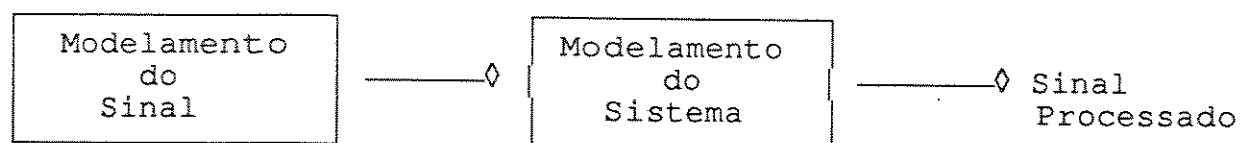


Fig.II.1.1 - Modelo matemático para simulação computacional.

II.2 SINAIS USADOS PARA TESTES.

Para a avaliação do nosso sistema poderíamos usar três tipos de sinais: Sinais de testes "CCIR", Imagens padrão "SMPTE" e cenas reais em movimento.

O sinal proveniente de cenas em movimento constitui o caso mais amplo a ser testado e também é o objetivo final do sistema. Porém, para que ele possa ser obtido e armazenado, existe a necessidade de equipamento adequado para tal e ainda não disponível, como filmadora, vídeo cassete, monitor de alta resolução e alguns outros. Assim as simulações envolvendo estas situações serão feitas em trabalhos posteriores. Neste trabalho utilizaremos sinais de testes "CCIR" e imagens padrão "SMPTE".

II.2.1 SINAIS DE TESTES "CCIR".

São sinais determinísticos que, embora de difícil ocorrência em casos práticos, permitem uma interpretação mais fácil dos resultados, ou seja, permitem acompanhar o comportamento das diversas partes do sistema em regiões do sinal com características específicas, já que a sua forma é a priori perfeitamente conhecida. Eles foram padronizados pelo "CCIR" e são gerados eletronicamente.

As formas de onda de alguns desses sinais de testes em banda base são dadas a seguir e, uma vez definidos no período de uma linha, eles serão iguais para todas as outras linhas do quadro. Por isso os gráficos serão dados em função da variável de tempo " t_L " que se relaciona com o tempo real " t " pela equação

$$t = t_0 + (n-1)T_H + t_L \quad (\text{II.2.1})$$

onde

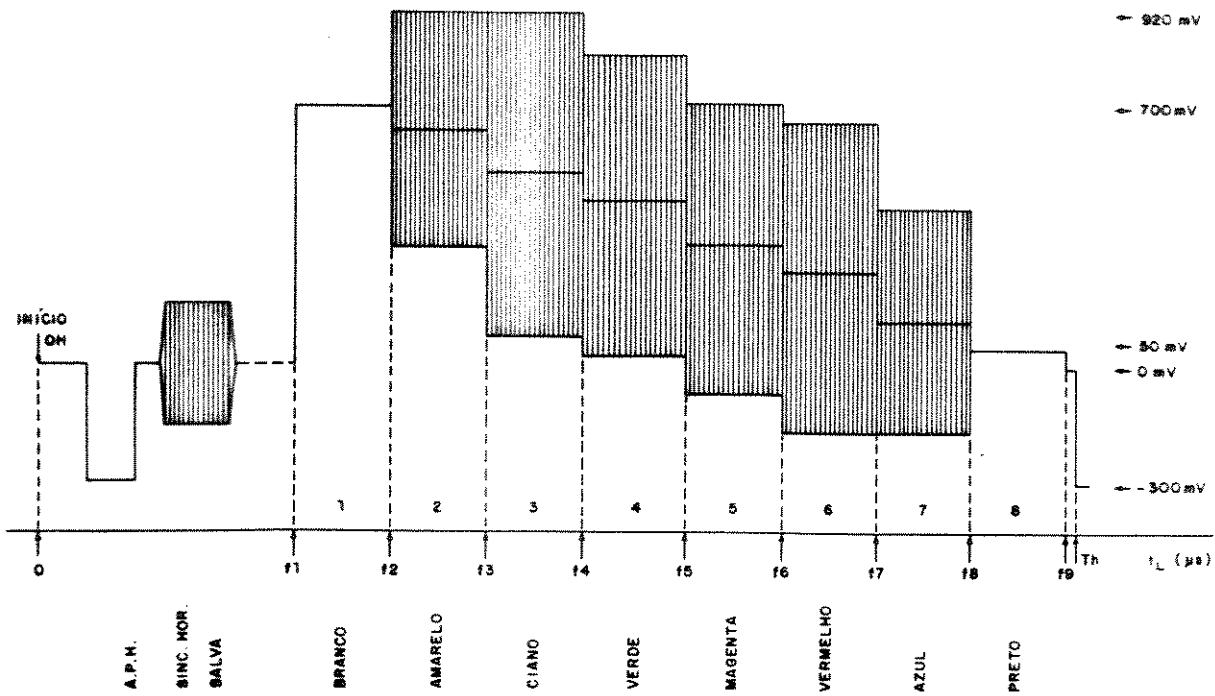
t = tempo real do processo
 t_0 = tempo inicial da primeira linha, isto é, onde $n=1$
 $n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$ = número das linhas dos campos consecutivos
 T_H = período de uma linha

Assim o tempo " t_L " dentro de cada linha inicia em zero e termina em T_H , ou seja

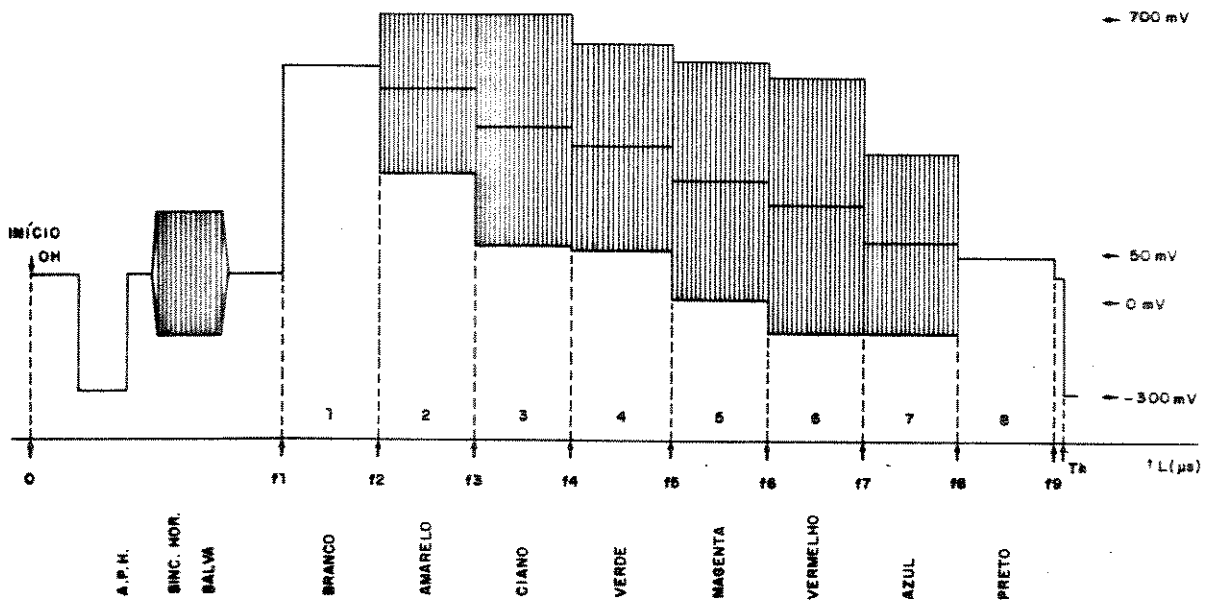
$$0 \leq t_L \leq T_H \quad (\text{II.2.2})$$

* SMPTE - SOCIETY OF MOTION PICTURE AND TELEVISION ENGINEERING.
 Outro órgão padronizador de sinais de testes para TV é a:
 EBU - EUROPEAN BROADCASTING UNION.

S1 - Barras Coloridas [SST 01 e SST 02].



(a)



(b)

Fig.II.2.1 - Sinais de Barras Coloridas.

(a) Amplitude 100%

(b) Amplitude 75%.

$$S_1(t_L) = \sum_{k=1}^8 \{d_k(t_L) [Y_k + U_k \sin \vartheta_{sn}(t_L) + m(t_L + t_{ln}) V_k \cos \vartheta_{sn}(t_L)]\} \quad (\text{II.2.3})$$

onde

$$t_k = 10 + 6,6(k-1) [\mu s]$$

$$d_k(t_L) = \mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1}), \quad k = \text{inteiro}$$

$$\mu(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad \text{-----} \varnothing \quad \text{função degrau}$$

$$\vartheta_{sn}(t_L) = \omega_{sc}(t_L - t_{ln})$$

$$t_{ln} = t_0 + (n-1)T_H, \quad n=1,2,3,4,\dots,512.$$

K	AMPLITUDE 100% (mV)					AMPLITUDE 75% (mV)					TEMPOS	
	Y_k	U_k	V_k	Max	Min	Y_k	U_k	V_k	Max	Min	t_k	t_{k+1}
1	700	0	0	700	700	537,5	0	0	540	540	10	16,6
2	625,9	283,8	65	920	330	481,9	212,9	48,7	700	260	16,6	23,2
3	505,7	95,8	399,6	920	95	391,8	71,85	299,7	700	84	23,2	29,8
4	431,6	188,1	334,6	820	48	336,2	141,1	250,9	620	48	29,8	36,4
5	318,4	188,1	334,6	700	-65	251,3	141,1	250,9	540	-37	36,4	43
6	244,3	95,8	399,6	660	-170	195,7	71,85	299,7	500	-110	43	49,6
7	124,1	283,9	65	420	-170	105,6	212,9	48,7	320	-110	49,6	56,2
8	50	0	0	50	50	50	0	0	50	50	56,2	62,8

Tab.II.2.1 - Valores dos parâmetros usados no sinal de testes "Barras Coloridas".

) sinal de amplitude 75% é o mais usado nas estações para visualização das cores e segue a recomendação 471-1 (1986) do CIR.

S2 - Escada Modulada com 5 degraus [SST 03].

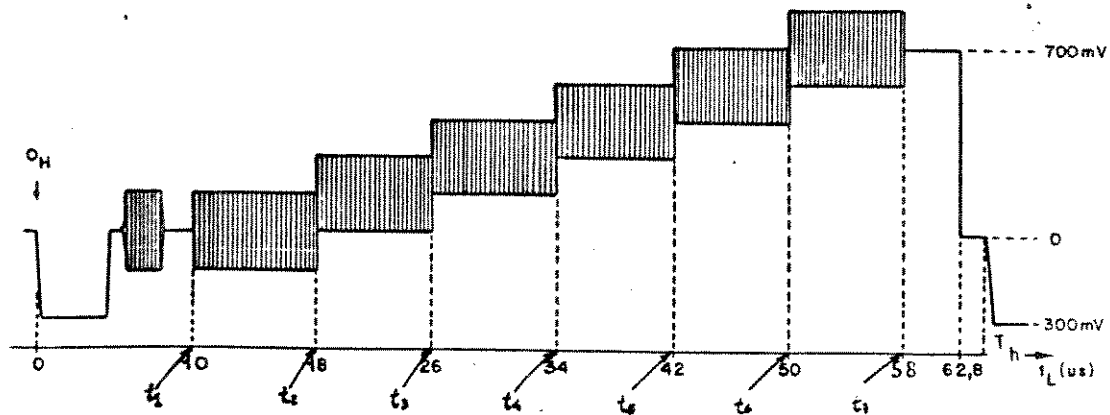


Fig.II.2.2 - Divisão temporal da escada modulada com 5 degraus.

$$S_2(t_L) = \sum_{k=1}^6 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot [(k-1)140 + k_2 \cdot \text{sen} \omega_{sc}(t_L + t_{ln})] + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)] 700 \quad (\text{II.2.4})$$

$$\text{onde } t_k = 10 + 8(k-1) \text{ } [\mu\text{s}]$$

$$k_2 = 0, 70, 140, -50, -70 \text{ } [\text{mV}]$$

no caso da escada modulada com 10 degraus, a equação será:

$$S'_2(t_L) = [\mu(t_L - 10) - \mu(t_L - 18)] k_2 \text{sen} \omega_{sc}(t_L + t_{ln}) + \sum_{k=1}^{10} [(\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})) \cdot [70k + k_2 \text{sen} \omega_{sc}(t_L + t_{ln})]] + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)] 700 \quad (\text{II.2.5})$$

$$\text{onde } t_k = 18 + 4(k-1) \text{ } [\mu\text{s}].$$

S3 - Rampa modulada [SST 05].

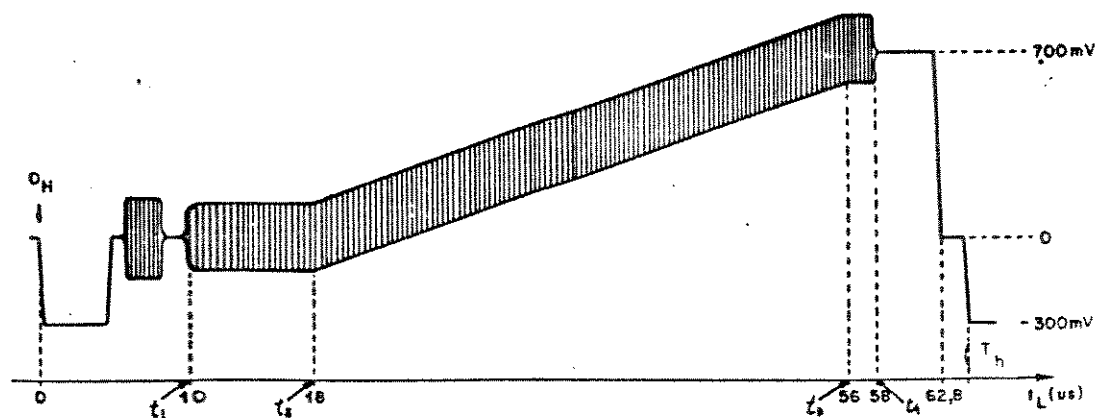


Fig.II.2.3 - Divisão temporal da rampa modulada.

$$S_3(t_L) = \sum_{k=1}^4 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot [Y_k + k_3 \sin \omega_{sc}(t_L + t_{ln})] \quad (\text{II.2.6})$$

onde $k_3 = 0, -50$ ou -70 mV e os valores de Y_k, t_k e t_{k+1} são dados na Tab.II.2.2.

k	Y_k (mV)	t_k (μs)	t_{k+1} (μs)
1	0	10	18
2	$(1/19)(350t_L - 6300)$	18	56
3	700	56	58
4	700	58	62,8

Tab.II.2.2 - Valores para a rampa modulada.

S4 - Pulso e Barra Modulados [SST 07].

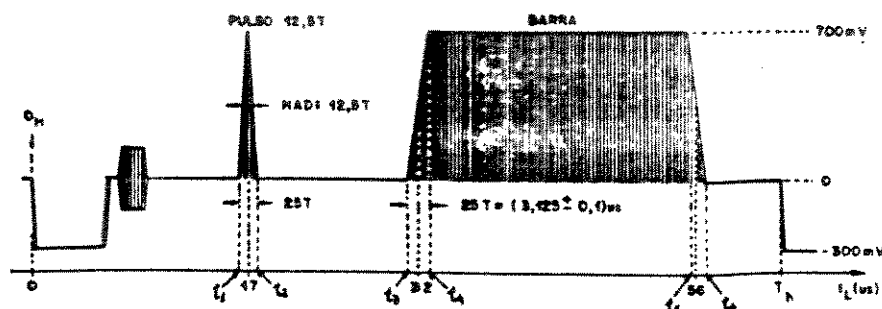


Fig.II.2.4 - Divisão temporal do pulso e barra modulados.

$$S_4(t_L) = \sum_{k=1}^6 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot [Y_k + U_k \sin \omega_{SC}(t_L + t_{1n})] \quad (\text{II.2.7})$$

onde Y_k, U_k e t_k são dados na Tab.II.2.3.

Y_k (mV)	U_k (mV)	t_k (us)	t_{k+1} (us)
$350 \cos^2[\pi(t_L - 17)/25T]$	$U_1 = -Y_1$	15,1375	18,5625
0	0	18,5625	30,4375
$350 \left[1 - \frac{32 \cdot 6,25T - t_L}{12,5T} \cdot \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{12,5T} (32 \cdot 6,25T - t_L) \right]$	$U_3 = -Y_3$	30,4375	33,5625
350	-350	33,5625	54,4375
$350 \left[1 - \frac{56 \cdot 6,25T - t_L}{12,5T} \cdot \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{12,5T} (56 \cdot 6,25T - t_L) \right]$	$U_5 = -Y_5$	54,4375	57,5625
0	0	57,5625	62,8

Tab.II.2.3 - Valores para pulso e barra modulados.

S5 - Pedestal Modulado [SST 06]

SS - Pedestal Modulado [SST 06]

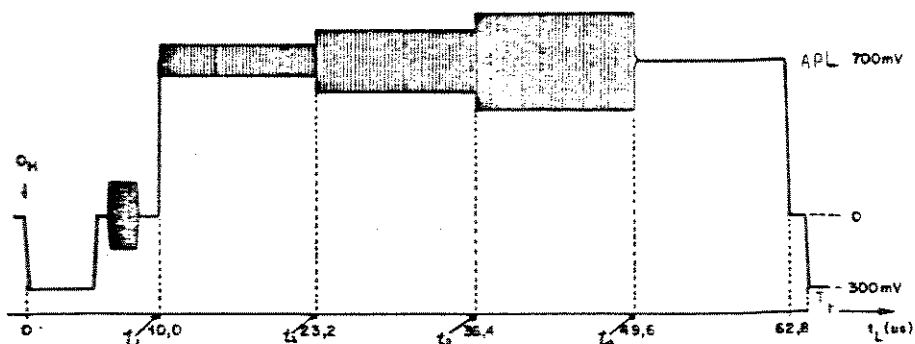


Fig.II.2.5 - Divisão temporal do pedestal modulado.

$$S_5(t_L) = \sum_{k=1}^3 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k-1})] \cdot [700\text{APL}^* + m(t_L + t_{1n}) 700 \cdot k \cdot \cos \omega_{SC}(t_L + t_{1n})] + [\mu(t_L - 49,6) - \mu(t_L - 62,8)] 700\text{APL} \quad (\text{II.2.8})$$

* APL -Average Picture Level (100% APL $\equiv$ 100 IRE $\equiv$ 7mV).

S6 - SIG III [SST 08].

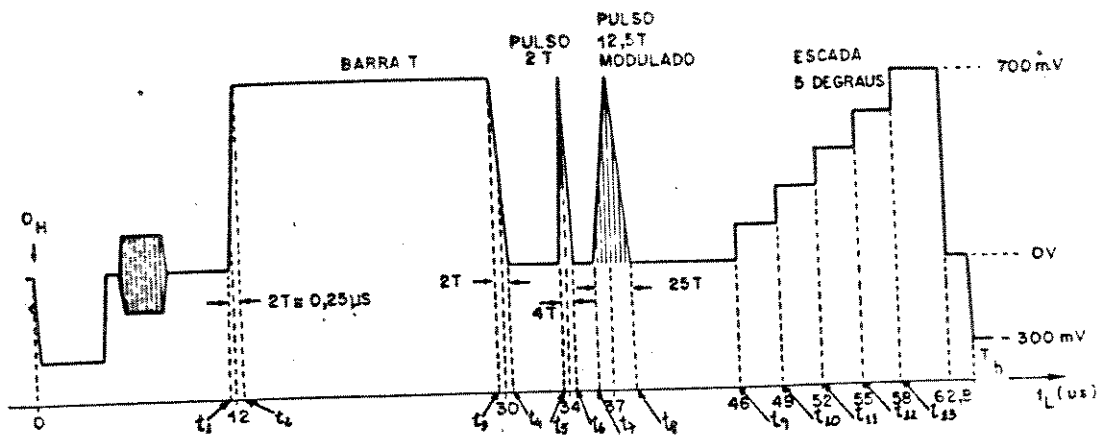


Fig.II.2.6 - Divisão temporal do SIG.III.

$$S_6(t_L) = \sum_{k=1}^8 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot [Y_k + U_k \sin \omega_{sc}(t_L + t_{1n})] +$$

$$\sum_{j=9}^{12} [\mu(t_L - t_j) - \mu(t_L - t_{j+1})] (j-8) 140 + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)] 700$$

(II.2.9)

onde $t_j = 46 + 3(j-9) [\mu s]$, ($j=9,10,11,12,13$) e os valores de Y_k, U_k, t_k e t_{k+1} estão na Tab.II.2.4.

k	Y_k (mV)	U_k (mV)	t_k (μs)	t_{k+1} (μs)
1	$700 \left[1 - \frac{12+0,5T-t_L}{T} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{T} (12+0,5T-t_L) \right]$	0	11,75	12,25
2	700	0	12,25	29,75
3	$700 \left[1 + \frac{30-0,5T-t_L}{T} - \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{T} (30-0,5T-t_L) \right]$	0	29,75	30,25
4	0	0	30,25	33,75
5	$700 \cos^2 \left[\frac{\pi(t_L-34)}{4T} \right]$	0	33,75	34,25
6	0	0	34,25	35,4375
7	$350 \cos^2 \left[\frac{\pi(t_L-37)}{25T} \right]$	$U_7 = -Y_7$	35,4375	38,5625
8	0	0	38,5625	46

Tab.II.2.4 - Valores para o sinal SIG.III.

S7 - CCIR I [SST 09].

Sinal composto de uma "BARRA T", um "PULSO 2T", um "PULSO 12.5T MODULADO" e uma "ESCALA DE 5 DEGRAUS MODULADA" dado por:

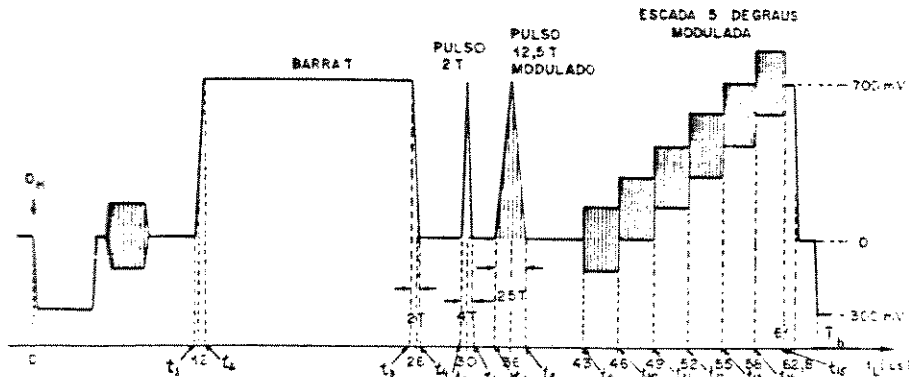


Fig.II.2.7 - Divisão temporal do sinal CCIR I.

$$\begin{aligned}
 S_7(t_L) = & \sum_{k=1}^8 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + U_k \sin \omega_{sc}(t_L - t_{ln})] + \\
 & \sum_{j=9}^{14} [\mu(t_L - t_j) - \mu(t_L - t_{j+1})] [(j-9)140 \sin \omega_{sc}(t_L - t_{ln})] + \\
 & [\mu(t_L - 61) - \mu(t_L - 62,8)] 700
 \end{aligned} \quad (\text{II.2.10})$$

onde $t_j = 43 + 3(j-9)$ [μs], ($j=9, 10, \dots, 14, 15$) e os valores de Y_k ,

U_k, t_k e t_{k+1} são dados na Tab.II.2.5.

1	$700 \left[1 - \frac{12 - 0,5T - t_L}{T} - \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{T} (12 - 0,5T - t_L) \right]$	0	11,750	12,250
2	700	0	12,250	25,750
3	$700 \left[1 - \frac{26 - 0,5T - t_L}{T} - \frac{1}{2\pi} \sin \frac{\pi}{T} (26 - 0,5T - t_L) \right]$	0	25,750	26,250
4	0	0	26,250	29,500
5	$700 \cos^2 \left[\frac{\pi(t_L - 30)}{4T} \right]$	0	29,500	30,500
6	0	0	30,500	32,875
7	$350 \cos^2 \left[\frac{\pi(t_L - 36)}{25T} \right]$	$U_7 = -Y_7$	32,875	39,125
8	0	0	39,125	43,000
15	700	0	61,000	62,000

Tab.II.2.5 - Valores dos parâmetros usados no sinal de testes CCIR I.

S8 - CCIR II [SST 10].

Sinal composto de um "TOPO", uma sequência de "MULTISALVA" de diferentes frequências e um "PEDESTAL MODULADO". Este é um sinal que apresenta uma grande dificuldade à redução de taxa de bits devido a sua grande complexidade. É dado por:

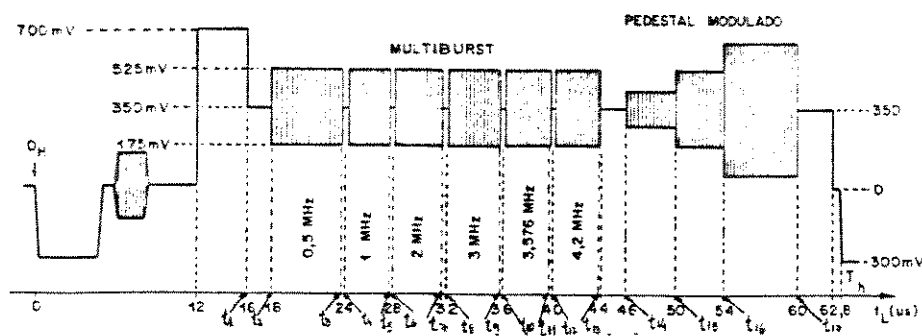


Fig.II.2.8 - Divisão temporal do sinal CCIR II.

$$\begin{aligned}
 S_8(t_L) = & [\mu(t_L - 12) - \mu(t_L - 16)] 700 + \sum_{k=1}^{13} [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot \\
 & [350 + 175 \sin 2\pi F_k (t_L - t_k)] + \sum_{k=12}^{16} [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] \cdot \\
 & [350 - 2^{(k-14)} \cdot 70 \sin \omega_{sc} (t_L - t_{1n})] + [\mu(t_L - 66) - \mu(t_L - 62,8)]
 \end{aligned}
 \tag{II.2.11}$$

onde os valores de F_k , t_k e t_{k+1} são dados na Tab.II.2.6.

k	f_x (MHz)	t_x (μs)	t_{x+1} (μs)
0	-	12	16
1	0	16	18
2	0,5	18	22
3	0	22	24
4	1	24	27
5	0	27	28
6	2	28	31
7	0	31	32
8	3	32	35

9	0	35	36
10	3,575	36	39,076
11	0	39,076	40
12	4,2	40	43,095
13	0	43,095	46
14	-	46	50
15	-	50	54
16	-	54	60
17	-	60	62,8

Tab.II.2.6 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de testes CCIR II.

S9 - Onda Triangular Modulada [SST 11].

É um sinal com variação lenta e linear de luminância cuja forma é:

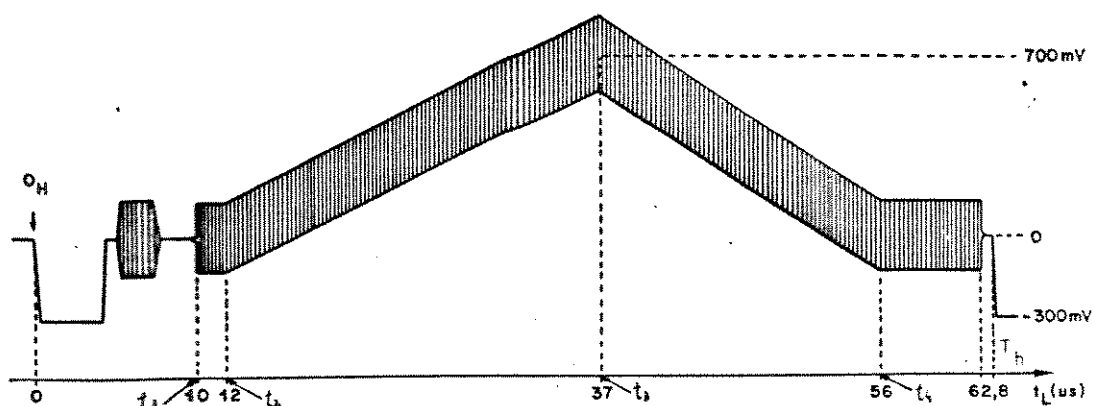


Fig.II.2.9 - Onda Triangular Modulada.

$$S_9(t_L) = \sum_{k=1}^4 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + k_9 \text{sen} \omega_{sc}(t_L + t_{1n})] \quad (\text{II.2.12})$$

onde $k_9 = 0, -50$ ou -70mV e os valores de Y_k, t_k e t_{k+1} são dados na Tab.II.2.7.

k	Y_k (mV)	t_k (μs)	t_{k+1} (μs)
1	0	10	12
2	$(1/19)(700t_L - 12600)$	12	37
3	$(1/19)(39200 - 700t_L)$	37	56
4	0	56	62,8

Tab.II.2.7 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de testes Triangular Modulada.

S10 - SWEEP.

É um sinal no qual a frequência varia dentro de uma linha e também de linha para linha de um mesmo campo; o seu período de repetição é o próprio campo, ou seja, se repete de campo para campo. Assim tem-se:

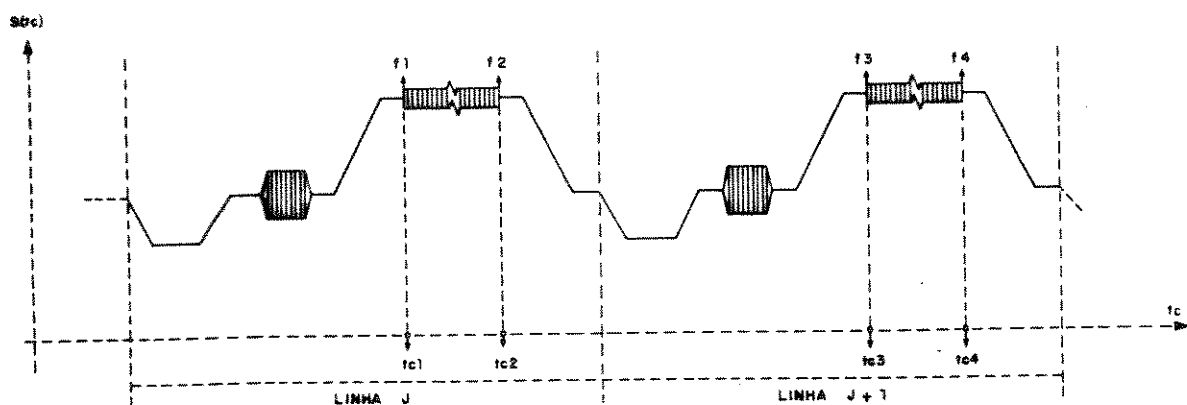


Fig.II.2.10 - Amostra de duas linhas de "SWEEP".

onde f_n ($n=1,2,3,4$) = frequência nos instantes $t_{c1} < t_{c2} < t_{c3} < t_{c4}$

$$f_1 < f_2 < f_3 < f_4 \quad (\text{II.2.13})$$

A variação de frequência, do início ao final do campo, é linear e pode ser dada pela equação II.2.14.

$$f_n(t_c) = f_{0n} + \alpha T_c \quad (\text{II.2.14})$$

onde

f_{0n} = Parâmetro matemático teórico representativo da frequência no campo.

$$\begin{cases} f_{01} = 397.471 \text{ KHz} & \text{p/campos ímpares} \\ f_{02} = 384.831 \text{ KHz} & \text{p/campos pares} \end{cases}$$

α = coeficiente de variação de frequência = 397.7767286 Mhz/s
 T_c = Período de um campo.

Embora todas as linhas de vídeo ativo do campo devam apresentar uma senóide com frequência correspondente à sua posição no mesmo, 6 delas foram substituídas por um outro tipo de sinal chamado "MARKER" cuja forma de onda é dada na Fig.II.2.11. Esses 6 sinais, iguais entre si, tem como função marcar de forma clara em que frequência se encontra o sinal naquele determinado ponto do campo. Apesar de nessas linhas não haver sinal senoidal propriamente dito, a frequência do mesmo continua aumentando normalmente de forma linear, como se ele estivesse existindo nesses instantes. Além disso, nos campos ímpares, nas 12 linhas que ficam entre os pulsos de equalização e as linhas de vídeo ativo, existe uma linha onde foi inserido um sinal de "MULTIBURST" do tipo ilustrado na Fig.II.2.12.

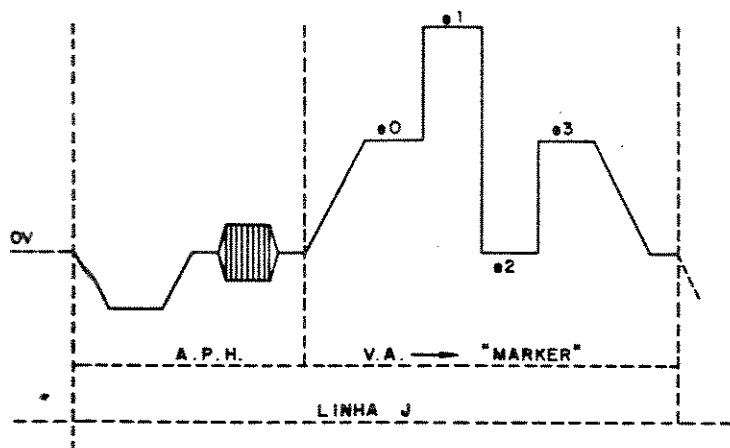


Fig.II.2.11 - Forma do "MARKER" do "SWEEP".

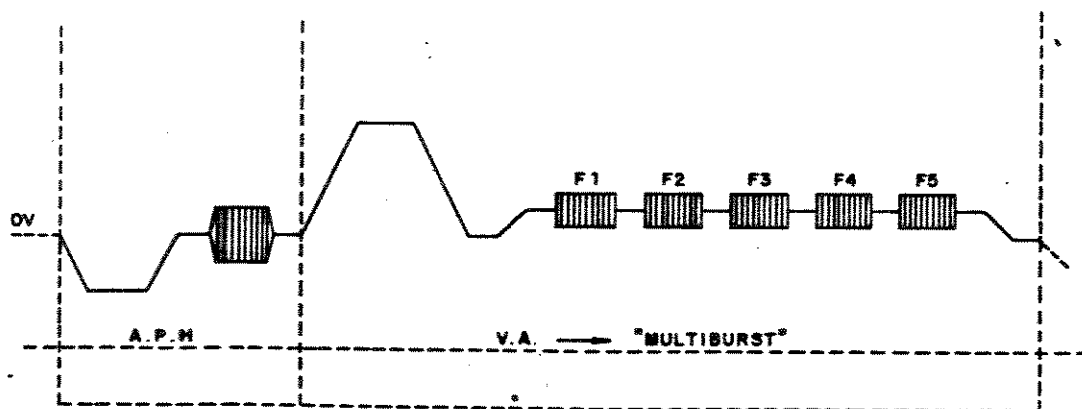


Fig.II.2.12 - "MULTIBURST" do "SWEEP".

