

Este exemplar corresponde ao trabalho final da tese
defendida por Afonso Decico Jr.

Julgadora em 07 / 07 / 92.

Luiz César Martini
Orientador

**SUBAMOSTRAGEM NÃO ESPECTRO-INTERFERENTE DE SINAIS DE
VÍDEO COMPOSTO PAL-M EMPREGANDO TAXAS SUB-NYQUIST**

AFONSO DECICO JÚNIOR

Orientador: Prof. Dr. Luiz César Martini

Dissertação apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de
Campinas como parte dos
requisitos para a obtenção do
título de mestre em Engenharia
Elétrica.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Í N D I C E

	Página
RESUMO	1
ABSTRACT	2
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	3
CAPÍTULO 2 A AMOSTRAGEM SUB-NYQUIST DE SINAIS	5
2.1 Introdução	5
2.2 Técnicas para sinais monocromáticos	7
2.3 Proposta de Devereux e Stott para amostragem sub-Nyquist de sinais de vídeo PAL	10
2.3.1 Princípios gerais	10
2.3.2 Formas alternativas de filtragem	12
2.3.3 Resultados em testes subjetivos	15
2.4 Uso do mosaico cruzado na subamostragem	17
2.5 A filtragem de recuperação com o mosaico cruzado	20
CAPÍTULO 3 REDUÇÃO DE TAXAS COM A SUBAMOSTRAGEM	22
3.1 A frequência de amostragem utilizada	22
3.2 Taxas obtidas com a codificação	24
CAPÍTULO 4 COMPARAÇÃO DO USO DOS MOSAICOS CRUZADO E ORTOGONAL NO PROCESSAMENTO DA SUBPORTADORA DE COR	26
4.1 Introdução	26

4.2 Síntese das simulações e resultados	26
4.3 A amostragem em 13.5 MHz e subamostragem em 6.75 MHz	28
4.4 Filtragem horizontal do sinal subamostrado	33
4.5 Uso do mosaico cruzado	35
4.6 Inserção da chave PAL em linhas subseqüentes	41
CAPÍTULO 5 METODOLOGIA UTILIZADA EM LABORATÓRIO	46
CAPÍTULO 6 DISCUSSÃO DE RESULTADOS OBTIDOS EM COMPARAÇÕES DO USO DO MOSAICO CRUZADO E ORTOGONAL	48
6.1 Senóide em fsc	49
6.2 Sinal de barras coloridas	53
6.3 Sinal Multiburst	59
6.4 Sinal de varredura em frequência	65
6.5 Sinal de TV PAL-M	71
6.6 Resumo das comparações entre os dois mosaicos	75
CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES FINAIS	76
APÊNDICE	78
A1 Descrição do equipamento montado em laboratório	78
A1.1 Circuito detector de sincronismos	80
A1.2 Circuito do relógio de amostragem	81
A1.3 Circuito gerador dos mosaicos	83
A1.4 Filtro de interpolação horizontal	84
A1.5 Teste de reinserção do burst na saída	87
A2 Especificações das interfaces A/D e D/A	89
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	91

RESUMO

A amostragem sub-Nyquist de sinais de vídeo sempre foi considerada uma técnica a qual causa certa degradação na imagem, embora bons resultados tenham sido conseguidos por alguns autores. Este trabalho baseia-se em uma nova técnica sub-Nyquist, com frequência de amostragem horizontal de $(13.5 / 2)$ MHz, que usa o tipo de mosaico cruzado (QUINCUX na linha) e um filtragem não linear de recuperação otimizada. Os resultados obtidos para o PAL-M não acusam perdas e asseguram uma faixa de passagem até 6 MHz sem interferências de sobreposição.

ABSTRACT

The sub-Nyquist sampling of video signals has always been considered as a technique that causes some impairment in images; however, good results have been acquired in some works. This paper describes a new sub-Nyquist technique that operates with a $(13.5/2)$ MHz sampling frequency using a line offset structure (QUINCUX) and a non-linear optimum filtering. The results, for PAL signals, do not exhibit any impairment and assure a bandwidth up to 6 MHz without any spectral overlap interference.

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

A amostragem sub-Nyquist de sinais sempre foi considerada uma técnica a qual causa perda de qualidade do sinal. Embora os poucos estudos que a utilizam tenham chegado a resultados bons, eles sempre consideram alguma degradação, conforme as referências [2, 3, 4, 5, 6].

Este trabalho apresenta resultados práticos obtidos da implementação de um equipamento de codificação sub-Nyquist de sinais de vídeo composto. Ele se utiliza da base teórica desenvolvida pela referência [1]. Nela, é demonstrado que adotando-se um mosaico de amostras adequado, o qual mantém algumas direções super-Nyquist, não necessariamente a horizontal, pode-se recuperar integralmente o sinal valendo-se de filtragens multidimensionais.

Neste, partiu-se de uma amostragem sub-Nyquist com o uso de um mosaico cruzado, ou QUINCUX na linha, e uma posterior recuperação com filtragem não linear.

O trabalho se inicia com uma introdução à amostragem sub-Nyquist; apresenta uma proposta desse tipo de codificação que, empregando uma frequência de amostragem tal que gera um mosaico cruzado, consegue bons resultados.

A seguir, são apresentadas resumidamente as razões do uso desse tipo de mosaico, baseadas na referência [1], e da filtragem de recuperação, a qual usa um critério inovador simples mas muito eficiente.

São apresentados cálculos para se estimar a capacidade de redução de taxas no capítulo 3 e mostra-se que esse procedimento viabiliza a transmissão do sinal de vídeo em sistemas M.C.P. de terceira hierarquia, ou seja, a 34 Mbit/s.

Tomando-se como base a subportadora de cor, é apresentado no capítulo seguinte um estudo baseado em simulações as quais explicam os efeitos de amostragem sub-Nyquist, usando-se o mosaico cruzado e o ortogonal, no que se refere à qualidade do sinal recuperado : presença ou não de componentes espectrais espúrias e modulações em amplitude indesejadas.

No capítulo 5, comenta-se como foram colhidos os resultados em laboratório. Maiores detalhes sobre o equipamento implementado estão no apêndice A1.

Em seguida, são mostrados os resultados significativos obtidos em comparações do uso de um ou outro mosaico na amostragem sub-Nyquist e recuperação com filtragem horizontal, no caso do ortogonal, e filtragem não linear, no cruzado.

Adiantando-se algumas conclusões, veremos que a amostragem cruzada mais a filtragem ótima são um procedimento o qual possui um resposta espectral plana até próximo dos 6 MHz. Além disso, distinguindo-se da amostragem sub-Nyquist normal, não causa distorções características de "aliasing" no espectro original.

CAPÍTULO 2 A AMOSTRAGEM SUB-NYQUIST DE SINAIS.

2.1 Introdução

Uma forma de se reduzir a taxa de bits de sinais digitais é simplesmente diminuir a taxa de amostragem na codificação. De acordo com o teorema da amostragem de Nyquist, a frequência mínima que pode ser usada, sem gerar componentes espúrias devido a sobreposição de espectros, é duas vezes a maior frequência do sinal original, conhecida como frequência de Nyquist. Isto também vale para o sinal de vídeo, se levarmos em consideração apenas a direção horizontal como representante das informações.

Assim, uma frequência de amostragem menor que duas vezes a maior frequência considerável, por exemplo, menor que 8.5 MHz (2×4.25 MHz), ou ainda, menor que duas vezes a frequência da subportadora de cor, isto é, abaixo de 7.15 MHz (2×3.575611 MHz), pode ser considerada sub-Nyquist na direção horizontal.

O diagrama em blocos de um sistema PCM com frequências de amostragem super e sub-Nyquist é mostrado na figura 2.1 .

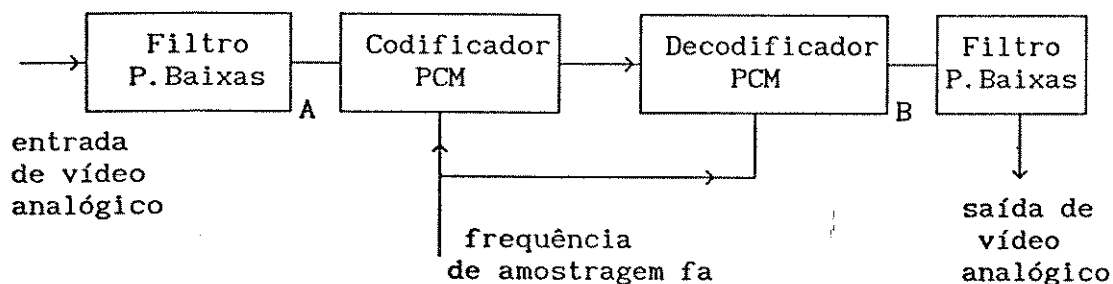


Figura 2.1 Sistema de amostragem para sinais de vídeo.

Na condição super-Nyquist, se o sinal de vídeo aplicado no codificador tiver o espectro da figura 2.2, no decodificador teremos o espectro da figura 2.3, supondo que as amostras são representadas por impulsos. Nesse caso, na saída do filtro passa-baixas com frequência de corte f_m estará presente o espectro do sinal original.

Com a amostragem sub-Nyquist, as componentes desejadas do sinal se sobrepõem às não desejadas na faixa de $f_a - f_m$ até f_m , como na figura 2.4. Assim, o sinal obtido na saída do filtro contém componentes espúrias.

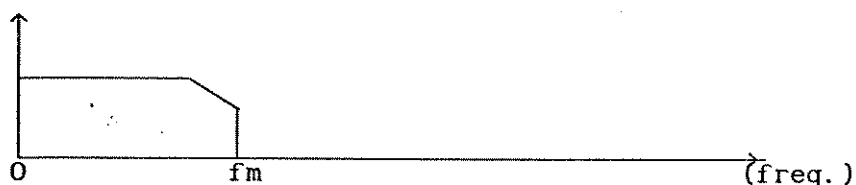


Figura 2.2 Espectro do sinal no ponto A.

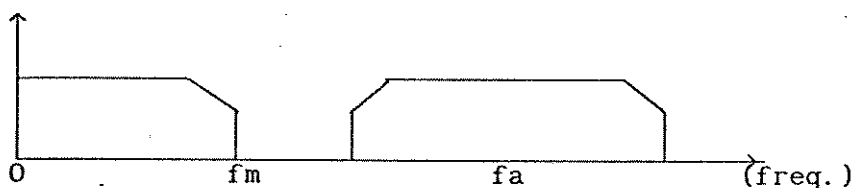


Figura 2.3 Espectro do sinal no ponto B, amostrado com $f_a > 2f_m$.

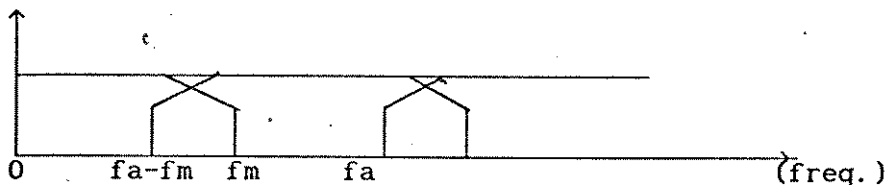


Figura 2.4 Espectro do sinal no ponto B, amostrado com $f_a < 2f_m$.

2.2 Técnicas de amostragem sub-Nyquist para sinais monocromáticos.

Alguns pesquisadores desenvolveram técnicas para uso de frequências de amostragem sub-Nyquist para sinais de vídeo monocromático ou usando separadamente a luminância e os sinais diferença de cor, referências [3, 4]. Tais técnicas possuem restrições mais sérias se aplicadas a sinais de vídeo composto PAL.

Uma das formas de se minimizar o erro causado pela sobreposição de faixas, de f_a - f_m até f_m , conforme a figura anterior 2.4, se baseia no fato de que as componentes do sinal de vídeo que se localizam em frequências múltiplas inteiras da frequência de linha f_l , $(N \times f_l)$, possuem mais informação que as componentes que se localizam em múltiplos da metade da frequência de linha, $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$.

A importância relativa das componentes em $(N \times f_l)$ e $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$ está relacionada aos padrões espaciais correspondentes numa tela de televisão. As de $(N \times f_l)$ correspondem aos padrões verticais e as de $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$ padrões diagonais cujas fases mudam de 180 graus em pontos adjacentes verticais em linhas sucessivas. Observa-se que as linhas do padrão $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$ estão mais próximas comparadas com as de $(N \times f_l)$. Desse modo, a frequência espacial do padrão $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$ é maior que a de $(N \times f_l)$. Como a energia na maioria das imagens decresce com o aumento da frequência espacial, o espectro de vídeo tem menor energia para as componentes em $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_l \right)$ do que para $(N$

$\times f_1$).

Também porque uma imagem pode conter mais contornos verticais que diagonais é um outro motivo das componentes em $(N \times f_1)$ terem mais energia.

A importância das componentes em $(N \times f_1)$ é ainda maior pelo fato que, para uma dada energia, a visibilidade das componentes espectrais diminui com o aumento da frequência espacial.

Na prática, o espectro do sinal de vídeo tem as características mostradas na figura 2.5 .

Usando-se uma frequência de amostragem $f_a = \left(\left(P + \frac{1}{2} \right) \times f_1 \right)$, o espectro das componentes espúrias tem máximos em valores múltiplos de $\left(\left(N + \frac{1}{2} \right) \times f_1 \right)$. Pode-se, assim removê-las, removendo-se também as componentes originais de baixa visibilidade e energia, usando-se um filtro com uma faixa de passagem plana até $(f_a - f_m)$ e um espectro tipo pente entre $(f_a - f_m)$ e f_m conforme a figura 2.6 .

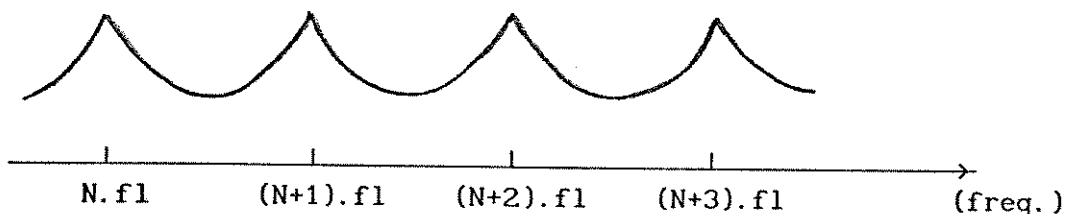


Figura 2.5 Espectro do sinal de vídeo com as componentes desejadas e espúrias.

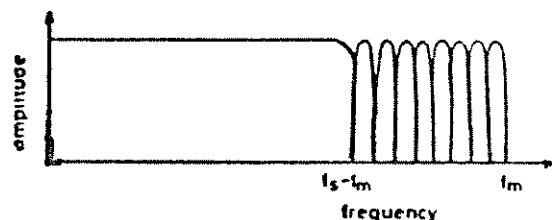


Figura 2.6 Resposta do filtro pente.

Com esse sistema sub-Nyquist, componentes originais que ocorrem em harmônicas ímpares de $f_l/2$ são removidas pelo filtro mas causam componentes espúrias não atenuadas quando ocorrem nos máximos do espectro do filtro. Uma melhor filtragem pode ser feita se essas componentes forem removidas antes do sinal ser amostrado.

O diagrama em blocos dos filtros para antes e depois da amostragem está na figura 2.7. Os dois filtros são idênticos com exceção da posição do atraso de uma linha. Esse atraso é colocado no caminho de alta frequência num filtro e de baixa mais alta frequência no outro a fim de equalizar baixas e altas frequências ao longo do sistema. O sinal de saída entre $(f_a - f_m)$ e f_m é igual a média do sinal de entrada atual e atrasado de uma linha. Abaixo de $(f_a - f_m)$ a saída do primeiro filtro é o sinal de entrada atrasado de uma linha e do segundo é o sinal atual.

O efeito nos detalhes da imagem depende do ângulo entre os detalhes e as linhas de varredura. A resolução horizontal não é afetada pois as componentes originais ocorrem em múltiplos da frequência de linha enquanto as espúrias ocorrem em pontos de zeros dos filtros. Com transições diagonais, os filtros reduzem a magnitude das componentes originais abaixo de $(f_a - f_m)$ e as componentes espúrias não são completamente removidas. A resolução

vertical, assim como a horizontal, não é afetada pois suas frequências normalmente estão abaixo de $(f_a - f_m)$.

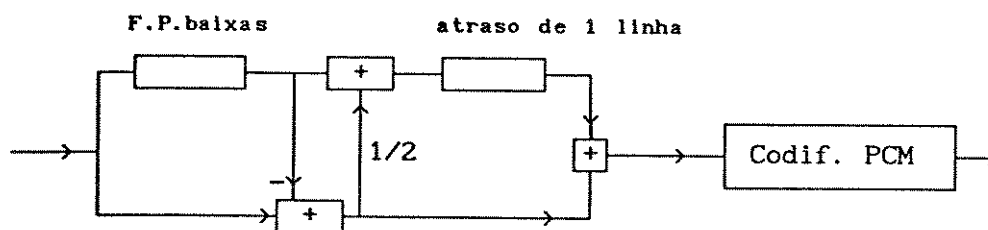


Figura 2.7 Diagrama do filtro antes da codificação.

2.3 Proposta de Devereux e Stott para amostragem sub-Nyquist de sinais de vídeo PAL.

Essa idéia descreve como as técnicas usadas em vídeo monocromático podem ser adaptadas para dar bons resultados se aplicadas diretamente no sinal de vídeo composto PAL com uma frequência de amostragem igual a duas vezes a frequência da subportadora de cor, isto é, 8.87 MHz para o sinal Pal com 625 linhas e 50 campos/s .

Uma característica interessante desse processamento é que, embora um codec digital cause uma pequena perda de resolução, se mais codec's forem ligados em cascata, não haverá perdas adicionais.

As técnicas descritas nesta proposta não são diretamente aplicáveis em outros sistemas de vídeo composto. Contudo, a amostragem sub-Nyquist tem sido aplicada a sinais NTSC com sucesso, usando-se outros princípios.

2.3.1 Princípios gerais

A componente de crominância de um sinal PAL é dada pela soma de dois sinais em quadratura, chamados u e v:

$$u = U \sin (2 \pi f_{sc}.t)$$

$$v = V \cos (2 \pi f_{sc}.t)$$

onde U e V são os sinais diferenças de cor B - Y e R - Y. O sinal composto é dado por :

$$E = Y + U \sin (2 \pi f_{sc}.t) + m(t) . V \cos (2 \pi f_{sc}.t)$$

As técnicas de amostragem sub-Nyquist para sinais monocromáticos não levam a resultados satisfatórios no PAL devido às componentes de crominância. A componente u tem energia em função da subportadora fsc que é igual a $283 + \frac{3}{4} fl$ (no caso de 525 linhas e 60 campos/s é igual a $227 + \frac{1}{4} fl$) e possui máximos em frequências dadas por $\left(K + \frac{3}{4} \right).fl$. Por outro lado, a componente v tem picos de energia em $\left(K + \frac{1}{4} \right).fl$.

O espectro do sinal PAL está na figura 2.8.

Se este sinal é amostrado em frequências múltiplas ímpares de $fl/2$, o sinal de crominância produz componentes espúrias com máximos em frequências iguais aos máximos do espectro de crominância original. G. J. Phillips [3], mostrou que o sinal PAL pode ser reproduzido satisfatoriamente após uma amostragem sub-Nyquist para uma frequência de 2 fsc e fase amarrada na subportadora de cor.

No que se refere a luminância, 2 fsc é próximo de um múltiplo ímpar de $fl/2$ e a técnica sub-Nyquist opera da mesma maneira como foi explicado para sinais monocromáticos.

Quanto à crominância, após uma amostragem com 2 fsc, as componentes espúrias geradas pela banda superior da crominância não podem ser atenuadas pelo filtro anterior porque estão sobrepostas às componentes desejadas da banda inferior. Porém se a fase da frequência de amostragem for ajustada corretamente, esse sinal com sobreposição pode ser recuperado num sinal de

crominância padrão pela mesma filtragem que é feita na luminância.

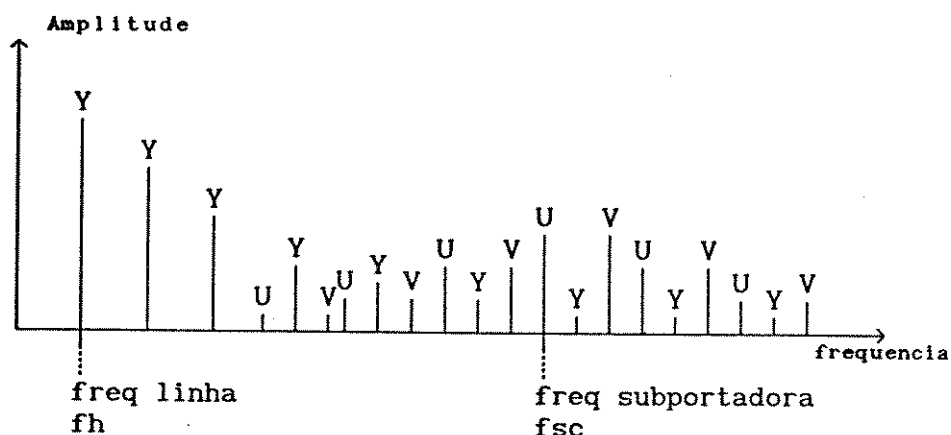


Figura 2.8 Espectro do sinal PAL.

O efeito que se nota desse processamento na crominância é uma cintilação de 12.5 Hz que pode aparecer e contornos horizontais entre áreas de diferentes cores. Esse valor 12.5 vem do fato que uma linha da imagem possui componentes no eixo v em oposição à linha correspondente no quadro seguinte e isto é repetido numa taxa de 12.5 Hz.

O efeito na informação da luminância é o mesmo descrito para sinais monocromáticos. Existem também efeitos de interferências luminância-crominância.

2.3.2 Formas alternativas de filtragem

O filtro pente anterior não é o único que pode ser usado com a frequência 2 fsc. Por exemplo, como no sinal monocromático, o primeiro filtro pente pode ser retirado. A fase de amostragem deve ser ajustada tal que os instantes de amostragem ocorram 45 graus após os cruzamentos de zero das componentes de crominância no eixo u. O primeiro filtro pente assegura uma série de vantagens como :

- O ruído na crominância é reduzido.

- As componentes espúrias em contornos diagonais são reduzidas.

- O ajuste da fase na frequência de amostragem é menos crítico.

Essas vantagens são obtidas às custas de uma perda de resolução em contornos horizontais coloridos e transições diagonais na luminância.

A complexidade dos filtros pente pode ser aumentada com o uso de atrasos de uma linha ou um campo. A vantagem em se usar atrasos de um campo é que a resolução diagonal da luminância é melhorada e também dos contornos coloridos mas em contrapartida, os detalhes de cores de objetos em movimento são degradados.

Uma forma de filtragem pente usando-se atraso de linha e sem atraso de campo é obtida por uma estrutura com cinco atrasadores de linha cujo sinal de saída, numa linha r , é :

baixas frequências : $(Lr-2)$ ou $(Lr-3)$

altas frequências : $1/2 (Lr-2 + Lr-3) + k (-Lr + Lr-1 + Lr-4 - Lr-5)$

onde baixas e altas frequências se referem às frequências abaixo e acima de $(f_s - f_m)$.

O ajuste do valor de k muda o formato do dente do filtro pente. A curva para $k = 0$ é idêntica àquela de um filtro com atraso de uma linha. Essas curvas são dadas por :

$$\text{Ganho} = \cos \left(\pi \cdot \frac{f}{f_l} \right) + k \left(\cos \left(3\pi \cdot \frac{f}{f_l} \right) - \cos \left(5\pi \cdot \frac{f}{f_l} \right) \right)$$

para $-\frac{f_l}{2} \leq f \leq \frac{f_l}{2}$ onde f é o offset de $N \times f_l$.

A atenuação fixa de -3dB em deslocamentos de $f_l/4$ é necessária para se obter a cromaticidade correta em áreas uniformes.

Teoricamente, o uso desse filtro deve aumentar a separação entre as componentes desejadas e as espúrias. O diagrama em blocos dos filtros pente é mostrado nas figuras 2.9a e 2.9b.

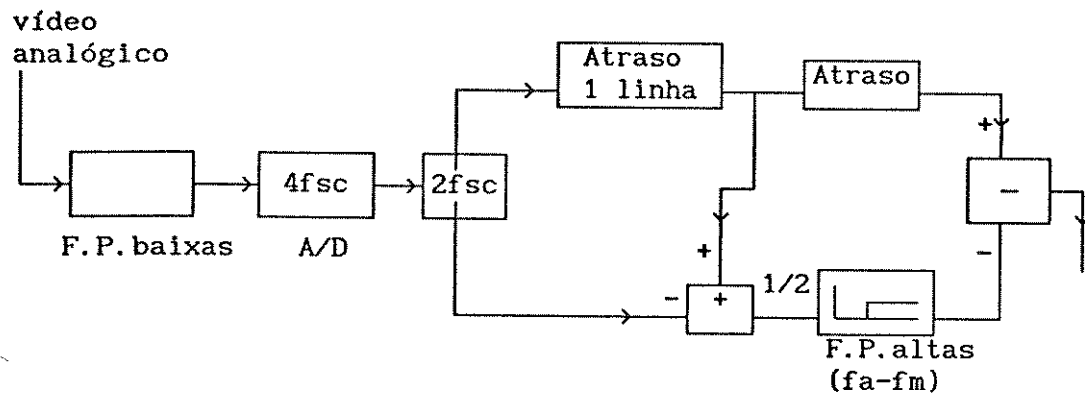


Figura 2.9a Conversor A/D e primeiro filtro pente.

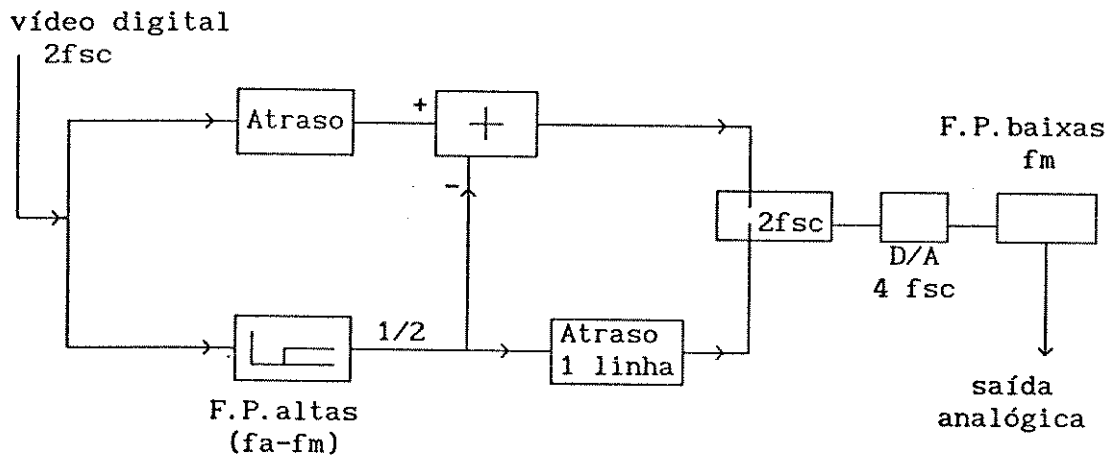


Figura 2.9b Segundo filtro pente e conversor D/A.

2.3.3 Resultados conseguidos em testes subjetivos

A figura 2.10 apresenta os resultados de testes subjetivos, apresentados na referência [2], em função do grau de degradação (escala padrão de 1 a 6) para a amostragem em 2fsc e 3fsc, usando-se o PCM e DPCM para diferentes valores de bits por amostra.

