

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GRAVADOR DIGITAL DE INSTRUMENTAÇÃO PARA SINAIS BIOLÓGICOS
UTILIZANDO VIDEO-CASSETE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

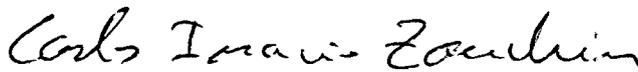
CARLOS DE ALMEIDA RODRIGUES

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1990

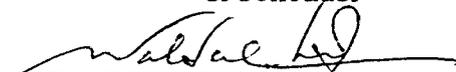
GRAVADOR DIGITAL DE INSTRUMENTAÇÃO PARA SINAIS BIOLÓGICOS UTILIZANDO
VIDEO-CASSETTE

CARLOS DE ALMEIDA RODRIGUES

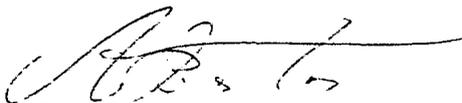
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM
ENGENHARIA , ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.
Orientador



Prof. Walter Celso de Lima, Sc.D.
Co-orientador



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. d'État

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

APRESENTADA PERANTE A BANCA EXAMINADORA COMPOSTA DOS PROFESSORES:



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.
Orientador



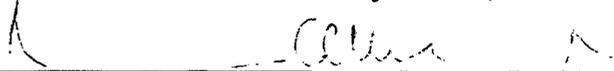
Prof. Walter Celso de Lima, Sc.D., Doc.Livre.
Co-orientador



Prof. José João de Espíndola, Ph.D.



Prof. Hermann Adolf Harry Lücke, D.Sc.



Prof. José Abel Royo dos Santos, Sc.D., Doc.Livre.

A DEUS

AOS MEUS PAIS E FAMÍLIA:

ARMANDO FERREIRA RODRIGUES

IRIS MARIA DE ALMEIDA SOUZA RODRIGUES

ARMANDO FERREIRA RODRIGUES FILHO

PATRÍCIA DE ALMEIDA RODRIGUES

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Carlos Inácio Zanchin, pela dedicação, extrema competência e amizade dispensada na orientação deste trabalho.

Ao Prof. Walter Celso de Lima e demais professores e funcionários do GPEB pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

Ao amigo Antônio Luís Fernandes pelo apoio incondicional na parte computacional.

À minha família pela compreensão, carinho e apoio durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

SUMÁRIO

Resumo	i
Abstract	ii
Simbologia	iii
1. INTRODUÇÃO	
1.1 Justificativa	i
1.2 Antecedentes	ii
1.3 Proposição	iii
2. SINAL DE VÍDEO E VIDEO-CASSETE	7
3. METODOLOGIA DE GRAVAÇÃO	18
4. METODOLOGIA DE REPRODUÇÃO	53
5. CONCLUSÃO E RESULTADOS	77
6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	94

RESUMO

Nas monitorizações hospitalares torna-se frequentemente necessário a observação de diversas variáveis de natureza biológica, simultaneamente, por um longo período de tempo. Isto é realizado através de gravadores de instrumentação, os quais coletam estas variáveis em ambiente hospitalar, para posterior análise e processamento em laboratório de pesquisa ou clínica.

Este trabalho apresenta um sistema multicanal de armazenamento digital de sinais biológicos, que utiliza a faixa de frequências disponíveis em um sinal de TV para a gravação e reprodução simultânea de até oito sinais analógicos, provenientes de instrumentação de medida de precisão, e gravados sob a forma de sinal de luminância em um video-cassete comercial padrão VHS ("video home system"). O sistema atinge os objetivos acima, sem que haja necessidade de alterações internas no VCR. A conexão é realizada apenas através da entrada e saída do sinal de vídeo, e as funções do VCR não são modificadas. O sistema proposto apresenta um custo total inferior aos gravadores analógicos para instrumentação e com precisão equivalente.

ABSTRACT

In hospital monitorization, the simultaneous observation of several biological variables is often required for a long period of time. This is done by means of instrument recorders which collect these variables in a hospital environment for later analysis and processing in a research or clinical laboratory.

This work presents a multi-channel digital storage system for biological signals, which uses a frequency band of a TV signal for simultaneous recording and play-back for up to eight analogue signals from precision instruments and recorded as a luminance signal on a standard commercial VHS (video home system) cassette. The system accomplishes the above objectives without requiring internal modification in the VCR. The connexion is only made through the input and output of the video signal, and the VCR functions are not changed. The proposed system has a total cost less than that of an analogue instrumentation recorder with similar precision.

SIMBOLOGIA

CCIR	Comitê Consultivo Internacional de Radiodifusão
CLP	Capacidade de registro no modo "long play" [bytes]
CSLP	Capacidade de registro no modo "super long play" [bytes]
CSP	Capacidade de registro no modo "standard play" [bytes]
dG	Densidade de gravação [bits por linha horizontal]
dHLD	Descarga do amostrador-retentor ("sample-hold") durante o modo retentor ("hold") [volts]
dHsh	Deriva de tensão durante o modo retentor ("hold") [volts/seg]
DRnoc	Accionador ("driver") não-inversor coletor-aberto
fC	Frequência de campo vertical [HZ]
fE	Frequência de pulsos de equalização [HZ]
fG	Frequência de gravação [HZ]
fH	Frequência de exploração horizontal [HZ]

fMch	Frequência máxima por canal [HZ]
fRE	Frequência relativa de erros devido às perdas ("dropouts") [%]
fRXs	Frequência de recepção serial de uma palavra [HZ]
fS	Frequência de amostragem [HZ]
FS	"Full Scale" (Plena Escala)
fSch	Frequência de amostragem por canal [Hz]
fSVCRm	Frequência de transmissão serial máxima que os VCR's domésticos podem aceitar [HZ]
fTXs	Frequência de transmissão serial de uma palavra [HZ]
fTXsm	Frequência de transmissão serial mínima de uma palavra [HZ]
I/O	"Input-Output" (Entrada-Saída)
LP	"Long Play" (Velocidade da fita do VCR padrão VHS) [mm/seg]
LSB	"Least Significant Bit" (Bit menos significativo)
MSB	"Most Significant Bit" (Bit mais significativo)

NCLKe	Número de pulsos de "clock" de frequência fCLK contidos no tempo de duração de um pulso de equalização
NCLKsh	Número de pulsos de "clock" de frequência fCLK contidos no tempo de duração de um pulso de sincronismo horizontal
NCLKsv	Número de pulsos de "clock" de frequência fCLK contidos no tempo de duração de um pulso de sincronismo vertical
NTSC	"National Television Systems Committee" (Sistema de televisão a cores Norte-Americano)
PAL-M	"Phase Alternation Line - type M" (Sistema de televisão a cores Brasileiro)
S/N	Relação sinal-ruído [dB]
SLP	"Super Long Play" (Velocidade da fita do VCR padrão VHS) [mm/seg]
SP	"Standard Play" (Velocidade da fita do VCR padrão VHS) [mm/seg]
tAH	Tempo de cada pulso de apagamento horizontal [seg]
tAsh	Tempo de aquisição do amostrador-retentor ("sample-hold") [seg]

tAV	Tempo de cada pulso de apagamento vertical [seg]
tBIT	Tempo de duração de cada bit de uma palavra [seg]
tC	Período de campo vertical [seg]
tCad	Tempo de conversão analógica-digital [seg]
tCH	Tempo para ligar, desligar ou comutar as chaves do multiplex [seg]
td	Tempo de atraso do primeiro pulso de disparo de conversão A/D [seg]
tE	Tempo de cada pulso de equalização [seg]
tH	Período de exploração horizontal [seg]
tHLD	Tempo de duração do modo retentor ("hold") [seg]
tLP	Tempo máximo de gravação no modo "long play" [seg]
tLU	Tempo de linha útil [seg]
tPALV	Tempo de duração de uma palavra de informação [seg]
tPALVm	Tempo máximo de duração de uma palavra de informação [seg]

tPC	Posição da palavra relativa aos pulsos de sincronismo composto [seg]
TTL LS	Transistor-Transistor Logic Low-Power Schotky
tS	Período de amostragem [seg]
tSA	Tempo de duração do modo amostrador ("sample") [seg]
tSET	Tempo de acomodação do conversor D/A [seg]
tSETad	Tempo de dado válido após o término de conversão A/D [seg]
tSH	Tempo de cada pulso de sincronismo horizontal [seg]
tSP	Tempo máximo de gravação no modo "standard play" [seg]
tSLP	Tempo máximo de gravação no modo "super long play" [seg]
tSV	Tempo de cada pulso de sincronismo vertical [seg]
tSVm	Tempo de cada pulso de sincronismo vertical modificado [seg]
VCR	"Video Cassete Recorder"
VDH	Tensão de dados em nível lógico alto [volts]

VDL	Tensão de dados em nível lógico baixo [volts]
VHS	"Video Home System"
Vob	Tensão de saída de vídeo em nível de branco [volts]
Vop	Tensão de saída de vídeo em nível de preto [volts]
Vos	Tensão de saída de vídeo em nível de sincronismo [volts]
VSH	Tensão de sincronismo em nível lógico alto [volts]
VSL	Tensão de sincronismo em nível lógico baixo [volts]
VTR	"Video Tape Recorder"

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

Os sinais de natureza biológica, considerados de baixa frequência para sinais eletrônicos, possuem em geral o espectro de frequências compreendido na faixa de DC até , aproximadamente, 1kHz. Na tentativa de explicação de determinados fenômenos biológicos torna-se necessário o estudo destes sinais, os quais podem ser obtidos a partir de transdutores específicos, afim de que se possa encontrar as causas que levem a um diagnóstico mais preciso sobre a influência dos mesmos sobre o meio.

Atualmente, utiliza-se a gravação de sinais analógicos obtidos em laboratórios, clínicas ou indústrias para posterior análise e processamento. Quando se deseja gravar sinais com precisão e alta resolução, utilizam-se gravadores de instrumentação. Estes constituem-se, basicamente, em gravadores analógicos que utilizam a modulação FM para o armazenamento dos sinais, na faixa de DC até 5kHz, com uma precisão em torno de 1%. A grande desvantagem da utilização destes equipamentos é o seu elevado custo, sua susceptibilidade a interferências eletromagnéticas além da dificuldade de manutenção nacional, uma vez que os mesmos são importados de outros países.

A utilização deste tipo de gravador é a mais diversa possível. Em diagnósticos hospitalares e monitorizações que não necessitam serem feitas em tempo real, torna-se inadequado o transporte de sistemas de aquisição de dados que possam realizar esta função durante o processo de monitorização. O gravador de instrumentação pode então obter o registro de vários sinais em ambientes hospitalares para posterior análise e processamento. Em indústrias

ocorre o mesmo, especialmente na amostragem de sinais para controle de qualidade. Na indústria automobilística, na aeronáutica e na aeroespacial, por exemplo, é importante a gravação de sinais analógicos provenientes de instrumentos de medida nos testes dinâmicos do veículo ou aeronave em movimento, para posterior processamento. O mesmo ocorre na indústria nuclear. Como alternativa pode-se usar a telemetria em tempo real, processo na maioria das vezes muito caro.