Assim, baseado no que foi dito, podemos ilustrar os 4 campos de 2 quadros consecutivos com "SWEEP" da seguinte forma:

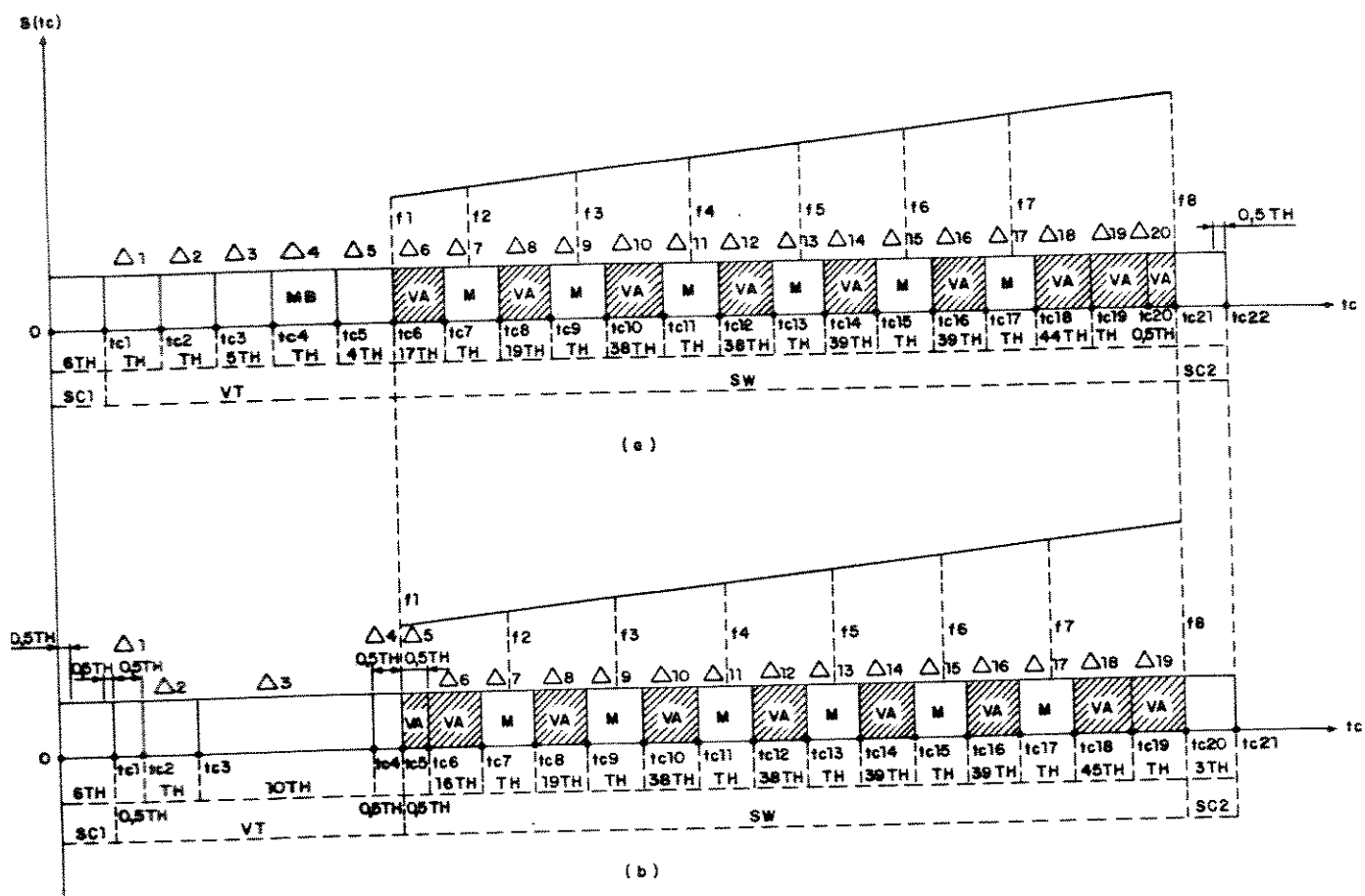


Fig.II.2.13 - Quadros consecutivos com "SWEEP".
(a) campos 1 e 3 (b) campos 2 e 4;

onde:

CAMPO 1 e 3

n	$t_n(t_H)$	n	Δn
01	006	1	LINHA EM BRANCO SEM SALVA
02	007	2	LINHA EM BRANCO CAMPO 1 → SEM SALVA CAMPO 2 → COM SALVA
03	008	3	LINHAS EM BRANCO
04	013	4	LINHA C/ "MULTIBURST"
05	014	5	LINHAS EM BRANCO
06	018	6→18	LINHAS DE "SWEEP"
07	035	19	LINHA DE "SWEEP" CAMPO 1 → COM SALVA CAMPO 2 → SEM SALVA
08	036	20	MEIA LINHA DE SWEEP SEM SALVA
09	055		
10	056		
11	094		
12	095		
13	133		
14	134		
15	173		
16	174		
17	213		
18	214		
19	258		
20	259		
21	259,5		
22	262,5		

(a)

CAMPO 2 e 4

n	$t_n(t_H)$	n	Δn
01	006	1	MEIA LINHA EM BRANCO SEM SALVA
02	006,5	2	LINHA EM BRANCO CAMPO 2 → SEM SALVA CAMPO 4 → COM SALVA
03	007,5	3	LINHAS EM BRANCO
04	017,5	4	MEIA LINHA EM BRANCO
05	018	5	MEIA LINHA DE "SWEEP"
06	018,5	6→18	LINHAS DE "SWEEP"
07	034,5	19	LINHA DE "SWEEP" CAMPO 2 → SEM SALVA CAMPO 4 → COM SALVA
08	035,5		
09	054,5		
10	055,9		
11	093,9		
12	094,5		
13	132,5		
14	133,5		
15	172,5		
16	173,5		
17	212,5		
18	213,5		
19	258,5		
20	259,5		
21	262,5		

(b)

Tab.II.2.8 - Parâmetros da Fig.II.2.13

(a) campos ímpares

(b) campos pares.

n	$f_n(\text{MHz})$
1	CAMPOS ÍMPARES 57,985
2	CAMPOS PARES 70,225
3	500,000
4	1005,61
5	1991,573
6	2977,52
7	3988,76
8	5000,000
9	CAMPOS ÍMPARES 60102,922
10	CAMPOS PARES 6175,562

MB	MULTIBURST
VA	VIDEO ATIVO (SWEEP)
M	MARKER
SC1	SINC. VERTICAL + EQUALIZACAO
VI	"VITS" (VIDEO INSERT TEST SIGNAL)
SW	TEMPO TOTAL DE SWEEP
SC2	EQUALIZACAO

Tab.II.2.9 - Parâmetros da Fig.II.2.13.

Os sinais mostrados na Fig.II.2.13, usando a equação II.2.14, são descritos pela função:

$$S(t_c) = \sum_{k=1}^{13} E_M [\mu(t_c - a_k T_H) - \mu(t_c - b_k T_H)] f_k(t_c) \quad (\text{II.2.15})$$

onde

K	CAMPOS ÍMPARES			CAMPOS PARES		
	a_k	b_k	$f_k(t)$	a_k	b_k	$f_k(t)$
01	0	017	$f_1(t_c)$	0	016	$f_2(t_c)$
02	017	018	$E(t_c)$	016,5	017,5	$E(t_c)$
03	018	037	$f_1(t_c)$	017,5	036,5	$f_2(t_c)$
04	037	038	$E(t_c)$	036,5	037,5	$E(t_c)$
05	038	076	$f_1(t_c)$	037,5	075,5	$f_2(t_c)$
06	076	077	$E(t_c)$	075,5	076,5	$E(t_c)$
07	077	115	$f_1(t_c)$	076,5	114,5	$f_2(t_c)$
08	115	116	$E(t_c)$	114,5	115,5	$E(t_c)$
09	116	155	$f_1(t_c)$	115,5	154,5	$f_2(t_c)$
10	155	156	$E(t_c)$	154,5	155,5	$E(t_c)$
11	156	195	$f_1(t_c)$	155,5	194,5	$f_2(t_c)$
12	195	196	$E(t_c)$	194,5	195,5	$E(t_c)$
13	196	241,5	$f_1(t_c)$	195,5	241,5	$f_2(t_c)$

Tab.II.2.10 - Coeficientes para calculo do "SWEEP" em qualquer instante.

$$E_C(t_c) = \sum_{m=0}^3 E_m \{ \mu[t - (a_k T_H + C_m T_H)] - \mu[t - (a_k T_H - D_m T_H)] \} \quad (\text{II.2.16})$$

m	C_m	D_m	E_m
0	0	d	e0
1	d	3d	e1
2	3d	5d	e2
3	5d	6d	e3

T_H = Período de uma linha.

d = Largura de um pulso padrão de "MARKER".

Tab.II.2.11 - Coeficiente para cálculos do "SWEEP".

II.2.2 IMAGENS PADRÃO "SMPTE".

É um conjunto de 15 imagens na forma de diapositivos que são propostos pela "SMPTE" pretendendo-se que cada uma delas seja representativa de determinadas características em cenas comuns de televisão comercial. Essas imagens darão origem à sinais com caráter essencialmente estatístico possibilitando uma avaliação mais próxima da realidade. A seguir são mostradas cópias em preto e branco das mesmas juntamente com uma tabela que as divide em função de suas peculiaridades.

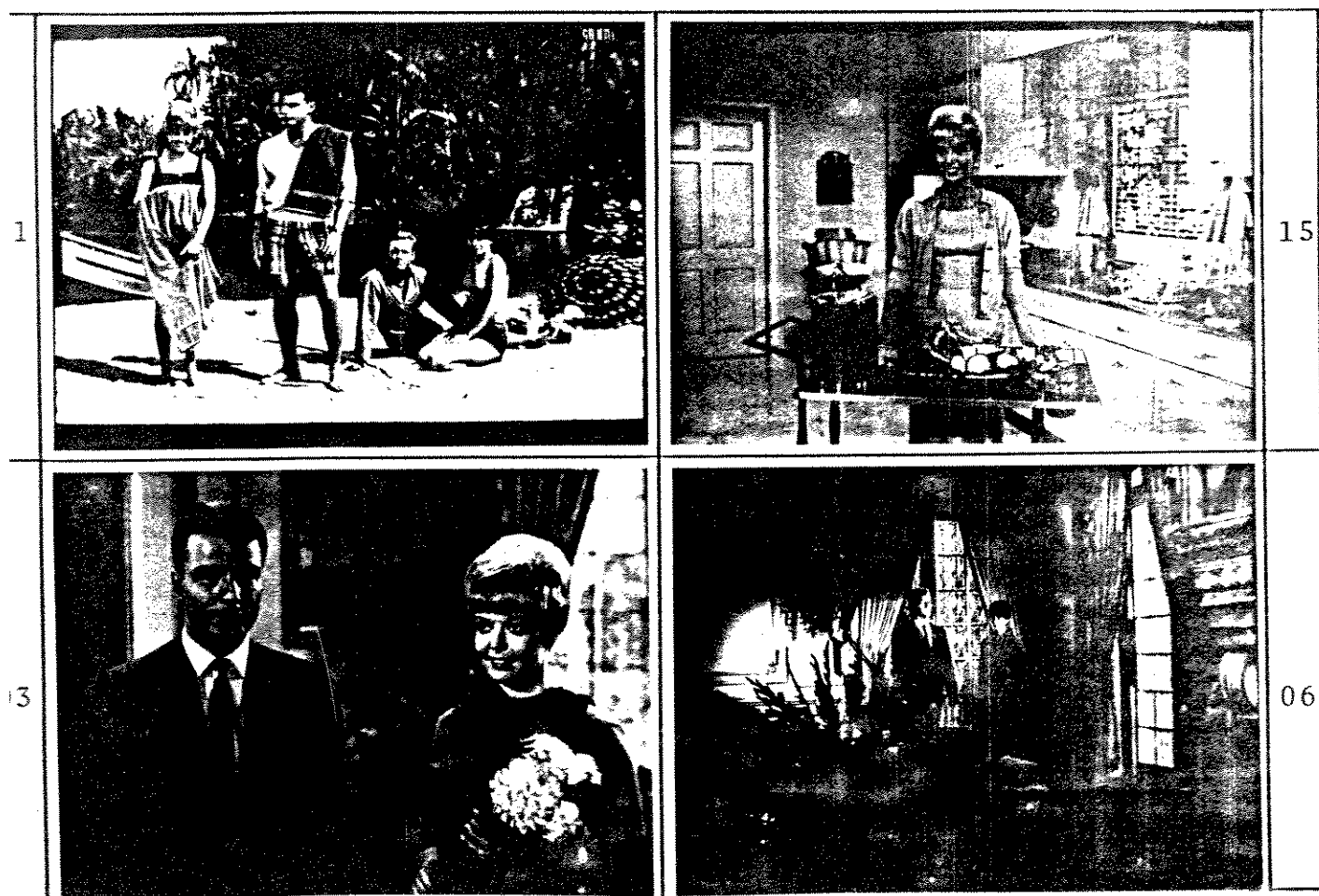


Fig.II.2.14a - Imagens padrão da "SMPTE" em branco e preto.



Fig.II.2.14b - Imagens padrão da "SMPTE" em branco e preto.



Fig.II.2.14c - Imagens padrão da "SMPTE" em branco e preto.

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

Tab.II.2.12 - Classificação adotada para as 15 imagens da "SMPTE".

Uma vez de posse dessas imagens, elas deverão ser postas de forma a serem trabalhadas, ou seja, na forma de dados manipuláveis em um sistema computacional; em seguida, após a aplicação nas mesmas das teorias desenvolvidas nesse trabalho, elas deverão ser reconvertidas à forma de imagem visual permitindo então se fazer uma análise subjetiva e objetiva dos resultados obtidos. Todo esse procedimento só será possível com ajuda de equipamento especializado que, em primeira instância para este trabalho serão o "IMAGE-100" e o "SITIM" (Sistema de Tratamento de Imagem) ambos do "INPE" (INSTITUTO DE PESQUISAS ESPACIAIS-SP), e em testes posteriores o sistema próprio do "CPqD" a ser implantado em breve. O "IMAGE-100" foi usado para a aquisição das imagens e o "SITIM" para sua visualização após as diversas etapas de processamento pelas quais passam as imagens.

IMAGE-100.

É um sistema formado por um conjunto de circuito fechado de televisão (GE), um sistema computacional (I-100 da GE) e um computador PDP 11/45 (DEC), ligados entre si, além dos equipamentos periféricos usuais. Uma representação simplificada deste sistema é dada na Fig.II.2.15 e uma explicação sucinta de seu funcionamento também é feita a seguir.

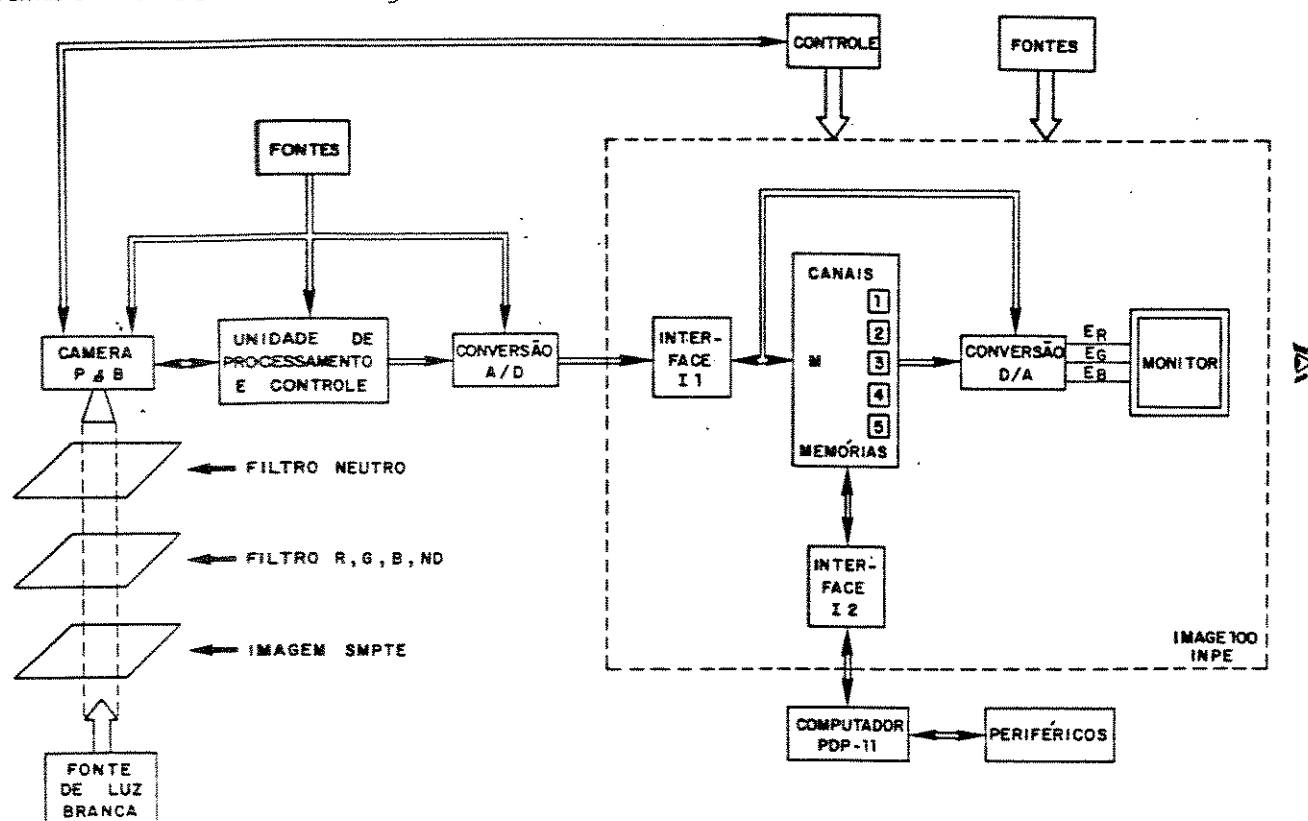


Fig.II.2.15 - Esquema simplificado do sistema de digitalização de imagens paradas "IMAGE-100" - INPE.

A câmera de TV disponível no sistema usado é monocromática, tornando necessário o emprego de filtros de luz para se poder decompor as imagens nas suas componentes R, G e B.

Primeiro, com o auxílio do diapositivo TV35-FR-50 (fig.II.2.16), determinou-se a composição para os filtros coloridos R-29, G-31 e B-49, recomendados pela "KODAK" para separação de cor [2.1]. Através dos ajustes de ganho e de limiar ("set-up") aproveitou-se o máximo possível o intervalo de codificação do conversor A/D ($\pm 2V$ em 50 Ohm) e obteve-se experimentalmente a seguinte composição:

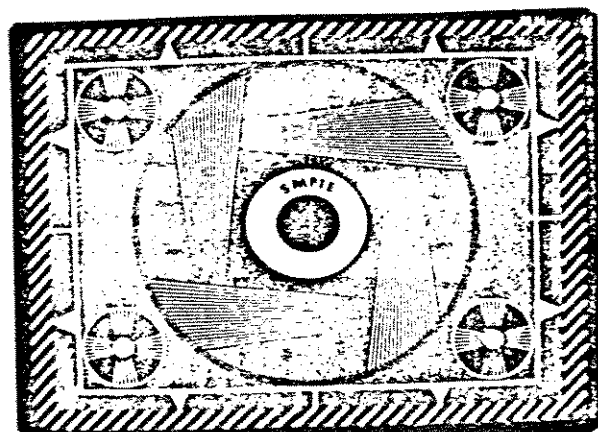
- * GE - General Elétric.
- DEC - Digital Elétric Company.

R - 29
 G - 61 + ND96(0.4)
 B - 49 + ND96(0.3)

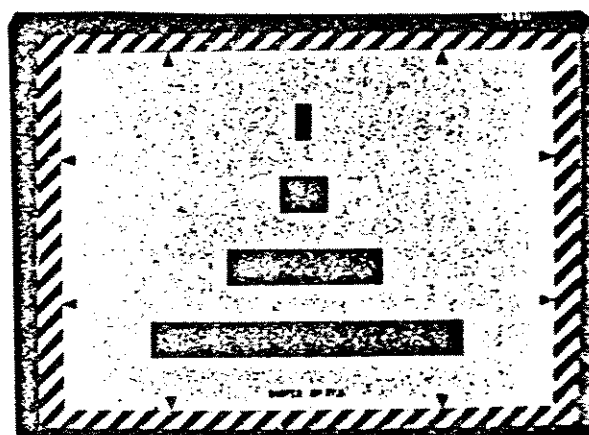
onde ND96(0.4) e ND96(0.3) são filtros de densidade neutra com porcentagem de transmissão de 40% e 50% respectivamente.

Depois, após a separação das componentes, para fornecer a composição certa do nível de branco e para controlar a entrada de luz ao tubo da câmera lançou-se mão de filtros neutros pois mantendo-se constante a luminosidade da fonte de luz branca, tem-se a vantagem de não mudar o espectro de frequência que varia com a intensidade. A outra opção seria regular a abertura da objetiva existente na entrada da câmera, porém, experimentalmente, verificou-se que neste caso a imagem sofria uma interferência indesejável ("anéis de Newton") que só se tornava imperceptível com a câmera totalmente aberta. Para o ajuste geométrico e de alinhamento foi utilizado o diapositivo com padrão de teste correspondente da "SMPTE" TV35-AR-50 (Fig.II.2.16).

A imagem padrão escolhida da SMPTE em forma de diapositivo é atravessada por uma luz branca e após a filtragem, aparece no mosaico do tubo da câmera. Na cabeça da câmera, a imagem é transformada ponto a ponto em um sinal elétrico correspondente à cor primária escolhida pela filtragem, dentro de um padrão de varredura convencional de 525 linhas alternadas em 60 Hz.



(a)



(b)

Fig.II.2.16 - Diapositivos para ajuste do sistema
 (a) TV35-AR-50 (b) TV35-FR-50, tipo A.

O sinal de vídeo operado pelo tubo é amplificado e entregue a um circuito para ajuste de resposta em frequência. Após este tratamento inicial, o sinal é entregue à Unidade de Processamento e Controle (UPC), onde são realizadas a correção de abertura (a fim de melhorar a resposta em frequência e a definição), a correção gama, a geração dos pulsos de sincronismo (horizontal e vertical) e pulsos de apagamento. Ali também são também gerados diversos sinais de controle para a cabeça da câmera a fim de comandar a varredura. Nesta unidade é possível se controlar o ganho do sinal normal e o ganho do sinal invertido, que são as duas opções de saída. Também pode-se controlar o limiar de branco acima do qual o sinal é cortado. Além desses dois ajustes existem também os controles eletrônicos de foco e feixe. Na verdade, a focalização é feita principalmente ajustando-se a posição da câmera em uma estrutura mecânica vertical, através de deslocamentos contínuos que são realizados por controle remoto. Também por controle remoto pode-se girar horizontalmente a base sobre a qual se apóia a imagem a ser digitalizada. Esse movimento ajuda a enquadrar a imagem na tela do monitor de observação.

O sinal de vídeo composto casado em 75 Ohms é então levado ao conversor analógico-digital. Na entrada do conversor existe um filtro opcional passa-baixas Butterworth de 7a. ordem com três etapas de equalização de fase a fim de se conseguirem as especificações de atraso de grupo recomendadas pelo CCIR para o sistema de televisão comercial [1.2]. A seguir o sinal é amostrado em cerca de 10 MHz e codificado em 8 bits paralelos de forma a se obterem 512 amostras por linha e alinhadas na vertical.

O sinal codificado em 8 bits/amostra é então enviado a um sistema computacional, no caso o IMAGE-100, onde, em essência, um quadro de TV pode ser armazenado em qualquer um dos 5 canais disponíveis. Tais canais são constituídos por bancos de memórias semicondutoras e de diversos controles sendo que cada canal é capaz de armazenar um quadro de 512x512 amostras de 8 bits. Este sistema I-100 estando interligado com o computador PDP-11/45, torna então disponível toda a flexibilidade de acesso a diversos periféricos tais como fitas magnéticas, discos magnéticos, teletipos e terminal gráfico onde podem ser armazenados e processados os dados referentes à imagem digitalizada.

Para processamento inverso o sistema dispõe de 3 conversores digital-analógico que torna possível a recuperação do sinal de vídeo analógico, ou seja, a imagem colorida pode ser visualizada no monitor de TV do sistema. Isto é feito fornecendo ao monitor as informações contidas nos três canais, cada um deles correspondentes a uma das cores primárias.

Apesar de o sistema de aquisição de imagens apresentado ser de boa qualidade, durante todo o processamento da imagem, desde a sua obtenção até a sua reprodução no monitor, são introduzidos erros e degradações que são inerentes ao processo. As maiores causas são:

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

b.Impossibilidade de se reproduzir todas as cores existentes na natureza;

c.Introdução de ruído devido à quantização finita das amostras do sinal de vídeo,bem como pela presença dos ruídos térmicos e balísticos dos componentes eletrônicos que compõem o sistema.Parte do ruído é eliminada através da filtragem passa-faixas em 4.2 MHz.O ruído dentro da faixa do sinal,pode ser reduzido tomando-se a média aritmética de várias gravações da mesma imagem ponto a ponto (gravação com média).Assim,neste caso, supondo-se um ruído aleatório com média nula,espera-se uma redução do ruído,o que de fato pode ser constatado visualmente.

d.Perda de resolução espacial,uma vez que o número de linhas de varredura no monitor é finito,bem como o número de amostras por linha.O quadro completo contém um mosaico de 512x512 amostras após a digitalização.

Todos esses fatores devem ser levados em conta quando da avaliação do sistema.

SITIM.

Foi utilizado para visualização das imagens já processadas,ou seja,após passarem pelo sistema redutor de redundância.O SITIM 150 um sistema mais simples que o IMAGE-100,é formado por um microcomputador "PC-AT" e uma unidade de visualização modular,configurável para atender à aplicação desejada que pode operar independentemente ou como estação de trabalho ligado a um computador de maior porte.A unidade de visualização é compacta garantindo confiabilidade.As principais características são:

.Utilização de até 4 planos de imagem de 1024x1024 pontos de 4 ou 8 bits cada,totalizando até 4 Mbits.

.Visualização da imagem através de uma janela de 512x512 pontos.A janela pode ser deslocada sobre a imagem (vôo) utilizando um fator de ampliação qualquer (zoom).

.Geração de cores verdadeiras,utilizando um plano de imagem para cada cor primária (R,G,B) ou cores falsas,utilizando um único plano de imagem.

.Realçamento de imagens,utilizando tabelas independentes,para cada cor primária,implantadas em "hardware".

.Utilização de um plano gráfico que pode ser visualizado independentemente ou sobreposto à imagen.

.Geração de sinal de vídeo analógico para cada cor primária (R,G,B) .

.Carga de imagens utilizando:linhas seriais síncronas/assíncronas, discos flexíveis,fitas magnéticas e digitalização através de uma câmera de TV.

O SITIM, além dos recursos citados,possui uma série de pacotes de software que facilitam em muito a análise do nosso trabalho.Uma descrição gráfica simplificada deste sistema é dada na Fig.II.2.17 a seguir.

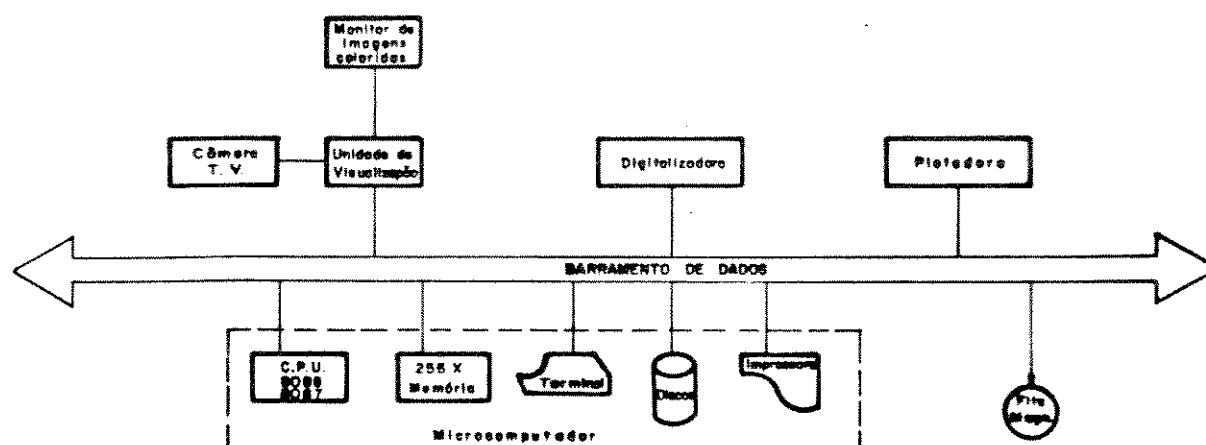


Fig.II.2.17 - Diagrama simplificado do "SITIM 150".

Embora todos os sinais apresentados , bem como outros não citados, possam ser usados para simulações , neste trabalho restringimo-nos apenas a alguns deles cujas características já foram apontadas em outros trabalhos [2.2] como suficientes para se alcançar uma idéia bastante precisa do comportamento do sistema para as situações de interesse;isso se faz necessário até por uma questão de redução de tempo gasto nos testes uma vez que os mesmos são demasiadamente grandes e exaustivos.Os sinais escolhidos foram:

a.Sinais "CCIR" :

- Barras Coloridas
- CCIR I
- CCIR II
- SWEEP.

b.Imagens padrão "SMPTE":

- Imagem 01 , 02 , 03 ,04 , 05 , 06 , 07 , 08 , 09 , 15.

CAPÍTULO III
CRITÉRIOS PARA APROVEITAMENTO DE PECULIARIDADES
DO SINAL DE VÍDEO.

III.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo iremos estabelecer os critérios para a obtenção das partes principais do "MCPD", ou sejam, os preditores e os quantizadores. Antes porém serão definidas as convenções para o tratamento matemático feito tanto para eles como para o tipo de sinal de vídeo explorado.

Este sinal será, basicamente, o correspondente a regiões uniformes onde existem grandes quantidades de informações redundantes que possibilitarão a redução de taxa desejada através do sistema proposto. Assim veremos quais as condições e relações que existem e as que queremos que ocorram, entre as amostras.

III.2 - AMOSTRAGEM.

III.2.1 - OBJETIVOS.

Vamos estudar os aspectos do sinal E'_M digitalizado em regiões consideradas planas, ou seja, onde as componentes "R", "G" e "B" são constantes; com isso, a componente de luminância será constante e a de crominância terá variação senoidal causada pela modulação "QAM".

Definiremos as distâncias temporais e espaciais entre as amostras bem como os mosaicos resultantes das mesmas. Eles servirão de apoio para análise do desempenho dos preditores que aqui serão propostos.

Prosseguindo outros trabalhos já realizados nesse sentido [1.6], [3.1], [3.2] vamos ver como se comportam essas amostras para a frequência de amostragem (F_a) relacionada com a frequência de subportadora de cor (F_{sc}) das seguintes formas:

$$F_a / F_{sc} = 4 \quad (\text{III.2.1a})$$

$$F_a / F_{sc} = 8/3 \quad (\text{III.2.1b})$$

Embora diversos outros valores possam ser adotados para " F_a " [3.2] nos restringiremos apenas a esses dois, uma vez que os resultados dos estudos [2.3] já realizados até aqui com os mesmos, têm-se mostrado bastante promissores.

III.2.2 - CONVENÇÕES GERAIS.

A equação representativa da parte ativa do sinal de vídeo composto $E'_M(t)$ em banda base, já levada em conta a assimetria das faixas laterais [3.1], é dada por:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + U'(t) \sin w_{sc} t + V'(t) \cos w_{sc} t \quad (\text{III.2.2a})$$

$$U'(t) = E'_{UB}(t) + (1/2)E'_{UA}(t) + (1/2)m(t)\hat{E}'_{UA}(t) \quad (\text{III.2.2b})$$

$$V'(t) = [E'_{VB}(t) + (1/2)E'_{VA}(t)]m(t) - (1/2)\hat{E}'_{UA}(t) \quad (\text{III.2.2c})$$

onde E'_{KB} e E'_{KA} ($K=U,V$) representam as componentes de baixa e alta frequência dos sinais $E'_U(t)$ e $E'_V(t)$ respectivamente e $\hat{E}'_{UA}(t)$ e $\hat{E}'_{VA}(t)$ são as transformadas de Hilbert de $E'_{UA}(t)$ e $E'_{VA}(t)$; $m(t)$ representa o chaveamento "PAL".

Nas regiões de estudo, as componentes E'_R , E'_G , E'_B permanecem constantes e os sinais $U'(t)$ e $V'(t)$ são constituídos apenas por componentes de baixas frequências, ou seja,

$$E'_Y(t) = E'_Y = \text{cte}^* \quad (\text{III.2.3a})$$

$$E'_{UB}(t) = E'_U(t) = E'_U = \text{cte} \quad (\text{III.2.3b})$$

$$E'_{VB}(t) = E'_V(t) = E'_V = \text{cte} \quad (\text{III.2.3c})$$

$$E'_{UA}(t) = E'_{VA}(t) = 0 \quad (\text{III.2.3d})$$

Substituindo III.2.3 EM III.2.2, vem:

$$U'(t) = E'_U(t) = E'_U$$

$$V'(t) = E'_V(t) = E'_V$$

Assim

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \sin w_{sc} t + m(t)E'_V(t) \cos w_{sc} t \quad (\text{III.2.4a})$$

$$E'_M(t) = E'_Y + E'_U \sin w_{sc} t + m(t)E'_V \cos w_{sc} t \quad (\text{III.2.4b})$$

* O "'" significa correção gama [3.2].

A equação III.2.4 acima podem ser escrita nas formas

$$E'_M(t) = E'_Y + E'_C(t) \quad (\text{III.2.5})$$

onde

$$E'_C(t) = E'_U \sin w_{sc} t + E'_V \cos w_{sc} t \quad (\text{III.2.6a})$$

ou

$$E'_C(t) = R' * \sin(w_{sc} t + m(t)\beta) \quad (\text{III.2.6b})$$

onde

$$\begin{aligned} R' &= (E'^2_U + E'^2_V)^{1/2} \\ \beta &= \arctg(E'_V/E'_U) \end{aligned} \quad (\text{III.2.6c})$$

Os instantes de amostragem do sinal serão dados pelas convenções

$$\begin{aligned} X_{i,j} &= \text{amostra tomada no instante genérico } t_i = t_0 - iT_a \\ &\quad \text{na linha genérica } j \end{aligned} \quad (\text{III.2.7a})$$

$$X_{0,j} = \text{amostra tomada no instante inicial } t_0 \text{ na linha } j \quad (\text{III.2.7b})$$

$$X_{i,j} = E'_M(t_0 - iT_a) \quad (\text{III.2.7c})$$

$$X_{i+k,j} = E'_M(t_0 - iT_a - kT_a) \quad (\text{III.2.7d})$$

$$X_{i+k,j+n} = E'_M(t_0 - iT_a - (k+nF)T_a) \quad (\text{III.2.7e})$$

tal que

T_a = período de amostragem

F = numero de amostras por linha, na frequencia de amostragem considerada

$$F = \begin{cases} 909 & \text{para } F_a = 4 F_{sc} \\ 606 & \text{para } F_a = 8/3 F_{sc} \end{cases} \quad (\text{III.2.8})$$

$n=0,1,2,3,\dots,C,\dots,Q,\dots$

C = numero de linhas de um campo = 262

Q = numero de linhas de um quadro = 525.

Portanto, as amostras nas linhas do quadro de TV, segundo a convenção estipulada, ficam representadas conforme a Fig. III.2.1 e as distâncias físicas envolvidas são:

$$(i) \quad F_a = 4F_{SC}$$

a* - número efetivo de linhas ≈ 485

b - número efetivo de amostras/linha $\approx 909 \cdot 0,832 \approx 756$

$$A^{**} = H/V = 4/3$$

$$\Delta V = V/485$$

$$\Delta H_4 = H/756$$

$$\Delta V = 1,169E_4$$

(III.2.9a)

$$(ii) \quad F_a = 8/3F_{SC}$$

a* - número efetivo de amostras/linhas $\approx 606 \cdot 0,832 \approx 504$

$$\Delta H_{8/3} = H/504$$

$$\Delta V = 0,779E_{8/3}$$

(III.2.9.b)

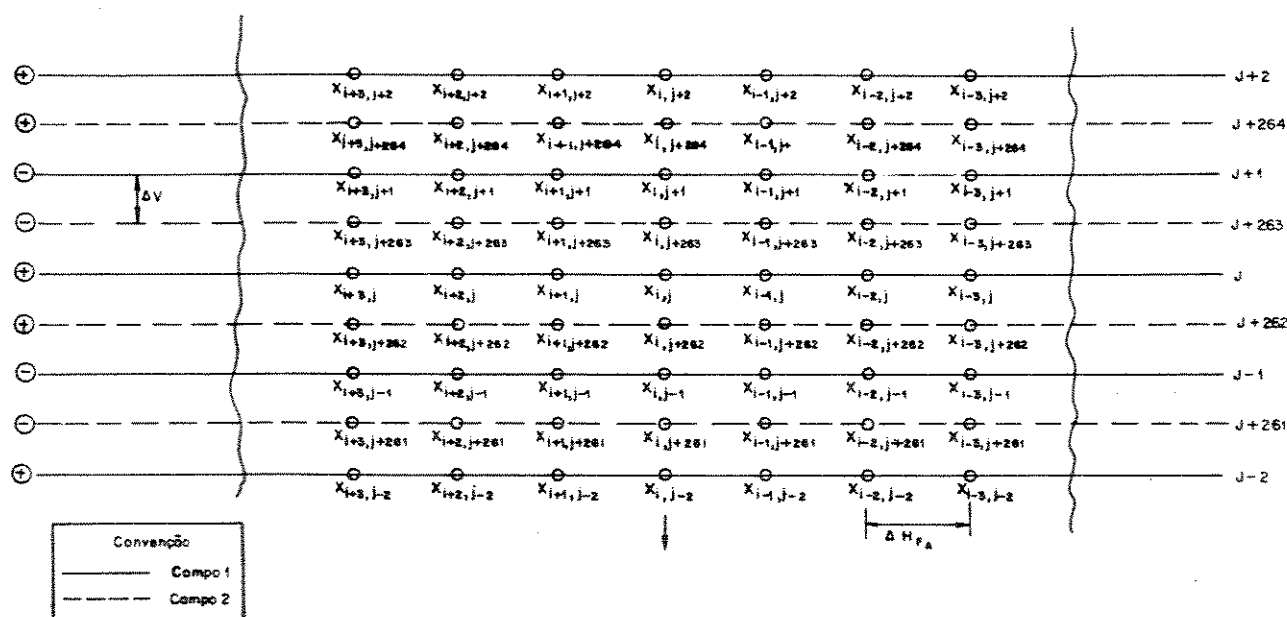


Fig. III.2.1 - Convenção para as amostras nas linhas no quadro de TV.

* - descontado "APH"

** - relação de aspecto padronizada pelo "CCIR".

III.2.3 RELAÇÃO ENTRE AMOSTRAS.

As posições relativa das amostras, assim como as relações de amplitude e fase, a serem estudadas são:

INTRALINHA:

- A1 - Amostras com mesmos módulo e fase
- A2 - Amostras com mesmos módulos e fases contrárias

INTERLINHAS-INTRACAMPO:

- A - Linhas adjacentes com mesma chave "PAL"
 - A1 - Amostras com mesmos módulo e fase
 - A2 - Amostras com mesmos módulos e fases contrárias
- B - Linhas adjacentes com chaves "PAL" contrárias

INTERLINHAS-INTERCAMPOS:

Intercampos-Intraquadro
Intercampos-Interquadros.

AMOSTRAS_INTRALINHA.

São amostras situadas numa mesma linha.

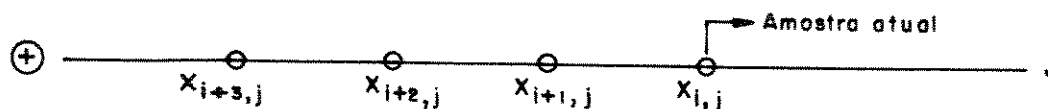


Fig.III.2.2 - Amostras intralinha.

A1 - Amostras com mesmo módulo e fase.