Ela mostra que a codificação PCM e DPCM usando 2 fsc distorce a imagem de 0.3 a 0.8 na escala subjetiva a mais que para 3 fsc. Por outro lado se compararmos as distorções para uma dada taxa de bits, então 2 fsc causa menos distorção que 3 fsc. A única distorção em 2 fsc notada foi a perda de contraste causada pela filtragem pente. Então, usando-se mais bits por amostra, ela deve ficar abaixo do grau 1.5, ou seja, qualidade acima de 4.5 na escala subjetiva.

A amostragem em 3 fsc tem a vantagem adicional de que melhores resultados para o DPCM podem ser obtidos sem muita dificuldade usando-se predição em duas dimensões. Um processo semelhante é mais difícil para 2 fsc porque a crominância no sinal amostrado se alterna entre (U+V) e (U-V) em linhas alternadas.

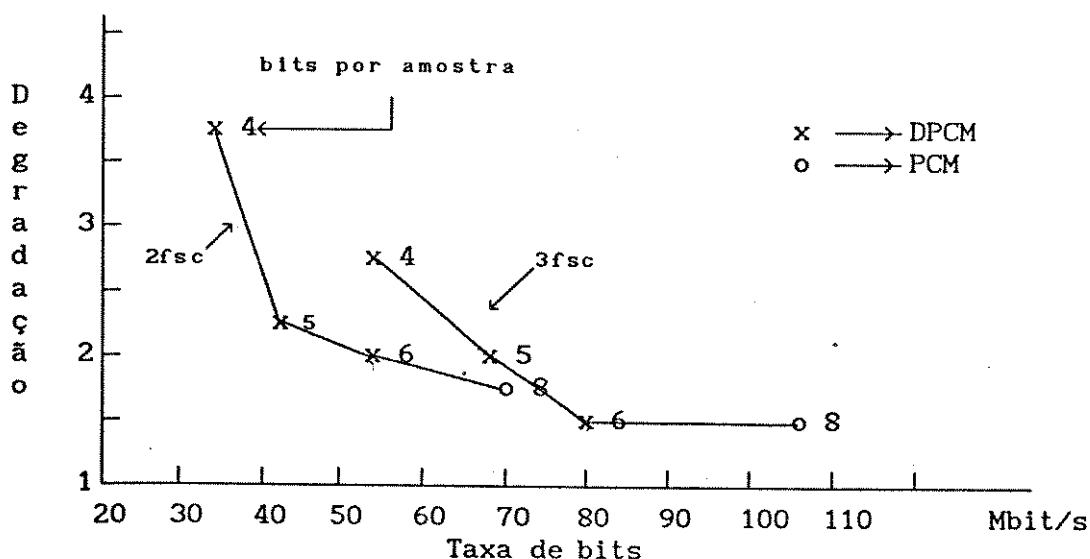


Figura 2.10 Qualidade versus taxa de bits para 2fsc e 3fsc.

Em testes no DPCM com 3 fsc e predição bidimensional, as distorções para uma dada taxa de bits foram menores que para DPCM com 2 fsc, usando-se como predição a segunda amostra prévia e uma taxa perto de 60 Mbit/s.

Como o grau 1.5 de distorção é o máximo aceitável para imagens com qualidade de transmissão, então somente o PCM com 8 bits é aceitável para 2 fsc.

Concluimos que essa proposta de amostragem sub-Nyquist em 2fsc e uso de filtragens pente leva a resultados satisfatórios para a codificação de vídeo.

É interessante lembrar que, apesar de não mencionado pelo autor da proposta, esse valor 2fsc leva a um mosaico cruzado de amostras por ser múltiplo de metade da frequência de linha. Assim, há um deslocamento de meio período de amostragem na disposição de amostras em linhas consecutivas. Esse mosaico, também chamado de QUINCUX na linha ou Line Offset Structure - LOS, figura 2.11, tem a propriedade importante de manter direções super-Nyquist mesmo numa subamostragem com taxa sub-Nyquist, como será explicado no próximo item.

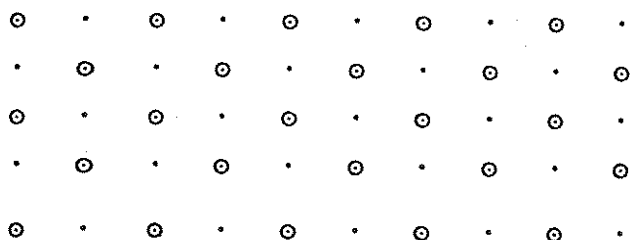


Figura 2.11 Mosaico de subamostragem cruzada.

onde : o representa uma amostra presente

• é uma amostra eliminada.

2.4 Uso do mosaico cruzado na subamostragem

Este item apresenta um resumo de alguns resultados obtidos teoricamente e em simulações realizadas de acordo com a referência [1].

Inicialmente, é observado o mosaico original de amostras em taxa super-Nyquist o qual apresenta em todas as direções, seja horizontal, H, vertical, V, diagonais, D1 e D2, e o tempo, distâncias super-Nyquist entre amostras consecutivas e consequentemente taxas super-Nyquist, conforme a figura 2.12.

Em uma subamostragem normal com frequência sub-Nyquist múltipla inteira da frequência de linha, obtém-se um mosaico ortogonal que mantém distâncias super-Nyquist entre amostras somente na direção vertical, sem considerar-se a direção do tempo, de acordo com a figura 2.13.

Nesse caso, não há possibilidade de recuperação integral das amostras eliminadas pois, qualquer que seja a direção escolhida para filtragens, horizontal ou diagonais, ela possui distâncias sub-Nyquist inter-amostras, ou seja :

$$V' = V, \quad H' > H, \quad D1' > D1 \text{ e } D2' > D2.$$

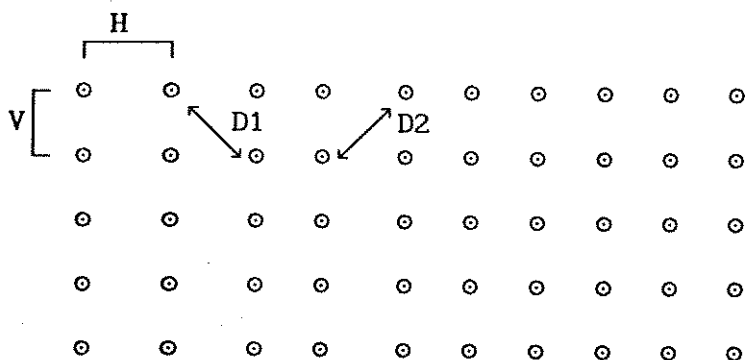


Figura 2.12 Mosaico original com todas as direções super-Nyquist.

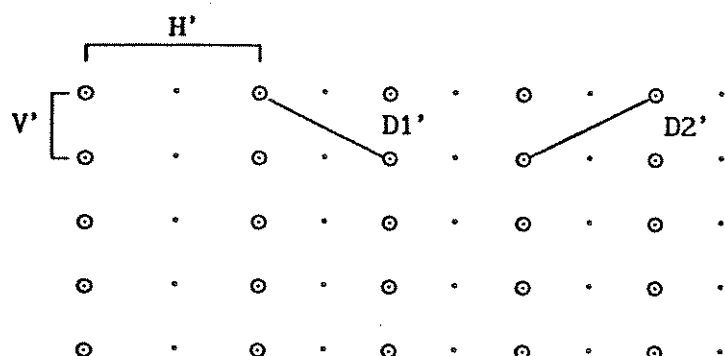


Figura 2.13 Mosaico de subamostragem normal com as direções horizontal e diagonais sub-Nyquist.

o representa uma amostra presente.
 • representa uma amostra eliminada.

Com o uso do mosaico cruzado, figura 2.14, também chamado de mosaico QUINCUX na linha ou Line Offset Structure, LOS, consegue-se manter as direções diagonais, $D1''$ e $D2''$, com taxas super-Nyquist, pois não perdem nenhuma amostra em relação ao original. Nas direções H'' e V'' as distâncias são sub-Nyquist.

Assim :

$$V'' > V, \quad H'' > H, \quad D1'' = D1 \text{ e } D2'' = D2.$$

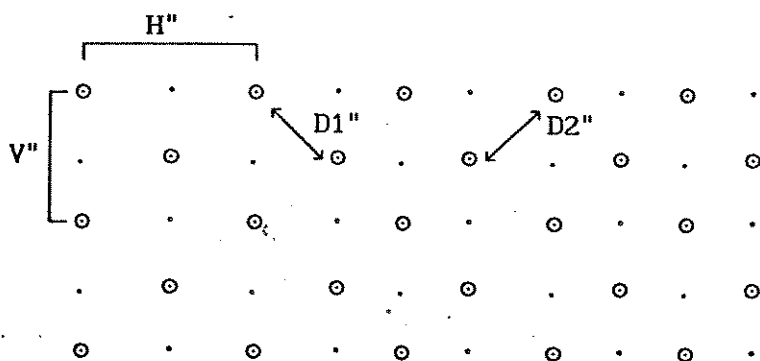


Figura 2.14 Mosaico de subamostragem cruzada com as direções diagonais super-Nyquist.

Se fizermos filtrações nas direções $D1''$ e $D2''$ poderemos introduzir amostras auxiliares inter-linhas e inter-colunas, denotadas por $\square$ na figura 2.15. Como essas auxiliares também estão a distâncias super-Nyquist umas das outras, podemos recuperar as amostras eliminadas na subamostragem com uma filtração na direção $D3''$.

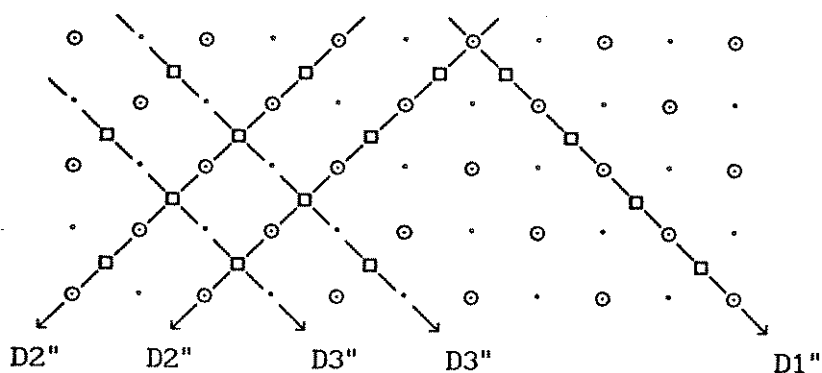


Figura 2.15 Mosaico Cruzado com filtrações de recuperação.

- Amostra presente
- Amostra eliminada na sub-amostragem
- Amostra auxiliar introduzida na direção $D2''$

2.5 A filtragem de recuperação com o mosaico cruzado

Neste tipo de mosaico, onde há relações entre amostras em mais de uma direção, a recuperação das amostras eliminadas depende de uma filtragem multidimensional.

Observando-se o conteúdo espectral do sinal em regiões de transições horizontais ou verticais, chega-se às conclusões :

- Nas transições horizontais, o sinal possui conteúdo de alta frequência na direção horizontal e de baixa frequência na vertical.

- Nas transições verticais, possui conteúdo de alta frequência na direção vertical e de baixa frequência na horizontal.

Desse modo, opta-se por uma filtragem horizontal em regiões de transições abruptas verticais, como na figura 2.16, nas quais $|H2 - H1| < |V2 - V1|$, e por filtragem vertical onde existem transições rápidas horizontais, onde $|H2 - H1| > |V2 - V1|$, conforme a figura 2.17.

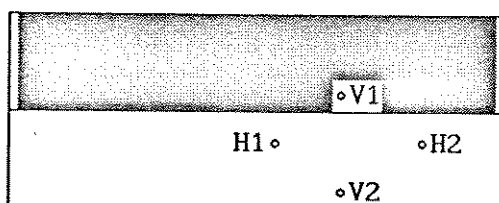


Figura 2.16 Transição vertical onde $|H2-H1| < |V2-V1|$.

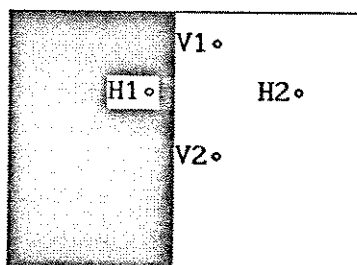


Figura 2.17 Transição horizontal onde $|H2-H1| > |V2-V1|$.

Foram realizadas simulações, referência [1], com o mosaico cruzado em imagens padrões de teste, usando-se esse critério de filtragem na direção do menor sinal diferença.

Os resultados de uso do filtro de primeira ordem mostram altas relações sinal/ruído, maiores que 70 dB, comparando-se os sinais original e recuperado na forma digital.

Com uma filtragem de ordem zero também foram obtidas altas relações sinal/ruído, com apenas um ligeiro decréscimo, da ordem de 1 dB, em comparação à filtragem de primeira ordem.

Essa filtragem se resume a :

$$D_h = | H2 - H1 | \quad - \text{ sinal diferença horizontal}$$

$$D_v = | V2 - V1 | \quad - \text{ sinal diferença vertical}$$

$$a_{i,j} = \begin{cases} \left(\frac{H2 + H1}{2} \right) & - \text{ Se } D_h < D_v \\ \left(\frac{V2 + V1}{2} \right) & - \text{ Se } D_h > D_v \end{cases}$$

Esse critério não linear de escolha da direção de filtragem e a ordem zero do filtro foram escolhidos neste trabalho pela simplicidade de implementação e pelos bons resultados conseguidos em simulações com imagens e sinais de teste determinísticos , de acordo com a referência [1].

CAPÍTULO 3 REDUÇÃO DE TAXAS COM A SUBAMOSTRAGEM

3.1 A frequência de amostragem utilizada

Em 1981, a recomendação CCIR introduziu a codificação digital dentro de estúdios de televisão separadamente para a luminância e componentes de croma, ao invés dos sistemas existentes PAL, SECAM e NTSC, para melhorar a robustez contra distorções e ruídos e permitir certa compatibilidade entre os sistemas existentes.

Os seus principais parâmetros são :

- codificação separada do sinal de vídeo em componentes Y, C_R , C_B .
- frequências de amostragem de 13.5 MHz para a luminância e 6.75 MHz para croma, satisfazendo a relação entre amostras de 4 : 2 : 2 para Y, C_R e C_B , respectivamente.
- quantização uniforme usando 8 bits por amostra.
- taxa de transmissão de 216 Mbit/s.

As taxas de amostragem para estúdios foram especificadas para serem maiores que duas vezes a faixa de passagem, de maneira a existir alguma folga para processamento dos sinais. A frequência de amostragem da croma foi escolhida para ser alta o suficiente a fim de melhorar o desempenho da chave de croma.

Técnicas simples de transcodificação entre diferentes padrões são necessárias. Por essa razão, a relação entre as frequências de amostragem de vários padrões são frações racionais.

Neste trabalho, foi usado o valor de 13.5 MHz para a obtenção de amostras do sinal de vídeo composto.

Apesar dessa frequência, 13.5 MHz, não manter uma relação inteira simples com a da subportadora de cor, 3.575611 MHz, tornando mais complexa uma amarração em fase entre dois sinais com esses valores, ela é interessante por levar a um número inteiro e par de amostras por linha de vídeo, tanto nos sistemas de 60 ou 50 campos por segundo.

No caso de 60 campos por segundo e 525 linhas por quadro, temos o número de amostras por linha, N_a :

$$N_a = \frac{T_{\text{linha}}}{T_{\text{amostra}}} = \frac{63.56 \mu s}{\frac{1}{13.5 \text{ MHz}}} = 858 \text{ amostras por linha.}$$

Para 50 campos por segundo e 625 linhas por quadro :

$$T_{\text{linha}} = 64 \mu s \quad \text{e} \quad N_a = 864 \text{ amostras por linha.}$$

O fato desses números serem pares traz a vantagem de que, na ocasião de uma subamostragem por 2, ainda mantém uma quantidade inteira de amostras na linha, facilitando um controle de endereços nas memórias de linha do sinal amostrado.

3.2 Taxas obtidas com a codificação

O objetivo principal é chegarmos a uma taxa de amostras a qual possibilite a transmissão do sinal digital através de equipamentos MCPD de terceira hierarquia, ou seja, 34 Mbit/s. Descontando-se a capacidade que deve ser alocada para canais de serviços, aproximadamente 2 Mbit/s, devemos alcançar um valor de 32 Mbit/s para o vídeo composto.

A taxa inicial, T_1 , é conseguida pela amostragem do sinal em 13.5 MHz com 8 bits por amostra :

$$T_1 = \left(13.5 \times 8 \right) = 108 \text{ Mbit/s.}$$

Em seguida, com uma subamostragem em 6.75 MHz, chega-se ao valor T_2 :

$$T_2 = \frac{1}{2} \left(13.5 \times 8 \right) = 54 \text{ Mbit/s.}$$

No decorrer deste trabalho, mostraremos que essa segunda amostragem, a qual usa uma frequência sub-Nyquist, não causa degradações no sinal, de acordo com a disposição das amostras no mosaico de transmissão e da filtragem na recepção. E ainda, como essa estratégia não se baseia na retirada de redundâncias do sinal, pode-se diminuir essa taxa T_2 acrescentando-se outras técnicas de codificação como a transmissão diferencial DPCM ou transformadas do tipo cosseno discreta (DCT), por exemplo.

Para aproximarmos T_2 à taxa 32 Mbit/s devemos reduzir o número de bits por amostra de 8 para 5 usando a codificação diferencial DPCM.

Assim, consegue-se a taxa T_3 :

$$T_3 = \frac{5}{8} \left(\frac{1}{2} \left(13.5 \times 8 \right) \right) = 33.75 \text{ Mbit/s.}$$

Se necessário, pode-se, ainda, ocupar os tempos relativos aos sincronismos do vídeo composto como o apagamento vertical e horizontal.

O retraço vertical dura o tempo de 40 linhas em 525 e o horizontal aproximadamente 10 μ s em cada linha de 63.5 μ s. Desse modo, a redução da taxa será de :

$$\text{Redução} = \frac{40}{525} + \frac{10}{63.5} = 0.2337 = 23.37 \%$$

Chega-se à taxa T_4 :

$$T_4 = \left(1 - 0.2337 \right) \left[\frac{5}{8} \left(\frac{1}{2} \left(13.5 \times 8 \right) \right) \right] = 25.86 \text{ Mbit/s}$$

No equipamento realizado em laboratório, chegamos até a taxa de 54 Mbit/s, com a subamostragem em 6.75 MHz. Poderemos alcançar facilmente os 33.75 Mbit/s com o acréscimo de circuitos DPCM de 5 bits por amostra, garantindo uma boa qualidade do sinal transmitido.

Isso mostra que essa técnica de uso da amostragem sub-Nyquist e posterior recuperação super-Nyquist leva a um ganho na capacidade de canais digitais de, no mínimo, duas vezes, sem o uso de predição ou quantização adaptativas, codificação com comprimento variável de palavras e sem memórias de campo ou quadro.

CAPÍTULO 4. COMPARAÇÃO DO USO DOS MOSAICOS CRUZADO E ORTOGONAL NO PROCESSAMENTO DA SUBPORTADORA DE COR.

4.1 Introdução

Neste capítulo, estudaremos os fenômenos que decorrem do processamento sub-Nyquist do sinal de vídeo tomando como base a frequência da subportadora de cor (3.575611 MHz).

A observação do comportamento dessa componente tem grande importância pois qualquer tipo de degradação por ela sofrida resulta numa qualidade inferior do sinal processado, tanto subjetiva quanto objetivamente, seja nos sinais de TV, imagens estáticas e sinais de teste determinísticos.

Os resultados teóricos obtidos neste capítulo com auxílio de simulações em computador são comprovados nas montagens em laboratório.

4.2 Síntese das simulações e resultados

Inicialmente, gera-se uma sequência de amostras semelhante à obtida com a amostragem da salva da subportadora de cor para a frequência de amostragem de 13.5 MHz.

Com uma subamostragem, obtém-se uma outra sequência para a frequência de amostragem de 6.75 MHz.

Em seguida, calcula-se os espectros FFT para os dois casos e observa-se uma frequência interferente para a amostragem de 6.75 MHz. Essa componente espúria também foi obtida com o equipamento em laboratório e causa uma modulação em amplitude de frequência

modulante próxima a 200 kHz no sinal. Isso resulta da sobreposição de espectros - aliasing - devido a frequência sub-Nyquist de amostragem.

Como tentativa de recuperação das amostras ausentes do sinal subamostrado em 6.75 MHz, usa-se um filtro na direção horizontal. Nota-se que a degradação da senóide de frequência 3.57 MHz permanece.

A seguir, com um mosaico cruzado para três linhas consecutivas e uma filtragem na direção em que a diferença entre amostras adjacentes é menor - seja horizontal ou vertical - recupera-se a subportadora de cor e observa-se que seu espectro é idêntico ao do sinal original, indicando um processamento sem degradações.

A fim de se pesquisar o uso desse tipo de filtragem seletiva para o sinal composto PAL-M subamostrado, repetiremos o mesmo procedimento anterior mas com o uso da chave PAL nas três linhas subseqüentes.

4.3 A amostragem em 13.5 Mhz e subamostragem em 6.75 Mhz.

Seja um sinal $s(t)$ definido como $s(t) = \sin(2\pi \cdot f_{sc} \cdot t)$, onde $f_{sc} = 3.575611$ MHz e seu espectro mostrado na figura 4.1 .

Amostrando-o com uma frequência f_{a1} de 13.5 MHz obtemos uma sequência cujo espectro contém repetições do original deslocadas em múltiplos da frequência de amostragem (figura 4.2).

Nesse caso não há sobreposição do espectro centrado na origem com os centrados em múltiplos de f_{a1} pois a frequência de amostragem é maior que duas vezes f_{sc} , de acordo com o teorema da amostragem de Nyquist.

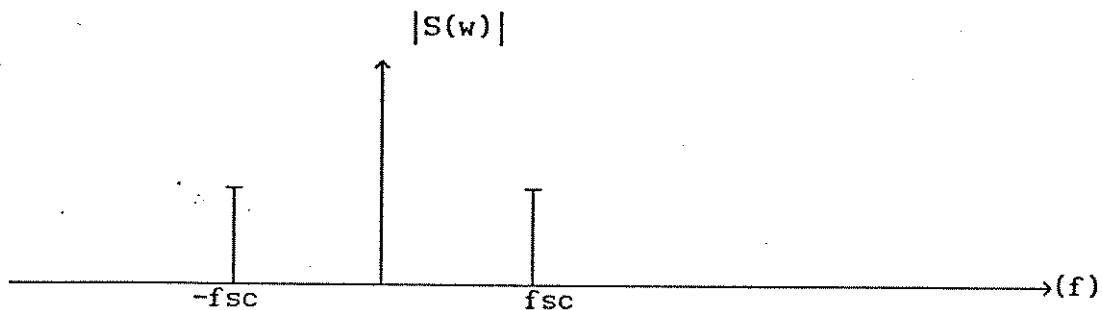


Figura 4.1 Espectro da frequência f_{sc} .

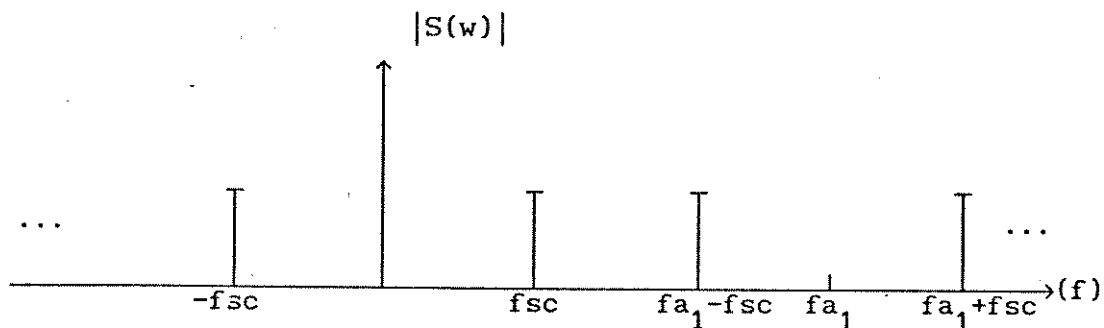


Figura 4.2 Espectro da frequência f_{sc} amostrada em 13.5 MHz.

Usando-se na amostragem fa_2 de 6.75 MHz, ocorre a sobreposição (figura 4.3). Com o uso de um filtro passa-baixas eliminamos as raias centradas em múltiplos de fa_2 (figura 4.4).

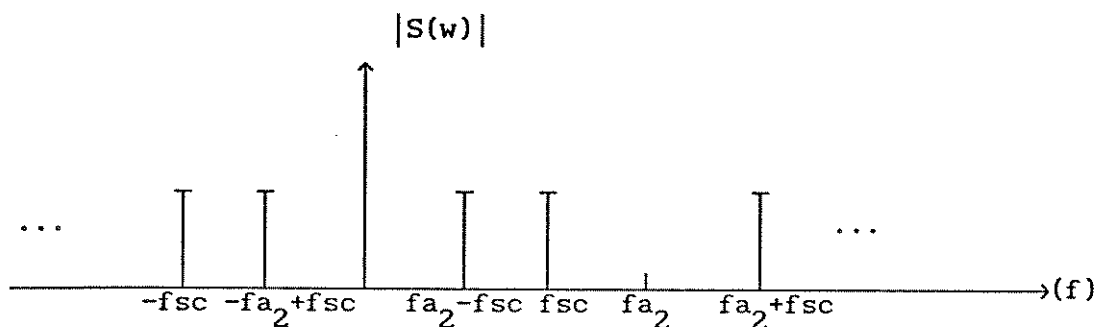


Figura 4.3 Espectro da frequência fsc amostrada em 6.75 MHz.

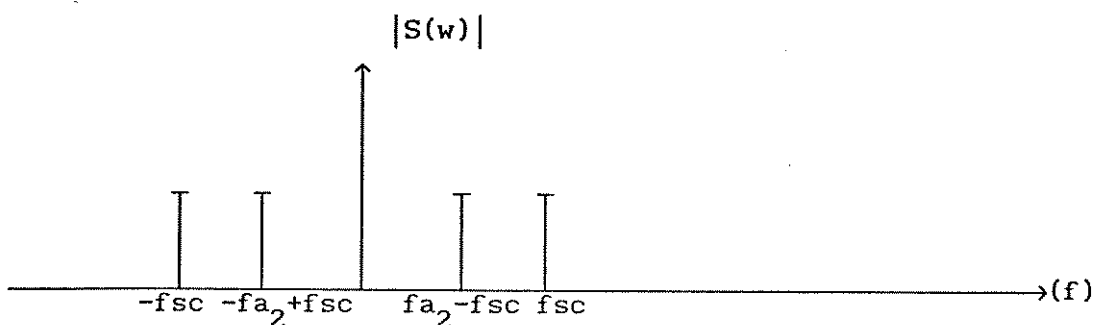


Figura 4.4 Espectro do sinal após o filtro passa-baixas.

Esse último sinal pode ser escrito como a soma de duas senóides $F1$ e $F2$.

$$s(t) = \text{sen } F1 + \text{sen } F2$$

$$\text{onde } F1 = 2 \cdot \pi \cdot (fsc) \cdot t$$

$$\text{e } F2 = 2 \cdot \pi \cdot (fa2 - fsc) \cdot t$$

Usando a transformação trigonométrica de soma em produto :

$$s(t) = \text{sen} F1 + \text{sen } F2 = 2 \cdot \text{sen} \left(\frac{F1 + F2}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{F1 - F2}{2} \right)$$

Substituindo-se $F1$ e $F2$, chega-se a :

$$s(t) = 2 \cdot \text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot t \cdot \frac{fa2}{2} \right) \cdot \cos \left[2 \cdot \pi \cdot t \cdot \left(fsc - \frac{fa2}{2} \right) \right]$$

No caso de $f_{sc} = 3.57 \text{ MHz}$ e $f_{a_2} = 6.75 \text{ MHz}$:

$$s(t) = 2 \cdot \sin [2 \cdot \pi \cdot t \cdot (3.375 \text{ MHz })] \cdot \cos [2 \cdot \pi \cdot t \cdot (200 \text{ kHz })]$$

Assim, o sinal resultante consta de uma frequência principal em 3.375 MHz modulada em amplitude por uma cossenóide de baixa frequência em 200 kHz (figura 4.6).