A idéia de se utilizar um VCR comercial de tipo doméstico como gravador digital de sinais analógicos evita o desenvolvimento de mecânica fina, diminui os custos totais além da vantagem da facilidade de manutenção sobre os gravadores analógicos de instrumentação importados. O tipo de fita magnética utilizada, a fita de vídeo em cassete, também é vantajoso em relação ao preço e facilidade de aquisição, além de proporcionar maior segurança e proteção em relação aos sistemas de transporte de fita tipo carretel, característicos dos tradicionais VTR profissionais.

A finalidade do VCR, semelhante à dos gravadores de áudio convencional em relação à voz e música, é permitir a gravação e reprodução dos sinais de vídeo e áudio que compõem o sinal de TV. O gravador de vídeo opera com sinais em faixa básica, i.e., sinais de vídeo entre 0 e 4MHz e som na faixa de frequências audíveis, entre 20Hz e 15kHz.

1.2 ANTECEDENTES

A idéia de utilização de um VCR como gravador de instrumentação não é nova. Um dos primeiros sistemas práticos foi apresentado por Smith & Propst [17] em 1979. Constitui-se em um sistema de armazenamento digital de sinais analógicos utilizando um VCR profissional (JVC CR6060 com 3,8MHz de faixa

passante), o qual permite a gravação e reprodução de até 8 canais. A largura de faixa máxima do sistema é de 25kHz, as quais podem ser distribuídas ao longo dos canais, independentemente. A saída apresenta uma palavra digital de 12 bits, correspondente ao processo de amostragem dos sinais de entrada. O sistema requer que a informação de sincronismo e composição final em sinal de vídeo composto seja externamente alimentada, para possibilitar gravação no VCR. Na reprodução, o sistema baseia-se na recuperação dos sinais de sincronismo e dados a partir do sinal de vídeo reproduzido. Os bits de dados são enviados a um dos canais selecionado para conversão digital-analógica, através de DAC's individuais para cada canal. Neste sistema, o VCR sofre pequena alteração para permitir a identificação do instante de comutação das cabeças, diretamente do sistema de servo. Neste ponto, os conversores são desabilitados da recepção de novos dados, para evitar a geração de amostras analógicas erradas devido ao transiente causado no sinal de vídeo reproduzido.

Bernstein [3] em 1979 apresentou um sistema monocal de armazenamento de sinais provenientes de uma unidade ecocardiográfica utilizando um VCR. O processo de armazenamento dos sinais é feito semelhante à de um sinal de TV padrão, i.e., os sinais são gravados analogicamente em porções ("bursts") para permitir a inserção da informação de sincronismo composto, necessária ao correto funcionamento do VCR. Nessa referência não é mencionado o fenômeno característico do chaveamento das cabeças do VCR, não se sabendo se o sistema pode identificá-lo no sinal de vídeo reproduzido.

Rezende et all [16] em 1987 descreve um sistema multicanal de armazenamento digital (12 bits) de sinais eletrofisiológicos, utilizando um VCR comercial. O método utilizado de gravação consiste na transmissão da informação como parte integrante da linha útil do sinal de vídeo composto. A transmissão também é realizada durante o intervalo de apagamento vertical, do

qual sabe-se que para um sinal de vídeo padrão, este intervalo não contém informação de imagem [5]. Para isto, o sistema transmite apenas os 8 bits mais significativos do processo de amostragem e conversão analógico-digital, de forma a não comprometer a detecção dos pulsos de sincronismo vertical por parte do VCR. O número de amostras afetadas corresponde a dez, e este truncamento é realizado a cada campo do sinal de vídeo composto. Com relação ao chaveamento das cabeças, não está explícito se o sistema pode identificar este fenômeno para qualquer unidade de VCR, uma vez que a posição desta comutação pode ocorrer entre 4 a 8 linhas anteriores aos pulsos de sincronismo vertical [8,9,15].

1.3 PROPOSIÇÃO

O propósito deste trabalho é apresentar um sistema multicanal (8 canais) de armazenamento digital em 12 bits, para sinais de natureza biológica , gravados sob a forma de sinal de luminância em um VCR comercial (com 2MHz de faixa passante") padrão VHS.

O sistema pode ser conectado a qualquer tipo de VCR, o qual esteja apto a gravar e reproduzir sinais de vídeo dos sistemas PAL-M ou NTSC. A principal característica do sistema, e que o diferencia dos demais similares, é a habilidade para a detecção do instante de chaveamento das cabeças para diferentes unidades de VCR, realizada através de "hardware" específico em conjunto com o "software" do sistema. Isto torna o mesmo bastante versátil quando do interfaceamento com outras unidades de VCR, as quais não necessitam sofrer quaisquer mudanças internas.

Apesar de inicialmente ter sido projetado para aplicações biomédicas, o sistema pode ser utilizado em outras áreas de interesse ligadas

ao campo da instrumentação eletrônica. A dependência única e exclusiva do número de fitas de vídeo em disponibilidade torna o sistema apto a trabalhar com enorme quantidade de informação, prolongando a vida útil do mesmo. Além disso, a relação custo/byte armazenado das fitas de vídeo é muito inferior à dos outros meios de gravação magnética existentes.

No capítulo II são reproduzidos da literatura as características do sinal de vídeo no que se refere à sua composição, temporização e níveis de amplitude envolvidos, a partir dos sinais de sincronismo composto e informação da linha. As características de operação do VCR são também exploradas de forma a adaptar o mesmo como gravador-reprodutor de sinais analógicos que não sejam originalmente provenientes de uma câmera de TV. São apresentadas as limitações e precauções que deve-se tomar com os VCR's, afim de que não se tornem uma fonte de erro em relação ao sinal de vídeo reproduzido.

No capítulo III apresenta-se a metodologia utilizada no processo de gravação, onde é dada uma visão geral do sistema proposto de armazenamento dos sinais analógicos, em forma de diagrama de blocos, assim como o projeto teórico desta etapa do sistema. O módulo de gravação compreende a transformação do sinal analógico de entrada em sinal de vídeo composto (luminância) para ser gravado no VCR.

No capítulo IV apresenta-se a metodologia utilizada no processo de reprodução, onde é dada uma visão geral do sistema proposto de recuperação dos sinais analógicos originais, em forma de diagrama de blocos, assim como o projeto teórico desta etapa, semelhante ao da gravação. O módulo de reprodução cobre o processo inverso de recuperação do sinal analógico original a partir da informação armazenada na fita de vídeo.

No capítulo V são apresentados os resultados e conclusões obtidos relativo à operação do sistema como um todo, baseado nas características

entrada/saída, com os cálculos preliminares estatísticos dos erros estáticos. Para simplificar esta análise, foram feitas gravações de sinais contínuos (dc) e posterior superposição entre os sinais gravados e recuperados da fita de vídeo, comprovando a validade do método utilizado de armazenamento e reprodução dos sinais. São também apresentadas propostas para trabalhos futuros com a finalidade de melhorar a versatilidade, tamanho, custo e precisão final do sistema.

Utilizou-se a linguagem de programação PASCAL, e o microcomputador usado nos testes de validação do sistema foi um PC-XT compatível. O hardware foi implementado em placa padrão ao barramento de expansão, que permite a conexão a um dos "slots" disponíveis do PC. Foi utilizada tecnologia "wire-wrap" para permitir rápidas modificações na placa durante os testes, caso houvesse necessidade. Entretanto, observou-se uma diminuição no desempenho do sistema, com relação à precisão, devido ao fato das alimentações analógicas dos conversores A/D e D/A, obtidas diretamente do barramento do PC, não serem bem reguladas e simétricas, além das interferências entre os circuitos digitais e analógicos inerentes à ligações do tipo "wire-wrap". Empregou-se a tecnologia TTL LS, referente aos circuitos digitais, em virtude do custo, velocidade e consumo de potência característico da família, além da facilidade de obtenção no mercado interno. Outros materiais de suporte utilizados foram: osciloscópio de duplo traço com 100MHz de faixa passante, com varredura atrasada, para permitir a observação detalhada do sinal de vídeo composto; dois vídeo-cassetes comerciais padrão VHS para análise do comportamento do sistema diante de equipamentos supostamente idênticos; fitas de vídeo, além de cabos tipo RCA para conexão do sistema com o VCR.

CAPÍTULO II

SINAL DE VÍDEO

Os padrões de transmissão e recepção para a radiodifusão comercial estão estabelecidos por normas do CCIR, de acordo com uma lista de padrões existentes. No Brasil os padrões são regulamentados pela Resolução nº 20 do CONTEL, de 7 de março de 1967. O grupo de frequências atribuídas a uma estação de radiodifusão, para transmissão de seus sinais, compõe o chamado canal de TV. No Brasil, EUA, e outros países que usam o mesmo padrão 525 linhas/60 Hz, cada estação tem um canal de 6Mhz dentro das faixas permitidas para a radiodifusão comercial. Dentro deste canal estão alocadas as portadoras de imagem, som e a sub-portadora de cor (à 3,58Mhz acima da portadora de imagem). O sinal de imagem é composto por duas componentes: uma contém a informação de brilho (luminância), e a outra informação de cor (crominância), as quais são combinadas no transmissor para a modulação da portadora de imagem. A portadora de som é modulada pelas frequências de áudio na faixa de 20 a 15kHz. Dentro do canal padrão de 6MHz, o sinal de luminância contém a faixa mais ampla de frequências, de 0 até 4MHz [5].

O termo vídeo composto significa que o sinal de vídeo inclui partes separadas, que são: sinal da câmera, sinal de sincronismo e apagamento. O sinal da câmera corresponde à informação de imagem propriamente dita, i.e., aquela oriunda de uma câmera de TV. Os sinais de sincronismo são necessários para a sincronização das explorações no transmissor e receptor. Os sinais de apagamento têm a finalidade de tornar invisíveis os retraços. Durante este tempo, nenhuma informação de imagem está presente [5].

No processo de formação do sinal de vídeo composto, segundo normas já mencionadas, a informação de imagem é decomposta em um determinado número

de linhas de exploração horizontal. O número total de linhas , correspondentes à área total da imagem, constitui um campo. Cada linha contém as variações em amplitude relativas ao sinal de imagem. Ao final de uma linha de exploração horizontal, o sinal de vídeo é levado ao nível de apagamento a fim de tornar invisível o retraço do feixe eletrônico, quando do início da exploração da linha seguinte. Este retorno, efetivamente acontece com o começo dos pulsos de sincronismo horizontal, os quais estão superpostos aos pulsos de apagamento horizontal. Este processo é repetido até se perfazerem o número total de linhas num campo. No final de um campo, o feixe é feito retornar à primeira linha do campo seguinte realizando o retraço vertical, semelhante ao retraço horizontal. O movimento do feixe eletrônico, da esquerda para a direita e de cima para baixo, completa a informação do campo [5].