Sejam dois instantes genéricos de amostragem " t_1 " e " t_2 " dados por:

$$t_{i1} = t_0 + i_1 T_a \quad (\text{III.2.10a})$$

$$t_{i2} = t_0 + i_2 T_a \quad (\text{III.2.10b})$$

substituindo em III.2.4b, vem

$$E'_M(t_{i1}) = E'_Y + R' \text{sen}(w_{sc} t_{i1} + m(t_{i1})\beta)$$

$$E'_M(t_{i2}) = E'_Y + R' \text{sen}(w_{sc} t_{i2} + m(t_{i2})\beta)$$

$$E'_M(t_{i1}) = E'_Y + R' \text{sen}(w_{sc}t_0 + w_{sc}i_1T_a + m(t_0+i_1T_a)\beta) \quad (\text{III.2.11a})$$

$$E'_M(t_{i2}) = E'_Y + R' \text{sen}(w_{sc}t_0 + w_{sc}i_2T_a + m(t_0+i_2T_a)\beta) \quad (\text{III.2.11b})$$

chamando

$$\boxed{\rho_0 = w_{sc}t_0} \quad (\text{III.2.12})$$

onde

ρ_0 = fase inicial

t_0 = instante de amostra zero ou inicial

e sabendo que numa mesma linha

$$m(t_0 + iT_a) = 1 = \text{cte}$$

temos

$$E'_M(t_{i1}) = E'_Y + R' \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_1T_a + m\beta) \quad (\text{III.2.13a})$$

$$E'_M(t_{i2}) = E'_Y + R' \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_2T_a + m\beta) \quad (\text{III.2.13b})$$

O que estamos querendo é que " t_{i1} " E " t_{i2} " se relacionem de forma que

$$E'_M(t_{i1}) = E'_M(t_{i2}) \quad (\text{III.2.14})$$

portanto de III.2.13,

$$\begin{aligned} E'_Y + R' \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_1T_a + m\beta) &= E'_Y + R' \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_2T_a + m\beta) \\ \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_1T_a + m\beta) &= \text{sen}(\rho_0 + w_{sc}i_2T_a + m\beta) \end{aligned} \quad (\text{III.2.15})$$

e da trigonometria

$$\text{sen } a = \text{sen}(a + 2\pi c) \quad "c" \text{ inteiro} \quad (\text{III.2.16a})$$

$$\text{sen } a = \text{sen}((1+2c)\pi - a) \quad "c" \text{ inteiro} \quad (\text{III.2.16b})$$

usando III.16a e III.16.b EM III.2.15 vem, respectivamente,

$$i_1 - i_2 = c \cdot (F_a / F_b) \quad (\text{III.2.17a})$$

$$i_1 - i_2 = \frac{(1 + 2C)\pi - 2(\rho + \beta)}{2\pi(F_{sc}/F_a)} \quad (\text{III.2.17b})$$

Pelas equações III.2.17 podemos ver que " i_1 " e " i_2 " possuem uma relação bem definida e independente de " ρ_0 " e " β " (III.17a) e também uma relação dependentes de " ρ_0 " e " β " (III.17b); ambas são possíveis embora deva-se frisar que, numa mesma linha, podemos relacionar amostras (sinal composto) com mesmo módulo e fase, independentemente de " ρ_0 " e " β ".

Substituindo em III.2.16b, III.2.1a em III.2.17a temos, respectivamente

$$i_1 - i_2 = 4c \quad (\text{III.2.18a})$$

$$i_1 - i_2 = (8/3)c \quad (\text{III.2.18b})$$

Portanto, de acordo com as equações III.2.18, ocorrerá repetição das amostras com a seguinte periodicidade:

$$\begin{aligned} i_1 - i_2 &= 4 \text{ amostras} & (\text{III.2.18c}) \\ p / F_a &= 4F_{sc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_1 - i_2 &= 8 \text{ amostras} & (\text{III.2.18d}) \\ p / F_a &= (8/3)F_{sc} \end{aligned}$$

A2 - Amostras Com mesmo módulo e fases contrárias.

Queremos agora que

$$|E'_M(t_{i1})| = |E'_M(t_{i2})| \quad (\text{III.2.19})$$

e para isso faremos algumas simplificações.

Em regiões uniformes, pela equação III.2.15, temos nos instantes de amostragem considerados as seguintes equações:

$$E'_M(t_{i1}) = E'_Y + E'_C(t_{i1})$$

$$E'_M(t_{i2}) = E'_Y + E'_C(t_{i2})$$

que podem ser reescritas da seguinte forma

$$E'_C(t_{i1}) = E'_M(t_{i1}) - E'_Y \quad (\text{III.2.20a})$$

$$E'_C(t_{i2}) = E'_M(t_{i2}) - E'_Y \quad (\text{III.2.20b})$$

portanto, vamos achar " t_{i1} " e " t_{i2} " onde $|E'_C(t_{i1})| = |E'_C(t_{i2})|$ ao invés da relação III.2.19 que utiliza o sinal composto; uma vez definidos pontos em função do sinal de crominância, para termos o sinal composto basta somarmos a componente de luminância, que no nosso caso é tida como constante.

De III.2.16b, vem

$$|R'| |\sin(w_{sc}t_{i1} + m(t_{i1})\beta)| = |R'| |\sin(w_{sc}t_{i2} + m(t_{i2})\beta)| \quad (\text{III.2.21})$$

portanto

$$\sin(w_{sc}t_{i1} + \beta) = \sin(w_{sc}t_{i2} + \beta) \quad (\text{III.2.22a})$$

$$\sin(w_{sc}t_{i1} + \beta) = \sin(w_{sc}t_{i2} + \beta) \quad (\text{III.2.22b})$$

a equação II.2.22a foi analisada no item anterior restando então a análise da equação II.2.22b que pode gerar duas soluções. Usando III.2.16a e III.2.16b em III.2.22b temos, respectivamente,

$$i_1 + i_2 = \frac{2\pi c - 2(\beta + \rho)}{2\pi(F_{sc}/F_a)} \quad (\text{III.2.23a})$$

$$i_1 - i_2 = (F_a/F_{sc}) \cdot (2c + 1)/2 \quad (\text{III.2.23b})$$

obteve-se novamente uma equação dependente de " ρ_0 " e " β " e outra independente deste parâmetro. Substituindo-se III.2.1a e III.2.1b, vem

$$i_1 - i_2 = 2(2c + 1) \quad (\text{III.2.24a})$$

$$i_1 - i_2 = (4/3) \cdot (2c + 1) \quad (\text{III.2.24b})$$

Assim, para amostras iguais em módulo e fases contrárias, a periodicidade será:

$$i_1 - i_2 = 2 \text{ amostras} \quad (\text{III.2.24c})$$

$$p/F_a = 4F_{sc}$$

$$i_1 - i_2 = 4 \text{ amostras} \quad (\text{III.2.24d})$$

$$p/F_a = (8/3)F_{sc}$$

AMOSTRAS INTERLINHAS-INTRACAMPO.

São amostras situadas em linhas adjacentes de um mesmo campo.

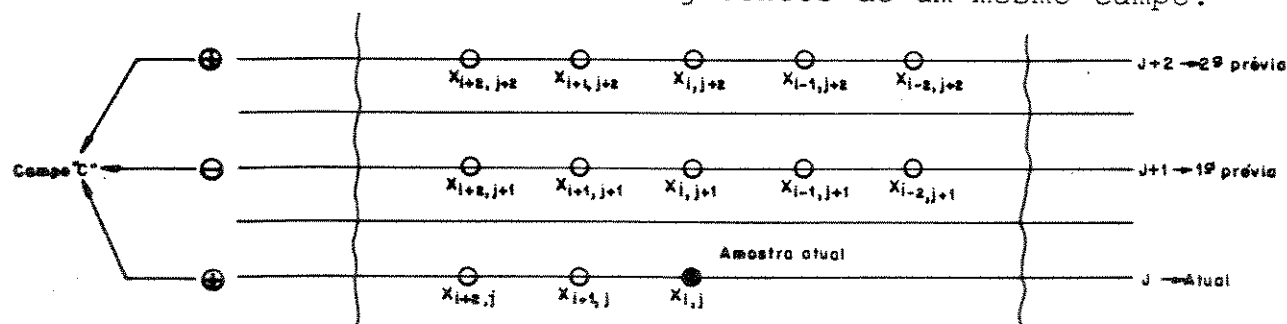


Fig.III.2.4 - Amostras interlinhas-intracampo.

A-Linhas adjacentes com mesma chave "PAL".

Neste caso relacionaremos amostras localizadas nas linhas atual (J) e segunda prévia (J+2); como as duas têm o mesmo chaveamento e para as duas frequências em estudo as amostras estão alinhadas na vertical, podemos então considerá-las como uma única linha e então aplicar as relações intralinha já desenvolvidas no item anterior levando-se em conta, é claro, a defasagem de $2T_H$ (período de 2 linhas) temos então:

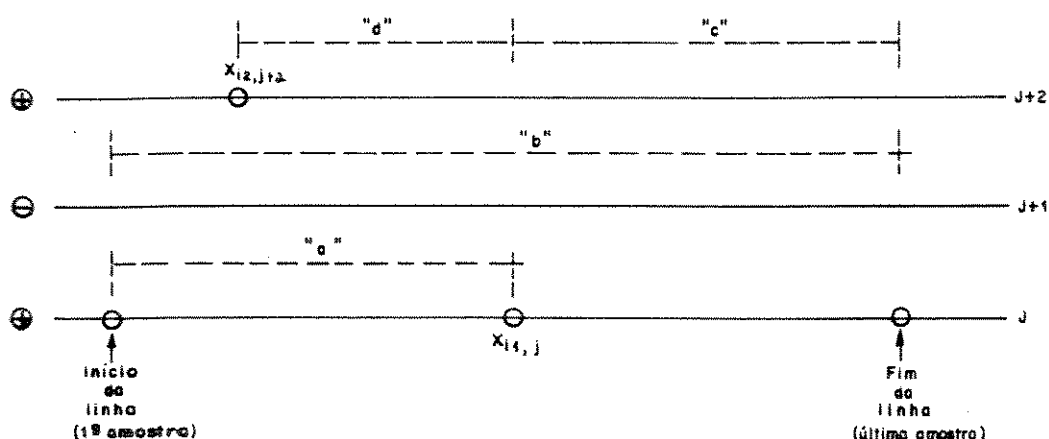


Fig.III.2.4 - Distância "d" entre $X_{i1,j}$ e $X_{i2,j+2}$ já descontado o tempo gasto para projetar $X_{i1,j}$ na linha J+2.

A1.Amostras com mesmo módulo e fase.

Da equação III.2.17a, vem

$$d = i_1 + i_2 = (F_a/F_{sc})c + 2*(T_H/T_a) \quad (III.2.25)$$

onde as repetições serão de:

$$F_a = 4F_{sc} \quad c=454 \quad d_{min} = i_1 - i_2 = 2 \text{ amostras} \quad (III.2.26a)$$

$$F_a = (8/3)F_{sc} \quad c=453 \quad d_{min} = i_1 - i_2 = 4 \text{ amostras} \quad (III.2.26b)$$

A2. Amostras com mesmos módulos e fases contrárias.

Da equação III.2.23b, vem

$$d = i_1 - i_2 = (F_a/F_{sc}) (2c+1)/2 + 2*(T_H/T_a) \quad (\text{III.2.27})$$

e teremos "d" para:

$$F_a = 4F_{sc} \quad c=-455 \quad \text{----} d_{\min} = i_1 - i_2 = 0 \text{ amostras} \quad (\text{III.2.28a})$$

$$F_a = (8/3)F_{sc} \quad c=-454 \quad \text{----} d_{\min} = i_1 - i_2 = 0 \text{ amostras} \quad (\text{III.2.28b})$$

B. Linhas adjacentes com chaves "PAL" contrárias.

Fazendo analogia com a Fig.III.2.5 obteremos, nesse caso, as amostras posicionadas segundo a Fig.III.2.7 nas linhas atual e primeira prévia e servirão de exemplo ao nosso propósito.

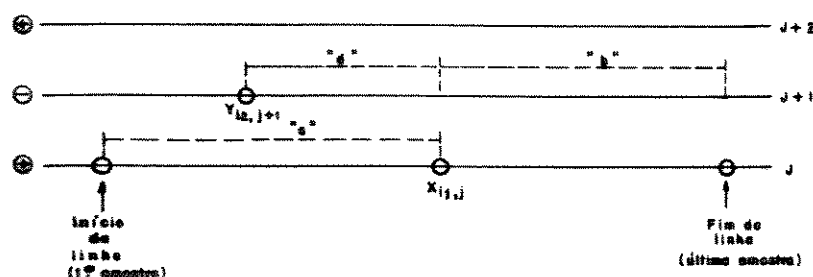


Fig.III.2.5 - Distância mínima "d" entre $X_{i1,j}$ e $X_{i2,j+1}$ já descontado o tempo de projeção T_H .

Reescrevendo III.2.11 para as duas amostras temos:

$$E'_M(t_{i1}) = E'_M(t_0 + i_1 T_a) = E'_Y + R' \sin(\rho_0 + w_{sc} T_a i_1 + m(t_0 + i_1 T_a) \beta)$$

$$E'_M(t_{i2}) = E'_M(t_0 + i_2 T_a) = E'_Y + R' \sin(\rho_0 + w_{sc} T_a i_2 + m(t_0 + i_2 T_a) \beta)$$

Como as amostras estão em linhas com chaves PAL contrárias

$$m(t_0 + i_1 T_a) = -m(t_0 + i_2 T_a) = 1$$

Podemos então escrever

$$E'_m(t_{i1}) = E'_Y + R' \sin(\rho_0 + w_{sc} T_a i_1 + \beta) \quad (\text{III.2.29a})$$

$$E'_m(t_{i2}) = E'_Y + R' \sin(\rho_0 + w_{sc} T_a i_2 + \beta) \quad (\text{III.2.29b})$$

Para que tenhamos amostras iguais, ou seja, $X_{i1,j}$ e $X_{i2,j}$ possuam o mesmo módulo e fase, vem:

$$E'_M(t_1) = E'_M(t_2)$$

portanto de III.2.29 e III.2.16, obtemos

$$i_1 + i_2 = (F_a/F_{sc}) (C - \beta/\pi) \quad (\text{III.2.30a})$$

e de III.2.29 e III.2.16b

$$i_1 + i_2 = (F_a/F_{sc}) (C - \rho_0/\pi + 1/2) \quad (\text{III.2.30b})$$

Pelas equações III.2.28 notamos que as relações entre " i_1 " e " i_2 " dependem de " β " ou de " ρ_0 ", não se conseguindo portanto uma independência desses dois parâmetros como ocorre na equação III.2.17; para que isso possa ser feito de forma simples temos que fixar primeiro um " ρ_0 " ou um " β ".

No nosso trabalho escolheremos a primeira opção posto que já é estudada e conhecida como "TÉCNICA DE AMARRAÇÃO DE FASE" ou "TAF" [3.3], [3.4]. O seu uso consiste em se tomar um ponto bem definido na onda subportadora de cor para instante inicial de amostragem " t_0 " e dependendo de como isso é feito as amostras nas linhas atual e 1ª prévia terão ou não as relações simples do tipo $x_a = x_b$ ou $|x_a| = |x_b|$, entre si. Por exemplo, se tomarmos um " t_0 " num cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ ou $\sin w_{sc} t$, com derivada positiva ou negativa, conforme a Fig. III.2.6a, teremos amostras de mesma amplitude e fase nas 2 linhas, diferindo para cada caso a posição relativa entre elas.

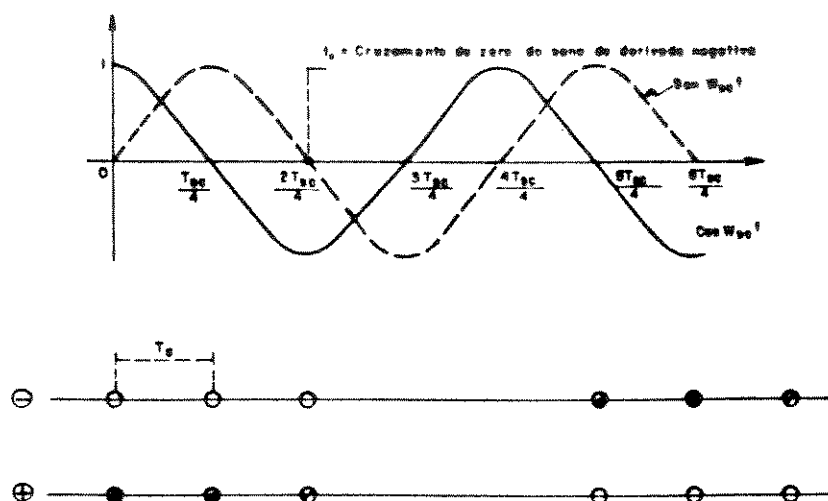


Fig.III.2.6a - Instante inicial de amostragem t_0 num cruzamento de zero do seno de derivada negativa e um possível mosaico correspondente.

Se tomarmos um " t_0 " num ponto qualquer da onda de subportadora de cor, eventualmente, poderemos não ter qualquer relação de amplitude e fase do tipo $X_a = X_b$ ou $|X_a| = |X_b|$ entre as amostras nas linhas atual e primeira, como mostra a Fig.III.2.6.b.

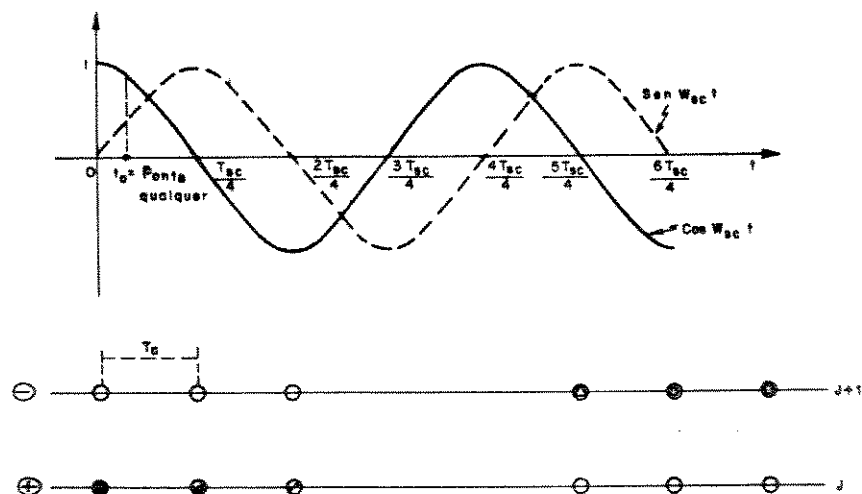


Fig.III.2.6b - Instante inicial de amostragem " t_0 " num ponto qualquer da subportadora e um possível mosaico correspondente sem uma relação simples entre as amostras nas linhas.

A seguir faremos uma análise do sinal tomando como instante inicial de amostragem o cruzamento de zero, do cosseno, de derivada positiva ou seja, $t_0 = (3T_{sc}/4)$ (Fig.III.2.7).

Como a função cosseno é periódica, dependendo da frequência de amostragem existirão amostras em pontos que estão e em pontos que não estão em cruzamentos de zero sendo estes últimos consecutivos ou não, conforme indica a Fig. III.2.7; o espaço " T_x " entre 2 amostras consecutivas em cruzamentos de zeros, será:

$$T_x = K_0 T_{sc} \quad (\text{III.2.29})$$

onde

$K_0 = p/q$ com "p" e "q" inteiros

T_{sc} = período da subportadora de cor.

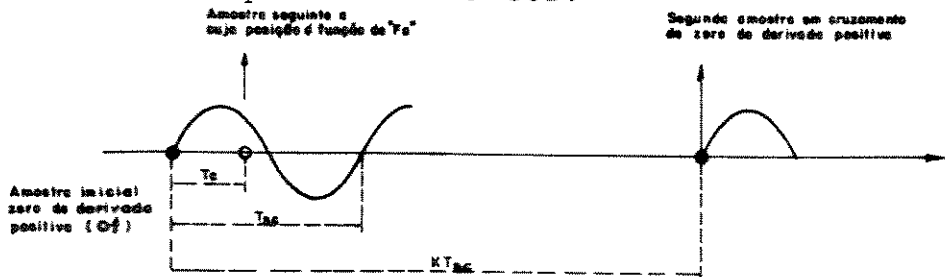


Fig. III.2.7 - Espaçoamento entre as amostras em cruzamento de zero de derivada positiva.

Sejam agora $X_{i0,j}$ e $X_{i1,j+1}$ amostras em pontos de cruzamentos de zeros com derivada positiva (0^+) na onda de $\cos w_{sc} t$ e na linha "J" e "J+1" respectivamente; sejam também " t_{i0} " e " t_{i1} " seus respectivos instantes de amostragem. Portanto temos:

$$\cos w_{sc} t_{i0} = \cos w_{sc} t_{i1} = 0 \quad (\text{III.2.32a})$$

$$\sin w_{sc} t_{i0} = \sin w_{sc} t_{i1} = -1 \quad (\text{III.2.32b})$$

O $\cos w_{sc} t$ é uma função ímpar em torno desses zeros e $\sin w_{sc} t$ uma função par, logo:

$$\cos_{sc}(t_{i0} - kT_a) = -\cos_{sc}(t_{i0} + kT_a) = -\cos_{sc}(t_{i1} + kT_a) \quad (\text{III.2.33a})$$

$$\sin_{sc}(t_{i0} - kT_a) = \sin_{sc}(t_{i0} + kT_a) = \sin_{sc}(t_{i1} + kT_a) \quad (\text{III.2.33b})$$

Reescrevendo a equação III.2.4 do sinal composto

$$E'_M(t) = E'_Y + E'_U \text{sen} w_{sc} t + m(t) E'_V \text{cos} w_{sc} t$$

De III.2.32 e III.2.33 e chamando $m(t_q) = m_0$ na linha J, vem

$$X_{i0,j} = E'_Y + E'_U = X_{i1,j+1}$$

$$\begin{aligned} X_{i0+1,j} &= E'_Y + E'_U \text{sen} w_{sc} (t_{i0} - T_a) + m_0 E'_V \text{cos} w_{sc} (t_{i0} - T_a) \\ &= E'_Y + E'_U \text{sen} w_{sc} (t_{i0} + T_a) - m_0 E'_V \text{cos} w_{sc} (t_{i0} + T_a) \\ &= X_{i1-1,j+1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{i0+2,j} &= E'_Y + E'_U \text{sen} w_{sc} (t_{i0} - 2T_a) + m_0 E'_V \text{cos} w_{sc} (t_{i0} - 2T_a) \\ &= E'_Y + E'_U \text{sen} w_{sc} (t_{i0} + 2T_a) - m_0 E'_V \text{cos} w_{sc} (t_{i0} - 2T_a) \\ &= X_{i1-2,j+1} \end{aligned}$$

⋮

portanto

$$\boxed{X_{i0 \pm k, j} = X_{i1 \mp k, j+1}} \quad (\text{III.2.34})$$

onde

$X_{i0,j}$ = cruzamento de zero qualquer, do $\text{cos} w_{sc} t$, de derivada positiva na linha "J".

$X_{i1,j+1}$ = cruzamento de zero qualquer, do $\text{cos} w_{sc} t$, de derivada positiva na linha "J+1".

k = inteiro.

Pela equação III.2.34 podemos concluir que amostras distanciadas kT_a à esquerda (direita) de um " $0_{\uparrow}$ " qualquer na linha "J", têm o mesmo valor de uma outra amostra distanciada de kT_a à direita (esquerda) de outro " $0_{\uparrow}$ " qualquer na linha "J+1", conforme indicam claramente os mosaicos das Figs III.2.8a e III.2.9a.

AMOSTRAS INTERCAMPOS.

São amostras localizadas em linhas de campos distintos pertencentes ou não ao mesmo quadro. Caso estejam localizadas no mesmo quadro elas serão chamadas "intercampos-intraquadro" e caso contrário "intercampos-interquadros". O relacionamento entre as mesmas pode ser determinado da mesma forma que para os casos anteriores levando-se em conta é claro os afastamentos temporais que são maiores.

Portanto, baseado nessas relações simples, obtidas para um sinal em região uniforme, podemos representar o mosaico da componente de crominância das amostras desse sinal, tomando-se a fase inicial de amostragem em um cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ de derivada positiva, para dois quadros consecutivos de TV, como indicado nas Figs. III.2.9; Qualquer ponto desses desenhos pode também ser encontrado rápida e facilmente através do processo gráfico dado nas Figs. III.2.8.

Cabe ressaltar que se a região na qual estamos trabalhando não for plana, ou seja, R, G e B não forem constantes, a relação entre as amostras se torna complicada mas a relação entre suas fases será exatamente a mesma ilustrada pelos mosaicos apresentados.

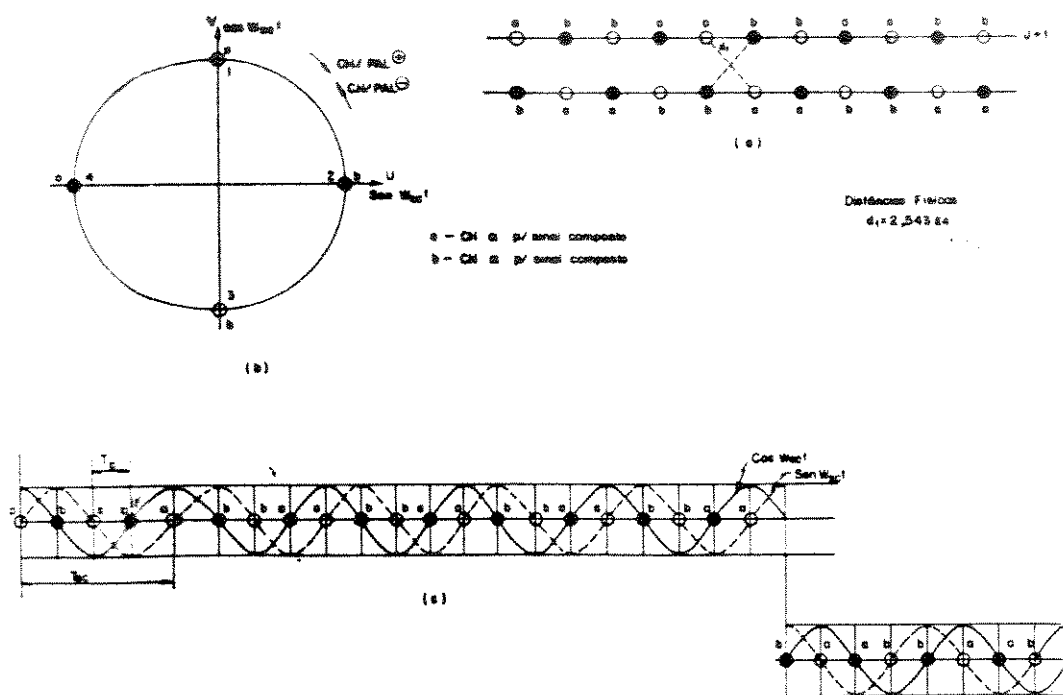


Fig.III.2.8a - Diagrama das amostras, sinal de croma, linhas "j" e "j+1" na frequência de amostragem $F_a = 4F_{sc}$, utilizando fase amarrada no $(0_{\uparrow})$ -Região uniforme
(a) Linhas adjacentes (b) Fasorial (c) Subportadora.

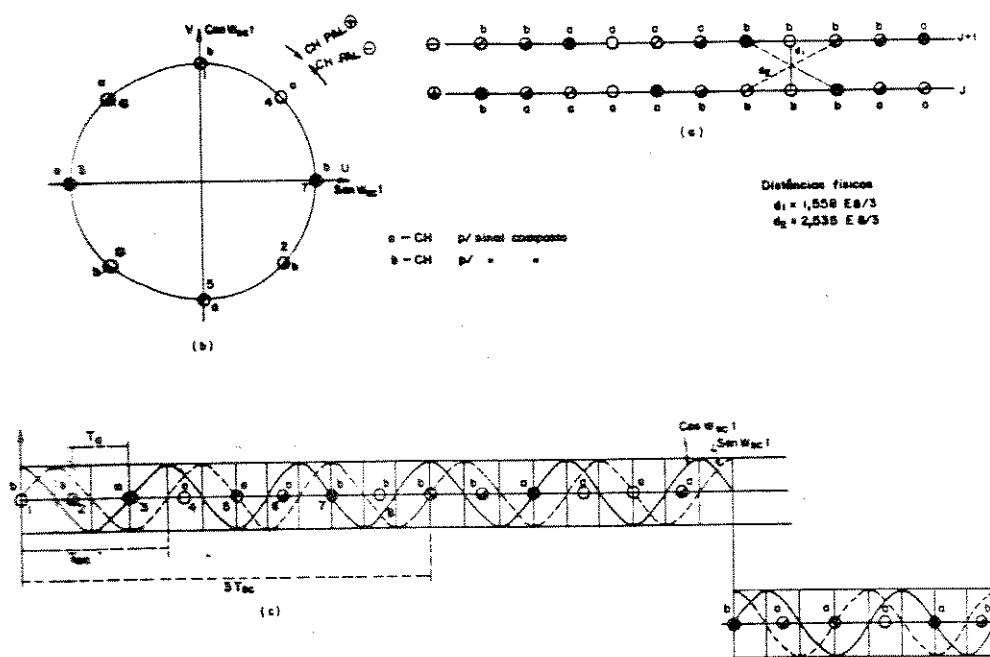
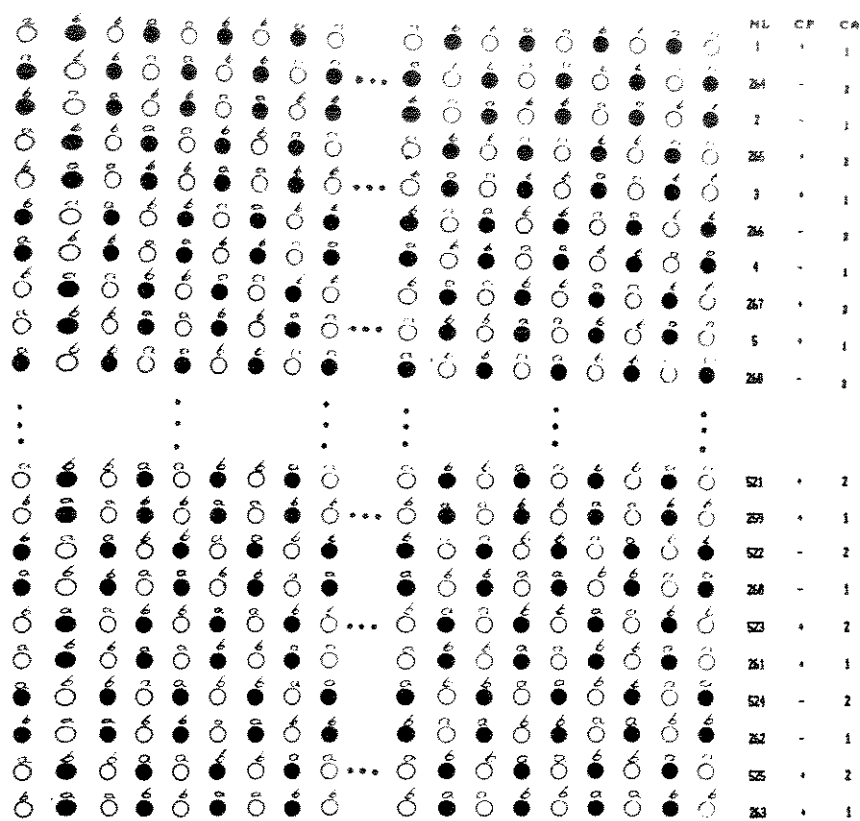
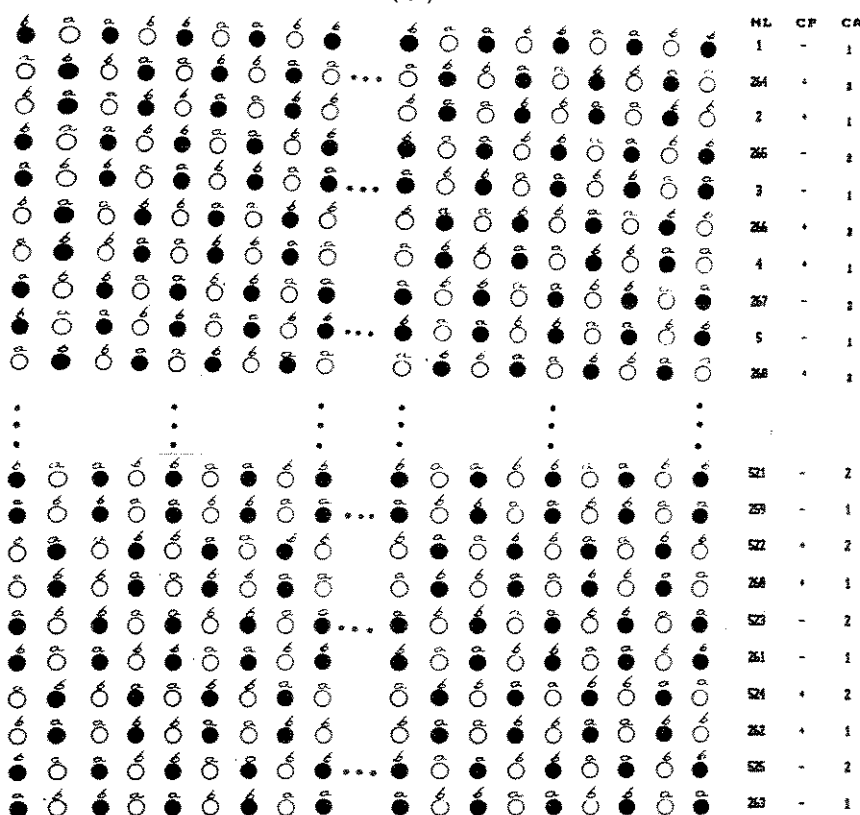


Fig.III.2.8b - Diagrama das amostras, sinal de croma, linhas "j" e "j+1" na frequência de amostragem $F_a = (8/3)F_{sc}$, utilizando fase amarrada no $(0_{\uparrow})$ -Região uniforme
(a) Linhas adjacentes (b) Fasorial (c) Suportadora.



(a)



(b)

Fig.III.2.9a - Mosaico das amostras do sinal de vídeo composto correspondente à uma região plana ($F_a = 4F_{sc}$)

(a)Quadro 1

(b)Quadro 2.

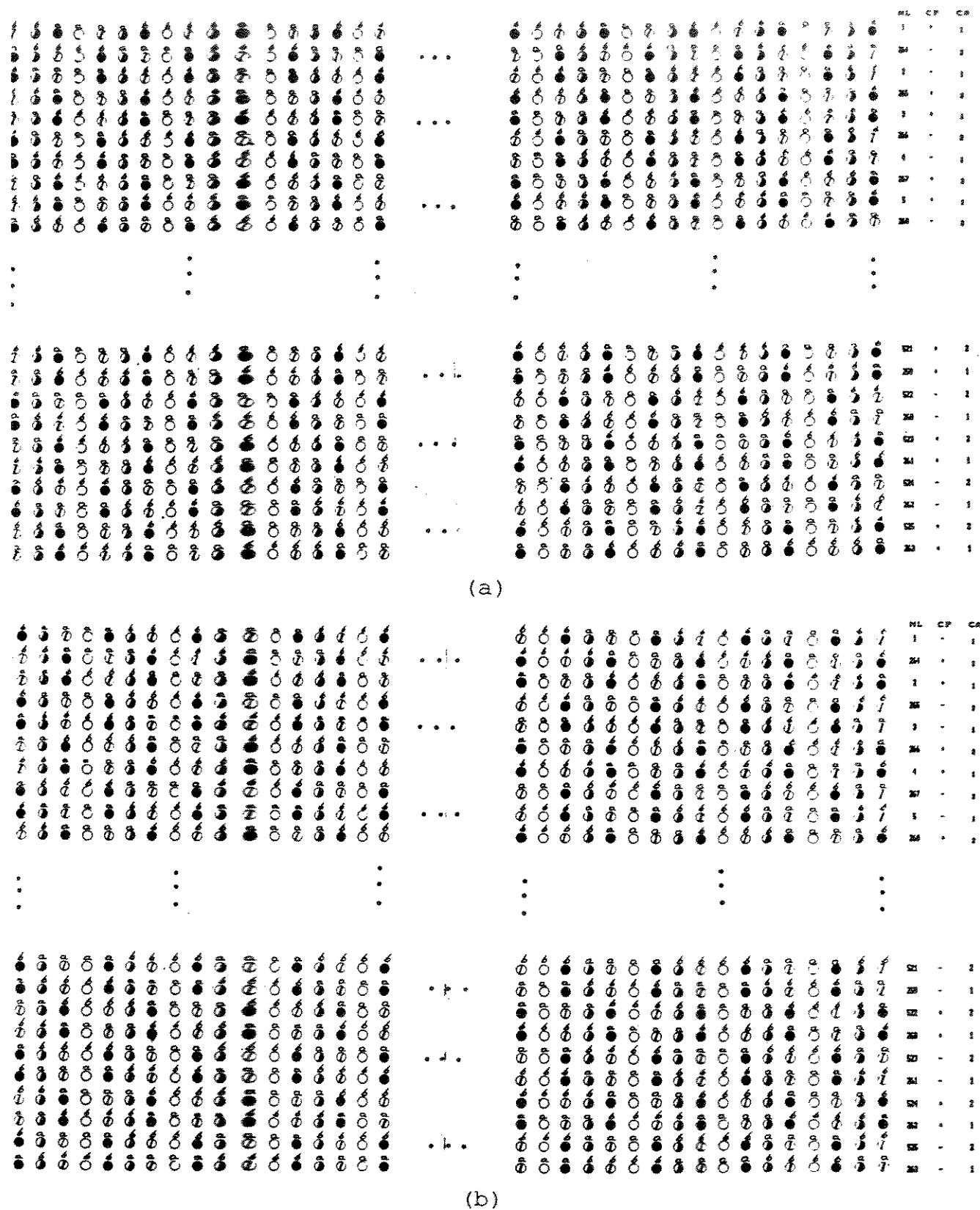


Fig.III.2.9b - Mosaico das amostras do sinal de vídeo composto correspondente a uma região plana ($F_a = (8/3)F_{sc}$)

(a)Quadro 1

(b)Quadro 2.

III.3 PREDITORES.

III.3.1. OBJETIVOS.

Como já foi dito o preditor é peça fundamental na redução da taxa de bits transmitidos e de seu desempenho irá depender o sucesso do nosso sistema.

Vamos procurar ver agora alguns algoritmos específicos para determinados tipos de regiões, muito comuns em nosso trabalho posto que um preditor geral para todas as regiões seria demasiadamente difícil dada a característica essencialmente aleatória do sinal de vídeo.

Basicamente o nosso esforço se concentrará em áreas onde os brilhos primários (B_R , B_G e B_B) não variam ou variam lenta e linearmente num intervalo de tempo Δt . Algumas particularizações desse caso também serão analisadas.