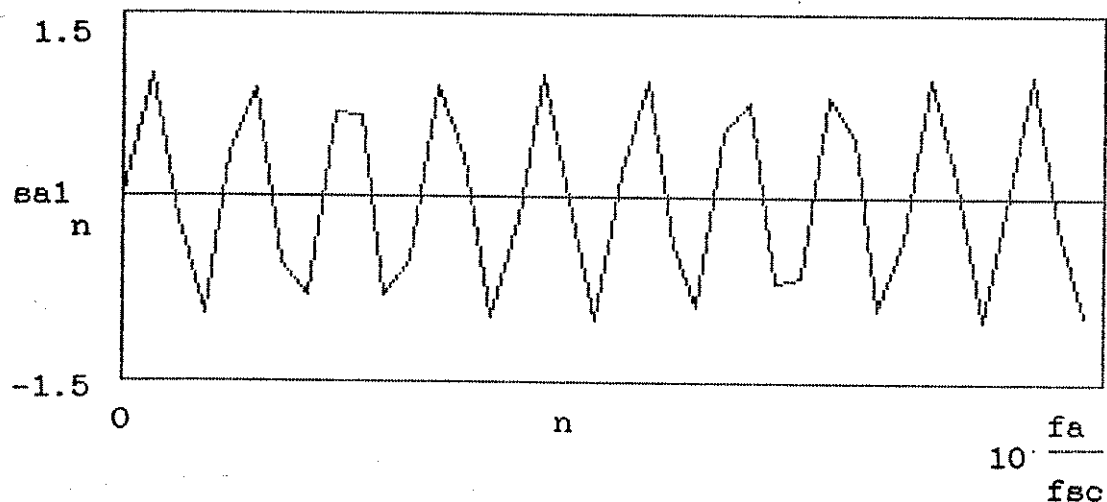


Figura 4.5 Senóide amostrada em 13.5 MHz.

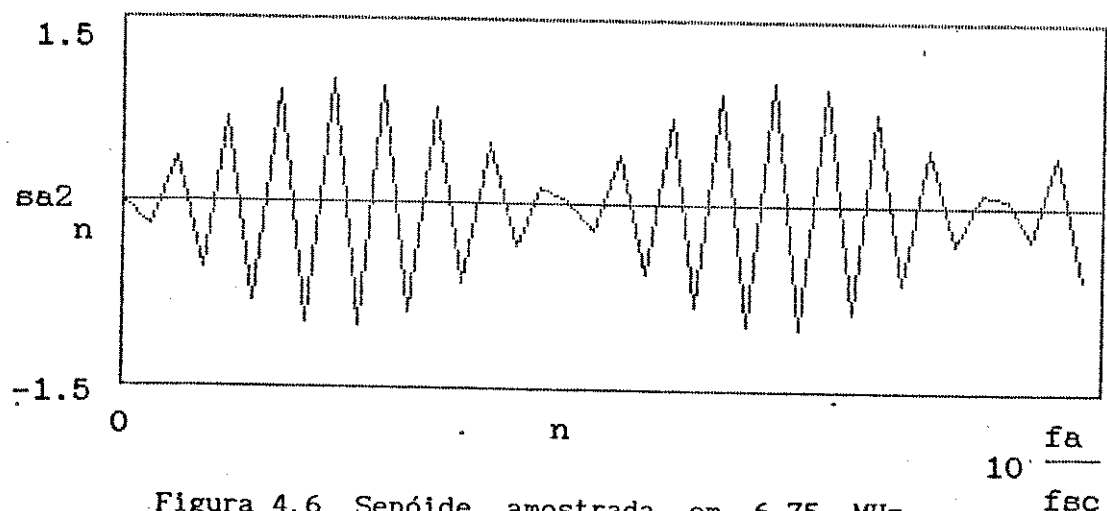


Figura 4.6 Senóide amostrada em 6.75 MHz com modulação em baixa frequência.

Calculando-se a Transformada Discreta de Fourier, mais especificamente a Transformada Rápida de Fourier, FFT, podemos observar os espectros de amplitude e fase das duas seqüências conforme figuras 4.7 e 4.8. Os seus valores estão colocados na Tabela 1.

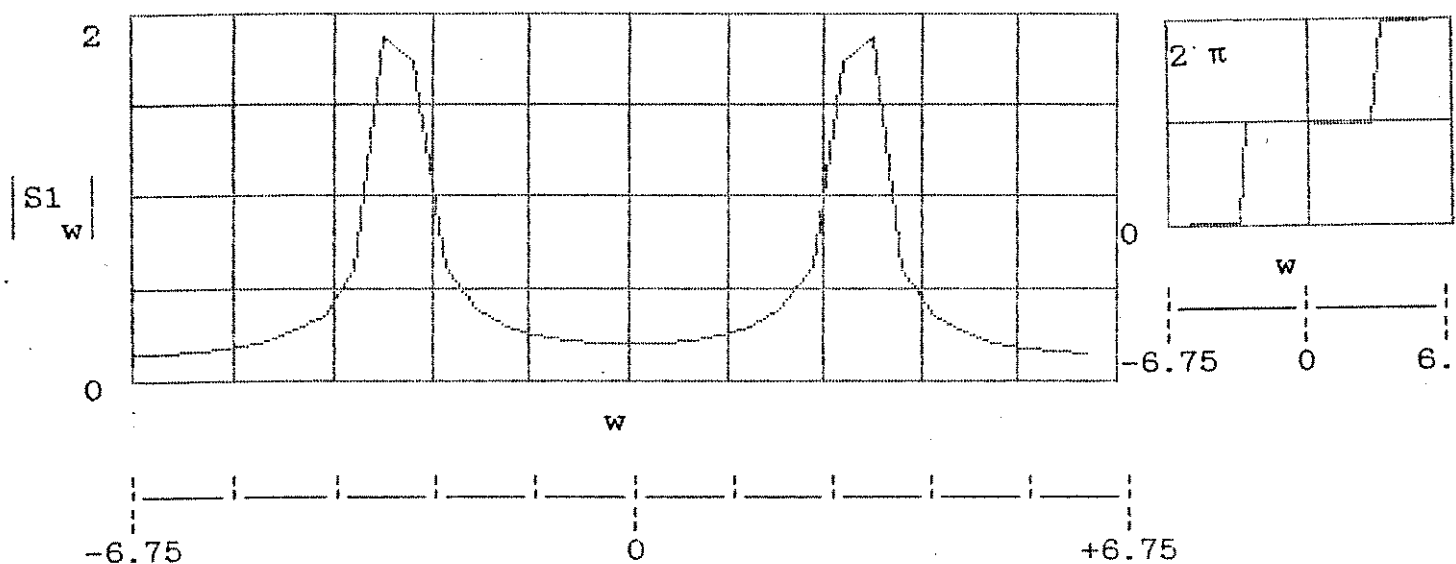


Figura 4.7 Espectro de amplitude e fase da senóide amostrada em 13.5 MHz.

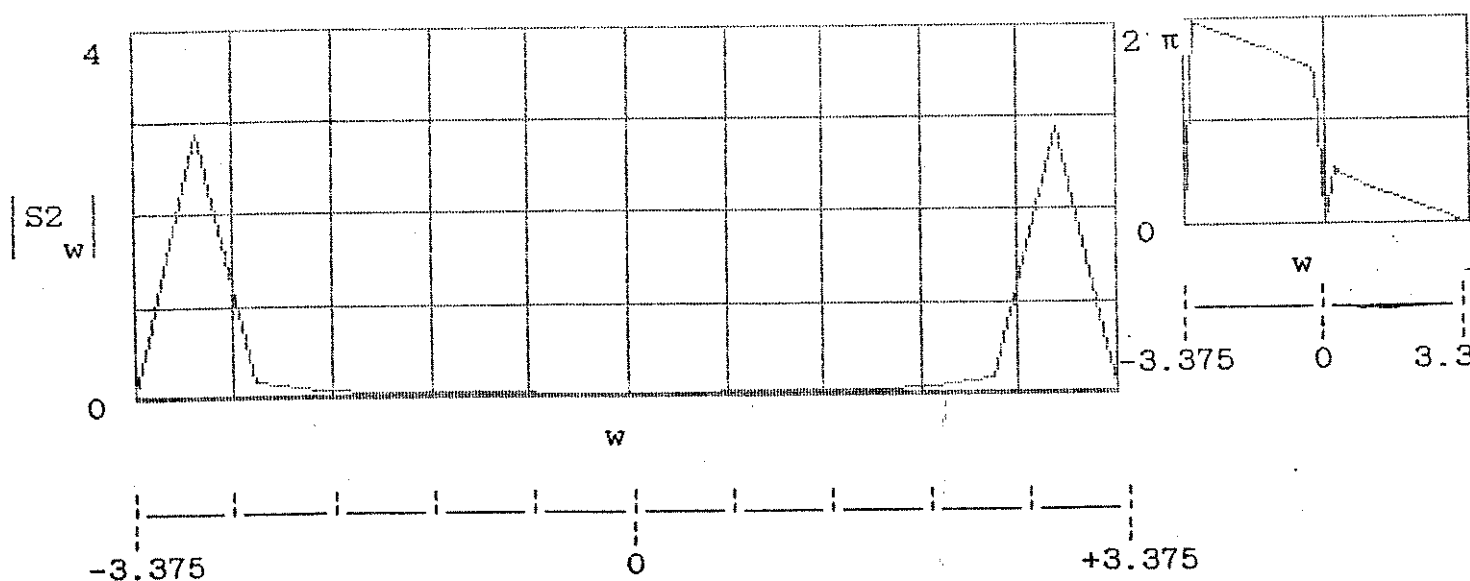


Figura 4.8 Espectro de amplitude e fase da senóide amostrada em 6.75 MHz.

Para o espectro $S1(w)$, o intervalo entre uma amostra e outra é de $\left(\frac{13.5}{32}\right)$ MHz. Assim, calculando a frequência correspondente ao pico na porção positiva do eixo das frequências chega-se a 3.58 MHz.

No caso de $S2(w)$, o intervalo entre amostras é de $\left(\frac{6.75}{32}\right)$ MHz e o pico corresponde a uma componente indesejada em 3.17 MHz, ou seja, em $(fa - fsc)$.

Tabela 1. Valores dos espectros de $S1(w)$ e $S2(w)$

S1		S2	
w	w	w	w
0	0.147	0.026	
1	0.149 + 0.002i	0.026 - 0.003i	
2	0.158 + 0.005i	0.026 - 0.005i	
3	0.176 + 0.008i	0.026 - 0.008i	
4	0.205 + 0.012i	0.026 - 0.011i	
5	0.256 + 0.017i	0.026 - 0.014i	
6	0.354 + 0.026i	0.026 - 0.018i	
7	0.593 + 0.046i	0.026 - 0.022i	
8	1.863 + 0.145i	0.026 - 0.027i	
9	-1.731 - 0.13i	0.026 - 0.033i	
10	-0.618 - 0.043i	0.025 - 0.041i	
11	-0.392 - 0.024i	0.025 - 0.052i	
12	-0.299 - 0.016i	0.024 - 0.069i	
13	-0.251 - 0.01i	0.022 - 0.098i	
14	-0.224 - 0.006i	0.014 - 0.174i	
15	-0.211 - 0.003i	-0.394 - 2.853i	
16	-0.206	0.071	
17	-0.211 + 0.003i	-0.394 + 2.853i	
18	-0.224 + 0.006i	0.014 + 0.174i	
19	-0.251 + 0.01i	0.022 + 0.098i	
20	-0.299 + 0.016i	0.024 + 0.069i	
21	-0.392 + 0.024i	0.025 + 0.052i	
22	-0.618 + 0.043i	0.025 + 0.041i	
23	-1.731 + 0.13i	0.026 + 0.033i	
24	1.863 - 0.145i	0.026 + 0.027i	
25	0.593 - 0.046i	0.026 + 0.022i	
26	0.354 - 0.026i	0.026 + 0.018i	
27	0.256 - 0.017i	0.026 + 0.014i	
28	0.205 - 0.012i	0.026 + 0.011i	
29	0.176 - 0.008i	0.026 + 0.008i	
30	0.158 - 0.005i	0.026 + 0.005i	
31	0.149 - 0.002i	0.026 + 0.003i	

4.4 Filtragem horizontal do sinal subamostrado

Como uma tentativa de recuperação da informação perdida do sinal, faz-se uma filtragem na direção horizontal. Nesse caso, as amostras ausentes são geradas como a média aritmética das adjacentes, conforme a equação a seguir.

$$a_{i,j} = \left(\frac{a_{i,j-1} + a_{i,j+1}}{2} \right) \quad - \text{ Filtragem horizontal.}$$

onde $a_{i,j}$ representa a amostra da linha i e coluna j .

A filtragem não consegue eliminar o aliasing, qualquer que seja a ordem do filtro. Em sinais modulados em amplitude, é possível, com filtros vestigiais adequados, eliminar a modulação, mas esse não é o nosso caso.

O resultado pode ser observado no espectro do sinal obtido onde nota-se a presença de uma raia interferente próxima à frequência principal, 3.375 MHz (figura 4.9).

Portanto, essa filtragem não recupera o sinal original e a degradação da subamostragem é mantida, de acordo com a forma do sinal no domínio do tempo (figura 4.10).

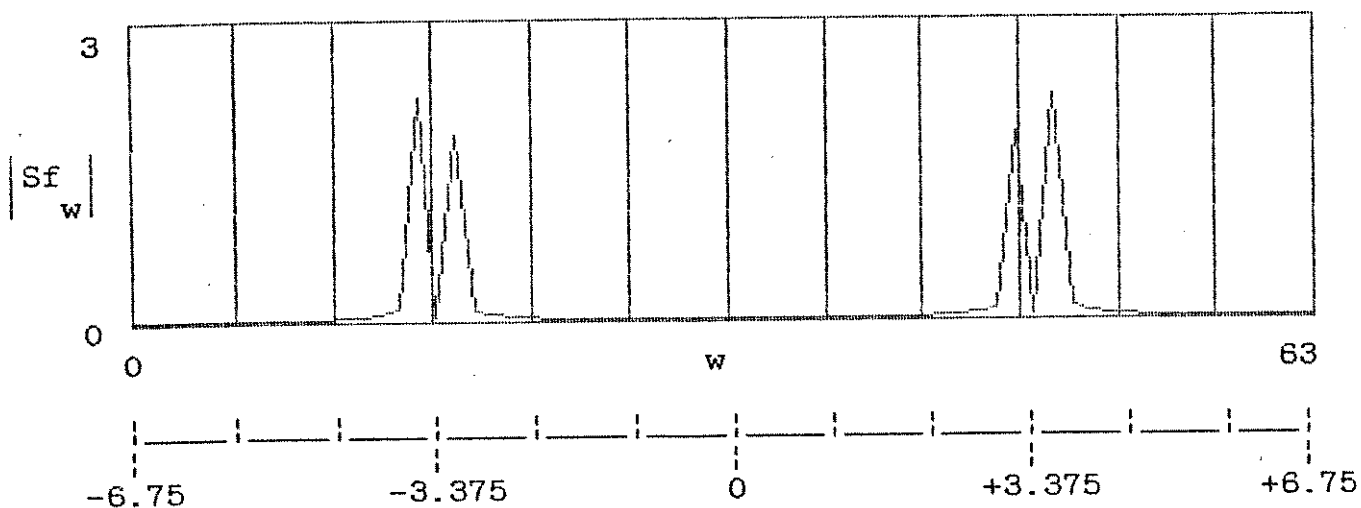


Figura 4.9 Espectro do sinal após filtragem horizontal.

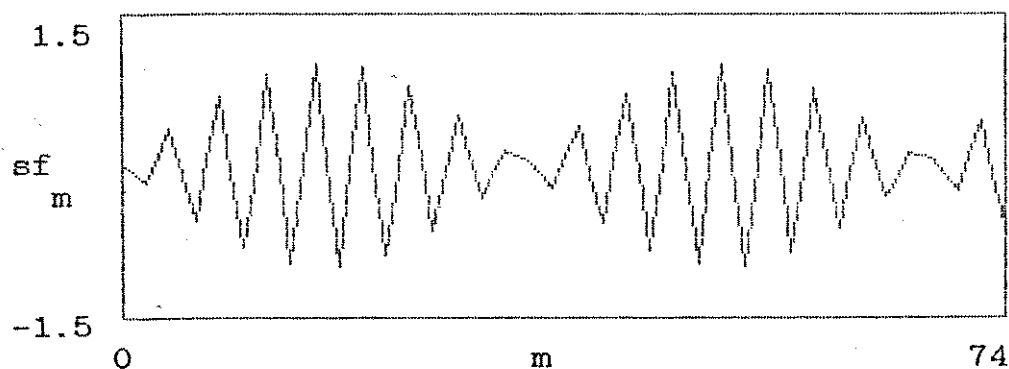


Figura 4.10 Sinal no domínio do tempo após filtragem horizontal.

4.5 Uso do mosaico cruzado

A frequência de amostragem 13.5 MHz é um múltiplo inteiro da frequência de linha do sinal de vídeo, $f_h = 15734,26$ Hz. Desse modo, existem 858 amostras por linha no mosaico original (figura 4.11).

Fazendo-se uma subamostragem na frequência de 6.75 MHz obtém-se o mosaico da figura 4.12.

Para chegarmos ao mosaico cruzado, eliminamos de uma linha as amostras pares e da linha consecutiva as ímpares (figura 4.13).

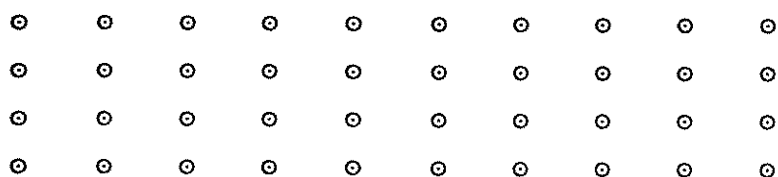


Figura 4.11 Mosaico Original.

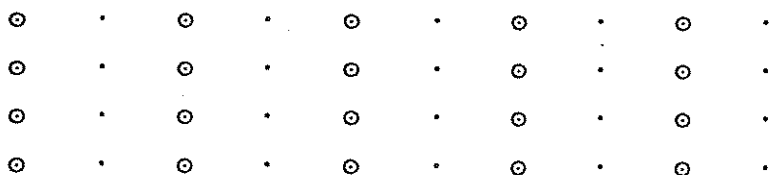


Figura 4.12 Mosaico de subamostragem normal.

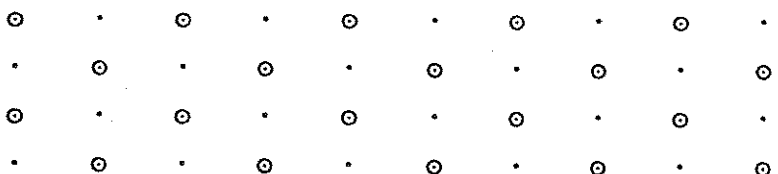


Figura 4.13 Mosaico de subamostragem cruzada.

onde : $\circ$ representa uma amostra presente

e $\cdot$ é uma amostra eliminada.

A partir da sequência da senóide amostrada em 13.5 MHz,

obtemos três linhas e geramos um mosaico cruzado de amostras, conforme a figura 4.14 .

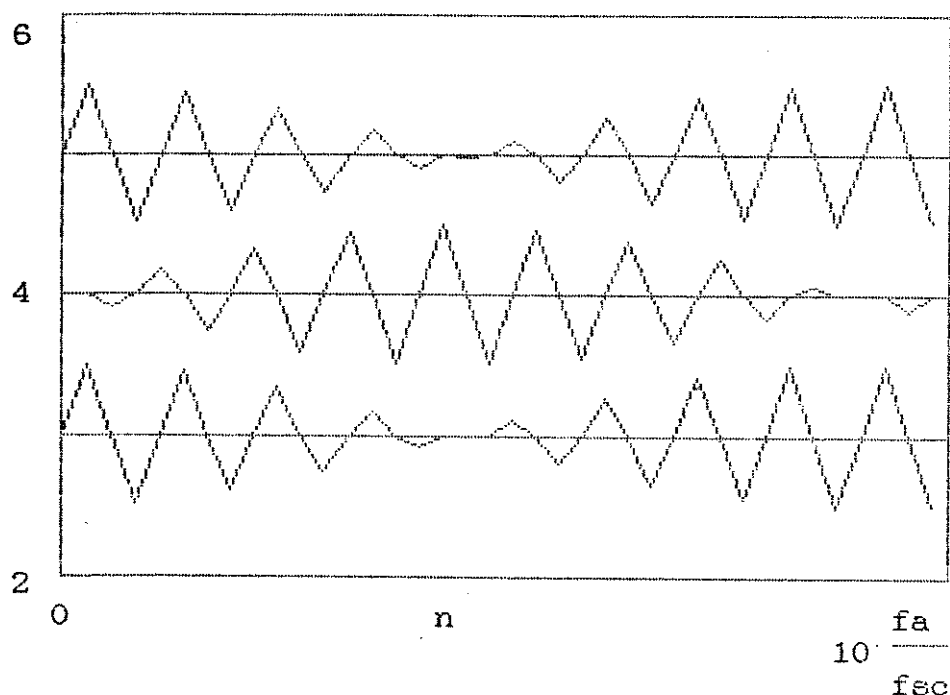


Figura 4.14 Três linhas formando um mosaico cruzado.

Como já foi verificado, a simples filtragem horizontal não é suficiente para eliminar a degradação na subamostragem, optamos por usar um critério não linear de filtragem de interpolação.

Ele se baseia no cálculo dos sinais diferença entre amostras adjacentes na direção horizontal, D_h , e vertical, D_v , e uma interpolação na direção da menor diferença, conforme foi estudado na referência [1] para a recuperação do sinal de luminância.

Assim, de acordo com a disposição da figura 15, a filtragem se resume a :

$$D_h = \left| a_{i,j+1} - a_{i,j-1} \right| \quad - \text{Diferença horizontal}$$

$$D_v = \left| a_{i+1,j} - a_{i-1,j} \right| \quad - \text{Diferença vertical}$$

$$a_{i,j} = \begin{cases} \left(\frac{a_{i,j+1} + a_{i,j-1}}{2} \right) & - \text{Se } D_h < D_v \\ \left(\frac{a_{i+1,j} + a_{i-1,j}}{2} \right) & - \text{Se } D_h > D_v \end{cases}$$

No caso das sequências das três linhas consecutivas, vamos recuperar a linha intermediária usando esse critério.

Calculando os sinais diferença chegamos à Tabela 2.

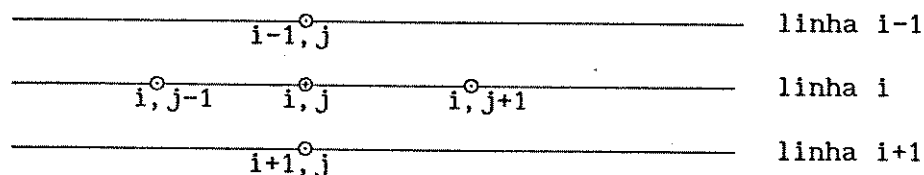


Figura 4.15 Disposição das amostras para a filtragem.

Dh	Dv
u	u
0.186	0
0.551	0
0.896	0
1.211	0
1.483	0
1.704	0
1.866	0
1.962	0
1.991	0
1.95	0
1.842	0
1.669	0
1.439	0
1.158	0
0.837	0
0.487	0
0.12	0
0.251	0
0.218	0

Tabela 2.

Como a diferença, no caso da senóide em fsc, é sempre menor na direção vertical - D_v é sempre nulo - recuperaremos as amostras ausentes da linha 2 com uma filtragem de ordem zero na direção vertical, ou seja, uma média aritmética das amostras das linhas 1 e 3.

Dessa maneira, chegamos à sequência temporal mostrada na figura 4.16, onde não se nota mais a modulação de baixa frequência característica da frequência interferente gerada na subamostragem.

Para uma análise em frequência, calculamos a DFT da sequência obtida usando FFT para 32 pontos e chegamos nos valores do espectro do sinal recuperado, $S2(w)$, Tabela 3.