O método utilizado na transmissão de um sinal de TV caracteriza-se pela apresentação da imagem ao olho humano, repetidas vezes, de tal maneira que qualquer movimento na cena apareça como uma variação contínua e homogênea. Isto deve-se ao fenômeno da persistência causada por qualquer luz vista pelo olho, durante frações de segundos após a retirada da mesma [5].

O sistema de exploração entrelaçada propicia ao olho uma boa integração dos movimentos da cena. Neste sistema, a imagem é decomposta em dois campos, par e ímpar. As linhas pares e ímpares, pertencentes aos campos par e ímpar, respectivamente, são apresentadas uma de cada vez. Com isso, dobra-se a taxa de apresentação vista pelo olho [5].

Com relação à radiodifusão comercial utilizada no Brasil, o sistema utilizado é o PAL de TV a cores, com padrão M de transmissão. As normas estabelecidas para o mesmo indicam que o sistema de exploração é entrelaçado 2:1, com um número total de 525 linhas por quadro de imagem, a uma taxa de apresentação de campos de 60Hz. Esta taxa de campo é correta para

a radiodifusão monocromática, uma vez que para sinais de TV à cores é ligeiramente inferior. A frequência de exploração horizontal acromática é de 15750 Hz, o que acarreta uma duração aproximada de uma linha de 63,5 μ s. A temporização dos pulsos de sincronismo e apagamento horizontal estão relacionados a seguir:

$$f_H = 15750 \text{ Hz} \quad (2.1)$$

$$t_H = 63,5 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.2)$$

$$t_{AH} = 10 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.3)$$

$$t_{SH} = 4,7 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.4)$$

$$t_{LU} = t_H - t_{AH} = 53,5 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.5)$$

Os pulsos de sincronismo presentes no intervalo de apagamento vertical compreendem pulsos equalizadores e sincronismo vertical, espaçados a intervalos de meia-linha, e alguns pulsos adicionais de sincronismo horizontal. A finalidade dos pulsos equalizadores é fornecer formas de ondas idênticas ao sinal separado de sincronismo vertical, para campos pares e ímpares, com vistas a um bom entrelaçamento. Os pulsos de sincronismo vertical efetivamente iniciam o retraço vertical. As figuras 2.1 e 2.2 mostram o final de campo de um sinal de vídeo (luminância em preto e branco, em forma de barras paralelas), assim como as amplitudes relativas dos pulsos de sincronismo composto para o campo ímpar e par [5].

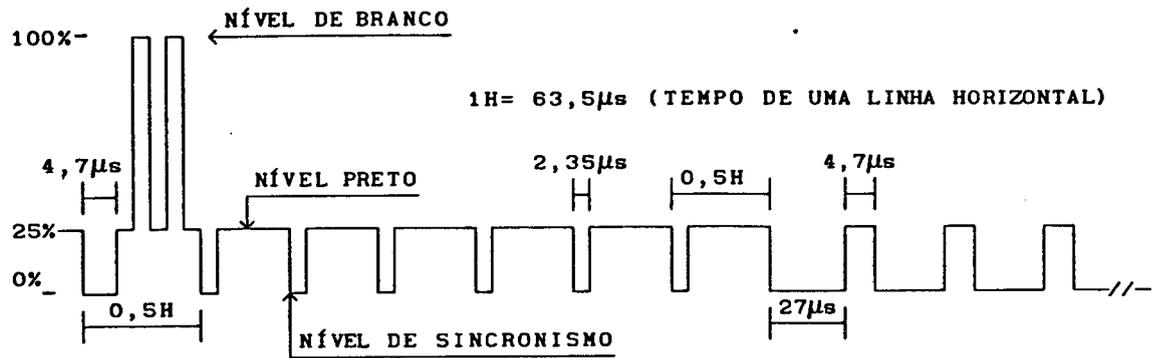


Figura 2.1 Campo ímpar

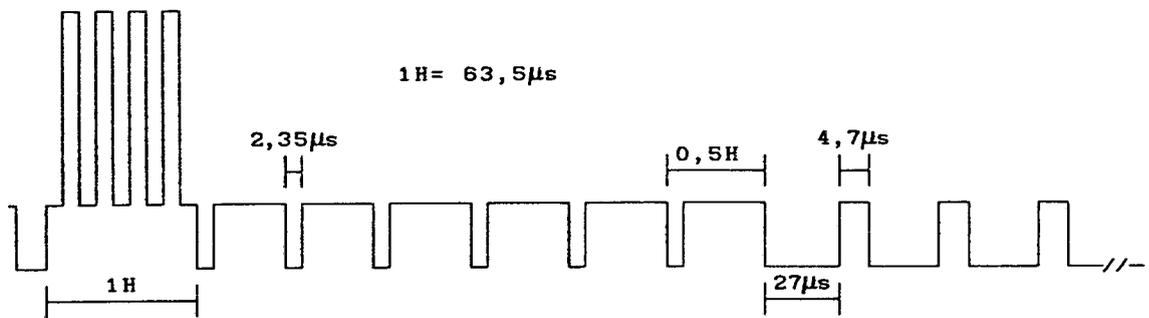


Figura 2.2 Campo par

A temporização relativa ao intervalo de apagamento vertical está relacionada abaixo:

$$f_c = 60 \text{ Hz} \quad (2.6)$$

$$f_E = 31,5 \text{ kHz} \quad (2.7)$$

$$t_c = 16,6 \text{ ms} \quad (2.8)$$

$$t_{AV} = 1,33 \text{ ms} \quad (2.9)$$

$$t_E = 2,35 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.10)$$

$$t_{SV} = 27 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.11)$$

$$t_I = 4,7 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.12)$$

O VIDEO-CASSETTE

A idéia de tornar o videocassete (VCR) um equipamento de uso doméstico passou por diversas tentativas. A gravação, além de ser efetuada somente em preto e branco, permitia autonomia para no máximo 1 hora. Além disso, apresentava o problema conhecido como lacuna em tempo, uma vez que o sistema de gravação magnética era realizado por apenas uma cabeça de vídeo. Isto acarretava perda de informação de imagem quando a cabeça não estava em contato com a fita [9]. Com o aparecimento dos VCR's de cabeça dupla, contornou-se este tipo de problema pois neste sistema cada cabeça grava um campo alternadamente e, portanto, uma imagem completa sem interrupções.

Essencialmente, os equipamentos de vídeo-cassete são gravadores-reprodutores de sinais analógicos (sinal de vídeo composto) semelhantes ao que fazem os gravadores de áudio. Os gravadores de vídeo profissional, tipo estúdio, operam com sinais em faixa básica de 0 até 4MHz para os sinais de vídeo, e de 20 a 15 kHz para o som em sua faixa de frequências audíveis. O padrão de tensão utilizado em todos os equipamentos de VCR para os sinais de entrada e saída em faixa básica é 1Vp-p sobre carga de 75Ω.

Com relação aos VCR's de uso domésticos existe uma limitação de resposta às frequências mais altas do sinal de vídeo, uma vez que os amplificadores internos reduzem a faixa passante do sinal de luminância. Isto é para evitar interferências deste com a informação de cor, presente na sub-portadora de cor de 3,58MHz, pois ambos seguem caminhos distintos no processo de gravação [9].

Este fato impõe, portanto, restrições quanto às variações que poderá ter o sinal de luminância dentro da linha horizontal. Isto contribui para a perda de definição da imagem dos VCR's domésticos em relação aos profissionais, os quais processam o sinal de luminância em toda a sua faixa de frequências.

É de interesse, então, determinar o número máximo de detalhes que podem ser alocados no tempo de linha útil (tLU) para os VCR's domésticos. Considere a figura 2.3, onde f_m é a máxima frequência do sinal a ser gravado, e que corresponde ao menor detalhe horizontal na linha. Admita um sinal de imagem na forma de presença e ausência de pulsos de mesma duração. O recíproco de f_m contém 2 pulsos, com duração igual a $1/2f_m$ cada. O número máximo de pulsos N pode ser obtido, como segue:

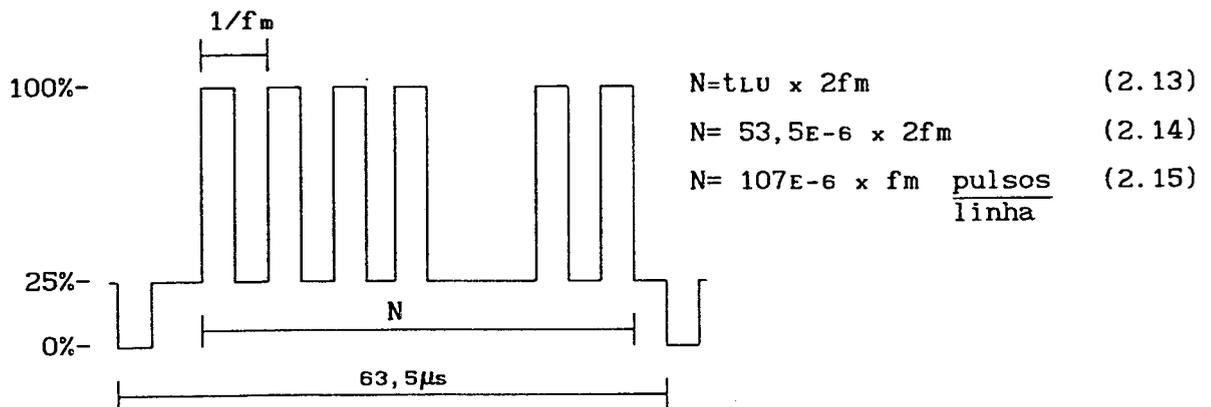


Figura 2.3 Sinal de Vídeo (Luminância)

Para os VCR's domésticos, f_m é aproximadamente 2MHz, e utilizando-se a equação (2.15), encontra-se o valor de N igual a 214 pulsos por linha horizontal. Uma característica vantajosa dos VCRs domésticos é a máxima taxa de informação serial (f_{svcr_m}) que os mesmos podem aceitar.

Baseado no valor de N encontrado anteriormente, pode-se estimar esta taxa, como segue:

$$f_{svcr_m} = N \text{ pulsos/LINHA} \times 262,5 \text{ LINHAS/CAMPO} \times 60 \text{ CAMPOS/SEG} \quad (2.16)$$

$$f_{svcr_m} = 3,37 \text{ MPULSOS/SEG} \quad (2.17)$$

Em se tratando de informação digital, pode-se dizer que os VCR's domésticos aceitam taxas de transmissão serial da ordem de 3,37 MBITS/SEG. Outra vantagem característica dos VCR's é a sua capacidade de registro de informação. Os VCR's atuais oferecem a flexibilidade de escolha do tempo de gravação, o qual está relacionado à velocidade de deslocamento e tamanho da fita de vídeo [8]. A tabela 2.1 mostra os tempos máximos relativos aos três modos possíveis de gravação, em função do tipo de fita de vídeo utilizada.