Tal estudo se justifica pelo fato de que as imagens reais, embora possuindo determinada quantidade de movimento, são muito ricas nesse tipo de região, ou seja, tem grande quantidade de informações redundantes. Os preditores serão tais que aproveitarão essas informações, da melhor forma possível, conseguindo-se assim a redução de taxa desejada.

III.3.2. MODELOS PARA O SINAL DE VÍDEO COMPOSTO.

As regiões propostas inicialmente são tidas como tendo os brilhos primários B_R , B_G e B_B variando lenta e linearmente num pequeno intervalo Δt

Sabemos que [3.5]

$$E_R(t) = K_1 \cdot B^{\gamma_1}(t) \quad (\text{III.3.1a})$$

$$E_C(t) = K_1 \cdot B^{\gamma_1}(t) \quad (\text{III.3.1b})$$

$$E_b(t) = K_1 \cdot B^{\gamma_1}(t) \quad (\text{III.3.1c})$$

Onde:

K_1 = Constante de cada um dos três tubos, supostas iguais;

γ_1 = Fator gama dos tubos das câmeras.

Também sabe-se que:

$$E'_R(t) = E_R^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.2a})$$

$$E'_G(t) = E_G^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.2b})$$

$$E'_B(t) = E_B^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.3c})$$

Onde:

γ = Pré-correção feita usualmente na estação transmissora.
($\approx 2,8$ para o sistema PAL-M)

Substituindo III.3.1. em III.3.2., temos:

$$E'_R(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_R^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.3a})$$

$$E'_G(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_G^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.3b})$$

$$E'_B(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_B^{1/\gamma}(t) \quad (\text{III.3.3c})$$

$$E'_R(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_R^\alpha(t) \quad (\text{III.3.4a})$$

$$E'_G(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_G^\alpha(t) \quad (\text{III.3.4b})$$

$$E'_B(t) = K_1^{1/\gamma} \cdot B_B^\alpha(t) \quad (\text{III.3.4c})$$

$$p / \frac{\gamma^{1/\gamma}}{\gamma} = \alpha$$

Os sinais de luminância e diferença de cor são dados por:

$$E'_Y(t) = 0,299 \cdot E'_R(t) + 0,587 \cdot E'_G(t) + 0,114 \cdot E'_B(t)$$

$$E'_U(t) = 0,493 \cdot [E'_B(t) - E'_Y(t)]$$

$$E'_V(t) = 0,877 \cdot [E'_R(t) - E'_Y(t)]$$

Portanto:

$$E'_Y(t) = 0,299 \cdot E'_R(t) + 0,587 \cdot E'_G(t) + 0,114 \cdot E'_B(t) \quad (\text{III.3.5a})$$

$$E'_U(t) = 0,493 \cdot [0,886 \cdot E'_B(t) - 0,299 \cdot E'_R(t) - 0,587 \cdot E'_G(t)] \quad (\text{III.3.5b})$$

$$E'_V(t) = 0,877 \cdot [0,701 \cdot E'_R(t) - 0,587 \cdot E'_G(t) - 0,114 \cdot E'_B(t)] \quad (\text{III.3.5c})$$

Substituindo III.3.4 em III.3.5, temos:

$$E'_Y(t) = \{0,299.B_R^\alpha(t) + 0,587.B_G^\alpha(t) + 0,114.B_B^\alpha(t)\}.K_1^{1/\gamma} \quad (\text{III.3.6a})$$

$$E'_U(t) = 0,493.K_1^{1/\gamma} \cdot [0,886.B_B^\alpha(t) - 0,299.B_R^\alpha(t) - 0,587.B_G^\alpha(t)] \quad (\text{III.3.6b})$$

$$E'_V(t) = 0,877.K_1^{1/\gamma} \cdot [0,071.B_R^\alpha(t) - 0,587.B_G^\alpha(t) - 0,114.B_B^\alpha(t)] \quad (\text{III.3.6c})$$

Como já visto no item III.2, o sinal ativo de vídeo composto PAL-M, para variações suficientemente lentas de B_R , B_G e B_B , pode ser dado por:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \cdot \text{sen} \omega_{SC} t + m(t) \cdot E'_V(t) \cdot \text{cos} \omega_{SC} t \quad (\text{III.3.7})$$

Num pequeno intervalo Δt , temos:

$$E'_M(t) = E'_Y(t + \Delta t) + E'_U(t + \Delta t) \cdot \text{sen} \omega_{SC}(t + \Delta t) + m(t + \Delta t) \cdot E'_V(t + \Delta t) \cdot \text{cos} \omega_{SC}(t + \Delta t) \quad (\text{III.3.8})$$

Substituindo III.3.6 em III.3.8, temos:

$$\begin{aligned} E'_M(t + \Delta t) = & K_1^{1/\gamma} \{ 0,299.B_R^\alpha(t + \Delta t) + 0,587.B_G^\alpha(t + \Delta t) + 0,114.B_B^\alpha(t + \Delta t) \} \\ & + 0,493.K_1^{1/\gamma} \{ 0,886.B_B^\alpha(t + \Delta t) - 0,299.B_R^\alpha(t + \Delta t) - 0,587.B_G^\alpha(t + \Delta t) \} \\ & \text{sen} \omega_{SC}(t + \Delta t) + m(t + \Delta t) \cdot 0,877.K_1^{1/\gamma} \{ 0,071.B_R^\alpha(t + \Delta t) - 0,587.B_G^\alpha(t + \Delta t) \\ & - 0,114.B_B^\alpha(t + \Delta t) \} \cdot \text{cos} \omega_{SC}(t + \Delta t) \end{aligned} \quad (\text{III.3.9})$$

Como estamos supondo as variações e os brilhos B_R , B_G e B_B lineares, dentro de Δt , tem-se:

$$B_L(t + \Delta t) = B_L(t) + K_L \Delta t \quad (L=R, G, B) \quad (\text{III.3.10})$$

com:

K_L = Constante do respectivo brilho primário.

Substituindo III.3.10 em III.3.9, vem:

$$\begin{aligned}
E'_M(t+\Delta t) = & K_1^{1/\gamma} \{ 0,299[B_R(t)+K_R \cdot \Delta t]^\alpha + 0,587.[B_G(t)+K_G \Delta t]^\alpha \\
& + 0,114.[B_B(t)+K_B \cdot \Delta t]^\alpha \} + 0,493.K_1^{1/\gamma} \cdot \{ 0,886.[B_B(t)+K_B \Delta t]^\alpha \\
& - 0,299.[B_R(t)+K_R \cdot \Delta t]^\alpha - 0,587.[B_G(t)+K_G \Delta t]^\alpha \} \cdot \text{sen} \omega_{sc}(t+\Delta t) \\
& + m(t+\Delta t) \cdot 0,877.K_1^{1/\gamma} \cdot \{ 0,701.[B_R(t)+K_R \cdot \Delta t]^\alpha - 0,587.[B_G(t) \\
& + K_G \cdot \Delta t]^\alpha - 0,114.[B_B(t)+K_B \cdot \Delta t]^\alpha \} \cdot \text{cos} \omega_{sc}(t+\Delta t)
\end{aligned}
\tag{III.3.11}$$

Por outro lado :

$$\begin{aligned}
[B_L(t)+K_L \cdot \Delta t]^\alpha = & B_L^\alpha(t) \cdot \left[1 + \frac{K_L \Delta t}{B_L(t)} \right]^\alpha = B_L^\alpha(t) + \alpha \cdot K_L \cdot \Delta t \cdot B_L^{\alpha-1}(t) \\
& + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \cdot (K_L \cdot \Delta t)^2 \cdot B_L^{\alpha-2}(t) + \dots
\end{aligned}
\tag{III.3.12}$$

Considerando-se desprezíveis os termos que contém potências Δt maiores ou iguais a 2, em relação ao termo linear em Δt , podemos reescrever III.3.12, como:

$$[B_L(t)+K_L \Delta t]^\alpha = B_L^\alpha(t) + \alpha \cdot K_L \Delta t \cdot B_L^{\alpha-1}(t)
\tag{III.3.13}$$

Substituindo-se III.3.13 em III.3.11, resulta:

$$\begin{aligned}
E'_M(t+\Delta t) = & E_Y(t) + K_Y \cdot \Delta t + \{ E_U(t) + K_U \cdot \Delta t \} \cdot \text{sen} \omega_{sc}(t+\Delta t) + \\
& \{ E_V(t) + K_V \cdot \Delta t \} \cdot \text{cos} \omega_{sc}(t+\Delta t)
\end{aligned}
\tag{III.3.14}$$

Onde:

$$\begin{aligned}
E'_Y(t) = & K_1^{1/\gamma} [0,299 \cdot B_R^\alpha(t) + 0,587 \cdot B_G^\alpha(t) + 0,114 \cdot B_B^\alpha(t)] \\
K_Y = & K_1^{1/\gamma} \cdot \alpha [0,299 \cdot K_R \cdot B_R^{\alpha-1}(t) + 0,587 \cdot K_G \cdot B_G^{\alpha-1}(t) + 0,114 \cdot K_B \cdot B_B^{\alpha-1}(t)] \\
E'_U(t) = & 0,493 \cdot K_1^{1/\gamma} [0,886 \cdot B_B^\alpha(t) - 0,299 \cdot B_R^\alpha(t) - 0,587 \cdot B_G^\alpha(t)] \\
K_U = & 0,493 \cdot K_1^{1/\gamma} \cdot \alpha [0,886 \cdot K_B \cdot B_B^{\alpha-1}(t) - 0,299 \cdot K_R \cdot B_R^{\alpha-1}(t) - 0,587 \cdot K_G \cdot B_G^{\alpha-1}(t)] \\
E'_V(t) = & 0,877 \cdot K_1^{1/\gamma} [0,701 \cdot B_R^\alpha(t) - 0,587 \cdot B_G^\alpha(t) - 0,114 \cdot B_B^\alpha(t)] \\
K_V = & 0,877 \cdot K_1^{1/\gamma} \cdot \alpha [0,701 \cdot K_R \cdot B_R^{\alpha-1}(t) - 0,587 \cdot K_G \cdot B_G^{\alpha-1}(t) - 0,114 \cdot K_B \cdot B_B^{\alpha-1}(t)]
\end{aligned}$$

Da equação III.3.14 conclui-se que B_R , B_G e B_B variando lenta e linearmente dentro de um pequeno intervalo $\Delta t = K \cdot T_a$, leva as componentes E'_Y , E'_U e E'_V também a variarem lenta e linearmente, dentro do mesmo intervalo, com inclinações K_Y , K_U e K_V respectivamente. Assim, será em regiões desse tipo, ou seja, praticamente uniformes, que serão simulados os nossos preditores.

Regiões contendo bordas, ou seja onde os sinais E'_Y e/ou E'_U e E'_V variam abruptamente, não serão vistas nesse trabalho ficando o seu desenvolvimento para subseqüentes pesquisas.

III.3.3 - ALGORÍTMOS DE PREDIÇÃO.

Os algoritmos de predição desenvolvidos estarão enquadrados em três casos a saber: unidimensionais, bidimensionais e tridimensionais; todos eles serão elaborados impondo-se algumas restrições baseadas em outros trabalhos na área [2.3], [3.1] quanto ao melhor desempenho obtido, complexidade e maior viabilidade de uma futura implementação prática dos mesmos; São elas:

R1. Serão utilizadas para qualquer caso, no máximo, 2 linhas adjacentes à atual no campo.

R2. Utilizam-se, no máximo, amostras distanciadas de $4 \cdot T_a$ (quatro vezes o período de amostragem) da amostra atual, na horizontal à mesma projetada na linha considerada.

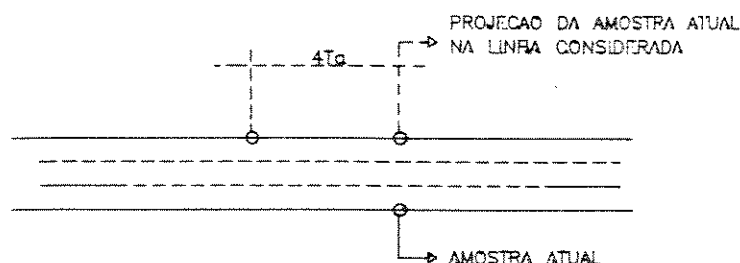


Fig. III.3.1. - Projeção da amostra atual em uma linha considerada para predição.

R3. Só serão aproveitados os preditores cujos coeficientes estejam contidos no conjunto $\{-1, 0, 1\}$.

R4. O número máximo de amostras prévias a serem efetivamente usadas na predição será ≤ 3 .

Ainda ,a região a qual trabalharemos possui uma variação lenta e linear dos brilhos " B_R ", " B_G " e " B_E " e faremos também 3 suposições adicionais a serem obedecidas:

S1. Há uma variação lenta e linear dos sinais E'_Y , E'_U e E'_V no tempo, em torno de " t_i " ("PEL" previsto) ao longo da linha em que o mesmo se encontra; logo, dentro de um pequeno intervalo Δt , na mesma linha, tem-se:

$$E'_L(t_i \pm \Delta) = E'_L(t_i) \pm K_L \cdot \Delta t \quad (*) \quad (\text{III.3.15})$$

$$L=Y, U, V \quad (\text{III.3.16})$$

S2. Não há variação dos sinais de luminância e de diferença de cor na vertical em torno de " t_i " desde que seja pequeno o distanciamento à ele; logo, para linhas bem próximas da linha onde está " t_i " e na sua vertical, temos:

$$E'_L(t_i - nT_H) = E'_L(t_i) \quad (\text{III.3.17})$$

n =inteiro

T_H =período de uma linha

S3. Embora possa-se também usar os coeficientes dos preditores com fator de amortecimento a fim de se evitar a propagação de erros causados na linha de transmissão , suporemos que nesse trabalho tal problema será contornado pela utilização de códigos corretores de erro (BCH) contra erros de canal. A desvantagem , naturalmente , é o aumento da taxa de bits original , porém é a solução que vem sendo adotada pelos fabricantes de equipamentos (NEC , KDD) pela facilidade de implementação física do sistema.

A justificativa para a validade das suposições acima reside na proximidade das linhas e quadros considerados e só são válidas para esses casos.

Os preditores serão desenvolvidos em cima de dois de seus parâmetros que são: Distância média ponderada (D_p) e Erro de predição (E_p). A distância média ponderada é definida como:

$$D_p = \frac{\sum_{n=1}^{NLC} \sum_{k=a_n}^{b_n} |A_{nk}| d_{nk}}{\sum_{n=1}^{NLC} \sum_{k=a_n}^{b_n} |A_{nk}|} \quad (III.3.18)$$

Onde:

NLC = número de linhas consideradas para medição.

a_n, b_n = intervalo de amostras na n 'ésima linha.

A_{nk} = Coeficiente da k 'ésima amostra na n 'ésima linha; o seu módulo é um peso de ponderação.

d_{nk} = Distância entre a amostra de coeficiente " A_{nk} " e a atual.

O Erro de Predição " E_p ", usando a notação das equações III.2.7, é dado por:

$$\hat{E}_p = X_{i,j} - \hat{X}_{i,j} \quad (\text{III.3.19})$$

$X_{i,j}$ = Amostra a ser prevista.

$\hat{X}_{i,j}$ = Amostra prevista.

Como utilizaremos preditores lineares, a sua forma geral será:

$$\hat{X}_{i,j} = \sum_{n=1}^{NLC} \sum_{k=a_n}^{b_n} A_{kLn} \cdot X_{i+k,j+Ln} \quad (\text{III.3.20})$$

Ln = número da n ésima linha considerada, no quadro.

Escrevendo novamente a Equação III.3.7 temos:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \cdot \sin \omega_{sc} t + m(t) \cdot E'_V(t) \cdot \cos \omega_{sc} t$$

E da notação usada nas equações III.2.7.

$$X_{i+k,j+n} = E'_M[t_0 - iT_a - (k+nF) \cdot T_a]$$

Substituindo as expressões acima:

$$\begin{aligned}
X_{i+k, j+n} = & E'_Y[t_i - (k+nF)T_a] + E'_U[t_i - (k+nF)T_a] \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a] \\
& + m[t_i - (k+nF)T_a] \cdot E'_V[t_i - (k+nF)T_a] \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a]
\end{aligned}
\quad (\text{III.3.21})$$

Utilizando "S2" e S3":

$$\begin{aligned}
X_{i+k, j+n} = & E'_Y(t_i - kT_a) + E'_U(t_i - kT_a) \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a] \\
& + m[t_i - (k+nF)T_a] \cdot E'_V(t_i - kT_a) \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a]
\end{aligned}
\quad (\text{III.3.22})$$

Ainda, com "S1",

$$\begin{aligned}
X_{i+k, j+n} = & E'_Y(t_i) - K_Y kT_a + [E'_U(t_i) - K_U kT_a] \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a] \\
& + m[t_i - (k+nF)T_a] [E'_V(t_i) - K_V kT_a] \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - (k+nF)T_a]
\end{aligned}
\quad (\text{III.3.23})$$

A Equação III.3.23 pode ser reescrita da forma:

$$\begin{aligned}
X_{i+k, j+Ln} = & E'_Y(t_i) - K_Y kT_a + [E'_U(t_i) - K_U kT_a] \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - (K_{Ln} + k)T_a] \\
& + (-1)^n [E'_V(t_i) - K_V kT_a] \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - (K_{Ln} + k)T_a]
\end{aligned}
\quad (\text{III.3.24})$$

Onde:

K_{Ln} = constante e função da linha utilizada e da frequência de amostragem.

Assim, da expressão III.3.24 podemos achar os valores das amostras passadas a serem substituídos na equação III.3.20.

Por fim, estabelece-se na Tab.III.3.1 a seguir quatro regiões típicas de trabalho, nas quais serão testados os preditores.

REGIÃO 1	REGIÃO COM VARIAÇÃO LENTA E LINEAR DOS BRILHOS PRIMÁRIOS
REGIÃO 2	REGIÃO ONDE EXISTE APENAS VARIAÇÃO LENTA E LINEAR DOS SINAIS DIFERENÇA DE COR E A COMPONENTE DE LUMINÂNCIA É CONSTANTE
REGIÃO 3	REGIÃO ONDE EXISTE APENAS VARIAÇÕES LENTA E LINEAR DE LUMINÂNCIA E OS SINAIS DIFERENÇA DE COR SÃO CONSTANTES
REGIÃO 4	REGIÃO PLANA OU UNIFORME

Tab.III.3.1 - Regiões de estudo para predição.

Com as equações, suposições e restrições impostas passamos agora a definir conjuntos de equações cujas soluções resultam nos coeficientes dos algoritmos de predição. Isto será feito escolhendo-se corretamente os parâmetros para cada caso estudado.

Preditores Unidimensionais.

São aqueles que utilizam amostras intralinha. Seus parâmetros segundo as condições já estabelecidas são:

$$\begin{aligned} \text{NLC} = 1 &\longrightarrow \begin{cases} a_1 = 1 \\ b_1 = 4 \end{cases} \\ &\longrightarrow \begin{cases} L1 = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

Substituindo os valores acima em III.3.20, vem:

$$\hat{X}_{i,j} = \sum_{k=1}^4 A_{k0} \cdot X_{i+k,j} \quad (\text{III.3.25})$$

E da equação III.3.24, resulta:

$$\begin{aligned} X_{i+k,j+0} = & E'_Y(t_i) - K_Y \cdot k T_a + \{ E'_U(t_i) - k \cdot K_U T_a \} \cdot \text{sen} \omega_{sc} [t_i - (K_0 + k) \cdot T_a] \\ & \{ E'_V(t_i) - k \cdot K_V T_a \} \cdot \text{cos} \omega_{sc} [t_i - (K_0 + k) \cdot T_a] \end{aligned} \quad (\text{III.3.26})$$

$$X_{i,j} = E'_Y(t_i) + E'_U(t_i) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + E'_V(t_i) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i \quad (\text{III.3.27})$$

A constante K_n é dada pela Tab. III.3.2.

L0	K_0
0	0

Tab. III.3.2 - Constante " K_{Ln} " da equação III.3.26 para as 2 frequências.

Substituindo o valor da Tab. III.3.2 na equação III.3.26, a equação III.3.26 na equação III.3.20 e o resultado, junto com a equação III.3.27 na equação III.3.19, vem:

$$\begin{aligned}
 E_P = & E'_Y(t_i) \cdot \left[1 - \sum_{k=1}^4 A_k \right] + K_Y T_a \sum_{k=1}^4 k \cdot A_k + E'_U(t_i) \cdot \left[\text{sen} \omega_{sc} t_i - \sum_{k=1}^4 A_k \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - k T_a) \right] \\
 & + K_U T_a \sum_{k=1}^4 K_U A_k \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) + E'_V(t_i) \cdot \left[\text{cos} \omega_{sc} t_i - \sum_{k=1}^4 A_k \cdot \text{cos} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) \right] \\
 & + K_V \cdot T_a \sum_{k=1}^4 k \cdot A_k \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) \quad (\text{III.3.28})
 \end{aligned}$$

Para que tenhamos um " E_P " nulo, na região "R1" da tabela III.3.1, temos que ter:

(*) Passaremos a chamar A_{k0} apenas por A_0 .

$$\sum_{k=1}^4 A_k = 1$$

$$\sum_{k=1}^4 k \cdot A_k = 0$$

$$\sum_{k=1}^4 A_k \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) = \text{sen} \omega_{sc} t_i$$

$$\sum_{k=1}^4 A_k \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) = 0$$

$$\sum_{k=1}^4 A_k \cdot \text{cos} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) = \text{cos} \omega_{sc} t_i$$

$$\sum_{k=1}^4 k \cdot A_k \cdot \text{cos} \omega_{sc} (t_i - k \cdot T_a) = 0$$

Desenvolvendo as somatórias para as frequências em estudo, vem:

$F_a = 4 \cdot F_{sc}$

$$A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 1$$

$$A_1 + 2A_2 + 3A_3 + 4A_4 = 0$$

$$(-A_2 + A_4 - 1) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + (-A_1 + A_3) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$(-2A_2 + 4A_4) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + (-A_1 + 3A_3) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$(A_1 - A_3) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + (-A_2 + A_4 - 1) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$(A_1 - 3A_3) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + (-2A_2 + 4A_4) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

Das equações acima resulta um conjunto único de condições, independente de t_i , ou seja, para qualquer t_i , temos:

$$A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 1 \quad (C1)$$

$$A_1 + 2A_2 + 3A_3 + 4A_4 = 0 \quad (C2)$$

$$A_2 - A_4 = -1 \quad (C3)$$

$$A_1 - A_3 = 0 \quad (C4)$$

$$A_2 - 2A_4 = 0 \quad (C5)$$

$$A_1 - 3A_3 = 0 \quad (C6)$$

————→ Sistema S1

$$\boxed{F_a = \frac{8}{3} F_{sc}}$$

$$A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 1$$

$$A_1 + 2A_2 + 3A_3 + 4A_4 = 0$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + A_3) - A_4 - 1 \right] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + \left[(-A_1 - A_3) \frac{\sqrt{2}}{2} + A_2 \right] \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + 3A_3) - 4A_4 \right] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + \left[(-A_1 - 3A_3) \frac{\sqrt{2}}{2} + 2A_2 \right] \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 + A_3) - A_2 \right] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + A_3) - A_4 - 1 \right] \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 + 3A_3) - 2A_2 \right] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + 3A_3) - 4A_4 \right] \cdot \text{cos} \omega_{sc} t_i = 0$$

Novamente, aparece um conjunto único de condições, independente de t_i , dado por:

$$A_1 + A_2 + A_3 + A_4 = 1 \quad (C1)$$

$$A_1 + 2A_2 + 3A_3 + 4A_4 = 0 \quad (C2)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 - A_3) + A_4 = -1 \quad (C3)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 + A_3) - A_2 = 0 \quad (C4)$$

—————→ Sistema S2

$$\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 - 3A_3) + 4A_4 = 0 \quad (C5)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 + 3A_3) - 2A_2 = 0 \quad (C6)$$

Para as demais regiões da Tab.I.3.1 precisaremos satisfazer apenas algumas condições de "S1" e "S2" , simultaneamente , gerando então novos sistemas:

REGIÃO 2 - C_1, C_3, C_4, C_5, C_6

REGIÃO 3 - C_1, C_2, C_3, C_5

REGIÃO 4 - C_1, C_3, C_5

Preditores Bidimensionais.

São aqueles que utilizam amostras interlinhas-intracampo. Seus parâmetros são:

$$NLC=3 \longrightarrow \begin{cases} a_n = \begin{cases} 1 & \text{para } n=1 \\ -4 & \text{para } n \neq 1 \end{cases} \\ b_n = 4 \end{cases}$$

$$\longrightarrow \begin{cases} L1=0 \\ L2=1 \\ L3=2 \end{cases}$$

Substituindo os valores acima em III.3.20, vem:

$$\begin{aligned} \hat{X}_{i,j} &= \sum_{k=1}^4 A_{k0} X_{i+k,j+0} + \sum_{k=-4}^4 A_{k1} X_{i+k,j+1} + \sum_{k=-4}^4 A_{k2} X_{i+k,j+2} \\ \hat{X}_{i,j} &= \sum_{k=1}^4 A_{k0} X_{i+k,j+0} + \sum_{k=1}^4 A_{k1} X_{i-k,j+1} + A_{01} X_{i,j+1} + \sum_{k=1}^4 A_{k1} X_{i+k,j+1} \\ &\quad \sum_{k=1}^4 A_{-k2} X_{i-k,j+2} + A_{02} X_{i,j+2} + \sum_{k=1}^4 A_{k2} X_{i+k,j+2} \end{aligned} \quad (\text{III.3.29})$$

Da equação III.3.24:

$$\begin{aligned} X_{i+k,j+0} &= E'_Y(t_i) - K_Y k \cdot T_a + \{E'_U(t_i) - K_U k \cdot T_a\} \cdot \text{sen} \omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] \\ &\quad \{E'_V(t_i) - K_V k \cdot T_a\} \cdot \text{cos} \omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] \end{aligned} \quad (\text{III.3.30})$$

$$\begin{aligned} X_{i-k,j+1} &= E'_Y(t_i) - K_Y (-k) T_a + \{E'_U(t_i) - K_U (-k) T_a\} \cdot \text{sen} \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] + \\ &\quad (-1) \{E'_V(t_i) - K_V (-k) T_a\} \cdot \text{cos} \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \end{aligned} \quad (\text{III.3.31a})$$

$$X_{i,j+1} = E'_Y(t_i) + E'_U(t_i) \cdot \text{sen} \omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) + (-1) E'_V(t_i) \cdot \text{cos} \omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) \quad (\text{III.3.31b})$$

$$\begin{aligned} X_{i+k,j+1} &= E'_Y(t_i) - K_Y k \cdot T_a + \{E'_U(t_i) - K_U k \cdot T_a\} \cdot \text{sen} \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] + \\ &\quad (-1) \{E'_V(t_i) - K_V k \cdot T_a\} \cdot \text{cos} \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] \end{aligned} \quad (\text{III.3.31c})$$

$$\begin{aligned}
 X_{i-k, j+2} = & E'_Y(t_i) - K_Y(-k)T_a + \{E'_U(t_i) - K_U(-k)T_a\} \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - ((-k) + K_2)T_a] \\
 & \{E'_V(t_i) - K_V(-k)T_a\} \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - ((-k) + K_2)T_a] \\
 & \text{(III.3.32a)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{i, j+2} = & E'_Y(t_i) + \{E'_U(t_i)\} \cdot \text{sen}\omega_{sc}(t_i - K_2T_a) + \{E'_U(t_i)\} \cdot \text{cos}\omega_{sc}(t_i - K_2T_a) \\
 & \text{(III.3.32b)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_{i+k, j+2} = & E'_Y(t_i) - K_Y k \cdot T_a + \{E'_U(t_i) - K_U k \cdot T_a\} \cdot \text{sen}\omega_{sc}[t_i - (k + K_2)T_a] \\
 & \{E'_V(t_i) - K_V k \cdot T_a\} \cdot \text{cos}\omega_{sc}[t_i - (k + K_2)T_a] \\
 & \text{(III.3.32c)}
 \end{aligned}$$

$$X_{i, j} = E'_Y(t_i) + E'_U(t_i) \cdot \text{sen}\omega_{sc}t_i + E'_V(t_i) \cdot \text{cos}\omega_{sc}t_i \quad \text{(III.3.33)}$$

A constante " K_{Ln} " é dada pela Tab. III.3.3.

$\begin{array}{c} F_a \\ \text{Ln} \end{array}$	$4 F_{sc}$	$\frac{8}{3} F_{sc}$
0	0	0
1	1	6
2	2	4

Tab. III.3.3 - Constante " K_{Ln} " das equações III.3.30, III.3.31 e III.3.32.

Substituindo as equações III.3.30, III.3.31 e III.3.32 em III.3.20. e o resultado, junto com III.3.39, em III.3.19, vem:

$$E'_P = E'_Y(t_i) \left\{ 1 - [A_{01} + A_{02} + \sum_{k=1}^4 (A_{k0} + A_{k1} + A_{k2} + A_{-k1} + A_{-k2})] \right\}$$

$$-K_Y T_a \left\{ \sum_{k=1}^4 K \cdot [A_{k0} + A_{k1} + A_{k2} - A_{-k1} - A_{-k2}] \right\}$$

$$\begin{aligned}
& +E'_U(t_i) \left\{ \text{sen}\omega_{sc} t_i - \left[A_{01} \cdot \text{sen}\omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) + A_{02} \cdot \text{sen}\omega_{sc} (t_i - K_2 T_a) \right. \right. \\
& \quad + \sum_{k=1}^4 \left(A_{k0} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] + A_{-k1} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \right. \\
& \quad + A_{k1} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] + A_{-k2} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] \\
& \quad \left. \left. + A_{k2} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -K_U T_a \left\{ \sum_{k=1}^4 k \cdot \left[A_{k0} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] - A_{-k1} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \right. \right. \\
& \quad + A_{k1} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] + A_{-k2} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] \\
& \quad \left. \left. + A_{k2} \cdot \text{sen}\omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +E'_V(t_i) \left\{ \cos\omega_{sc} t_i - \left[(-1) A_{01} \cdot \cos\omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) + A_{02} \cdot \cos\omega_{sc} (t_i - K_2 T_a) \right. \right. \\
& \quad + \sum_{k=1}^4 \left(A_{k0} \cdot \cos\omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] + (-1) \cdot A_{-k1} \cdot \cos\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \right. \\
& \quad + (-1) \cdot A_{k1} \cdot \cos\omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] + A_{-k2} \cdot \cos\omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] \\
& \quad \left. \left. + A_{k2} \cdot \cos\omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -K_V T_a \left\{ \sum_{k=1}^4 k \cdot [A_{k0} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] - (-1) \cdot A_{-k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \right. \\
& \quad + (-1) \cdot A_{k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] - A_{-k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] + \\
& \quad \left. + A_{k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \right\} \quad (III.3.34)
\end{aligned}$$

Para que tenhamos um "E_p" nulo, temos que ter:

$$A_{01} + A_{02} + \sum_{k=1}^4 (A_{k0} + A_{k1} + A_{k2} + A_{-k1} + A_{-k2}) = 1$$

$$\sum_{k=1}^4 K \cdot [A_{k0} + A_{k1} + A_{k2} - A_{-k1} - A_{-k2}] = 0$$

$$\begin{aligned}
& A_{01} \cdot \sin \omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) + A_{02} \cdot \sin \omega_{sc} (t_i - K_2 T_a) + \sum_{k=1}^4 \{ A_{k0} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] \\
& + A_{-k1} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] + A_{k1} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] \\
& + A_{-k2} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] + A_{k2} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \} = \sin \omega_{sc} t_i
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{k=1}^4 K \cdot [A_{k0} \cdot \sin \omega_{sc} (t_i - (k+K_0) T_a) - A_{-k1} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] \\
& + A_{k1} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] - A_{-k2} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] + \\
& A_{k2} \cdot \sin \omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a]] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& (-1) A_{01} \cdot \cos \omega_{sc} (t_i - K_1 T_a) + A_{02} \cdot \cos \omega_{sc} (t_i - K_2 T_a) + \sum_{k=1}^4 \{ A_{k0} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_0) T_a] \\
& + (-1) A_{-k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1) T_a] + (-1) A_{k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_1) T_a] \\
& + A_{-k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2) T_a] + A_{k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_2) T_a] \} = \cos \omega_{sc} t_i
\end{aligned}$$

$$\sum_{k=1}^4 k \cdot \left[A_{k0} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_2)T_a] - (-1)A_{-k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_1)T_a] \right. \\ \left. + (-1)A_{k1} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_1)T_a] - A_{-k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - ((-k)+K_2)T_a] \right. \\ \left. + A_{k2} \cdot \cos \omega_{sc} [t_i - (k+K_2)T_a] \right] = 0$$

substituindo:

$$A_{k0} \longrightarrow A_k$$

$$A_{k1} \longrightarrow B_k$$

$$A_{k2} \longrightarrow C_k$$

E desenvolvendo as somatórias para as frequências em estudo, resulta:

$F_a = 4 \cdot F_s$

S1

$$B_0 + C_0 + A_1 + B_1 + C_1 + C_{-1} + B_{-1} + A_2 + B_2 + C_2 + B_{-2} + C_{-2} + A_3 + B_3 + C_3 + B_{-3} + C_{-3} + A_4 + B_4 + C_4 + B_{-4} + C_{-4} - 1 = 0 \quad (c1)$$

$$A_1 + B_1 + C_1 - B_{-1} - C_{-1} + 2A_2 + 2B_2 + 2C_2 - 2B_{-2} - 2C_{-2} + 3A_3 + 3B_3 + 3C_3 - 3B_{-3} - 3C_{-3} + 4A_4 + 4B_4 + 4C_4 - 4B_{-4} - 4C_{-4} = 0 \quad (c2)$$

$$[-C_0 + B_{-1} - B_1 - A_2 + C_{-2} + C_2 - B_{-3} + B_3 + A_4 - C_{-4} - C_4 - 1] \sin \omega_{sc} t_i + \\ [-B_0 - A_1 - C_{-1} + C_1 + B_{-2} + B_2 + A_3 + C_{-3} - C_3 - B_{-4} - B_4] \cos \omega_{sc} t_i = 0 \quad (c3)$$

$$[-B_{-1} - B_1 - 2A_2 - 2C_{-2} + 2C_2 + 3B_{-3} + 3B_3 + 4A_4 + 4C_{-4} - 4C_4] \sin \omega_{sc} t_i + \\ [-A_1 + C_{-1} + C_1 - 2B_{-2} + 2B_2 + 3A_3 - 3C_{-3} - 3C_3 + 4B_{-4} - 4B_4] \cos \omega_{sc} t_i = 0 \quad (c4)$$

$$[-B_0 + A_1 + C_{-1} - C_1 + B_{-2} + B_2 - A_3 - C_{-3} + C_3 - B_{-4} - B_4] \sin \omega_{sc} t_i + \\ [-C_0 - B_{-1} + B_1 - A_2 + C_{-2} + C_2 + B_{-3} - B_3 + A_4 - C_{-4} - C_4 - 1] \cos \omega_{sc} t_i = 0 \quad (c5)$$

$$\begin{aligned}
& [A_1 - C_{-1} - C_1 - 2B_{-2} + 2B_2 - 3A_3 + 3C_{-3} + 3C_3 + 4B_{-4} - 4B_4] \operatorname{sen} \omega_{sc} t_i + \\
& [B_{-1} + B_1 - 2A_2 - 2C_{-2} + 2C_2 - 3B_{-3} - 3B_3 + 4A_4 + 4C_{-4} - 4C_4] \cos \omega_{sc} t_i = 0
\end{aligned} \quad (c6)$$

$$F_a = \frac{8}{3} F_{sc}$$

S2

$$\begin{aligned}
& B_0 + C_0 + A_1 + B_1 + C_1 + B_{-1} + C_{-1} + A_2 + B_2 + C_2 + B_{-2} + C_{-2} + A_3 + B_3 + C_3 + B_{-3} + C_{-3} + A_4 + B_4 + C_4 \\
& + B_{-4} + C_{-4} - 1 = 0
\end{aligned} \quad (c1)$$

$$\begin{aligned}
& A_1 + B_1 + C_1 - B_{-1} - C_{-1} + 2A_2 + 2B_2 + 2C_2 - 2B_{-2} - 2C_{-2} + 3A_3 + 3B_3 + 3C_3 - 3B_{-3} - 3C_{-3} + 4A_4 \\
& + 4B_4 + 4C_4 - 4B_{-4} - 4C_{-4} = 0
\end{aligned} \quad (c2)$$

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + B_{-1} - B_1 + C_{-1} + C_1 + A_3 + B_{-3} - B_3 - C_{-3} - C_3) + (-C_0 - B_{-2} + B_2 - A_4 + C_{-4} \right. \\
& \left. + C_4 - 1) \right] \operatorname{sen} \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 + B_{-1} + B_1 - C_{-1} + C_1 - A_3 - B_{-3} - B_3 - C_{-3} + C_3) \right. \\
& \left. + (-B_0 + A_2 + C_{-2} - C_2 + B_{-4} + B_4) \right] \cos \omega_{sc} t_i = 0
\end{aligned} \quad (c3)$$

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 - B_{-1} - B_1 - C_{-1} + C_1 + 3A_3 - 3B_{-3} - 3B_3 + 3C_{-3} - 3C_3) + (2B_{-2} + 2B_2 - 2A_4 - 4C_{-4} \right. \\
& \left. + 4C_4) \right] \operatorname{sen} \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1 - B_{-1} + B_1 + C_{-1} + C_1 - 3A_3 + 3B_{-3} - 3B_3 + 3C_{-3} + 3C_3) \right. \\
& \left. + (2A_2 - 2C_{-2} - 2C_2 - 4B_{-4} + 4B_4) \right] \cos \omega_{sc} t_i = 0
\end{aligned} \quad (c4)$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1+B_{-1}+B_1+C_{-1}-C_1+A_3-B_{-3}-B_3+C_{-3}-C_3) + (-B_0-A_2-C_{-2}+C_2+B_{-4}+B_4) \right] \sin \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1-B_{-1}+B_1+C_{-1}+C_1+A_3-B_{-3}+B_3-C_{-3}-C_3) + (-C_0+B_{-2}-B_2-A_4+C_{-4}+C_4-1) \right] \cos \omega_{sc} t_i = 0 \quad (c5)$$

$$\left[\frac{\sqrt{2}}{2} (A_1-B_{-1}+B_1-C_{-1}-C_1+3A_3+3B_{-3}-3B_3-3C_{-3}-3C_3) + (-2A_2+2C_{-2}+2C_2-4B_{-4}+4B_4) \right] \sin \omega_{sc} t_i + \left[\frac{\sqrt{2}}{2} (-A_1+B_{-1}+B_1-C_{-1}+C_1+3A_3+3B_{-3}+3B_3+3C_{-3}-3C_3) + (-2B_{-2}-2B_2-4A_4-4C_{-4}+4C_4) \right] \cos \omega_{sc} t_i = 0 \quad (c6)$$

As equações dos sistemas "S1" e "S2" devem ser satisfeitas simultaneamente, o que pode ser conseguido de 2 formas:

1^o. Satisfazendo-se as condições (para região "R1")

C1, C2, C3, C4, C5, C6

Se houver pelo menos um conjunto de coeficientes que satisfaça todas as condições, o preditor resultante independe de " t_i ".