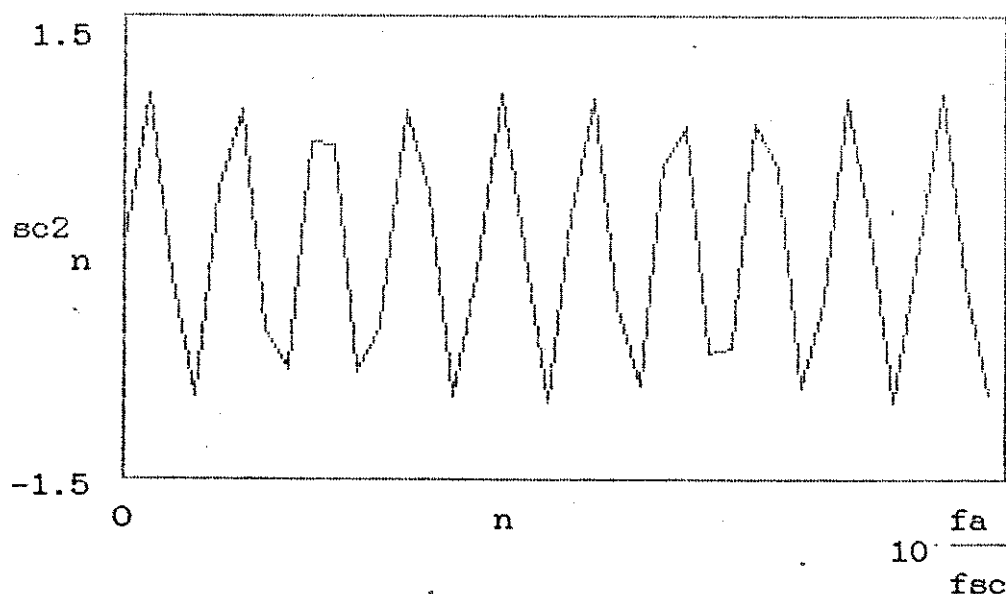
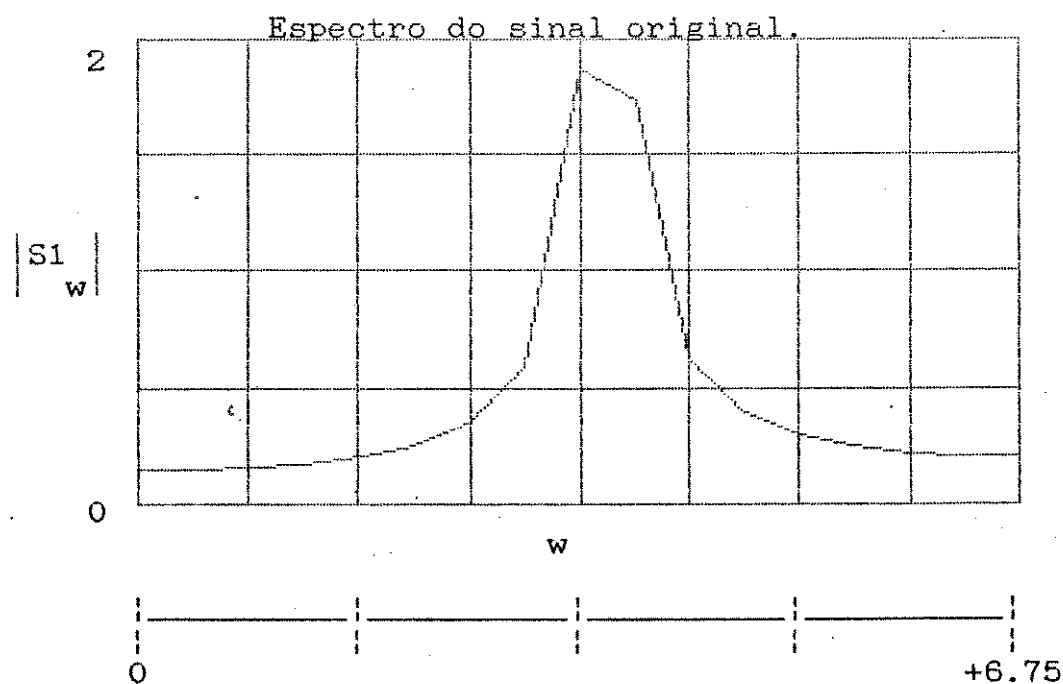
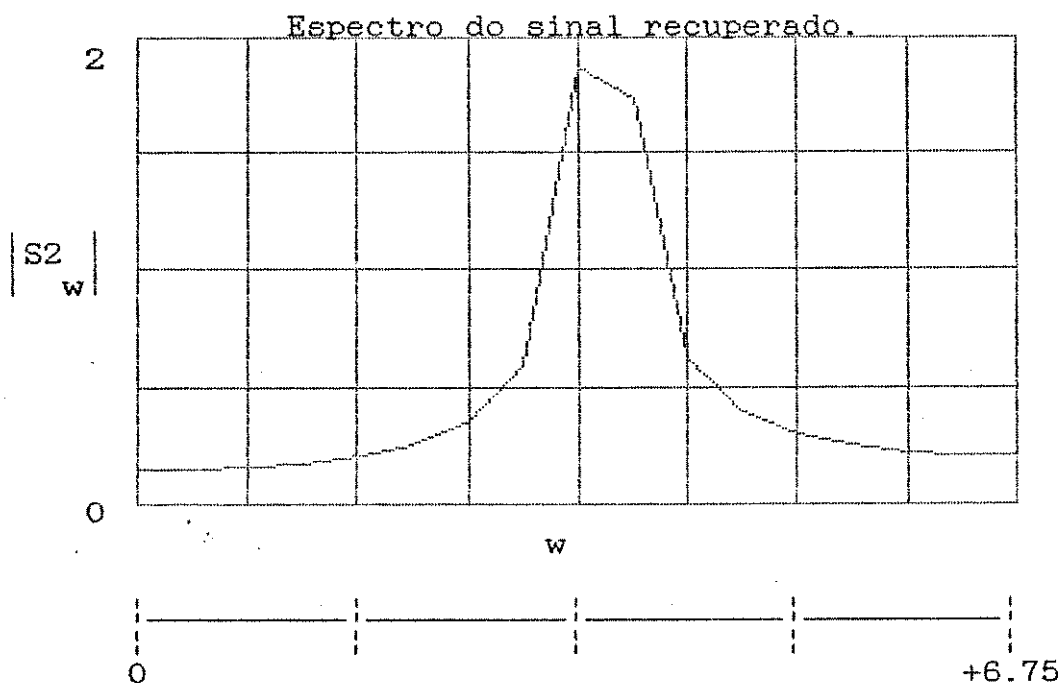


Figura 4.16 Sequência temporal recuperada.

Tabela 3. Valores dos espectros do sinal original, $S1(w)$ e do recuperado, $S2(w)$.

S1		S2	
w	w	w	w
0	0.14651	0.14651	0.14651
1	0.14937 + 0.00246j	0.14937 + 0.00246j	0.14937 + 0.00246j
2	0.15848 + 0.00509j	0.15848 + 0.00509j	0.15848 + 0.00509j
3	0.17568 + 0.00814j	0.17568 + 0.00814j	0.17568 + 0.00814j
4	0.20508 + 0.01196j	0.20508 + 0.01196j	0.20508 + 0.01196j
5	0.25614 + 0.01735j	0.25614 + 0.01735j	0.25614 + 0.01735j
6	0.3541 + 0.02629j	0.3541 + 0.02629j	0.3541 + 0.02629j
7	0.59331 + 0.04606j	0.59331 + 0.04606j	0.59331 + 0.04606j
8	1.86313 + 0.14523j	1.86313 + 0.14523j	1.86313 + 0.14523j
9	-1.73132 - 0.13038j	-1.73132 - 0.13038j	-1.73132 - 0.13038j
10	-0.61802 - 0.04322j	-0.61802 - 0.04322j	-0.61802 - 0.04322j
11	-0.39198 - 0.02435j	-0.39198 - 0.02435j	-0.39198 - 0.02435j
12	-0.29856 - 0.0156j	-0.29856 - 0.0156j	-0.29856 - 0.0156j
13	-0.25055 - 0.01019j	-0.25055 - 0.01019j	-0.25055 - 0.01019j
14	-0.22418 - 0.00624j	-0.22418 - 0.00624j	-0.22418 - 0.00624j
15	-0.21068 - 0.00298j	-0.21068 - 0.00298j	-0.21068 - 0.00298j
16	-0.2065	-0.2065	-0.2065
17	-0.21068 + 0.00298j	-0.21068 + 0.00298j	-0.21068 + 0.00298j
18	-0.22418 + 0.00624j	-0.22418 + 0.00624j	-0.22418 + 0.00624j
19	-0.25055 + 0.01019j	-0.25055 + 0.01019j	-0.25055 + 0.01019j
20	-0.29856 + 0.0156j	-0.29856 + 0.0156j	-0.29856 + 0.0156j
21	-0.39198 + 0.02435j	-0.39198 + 0.02435j	-0.39198 + 0.02435j
22	-0.61802 + 0.04322j	-0.61802 + 0.04322j	-0.61802 + 0.04322j
23	-1.73132 + 0.13038j	-1.73132 + 0.13038j	-1.73132 + 0.13038j
24	1.86313 - 0.14523j	1.86313 - 0.14523j	1.86313 - 0.14523j
25	0.59331 - 0.04606j	0.59331 - 0.04606j	0.59331 - 0.04606j
26	0.3541 - 0.02629j	0.3541 - 0.02629j	0.3541 - 0.02629j
27	0.25614 - 0.01735j	0.25614 - 0.01735j	0.25614 - 0.01735j
28	0.20508 - 0.01196j	0.20508 - 0.01196j	0.20508 - 0.01196j
29	0.17568 - 0.00814j	0.17568 - 0.00814j	0.17568 - 0.00814j
30	0.15848 - 0.00509j	0.15848 - 0.00509j	0.15848 - 0.00509j
31	0.14937 - 0.00246j	0.14937 - 0.00246j	0.14937 - 0.00246j

Nas figuras 4.17a e 4.17b estão os gráficos dos dois espectros. Notamos, portanto, que não há mais frequências interferentes na senóide recuperada a partir do mosaico cruzado e filtragem vertical e que seu espectro, $S_2(w)$, é idêntico ao original, $S_1(w)$, de acordo com os valores na Tabela 3.



Figuras 4.17a e 4.17b Espectros de amplitude dos sinais recuperado e original.

4.6 Inserção da chave PAL entre linhas subseqüentes

Neste item, estudaremos qual o efeito causado pela chave PAL em linhas consecutivas, usando-se o mosaico cruzado na subamostragem e recuperando-se as amostras eliminadas com o mesmo critério não linear de filtragem na direção da menor diferença.

Novamente, a partir da senóide amostrada em 13.5 MHz obtemos, com a subamostragem, três linhas e geramos um mosaico cruzado.

A inserção da chave PAL é feita invertendo-se a fase da linha intermediária (figura 4.18).

Usando o mesmo tipo de filtragem do item anterior, vamos recuperar as amostras ausentes da linha 2 a partir das presentes nas linhas 1 e 3.

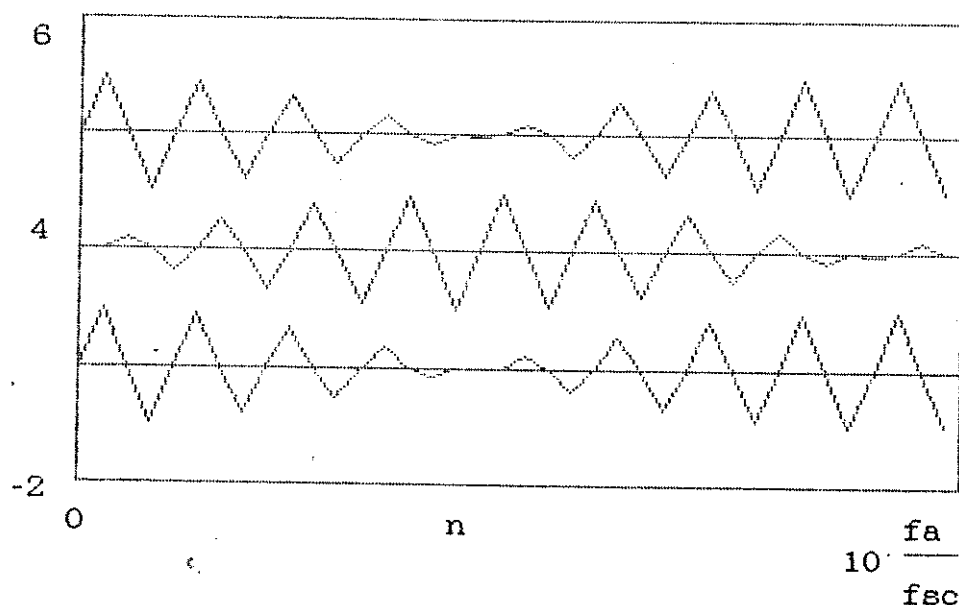


Figura 4.18 Três linhas com chave PAL e subamostragem cruzada.

Calculando-se os sinais diferença horizontal e vertical, chega-se à Tabela 4.

Como a diferença é sempre menor na direção vertical, faremos as amostras procuradas da segunda linha como uma média das amostras adjacentes na primeira e terceira linhas, ou seja,

$$a_{2,j} = \left(\frac{a_{1,j} + a_{3,j}}{2} \right).$$

A sequência obtida não possui modulação de baixa frequência, característica de sobreposição espectral, e está mostrada na figura 4.19 .

Dh
u
0.186
0.551
0.896
1.211
1.483
1.704
1.866
1.962
1.991
1.95
1.842
1.669
1.439
1.158
0.837
0.487
0.12
0.251
0.218

Dv
u
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0
0

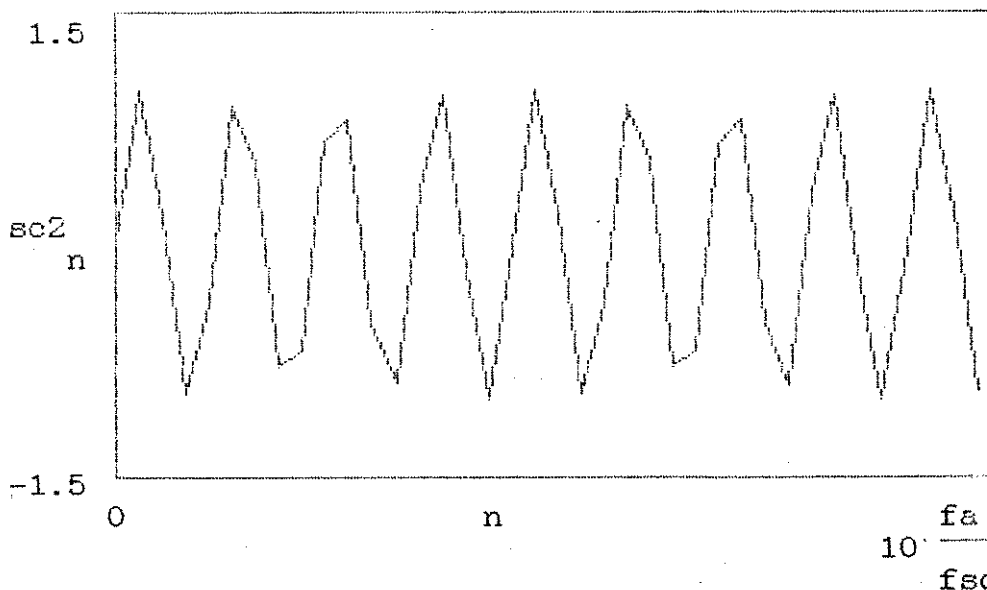


Tabela 4.

Figura 4.19 Sequência recuperada com filtragem vertical.

Calculando-se , através de uma FFT com 32 pontos, a Transformada Discreta de Fourier, chega-se aos valores da Tabela 5 e aos espectros da figura 4.20 .

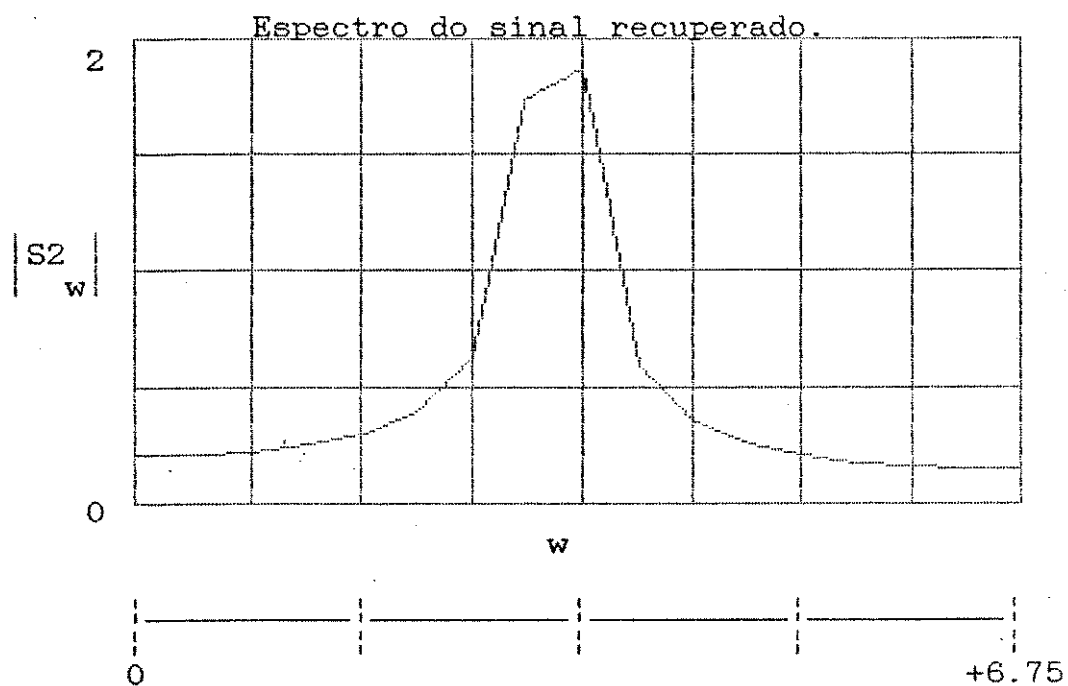


Figura 4.20a

Espectro de amplitude do sinal recuperado.

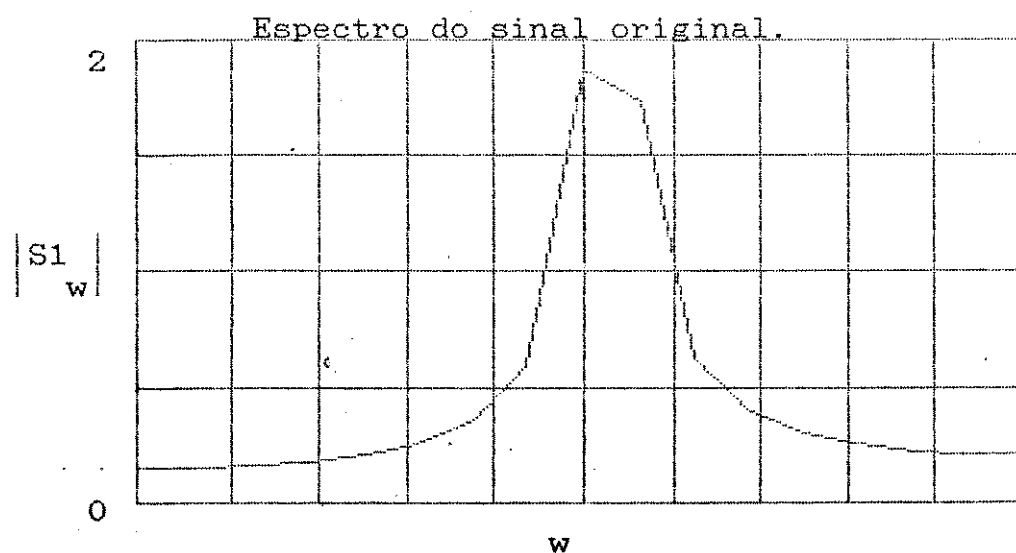


Figura 4.20c

Espectro de amplitude do sinal original.

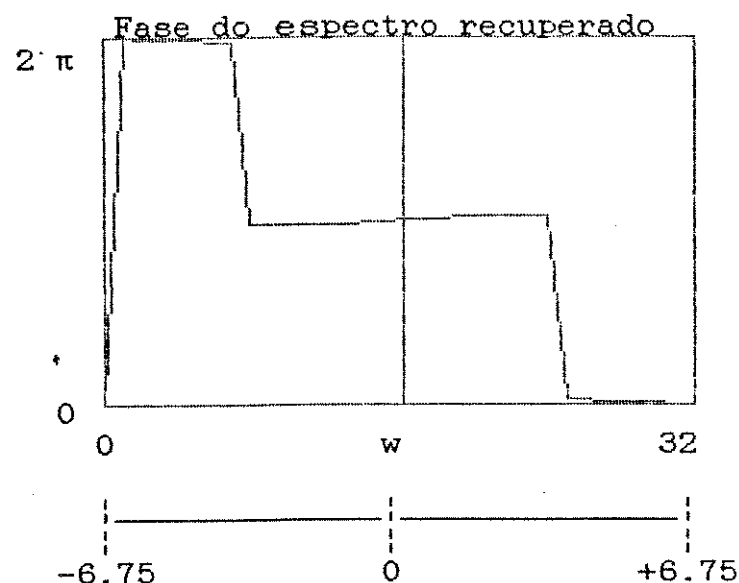


Figura 4.20b

Espectro de fase
do sinal recuperado.

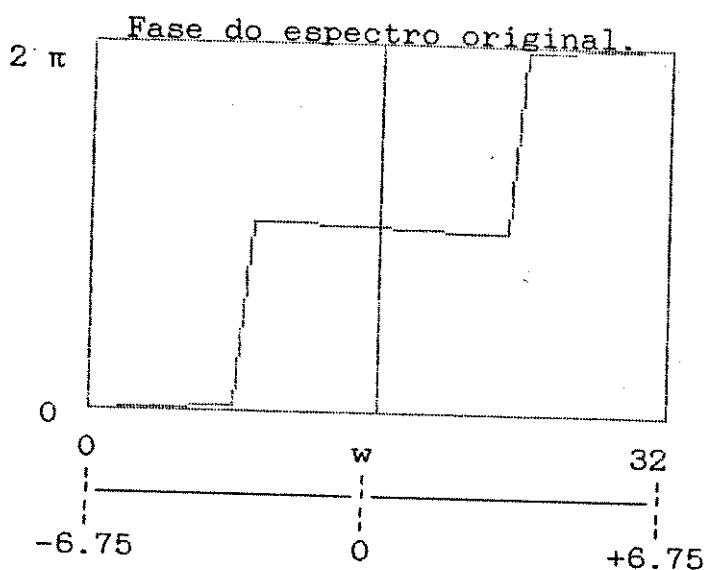


Figura 4.20d

Espectro de fase
do sinal original.

Tabela 5. Espectro do sinal original, $S1(w)$, e do recuperado $S2(w)$.

w	S1	S2
0	0.14651	0.2065
1	0.14937 + 0.00246j	0.21068 - 0.00298j
2	0.15848 + 0.00509j	0.22418 - 0.00624j
3	0.17568 + 0.00814j	0.25055 - 0.01019j
4	0.20508 + 0.01196j	0.29856 - 0.0156j
5	0.25614 + 0.01735j	0.39198 - 0.02435j
6	0.3541 + 0.02629j	0.61802 - 0.04322j
7	0.59331 + 0.04606j	1.73132 - 0.13038j
8	1.86313 + 0.14523j	-1.86313 + 0.14523j
9	-1.73132 - 0.13038j	-0.59331 + 0.04606j
10	-0.61802 - 0.04322j	-0.3541 + 0.02629j
11	-0.39198 - 0.02435j	-0.25614 + 0.01735j
12	-0.29856 - 0.0156j	-0.20508 + 0.01196j
13	-0.25055 - 0.01019j	-0.17568 + 0.00814j
14	-0.22418 - 0.00624j	-0.15848 + 0.00509j
15	-0.21068 - 0.00298j	-0.14937 + 0.00246j
16	-0.2065	-0.14651
17	-0.21068 + 0.00298j	-0.14937 - 0.00246j
18	-0.22418 + 0.00624j	-0.15848 - 0.00509j
19	-0.25055 + 0.01019j	-0.17568 - 0.00814j
20	-0.29856 + 0.0156j	-0.20508 - 0.01196j
21	-0.39198 + 0.02435j	-0.25614 - 0.01735j
22	-0.61802 + 0.04322j	-0.3541 - 0.02629j
23	-1.73132 + 0.13038j	-0.59331 - 0.04606j
24	1.86313 - 0.14523j	-1.86313 - 0.14523j
25	0.59331 - 0.04606j	1.73132 + 0.13038j
26	0.3541 - 0.02629j	0.61802 + 0.04322j
27	0.25614 - 0.01735j	0.39198 + 0.02435j
28	0.20508 - 0.01196j	0.29856 + 0.0156j
29	0.17568 - 0.00814j	0.25055 + 0.01019j
30	0.15848 - 0.00509j	0.22418 + 0.00624j
31	0.14937 - 0.00246j	0.21068 + 0.00298j

Notamos que no sinal recuperado não há raias interferentes mas ocorre uma inversão do seu espectro em comparação ao original. Isso nos permite concluir que, na montagem em laboratório, devemos ter o cuidado de usar o critério de recuperação levando em consideração o chaveamento de fase característico do sinal PAL-M.

CAPÍTULO 5 METODOLOGIA UTILIZADA EM LABORATÓRIO

O equipamento usado nas amostragens está esquematizado na figura 5.1.

Os geradores Tektronix modelos TSG21, TSG26 e TSP23 fornecem os sinais de teste. Os que são mais frequentemente usados são :

- sinal de barras coloridas.
- sinal multiburst (salvas de 0.5 MHz, 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 3.57 MHz e 4.2 MHz).
- sinal de "sweep", varredura em frequência de 200 kHz até pouco mais de 6 MHz.
- senóide de frequência fsc (3.57 MHz).

As imagens podem ser conseguidas com um demodulador de TV ou usando-se a câmera de vídeo.

No bastidor 1 se encontram o conversor analógico/digital,

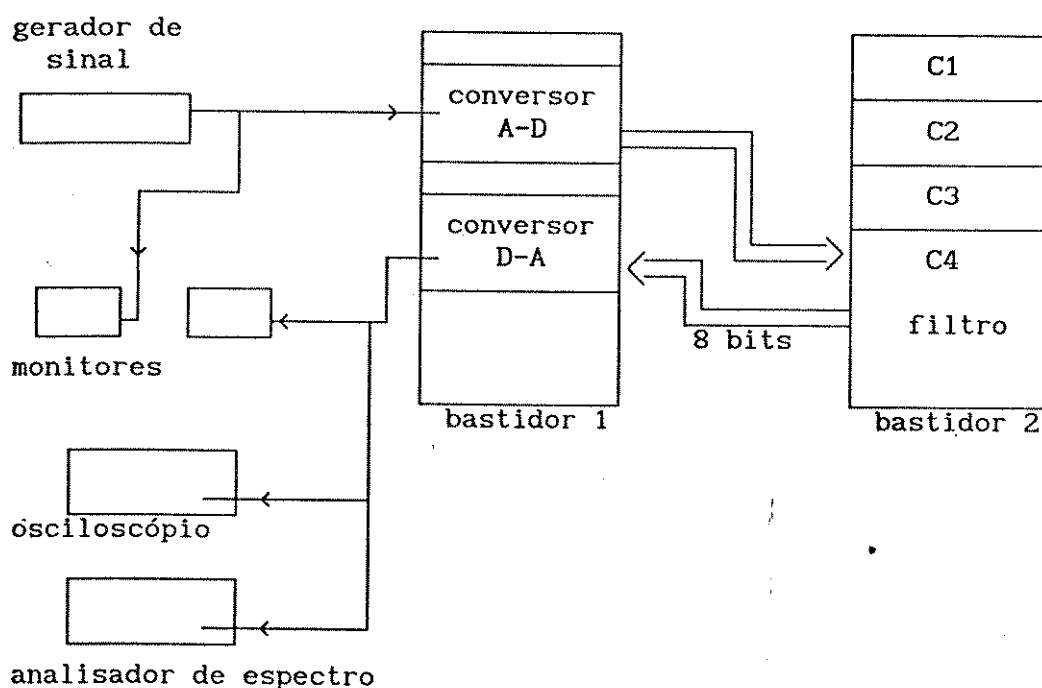


Figura 5.1 Diagrama do equipamento utilizado.

de 8 bits, Tektronix modelo ADC 820T, o conversor digital/analógico, DAC 850T, além de circuitos conversores de níveis TTL para ECL e fontes de tensão. As especificações dos conversores A/D e D/A estão no apêndice A2.

O outro conjunto de placas, bastidor 2, possui circuitos os quais realizam as principais funções de :

- extração de sincronismos do sinal de vídeo.
- geração do relógio de 13.5 MHz amarrado em fase à subportadora de cor.
- geração do mosaico cruzado de subamostragem em 6.75 MHz.
- filtragem de ordem zero, usando o critério da direção do menor sinal diferença, horizontal ou vertical.

Maiores detalhes sobre esses circuitos implementados estão no apêndice A1.

Uma vez obtido, o sinal de entrada passa pelo conversor A/D, o qual opera com a frequência de amostragem 6.75 MHz de uma maneira tal que é obtido um mosaico cruzado de amostras.

Os oito bits do sinal digitalizado chegam ao filtro de interpolação numa taxa de 6.75×8 Mbit/s e, após a filtragem, com o critério não-linear explicado anteriormente, retornam ao conversor digital/analógico na taxa de 13.5×8 Mbit/s. O D/A faz, então, a conversão para analógico utilizando-se da frequência 13.5 MHz.

O sinal de vídeo assim recuperado é observado nos monitores, National e SONY modelo BVM 2010 , osciloscópio analógico, Tektronix modelo 2465 com 4 canais até 400 MHz, osciloscópio digital, Tektronix 2232 com taxa até 100 Mega amostras por segundo e um analisador de espectros, Tektronix 2710.

CAPÍTULO 6. DISCUSSÃO DE RESULTADOS OBTIDOS EM COMPARÇÕES DO USO DO MOSAICO CRUZADO E ORTOGONAL.

Com o equipamento apresentado no capítulo 5, procedemos a obtenção de resultados da amostragem de sinais de vídeo composto na frequência de 6.75 MHz. Para isso usamos os mosaicos ortogonal e cruzado a fim de podermos comparar as vantagens do uso de um ou outro. No caso do cruzado, a recuperação é feita com uma filtragem não linear de ordem zero na direção do menor sinal diferença, seja horizontal ou vertical. Para o ortogonal, é sempre feita uma filtragem horizontal pois, devido a sua estrutura, não há possibilidade de recuperação das amostras ausentes com um filtro na direção vertical, de acordo com as figuras 6.1 e 6.2.