MODO	T-120	T-160	VELOCIDADE DA FITA (mm/seg)
SP	120 min	160 min	33,3
LP	240 min	320 min	16,7
SLP	360 min	480 min	11,1

Tabela 2.1 Formatos possíveis de gravação para o padrão VHS

Com base nesses dados, a capacidade de registro nos três modos, resumida na tabela 2.2, pode ser estimada como segue :

$$(CSP, CLP, CSLP)_{T120, T160} = f_{SVCRm} \times (t_{SP}, t_{LP}, t_{SLP})_{T120, T160} \quad (2.18)$$

	CSP (G BYTES)	CSP (G BYTES)	CSP (G BYTES)
T120	3,032	6,066	9,099
T160	4,043	8,088	12,132

Tabela 2.2 Capacidade máxima de registro por fita para o padrão VHS

Apesar das vantagens mencionadas dos VCR's existem também certas limitações, as quais podem ser provenientes de processos de fabricação, manutenção ou uso de forma inadequada. Isto pode tornar os mesmos uma fonte de erro em relação ao sinal de vídeo.

Um problema característico que afeta os VCR's com mais de uma cabeça de vídeo, onde cada uma grava alternadamente um campo, é o transitório causado no sinal de vídeo, quando do chaveamento das cabeças de gravação-reprodução [9]. No sistema VHS, cada cabeça entra em contato com a fita por um período de tempo ligeiramente maior do que um campo, a fim de eliminar o problema de lacuna em tempo, já mencionado. Uma vez que o sinal de vídeo é aplicado a ambas as cabeças, um pouco mais que um campo completo é gravado por cada cabeça. Existe um instante próximo ao intervalo de sincronismo vertical, durante o qual a mesma informação que está sendo gravada pela cabeça prestes a deixar a fita, é também gravada pela cabeça que começa a sua passagem. Tal superposição também ocorre na reprodução. Porém, por meio de uma comutação eletrônica entre as cabeças pode-se produzir um

signal de TV contínuo. Tal comutação é escolhida para ocorrer no meio da superposição, entre 4 a 8 linhas antes dos pulsos de sincronismo vertical, de modo a não perturbar a sua detecção pelo VCR. O transitório de chaveamento está esquematizado nas figuras (2.4a) e (2.4b), as quais mostram a reprodução da parte final para os campos par e ímpar de um sinal de vídeo com apenas pulsos de sincronismo composto.

Pode-se observar que devido ao chaveamento das cabeças ser efetuado à uma posição fixa (x LINHAS) anterior aos pulsos de sincronismo vertical, e também ao entrelaçamento de campos, o ponto de comutação estará mais distante ou mais próximo dos pulsos P1 e I1 correspondentes aos campos par e ímpar, respectivamente.

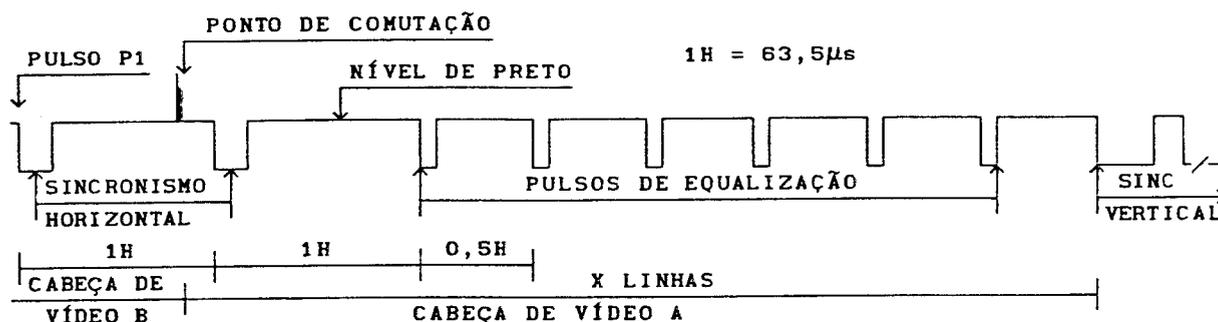


Figura 2.4a Chaveamento das cabeças (campo par)

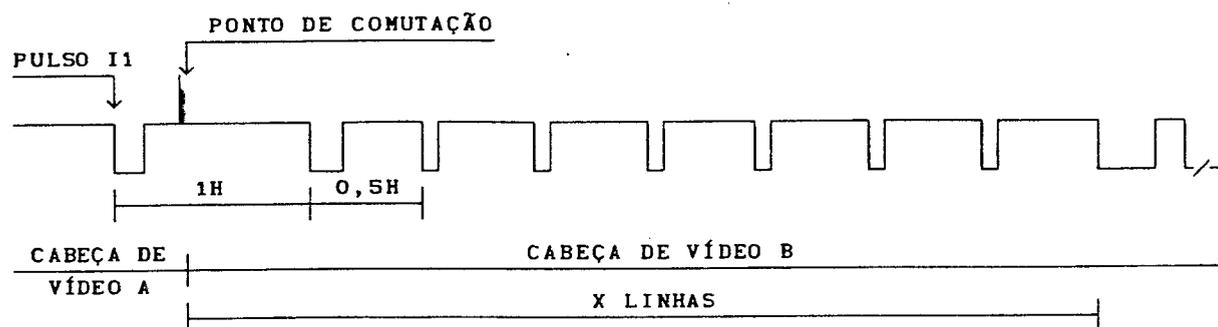


Figura 2.4b Chaveamento das cabeças (campo ímpar)

Outro fenômeno que afeta os VCR's são os erros de base de tempo,

associados a uma perturbação na temporização do sinal de TV, quando o mesmo é comprimido ou expandido [9]. Entre as causas que originam tal fenómeno pode-se citar o defasamento entre as cabeças diferente de 180 graus e o erro de inclinação. No primeiro caso, uma das cabeças reproduzirá sinais antes da hora, fazendo com que os pulsos de sincronismo horizontal estejam adiantados em relação àqueles reproduzidos pela outra cabeça. No ponto de comutação, a imagem e o sincronismo sofrerão uma descontinuidade de adiantamento no tempo. Uma meia volta depois, quando a cabeça adiantada estiver para deixar a fita, aparecerá uma descontinuidade similar, agora retardando a ocorrência da imagem e sincronismo. Esta descontinuidade no tempo ocorre na taxa de repetição de quadro de 30 Hz.

No segundo caso, diferenças no esforço de tração entre uma fita gravada em um VCR e reproduzida em outro, alteram o comprimento da trilha de vídeo. Uma tração grande tende a aumentar o comprimento da trilha, e portanto distanciando entre si os pulsos de sincronismo horizontal. O inverso tende a comprimi-los no tempo.

Outro fenómeno conhecido como perda ("dropout") [15] ocasiona um desvanecimento do sinal de vídeo reproduzido, devido principalmente à defeitos físicos ou partículas de sujeira depositadas sobre a película do material magnético que recobre a fita. Além disso, o ruído inerente da fita aparece sobreposto ao sinal sob qualquer condição, e aumenta de intensidade à medida que a película for se desgastando pelo uso, tornando-a mais áspera. Esse ruído é constante, e para melhorar-se a relação S/N, maior energia do sinal deveria ser gravado através do aumento da largura da pista de gravação [13].

Outro fator que tende a degradar a qualidade da imagem é a reprodução de uma fita em um VCR, cuja gravação foi realizada em outro. Nestas situações, pode ocorrer o chamado erro de rastreamento. As pistas de

vídeo (campos) são gravadas em posições diagonais (exploração helicoidal) sobre a fita, com um espaçamento entre elas chamado "banda de guarda". Somente no modo de gravação SP, estas bandas estão presentes. Nos demais modos, LP e SLP, as mesmas são eliminadas de forma a permitir aumento no tempo de gravação. Isto causa uma pequena queda na relação sinal-ruído da imagem reproduzida. Para as gravações reproduzidas no mesmo VCR, este problema é parcialmente contornado porque a tração da fita é constante e, além disso as informações de controle gravadas na fita indicam a posição exata das pistas de vídeo. Quando a reprodução é feita em outro VCR com tração levemente diferente, a posição relativa entre as pistas de vídeo e as cabeças precisam estar sincronizadas no tempo. Por isso, a última geração de VCR's domésticos, cujo sistema de servo já incorpora 4 cabeças de vídeo, possuem a flexibilidade do controle de ajuste automático ("tracking" digital) ou manual para minimizar os efeitos causados pelo erro de rastreamento. Entretanto, cabeças de vídeo adicionais não eliminam o problema do chaveamento, pois as mesmas foram introduzidas basicamente para minimização do efeito de "crosstalk" entre as pistas de vídeo durante reproduções em câmera lenta ("slow motion") ou pausa ("still").

É possível tirar-se grande proveito das potencialidades oferecidas pelos VCR's domésticos. A tendência é sempre a fabricação de equipamentos que estejam o mais imune possível à introdução de qualquer tipo de erro, os quais venham degradar a qualidade da imagem e som reproduzidos.

Qualquer que seja a finalidade de utilização do VCR como gravador de sinais, certas precauções deverão ser observadas como: local de operação; limpeza periódica das cabeças; proteção das fitas em relação à regiões de campo magnético intenso; trepidações; umidade; manutenção devido à imprecisões elétricas e mecânicas, e outros problemas característicos os quais podem ser melhor consultados em Lenk [8], McGinty [9] e Risnick [15].

CAPÍTULO III

METODOLOGIA DE GRAVAÇÃO

De uma forma mais geral, a proposta de implementação do sistema pode ser esquematizada segundo o diagrama da figura 3.1 a seguir. Do ponto de vista dos terminais de entrada do VCR, o sistema se comporta como se fosse uma câmera de TV, a qual fornece um sinal de vídeo composto compatível com as especificações de entrada em faixa básica dos VCR's domésticos. O sistema possui também uma conexão com um microcomputador tipo PC, para facilitar a implementação e testes do software de controle necessário ao gerenciamento das etapas de gravação e reprodução dos sinais analógicos.