Para as demais regiões as condições a serem satisfeitas são:

REGIÃO 2 - C1, C3, C4, C5, C6

REGIÃO 3 - C1, C2, C3, C5

REGIÃO 4 - C1, C3, C5

--
 2⁰. Utilizando-se a técnica de amarração de fase (TAF) ,ou seja, arbitrando-se $t_i(t_0 \text{ e } i)$. Para o " t_0 " (instante inicial de amostragem) continuaremos a usar o cruzamento de zero do cosseno de derivada positiva(0⁺) e com relação ao " i " teremos 2 valores distintos (0 e 1) para $F_a=4F_{sc}$ e 4 (0,1,2,3) para $F_a=8/3F_{sc}$, a partir dos quais ocorre repetição. Em função desses valores e da região estudada (tab.III.3.1) chegaremos de novo a conjuntos de equações específicas para cada caso , de forma análoga à situação de fase livre.

Preditores Tridimensionais.

Podem ser divididos em 2 grupos:

- a. Intercampos - Intraquadro.
- b. Intercampos - Interquadros.

Esses preditores usam amostras em campos distintos para o calculo da amostra atual. A seguir são dados apenas os parâmetros necessários ao desenvolvimento dos seus algoritmos através das equações dadas, posto que o raciocínio para tal é igual ao do caso interlinhas-intracampo.

a-Preditores Intercampos - Intraquadro.

São aqueles que utilizam amostras em linhas de campos distintos de um mesmo quadro.

$$NLC=3 \longrightarrow \begin{cases} a_n = \begin{cases} 1 & p/ n=1 \\ -4 & p/ n \neq 1 \end{cases} \\ b_n \end{cases}$$

$$\longrightarrow \begin{cases} L1 = 0 \\ L2 = 262 \\ L3 = 263 \end{cases}$$

$\begin{matrix} F_a \\ \text{Ln} \end{matrix}$	$4.F_{sc}$	$\frac{8}{3} F_{sc}$
0	0	0
262	2	4
263	3	2

Tab.III.3.4 - Constante " K_{Ln} " das equações III.3.37, III.3.38 e III.3.39.

Preditores Intercampos - Interguadros.

São aqueles que usam amostras em linhas de campos distintos e de quadros também distintos;

$$NLC=6 \longrightarrow \begin{cases} a_n = \begin{cases} 1 & p/ n=1 \\ -4 & p/ n \neq 1 \end{cases} \\ b_n = 4 \end{cases}$$

$$\longrightarrow \begin{cases} L1=0 \\ L2=263 \\ L3=262 \\ L4=525 \\ L5=788 \\ L6=787 \end{cases}$$

$\begin{matrix} F_a \\ \text{Ln} \end{matrix}$	$4 F_{sc}$	$\frac{8}{3} F_{sc}$
0	0	0
263	3	2
262	2	4
788	0	0
525	1	6
787	3	2

Tab.III.3.5 - Constantes " K_{Ln} " das equações III.3.44, III.3.46, III.3.47, III.3.48 e III.3.49.

As soluções dos sistemas de equações apresentados para os três

As soluções dos sistemas de equações apresentados para os três casos, unidimensional, bidimensional e tridimensional, são muito trabalhosas e só possíveis de forma rápida com auxílio de computador. Os preditores resultantes foram bastante numerosos carecendo então que se fossem estabelecidos critérios para seleção dos mesmos. Isto será feito no capítulo seguinte para então, juntamente com os quantizadores, estudarmos o comportamento global de todo o resto do sistema.

III.4 - QUANTIZADORES.

III.4.1 - CONSIDERAÇÕES.

O esquema extrator de redundância adotado neste trabalho ("MCPD") pode ser redesenhado conforme a Fig. III.4.1.

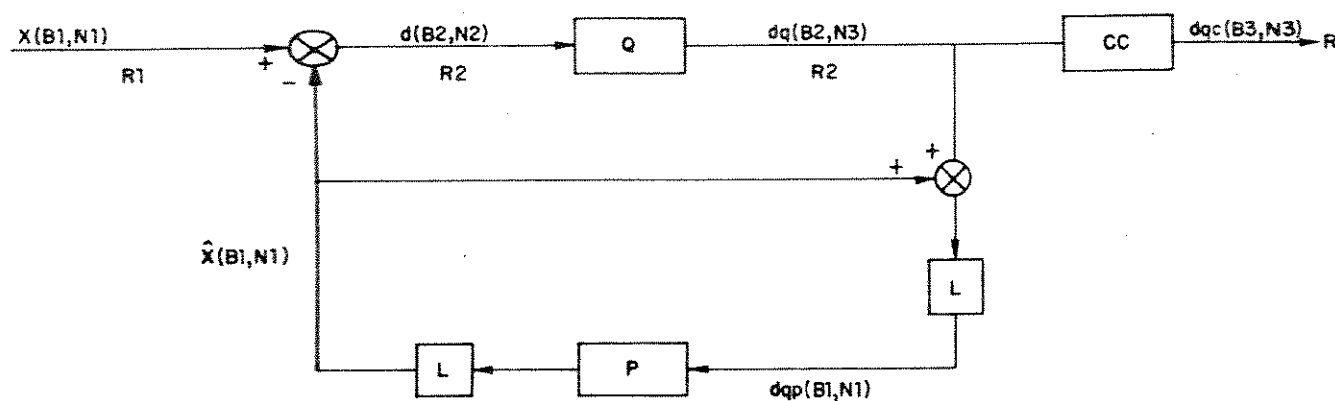


Fig. IV.4.1 - Esquema mais detalhado do sistema "MCPD".

onde

- B1 - Número de bits das palavras dos sinais "X", " $\hat{X}$ " e "dqp";
- N1 - Número de níveis possíveis de serem assumidos pelos sinais "X", " $\hat{X}$ " e "dqp" = 2^{B1} ;
- B2 - Número de bits das palavras do sinal "d" e "dq" = $B1 + 1$;
- N2 - Número de níveis possíveis de serem assumidos pelo sinal 2^{B2} ;
- B3 - Número de bits das palavras do sinal "dqc".

N3 - Número de níveis possíveis de serem assumidos pelo sinal "dq" e "dqc" = 2^{B3} .

CC - Conversor de códigos.

L - Limitadores.

dqc - Sinal "dq" após a conversão de códigos.

R - Taxa de bits.

Alguns parâmetros do sistema da Fig.III.4.1 são conhecidos em função de outros previamente estabelecidos. Como as frequências de amostragem escolhidas foram $F_a = 4F_{sc}$ e $F_a = (8/3)F_{sc}$ e como a conversão "A/D" é feita em 8 bits, tem-se:

$$*F_a = 4F_{sc}$$

$$*F_a = (8/3)F_{sc}$$

$$B1=8$$

$$N1=256(0 \text{ a } 255)$$

$$B2=9$$

$$N2=511(-255 \text{ a } 255)$$

$$B1=8$$

$$N1=256(0 \text{ a } 255)$$

$$B2=9$$

$$N2=511(-255 \text{ a } 255)$$

A taxa "R" é a taxa final a ser alcançada e foi definida como sendo igual a 34,368Mbits($F_a = (8/3)F_{sc}$) e 68,736Mbits($F_a = 4F_{sc}$).

O quantizador e o preditor utilizados devem ser escolhidos de forma conjunta, uma vez que os dois irão funcionar de forma correlata, ou seja, do bom desempenho de um irá depender o bom desempenho do outro.

III.4.2 - FUNÇÃO DE PREDIÇÃO.

Ao preditor interessa apenas o tamanho dos intervalos, ou passos de quantização, que poderão ocorrer entre os possíveis níveis ocupados pelo sinal "dq" na saída do quantizador. Quanto menores forem os passos mais precisa será a predição, sendo que o caso ideal irá ocorrer para uma quantização do tipo 1:1. Na prática, o que se espera do algoritmo de predição é que ele seja o mais eficiente possível, gerando pequenos valores, durante quase todo o tempo, na entrada do quantizador. Assim, o sinal "d" terá uma distribuição do tipo ilustrada na Fig.III.4.2.

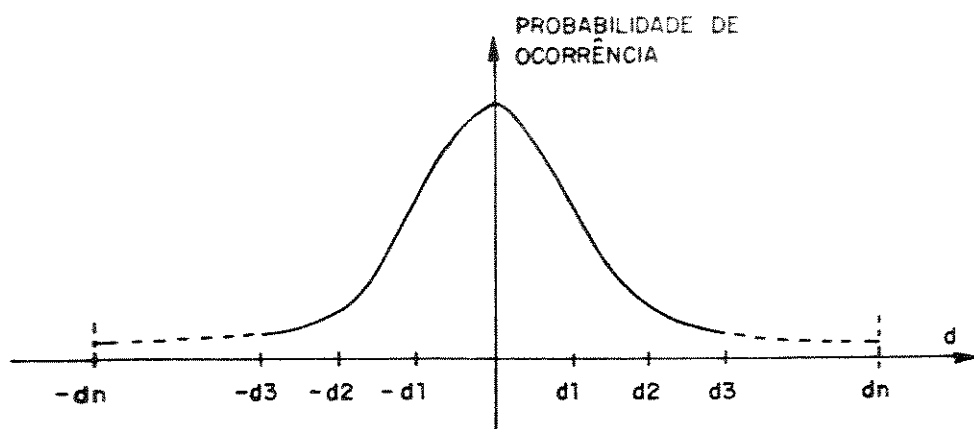


Fig.III.4.2 - Distribuição de diferenças na entrada do quantizador para um bom algoritmo de predição.

onde

$$|d1| < |d2| < |d3| < \dots < |dn|$$

Toda vez que ocorre uma variação do sinal "d" o preditor reduz a qualidade de sua previsão proporcionalmente a intensidade desta variação. O tempo gasto para que o mesmo volte ao normal, ou seja, volte a prever corretamente é diretamente proporcional ao tamanho do passo de quantização; quanto maior o passo, maior o tempo e quanto menor o passo, menor o tempo.

III.4.2 - FUNÇÃO DE QUANTIZAÇÃO.

A função do quantizador é reduzir o número de níveis "N2" ao número de níveis "N3", de forma que seja alcançada a redução da taxa. Para isso, a primeira coisa a se determinar é o número médio de bits "B" necessários à redução. No nosso caso, onde o tempo de apagamento horizontal será utilizado para envio de amostras de vídeo ativo, tem-se:

$$T_H = \text{Tempo de uma linha} \approx 63,5 \mu s \quad (\text{IV.4.1})$$

$$T_{APH} = \text{Tempo de apagamento horizontal} \approx 0,17 T_H \approx 10,8 \mu s \quad (\text{IV.4.2})$$

$$T_{VA} = \text{Tempo disponível em uma linha para amostragem de vídeo ativo} \approx 52,7 \mu s \quad (\text{IV.4.3})$$

$$Na = \text{Número de amostras de uma linha} = F_a \cdot T_{VA} \\ (Na_{(8/3)} \approx 502,4892 \text{ e } Na_4 \approx 753,7365) \quad (\text{IV.4.4})$$

$$B = (R' \cdot T_H) / Na \quad (\text{IV.4.5})$$

Nos valores de R' devem ser levados em conta:

.Bits disponíveis ao envio de 3 canais de som de alta qualidade, esquerdo, direito e "SAP" ("Second Audio Program")

$$RA = 3 * 32 * 12 = 1152 \text{ Kbit/s}$$

.Bits disponíveis ao envio de um canal de serviço de baixa qualidade

$$RB = 64 \text{ Kbit/s}$$

.Bits de alarme e supervisão

$$RC = 16 \text{ Kbit/s}$$

.Bits para código corretor de erro BCH (239,255) [3.6]

$$RD = 34,368 - 34,368 * 239/255 \cong 2,15642 \text{ Mbit/s} \quad p/ F_a = 8/3 F_{sc}$$

$$RD = 68,736 - 68,736 * 239/255 \cong 4,31284 \text{ Mbit/s} \quad p/ F_a = 4 F_{sc}$$

Assim

$$R' = R - (RA - RB - RC - RD) \quad (\text{III.4.6})$$

Substituindo III.4.1 , III.4.4 e III.4.6 em III.4.5, vem:

Tab.III.4.1 - Número médio de bits por amostra.

Os valores da Tab.III.4.1 são os números médios de bits que devem ter as amostras do sinal "dqc" de modo que o mesmo esteja a uma taxa "R" de 34,368 e 68,736 Mbits.

Neste trabalho estudaremos apenas os casos

$$F_a = 4F_{sc} \text{-----Taxa desejada} \approx 68\text{Mbits}$$

$$F_a = (8/3) \text{-----Taxa desejada} \approx 34\text{Mbits}$$

posto que 2,61 bit/amostra é um valor muito pequeno para se alcançar(sem técnicas adicionais) a redução de taxa para 34Mbits, e 7,99 bit/amostra torna desnecessário o uso do "MCPD".

Antes da escolha do quantizador,deve-se levar em conta os seguintes aspectos:

1-Quanto mais passos de quantização 1:1 puderem ser associados aos pequenos valores de "d",melhor,pois uma vez que se espera uma boa predição ,a distribuição de diferenças será do tipo ilustrado na Fig.III.4.2.Com isso diminui-se a degradação adicional que irá ser causada por essa quantização,além daquela já imposta na conversão A/D.

2-Quanto mais níveis houver na saída do quantizador,maior será a quantidade de níveis com passo pequeno.Com isso,melhor será a predição e menores serão os valores de "d" levando de novo a uma quantização com passo pequeno;assim o processo se repete.

3-Se por um lado,um número maior de níveis de quantização,disponíveis na saída do quantizador leva a um menor ruído e portanto a uma menor degradação de imagem,esses níveis irão requerer um maior número de bits necessários a sua representação.Com isso dificulta-se a redução de taxa desejada.

Nota-se portanto um compromisso entre os parâmetros,qualidade de imagem e taxa transmitida,devendo-se ter em mente que a melhora de um deles se dará às custas da piora do outro.Por isso a escolha do preditor e do quantizador deverá ser feita de forma racional e combinada.

III.4.4 - TIPOS DE QUANTIZAÇÃO.

O número "B" de bits obtidos na Tab.III.4.1 pode ser alcançado de duas maneiras diferentes de quantização:quantização com comprimento de palavra fixo ou simplesmente quantização fixa e quantização com comprimento variável ou simplesmente quantização variável [1.6], [1.14].

A quantização fixa consiste em simplesmente fazer,na Fig.III.4.1,com que

$$B_3 = B$$

(III.4.7)

e portanto

$$N3 = 2^{B3} = 2^B \quad (\text{III.4.8})$$

A função do conversor de códigos (CC) é redefinir as "N3" palavras do sinal "dq", com comprimento "B2", de forma que as mesmas sejam representadas apenas com os "B3" (<"B2") bits mínimos indispensáveis a sua representação, posto que "N3" < "N2". Assim a relação entre as palavras dos sinais "d", "dq" e "dqC" pode ser dado pela Fig. III.4.3.

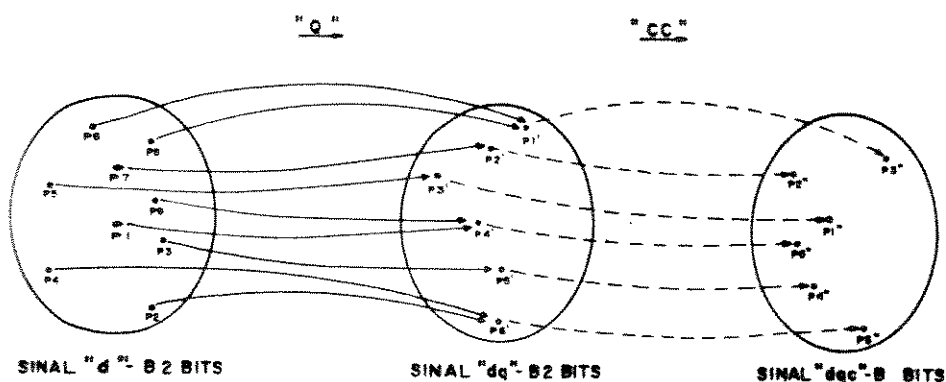


Fig. III.4.3 - Relação entre as palavras dos sinais "d", "dq" e "dqC".

A outra maneira de quantização possível, chamada variável, é utilizada toda vez que o número de bits "B" for muito pequeno, causando as limitações já discutidas anteriormente. O objetivo deste tipo de quantização é aumentar o número de níveis disponíveis na saída do quantizador sem comprometer o êxito da redução de taxa desejada, que impõe o número de bits por palavra igual a "B".

Este método consiste em se utilizar dois^{*} quantizadores distintos que serão selecionados durante a transmissão, por um monitor de taxa (melhor explicado no capítulo seguinte) cuja função é manter a taxa no valor desejado "R". O primeiro quantizador, chamado "normal", fará com que as palavras do sinal "dq" sejam codificadas pelo conversor de códigos com comprimentos distintos, no caso 2, "n" e "k" com "n" < "k", onde "n" e "k" são inteiros positivos.

As palavras mais frequentes serão associadas ao menor comprimento (n) e as menos frequentes ao maior comprimento (k) sendo que $n < B < k$. Para que se possa saber na recepção qual o comprimento da palavra recebida, não se transmitem todas as palavras possíveis de serem obtidas com "k" bits mas sim apenas aquelas que têm os "n" bits iniciais iguais a zero. Assim, na recepção, contando-se o número de zeros da palavra recebida sabe-se de que comprimento ela é. Portanto o número total de níveis possíveis na saída desse quantizador será:

* Dois é o número por nós escolhido, muito embora ele possa ser maior de acordo com o sistema proposto [3.7].

$$NQN = 2^{k-n} + 2^n - 1 \quad (\text{III.4.9})$$

Como as palavras mais frequentes têm um comprimento "n", menor do que o necessário "B", espera-se que em média o resultado seja igual a "B" e com isso a taxa também seja igual a "R". Se em um determinado momento o monitor de taxa detectar que haverá ultrapassagem da taxa "R1" causada pelo aparecimento excessivo de palavras pouco comuns e portanto de comprimento "k", ele imediatamente fará um chaveamento de forma que a quantização passe a ser feita pelo quantizador forçado. Tal fato pode ocorrer por vários fatores como cenas com muitos detalhes, cenas com muito movimento, erro constante de predição, etc.

O quantizador forçado terá um comprimento único de palavras igual a "B", resultando em um número possível de níveis para "dq" igual a 2^B . A recepção terá informação de quando ocorre a troca de quantizadores.

Um exemplo de códigos para quantização com comprimento variável é dado na Tab. III.4.2 e obviamente só haverá sentido na utilização desse processo se

CÓDIGO		
NORMAL NQN=32		FORÇADO NQF=16
K=7	N=2	B=4
0000000	01	0000
0000001	10	0001
0000010	11	0010
0000011		0011
0000100		0100
0000101		0101
0000110		0110
0000111		0111
0001000		1000
0001001		1001
0001010		1010
0001011		1011
0001100		1100
0001101		1101
0001110		1110
0001111		1111
0010000		
0010001		
0010010		
0010011		
0010100		
0010101		
0010110		
0010111		
0011000		
0011001		
0011010		
0011011		
0011100		
0011101		
0011110		
0011111		

$$NQN \geq 2^{B3} \quad (\text{III.4.9})$$

onde

NQN = número de níveis do quantizador normal

NQF = número de níveis do quantizador forçado

Tab. III.4.2 - Palavras códigos para o código 7-2-4.

III.5 - COMENTÁRIOS.

Neste capítulo definiu-se a relação entre as amostras do sinal composto de vídeo para as duas frequências em estudo numa região considerada uniforme. Obteve-se o mosaico das mesmas dentro de um quadro, bem como as distâncias temporais e espaciais entre elas. Estes mosaicos que auxiliarão na análise do desempenho dos preditores não são válidos para regiões não uniformes, muito embora continuem a indicar o comportamento das fases das amostras.

Vários preditores deverão ser encontrados a partir dos conjuntos de equações obtidos sendo que entre eles existirão aqueles que corrigem só variação de luminância, ou só de crominância ou ainda os dois. Existirão, ainda, preditores que além de corrigir a variação de um desses sinais, corrigem parte do outro; este é o caso daqueles que corrigem variação de luminância e parte da variação de crominância como será visto mais adiante. No critério de seleção, respeitados os demais critérios, será dada uma atenção especial aos preditores que corrigem variação de luminância, uma vez que esse sinal tem uma faixa quase 3 vezes maior que o de crominância, variando com isso muito mais.

Ao se utilizar a predição bidimensional ou tridimensional, deve-se atentar para o fato de que, embora as distâncias entre as amostras diminuam, melhorando a correlação entre elas, também precisaremos de uma quantidade bem maior de memórias de armazenamento. Esta quantidade, que pode ir de 2 linhas a um quadro completo, poderá se tornar um fator limitante numa eventual implementação física desses preditores.

Um outro aspecto a ser levado em conta é que ao utilizarmos "TAF" passamos a ter não um preditor único para todas as amostras, mas sim um conjunto deles (2 para $F_a = 4F_{sc}$ e 4 para $F_a = (8/3)F_{sc}$) sendo que cada um (chamado preditor componente) deverá ser chaveado de acordo com o tipo de amostra prevista. Isso, em termos práticos, significa um circuito mais complexo do que o utilizado para predição usando um só preditor. Todas as resoluções dos sistemas de equações que darão origem aos coeficientes dos preditores são bastante trabalhosas e só poderam ser feitas de forma rápida, com o auxílio de rotinas computacionais.

A quantização, juntamente com a conversão de códigos, é a parte do sistema onde efetivamente se dará a redução de taxa transmitida. O preço que se paga por ela é uma degradação da qualidade da imagem e quanto maior for essa redução, maior tende a ser a degradação. Os quantizadores a serem obtidos deverão ser os ótimos para cada um dos preditores escolhidos.

Na etapa seguinte serão escolhidos os modelos do sistema proposto, os preditores e os quantizadores a serem usados, bem como os parâmetros envolvidos com os mesmos.

CAPÍTULO IV
MODELAMENTO E RESULTADOS DO SISTEMA.

IV.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo, dividido em três partes, contém os resultados obtidos nesse trabalho. Na primeira serão desenvolvidos modelos para obtenção dos sinais composto e decomposto, ou seja, antes e depois de serem processadas pelo "MCPD", correspondentes às imagens padrões "SMPTE" escolhidas. Na segunda serão definidos os critérios e parâmetros necessários à análise objetiva e subjetiva dos resultados obtidos. Por fim, na terceira parte, estabeleceremos modelos para o sistema "MCPD" que permitirão desde a escolha dos melhores preditores e quantizadores até o levantamento completo dos resultados das teorias aqui elaboradas.

IV.2 - MODELO PARA OBTENÇÃO DO SINAL COMPOSTO NA TRANSMISSÃO E DECOMPOSTO NA RECEPÇÃO.

O sinal de vídeo ativo, antes de ser processado pelo "MCPD" para extração de redundância, é suposto na forma composta. As amostras das imagens padrão "SMPTE", disponíveis em fita, foram obtidas a uma frequência de 10 MHz e digitalizadas em 8 bits. Para cada imagem existem três arquivos de amostras: um para a componente "R", um para a componente "G" e um para a componente "B". Assim torna-se necessário se fazer um pré-processamento nessas amostras de forma a se obter o sinal composto desejado na entrada do "MCPD". Esse pré-processamento irá envolver, basicamente, filtragem, reamostragem e modulação "QAM" das componentes de, cor sendo que para isso dois esquemas foram desenvolvidos. O primeiro pode ser visto na Fig. IV.2.1 e uma explicação de seu funcionamento é dada logo a seguir.

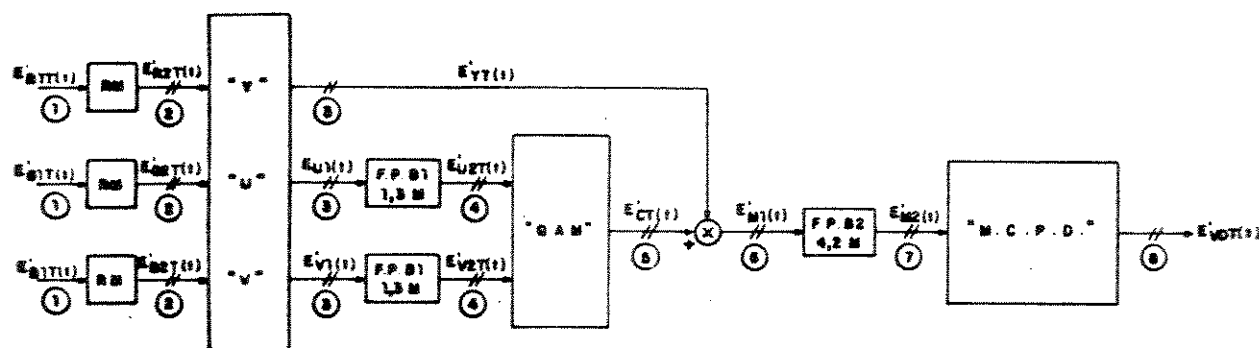


Fig. IV.2.1 - Diagrama simplificado para obtenção do sinal digital composto.

onto 1 - São as amostras das componentes "R", "G" e "B" do sinal de imagem. Seus espectros, supondo que o sinal de vídeo tenha sido filtrado em 4.2 MHz antes da amostragem são:

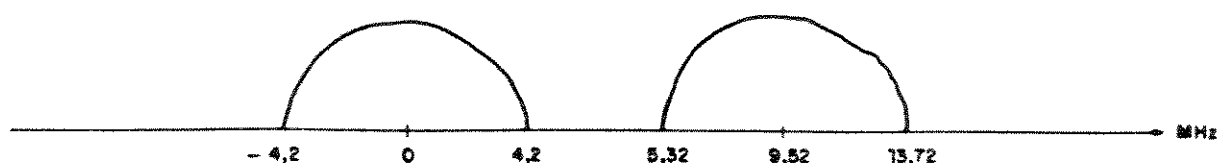
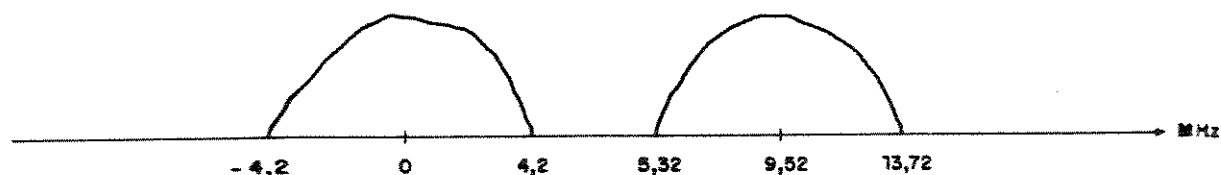
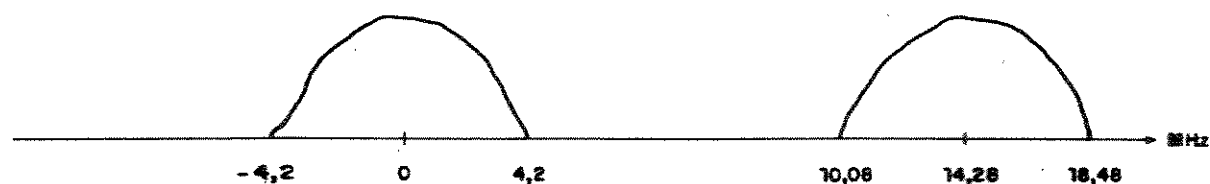


Fig. IV.2.2 - Espectros das componentes digitais $E'_{R1T}(t)$, $E'_{G1T}(t)$ e $E'_{B1T}(t)$.

onto 2 - O reamostrador (RM) será utilizado para $F_a = 4F_{sc}$. Quando se faz a amostragem à frequência de $8/3F_{sc}$ (≈ 9.52 MHz), está se usando um valor bem próximo daquele ao qual foram tomadas as amostras das componentes "R", "G" e "B" dos sinais de testes (10 MHz). Assim podemos considerar essas amostras como sendo tomadas a $(8/3)F_{sc}$ MHz. Já para $F_a = 4F_{sc}$ (15 MHz) isto não é possível, posto que 15 MHz é bem diferente dos 10 MHz disponíveis. Logo, a função do reamostrador é converter um sinal amostrado em 10 MHz em um mesmo sinal só que agora em 15 MHz. Essa reamostragem é conseguida através de interpolação matemática e os espectros dos sinais no ponto 2 para as duas frequências são ilustrados na Fig. IV.2.3.



(a)



(b)

Fig. IV.2.3 - Espectros das componentes digitais "R", "G" e "B".
(a) $F_a = (8/3)F_{sc}$ (b) $F_a = 4F_{sc}$.

Ponto 3 - Como se sabe os sinais $E'_{YT}(t)$, $E'_{UT}(t)$ e $E'_{VT}(t)$ são :

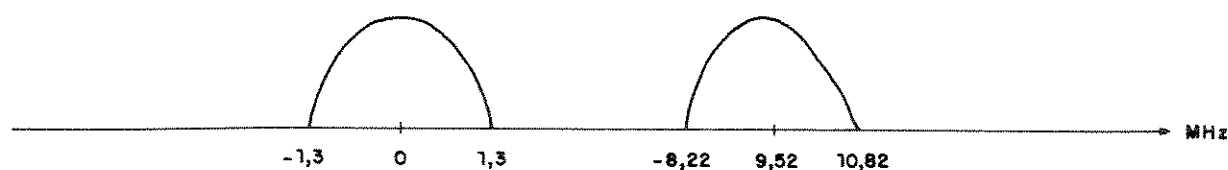
$$E'_{YT}(t) = 0,299 E'_{R2T}(t) + 0,587 E'_{G2T}(t) + 0,114 E'_{B2T}(t) \quad (\text{IV.2.1a})$$

$$E'_{U1}(t) = 0,493 [E'_{B2T}(t) - E'_{YT}(t)] \quad (\text{IV.2.1b})$$

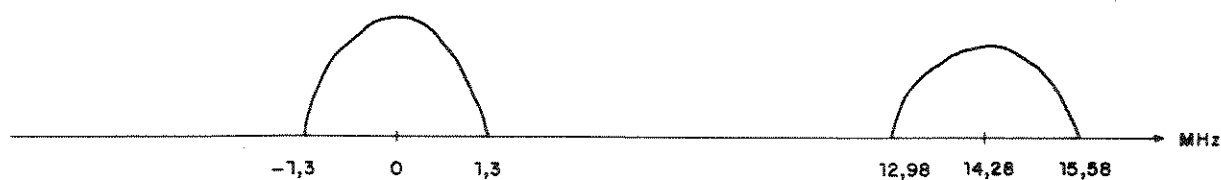
$$E'_{V1}(t) = 0,877 [E'_{R2T}(t) - E'_{YT}(t)] \quad (\text{IV.2.1c})$$

E seus espectros serão, também, os mesmos da Fig. IV.2.3.

Ponto 4 - Os sinais diferença de cor $E'_{U1}(t)$ e $E'_{V1}(t)$ são filtrados de forma que sejam eliminadas as componentes acima de 1.3 Mhz. Os espectros resultantes dos sinais $E'_{U2T}(t)$ e E'_{V2T} são



(a)



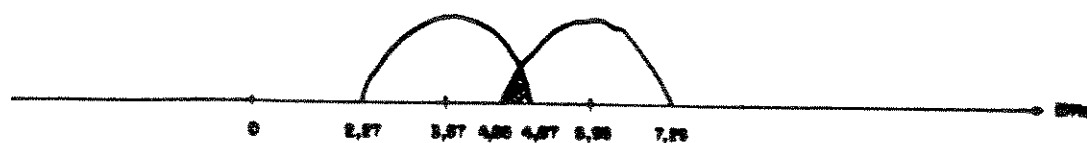
(b)

Fig. IV.2.4 - Espectros dos sinais diferença de cor depois da filtragem passa-faixa.

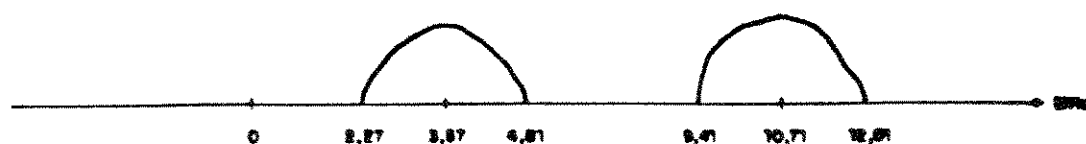
(a) $F_a = (8/3) F_{sc}$

(b) $F_a = 4 F_{sc}$

onto 5 - Neste ponto se obtém o sinal de crominância resultante da modulação "QAM" entre os sinais $E'_{U2T}(t)$ e $E'_{V2T}(t)$. Seu espectro será:



(a)



(b)

ig.IV.2.5 - Espectro do sinal de crominância $E'_{CT}(t)$

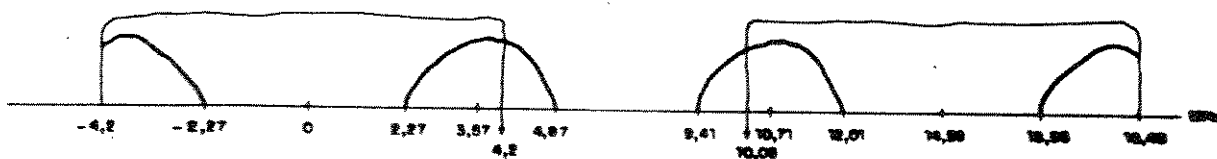
(a) $F_a = (8/3)F_{sc}$

(b) $F_a = 4F_{sc}$

onto 6 - O sinal de luminância $E'_{YT}(t)$ é somado ao sinal de crominância $E'_{CT}(t)$ resultando no sinal composto $E'_{M1}(t)$ que pode ser dado por:



(a)



(b)

ig.IV.2.6 - Espectro do sinal composto $E'_{M1}(t)$

(a) $F_a = (8/3)F_{sc}$

(b) $F_a = 4F_{sc}$

Ponto 7 - Para se analisar que tipo de sinal devemos ter nesse ponto temos que levar em conta dois aspectos: o primeiro é que no ponto 6 está ocorrendo "aliasing" na componente de crominância; o segundo são as especificações do "CCIR" para a faixa permitida para o sinal de vídeo composto que, como já foi dito, é de 4,2 MHz. Assim, teoricamente, o ideal é que puséssemos um filtro passa-baixas entre os pontos 6 e 7 de forma a termos um sinal no ponto 7 limitado em 4,2 MHz, pronto para transmissão sem qualquer "aliasing" embora com alguma perda do sinal de crominância. Este procedimento no entanto não precisa ser adotado uma vez que estudos anteriores [2.3] revelam que, na prática, obtém-se resultados melhores filtrando-se o sinal um pouco acima de 4,2 MHz. Assim este sinal também será recebido e processado pelo "MCPD" com um valor maior que 4,2 MHz. Agora, após passar pelo "MCPD" e chegar no ponto onde vai ser transmitido ou radiodifundido, o sinal de vídeo ativo será limitado em 4,2 MHz e junto com o som ocupará um canal completo de largura de 6 MHz conforme indica a Fig IV.2.7. Na recepção o que foi retirado acima de 4,2 MHz novamente será reposto.

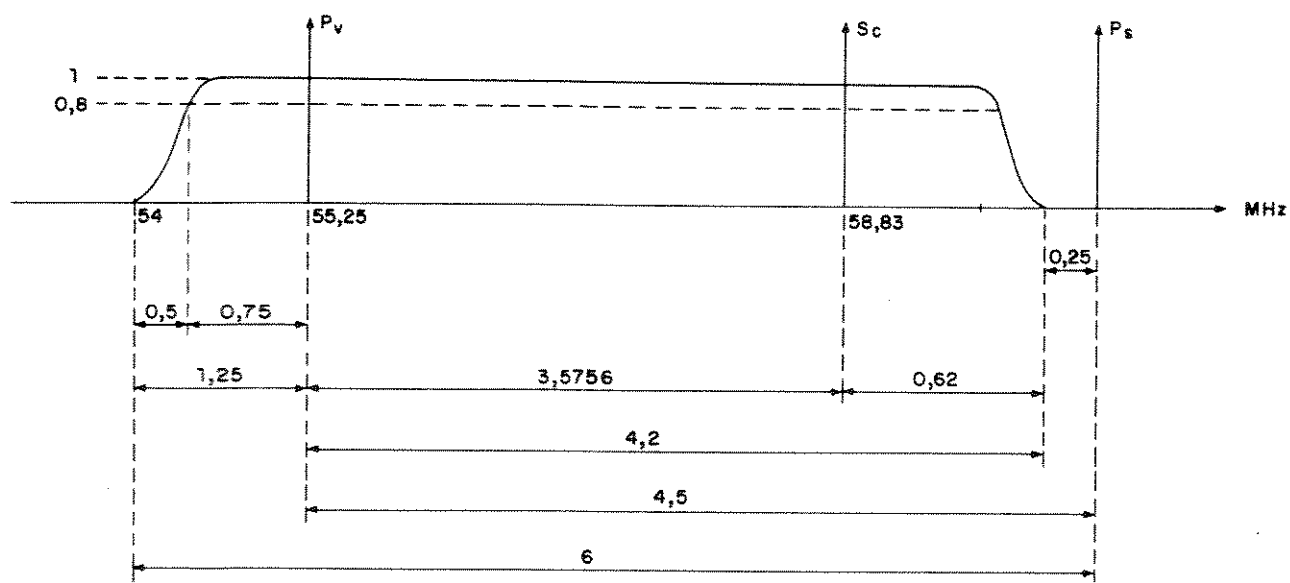


Fig.IV.2.7 - Faixa ocupada pelo canal 2 - TV CULTURA de São Paulo.