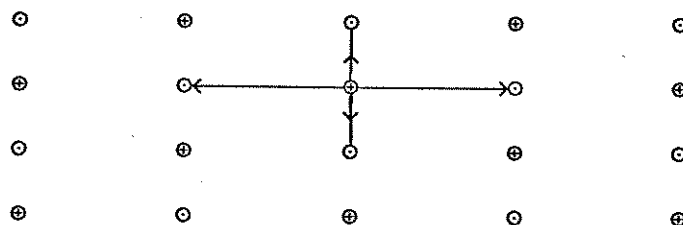


Figura 6.1 Mosaico cruzado com filtragem não linear.

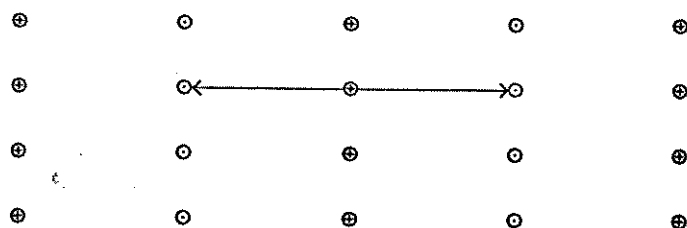


Figura 6.2 Mosaico ortogonal com filtragem horizontal.

- é uma amostra original.
- ⊙ é uma amostra recuperada.

Os sinais usados nos experimentos são os padrões de teste barras coloridas [SST02], multiburst [SST10], varredura (sweep) [SST15], senóide de frequência da subportadora de cor (3.5756 MHz) além de imagens convencionais de TV PAL-M.

Os resultados, nos dois tipos de mosaico, são comparados no tempo em frequência e com as imagens nos monitores.

6.1 Senóide em fsc (3.57 MHz)

Partindo-se de um sinal desse tipo, obtivemos resultados equivalentes aos teóricos apresentados no capítulo 4.

Comparando-se os sinais no tempo, para os dois tipos de subamostragem, nota-se a presença da modulação em baixa frequência para o mosaico normal e a ausência desta para o cruzado, conforme as formas de onda 6.4 e 6.5.

Em frequência, observa-se que a posição das raias, no caso cruzado, reproduz o sinal original, enquanto o outro apresenta componentes interferentes, cujos batimentos causam a modulação indesejada. Elas são resultados da sobreposição do espectro original ao ser amostrado na forma normal sub-Nyquist, como a figura 6.3.

Portanto, usando-se a mesma frequência de amostragem de 6.75 MHz, consegue-se, com o mosaico cruzado, um sinal recuperado sem degradações inerentes à subamostragem normal, para o caso da senóide em f_{sc} .

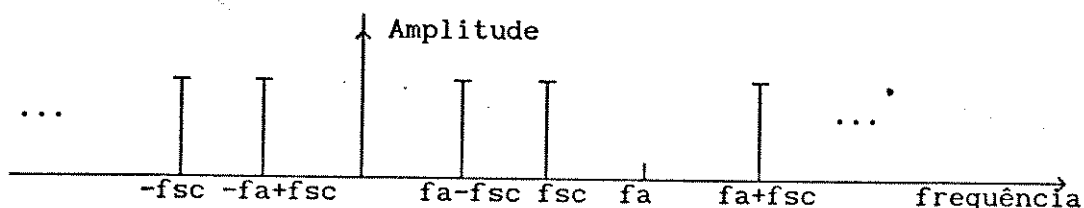
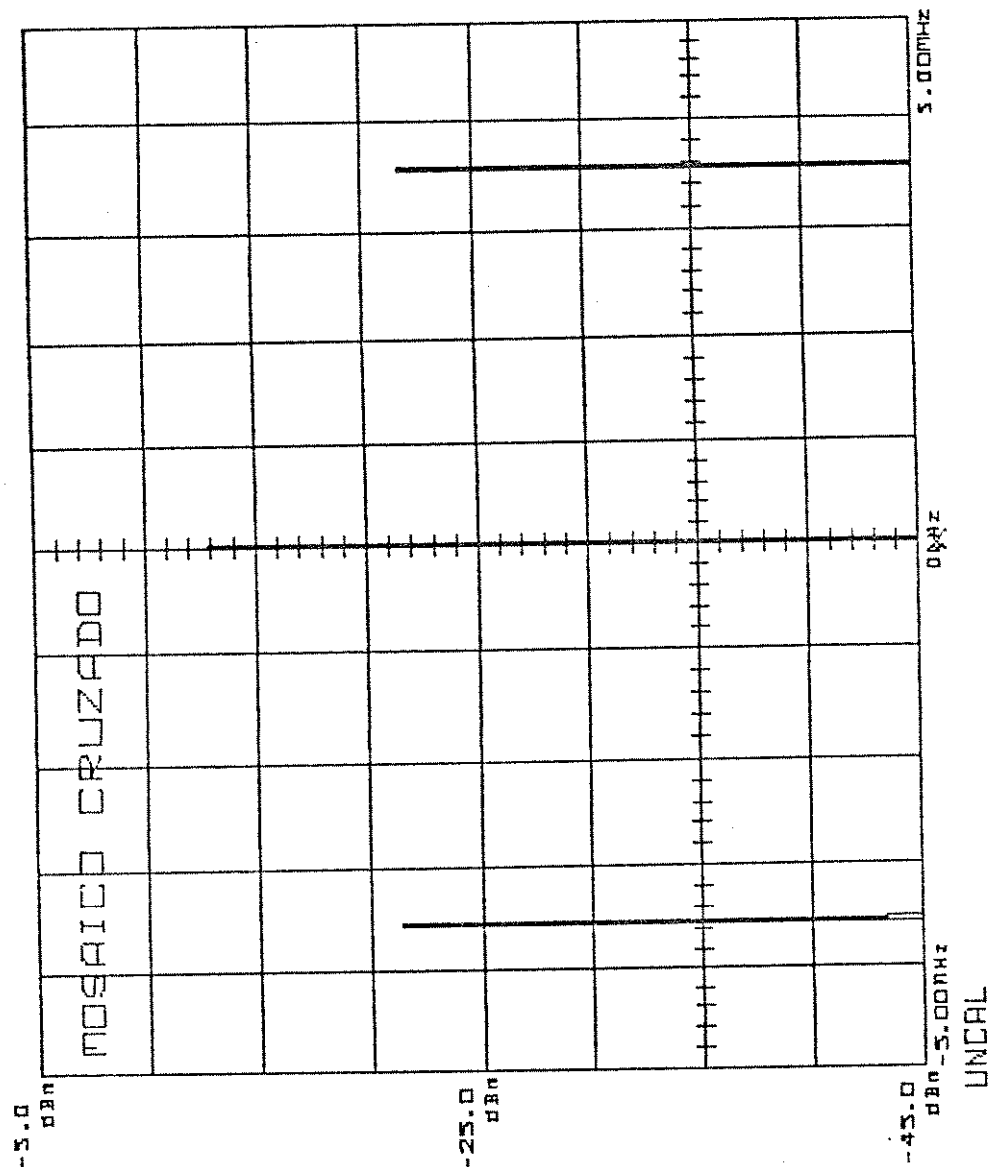


Figura 6.3 Espectro da frequência fsc amostrada em 6.75 MHz.

Tek
2710

D - RESPOSTA A FREQUENCIA 3.57 MHz



0 kHz
-5.0 dBm PAV
1.0 MHz /
300 Hz RBW

ATTN 45 dB
VF 300 Hz
5 dB /
0 kHz
n -47.2 dBm

TIME: 500 ms/DIV

X--- MARKER 1

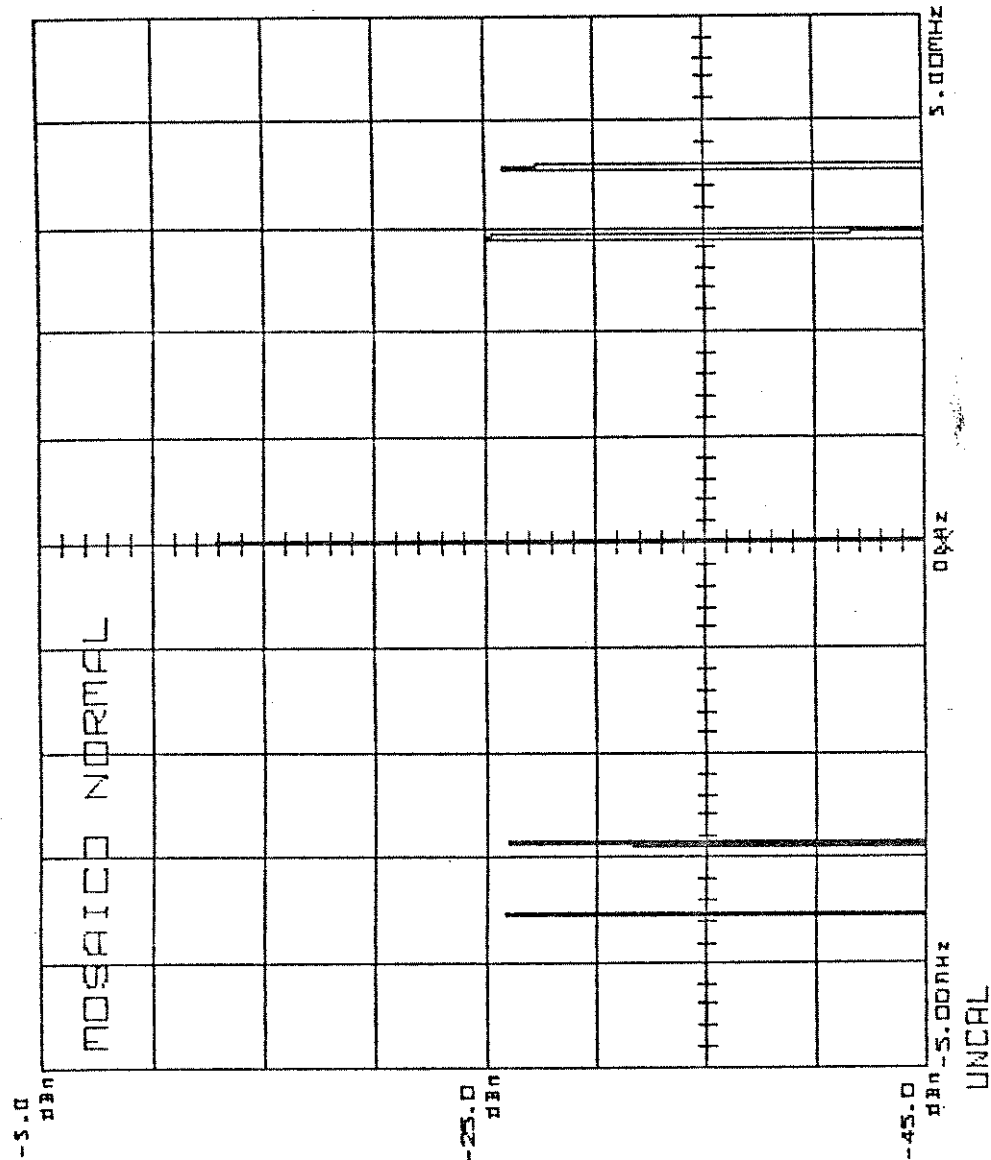
MAX/MIN MODE

Notes: Readouts
correspond to
waveform 'D'.

Figura 6.4 Espectro da senóide com mosaico cruzado.

Tek
2710

D - RESPOSTA A FREQUENCIA 3.57 MHz



0 kHz
-5.0 dBm PRE
1.00 MHz /
300 kHz RBW

ATTN 46 dB
VF 300 kHz
S dB /
0 kHz
R -47.2 dBm

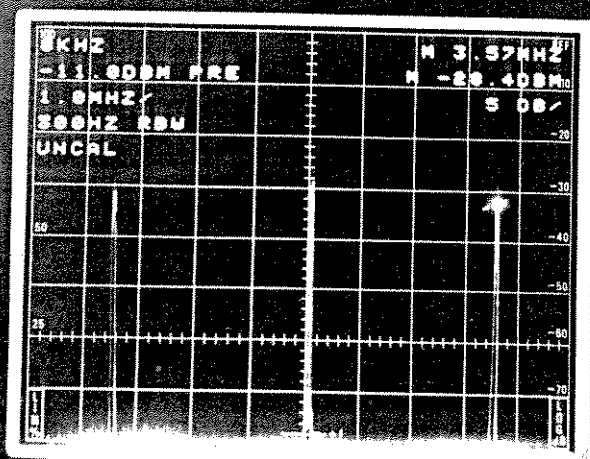
TIME: 500 ns/DIV

X-- MARKER 1

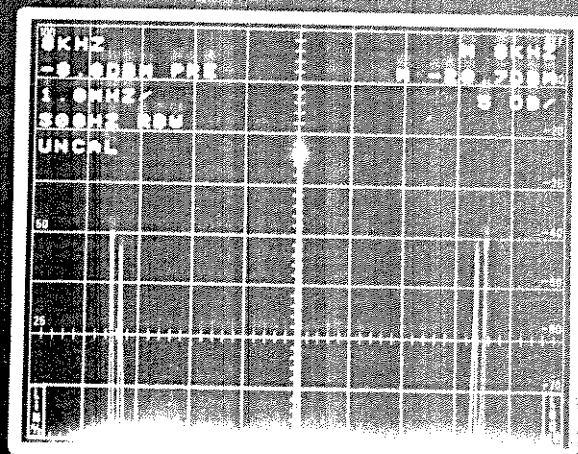
MAX/MIN MODE

NOTES: READOUTS
CORRESPOND TO
WAVEFORM '2'

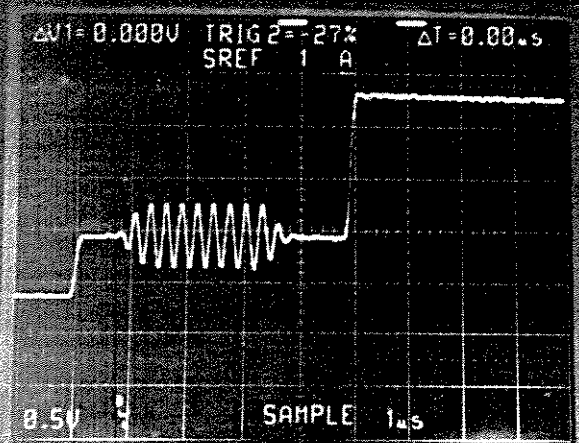
Figura 6.5 Espectro da senóide com mosaico ortogonal.



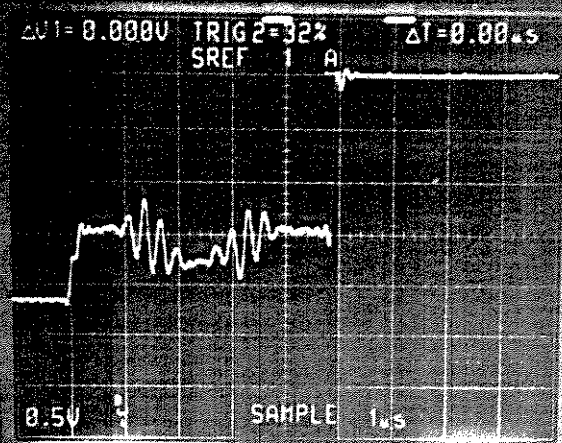
F1. Cruzado
Sinal em frequência



F2. Ortogonal
Sinal em frequência



F3. Cruzado
Sinal no tempo



F4. Ortogonal
Sinal no tempo

6.2 Sinal de barras coloridas [SST02].

Usado principalmente para detecção de degradações na cromaticidade, localizada na porção de frequências mais altas do espectro de vídeo.

É definido pelas equações seguintes, tabela 6.1 e pela forma de onda da figura 6.6.

$$S(t) = \text{SincHoriz}(t) + \text{Burstfsc}(t) + \text{Barras}(t)$$

$$\text{SincHoriz}(t) = -0.3 \cdot [u(t-t_1) - u(t-t_2)] \cdot V$$

$$\text{Burstfsc}(t) = +0.2 \cdot m(t) \cdot \sin(w_{sc} \cdot t) \cdot [u(t-t_1) - u(t-t_2)] \cdot V$$

$$\text{Barras}(t) = \sum_{k=1}^8 [V_{1k} + V_{2k} \cdot \sin(w_{sc} \cdot t) + m(t) \cdot V_{3k} \cdot \cos(w_{sc} \cdot t)] \cdot [u(t-t_{ik}) - u(t-t_{fk})] \cdot V$$

$u(t)$ é a função degrau unitário.

$m(t) = \pm 1$ função Chave PAL.

$$t_1 = 0 \mu s, \quad t_2 = 5 \mu s$$

$$t_3 = 6 \mu s, \quad t_4 = 9 \mu s$$

k	V_{1k}	V_{2k}	V_{3k}	t_{ik}	t_{fk}	cor
1	0.5375	0	0	10.0	16.6	Branco
2	0.4819	0.4259	0.097	16.6	23.2	Amarelo
3	0.3918	0.1437	0.5994	23.2	29.8	Turquesa
4	0.3362	0.2822	0.502	29.8	36.4	Verde
5	0.2513	0.2822	0.502	36.4	43	Púrpura
6	0.1957	0.1437	0.5994	43.0	49.6	Vermelho
7	0.1056	0.4259	0.097	49.6	56.2	Azul
8	0.05	0	0	56.2	62.8	Preto

Tabela 6.1 Definição de valores para barras coloridas.

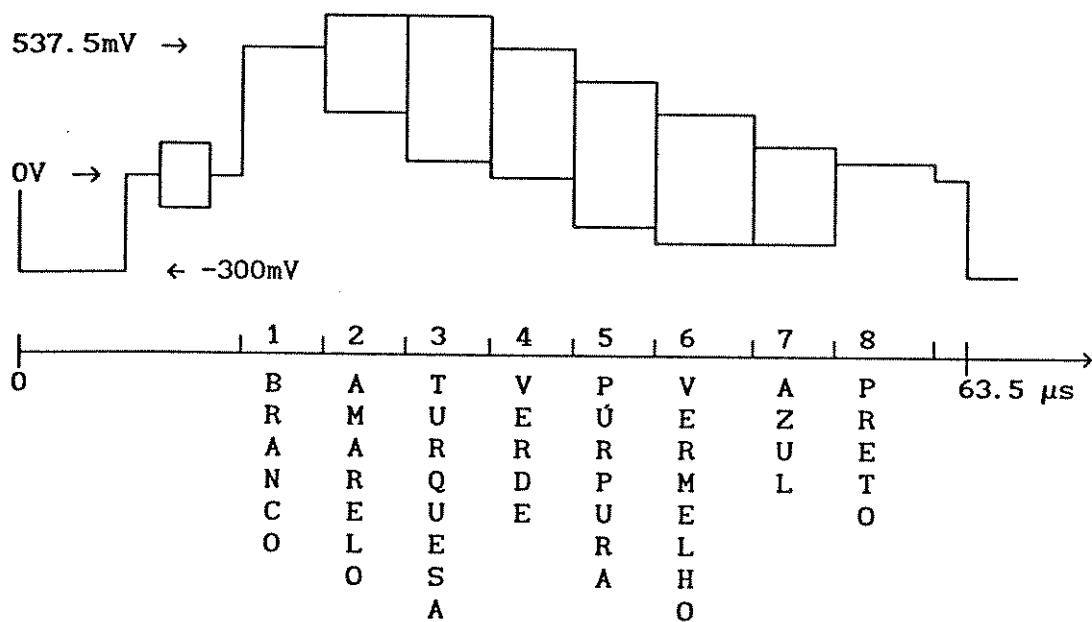


Figura 6.6 Sinal de barras coloridas [SST02].

No caso do mosaico ortogonal, como era esperado em uma amostragem normal sub-Nyquist, nota-se a presença de interferências de baixa frequência na imagem recuperada com filtragem horizontal. Isso se deve a sobreposição sofrida pelo seu espectro quando subamostrado.

Essas interferências se caracterizam por ondulações visíveis principalmente em áreas uniformes com a mesma luminância e crominância. Além disso, há uma perda de energia para as componentes localizadas na parte mais alta do espectro, próximas à subportadora de cor, a qual causa uma "diluição" das cores na imagem final.

Notamos que não existem perdas aparentes relativas a subamostragem, observando-se o sinal recuperado com o mosaico cruzado e filtragem não linear. O ruído existente na imagem é causado principalmente pelas conversões A/D e D/A e oscilações do relógio de amostragem.

É nítida a presença de tons interferentes, os quais causam ondulações indesejadas de baixa frequência no caso ortogonal e a ausência destas para o cruzado, observando-se os dois espectros.

Também no tempo é clara essa diferença entre os dois mosaicos. Há uma modulação próxima a 200 kHz prevista teoricamente no ortogonal e a recuperação integral no cruzado.

As figuras 6.7 e 6.8 mostram respectivamente os espectros obtidos para o cruzado e o normal. As fotografias mostram os sinais no tempo e em frequência além de imagens desse padrão de barras coloridas.

Tek

2710

D - RESPOSTA AO SINAL BARRAS COLOR.

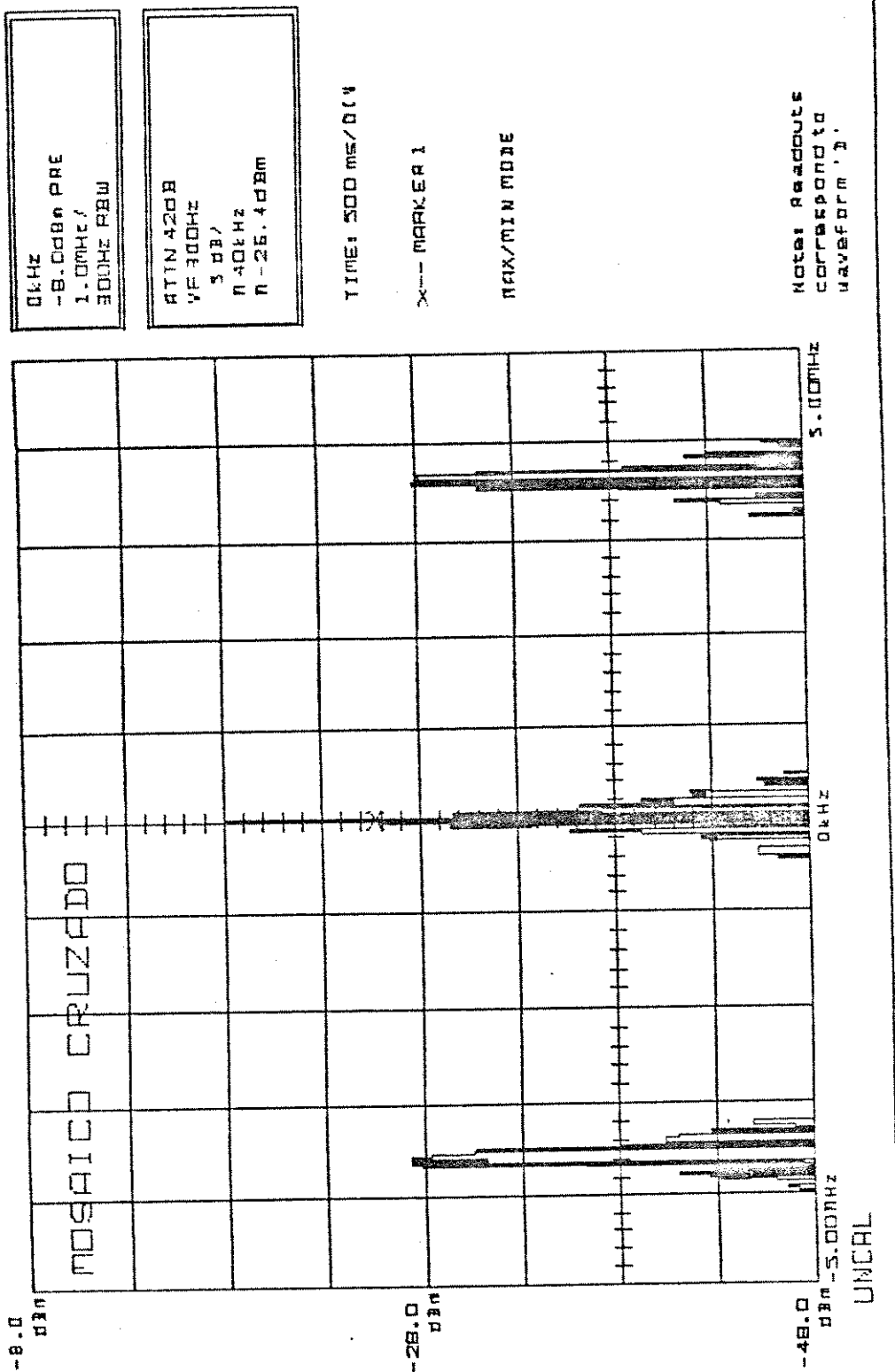
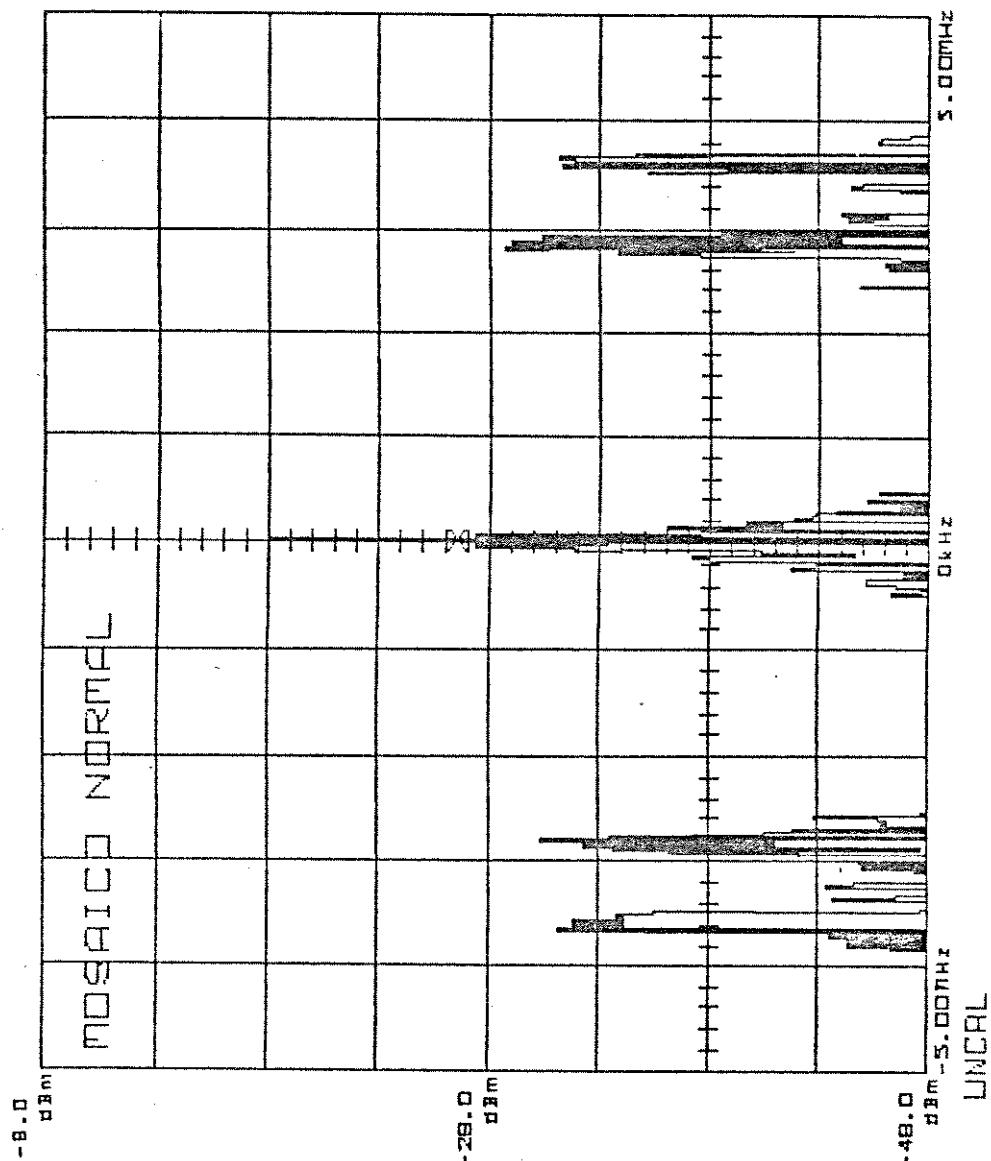


Figura 6.7 Espectro obtido com o mosaico cruzado.