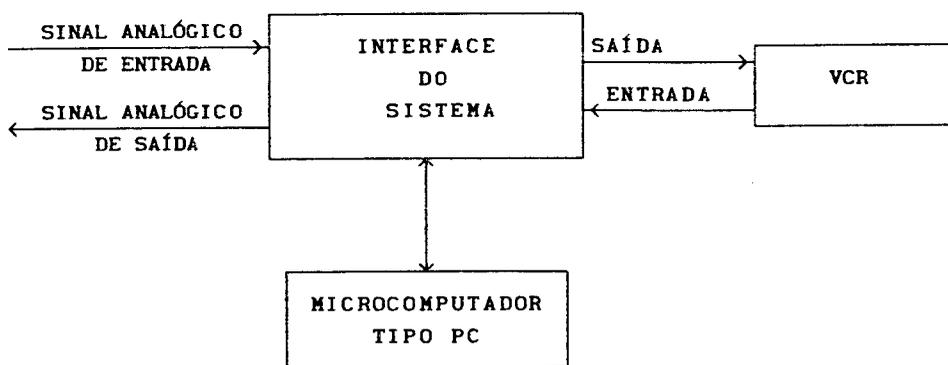


Figura 3.1 Diagrama geral do sistema

O sistema opera no modo "half-duplex", uma vez que o VCR somente realiza transferências de informações deste modo. Desta forma, o sistema pode ser dividido em dois módulos distintos, os quais operam independentemente, um de cada vez.

O primeiro corresponde ao processo de gravação, no qual o sinal analógico de entrada é convertido em sinal de vídeo composto. O segundo realiza o procedimento inverso, transformando a informação armazenada na fita de vídeo no sinal analógico original.

O diagrama em blocos proposto no método de gravação está apresentado na figura 3.2, interno à area pontilhada. O dimensionamento de cada bloco desta etapa está condicionado às especificações requeridas para o sistema, e que estão relacionadas a seguir :

1. sistema multicanal, para possibilitar o registro contínuo e posterior recuperação de diversas variáveis de natureza biológica;
2. largura de faixa teórica por canal de aproximadamente 1kHz, necessários à quantificação da máxima frequência de passagem dos sinais de entrada;
3. gravação digital com resolução de 12 bits, para permitir ao sistema trabalhar com uma precisão global em torno de 1%;
4. transmissão da informação de modo transparente no sinal de vídeo composto, que possibilite ao sistema interpretar o VCR como um canal de comunicação que receba informações continuamente, sem interrupções, mesmo durante o intervalo de apagamento vertical;
5. utilização com qualquer modelo de VCR doméstico padrão VHS, que possa ser conectado ao sistema sem qualquer modificação interna.

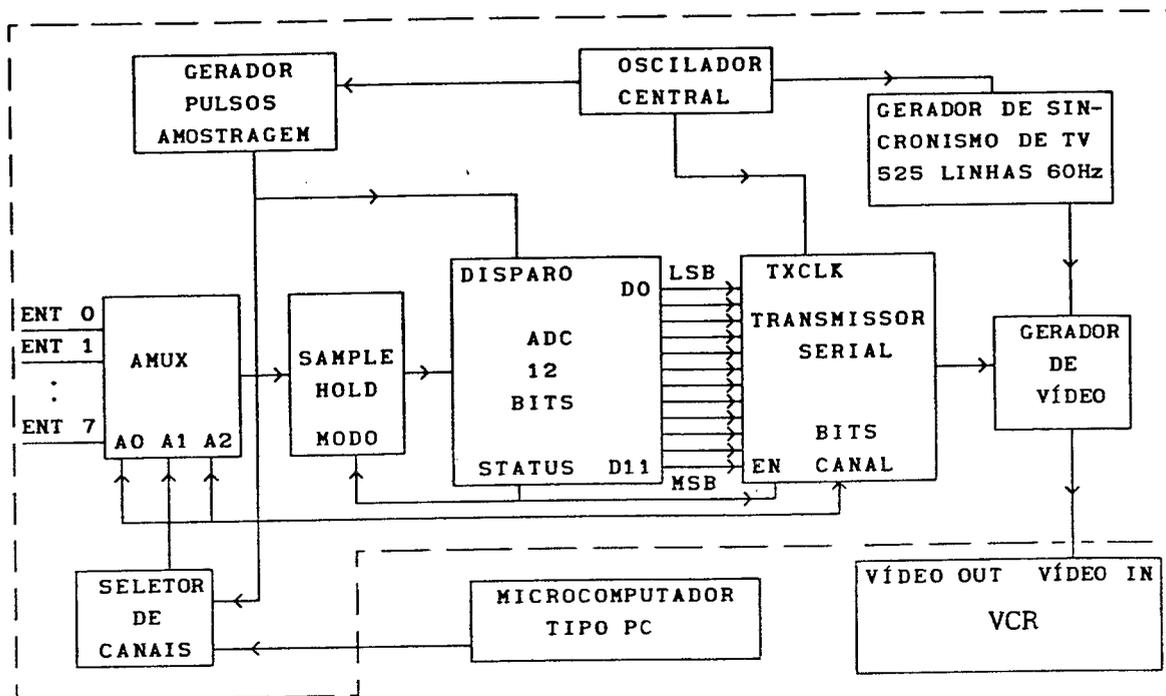


Figura 3.2 Diagrama em blocos (gravação)

A etapa de entrada se constitui num módulo de aquisição de dados, na qual os sinais analógicos de entrada são transformados em um formato digital, sincronizados pelos sinais de disparo do conversor analógico-digital. A informação binária resultante da conversão pode ser associada à informação de imagem proveniente de uma câmera de TV, que é parte constituinte da formação de um sinal de vídeo composto padrão. Conforme exposto no capítulo II, será necessário também a introdução dos sinais de sincronismo composto, juntamente com a informação de linha, para permitir o correto funcionamento do VCR sem modificações internas, de acordo com o requisito 5 das especificações de projeto do sistema. Sabe-se também que os sinais de uma câmera de TV emitidos pelas estações de radiodifusão sofrem interrupções durante os intervalos de apagamento horizontal e vertical, para permitir ao receptor de TV posicionar corretamente o sinal de imagem recebido. Entretanto, de forma a cumprir com o requisito 4 das

especificações, através de técnicas especiais de gravação, comprova-se a possibilidade de transmissão da informação de forma contínua, sem comprometimento no desempenho do VCR em relação à qualidade da imagem de um sinal de TV padrão reproduzido.

Neste ponto, três conceitos conhecidos a saber : frequência de amostragem, frequência de gravação e densidade de gravação serão aplicadas ao caso de gravação digital em fita de vídeo. Para um melhor entendimento, admita-se a amostragem de um sinal analógico periódico, conforme figuras 3.3, 3.4 e 3.5, à uma frequência f_s , cuja informação binária (N BITS) será armazenada como parte integrante da linha útil de um sinal de vídeo (luminância), com uma densidade de gravação d_g e à uma frequência de gravação f_g .

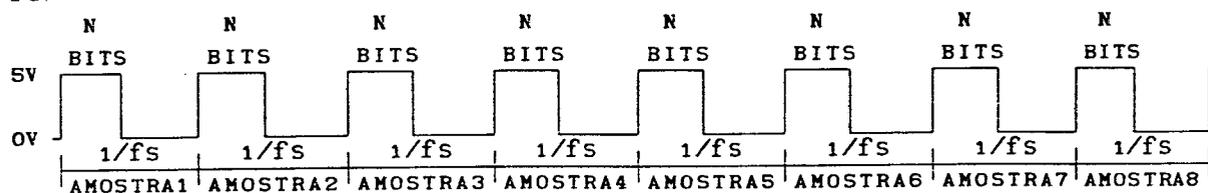


Figura 3.3 Amostragem de um sinal analógico em N bits

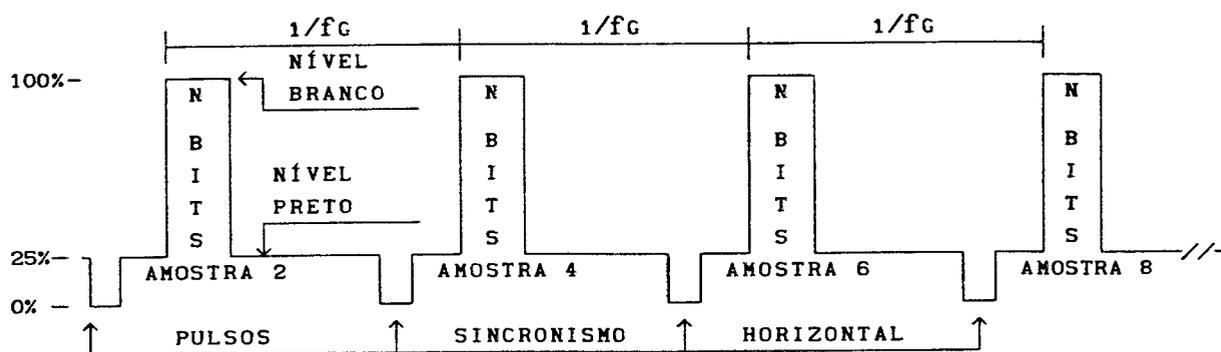


Figura 3.4 Sinal de vídeo composto (luminância)

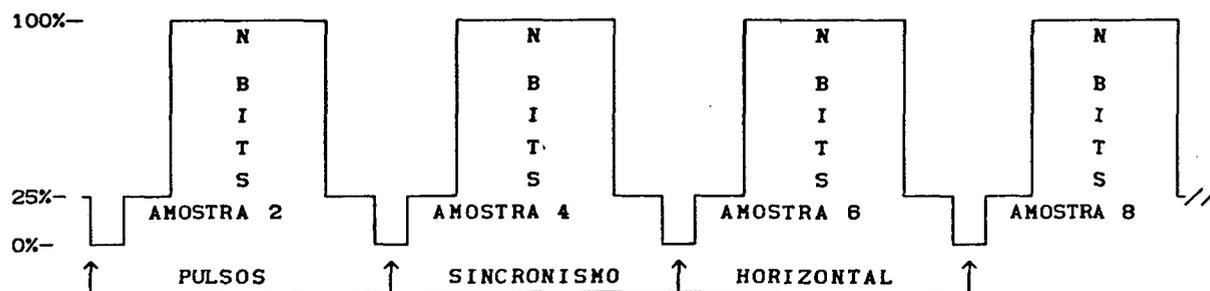


Figura 3.5 Sinal de vídeo composto (luminância)

As figuras anteriores mostram um sinal analógico amostrado em uma frequência f_s , e posteriormente convertido em uma palavra digital de N bits. Nota-se também que apenas as amostras pares, que constituem a informação de linha útil do sinal de vídeo composto resultante, serão transmitidas ao VCR à uma frequência de gravação f_c . Portanto, pode-se encontrar uma relação entre a frequência de amostragem f_s e frequência de gravação f_c , como segue :

$$f_s = k f_c \quad (3.1)$$

onde k : constante inteira positiva

No exemplo mostrado anteriormente, pode-se concluir que o valor de k é igual a 2, uma vez que as amostras de ordem ímpar não serão transmitidas para gravação no VCR. Isto representa uma situação indesejável, pois haverá apenas a metade do número total de amostras por ciclo que sofrerão o processo de conversão digital-analógica, prejudicando a reprodução do sinal analógico original. Desta forma, conclue-se que para uma perfeita recomposição dos sinais gravados, deve-se utilizar as mesmas frequências de amostragem e gravação. Com relação às figuras 3.4 e 3.5, nota-se que a densidade de gravação é a mesma, pois há um número igual de bits a serem gravados por

linha útil. A diferença é que na figura 3.4, os bits estão mais comprimidos no tempo em relação aos da figura 3.5. Portanto, em ambos os casos, tem-se:

$$d_G = N \text{ BITS/LINHA} \quad (3.2)$$

Exprimindo-se a equação 3.1 anterior em relação à frequência de exploração horizontal f_H , pode-se obter :

$$f_G = f_H \quad (3.3)$$

$$f_S = 2f_G = 2f_H \quad (3.4)$$

A igualdade na equação 3.3 acima é devido ao fato de que a informação binária é transmitida a cada linha de exploração horizontal. Com relação à densidade de gravação, existe um compromisso na forma de transmissão da informação dentro da linha útil. Uma expansão dos bits ao longo de toda a linha, possibilita uma duração maior para cada um e conseqüentemente facilidades na hora de identificação dos mesmos. Entretanto, durante o intervalo de apagamento vertical, haveria uma superposição entre a informação transmitida com os pulsos de sincronismo de fim de campo (equalizadores e sincronismo vertical).