Portanto, as frequências de corte para o filtro FPB2 adotados para $F_a = (8/3)F_{sc}$ e $F_a = 4F_{sc}$ foram respectivamente 4,6 Mhz e 4,87 Mhz respectivamente, o que resulta nos sinais $E'_{M2}(t)$ indicados na Fig.IV.2.8.

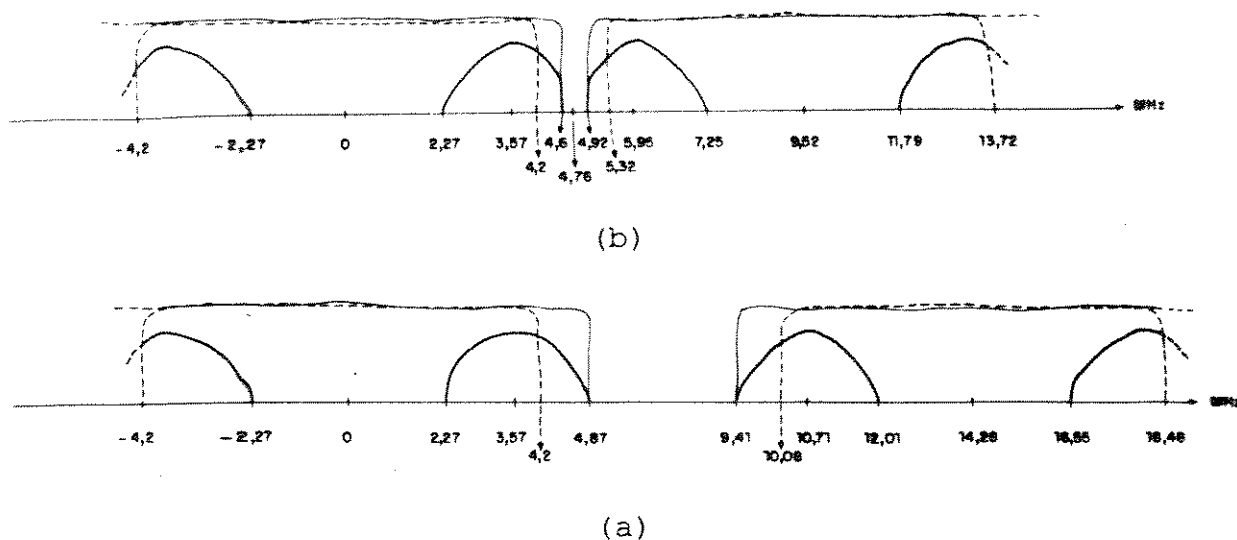


Fig.IV.2.8 - Sinal composto $E'_{M2}(t)$ com faixa limitada.

(a) $F_a = (8/3)F_{sc}$

(b) $F_a = 4F_{sc}$.

O sinal $E'_{M2}(t)$ irá ao "MCPD" onde será feita a retirada da redundância nele contida com o objetivo de se alcançar o sinal $E'_{VDT}(t)$ nas taxas de transmissão desejadas, 34 e 68 Mhz. Para que possamos analisar subjetivamente o sinal recebido, ele deverá ser reconvertido à sua forma original, ou seja, à forma de componentes $E'_{R1T}(t)$, $E'_{G1T}(t)$ e $E'_{B1T}(t)$, e com elas se fazer a visualização da imagem correspondente no monitor de vídeo. O esquema usado na recepção, similar ao usado nos receptores analógicos de TV comerciais, será :

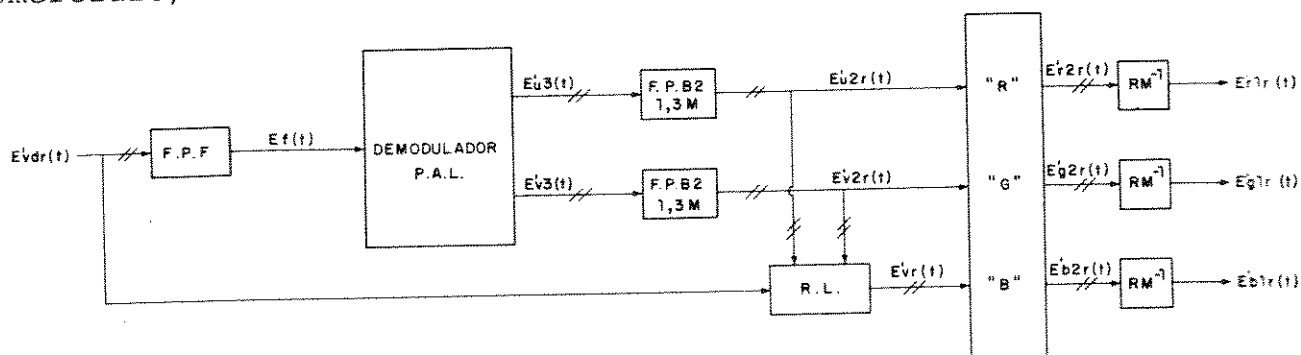


Fig.IV.2.9 - Esquema para demodulação do sinal composto, supondo transmissão sem erro de canal.

Inicialmente o filtro passa-faixa "FPF" separa a componente de luminância do sinal composto $E'_{VDR}(t)$. Este filtro possui, na prática característica vestigial uma vez que a modulação de transmissão também o é. Neste trabalho, já que a implementação é bem mais simples e os resultados praticamente os mesmos, utilizou-se apenas um filtro passa-faixa comum, sem essa característica vestigial. Óbvio, quando se extrai o sinal de crominância no sinal $E'_{VDR}(t)$ na Fig. IV.2.9 está se levando junto com ele uma parte do sinal de luminância posto que os dois foram, na transmissão, entrelaçados entre si. No entanto, devido às relações escolhidas entre a frequência de varredura horizontal de linha F_H e a frequência de suportadora de cor F_{SC} , a interferência entre eles será considerada de baixa visibilidade, ou seja, imperceptível ao olho humano. Esquematicamente tem-se:

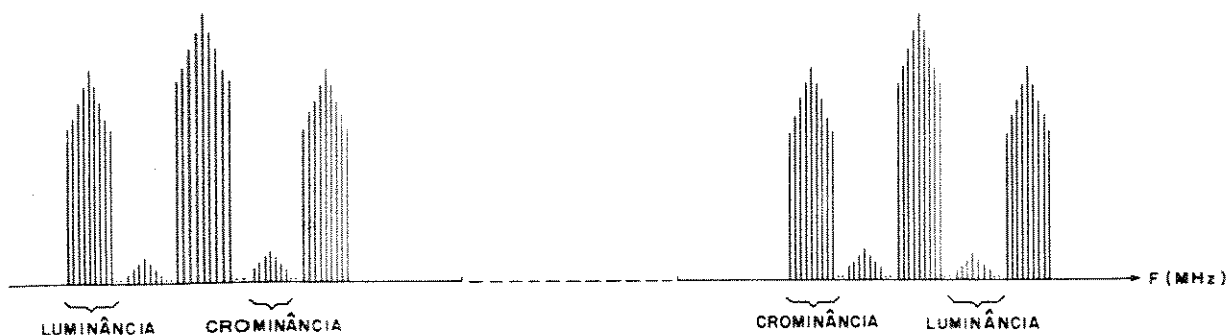


Fig. IV.2.10 - Interferência de baixa visibilidade entre luminância e crominância.

De posse do sinal de crominância, ele deverá sofrer uma demodulação para que se possa obter, em separado, os sinais diferença de cor $E'_{U3}(t)$ e $E'_{V3}(t)$. Isto será feito no demodulador

"PAL" que, de uma forma mais detalhada, aparece na Fig. IV.2.11. Este esquema é um pouco diferente do esquema comercial pois possui duas linhas de retardo, ao invés de uma. A vantagem de se fazer isso, é que com uma linha de retardo a mais, as componentes $E'_{U2T}(t)$ e $E'_{V2T}(t)$, transmitidas ainda em RF, podem ser obtidas sem interferência de baixa visibilidade no caso de correlação perfeita entre linhas consecutivas de um mesmo campo [2.3].

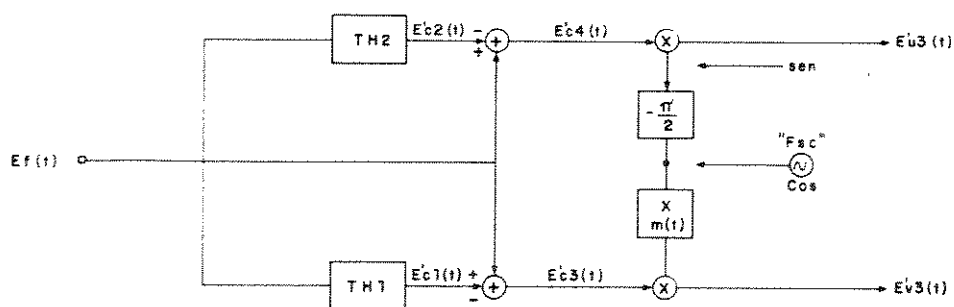


Fig. IV.2.11 - Obtenção dos sinais diferença de cor a partir do sinal de crominância recebido.

o esquema da Fig.IV.2.11 tem-se:

$$\text{Linha de retardo 1} \text{ ----} \hat{=} T_{H1} = T_H - (1/4)T_{sc} \quad (\text{IV.2.2})$$

$$\text{Linha de retardo 2} \text{ ----} \hat{=} T_{H2} = T_H + (1/4)T_{sc} \quad (\text{IV.2.3})$$

$$\text{onde: } T_H = (909/4)T_{sc} \quad (\text{IV.2.4})$$

Portanto, substituindo as equações IV.2.2, IV.2.3 e IV.2.4 na equação I.2.4, vem:

1. Linha de retardo 1.

$$T_{H1} = 227T_{sc}$$

$$E'_{C1}(t) = E'_F[t - (T_H - (1/4)T_{sc})] = E'_{U2R}(t - 227T_{sc}) \text{sen} w_{sc}(t - 227T_{sc}) + m(t - 227T_{sc}) \text{cos} w_{sc}(t - 227T_{sc}) E'_{V2R}(t - 227T_{sc}) + \text{CLBV.}$$

$$m(t) = -m(t \pm T_H) = 1$$

$$E'_{C1}(t) = E'_{U2R}(t) \text{sen} w_{sc} t - m(t) E'_{V2R}(t) \text{cos} w_{sc} t$$

$$E'_f(t) = E'_{U2R}(t) \text{sen} w_{sc} t + m(t) E'_{V2R}(t) \text{cos} w_{sc} t + \text{CLBV}$$

$$E'_f(t) - E'_{C1}(t) = 2m(t) E'_{V2R}(t) \text{cos} w_{sc} t = E'_{C3}(t)$$

$$E'_{V3}(t) = E'_{C3}(t) m \text{cos} w_{sc} t$$

$$E'_{V3}(t) = E'_{V2R}(t) + E'_{V2R}(t) \text{cos} 2w_{sc} t \quad (\text{IV.2.5a})$$

(a)

2. Linha de retardo 2.

Fazendo-se raciocínio análogo ao usado na linha de retardo 1, obtém-se:

$$E'_{U3}(t) = E'_{U2R}(t) + E'_{U2R}(t) \text{cos} 2w_{sc} t \quad (\text{IV.2.5b})$$

(b)

nas equações IV.2.5 nota-se facilmente que os sinais $E'_{U2R}(t)$ e $E'_{V2R}(t)$ podem ser recuperados, passando-se os sinais $E'_{U3R}(t)$ e $E'_{V3R}(t)$ por filtros passa-baixas com faixa de passagem de até 1.3 MHz; estes filtros irão eliminar os termos (a) e (b) nas 2 expressões.

Com relação à componente de luminância, ela será obtida através do sistema recuperador de luminância ("RL" na Fig IV.2.9) cujo diagrama está na Fig.IV.2.12. Nesta figura,

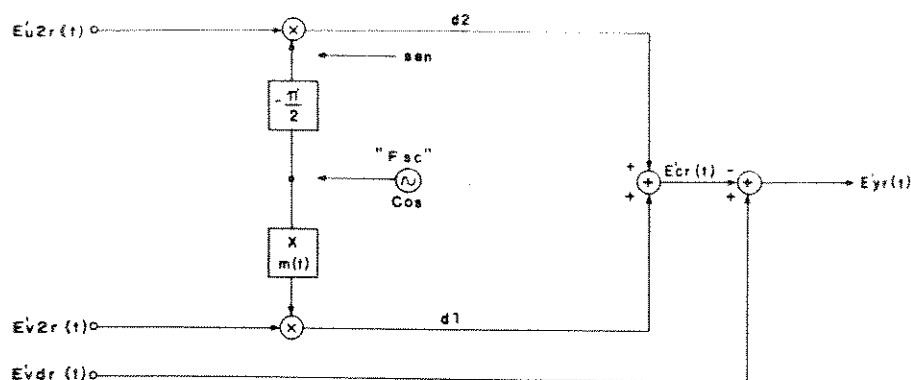


Fig.IV.2.12 - Recuperação do sinal de luminância transmitido.

$$d_2(t) = E'_{U2R}(t) \sin \omega_{sc} t$$

$$d_1(t) = m(t) E'_{V2R}(t) \cos \omega_{sc} t$$

$$E'_{CR}(t) = d_2(t) + d_1(t) = E'_{U2R}(t) \sin \omega_{sc} t + m E'_{V2R}(t) \cos \omega_{sc} t$$

$$E'_{YR}(t) = -E'_{CR}(t) + E'_{VdR}(t) \quad (IV.2.6)$$

Os sinais $E'_{U2R}(t)$, $E'_{V2R}(t)$ e $E'_{YR}(t)$ são usados para se obter os sinais primários $E'_{x2R}(t)$ ($x=R, G, B$) através das relações:

$$E'_{R2R}(t) = E'_{YR}(t) + E'_{V2R}(t)/0.877 \quad (IV.2.7a)$$

$$E'_{G2R}(t) = E'_{YR}(t) - 0.5808 E'_{V2R}(t) - 0.3939 E'_{U2R}(t) \quad (IV.2.7b)$$

$$E'_{B2R}(t) = E'_{YR}(t) + E'_{U2R}(t)/0.493 \quad (IV.2.7c)$$

Desta forma, com o esquema da Fig.IV.2.9, consegue-se recuperar as três componentes básicas do sinal transmitido $E'_{VDT}(t)$. Uma coisa que não podemos esquecer, no entanto, é que $E'_{x2R}(t)$ ($x=R, G, B$) é "QUASE" igual à $E'_{x1T}(t)$ ($x=R, G, B$), pois além dos erros que eventualmente haja no canal de transmissão, existe também a parte do sinal de crominância que é eliminada na filtragem de transmissão e que não pode ser reposta na recepção. Portanto, na realidade temos:

$$E'_{x2R}(x=R,G,B) \cong E'_{x1T}(x=R,G,B) \quad (\text{IV.2.8})$$

Por fim repete-se de novo o processo de reamostragem (Fig.IV.2.9-Bloco RM⁻¹) com o sinal de frequência $F_a = 4F_{sc}$ a fim de recolocá-lo na forma $F_a = 10 \text{ MHz}$ ($8/3F_{sc}$). Isso é necessário, pois só assim o sinal poderá ser visualizado no monitor do sistema "SITIM"; O método usado foi o mesmo usado na transmissão (Fig.IV.2.1 -Bloco RM) e os sinais obtidos são $E'_{R1R}(t)$, E'_{G1R} e $E'_{B1R}(t)$. Portanto teremos então dois conjuntos de imagens decompostas em suas componentes: um que foi processado no "MCPD" com frequência de amostragem $F_a = (8/3)F_{sc}$ e outro com frequência de amostragem $F_a = 4F_{sc}$. Ambos sofrerão uma conversão eletro-luminosa e irão ser visualizados permitindo uma análise subjetiva dos resultados.

O outro esquema capaz de representar o pré-processamento proposto é dado na Fig.IV.2.13 e que funciona com a mesma filosofia do esquema anterior (Fig.IV.2.1), ou seja, continuam válidos tanto os espectros como as relações matemáticas desenvolvidas.

A diferença é que teremos apenas o sinal de $F_a = (8/3)F_{sc}$ trafegando até a entrada do "MCPD" onde então é feita a reamostragem e obtido o sinal de $4F_{sc}$. Este sinal no entanto irá carregar consigo a perda de parte de crominância que ocorreu no sinal de $F_a = (8/3)F_{sc}$ durante o processo de composição do mesmo. Já no caso anterior isso não ocorre, pois a frequência de $4F_{sc}$ é suficientemente alta para que não haja "aliasing" ou perdas de filtragem. O espectro do sinal com $F_{sc} = 4F_{sc}$ na entrada do "MCPD", é dado na Fig.IV.2.14.

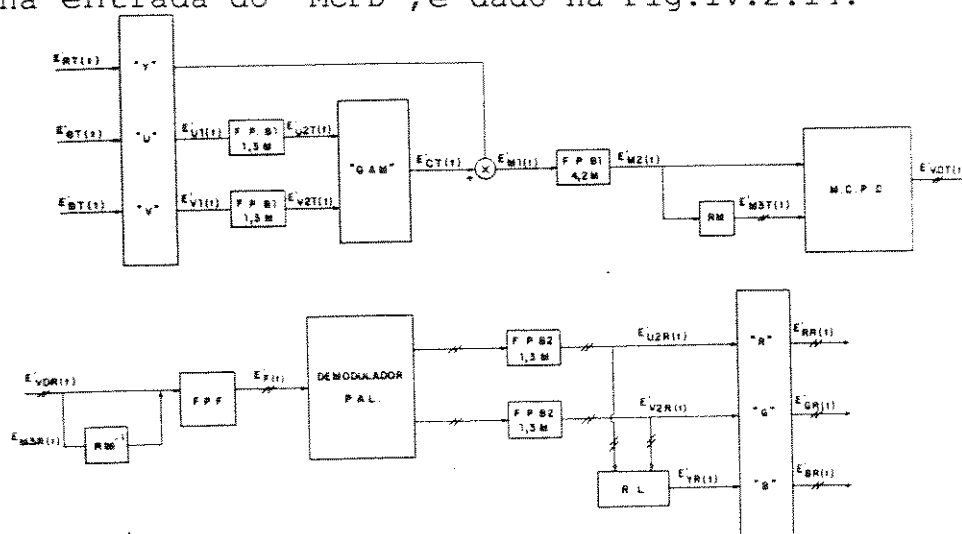


Fig.IV.2.13 - Diagrama alternativo para simulação dos sistema
 (a) Transmissão (b) Recepção.

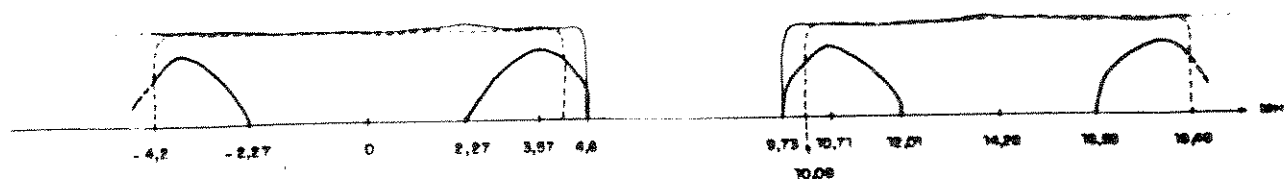


Fig.IV.2.14 - Espectro do sinal $E'_{M3T}(t)$ ($F_a = 4F_{sc}$) na entrada do "MCPD" segundo esquema proposto.

Apesar dos dois esquemas apresentados serem válidos optamos pelo segundo porque além de exigir menos espaço computacional exige também menos tempo de execução uma vez que precisaremos realizar o processo de composição sobre um sinal ($F_a = 8/3F_{sc}$) para depois se obter o outro sinal ($F_a = 4F_{sc}$).

Os filtros escolhidos, na transmissão e na recepção, foram filtros digitais "FIR" (Finite Impulse Response) cuja característica de fase é linear e portanto com atraso de grupo constante. Esta é uma exigência que deve ser seguida sempre que se fazem filtrações em sistemas de comunicação por imagens.

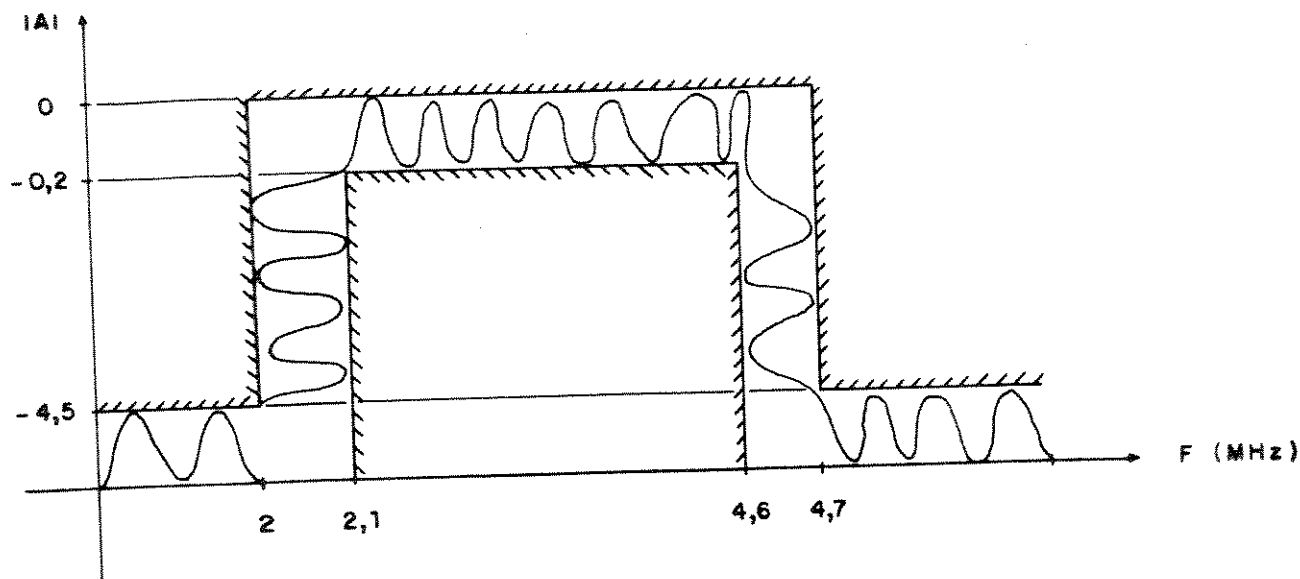
Embora, para confecção das máscaras, tenhamos nos baseado nas especificações do "CCIR" [4.1] para filtros analógicos de vídeo, os limites aqui impostos foram até um pouco mais rígidos do que o estabelecido, uma vez que os recursos disponíveis assim o permitiram.

Dentre as várias técnicas existentes para o desenvolvimento de filtros "FIR" [4.2] optou-se aqui pelo projeto de filtros com resposta ao impulso finita de fase linear segundo o critério minimax e para isso utilizou-se o pacote computacional "PROGRAMA FIRÓTIMO" - versão 2.2/março/87 desenvolvido pela "COPPE-UFRJ".

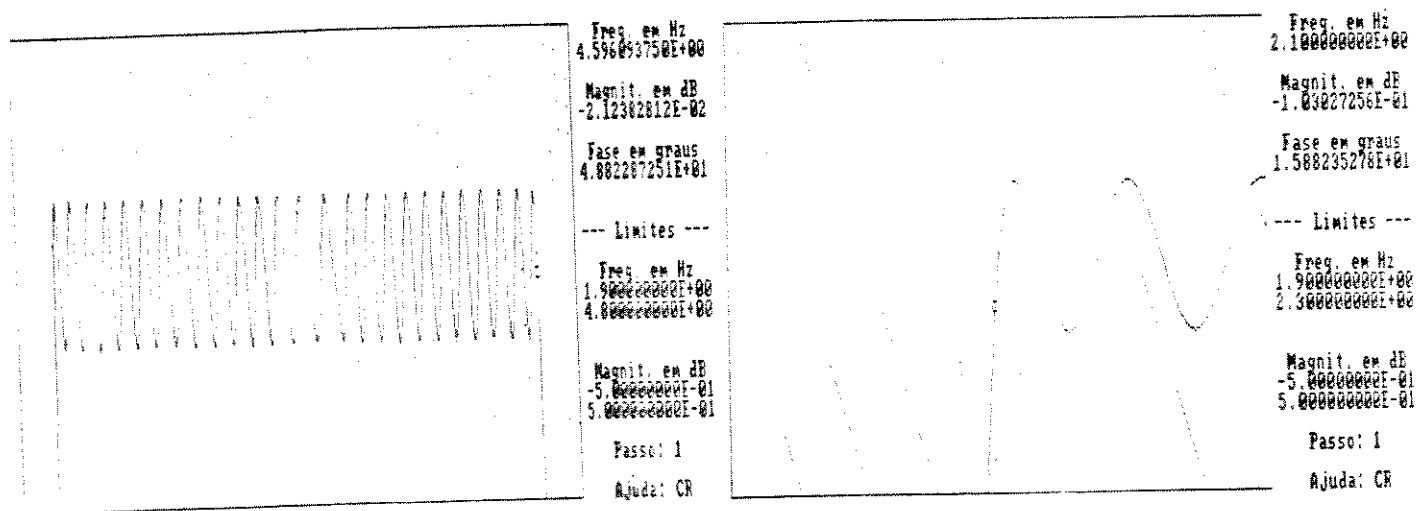
O atraso de grupo, igual a $(N-1)/2$ deverá ter especial atenção apenas para uma eventual implementação prática, posto que a nível de simulação computacional isso não deverá oferecer maiores problemas já que todas as amostras do sinal são previamente conhecidas. Com relação às ordens (N) dos filtros, embora tenha se procurado usar as menores possíveis reduzindo-se o tempo de suas simulação, algumas vezes isso não foi possível pois, como já foi dito, também procurou-se apertar ao máximo nas especificações das máscaras.

As máscaras adotadas e os filtros obtidos em função das Fig.IV.2.1 e Fig.IV.2.9 são dados nas Fig.IV.2.15.

- FILTRO PASSA FAIXA
- ORDEN (N) N = 197



(a)

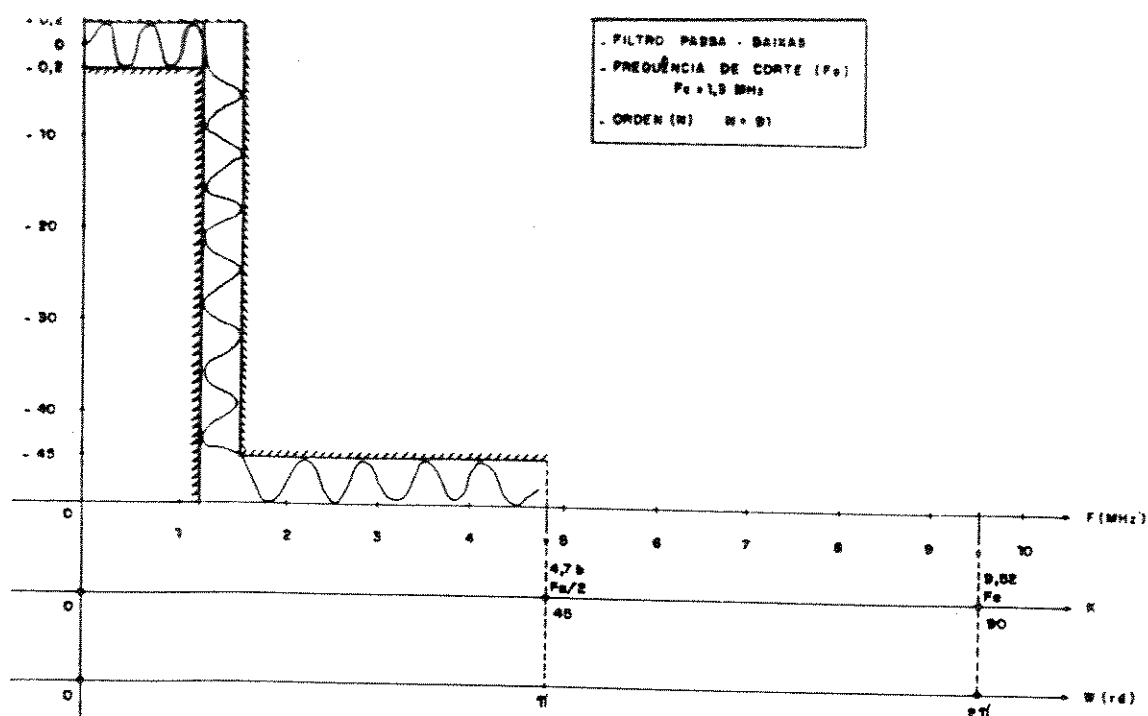


(b)

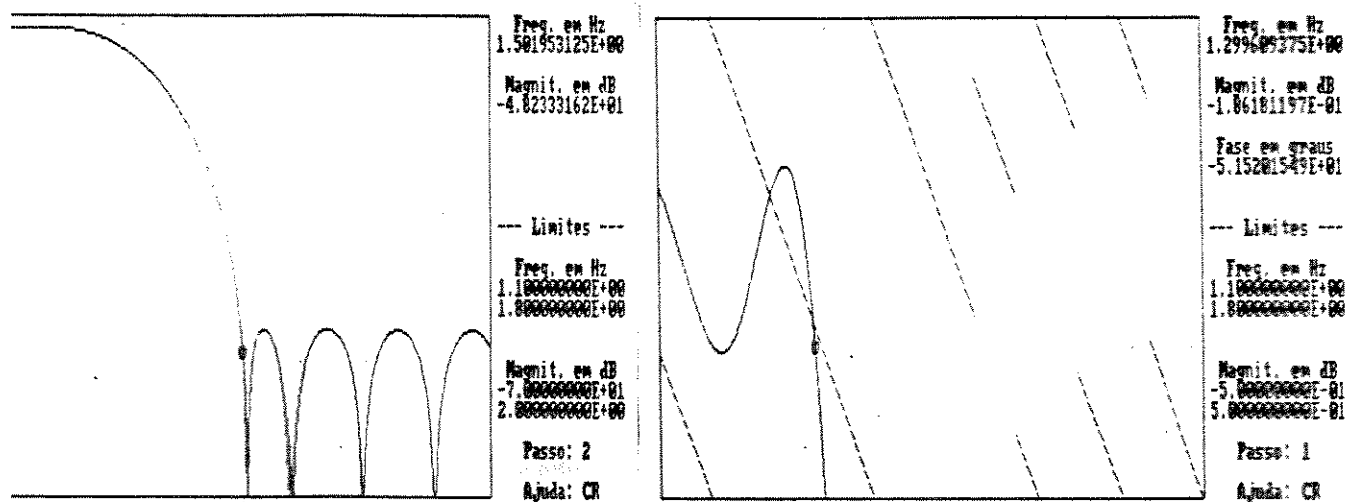
Fig.IV.2.15a - Filtro passa-faixa (FPF - Fig.IV.2.9)

(a) Máscara

(b) Filtros obtidos - aspectos da região entre passagem e rejeição.



(a)

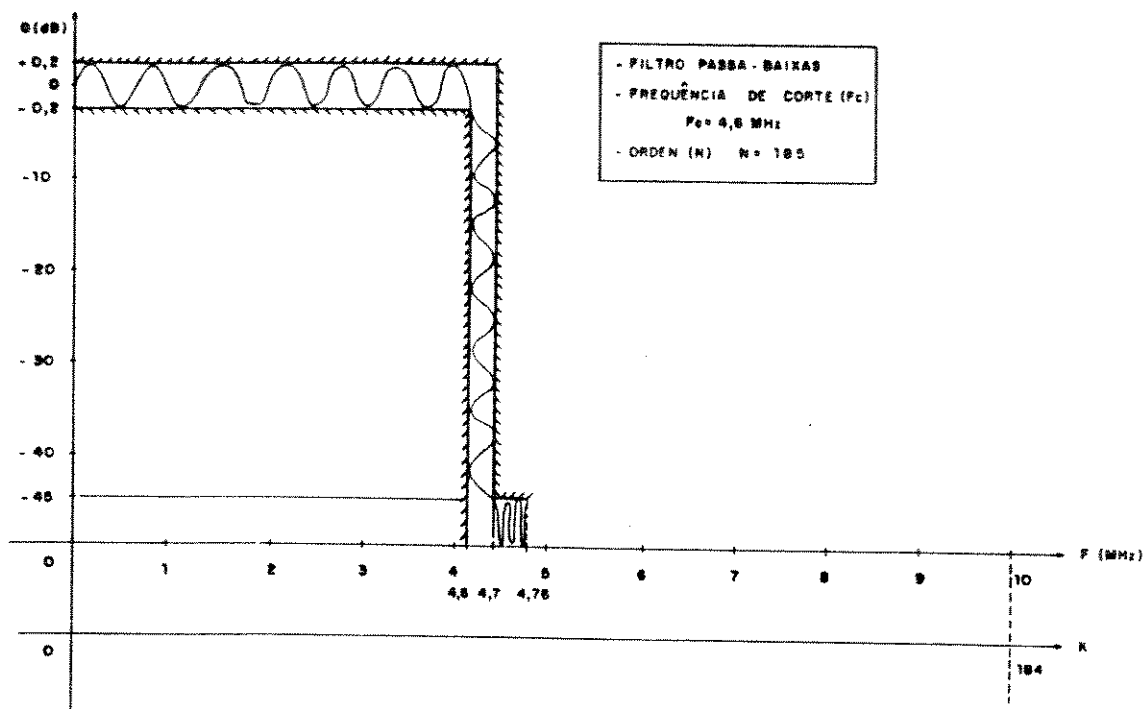


(b)

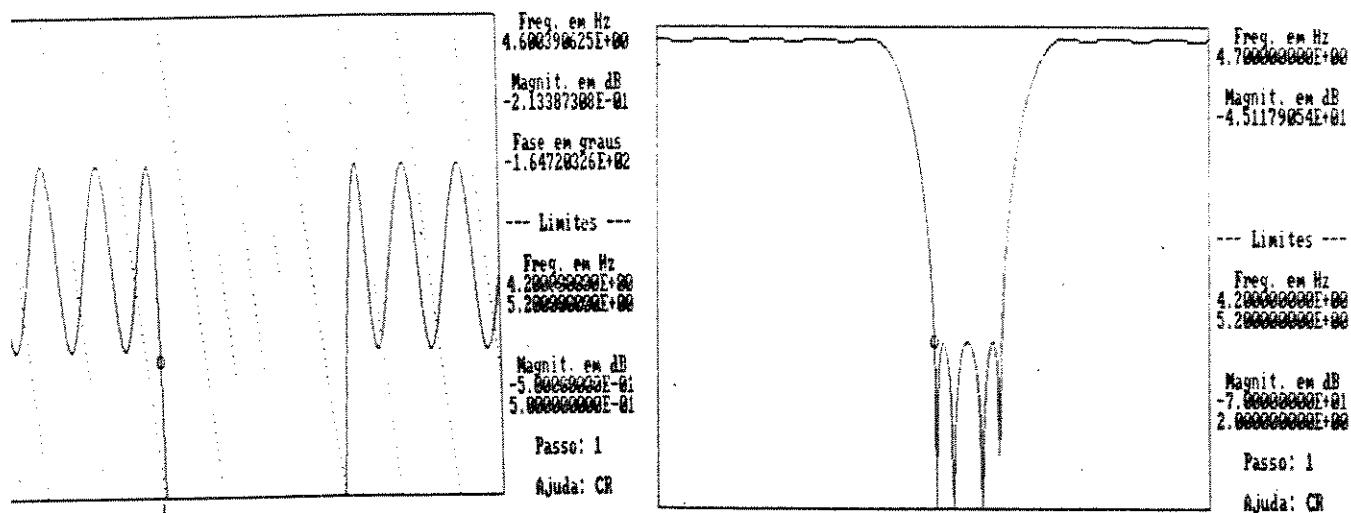
Fig.IV.2.15b - Filtro passa-baixas 1.3 Mhz (FPB1,FPB2 - Fig.IV.2.1 Fig.IV.2.9)

(a) Máscara

(b) Filtros obtidos - aspectos da região entre a passagem e a rejeição.



(a)



(b)

Fig.IV.2.15c - Filtro passa-baixas 4.2 Mhz (FPB2 Fig.IV.2.1)

(a) Máscara

(b) Filtros obtidos - aspectos da região entre a passagem e a rejeição.

IV.3 - CRITÉRIOS PARA ANÁLISE DO DESEMPENHO DO SISTEMA.

Para se poder avaliar o desempenho de um sistema elétrico deve-se estabelecer, primeiro, os parâmetros e critérios a partir do qual isso será feito. No nosso caso, que estamos trabalhando com transmissão e recepção de imagens, devemos fazer essa avaliação de formas objetiva e subjetiva.

Análise objetiva.

A análise objetiva será feita basicamente medindo-se a relação sinal-ruído, a taxa na linha e algumas estatísticas de interesse correspondentes ao sinal processado. Essas medidas nos darão uma idéia quantitativa do comportamento do sistema durante a sua operação.

Supondo " $E_{i,j}$ " o i -ésimo elemento de imagem na j -ésima linha de um quadro de imagem seguiremos a seguinte convenção:

$X_{i,j}$ = Valor do sinal na entrada do "MCPD" codificado em 8 bits, onde $0 \leq X_{i,j} \leq 255$.

$\hat{X}_{i,j}$ = Valor previsto de $X_{i,j}$, onde $0 \leq \hat{X}_{i,j} \leq 255$.

$X'_{i,j}$ = Valor recuperado na malha de realimentação do "MCPD" e que irá alimentar o preditor, onde $0 \leq X'_{i,j} \leq 255$.

M = Número total de elementos de imagem considerado.

$d_{i,j}$ = Diferença entre $X_{i,j}$ e $\hat{X}_{i,j}$, ou seja,

$$d_{i,j} = X_{i,j} - \hat{X}_{i,j}$$

$N(d)$ = Número de vezes em que ocorre a diferença de valor " d ", onde $-255 \leq d \leq 255$.