Tek

2710

D-RESPOSTA AO SINAL BARRAS COLOR.



0.0 Hz
-8.0 dBm PRE
1.0 MHz
300 Hz RBW

ATTN 42dB
VF 300 Hz
5 dB
0.40 Hz
0-27.2 dBm

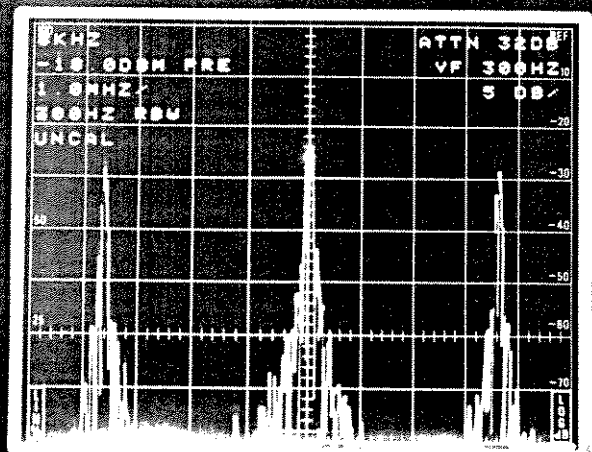
TIME: 500 ms/DIV

X--- MARKER 1

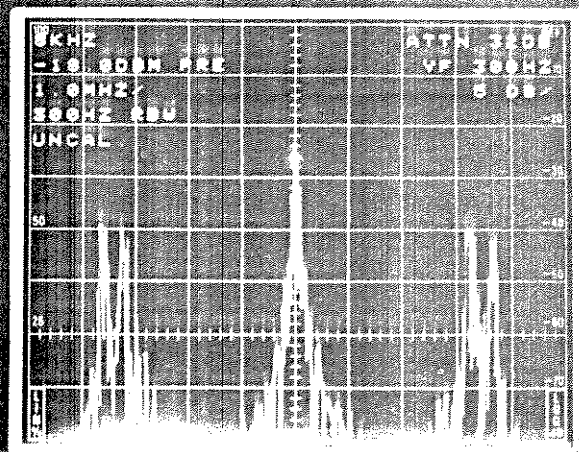
MAX/MIN MODE

Notes: Readouts
correspond to
waveform 'D'.

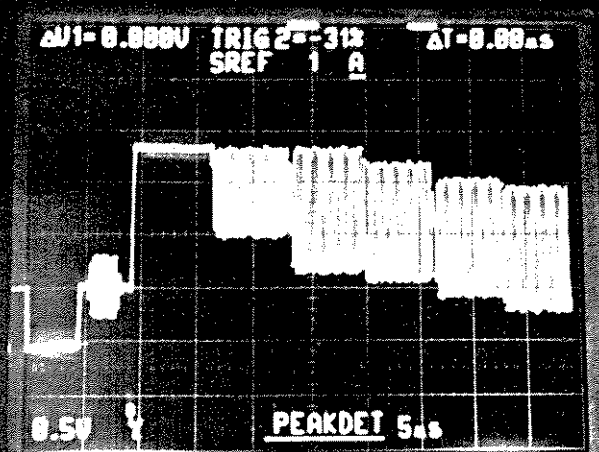
Figura 6.8 Espectro obtido com o mosaico ortogonal.



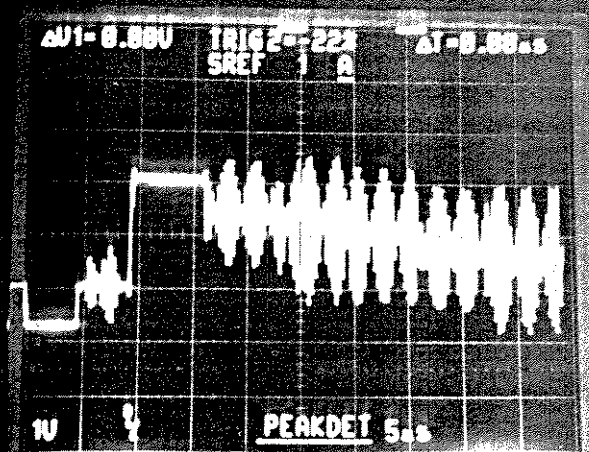
F5. Cruzado
Sinal em frequência



F6. Ortogonal
Sinal em frequência



F7. Cruzado
Sinal no tempo



F8. Ortogonal
Sinal no tempo

6.3 Sinal Multiburst

Esse teste, na forma padrão CCIR II (sinal número 10), consta de seis salvas de frequências distintas : 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 3 MHz, 3.57 MHz e 4.2 MHz além de um pedestal com três níveis modulados na frequência fsc.

O sinal fornecido pelo equipamento utilizado, gerador TSG26 Tektronix, apresenta apenas as salvas.

Ele é usado para avaliar a resposta de equipamentos para frequências-chave do espectro de vídeo a seguir :

- 500 kHz : baixas frequências do sinal de luminância.
- 1 MHz e 2 MHz : frequências médias da luminância.
- 3 MHz : altas frequências de luminância e início da faixa de crominância.
- 3.57 MHz : frequência da subportadora de cor e faixa de crominância.
- 4.2 MHz : fim do canal de vídeo.

Os tons de 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz e 3 MHz determinam a planura da resposta à luminância.

A definição desse sinal da maneira padrão está nas equações seguintes e na figura 6.9.

$$S(t) = \text{SincHoriz}(t) + \text{Burstfsc}(t) + \text{Multiburst}(t) + \text{Pedestal}(t)$$

$$\text{Multiburst}(t) = \sum_{k=1}^6 \left[0.35 + 0.175 \cdot \sin 2\pi F_k(t-t_{ik}) \right] \cdot \left[u(t-t_{ik}) - u(t-t_{fk}) \right] V$$

$$\begin{aligned} \text{Pedestal}(t) &= \\ &= \sum_{l=1}^3 \left[0.35 + V_l \cdot \sin w_{sc}(t-t_{il}) \right] \cdot \left[u(t-t_{il}) - u(t-t_{fl}) \right] V \end{aligned}$$

$u(t)$ é a função degrau unitário.

k	F_k	t_{1k}	t_{fk}	l	V_l	t_{1l}	t_{fl}
1	500 kHz	18	22	1	-0.07	46	50
2	1 MHz	24	27	2	-0.14	50	54
3	2 MHz	28	31	3	-0.21	54	60
4	3 MHz	32	35				
5	3.57 MHz	36	39				
6	4.2 MHz	40	43				

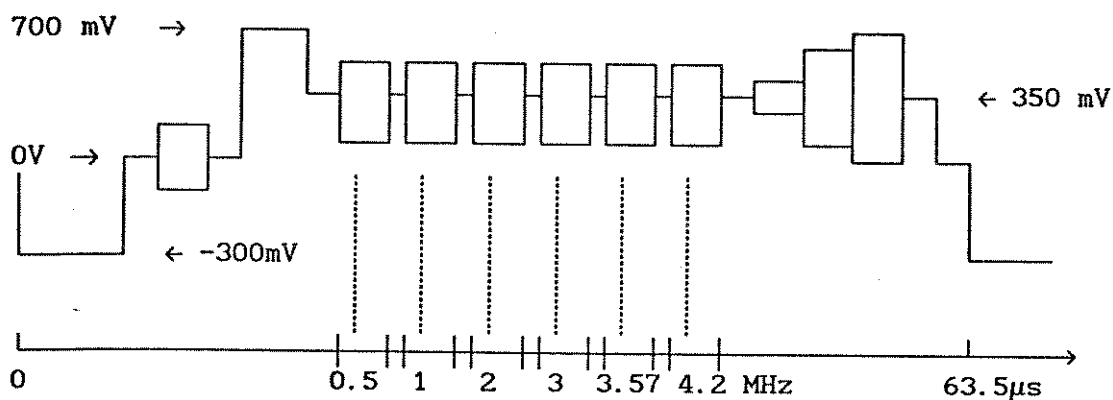


Figura 6.9 Sinal Multiburst [SST10].

Subamostrando-se em 6.75 MHz com o mosaico ortogonal, nota-se que :

- até aproximadamente 3 MHz não há comprometimento do sinal, observando-se as salvas no tempo e nas imagens recuperadas, como era esperado em uma amostragem normal sub-Nyquist.

- a salva de 3.57 MHz apresenta-se modulada em baixa frequência como consequência de raias interferentes causadas pela sobreposição espectral.

- a salva de 4.2 MHz sofre uma degradação maior devido a uma modulação mais acentuada que a anterior.

No seu espectro obtido, figura 6.13, pode ser notada a presença dessas componentes indesejadas entre 2 e 3 MHz, 3 e 3.57 MHz e entre 3.57 e 4.2 MHz.

Supondo que o sinal original possua o espectro da figura 6.10, quando amostrado em 6.75 MHz terá o da figura 6.11, explicando a posição das raia espúrias. Essa localização é dada por :

$$F_{\text{interferente}} = 6.75 - F_{\text{original}}$$

Para 4.2 MHz, por exemplo, haverá uma raia espúria em $6.75 - 4.2$, ou seja, 2.55 MHz.

No caso do mosaico cruzado, recupera-se o sinal no tempo sem modulações nas faixas superiores de 3.57 e 4.2 MHz e seu espectro não contém componentes indesejadas.

Nas páginas seguintes são apresentados os espectros relativos aos mosaicos cruzado, figura 6.12, ortogonal, 6.13, e imagens mostrando os sinais no tempo e nos monitores.

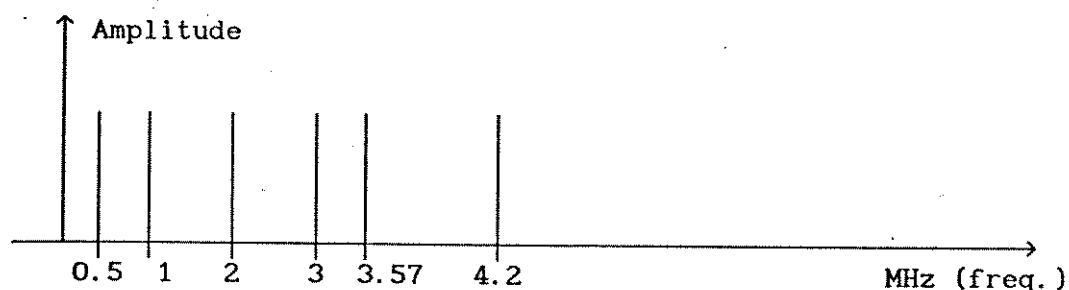


Figura 6.10 Componentes originais do sinal de teste.

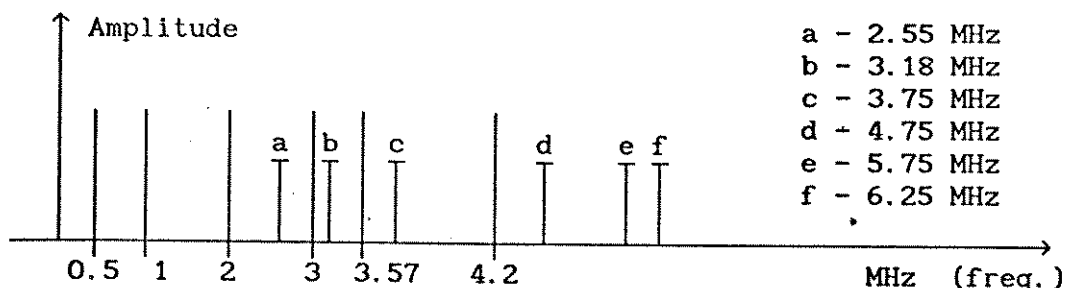


Figura 6.11 Sinal amostrado com as componentes originais e interferentes.

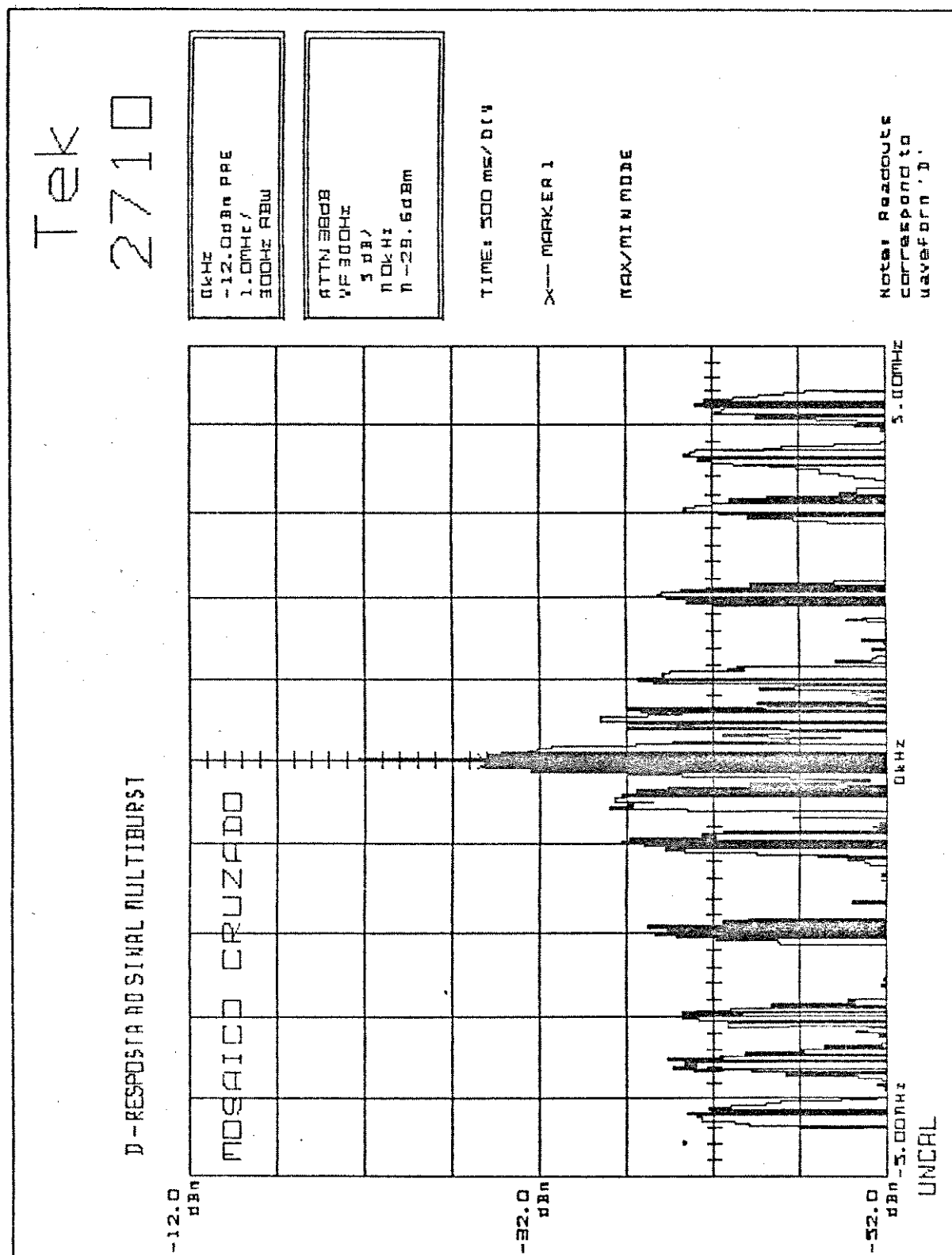


Figura 6.12 Espectro do sinal multiburst com mosaico cruzado.

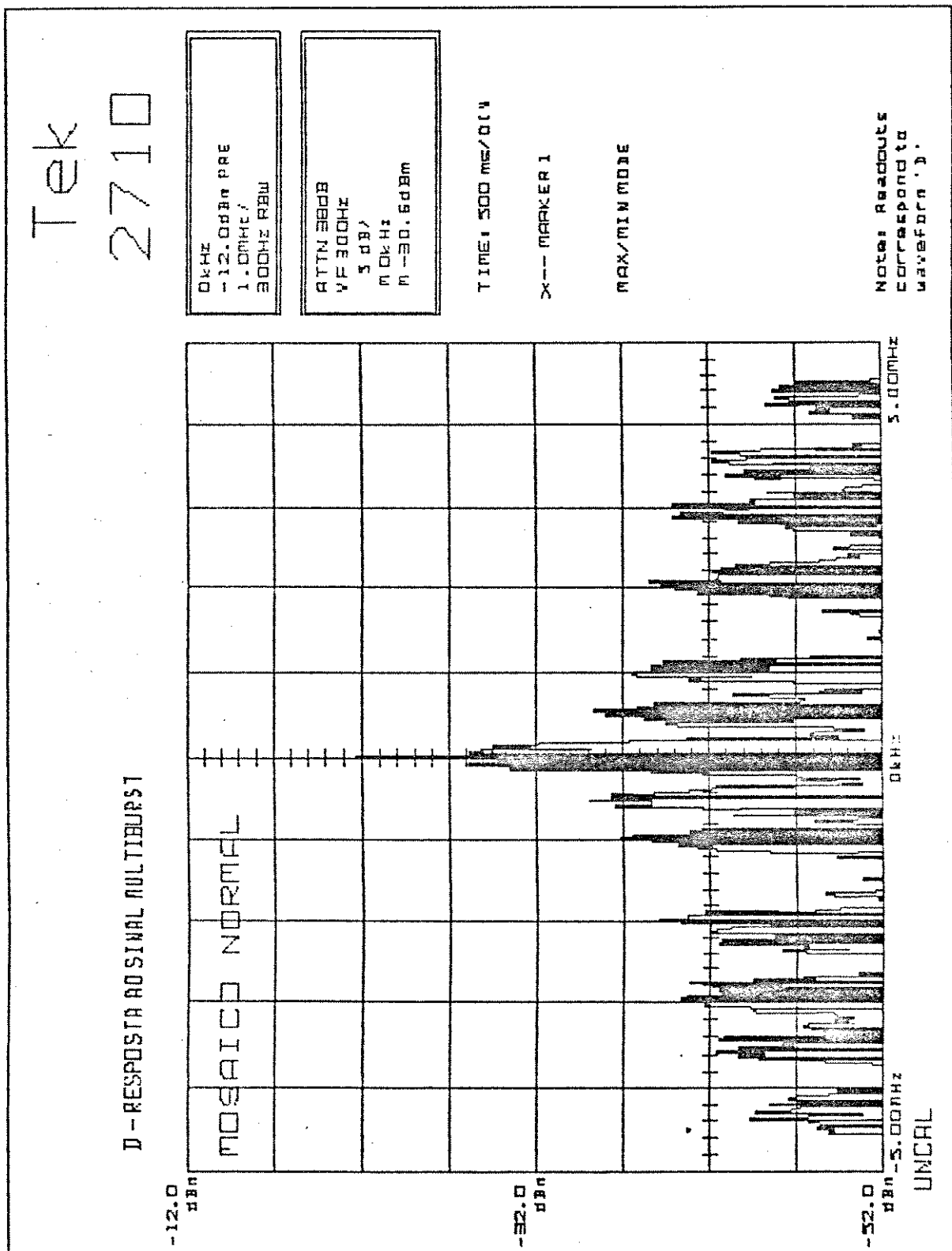
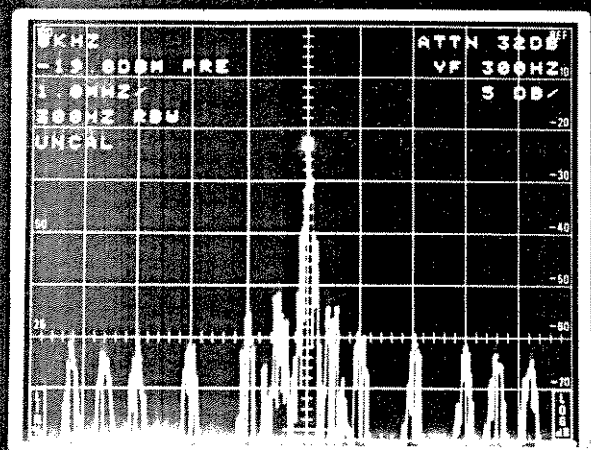
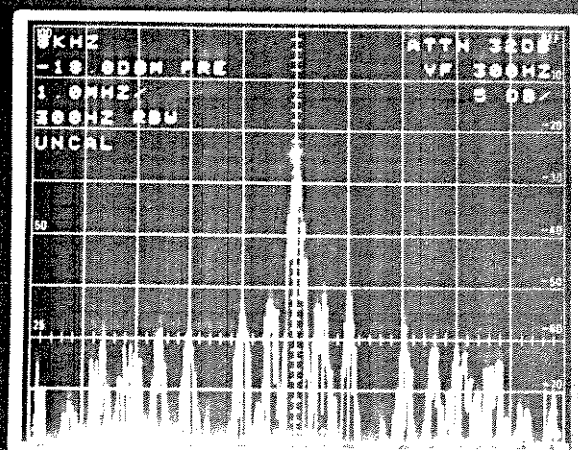


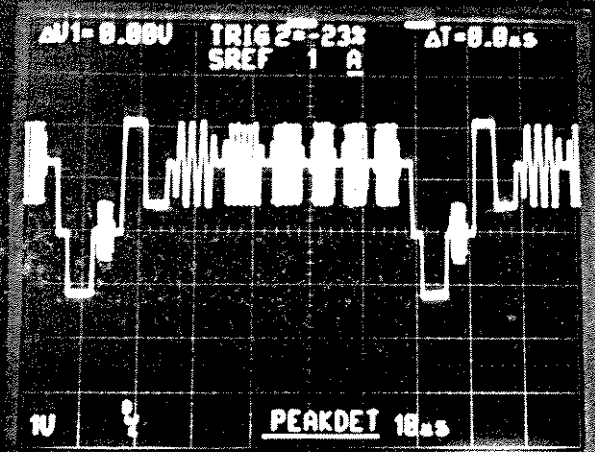
Figura 6.13 Espectro do sinal multiburst com mosaico ortogonal.



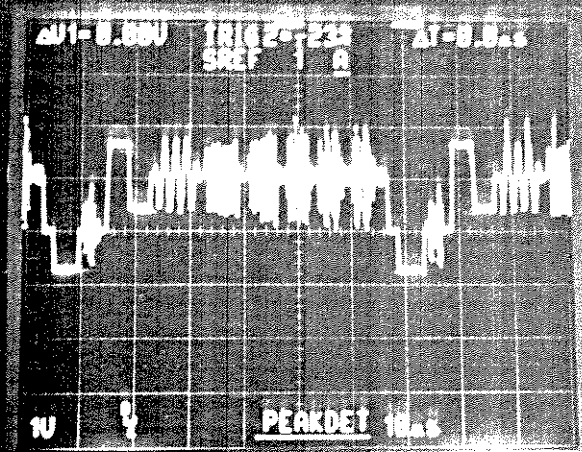
F11. Cruzado
Sinal em frequência



F12. Ortogonal
Sinal em frequência



F13. Cruzado
Sinal no tempo



F14. Ortogonal
Sinal no tempo

6.4 Sinal de varredura em frequência (sweep, [SST15])

Esse teste tem a função de avaliar a resposta em frequência de equipamentos de vídeo para a faixa de 200 kHz a 6 MHz. Para tanto, a frequência do sinal senoidal, que no início de cada campo é de 200 kHz, é incrementada linha após linha até chegar a pouco acima de 6 MHz no final do campo.

Assim, observando-se o espectro do sinal de saída em resposta a essa varredura, pode-se avaliar qual a faixa de passagem do sistema, a sua planura, pontos de descontinuidade ou alguma irregularidade.

Ele é usado no alinhamento de amplificadores e transmissores de vídeo e em testes de canais e está descrito pelas equações seguintes e pela forma de onda da figura 6.14.

$$S(t) = \text{SincHoriz}(t) + \text{Burstfsc}(t) + \text{Sweep}(t)$$

$$\text{Sweep}(t) = 0.35 + 0.35 \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot f_k \cdot (t - t_i)] \cdot [u(t - t_i) - u(t - t_f)] \text{ V}$$

$$t_i = 11.5 \mu\text{s}, \quad t_f = 59.5 \mu\text{s}, \quad f_k = 200 \text{ kHz} + \Delta f$$

Δf é o incremento em frequência de linha para linha.

$u(t)$ é a função degrau unitário.

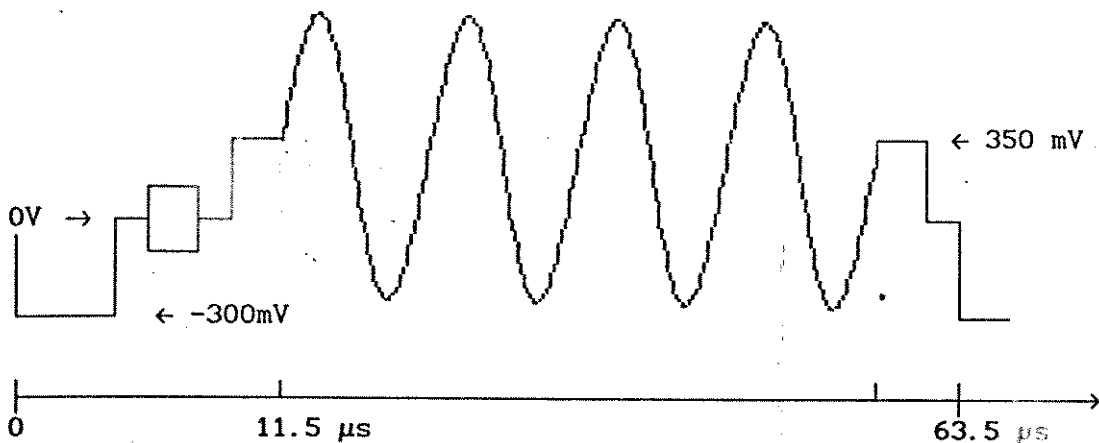


Figura 6.14 Sinal de varredura - sweep.

As conclusões tiradas da subamostragem com o mosaico ortogonal são as seguintes :

- esse procedimento possui uma faixa de passagem plana até perto da frequência 3 MHz, observando-se seu espectro. Em uma amostragem normal a 6.75 MHz, era esperado que isso ocorresse.

- acima dos 3 MHz a sobreposição de espectros causa distorções acentuadas que são aditivas próximo a 3.5 MHz, provocando um pico na faixa originalmente plana, e destrutivas além de 3.5 MHz, levando a um corte abrupto na faixa pouco acima desse valor. O fato das interferências serem aditivas ou destrutivas depende da composição de fases das componentes do espectro original, centrado na origem, com as daquele deslocado de 3.375 MHz, conforme a figura 6.15.