Para facilitar as explicações que se seguirão, introduz-se o conceito de palavra. Para o sistema proposto, palavra representa uma informação digital composta de M bits, transmitidos segundo protocolo de comunicação serial assíncrono, que correspondem ao agrupamento ordenado de um bit de início ("start"), em nível lógico alto, L bits de endereço de canal, necessários à identificação dos canais gravados, N bits procedentes do processo de conversão analógica-digital e um bit de fim de palavra ("stop"),

em nível lógico baixo. A figura 3.6 a seguir mostra a forma com a qual as palavras serão transmitidos para o VCR.

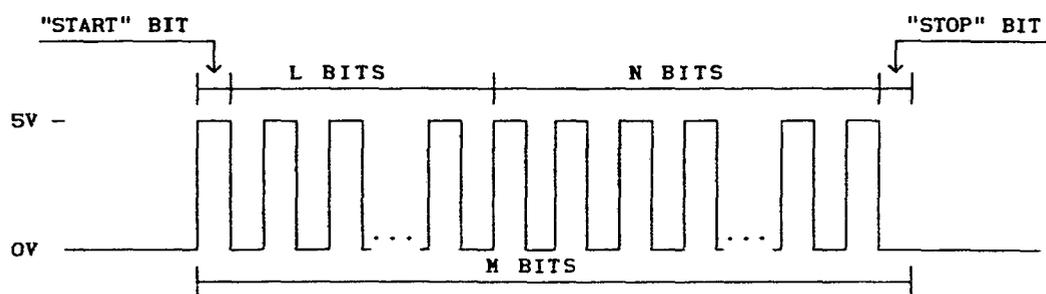


Figura 3.6 Forma de transmissão da palavra

Com base no formato padrão de transmissão da palavra exposto acima, apresenta-se um exemplo de gravação correspondente às seguintes situações :

- 1- Amostragem de 2 sinais, com um nível dc de 3,6 volts para o canal 0 e outro nível dc de 2 volts para o canal 1;
- 2- Conversão analógico-digital com resolução $n = 4$ na configuração unipolar offset e um FS de +5volts;
- 3- Bits de endereço de canal com $L = 2$;
- 4- Frequência de gravação igual à frequência de exploração horizontal, i.e., $f_G = f_H$;

Para o caso acima, pode-se encontrar a representação binária

correspondente às duas tensões dc de 3,6 e 2volts, como segue :

$$1 \text{ LSB} = 2^{-N} \cdot \text{FS} = 2^{-4} \cdot 5 = 0,3125\text{volts} \quad (3.5)$$

Considerando-se que segundo os ajustes de calibração do conversor A/D [20], a primeira transição deverá ocorrer a 1/2LSB acima da referência analógica, i.e., a representação binária 0000 corresponde aos valores de tensão de 0 até 0,156volts, a próxima 0001 de 0,156 até 1LSB acima (0,4685volts) e assim por diante. Seguindo-se este raciocínio encontra-se para as tensões dc de 2 e 3,6volts as representações binárias 0101 e 1011, respectivamente. As figuras 3.7 e 3.8 mostram a representação da palavra relativo aos dois canais como parte integrante da linha útil do sinal de vídeo composto.

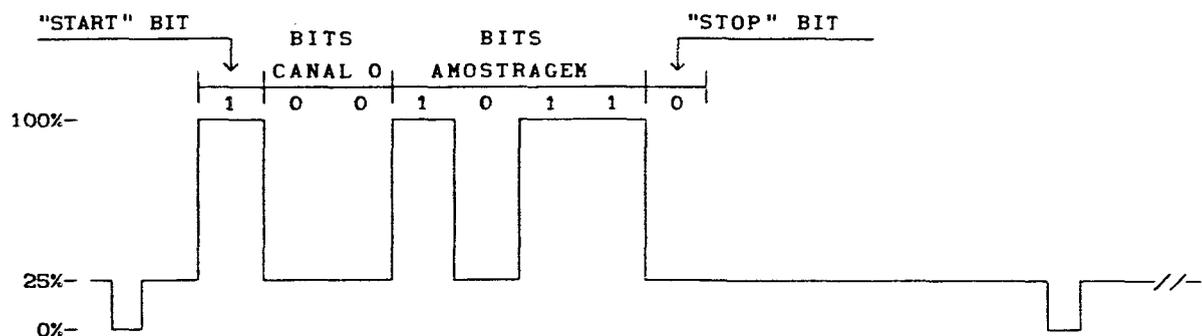


Figura 3.7 Forma da palavra para o canal 0

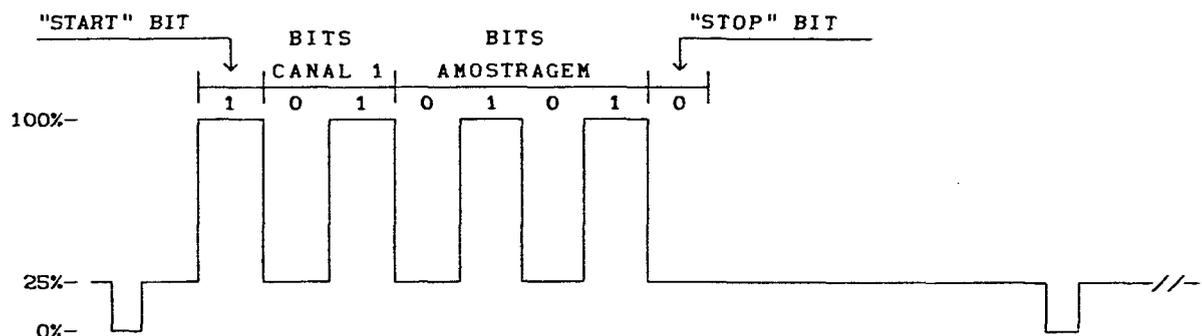


Figura 3.8 Forma da palavra para o canal 1

correspondente às duas tensões dc de 3,6 e 2volts, como segue :

$$1 \text{ LSB} = 2^{-N} \cdot \text{FS} = 2^{-4} \cdot 5 = 0,3125 \text{ volts} \quad (3.5)$$

Considerando-se que segundo os ajustes de calibração do conversor A/D [20], a primeira transição deverá ocorrer a 1/2LSB acima da referência analógica, i.e., a representação binária 0000 corresponde aos valores de tensão de 0 até 0,156volts, a próxima 0001 de 0,156 até 1LSB acima (0,4685volts) e assim por diante. Seguindo-se este raciocínio encontra-se para as tensões dc de 2 e 3,6volts as representações binárias 0101 e 1011, respectivamente. As figuras 3.7 e 3.8 mostram a representação da palavra relativo aos dois canais como parte integrante da linha útil do sinal de vídeo composto.

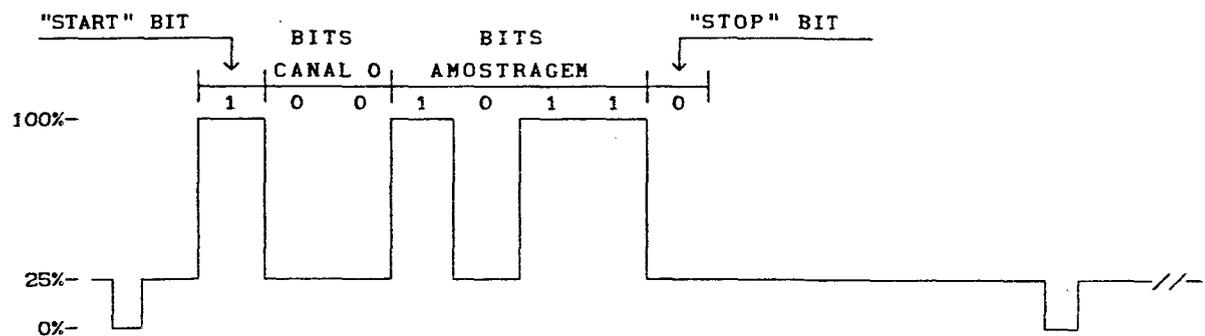


Figura 3.7 Forma da palavra para o canal 0

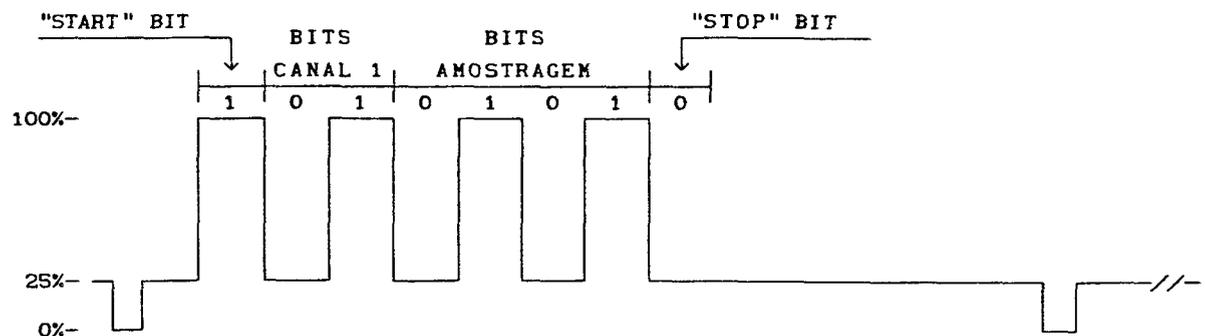


Figura 3.8 Forma da palavra para o canal 1

Para simplificar a implementação do hardware que permita a gravação da palavra durante o intervalo de apagamento vertical, adotou-se um tempo de duração (t_{PALV}) da palavra constante ao longo de toda a transmissão. Desta forma, será utilizada a densidade de gravação comprimida semelhante à da figura 3.12 anterior.