$d^*_{i,j}$ = Diferença $d_{i,j}$ quantizada.

$N(d^*)$ = Numero de vezes em que ocorre a diferença d^* onde $-255 \leq d^* \leq 255$.

Assim, definiremos os parâmetros de interesse como:

A-Entropia da diferença, " H_d " e " H_d^* ".

Define-se a entropia " H_d " por

$$H_\epsilon = - \sum_{\epsilon=-255}^{255} [N(\epsilon) / M] \cdot \log_2 [N(\epsilon) / M] \quad \text{bits/amostra.}$$

onde $\epsilon = d, d^*$

O valor de " H_d " indica o número mínimo de bits necessários para transmitirem-se as diferenças codificadas de uma imagem antes do quantizador enquanto o valor de " H_d^* " indica o número mínimo de bits necessários ao sinal efetivamente transmitido.

B-Variância das diferenças, " σ_d " e " σ_d^* ".

Define-se variância " σ_ϵ^2 " por

$$\sigma_\epsilon^2 = (1 / (M-1)) \cdot \sum_{\epsilon=-255}^{255} \epsilon^2 / N(\epsilon) \quad \text{p/ média nula}$$

onde

$\epsilon = d, d^*$.

O que se espera desses dois parâmetro é que eles sejam os menores possíveis significando que serão pequenas as diferenças " d " entre o sinal real " X " na entrada do "MCPD" e o sinal " X_p " previsto pelo preditor. Com isso poderemos representar essas diferenças com pequeno número de bits conseguindo assim a redução de taxa desejada.

C-Correlação entre amostras distânciadas "4T_a" entre si, na entrada do "MCPD".

Define-se correlação $R_x(4)$ entre amostras distânciadas "4T_a" entre si, como:

$$R_x(4) = \frac{\sum_i \sum_j x_{i,j} \cdot x_{i+4,j}}{\sum_i \sum_j x_{i,j}^2}$$

Este parâmetro será calculado porque tanto os preditores para $F_a = (8/3)F_{sc}$ como para $F_a = 4F_{sc}$ utilizam amostras distânciadas de no máximo 4T_a daquela que se quer prêver. Assim teremos uma idéia de como se relacionam essas amostras em sinais não constantes com o tempo indicando também a facilidade que terão os preditores para executarem essa função; Quanto maior for esse parâmetro, melhor deverão se comportar os preditores.

D - Relação sinal/ruído "SNR_{RMS}".

A relação sinal-ruído, SNR_{RMS}, será definida como:

$$SNR_{RMS} = 10 \log \sum_i \sum_j (x_{i,j}^2) / (x_{i,j} - x'_{i,j})^2$$

E - Relação sinal/ruído de pico "SNR_{PK}".

A relação sinal-ruído de pico, SNR_{PK}, que é a relação medida com referência ao nível máximo de brilho será definida como:

$$SNR_{PK} = 20 \left\{ \log L - \log \left(\left(\sum_i \sum_j (x_{i,j} - x'_{i,j})^2 / N \right)^{(1/2)} \right) \right\}$$

onde

L = Constante que equivale ao valor 255 após o mesmo ser quantizado no final do processo de composição do sinal de vídeo composto $E_M(t)$. Uma vez que trabalhamos com vários sinais, adotamos aquele que foi a média de todos os valores individuais encontrados, ou seja, 204.

Tanto a relação sinal-ruído "RMS" como a de pico estão relacionadas com a degradação que sofrerá o sinal após ser processado pelo "MCPD". Quanto maior elas forem, melhor terá sido o desempenho do sistema, ou seja, conseguiu-se transmitir o sinal desejado com a taxa desejada e com a menor perda possível de informação.

Com o intuito de se ter um parâmetro de comparação para as relações sinal-ruído que serão medidas mostra-se a seguir na Tab. IV.3.1 uma estimativa da relação sinal-ruído para sinais de testes codificados uniformemente em 6 e 7 bits/amostra tomando-se como referência o correspondente sinal original primeiro na sua forma analógica e depois já digitalizado em 8 bits.

S/N (dB)	SINAL (SAMPLE)								
	02	03	05	06	07	08	09	10	11
SN ₇	39,7	47,0	41,9	44,9	38,9	43,4	42,3	43,5	40,1
SN ₆	34,6	34,9	36,4	39,4	30,4	37,5	36,3	36,6	34,3
SN' ₇	44,1	44,7	45,0	49,4	41,0	46,4	45,9	44,4	43,2
SN' ₆	36,9	37,3	38,5	43,5	33,5	40,0	39,1	38,6	36,4
SN' ₇ - SN ₇	4,4	2,8	3,1	4,5	2,9	3,0	3,6	0,9	3,1
SN' ₆ - SN ₆	2,3	2,4	2,1	4,1	3,1	2,5	2,0	2,0	2,1

Tab. IV.3.1 - Relação sinal-ruído para sinais de testes determinísticos ($F_a = (8/3)F_{sc}$ - valor RMS).

SN₆, SN₇, SN'₆, SN'₇ são relações obtidas com 6 e 7 bits, sendo que as primeiras usam como referência o sinal analógico original e as duas últimas o sinal digitalizado em 8 bits.

Fazendo o mesmo raciocínio para as imagens, apenas para a relação "SN₆" chega-se-se os resultados mostrados na Tab. IV.3.2.

IMAGENS "SMPT E"							
01	02	03	04	06	08	11	15
35,4	34,6	34,3	33,5	33,1	31,4	31,5	34,2

Tab. IV.3.2 - Relação sinal-ruído RMS para as imagens padrões ($F_a = (8/3)F_{sc}$).

F - Taxa na linha TL.

Definiremos taxa na linha "TL" como:

$$TL = \frac{\sum_i \sum_j B_{d_{i,j}}}{T}$$

onde

$B_{d_{i,j}}$ = Numero de bits com o qual a diferença $d_{i,j}$ será transmitida.

T = Período considerado.

e os valores que se quer para esse parâmetro são , 30,979 Mbits para $F_a = (8/3)F_{sc}$ e 63,191 Mbits para $F_a = 4F_{sc}$.

Análise subjetiva.

A análise subjetiva, para o caso das imagens padrões "SMPTE" será feita seguindo-se o seguinte procedimento:

- 1 - Observa-se no "INPE", através do "SITIM", a qualidade das imagens em função das suas componentes RGB.
- 2 - Faz-se a composição e o processamento das mesmas, ou seja, o sinal composto referente a cada imagem a ser processado pelo "MCPD".
- 3 - Recupera-se os sinais compostos após a saída do "MCPD" decompondo-os de novo nas suas componentes RGB.
- 4 - De posse dessas componentes, observa-se no "INPE", a qualidade de cada uma das imagens.

Assim, comparando-se as imagens recebidas com aquelas transmitidas (canal ideal), atribuem-se notas as mesmas definindo-se então a qualidade do processo. Essas notas serão dadas por varios observadores em função da tabela de medida de de degradação de qualidade de imagem com escala de 5 graus recomendada pelo CCIR, [4.3] essa tabela é reproduzida na Tab.IV.3.3 abaixo.

Escala de 5 graus		Escala de Comparação
Qualidade	Degradação	
5. Excelente	5. Imperceptível	+3. Muito melhor
4. Boa	4. Perceptível mas não perturbadora	+2. Melhor
3. Regular	3. Levemente perturbadora	+1. Ligeiramente melhor
2. Ruim	2. Perturbadora	0. A mesma
1. Péssima	1. Muito perturbadora	-1. Ligeiramente pior
		-2. Pior
		-3. Muito pior

Tab.IV.3.3 - Escala para medida subjetiva da qualidade de imagem.

IV.4 - MODÉLOS PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA-RESULTADOS OBTIDOS.

A resolução dos sistemas de equações obtidos no capítulo III nos leva a um número muito grande de algoritmos de predição e por isso precisaremos fazer restrições de modo que ele se torne compatível com a nossa necessidade de simulação. Assim, foram elaborados 4 modelos de "MCPD" de maneira que cada um deles realize uma seleção de preditores. Os dois primeiros foram:

Modelo_1:

Baseado na Fig. I.3.1, com as seguintes características:

.Quantização - Ideal (1:1);

.Preditores - Escolhidos aqueles resultantes dos sistemas de equações do capítulo III que apresentaram as menores distâncias médias poderadas.

.Sinais de testes - Imagens "SMPTE" 02 e 15.

Neste modelo mediu-se a variância σ_d^2 e a entropia H_d do sinal "d", com as imagens 02 e 15. Depois achou-se as médias, ou seja,

$$\sigma_{dmédio}^2 = \frac{\sigma_{médio}^2(d_{02}) + \sigma_{médio}^2(d_{15})}{2}$$

$$H_{dmédio} = \frac{H_d(d_{02}) + H_d(d_{15})}{2}$$

Os preditores selecionados foram aqueles que apresentaram os menores valores, tanto para entropia como para variância.

Modêlo_2.

Igual ao modêlo 1 com a diferença que o quantizador agora utilizado terá um numero de palavras de saída igual ao necessário para se manter as taxas de transmissão desejadas, quais sejam,

$$F_a = 4F_{sc} \text{ ----} \diamond \text{ taxa desejada} = 68 \text{ Mbits/s}$$

numero de níveis disponíveis na saída = 32;

$$F_a = (8/3)F_{sc} \text{ ---} \diamond \text{ taxa desejada} = 34 \text{ Mbits/s}$$

numero de níveis disponíveis na saída = 7;

Os quantizadores nesse caso vieram extraídos de [2.3] e os preditores que apresentaram as maiores relação sinal/ruído para as imagens (prioridade para a 02) foram selecionados.

Um aspecto levado em conta, tanto nesses dois modêlos já apresentados como nos outros dois a seguir, é o fato de que, para a predição da amostra atual, os preditores utilizam amostras passadas à mesma e que nem sempre estão disponíveis no momento da predição; é o caso das primeiras e ultimas amostras das linhas e também dos campos passados das imagens "SMPTE". Para contornar esse problema de forma rápida, tomou-se as seguintes precauções:

- 1° - As medidas são feitas apenas para as amostras dos segundos campos das imagens.
- 2° - Supõe-se que a memória dos preditores contenham todas as amostras do campo anterior com erro nulo, ou seja, o próprio primeiro campo da imagem.
- 3° - Testa-se sempre dois casos:
 - a. todas as linhas e colunas do segundo campo são processadas pelo "MCPD". Com isso, a predição para as amostras das primeiras colunas e linhas do mesmo saem bastante prejudicadas já que não se possuem valores anteriores as mesmas.
 - b. transmitem-se as 4 primeiras e as 4 ultimas colunas e as 2 primeiras e as 2 ultimas linhas do segundo campo, diretamente em "PCM" para só então se iniciar o processamento via "MCPD". Com isso aumenta-se um pouco a taxa final mas em contrapartida resolve-se o problema de predição das primeiras amostras melhorando-se assim a relação sinal/ruído do sinal enviado.

Modêlo_3.

Também segue a linha do modelo 1 e terá como finalidade principal determinação de quantizadores ótimos, normal e forçado (item III.4 - capítulo 3), a serem usados pelo sistema definitivo.

A otimização dos quantizadores é realizada em função do número de níveis na entrada e do número de níveis desejados na saída, dos mesmos. Para isso lançou-se mão do método de MAX [4.4] em conjunto com o algoritmo proposto por SHENG [4.5] que agiliza o seu uso. A distribuição $p(x)$, escolhida foi a comumente utilizada para esse tipo de sinal, ou seja, Laplaciana com média nula e variância unitária. Assim temos:

$$p(x) = (R/2) \cdot e^{-R|x|} \quad (IV.3.1)$$

Substituindo a equação (IV.3.1) na equação (6) de MAX [4.4] resulta em:

$$(R/2) \cdot \int_{x_j}^{x_{j+1}} (x - y_i) \cdot e^{-R|x|} \cdot dx = 0 \quad (IV.3.2)$$

$$j=1, 2, 3, \dots, N.$$

onde

x_j = Níveis de entrada do quantizador

y_i = Níveis de saída do quantizador

R = Constante

N = Número de níveis desejados.

A expressão (IV.3.2) nos calcula os níveis de entrada e saída dos quantizadores ótimos para um sinal de variância unitária em um sistema sem realimentação, o que na realidade não ocorre no nosso caso. A fim de contornar esse problema adotou-se a estratégia de se fazer iterativamente a determinação da variância casada com o sinal real que irá trafegar pelo sistema proposto. Isto é possível, posto que, para a distribuição adotada, vem:

$$\text{Nível de quantização de um sinal de variância qualquer } \sigma^2 = \left[\text{Nível de quantização de um sinal de variância unitária} \right] * \sigma^2$$

(IV.3.3)

Assim, de posse do quantizador de variância unitária utiliza-se a expressão (IV.3.3) com vários valores de variâncias até que se determinem aqueles que resultam nas maiores relações sinal/ruído para o sistema. Esses valores foram todos inteiros e o que se observou é que realmente havia uma convergência para um ponto ótimo dentro da cada sinal testado, como mostra a Fig. IV.3.1.

AQ= 10	NSR02= 2.67138E+01	NSR15= 2.56548E+01	AQ= 38	NSR02= 3.37631E+01	NSR15= 3.41716E+01
AQ= 11	NSR02= 2.73118E+01	NSR15= 2.59844E+01	AQ= 39	NSR02= 3.34904E+01	NSR15= 3.38560E+01
AQ= 12	NSR02= 2.79313E+01	NSR15= 2.62544E+01	AQ= 40	NSR02= 3.34667E+01	NSR15= 3.38409E+01
AQ= 13	NSR02= 2.84649E+01	NSR15= 2.64737E+01	AQ= 41	NSR02= 3.30736E+01	NSR15= 3.40906E+01
AQ= 14	NSR02= 2.89273E+01	NSR15= 2.67267E+01	AQ= 42	NSR02= 3.32903E+01	NSR15= 3.40342E+01
AQ= 15	NSR02= 2.93593E+01	NSR15= 2.70706E+01	AQ= 43	NSR02= 3.31326E+01	NSR15= 3.37764E+01
AQ= 16	NSR02= 2.97600E+01	NSR15= 2.73477E+01	AQ= 44	NSR02= 3.30247E+01	NSR15= 3.38053E+01
AQ= 17	NSR02= 3.00401E+01	NSR15= 2.75510E+01	AQ= 45	NSR02= 3.31304E+01	NSR15= 3.32555E+01
AQ= 18	NSR02= 3.03184E+01	NSR15= 2.77928E+01	AQ= 46	NSR02= 3.28762E+01	NSR15= 3.31600E+01
AQ= 19	NSR02= 3.06474E+01	NSR15= 2.80539E+01	AQ= 47	NSR02= 3.26185E+01	NSR15= 3.23576E+01
AQ= 20	NSR02= 3.09196E+01	NSR15= 2.83202E+01	AQ= 48	NSR02= 3.24735E+01	NSR15= 3.20081E+01
AQ= 21	NSR02= 3.12494E+01	NSR15= 2.85929E+01	AQ= 49	NSR02= 3.25560E+01	NSR15= 3.16600E+01
AQ= 22	NSR02= 3.16746E+01	NSR15= 2.88617E+01	AQ= 10	NSR02= 2.29139E+01	NSR15= 2.37239E+01
AQ= 23	NSR02= 3.17303E+01	NSR15= 2.91215E+01	AQ= 11	NSR02= 2.36244E+01	NSR15= 2.42916E+01
AQ= 24	NSR02= 3.20830E+01	NSR15= 2.93471E+01	AQ= 12	NSR02= 2.42988E+01	NSR15= 2.47672E+01
AQ= 25	NSR02= 3.23655E+01	NSR15= 2.96368E+01	AQ= 13	NSR02= 2.49538E+01	NSR15= 2.51839E+01
AQ= 26	NSR02= 3.25895E+01	NSR15= 2.98877E+01	AQ= 14	NSR02= 2.55437E+01	NSR15= 2.56023E+01
AQ= 27	NSR02= 3.27332E+01	NSR15= 3.00386E+01	AQ= 15	NSR02= 2.60943E+01	NSR15= 2.60308E+01
AQ= 28	NSR02= 3.28430E+01	NSR15= 3.01745E+01	AQ= 16	NSR02= 2.67143E+01	NSR15= 2.64598E+01
AQ= 29	NSR02= 3.29528E+01	NSR15= 3.06100E+01	AQ= 17	NSR02= 2.71760E+01	NSR15= 2.67242E+01
AQ= 30	NSR02= 3.29904E+01	NSR15= 3.10276E+01	AQ= 18	NSR02= 2.75981E+01	NSR15= 2.70319E+01
AQ= 31	NSR02= 3.32249E+01	NSR15= 3.15279E+01	AQ= 19	NSR02= 2.80706E+01	NSR15= 2.73249E+01
AQ= 32	NSR02= 3.33600E+01	NSR15= 3.19907E+01	AQ= 20	NSR02= 2.84681E+01	NSR15= 2.76156E+01
AQ= 33	NSR02= 3.35819E+01	NSR15= 3.24568E+01	AQ= 21	NSR02= 2.89215E+01	NSR15= 2.79138E+01
AQ= 34	NSR02= 3.36355E+01	NSR15= 3.28590E+01	AQ= 22	NSR02= 2.92746E+01	NSR15= 2.81802E+01
AQ= 35	NSR02= 3.37419E+01	NSR15= 3.32793E+01	AQ= 23	NSR02= 2.95851E+01	NSR15= 2.85056E+01
AQ= 36	NSR02= 3.35832E+01	NSR15= 3.35112E+01	AQ= 24	NSR02= 2.99335E+01	NSR15= 2.87505E+01
AQ= 37	NSR02= 3.38241E+01	NSR15= 3.38269E+01	AQ= 25	NSR02= 3.02416E+01	NSR15= 2.90005E+01

Fig. IV.3.1 - Processo iterativo para determinação da variância ótima. (AQ = Variância, NSRaa = relação Sinal/ruído para imagem aa).

O procedimento descrito anteriormente foi feito para as imagens 2 e 15 (prioridade para a 02) tanto para os quantizadores normais como para os forçados, sendo que para os normais determinou-se quantizadores ótimos para vários números de níveis de quantização, a fim de que se possa, no modelo seguinte, saber qual deles irá melhor combinar com o forçado escolhido.

odéla_4.

ste modelo, ilustrado pela Fig.IV.3.2 abaixo, é a versão final do sistema "MCPD" proposto por esse trabalho. Nele, podem ser vistos os quantizadores normal e forçado, além do monitor de taxas.

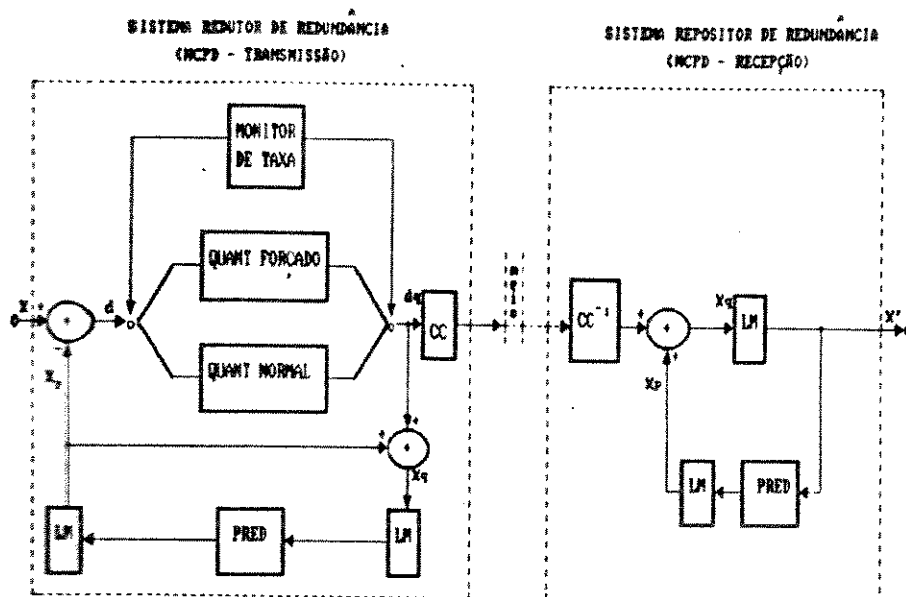


Fig.IV.3.2 - Modelo final do sistema "MCPD" proposto.

cada preditor disponível até então, correspondem um quantizador forçado (QF) e vários normais (QN1, QN2, QN3....., QNn) com "n" diferentes números de níveis de saída cada um deles possuindo sua variância ótima obtida a partir do modelo 3.

a escolha do par correto (forçado-normal) é feita simulando-se iterativamente os conjuntos possíveis do tipo:

QF -----◇ QN1
 QF -----◇ QN2
 QF -----◇ QN3
 .
 .
 .
 QF -----◇ QNn

nde cada quantizador deverá ser testado com outras variâncias próximas das obtidas no modelo 3. Com isso estabelece-se, para cada uma das combinações, as novas variâncias ótimas tanto para o forçado como para os normais. Tal procedimento é necessário porque os parâmetros ótimos para os quantizadores funcionando individualmente podem não ser os mesmos daqueles funcionando em conjunto. Os testes foram feitos com as imagens 02 e 15 e os pares que apresentaram as maiores relações sinal/ruído com as menores taxas foram escolhidos.

Uma vez definidos os melhores pares de quantizadores (normal-forçado) com seus respectivos parâmetros ótimos σ_{02}^2 e σ_{15}^2 referentes as imagens 02 e 15 parte-se agora para a determinação dos parâmetros ótimos relativos aos outros sinais disponíveis, ou seja, imagens 02, 03, 04, 05, 06, 07, 08, 09, 15 e sinais barras, CCIR I, CCIR II.0 Sweep não foi usado por se tratar de um sinal muito atípico, comercialmente falando.

Com esses resultados determina-se os parâmetros ótimos ($\sigma_{\text{ótimo}}^2$) definitivo em cada situação estudada e com o qual o sistema final rá funcionar. Ele será dado por

$$\sigma_{\text{ótimo}}^2 = \frac{\sigma_{01}^2 + \sigma_{02}^2 + \dots + \sigma_{\text{CCIRII}}^2}{\text{numero de sinais testados}} \quad (\text{IV.3.4})$$

Nas Tabs IV.3.1 são listados alguns resultados mais significativos para cada caso, dos possíveis sistemas finais (otimizados em função de cada situação particular) funcionando com os sinais de testes disponíveis. Os quantizadores ótimos de variância unitária, necessários à determinação dos quantizadores adequados à variância do sinal real, são dados no APÊNDICE III.

Monitor de taxas.

O monitor de taxas escolhido é bem simples [1.6] e baseia-se na monitoração pelo período de 2 linhas. Ao se iniciar este intervalo de tempo o sistema, posicionado no quantizador normal, passa através do monitor a contar o numero de bits das palavras que vão entrando no "MCPD". Esse processo continua até " T_a " antes do momento a partir do qual, se só entrarem palavras de comprimento do forçado a taxa permitida (34 e 68 Mbits/s) seria ultrapassada. Neste ponto, faz-se o chaveamento para o quantizador forçado obrigando o sistema a ficar nas taxas desejadas; Ao final do período de monitoração, ou seja 2 linhas, "reseta-se" o monitor e reinicia-se de novo o processo de monitoração na linha seguinte. O algoritmo segue basicamente a equação (IV.3.5) ou seja, a cada T_a o circuito do sistema deve executá-la. Nas Tabs IV.3.2 estão indicadas as porcentagens médias de tempo em que ocorre quantização normal por campo simulado com esse método.

Para efeito de controle testou-se também a variação do numero de linhas usadas no período de monitoração da taxa (NL) e um exemplo disso é dado na Tab. IV.3.2. Este é um resultado importante pois ajudará na implementação física do sistema, evitando gastos de componentes desnecessários para obtenção de pouco ou nenhum lucro em termos de qualidade de imagem recebida ou taxa transmitida.

$$[(NL * 512 - TAL) * CF + CNS] = (NL * 512 * NMBA - TBL) \quad (IV.3.5)$$

- NL - Numero de linhas escolhido para período de monitoração
 512 - Numero de amostras por linha
 TAL - Total de amostras lidas até o momento considerado
 CF - Comprimento da palavra do quantizador forçado
 CNS - Maior comprimento de palavra do quantizador normal
 NMBA - Numero médio de bits por amostra segundo a Tab.III.4.1
 TBL - Total de bits lidos até o instante considerado.

PERÍODO DE MONITORAÇÃO (EM N.º DE LINHAS)	SNR02	SNR15	%02	%15
1	31,39	29,99	97	100
2	31,82	29,99	97	100
3	31,73	30,04	97	100
4	31,59	30,03	97	100
5	31,97	30,03	98	100
6	31,86	30,03	98	100
7	31,99	30,03	98	100
8	31,77	30,03	97	100
9	31,78	30,03	97	100
10	31,95	30,03	98	100
20	32,10	30,03	98	100
30	32,03	30,03	98	100
40	32,44	30,03	99	100
50	32,31	30,03	99	100
60	32,34	30,03	98	100
70	32,27	30,03	99	100
80	32,73	30,03	100	100
90	32,73	30,03	100	100
100	32,73	30,03	100	100
200	32,73	30,03	100	100

Tab.IV.3.2 - Efeito da variação no período de monitoração de taxa.

Observação: Para as Tabs. dadas a seguir serão adotadas as seguintes convenções e procedimentos.

- *Período de monitoração de taxa = 2 linhas.
- *Análise subjetiva feita segundo Tab.IV.3.3.
- *C - Intracampo
- CC - Intercampos.

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+A2,j+A3} + B_1 X_{1+B2,j+B3} + C_1 X_{1+C2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTANCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8P1	1	0	1	-1	4	0	1	4	1	R2	2,46	C

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAURA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAURA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIANCIA ÓTIMA (τ_{OTIMA}^2)
Q082311	NORMAL	3	7	23	37
Q080711	FORÇADO	7	-	07	14

SINAL	VARIANCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.I.3.1	ENTROPIA Hd DE SINAL "d" Fig.I.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{rms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{pic} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANENCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	480	5,69	32,67	36,36	25,97	3,30	99	5/5
IMAGEM 02	288	5,40	33,78	38,32	25,70	3,26	100	5/5
IMAGEM 03	401	5,49	33,33	38,01	25,38	3,22	100	5/5
IMAGEM 04	348	5,39	34,19	37,27	24,82	3,15	100	5/5
IMAGEM 05	375	5,19	34,19	37,82	24,60	3,12	100	5/5
IMAGEM 06	565	5,65	31,26	34,91	26,32	3,34	98	5/5
IMAGEM 07	432	5,58	31,34	37,35	25,35	3,22	100	5/5
IMAGEM 08	422	5,27	28,22	36,25	24,96	3,17	100	5/5
IMAGEM 09	442	5,24	29,13	36,99	25,12	3,19	100	5/5
IMAGEM 15	216	5,11	33,82	38,29	24,77	3,14	100	5/5
SINAL BARRAS COLORIDAS	125	4,83	33,72	37,33	24,09	3,06	99	—
SINAL CCIR I	708	4,29	33,75	36,88	24,96	3,17	100	—
SINAL CCIR II	165	5,83	26,30	29,54	29,85	3,79	66	—
SINAL SMPTE	502	7,85	12,45	29,48	29,48	3,74	44	—

Fig.IV.3.1a - Resultados das simulações, $F_a = 8/3F_{sc}$

.Fase livre

.Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+A2,j+A3} + B_1 X_{1+B2,j+B3} + C_1 X_{1+C2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8P21	1	0	1	-1	263	0	1	263	1	R2	1,469	CC

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (τ^2_{OTIMA})
Q0023L1	NORMAL	7	3	23	39
Q0007L1	FORÇADO	3	-	07	21

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.I.3.1	ENTROPIA Hd DE SINAL "d" Fig.I.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{rms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{PICO} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	428	5,38	33,71	37,40	25,35	3,22	100	5/5
IMAGEM 02	265	5,05	33,72	38,26	25,33	3,22	100	5/5
IMAGEM 03	357	5,20	33,23	37,90	24,79	3,15	100	5/5
IMAGEM 04	310	5,14	34,67	37,75	24,41	3,10	100	5/5
IMAGEM 05	357	4,93	34,20	37,84	24,32	3,09	100	5/5
IMAGEM 06	560	5,39	32,73	36,38	26,03	3,30	99	5/5
IMAGEM 07	417	5,40	31,48	37,48	24,94	3,17	100	5/5
IMAGEM 08	400	4,99	29,36	37,40	24,65	3,13	100	5/5
IMAGEM 09	419	4,95	29,80	37,66	24,86	3,16	100	5/5
IMAGEM 15	204	4,81	33,85	38,32	24,62	3,13	100	5/5
SINAL BARRAS COLORIDAS	986	2,06	36,00	39,68	23,92	3,04	100	—
SINAL CCIR I	683	4,00	32,89	35,93	24,84	3,15	100	—
SINAL CCIR II	176	5,55	25,56	28,88	29,85	3,79	66	—
SINAL SWEEP	744	7,87	11,36	14,05	29,31	3,70	43	—

Fig.IV.3.1b - Resultados das simulações, $F_a = 8/3F_{sc}$.

.Fase livre

.Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1,j+A_2} + A_3 + B_1 X_{1,j+B_2} + B_3 + C_1 X_{1,j+C_2} + C_3$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8P1	1	0	1	-1	4	0	1	4	1	R2	2,46	C

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA ($\tau^2_{\text{ÓTIMA}}$)
Q0823L1	NORMAL	7	3	23	27
Q0807L1	FORÇADO	3	-	07	17

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA H DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SMR_{rms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SMR_{pico} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	230	5,43	36,18	40,11	28,45	3,53	96	5/5
IMAGEM 02	190	5,13	35,91	40,70	28,10	3,48	96	5/5
IMAGEM 03	160	5,20	36,57	41,55	27,82	3,45	100	5/5
IMAGEM 04	134	5,12	37,58	40,88	27,00	3,35	99	5/5
IMAGEM 05	110	4,89	38,11	41,96	26,54	3,29	100	5/5
IMAGEM 06	332	5,37	31,30	35,21	28,89	3,52	92	5/5
IMAGEM 07	174	5,33	34,97	41,36	28,10	3,48	100	5/5
IMAGEM 08	128	4,93	32,60	41,33	26,91	3,34	98	5/5
IMAGEM 09	155	4,91	33,15	41,57	27,05	3,35	100	5/5
IMAGEM 15	105	4,82	37,44	42,14	27,15	3,37	100	5/5
SINAL BARRAS COLORIDAS	89	3,22	35,31	38,98	25,79	3,20	100	—
SINAL CCIR I	633	3,61	29,94	33,12	26,57	3,29	100	—
SINAL CCIR II	1373	5,60	23,78	27,12	31,29	3,08	59	—
SINAL SWEEP	5028	7,69	12,48	16,05	31,07	3,05	40	—

Fig.IV.3.1c - Resultados das simulações, $F_a = 8/3F_{sc}$

.Fase livre.

.Transmissão das primeiras linhas e colunas do campo em "PCM".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+A2,j+A3} + B_1 X_{1+B2,j+B3} + C_1 X_{1+C2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8P21	1	0	1	-1	263	0	1	263	1	R2	1,469	CC

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA ($\tau^2_{\text{ótima}}$)
Q0023L1	NORMAL	7	3	23	25
Q0007L1	FORÇADO	3	-	07	13

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA Hd DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{MS} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{P100} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	179	5,20	37,80	41,81	28,27	3,50	99	5/5
IMAGEM 02	176	4,84	35,55	40,34	27,91	3,46	95	5/5
IMAGEM 03	129	5,00	37,46	42,44	27,43	3,40	100	5/5
IMAGEM 04	93	4,90	39,37	42,67	26,73	3,30	100	5/5
IMAGEM 05	94	4,70	38,72	42,57	26,32	3,20	100	5/5
IMAGEM 06	372	5,24	26,81	30,72	20,32	3,50	93	5/5
IMAGEM 07	156	5,20	35,31	41,70	28,16	3,40	99	5/5
IMAGEM 08	119	4,84	33,15	41,80	26,97	3,30	98	5/5
IMAGEM 09	143	4,78	33,77	42,19	27,05	3,30	100	5/5
IMAGEM 15	95	4,55	37,99	42,69	27,25	3,30	100	5/5
SINAL BARCOS COLORIDOS	78	2,70	34,60	30,36	25,82	3,83	100	—
SINAL CCIR I	657	3,60	27,02	31,00	26,60	3,10	100	—
SINAL CCIR II	1461	5,26	20,00	23,41	31,29	3,80	50	—
SINAL SWEET	6728	7,50	9,40	12,97	30,89	3,83	30	—

Fig.IV.3.1d - Resultados das simulações, $F_a = (8/3)F_{sc}$

Fase livre

Transmissão das primeiras linhas e colunas do campo em PCM.

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+2,0+3} + B_1 X_{1+32,0+33} + C_1 X_{1+(2,0)+3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8PT9A	-1	0	2	1	2	0	1	2	2	R3	2,831	C
8PT9B	1	2	0	0	0	0	0	0	0	R1	1,558	C
8PT9C	1	0	1	1	2	1	-1	2	2	R3	1,795	C
8PT9D	1	0	1	1	2	-1	-1	2	0	R3	1,469	C

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (σ^2_{OTIMA})
Q0823L1	NORMAL	8	3	23	42
Q0807L1	FORÇADO	3	-	07	79

SINAL	VARIÂNCIA σ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA H_d DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{RMS} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{PICO} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	659	5,62	31,98	35,67	25,98	3,22	98	5/5
IMAGEM 02	484	5,27	31,76	36,30	25,57	3,17	100	5/5
IMAGEM 03	531	5,20	31,87	36,55	25,25	3,13	99	5/5
IMAGEM 04	525	5,24	33,01	36,10	25,11	3,11	99	5/5
IMAGEM 05	488	5,01	33,12	36,76	24,99	3,10	99	5/5
IMAGEM 06	645	5,46	32,74	36,39	25,98	3,22	99	5/5
IMAGEM 07	538	5,10	32,00	36,00	25,28	3,10	99	5/5
IMAGEM 08	512	5,02	28,62	36,66	24,93	3,09	99	5/5
IMAGEM 09	501	5,02	28,76	36,62	25,00	3,10	99	5/5
IMAGEM 15	425	5,07	32,14	36,61	25,19	3,12	99	5/5
SINAL BARRAS COLORIDAS	2000	5,98	26,00	27,40	30,00	3,60	85	-
SINAL CCIR I	2523	6,02	25,00	27,47	30,58	3,79	81	-
SINAL CCIR II	2730	6,16	24,28	27,51	30,58	3,79	90	-
SINAL SWEET	9042	7,98	16,61	20,21	30,58	3,79	42	-

Fig.IV.3.1e - Resultados das simulações, $F_a = 8/3F_{sc}$

- . Fase amarrada ao cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ de derivada positiva.
- . Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+2Z,j+23} + B_1 X_{1+2Z,j+23} + C_1 X_{1+2Z,j+23}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
8PT23A	1	0	1	1	1	1	-1	-1	0	R2	1,469	CC
8PT23B	1	0	2	1	1	-2	-1	1	0	R3	2,831	CC
8PT23C	1	0	1	-1	-1	0	1	-1	1	R2	1,469	CC
8PT23D	1	1	0	0	0	0	0	0	0	R1	1,558	CC

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (τ^2_{OTIMA})
Q0807L1	NORMAL	7	3	23	44
Q0823L1	FORÇADO	3	-	87	47

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA Hd DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{rms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{TICO} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	451	5,28	33,76	37,45	25,70	3,19	100	5/5
IMAGEM 02	299	4,59	34,28	38,82	25,65	3,18	100	5/5
IMAGEM 03	420	4,98	32,15	36,83	25,17	3,20	100	5/5
IMAGEM 04	363	4,92	34,74	37,83	24,94	2,89	100	5/5
IMAGEM 05	373	4,67	33,46	37,89	24,90	3,89	100	5/5
IMAGEM 06	686	5,23	33,35	37,00	26,36	3,27	100	5/5
IMAGEM 07	418	4,81	32,00	34,88	26,17	3,11	100	5/5
IMAGEM 08	428	4,76	28,44	36,48	25,84	3,18	100	5/5
IMAGEM 09	438	4,71	28,61	36,47	25,38	3,14	100	5/5
IMAGEM 15	232	4,58	34,42	38,39	25,89	3,11	100	5/5
SINAL BASES COLORIDAS	1000	3,68	31,38	35,00	38,48	3,61	96	-
SINAL CCIR I	1825	3,75	38,42	33,47	38,58	3,79	96	-
SINAL CCIR II	1791	4,96	26,65	29,79	38,58	3,88	88	-
SINAL SKEEF	5328	6,38	21,61	25,22	38,58	3,79	58	-

Fig.IV.3.1f - Resultados das simulações, $F_a = (8/3)F_{sc}$

.Fase amarrada ao cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ de derivada positiva.

.Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+2,j+A3} + B_1 X_{1+2,j+B3} + C_1 X_{1+2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTANCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
4P1	1	0	1	-1	0	2	1	0	3	R4	2,00	C

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIANCIA ÓTIMA (T_{OTIMA}^2)
Q0839L1	NORMAL	8	5	39	25
Q0831L1	FORÇADO	5	-	31	21

SINAL	VARIANCIA T^2 DO SINAL "d" Fig.I.3.1	ENTROPIA H_d DE SINAL "d" Fig.I.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{RMS} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{PICO} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANENCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	149	4,78	40,62	42,60	59,97	5,00	100	5/5
IMAGEM 02	86	4,41	41,27	44,10	58,99	5,00	100	5/5
IMAGEM 03	135	4,51	39,28	42,24	59,87	5,00	100	5/5
IMAGEM 04	117	4,46	41,08	42,45	59,86	5,00	100	5/5
IMAGEM 05	111	4,29	41,70	43,63	59,87	5,00	100	5/5
IMAGEM 06	190	4,68	39,28	41,22	59,87	5,00	100	5/5
IMAGEM 07	128	4,73	39,49	43,78	59,87	5,00	100	5/5
IMAGEM 08	121	4,25	36,32	43,14	59,10	5,00	100	5/5
IMAGEM 09	123	4,10	37,11	43,26	59,18	71,68	100	5/5
IMAGEM 15	72	4,20	41,50	44,26	59,83	5,00	100	5/5

Fig.IV.3.1g - Resultados das simulações, $F_a = 4F_{sc}$

- .Fase livre
- .Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+A2,j+A3} + B_1 X_{1+B2,j+B3} + C_1 X_{1+C2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
4P43	1	0	1	1	-1	-2	-1	-1	-1	R3	2,20	CC

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (τ^2_{OTIMA})
Q0839L1	NORMAL	8	5	39	27
Q0831L1	FORÇADO	5	-	31	31

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA H _d DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{rms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{pico} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	228	4,81	37,74	39,71	59,00	5,01	100	5/5
IMAGEM 02	117	4,38	39,44	42,27	59,03	5,01	100	5/5
IMAGEM 03	224	4,56	36,41	39,37	59,10	5,01	100	5/5
IMAGEM 04	199	4,49	38,01	39,38	59,10	5,01	100	5/5
IMAGEM 05	217	4,43	38,12	40,05	59,11	5,01	100	5/5
IMAGEM 06	261	4,85	36,73	38,67	59,09	5,01	100	5/5
IMAGEM 07	212	4,68	36,36	40,65	59,10	5,01	100	5/5
IMAGEM 08	259	4,62	31,85	38,17	59,10	5,01	100	5/5
IMAGEM 09	245	4,57	33,28	39,47	59,10	5,01	100	5/5
IMAGEM 15	107	4,16	40,94	43,70	59,10	5,01	100	5/5

Fig.IV.3.1h - Resultados das simulações, $F_a = 4F_{sc}$

.Fase livre.

.Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,d} = A_1 X_{1+A2,d+A3} + B_1 X_{1+B2,d+B3} + C_1 X_{1+C2,d+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
4P9TA	1	0	1	1	2	0	-1	2	1	R3	1,960	C
4P9TB	1	0	1	1	2	-2	-1	2	-1	R3	2,206	C

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (τ^2_{OTIMA})
Q0039L1	NORMAL	8	5	39	27
Q0031L1	FORÇADO	5	-	31	31

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA H _d DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{RMS} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR _{PICO} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	149	4,77	39,61	41,59	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 02	81	4,32	40,77	43,60	60,45	5,00	100	5/5
IMAGEM 03	137	4,48	38,47	41,43	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 04	122	4,41	40,04	41,41	60,45	5,00	100	5/5
IMAGEM 05	125	4,31	40,16	41,08	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 06	154	4,67	38,89	40,83	60,45	5,00	100	5/5
IMAGEM 07	129	4,56	38,07	42,36	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 08	153	4,47	34,06	40,38	60,45	5,00	100	5/5
IMAGEM 09	139	4,39	35,41	41,55	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 15	66	4,06	41,81	44,57	60,45	5,00	100	5/5

Fig.IV.3.1i - Resultados das simulações, $F_a = 4F_{sc}$

- . Fase amarrada ao cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ de derivada positiva.
- . Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

PREDITOR	COEFICIENTES DE PREDIÇÃO SEGUNDO A EQUAÇÃO $\hat{X}_{1,j} = A_1 X_{1+A2,j+A3} + B_1 X_{1+B2,j+B3} + C_1 X_{1+C2,j+C3}$ E SEGUNDO AS CONVENÇÕES DA Fig.III.2.1									REGIÃO DE ATUAÇÃO SEGUNDO Tab.III.3.1	DISTÂNCIA MÉDIA PONDERADA "Dp"	TIPO
	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3			
4P74TA	1	0	1	-1	0	2	1	0	3	R4	2,00	CC
4PT74TB	1	0	2	1	1	-1	1	-1	1	R3	2,36	CC

QUANTIZADOR	TIPO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MAIOR COMPRIMENTO	NÚMERO DE BITS DA PALAVRA DE MENOR COMPRIMENTO	NÚMERO TOTAL DE NÍVEIS DE SAÍDA	VARIÂNCIA ÓTIMA (τ^2_{OTIMA})
Q0839L1	NORMAL	8	5	39	39
Q0831L1	FORÇADO	5	-	31	36

SINAL	VARIÂNCIA τ^2 DO SINAL "d" Fig.1.3.1	ENTROPIA H _d DE SINAL "d" Fig.1.3.1	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{ms} (dB)	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO SNR_{fco} (dB)	TAXA NA LINHA (Mbit/s)	TAXA NA LINHA (bits/amostra)	PORCENTAGEM DE TEMPO DE PERMANÊNCIA EM QUANTIZAÇÃO NORMAL	IMAGEM/RESULTADO SUBJETIVO
IMAGEM 01	216	4,93	39,13	41,11	60,50	5,00	100	5/5
IMAGEM 02	116	4,47	38,88	41,71	60,45	5,00	100	5/5
IMAGEM 03	202	4,70	37,88	40,84	60,53	5,00	100	5/5
IMAGEM 04	181	4,63	39,89	41,26	60,52	5,00	100	5/5
IMAGEM 05	191	4,54	39,29	41,21	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 06	244	4,94	39,07	41,00	60,51	5,00	100	5/5
IMAGEM 07	128	4,58	39,00	41,00	60,30	5,00	100	5/5
IMAGEM 08	218	4,64	35,05	41,37	60,55	5,00	100	5/5
IMAGEM 09	213	4,61	35,26	41,41	60,55	5,00	100	5/5
IMAGEM 15	107	4,23	39,11	41,87	60,46	5,00	100	5/5

Fig.IV.3.1j - Resultados das simulações, $F_a = 4F_{sc}$

- .Fase amarrada ao cruzamento de zero do $\cos w_{sc} t$ de derivada positiva.
- .Transmissão de todas as linhas e colunas do campo pelo "MCPD".

CAPÍTULO V
CONCLUSÃO.

Neste trabalho estudaram-se modelos teóricos para um sistema "MCPD" empregado na redução de taxa de transmissão de sinais de TV a cores "PAL-M" digitalizados. Os valores estabelecidos como meta foram 34.368 e 68.636 Mbit/s, compatíveis com as famílias de multiplexadores digitais em operação no Brasil.

Inicialmente definiram-se os sinais de testes, as convenções adotadas e as frequências de amostragem do sinal analógico ($F_a = (8/3)F_{sc}$ e $F_a = 4F_{sc}$). Em seguida analisaram-se as características inerentes ao sinal de vídeo que foram aproveitadas pelo sistema para a redução desejada, ou seja, a grande quantidade de informações redundantes e irrelevantes contidas na imagens sob a forma de regiões uniformes. Dessa análise resultaram os mosaicos das amostras que serviram como ferramenta auxiliar para o modelo proposto.

A etapa seguinte foi a determinação dos dois componentes principais do sistema, qual sejam, os preditores e os quantizadores. Os preditores são lineares, de baixa ordem (máximo 3), com coeficientes inteiros (1, 0, -1) e suas características principais são predição correta em regiões uniformes ou quase uniformes onde não existe ou existe pouca variação do sinal de luminância e de crominância. Com relação às amostras utilizadas pelos mesmos, estudaram-se as predições intracampo e intercampos - intraquadro. A quantização escolhida foi do tipo chaveada com dois quantizadores, 1 normal e outro forçado, sendo cada um dos dois não lineares e otimizados em seus parâmetros para os sinais de testes adotados, ou seja, imagens "SMPTE" e sinais padrões "CCIR".

Definidas todas as partes do "MCPD", exaustivas simulações foram feitas a fim de se acompanhar o seu desempenho através da medida dos parâmetros de interesse sendo que os principais deles, para o caso da análise objetiva, foram a relação sinal/ruído e a taxa na linha. As taxas foram mantidas nos níveis desejados pelo sistema de monitoração de taxas adotado, muito simples e eficiente. Já a relação sinal/ruído variou de caso para caso de acordo com o sinal testado, o que implicou na adoção de vários modelos de sistema a fim de que os mais adequados pudessem ser escolhidos. Por fim, como última etapa, todos os modelos propostos foram julgados de forma subjetiva com base em critérios internacionalmente aceitos, através da visualização dos sinais processados pelos mesmos em equipamentos especializados.

Um dos vários resultados interessantes obtidos foi da confirmação da viabilidade de utilização das duas frequências estudadas não havendo portanto uma vantagem acentuada de uma sobre a outra. Também não houveram muitas diferenças entre as predições intracampo e intercampos para o caso do sinal composto pois as distâncias médias entre as amostras nos dois casos são aproximadamente as mesmas, devido a modulação do sinal de crominância. Com relação à amarração de fase, nos parece claro que, em função do ganho obtido e da complexidade acarretada pela mesma, ela é, em princípio, até é dispensável dentro das metas as quais pretendíamos alcançar.

O sinal de vídeo comercial é um sinal com características eminentemente aleatórias o que torna difícil um modelo preciso para o sistema que o irá processar. Assim se um conjunto preditor - quantizador for otimizado para uma dada imagem resultando numa relação sinal/ruído igual a 23 dBs, isso não significa que o mesmo resultado será obtido para outra imagem com características estatísticas totalmente adversas. Por isso procurou-se otimizar todos os parâmetros de forma que, em média, para todos os sinais de testes disponíveis (exceto SWEEP), uma relação sinal/ruído mínima de 25 dBs fosse mantida. Valores maiores já são conseguidos por equipamentos desenvolvidos em outros laboratórios de pesquisa no ramo, cuja experiência já remonta de longa data. Isso permite aos mesmos o emprego de técnicas muito sofisticadas e caras, resultantes do trabalho demorado de pessoal altamente especializado. Tal constatação pode ser feita em recente visita feita pelo autor, em missão de trabalho pela TELEBRÁS, ao "CSELT" na ITÁLIA.

No nosso caso, o valor 25 dB ainda não é considerado o ideal para a transmissão desejada, mas atende perfeitamente os objetivos principais que queríamos alcançar neste trabalho que são:

- 1° - Propor um sistema implementável tanto em nível de laboratório como em nível comercial, da forma mais simples possível, com o menor custo, e com maior rapidez compatível com os nossos recursos.
- 2° - Recuperar uma imagem, após a transmissão, com qualidade aceitável aos olhos de observadores comuns, especializados e dentro dos critérios de análise subjetiva padronizados internacionalmente
- 3° - Criar uma sensibilidade inicial básica, mas sólida, no tratamento desse tipo de sinal que, como já foi dito, para nós ainda se inicia.

Nos trabalhos seguintes esta previsto o uso de técnicas que deverão aumentar gradativamente a qualidade do sinal transmitido. Dentre elas estão:

- .Aplicação de transformadas;
- .Uso de compensação de movimento;
- .Quantização múltipla.
- .Predição adaptativa e de alta ordem;
- .Monitoração de taxa adaptativa.

Também estão previstos estudos sobre dois outros aspectos cuja utilização no Brasil deverá ser feita a curto prazo. A primeira será a transmissão em componentes e a segunda, que já opera a nível experimental (Rede Brasil Sul - RS) é o uso de um sistema híbrido de TV, resultante dos sistemas PAL-M e NTSC, aproveitando as melhores características de cada um deles. O "PAL" será mantido a nível de transmissão, aproveitando-se a correção de desvios através da alternância de fase do sinal que ocorre de linha para linha. Já o "NTSC" será usado para toda e qualquer manipulação do sinal dentro do estúdio, uma vez que a grande maioria das indústrias mundiais do ramo geram equipamentos para esse tipo de sinal, causando uma modernização cada vez mais rápida e com redução de custos maior em relação aos outros dois sistemas (PAL e SECAM) conhecidos.

APÊNDICE I - COLORIMETRIA.

A seguir serão dados , na forma de tópicos , alguns conceitos básicos pertinentes à área de colorimetria e que são do nosso interesse. Estudo mais aprofundado pode ser encontrado nas referências citadas no final deste breve resumo.

*Cor - Conjunto de características da luz -----◇ { matiz
saturação
brilho

*Luz - Forma de energia radiante que excita o olho. A cada frequência corresponde uma resposta ou sensação do olho.

*O espectro da luz visível tem comprimento de onda de $400\text{m}\mu$ a $700\text{m}\mu$ como mostra a Fig.a1.1.

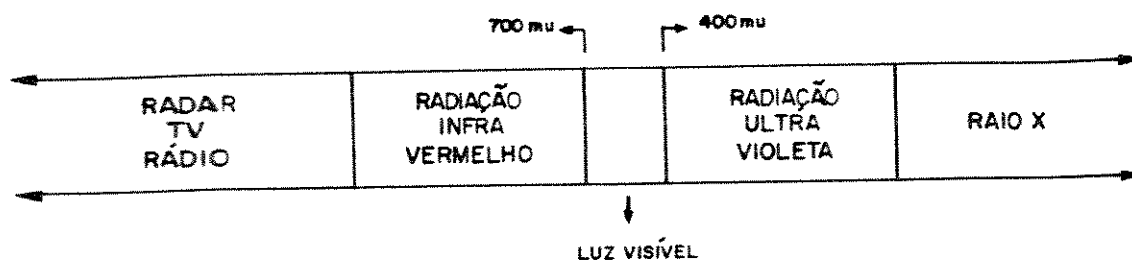


Fig.a1.1 - Espectro de luz visível.

*Expandindo-se a escala na região de luz visível para uma forma mais detalhada tem-se:

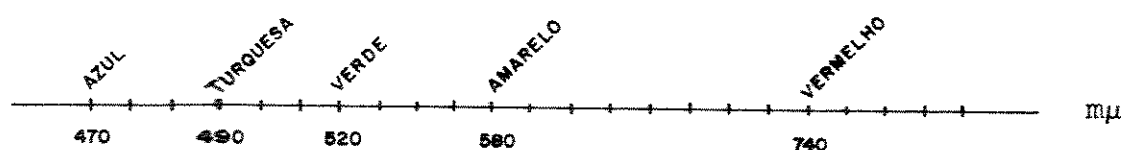


Fig.a1.2 - Faixa visível expandida.

*Todas as cores contidas no diagrama acima são chamadas monocromáticas ou puras.

*Na prática não se consegue separar uma frequência única com valor exato. O que se consegue é uma faixa bem estreita centrada na frequência principal. Um exemplo disso é a cor vermelha monocromática da Fig.a1.3.

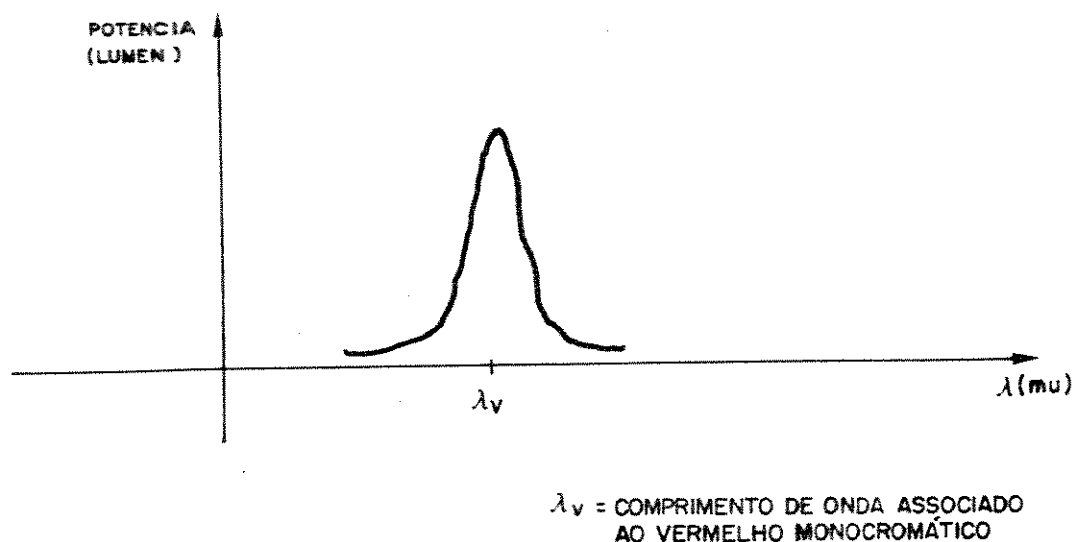


Fig.a1.3 - Faixa da cor vermelho monocromático.

*Pode-se juntar duas ou mais cores monocromáticas obtendo-se um resultado que será função de tres parametros:

- a.A proporção entre cada uma das cores monocromáticas misturadas;
- b.A intensidade de cad uma dela;
- c.Comprimento de onda das cores componentes da mistura;

*A proporção entre as cores monocromáticas irá determinar que tipo de cor, chamada policromática, irá resultar e a intensidade de cada uma irá determinar o brilho desta cor resultante. Assim, uma vez determinada a proporção entre as cores monocromáticas misturadas, e portanto a cor policromática resultante, se houver variação de intensidade igual para todas essas cores componentes a cor resultante também continuará a mesma, variando apenas o seu brilho.

*O matiz, ou seja a frequência, da cor policromática resultante será considerado o da cor monocromática componente com maior intensidade. Assim se dirá: "Uma cor policromática com matiz dominante "x"".

*Matematicamente é impossível agrupar duas cores com comprimentos de onda λ_1 e λ_2 e se obter um terceiro comprimento de onda discreto λ_3 . Porém, como o olho é um "sistema" não linear, pode-se agrupar cores de comprimento λ_1 e λ_2 e se obter "uma sensação" para o olho que equivalerá ou a uma terceira cor de comprimento λ_3 ou então uma outra cor cujo comprimento não é discreto mas sim o resultante de uma faixa contínua que vai de λ_4 a λ_5 .

*Assim, em função das características do olho humano, é possível agrupar cores monocromáticas de forma a se obter todas as outras cores monocromáticas ou então cores resultantes de uma faixa de comprimento de onda. Assim tem-se:

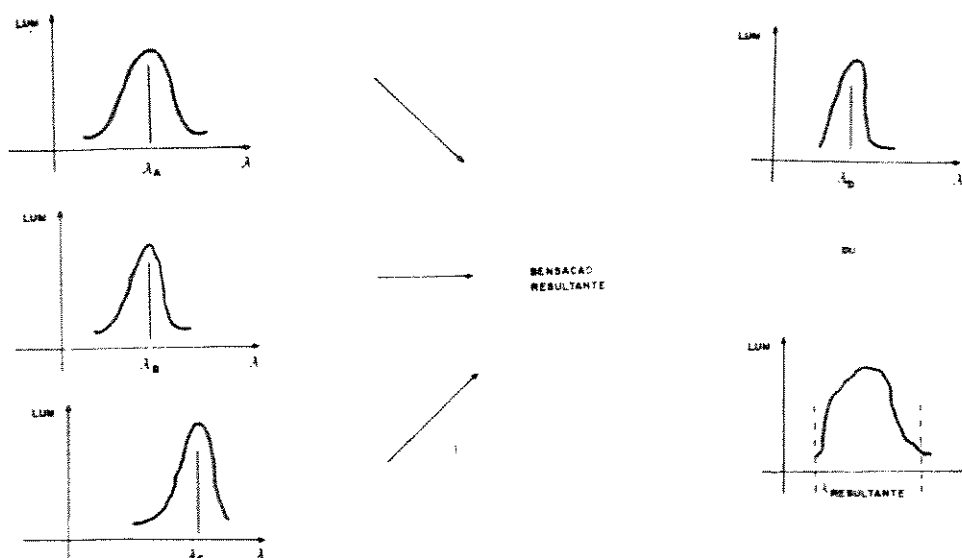


Fig.a1.4 - Combinação das cores.

Às cores resultantes com sensação discreta dá-se o nome de saturadas e às com sensação contínua, "dessaturadas".

*Se só houver mistura de no máximo 2 cores monocromáticas a cor resultante será de sensação discreta, ou seja, a sensação de uma cor monocromática só pode ser obtida pela mistura de no máximo 2 outras cores monocromáticas. Caso o número de cores monocromáticas misturadas seja maior ou igual a 3 a cor resultante será dissaturada, ou seja, de sensação contínua. Quanto mais cores monocromáticas forem misturadas, maior o número de cores resultantes que se pode conseguir [a1.1].

*Da teoria da colorimetria sabe-se dizem que com 3 cores monocromáticas somadas com diferentes proporções entre si obtém-se a maioria das cores existentes. A soma seria da forma:

$$a_1\lambda_1 + a_2\lambda_2 + a_3\lambda_3 = c$$

onde

λ_n ($n=1,2,3$) são os comprimentos de onda das cores monocromáticas componentes;

a_n ($n=1,2,3$) são pesos de ponderação;

*Se porém, as cores monocromáticas somadas puderem assumir valores negativos (o que na prática equivale a retirar da cor resultante 1 ou 2 das componentes [a1.1]) conseguem-se então todas as cores possíveis; Matematicamente tem-se:

$$a_1(\pm\lambda_1) + b_2(\pm\lambda_2) + c_3(\pm\lambda_3) = e$$

*Pesquisas feitas indicam que o conjunto de três cores monocromáticas que maior número de sensações pode causar ao olho é composto por:

R = vermelho
G = verde
B = azul

*A proporção entre as três para se chegar ao branco padrão é:

R = 30%
G = 59%
B = 11%

*As outras sensações possíveis para o conjunto "RGB" são dadas em função dos gráficos da Fig.a1.5 [a1.1] bem como alguma explicação.

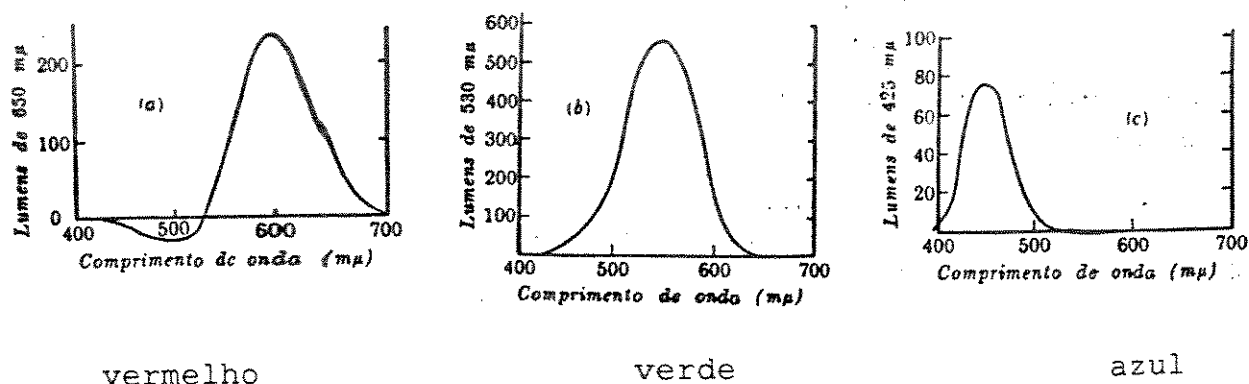


Fig.a1.5 - Numero de lumens de cada uma das componentes , necessário à obtenção de 1 watt de fluxo radiante monocromático.

*Assim, como nos gráficos da Fig.a1.5 se especifica qualquer cor em função de R,G e B ,também é possível exprimir-se todas essas cores em função de outras 3 componentes primárias "D" , "E" e "F" quaisquer. Para isso basta pegar os pontos R,G e B correspondentes à cor que se quer calcular e substituí-lo em um conjunto de equações matemáticas que resultarão nas componentes "D" , "E" e "F" desta mesma cor. Gráficamente tem-se:

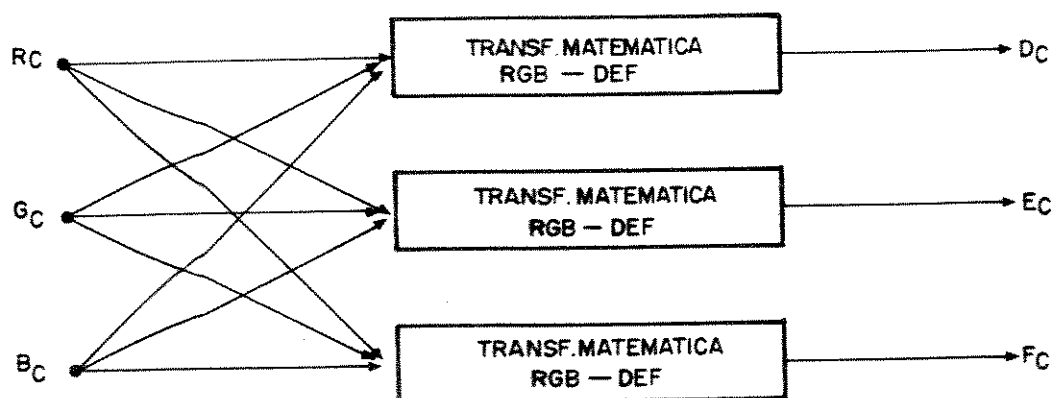


Fig.a1.6 - Transformações de parametros de referência.

*Assim como existem as equações que transformam "RGB" para "DEF" existem outras que transformam "RGB" para "HIJ" e daí por diante. Portanto existe sempre um conjunto de equações que permite passar de um conjunto referência de parâmetros para outro. Baseado nisso o "CII" resolveu exprimir todas as cores em função de três parâmetros adimensionais chamados de "valores de triestímulos" representados por:

$$\bar{X} , \bar{Y} , \bar{Z}$$

O gráfico que representa todas as cores em função dos tristimulos é dado na Fig.a1.7 [a1.1] e tem como vantagem sobre a representação da Fig.a1.5 [a1.1] o fato de não apresentar valores de ordenadas negativos.

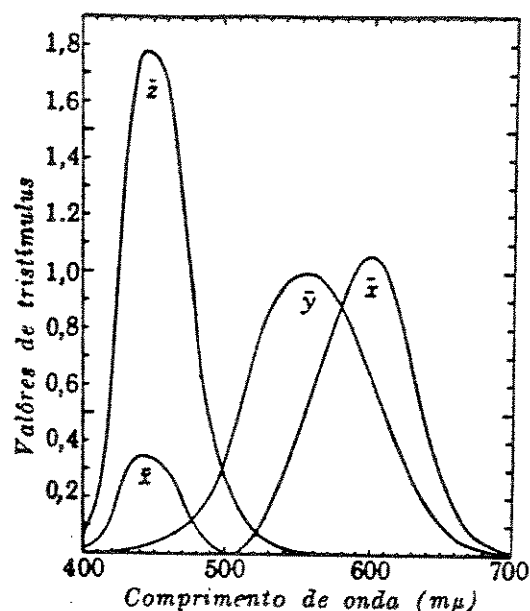


Fig.a1.7 - Curvas-padrões da C.I.I para a composição de cores.

*Uma vez dada uma cor em função de $\bar{X}$, $\bar{Y}$ e $\bar{Z}$ é possível achá-la em função de quaisquer outras três cores referências desde que se faça a transformação matemática correta.

*Aperfeiçoou-se ainda mais a representação das cores fazendo-se a transformação dos parâmetros x , y e z da forma dada em [a1.2] e representada na Fig.a1.8.

*Os parâmetros x, y (e por conseguinte z) do diagrama de cromaticidade Fig.a1.8 são adimensionais.

*Portanto, se queremos saber as coordenadas (x, y) de uma dada cor no diagrama de cromaticidade teremos dois casos possíveis:

a. A cor procurada é pura, ou seja, tem um comprimento de onda λ discreto situado na faixa visível (400 a 700 $m\mu$)---basta localizá-la na "ferradura" e ver as suas coordenadas x e y .

b. A cor procurada é uma cor resultante, ou seja, tem um comprimento de onda resultante de uma faixa ---- novamente existem equações, não muito simples (do tipo integral), que resultam nos parâmetros x e y .

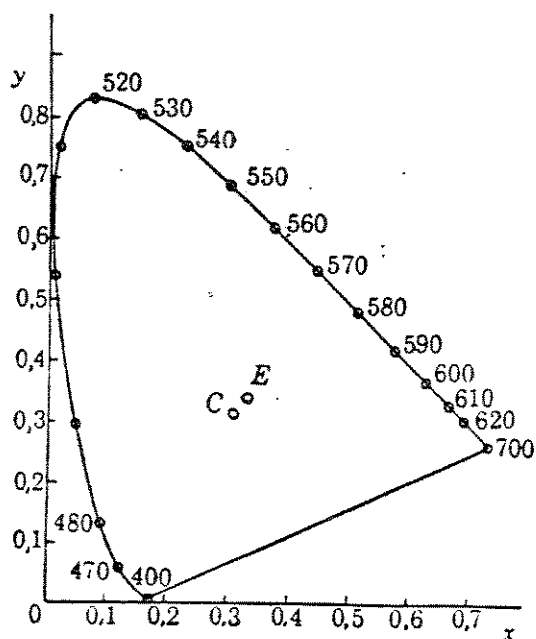


Fig.a1.8 - Diagrama de cromaticidade.

APÊNDICE II - REAMOSTRAGEM.

Um sinal analógico limitado na faixa de "F" Hz e amostrado a uma frequência " F_a " maior ou igual a $2 \cdot F$ (frequência de Nyquist), pode ser recuperado integralmente ao seu estado analógico original sem perda de informação.

Assim, se o sinal de vídeo $V(t)$, limitado em "B" Mhz e amostrado à uma frequência $F_a \geq (2 \cdot B)$ Mhz, dando origem ao sinal discreto $V_d(n)$:

$$V_d(n) = V(nT_a) \quad (a1.1)$$

onde

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$T_a = \text{período de amostragem} = (1/F_a)$$

ele pode novamente ser reconstituído através da expressão de interpolação [a1.1]

$$V(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k * \theta_k(t) \quad (a1.2)$$

onde

c_k = coeficientes iguais a $V(kT_a)$

θ_k = função específica para recuperação (senoidal, de Legendre, etc)

Neste trabalho a expressão (a1.2) foi usada para a obtenção das amostras das componentes R, G e B do sinal de vídeo na frequência de $4F_{sc}$ uma vez que só as tínhamos na frequência de 10 Mhz. A função $\theta_k(t)$ escolhida, por uma questão de simplicidade, foi:

$$\theta_k(t) = \frac{\sin[(\pi/T_a) * (t - kT_a)]}{(\pi/T_a) * (t - kT_a)} \quad (a1.3)$$

Outras funções $\theta_k(t)$ [a2.2] com decaimento mais acentuado, poderiam ter sido usadas com uma convergência mais rápida para determinação dos valores desejados. Na prática esse processo pode ser conseguido passando-se o sinal composto por sucessivos filtros atrasadores cujos atrasos são função do atraso total que se quer obter. Um exemplo disso é o esquema da Fig.a2.1 onde são feitos atrasos do tipo $n * T_a * (1/4)$ ($n=1,2,3,\dots$). Combinando-se os diversos pontos do sistema chega-se à frequência desejada.

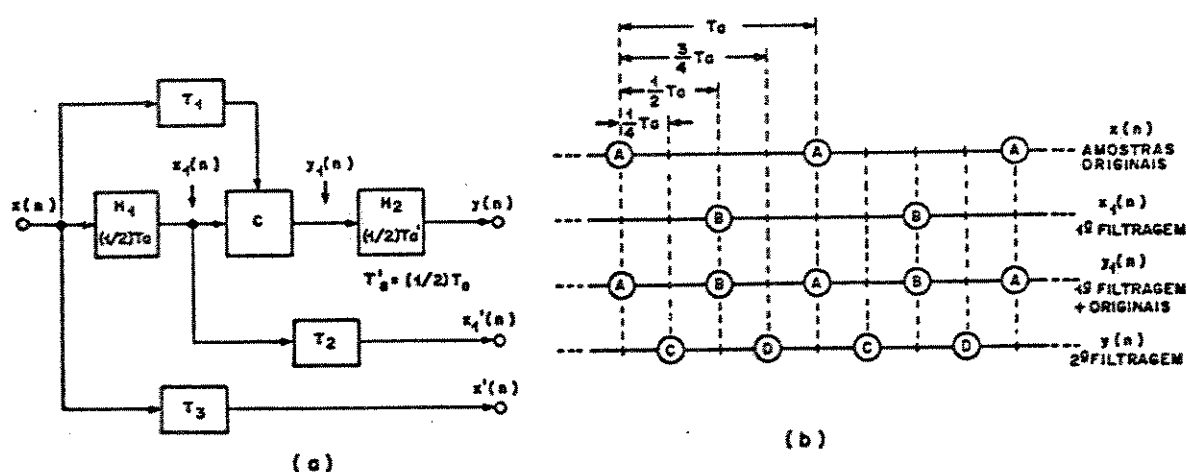


Fig.a1.1 - Obtenção de atraso para filtragem.

(a) Diagrama de blocos

(b) Mosaico das amostras.

No esquema da figura acima, o processo de recuperação não é perfeito, ou seja, as amostras recuperadas não são exatamente as mesmas daquelas do sinal analógico. Isto porque houveram perdas no processo de digitalização e também porque o número de atrasadores é limitado e não infinito. Para o primeiro tipo de perda não existe solução mas para o segundo, ela pode ser reduzida a níveis desejados e apurados quanto se queira desde que haja atrasadores disponíveis na quantidade necessária para tal.

BIBLIOGRAFIACAPÍTULO I.

- [1.1] - A.O.Alonso , J.B.T.Yabu-uti , N.Allens e Y.Yano - "Digitalização de sinais de TV"- Contrato TELEBRÁS 033/80 Relatório técnico RT-80 , pub.FEC 44/80,dezembro/1980.
- [1.2] - CCIR -"Recommendations and reports of the CCIR" , Rep.624-1,vol.XI, Broadcasting service (Television),1978.
- [1.3] - A.Eisele - "TV à cores PAL-M",biblioteca técnica Colorado RQ,vols.I e II.
- [1.4] - TV à cores- Teoria simplificada e técnicas de serviço Philco.
- [1.5] - W.B.Ferreira,R.Blumer,J.Weiser e F.S.Ceraro - "TV à cores" - Philco rádio e televisão Ltda , segunda edição, SP/Brasil.
- [1.6] - K.Sawada and H.Kotera - "32 Mbit/s transmission of NTSC color TV signal by composite DPCM coding" - IEEE trans.on comm.,vol. com-26 , n°10 , october/78 , pp. 1432 - 1439.
- [1.7] - M.G.Croll - "Digital vídeo:bit rate reduction by removal of the line blank potion of the waveform", BBC RD 1978/17 June/78.
- [1.8] - J.O.Robbins and Netravali - "Intraframe television coding using movement compensation" , IEEE conference , 1979 , pp. 23.4.1-23.4.5.
- [1.9] - J.O.Limb , C.B.Rubisteins and J.E.Thompson -"Digital coding of colour video signals - a rewiew " ,IEEE trans. on comm. , vol.com-25 , n°11 ,november/77 , pp. 1349-1384.
- [1.10] - P.A.Ratliff - "Bit rate reduction for hight quality digital television transmission",BBC reserach department, UK ,September/78, pp. 37-41.
- [1.11] - R.H.Stafford - "Digital television - bandwidth reduction and comunication aspects", J.Willey & Sons, 1980.
- [1.12] - J.O.Limb and F.W.Mounts - "Digital differential quantizer for television" , B.S.T.J , September/69 , pp. 2583-2599.
- [1.13] - J.B.O'Neal - "Predictive quantizing systems (DPCM) for the transmission of television signal", B.S.T.J , vol.45, May-June/66, pp.689-722.
- [1.14] - H.G.Musmann - "A comparasionof extended differential coding schemes for video signal" - Zurich seminar , 1974, pp. cl(1)-cl(7).

CAPÍTULO II.

- [2.1] - Catálogo de fabricante KODAK , "KODAK filters for scientific and technical uses", USA.
- [2.2] - Yuzo.Y. - Tese de doutorado -UNICAMP -Janeiro 1986.
- [2.3] - Preditores para o sinal composto PAL-M no sistema MCPD - Publicação FEC/UNICAMP - RT.93 - Setembro/82.

CAPÍTULO III.

- [3.1] - J.B.T.Yabu-uti - Tese de doutorado -UNICAMP -FEVER./1983.
- [3.2] - D.Connor - "Digital television at reduced bit rates " , SMPTE journal , vol.86 ,november/77 , pp 829-831.
- [3.3] - V.G.Devereux - "Differential coding of PAL vídeo signal using intrafieldprediction" , proc.IEEE , vol.124 ,n°12, DECEMBER/77 , pp.1139-1147.
- [3.4] - J.E.Thomson - "H-2 data compression of composite colour television signal using planar prediction" , Third International Conference on Digital Satellite communications,Kyoto/Japan,pp. 315-321.
- [3.5] - P.Rainger and P.A.Ratlif-"Low bit rate system for digital coding of the television picture" ,SMPTE journal ,vol.88, AUGUST/79 pp.550-554.
- [3.6] - R.Burkhardt and J.Waser -"Digital television transmission with 34Mbit/s" , SMPTE journal , vol.89 , APRIL/80 , pp.244-248.
- [3.7] - Murakami H.,Matsumoto S.,Hatori Y. and Yamamoto H. - "15/30 Mbit/s universal digital TV CODEC using median adaptive predictive coding method", IEEE Transactions on communications , vol.com-35,n°6 , JUNE 1987.

CAPÍTULO IV.

- [4.1] - CCIR , "Recommendations and reports of the CCIR" , 1978-vol XIII.Transmission of sound broadcasting and television signal over long distances.
- [4.2] - Rabiner L.R. , Gold.B - Theory and application of digital signal processing" - Prentice Hall,inc.Englewood Cliffs , New Jersey.

- [4.3] - CCIR, "Recommendations and reports of the CCIR" 1978-vol.XI, broadcasting service (television).
- [4.4] - Max J. - "Quantizing for minimum distortion " - IRE Transactions on information theory , MARCH/1959.
- [4.5] - Fu-Sheng Lu and Gary L. Wise - "A further investigation of Max's algorithm for optimum quantization" , IEEE Transaction on communication , vol.com - 33, n° 7 , JULY 1975.

APÊNDICE_I.

- [a1.1] - Francis W.S - Física III - Ótica.
- [a1.2] - Optical Radiation measurements - vol.2 - Color Measurements; Edited by Franc Grum and C. James Bartleson/Academic Press.

APÊNDICE_II.

- [a2.1] - Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer - "Digital Signal Processing " , Prentice Hall , Englewood Cliffs , New Jersey.
- [a2.2] - K. Steiglitz - "The equivalence of analog and digital signal processing " , Inform. Control, vol.8, n°5, OCTOBER/1965, pp.455-467.