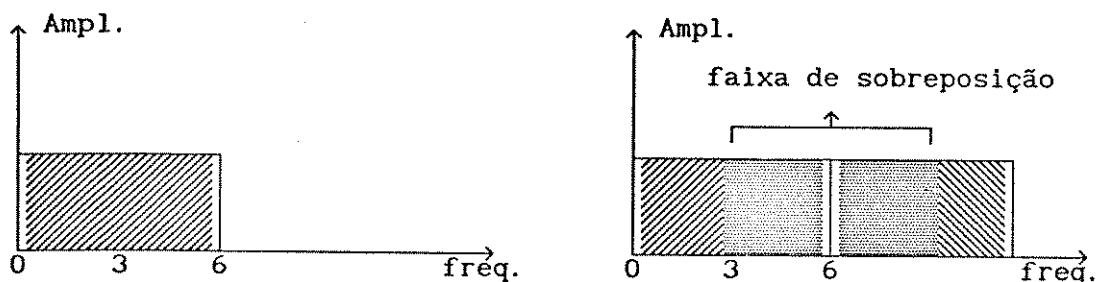


Figura 6.15 Espectro original e de subamostragem normal.

- na imagem observada, notamos que sua parte superior segue o padrão original, do início do campo até a metade, onde se localizam senóides em 3 MHz. O centro do campo funciona como um espelho e, com isso, na porção inferior da imagem há um rebatimento do padrão da metade superior, como na figura 6.16, degradando completamente essa faixa de frequências mais altas, entre 3 MHz e 6 MHz.

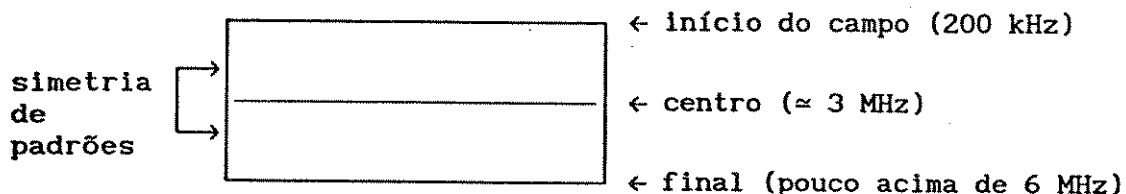


Figura 6.16 Espelhamento de padrões com o mosaico ortogonal.

Os resultados com o mosaico cruzado são bem distintos do ortogonal :

- sua faixa de passagem é plana, sem interferências, até os 6 MHz, não acusando sobreposição alguma de espectros.
- a imagem recuperada confirma o padrão original em todo o campo.

Como esse procedimento possui resposta espectral plana até os 6 MHz, ele é suficiente para acomodar todo o canal de vídeo convencional: a faixa de vídeo propriamente dita, a qual ocupa até aproximadamente 4.2 MHz, além da parte de áudio.

Em seguida são apresentados os espectros colhidos do uso dos dois mosaicos e as suas imagens.

Tek

2710

D - RESPOSTA AO SWEEP 300KHZ-60KHZ

0KHZ
-18.00dBm PPE
2.0MHz/
300Hz RBW

ATTN 32dB
VF 300KHZ
5 dB

TIME: 500 ms/DIV

MAX/MIN MODE

Notes: Readouts
correspond to
waveform 'D'

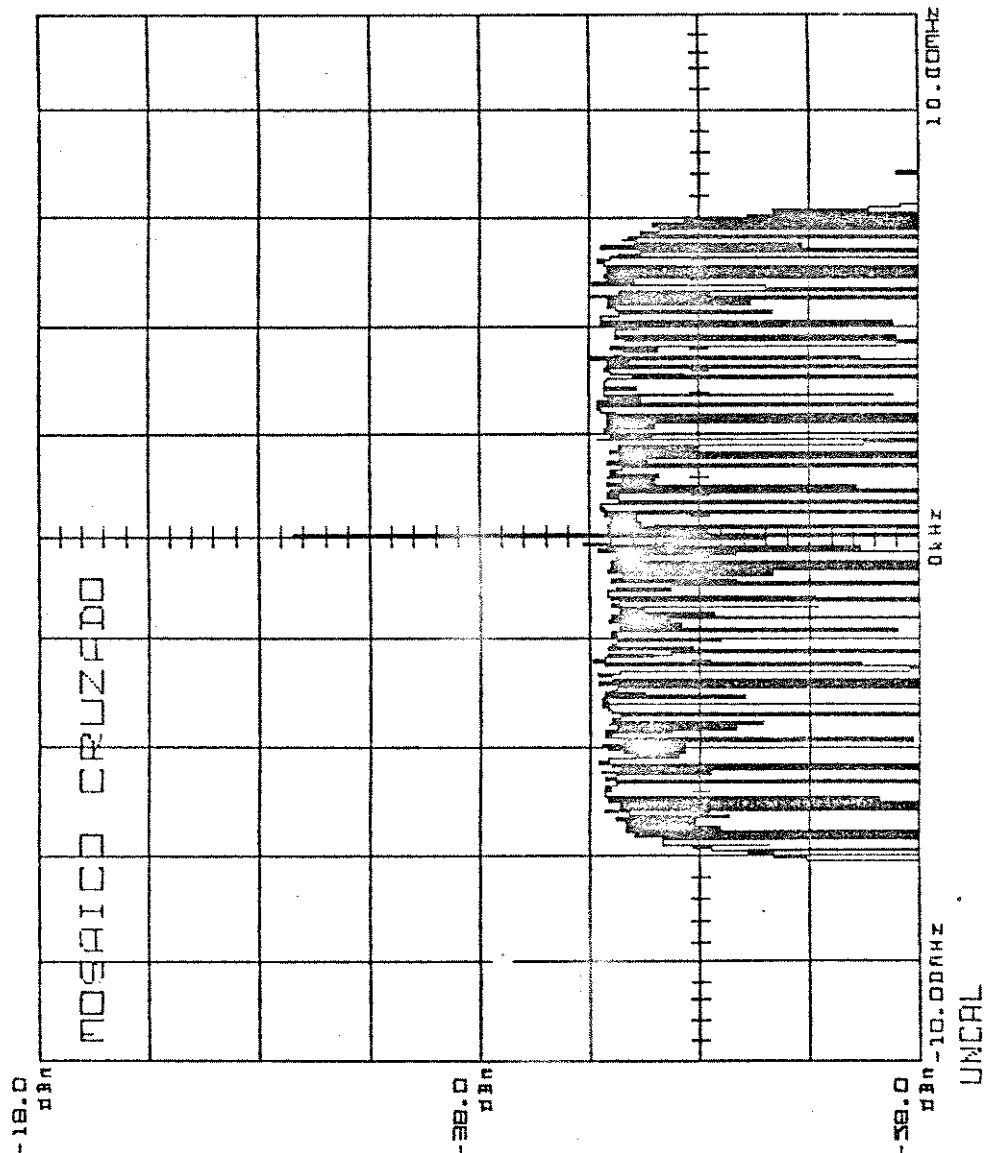


Figura 6.17 Espectro do sinal sweep com mosaico cruzado.

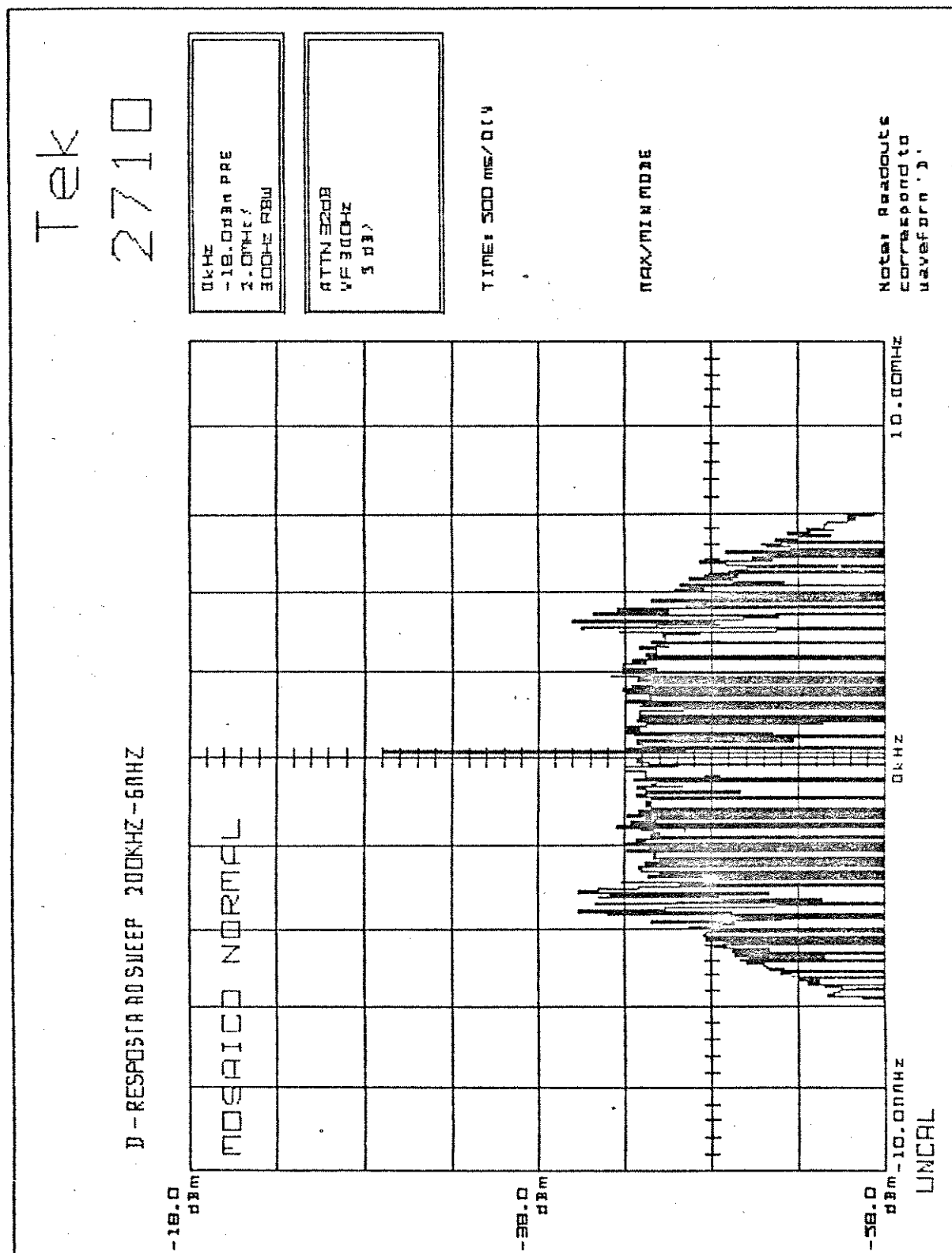
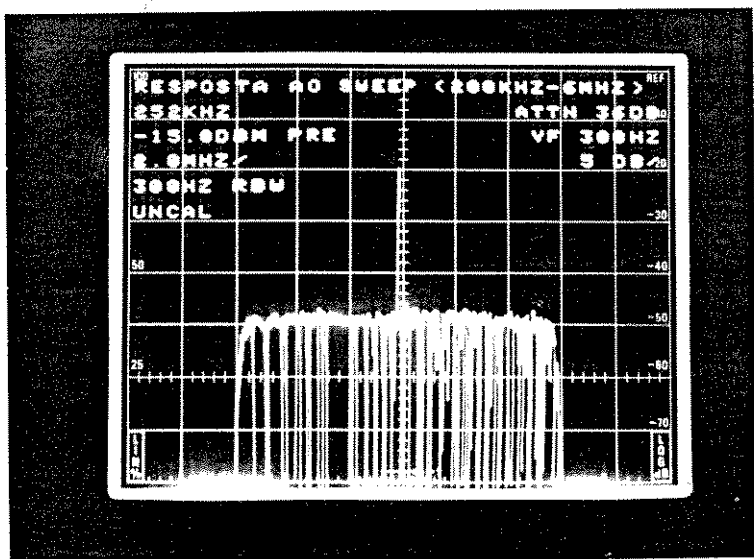
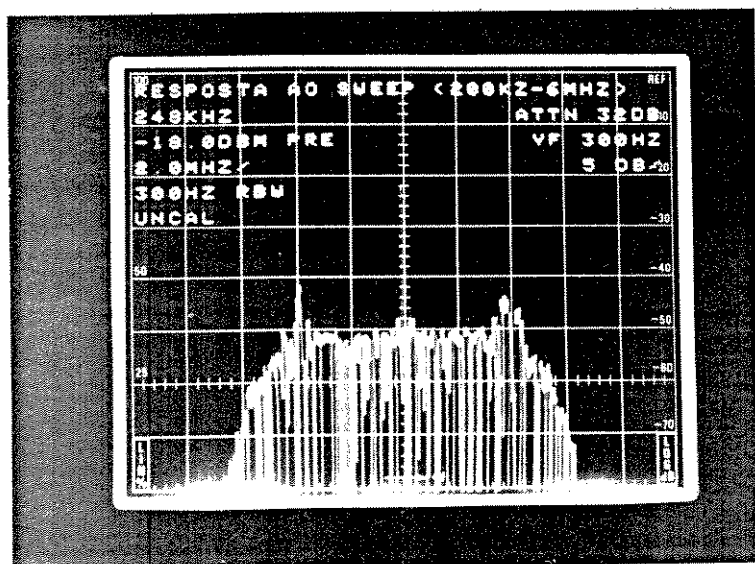


Figura 6.18 Espectro do sinal sweep com mosaico ortogonal.



F9. Cruzado
Sinal em frequência



F10. Ortogonal
Sinal em frequência

6.5 Sinal de TV PAL-M

O sinal que chega nos receptores apresenta-se normalmente limitado em faixa, comparado aos padrões de teste. O espectro apresenta as componentes de maior intensidade na porção de frequências baixas. O sinal de luminância, embora haja a possibilidade de estender-se até próximo a 4.2 MHz, raramente possui informações significativas além de 3.5 MHz. Nas proximidades de 3.57 MHz aparecem as componentes de croma com maior intensidade e o sinal se limita logo acima desse valor.

Amostrando-se com o mosaico cruzado são mantidas as características do espectro original :

- maiores amplitudes em frequências baixas.
- pico relativo em 3.57 MHz.
- limitação do sinal acima desse valor.

Com o ortogonal algumas degradações são acrescentadas no espectro :

- pico pouco pronunciado próximo a 3.57 MHz.
- não limitação do sinal além dos 3.6 MHz indicando sobreposição do espectro original centrado na frequência zero com o deslocado de metade da frequência de amostragem, 3.375 MHz.

Em adição, nas áreas uniformes com a mesma luminância e croma aparecem interferências de baixa frequência na imagem recuperada, o mesmo efeito observado no sinal de barras coloridas.

Nas figuras seguintes são mostrados os espectros de imagens recuperadas com o mosaico cruzado e o ortogonal.

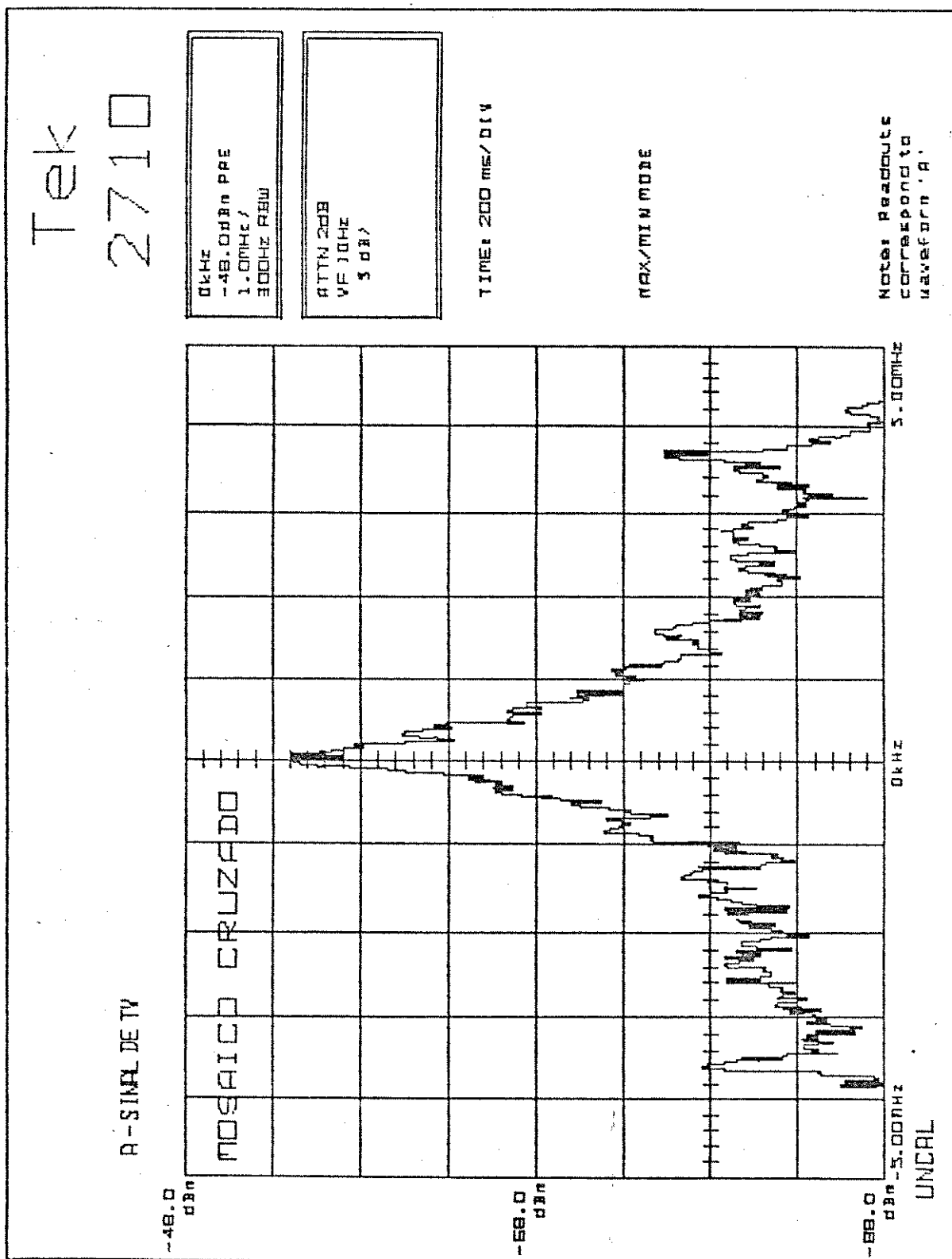


Figura 6.19 Espectro do sinal de TV com mosaico cruzado.

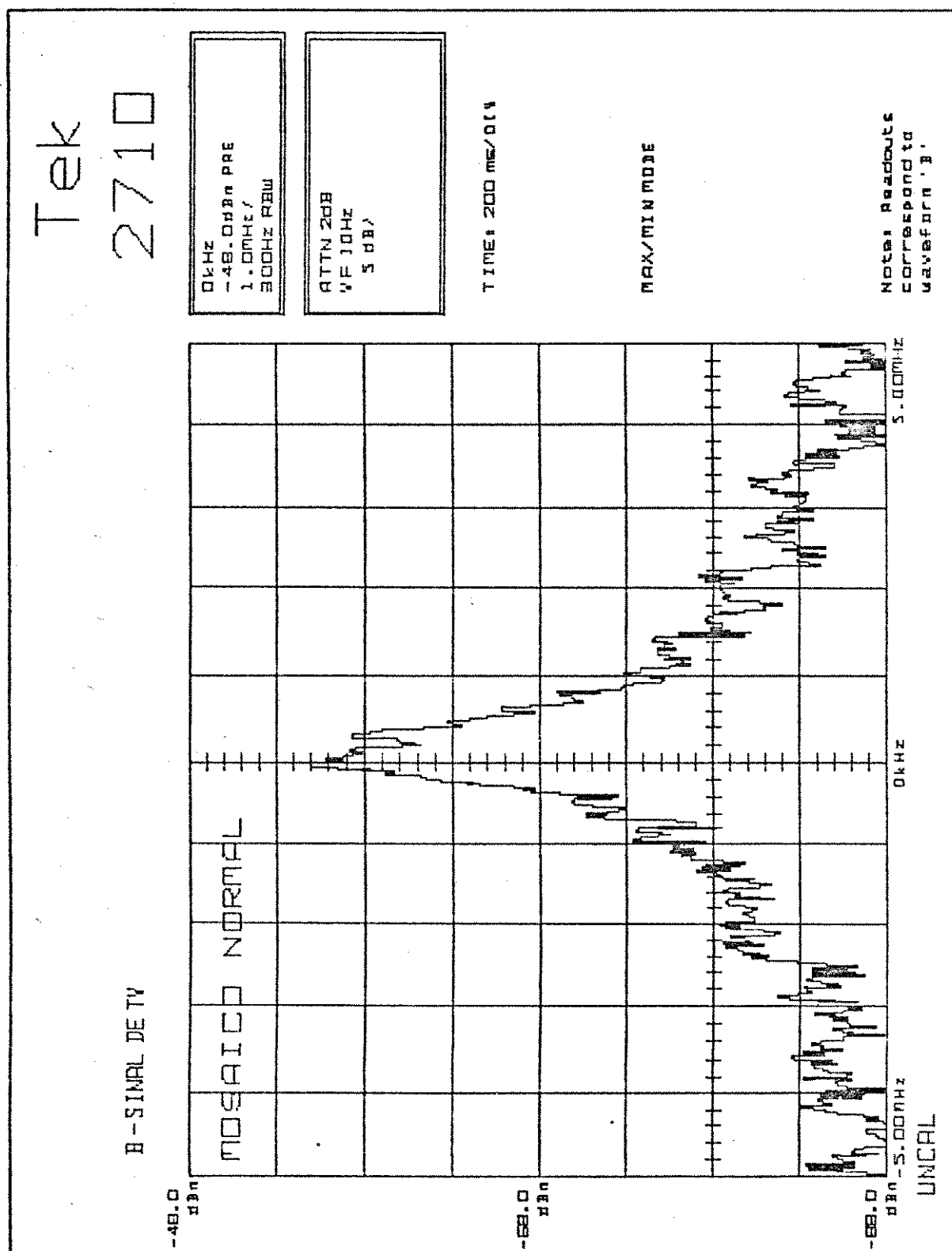
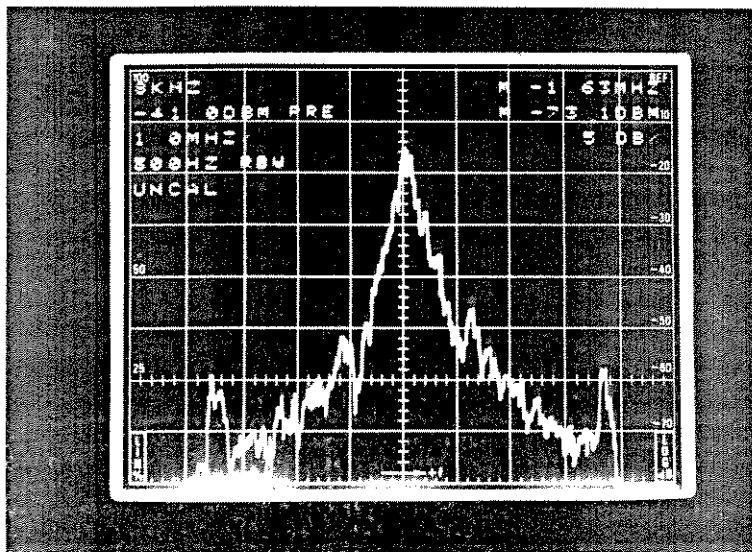
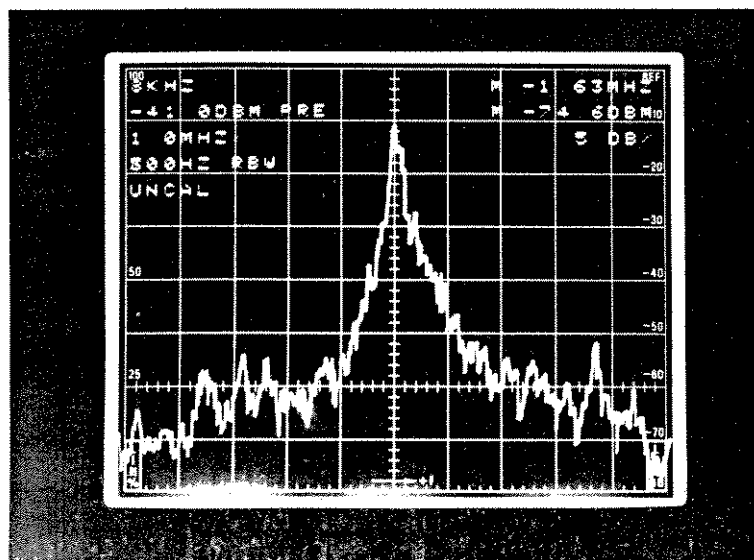


Figura 6.20 Espectro do sinal de TV com mosaico ortogonal.



F15. Cruzado
Sinal em frequência



F16. Ortogonal
Sinal em frequência

6.6 Resumo das comparações entre os dois mosaicos

Senóide em fsc

- ortogonal : - raias interferentes.
 - modulação no tempo causada pelas interferências.
- cruzado : - sem raias interferentes.
 - sem modulação indesejada.

Barras coloridas

- ortogonal : - interferências de baixa frequência.
 - perda de informação, "diluição", das cores.
- cruzado : - sem interferências.

Multiburst

- ortogonal : - sem comprometimento até 3 MHz.
 - após 3 MHz degradação por sobreposição.
- cruzado : - sem degradação em todas as faixas.

Sweep

- ortogonal : - faixa de passagem plana até 3 MHz.
 - além disso, distorções aditivas ou destrutivas.
 - corte abrupto além dos 3.5 MHz.
- cruzado : - faixa plana até 6 MHz.
 - sem distorções na faixa de passagem.

Sinal de TV

- ortogonal : - pico em 3.57 MHz pouco pronunciado.
 - não limitação do espectro.
- cruzado : - pico relativo acentuado em 3.57 MHz.
 - limitação do espectro como o original.

CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho mostrou a capacidade da codificação sub-Nyquist em ser usada de forma eficiente desde que se utilize de um mosaico de amostras adequado, no nosso caso o cruzado, o qual mantém algumas direções super-Nyquist, e uma filtragem de recuperação apropriada.

Comparando-se os resultados obtidos desse procedimento e dos conseguidos com uma amostragem sub-Nyquist normal, a qual leva a um mosaico ortogonal de amostras, ambos com a mesma frequência, 6.75 MHz, chega-se a conclusões as quais apontam um desempenho muito superior para o mosaico cruzado.

Sua faixa de passagem é plana, sem interferências aditivas ou destrutivas até os 6 MHz, representando um ganho de duas vezes na capacidade se comparado à amostragem normal, cuja faixa se estende até 3 MHz sem degradações, de acordo com o sinal de varredura em frequência. Com essa resposta ampla, pode-se processar o canal completo : a faixa de vídeo propriamente e a parte de áudio.

Ele não apresenta interferências de baixa frequência em áreas uniformes, como no sinal de barras coloridas, tampouco raias interferentes causadoras de modulações em amplitude, conforme o teste da senóide em fsc.

Para o sinal de TV convencional são mantidas as características do espectro original como um pico acentuado próximo a 3.57 MHz e a sua limitação em frequência.

Pode ser usado em sistemas M.C.P. de terceira hierarquia, reduzindo-se o número de bits por amostra de 8 para 5 com esquemas DPCM simples, garantindo uma boa qualidade da imagem transmitida. Além disso, esse procedimento leva a equipamentos simples, como o que foi implementado, sem o uso de memórias elásticas, algoritmos preditores adaptativos ou quantizadores.

Esses resultados só tinham sido obtidos com simulações até o momento e confirmam o desenvolvimento teórico, o qual indica o uso desse mosaico mais a filtragem não-linear como operações que levam a uma recuperação integral do sinal.