De acordo com as figuras 3.9 e 3.12, a transmissão da palavra com densidade de gravação comprimida, possibilita uma perfeita alocação do mesmo entre pulsos de sincronismo horizontal e de equalização. Entretanto, através da gravação expandida, observa-se que existe uma superposição entre a palavra e os pulsos de equalização, representado através das áreas pontilhadas na figura 3.13. Esta situação deve ser evitada, pois a palavra necessitaria ser fragmentada para possibilitar a sua gravação entre os pulsos de fim de campo.

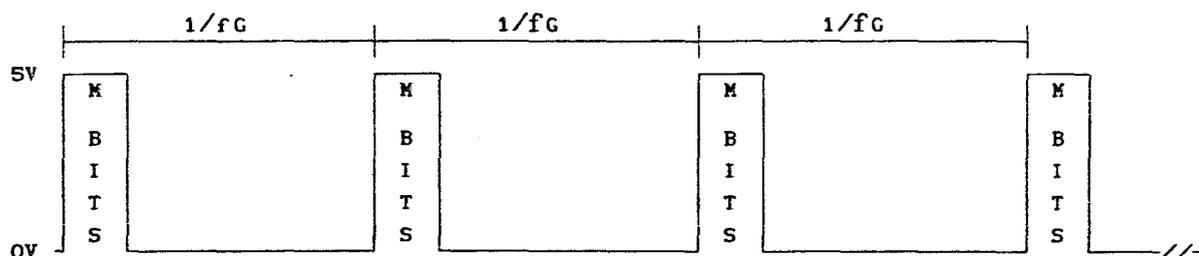


Figura 3.9 Palavra com densidade de gravação comprimida

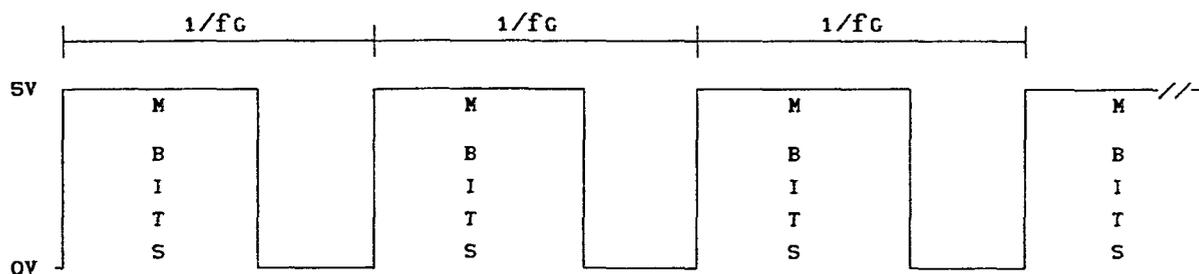


Figura 3.10 Palavra com densidade de gravação expandida

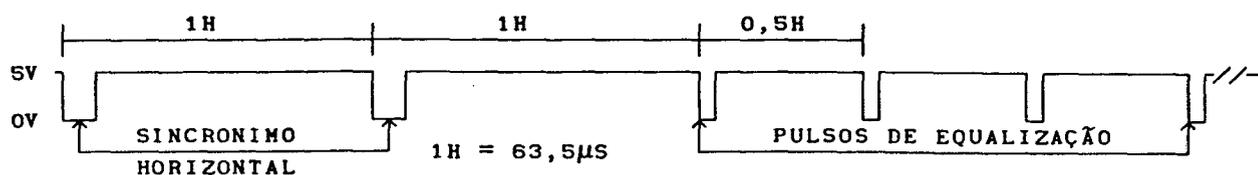


Figura 3.11 Pulsos de sincronismo composto

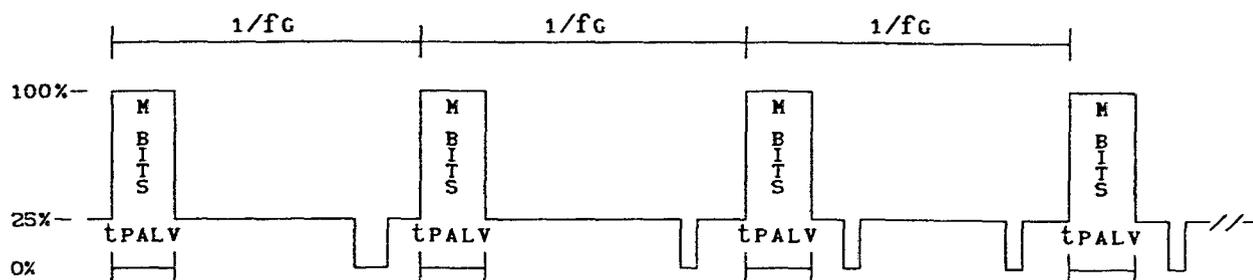


Figura 3.12 Sinal de vídeo composto (luminância) com densidade comprimida

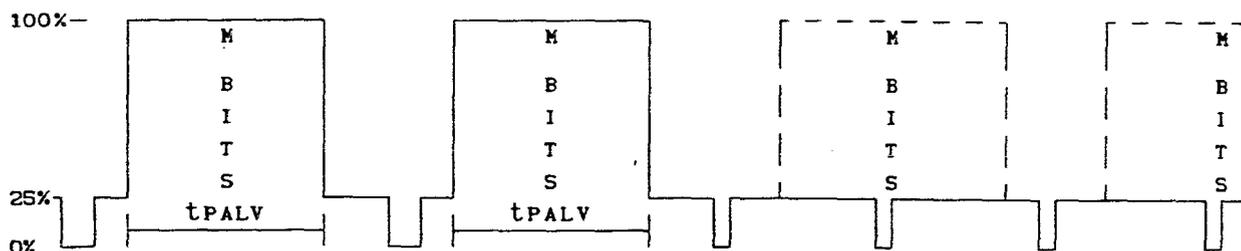


Figura 3.13 Sinal de vídeo composto (luminância) com densidade expandida

Para a determinação apropriada da frequência de amostragem f_s deve-se levar em consideração alguns fatores. Em um caso mais geral, utilizando-se uma densidade de gravação comprimida, a frequência de amostragem ou de gravação pode ser expressa em função da frequência de exploração horizontal segundo a relação $f_s = k f_H$, onde k é uma constante inteira. No capítulo anterior mostrou-se a forma dos sinais de sincronismo

composto, onde durante o intervalo de apagamento vertical, os pulsos de equalização e sincronismo vertical estão espaçados a intervalos de meia-linha horizontal.

Este fato elimina a possibilidade de utilização de valores ímpares de κ maiores que a unidade. Como exemplo, admitir o valor de κ igual a 3. Com isso, $f_s = 3f_H$, o que equivale dizer que entre pulsos de sincronismo horizontal pode-se alocar, na linha útil de vídeo, três palavras de informação espaçadas de um tempo igual a $1/f_s$. Entretanto, durante o intervalo de apagamento vertical, $f_s = 3/2f_E$, uma vez que $f_E = 2f_H$. Uma análise rápida refere-se que será necessário alocar $1\frac{1}{2}$ palavras entre pulsos equalizadores ou de sincronismo vertical, levando a um aumento na complexidade do sistema quando da transmissão durante estes intervalos, como já mencionado. Portanto, apenas os valores de $\kappa = 1, 2, 4, \dots$ mantém a integridade total da palavra, uma vez que a relação entre frequência dos pulsos de equalização e sincronismo horizontal é igual a 2. A seguir são ilustrados os casos relativos aos valores de κ igual a 1, 2 e 3, para mostrar, que na última situação ($\kappa = 3$), haverá superposição entre a palavra e pulsos de equalização.

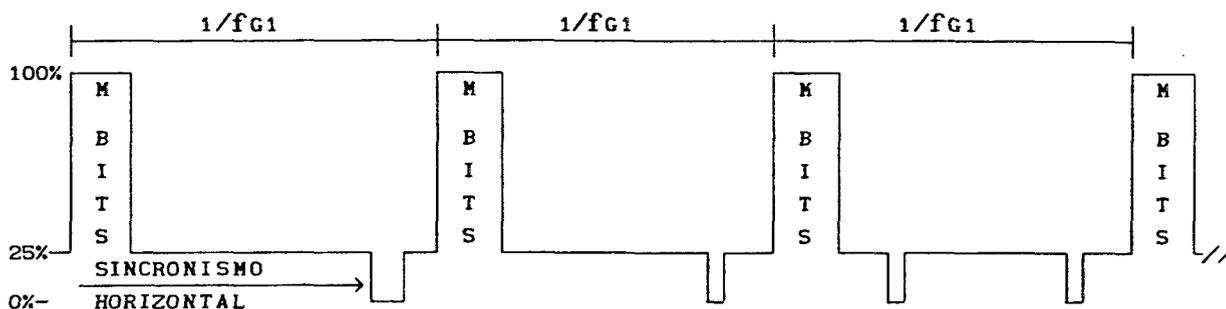


Figura 3.14 Gravação com densidade comprimida para $\kappa = 1$

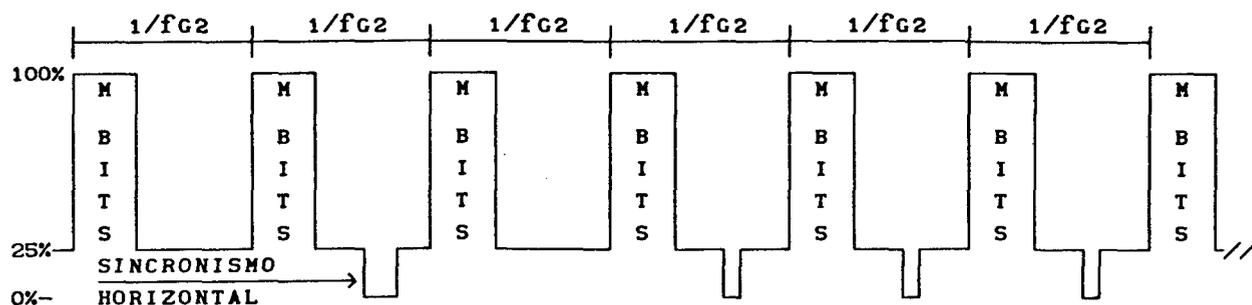


Figura 3.15 Gravação com densidade comprimida para $\kappa = 2$

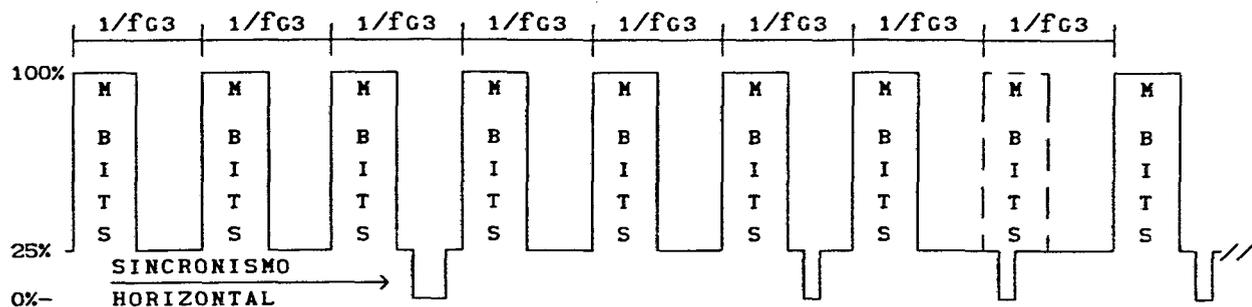


Figura 3.16 Gravação com densidade comprimida para $\kappa = 3$

De acordo com a figura 3.14 existe uma palavra transmitida entre pulsos de sincronismo horizontal e a cada dois pulsos de equalização, pois nesta situação tem-se :