APÊNDICE A1. DESCRIÇÃO DO EQUIPAMENTO MONTADO EM LABORATÓRIO

O diagrama em blocos do equipamento utilizado nas amostragens está na figura A1.

Ele consiste basicamente de quatro circuitos :

- Circuito detector de sincronismos, que obtém o sinal de sincronismo horizontal, f_h , e detecta a posição da salva de subportadora de cor no sinal de vídeo.

- Circuito de geração do relógio de amostragem, que fornece a frequência de 13.5 MHz com amarração de fase na componente em f_{sc} do vídeo composto.

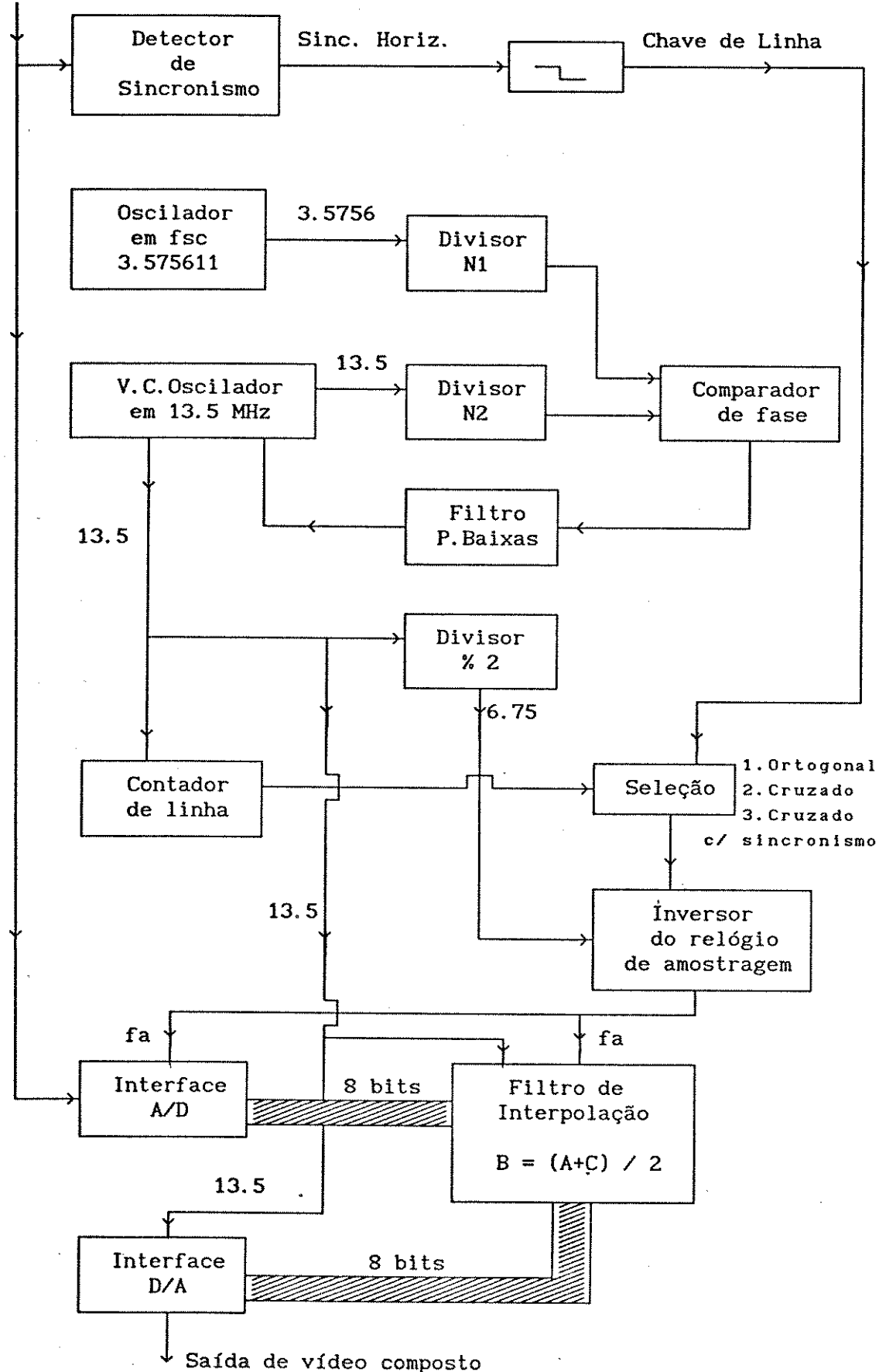
- Circuito gerador dos mosaicos cruzado e normal; subamostra o sinal digitalizado e dispõe as amostras de acordo com a seleção cruzado / normal.

- Filtro de interpolação; recupera as amostras ausentes com uma média aritmética das adjacentes.

A seguir, o funcionamento de cada um dos circuitos é explicado com maiores detalhes.

Entrada de vídeo composto

Figura A1. Diagrama em blocos do equipamento.



A.1.1 Circuito detector de sincronismos

Inicialmente, o nível DC do sinal de vídeo composto na entrada desse circuito é alterado com um transistor NPN de forma a permitir que o circuito integrado TDA 2575, bipolar da Phillips, consiga extrair o sincronismo horizontal. A extração é feita através de um circuito PLL interno que possui um oscilador controlado por tensão cuja frequência central, $2f_h$, é ajustada por meio de componentes externos. A diferença da comparação de fase entre o sinal de sincronismo horizontal da entrada e do oscilador é usada como realimentação desse oscilador que consegue se estabilizar rapidamente.

Além desse sinal, o circuito também detecta a posição da salva de subportadora de cor no sinal de entrada e produz uma saída tipo "castelo de areia", sand castle signal, um sinal de três níveis : 0V, 3V e 10V, que pode ser usado na recuperação da subportadora de cor.

O sincronismo horizontal recuperado com frequência $2f_h$ passa por um divisor e é usado como chave sincronizada na obtenção do mosaico cruzado, quando aplicado no circuito inversor do relógio de amostragem. Assim, em cada início de linha, ocorre a mudança de estado da chave de sincronismo e é invertido o relógio de amostragem.

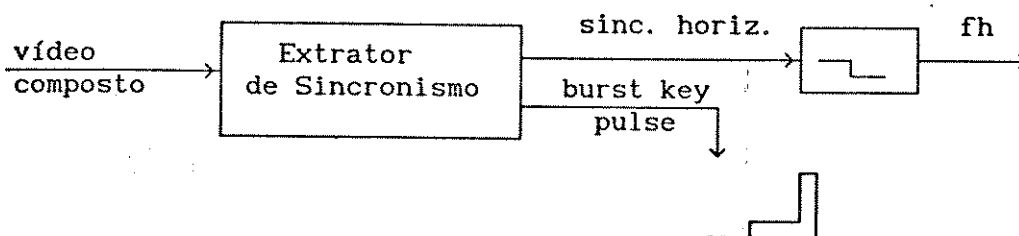


Figura A2. Sinais de entrada e saída do circuito de sincronismos.

A.1.2 Circuito de geração do relógio de amostragem

Para a obtenção do mosaico de transmissão, necessitamos de um oscilador de referência exatamente em 13.5 MHz e que esteja amarrado em fase a frequência da subportadora de cor.

Essa frequência de amostragem, f_a , mantém as seguintes relações com a frequência de linha, f_h , e com f_{sc} :

$$f_a = 13.5 \text{ MHz}$$

$$f_h = 15734.264 \text{ Hz}$$

$$f_{sc} = 3.575611 \text{ MHz}$$

$$f_a \text{ é múltipla inteira de } f_h : f_a = 858 f_h$$

Usando a relação entre f_h e f_{sc} : $f_h = 4 / 909 f_{sc}$,
chega-se a $f_a = 1144 / 303 f_{sc}$.

Assim, o PLL segue o esquema da figura A3, onde $N1 = 606$ e $N2 = 2288$.

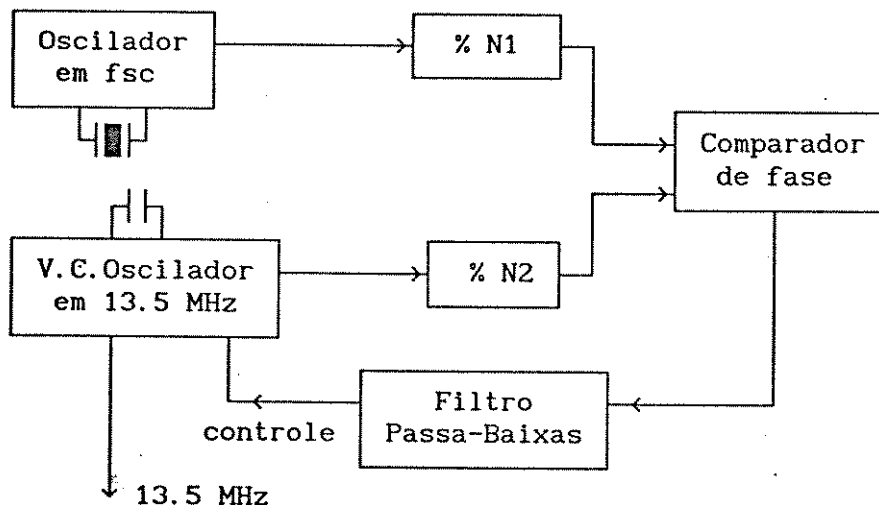


Figura A3. Diagrama em blocos do circuito PLL.

O oscilador de referência em 3.575611 foi feito com o circuito integrado TTL 74S124 operando no modo free-running, acoplado a um cristal.

Para os divisores, foram usados o 74LS192 (Synchronous 4 bit Up/ Down Counters), contador programável, facilmente acoplável em cascata.

O mesmo integrado 74S124 foi usado como Oscilador Controlado por Tensão, VCO, operando para uma faixa de 5V e frequência central de oscilação de 13.5 MHz, ajustada com capacitores.

Para o comparador de fase, foi usado o circuito "charge pump" de um integrado tipo 4046.

O filtro passa-baixas é um RC com frequência de corte em 10 KHz.

A.1.3 Circuito gerador dos mosaicos

O mosaico cruzado pode ser obtido com o uso da chave de linha sincronizada ou contando-se os pulsos de relógio até o final de cada linha, de acordo com a relação $f_a = 858 \text{ fh}$.

No final de cada linha é invertido o relógio de amostragem e as amostras em linhas consecutivas estarão deslocadas de meio período de relógio.

O esquema do contador está na figura A4.

Para os divisores foram usados 3 integrados 74LS193, contador binário programável. Um Flip-Flop duplo J-K, 74LS73 foi utilizado como dois divisores por 2 e a porta XOR, encarregada da inversão do relógio no final de cada linha, está contida no integrado 75LS86.

O mosaico obtido é o mesmo conseguido com a chave sincronizada de linha mas com a diferença de não estar amarrado na frequência da subportadora de cor do sinal de entrada e sim no oscilador local em fsc.

Assim, quando ocorre um pequeno erro entre o oscilador local e a subportadora de entrada, há um deslocamento perceptível no mosaico.

Isso não acontece com o uso da chave sincronizada.

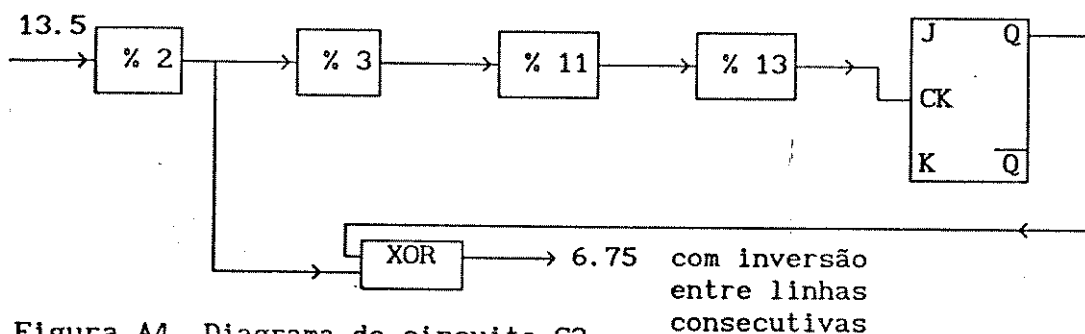


Figura A4. Diagrama do circuito C3.

A.1.4 Filtro de interpolação horizontal

O sinal de vídeo composto é subamostrado na frequência de 6.75 MHz e possui, de acordo com a seleção, um dos dois mosaicos mostrados a seguir, ortogonal ou cruzado.

0	x	0	x	0	x	0
0	x	0	x	0	x	0
0	x	0	x	0	x	0
0	x	0	x	0	x	0
0	x	0	x	0	x	0

Mosaico Ortogonal com espaçamento $\left(\frac{1}{6.75} \right)$ MHz.

0	x	0	x	0	x	0
x	0	x	0	x	0	x
0	x	0	x	0	x	0
x	0	x	0	x	0	x
0	x	0	x	0	x	0

Mosaico Cruzado com espaçamento $\left(\frac{1}{6.75} \right)$ MHz.

0 amostras presentes

x amostras retiradas

O filtro horizontal corresponde a uma interpolação do tipo $x(n) = \left(\frac{x(n-1) + x(n+1)}{2} \right)$ e é uma tentativa de recuperação das amostras ausentes a partir da média aritmética das adjacentes.

Este possui na entrada um barramento de 8 bits com as amostras na taxa de 6.75 MHz e na saída um outro barramento de 8 bits mas com a taxa de 13.5 MHz.

O seu esquema simplificado está na figura A6.

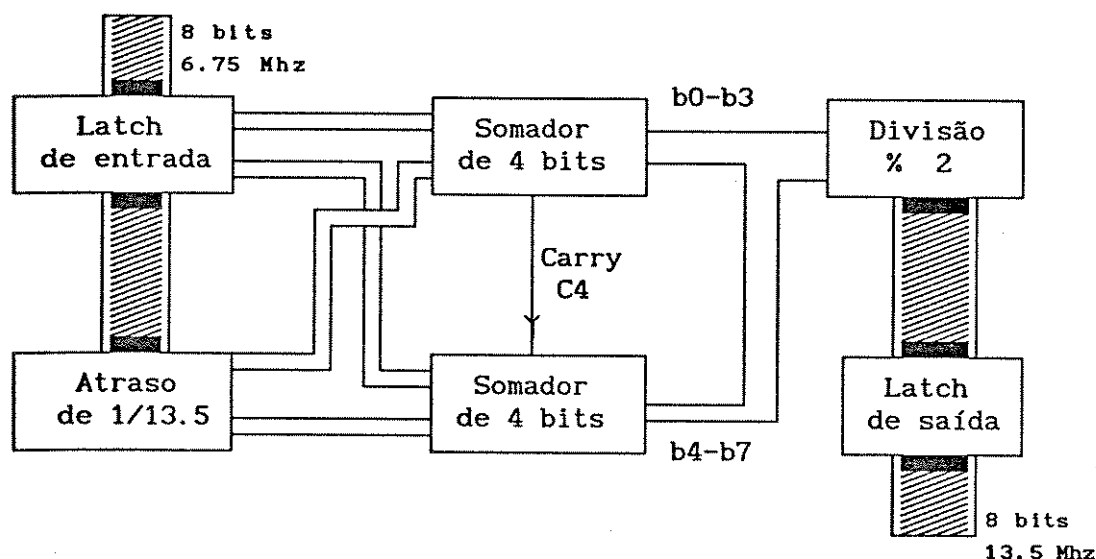
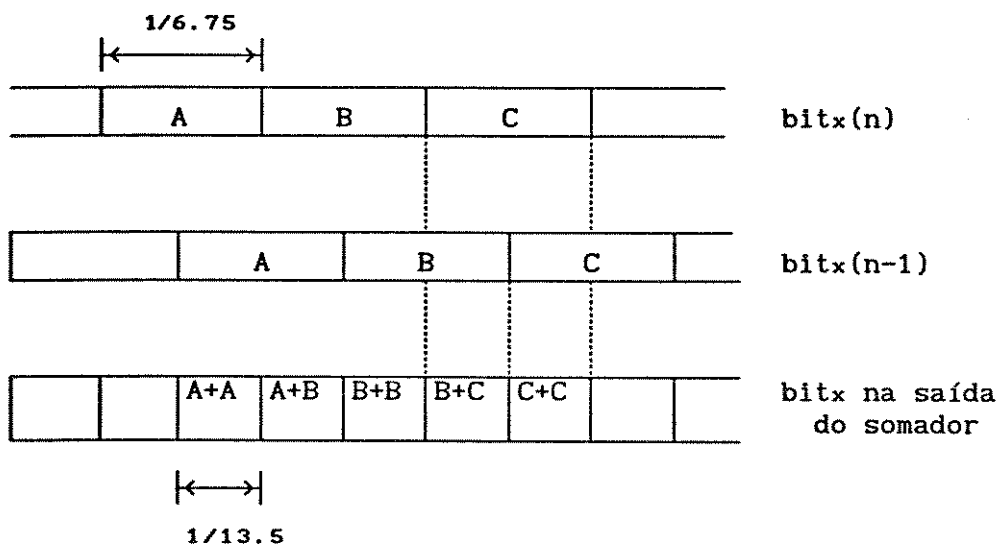


Figura A6. Diagrama do filtro de interpolação.

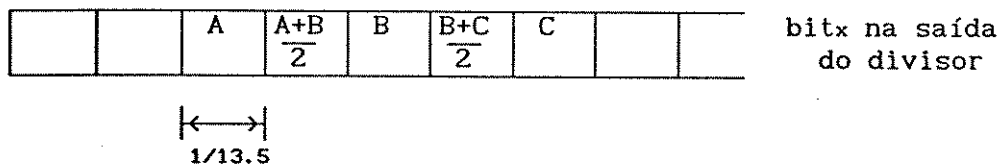
Os oito bits chegam no latch de entrada distorcidos por causa da impedância do barramento e são recuperados em sua saída a uma taxa de 6.75 MHz.

A seguir, são atrasados de $\left(\frac{1}{13.5}\right)$ MHz, ou seja são deslocados de meio período em relação ao trem de bits da saída do latch de entrada.

Esses dois sinais, $x(n)$ e $x(n-1)$ entram nos dois somadores de 4 bits do tipo full-adders e na saída temos um outro trem de bits com uma taxa de amostras que é o dobro da de entrada, ou seja 13.5 MHz. Isso pode ser melhor explicado nos desenhos seguintes que exemplificam um bit qualquer dos sinais $x(n)$ e $x(n-1)$ na entrada de um dos somadores e na sua saída.



É feita uma divisão por 2 através de um deslocamento dos bits para a esquerda e o trem de bits final é sincronizado como relógio de 13.5 MHz através do latch de saída.



Para os latches foram usados os CI's 74S374 (TTL octal D-type Flip-Flops). O atrasador de $1/13.5$ foi feito com o CI 74LS273 (TTL octal D-type Flip-Flops) e os somadores com 2 CI's 74S283 (TTL 4 bits Full Adder with carry and look-ahead) ligados como um somador de 8 bits.

Para o filtro operar corretamente com os mosaicos ortogonal e cruzado, o sinal da chave de linha é usado no latch de entrada para informar a posição correta da amostra.

Após o filtro, o trem de bits retorna para a interface D/A na taxa de 13.5 MHz.

A.1.5 Circuito de reinserção do burst no sinal de saída

Como foi explicado, a construção dos mosaicos ortogonal e cruzado em 6.75 MHz gera componentes interferentes no sinal de vídeo composto e particularmente na salva de subportadora de cor. Na recuperação do mosaico cruzado, com a filtragem na direção da menor diferença, horizontal ou vertical, essas interferências não aparecem, como foi mostrado nas simulações.

Com o propósito de se observar o efeito da interferência do burst na imagem processada pelo monitor de vídeo, foi montado um circuito para a troca do burst com interferências da saída do conversor D/A pelo burst original do sinal de entrada.

O circuito de extração de sincronismos possui uma saída tipo "burst key", que permite localizar o burst no sinal de vídeo. Essa saída, originalmente tipo "sand castle" com três níveis de tensão : 0V, 3V e 10V foi transformada em um sinal com dois níveis lógicos e com atuação em duas chaves analógicas, transistores tipo FET de chaveamento rápido, segundo a figura A7.

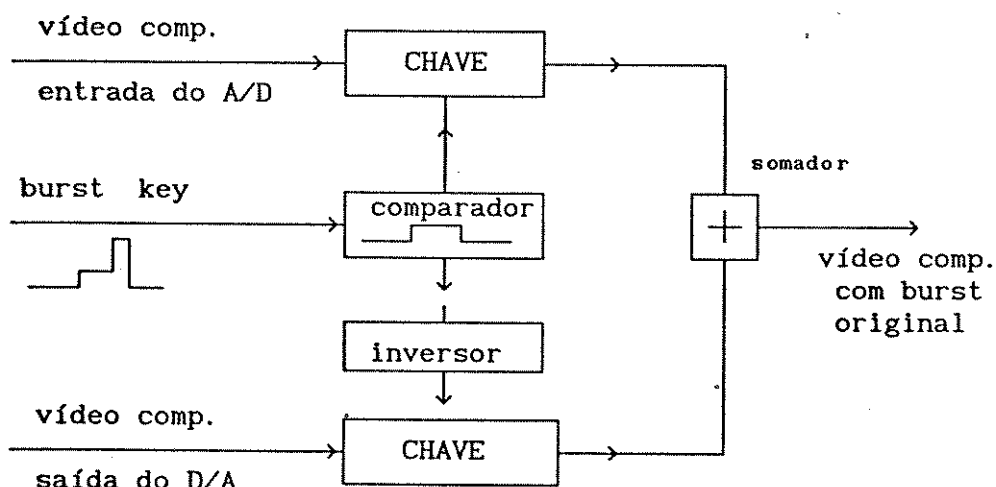


Figura A7. Diagrama do circuito de reinserção do burst.

O resultado obtido é que, mesmo com o burst original, as interferências permanecem visíveis no monitor pois elas não degradam apenas o burst, mas todo o sinal.

Com a inversão dos sinais de entrada, obtemos o sinal de vídeo composto original mas com o burst degradado. Nesse caso, as frequências interferentes não são visíveis indicando que, para a obtenção da imagem sem interferência, necessitamos uma filtragem de recuperação em todo o sinal e não apenas recuperar a salva da subportadora de cor.

APÊNDICE A2. ESPECIFICAÇÕES DAS INTERFACES A/D E D/A

Conversor analógico-digital ADC 820T Tektronix

Características	Performance
Resolução	8 bits (0.4%).
Precisão	Com referência a uma linha reta através dos pontos de corte 15 e 239
RMS	$\pm 0.25 \text{ LSB } (\pm 0.1\%).$
Pico	$\pm 0.5 \text{ LSB } (\pm 0.2\%).$
Taxa de Conversão	máximo de 20 MHz.
Monotonicidade	Presente em todos os 256 níveis e sem polaridade reversa.
Distorções não-lineares	Medidas em 20 MHz com um sinal linear de subportadora.
Ganho Máximo Diferencial	1.0 %
Fase Máxima Diferencial	0.5°
Resposta em Frequência	
0 a 5.2 MHz	0 dB $\pm 0.25 \text{ dB}.$
7.16 MHz ($2f_{sc} \text{ NTSC}$)	-46 dB ou menos.
8.86 MHz ($2f_{sc} \text{ PAL}$)	-46 dB ou menos.
10 MHz e acima	-40 dB ou menos.
Atraso	Constante, $\pm 10 \text{ ns}$, de 0 a 5.2 MHz.
Sinal de entrada	1.214 Vpp ($\pm 0.607\text{V}$)
Saída digital	paralela, com 8 bits compatíveis com níveis TTL.
Alimentação	+12V, -12V, +5V, -5.2V.
Potência	7 Watts ou menos.
Temperatura de operação	0° até $60^\circ\text{C}.$
Tempo de Warm-up	20 minutos no mínimo.

Conversor digital-analógico DAC 850T Tektronix

Características	Performance
Resolução de Conversão D/A (para referência interna).	8 bits (1 LSB=0.4% da escala)
Precisão	$\pm 1/2$ LSB ($\pm 0.2\%$ da escala)
Monotonicidade	Garantida para os 8 bits.
Distorções não-lineares	Medidas com um sinal rampa de subportadora com 286 mVpp.
Ganho Diferencial	0.75% ou menos.
Fase Diferencial	0.25° ou menos.
Resposta em Frequência 0 dB, ± 0.2 dB	0 até 5 MHz.
-3 dB ou menos	7.16 MHz.
-42 dB ou menos	10 MHz e acima.
Atraso constante (próximo a 10 ns)	0 até 5 MHz.
Ruído	-67 dB ou menos até 5MHz. -60 dB ou menos até 20MHz.
Sinal de entrada	8 bits paralelos compatíveis com níveis TTL.
Sinal de saída	1.214 Vpp $\pm 1\%$ (ajustável).
Offset de saída	-286 mV ± 50 mV (ajustável).
Alimentação	+12V, -12V, +5V, -5.2V.
Potência	5.3 Watts ou menos.
Temperatura de operação	0° até 60° C.
Tempo de warm-up	20 minutos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MARTINI, L.C.: "Proposta de um Sistema de Codificação MCPD em 34 Mbit/s para Processamento de Sinais de TV em Componentes Y, C_R , C_B .", Tese de Doutorado pela Universidade Estadual de Campinas, Dezembro de 1989.
- [2] DEVEREUX, V.G.; STOTT, J.H.: "Digital Video : sub-Nyquist sampling of Pal colour signals", Proceedings of IEEE, Electronics, Vol. 125, No. 9, Setembro de 1978.
- [3] STOTT, J.H.; PHILLIPS, G.J.: "Digital Video : multiple sub-Nyquist coding", BBC Research Department Report, 1977/21.
- [4] ROSSI, J.P.: "Sub-Nyquist encoded p.c.m. NTSC colour television", Soc. Motion Pict. & Telev. Eng. J., 1976, Vol 85, pp. 1-6.
- [5] BALDWIN, J.L.E. : "Sampling frequencies for digital coding of television signals".
- [6] SABATIER, J.; AGUILLE, G.; JOLIVET, J.C.; BLOCK, H.Le; RIOU, A.: "Coding system for 34 Mbit/s digital transmission of color television", Commutation & Transmission, no. 1, 1982.
- [7] ALENS, N.; ALONSO, A.O.; YABU-UTI, J.B.T.; YANO, Y.: "Digitalização de sinais de TV", Public. FEC 44/80, Contrato UNICAMP/TELEBRÁS 033/80, RT-80, Dezembro de 1980.

- [8] YABU-UTI, J.B.T.: "Redução da taxa de bits para transmissão do sinal de TV composto PAL-M", Tese de Doutorado pela Universidade Estadual de Campinas, Fevereiro de 1983.
- [9] PRATT, W.K.: "Digital Image Processing", John Wiley Inc, 1978.
- [10] BOSTELMANN, G.; PIRSCH, P.: "Coding of video signals", Electrical Communication, Vol. 59, No.3.
- [11] PIRSCH, P.; BIERLING, M.: "Changing the sampling rate of video signal by rational factors", Conference Record EUSIPCO, 1983, pp. 171-174.
- [12] ALI, A.: "Integrated Filters for Video Signals", Electrical Communications, Vol. 59, No. 3.
- [13] CCIR Recommendation 601 : "Encoding Parameters of Digital Television Signals".
- [14] CCIR Report 962 : "The Filtering, Sampling and Multiplexing for Digital Encoding of Colour Television Signals".
- [15] "Digital IC's for video equipments" : Philips Components.
- [16] "The TTL Data Book" : Texas Instruments.
- [17] "ECL Data Book" : Fairchild Co.
- [18] "CMOS Data Book" : Philips Components.