$$f_{G1} = f_H \quad , \quad \text{para } \kappa = 1 \quad (3.5)$$

$$f_{G1} = 1/2 f_E \quad , \quad \text{pois } f_E = 2 f_H \quad (3.6)$$

Na figura 3.15 existem duas palavras transmitidas entre pulsos de sincronismo horizontal e uma palavra a cada pulso de equalização, pois tem-se:

$$f_{G2} = 2 f_H \quad , \quad \text{para } \kappa = 2 \quad (3.7)$$

$$f_{c2} = f_E \quad , \quad \text{pois } f_E = 2 f_H \quad (3.8)$$

Na figura 3.16 existem três palavras transmitidas entre pulsos de sincronismo horizontal e um palavra e meia a cada pulso de equalização. Nesta situação ocorre uma superposição entre a segunda palavra da série de três e o segundo pulso de equalização, indicado através da linha pontilhada. Seguindo-se este raciocínio, conclui-se que para valores ímpares de κ maiores que a unidade, sempre haverá a superposição de uma palavra, do total de κ palavras, com os pulsos de equalização. Isto está evidenciado nas relações a seguir :

$$f_{c3} = 3 f_H \quad , \quad \text{para } \kappa = 3 \quad (3.9)$$

$$f_{c3} = 1\frac{1}{2} f_E, \quad \text{pois } f_E = 2 f_H \quad (3.10)$$

A vantagem de utilizar-se a frequência de gravação f_c igual a um múltiplo inteiro da frequência de exploração horizontal f_H é que dado o início da gravação, a transferência da informação fica sincronizada com os próprios pulsos de sincronismo composto, sem a ocorrência de superposição entre os mesmos. Isto pode ser conseguido a partir de um gerador de relógio central, conforme diagrama de blocos da figura 3.2, que alimente ambos os circuitos geradores de sincronismo de TV e de frequência de amostragem. Entretanto, deve-se tomar o cuidado em relação à posição da palavra dentro da linha útil, de forma a permitir a transmissão da mesma intercalada aos pulsos de sincronismo composto.

Outro fator limitante para a escolha de f_s está relacionado com a temporização gasta no processo de aquisição dos sinais de entrada. Entre eles, pode-se citar : tempo de conversão analógica-digital t_{cad} , tempo de

aquisição t_{Ash} do "sample-and-hold" e tempo para ligar, desligar ou comutar as chaves analógicas do multiplex t_{CH} , após a aplicação de um determinado endereço. Além disso, terá que ser considerado o tempo gasto para a transmissão dos M bits da palavra t_{PALV} .

As deduções que se sucederão referem-se ao diagrama de blocos da figura 3.2. Os sinais analógicos de entrada do multiplex necessitam ser amostrados para permitir a representação digital da palavra a ser transmitido. A cada pulso de amostragem sobre o seletor de canais, conforme figura 3.17, é ativada uma entrada do multiplex de acordo com os bits de endereço (figura 3.18). A seleção dos canais é feita de forma sequencial, i. e., canal 0 \rightarrow canal 1 \rightarrow canal 2 \rightarrow ... \rightarrow canal 7 \rightarrow canal 0 \rightarrow canal 1 \rightarrow ..., etc. Desta forma, a máxima frequência de passagem dos sinais de entrada será função do número escolhido de canais para operação, uma vez que a frequência de amostragem f_s é fixa. Um menu no "software" do sistema auxilia o usuário na programação do seletor de canais.

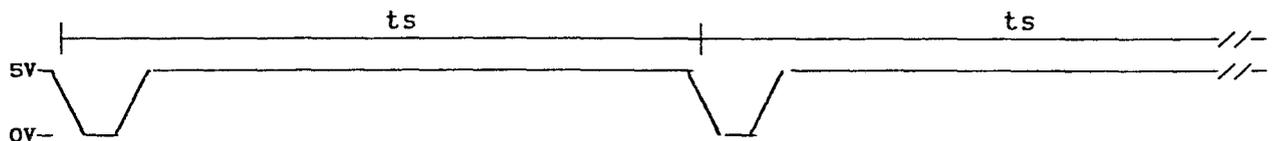


Figura 3.17 Pulsos de amostragem de ativação do seletor de canais

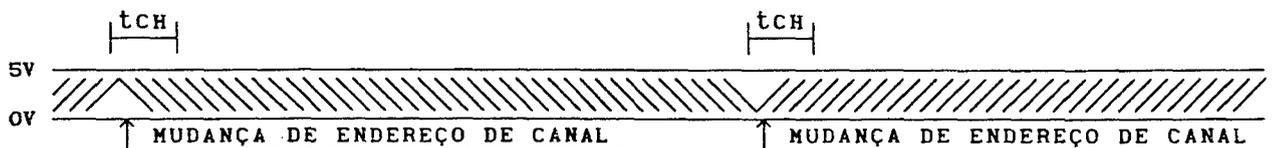


Figura 3.18 Entradas de endereço ($A_0 \rightarrow A_2$) de canal do multiplex analógico

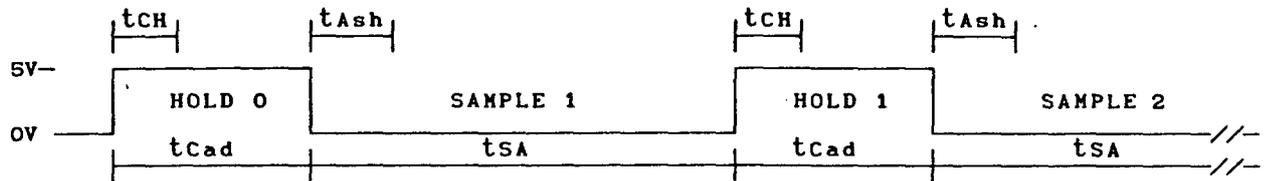


Figura 3.19 Saída de "status" do conversor analógico-digital

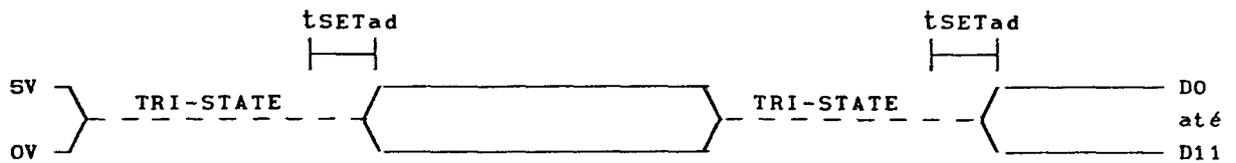


Figura 3.20 Saída binária do conversor analógico-digital

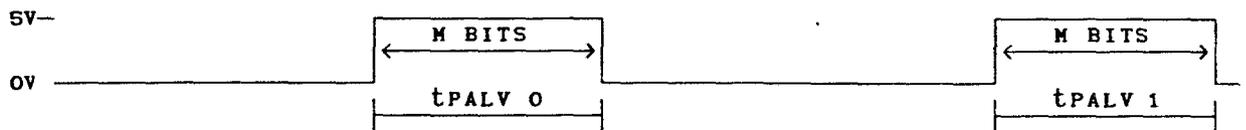


Figura 3.21 Saída de palavra do transmissor serial

Agora, considere que o sistema possua um total de n canais em operação. Portanto, para a obtenção da máxima frequência de passagem teórica f_{Mch} por canal, deve-se obedecer o critério de amostragem de Nyquist para evitar o efeito "aliasing" quando da reconstrução dos sinais analógicos originais a partir de suas amostras gravadas. As relações a seguir devem então ser obedecidas :

$$f_{Sch} = \frac{f_s}{n} \quad (3.11)$$

$$f_{Mch} \leq \frac{f_{Sch}}{2} \quad (3.12)$$

Um ponto que deve ser comentado é que inicialmente o sistema encontra-se no estado de espera de comando, o qual é constituído basicamente por quatro tipos : programação do número de canais, início e término de gravação, início e término de reprodução e identificação do chaveamento das cabeças.

Uma vez que o número de canais está escolhido e é selecionado o modo de início de gravação, a amostragem sequencial começa com o canal 0, cujo sinal de entrada é convertido em uma palavra binária de N bits, que acrescida dos bits de "start", endereço de canal e "stop" completam a informação dos N bits da palavra relativa ao canal 0. Esta palavra é transmitida serialmente (figura 3.21) logo após o término da conversão, segundo formato da figura 3.6.

A entrada de controle de modo do amplificador amostrador-retentor é controlada pela saída de "status" do conversor A/D. Admitindo-se níveis lógicos baixo e alto para os modos "sample/hold", respectivamente, no início da transmissão do palavra do canal 0, a saída de "status" em nível baixo força o amplificador amostrador-retentor ao modo "sample" para aquisição do sinal presente no canal 1 (figura 3.19), até que comece a conversão. Ao término desta, a palavra do canal 1 é transmitida serialmente, ao mesmo tempo em que inicia-se a aquisição do sinal presente no canal 2. Este processo é repetido sequencialmente através dos canais programados, enquanto o sistema estiver no modo de gravação.

Alguns comentários devem ser feitos sobre o método de gravação proposto :

- 1- Como a seleção do próximo canal a ser amostrado é sempre realizada durante o tempo de conversão do canal anterior, pode-se desprezar o efeito de t_{CH} sobre a escolha de f_s se $t_{CH} < t_{cad}$, o que geralmente é verdadeiro.

2- Duas condições deverão ser obedecidas para permitir a transmissão de palavras intercaladas aos pulsos de sincronismo composto. Durante o intervalo de apagamento vertical, o tempo de duração t_{PALV} acrescido do tempo dos pulsos de equalização t_E não pode exceder o período de ocorrência dos próprios pulsos equalizadores, afim de evitar superposição entre os mesmos. Na outra condição, um intervalo de tempo adicional deve ser reservado para a introdução dos pulsos de sincronismo horizontal, cuja duração t_{SH} acrescida do tempo de duração da palavra t_{PALV} não deve exceder o período de amostragem t_s .

3- O período de amostragem corresponde exatamente ao intervalo entre duas conversões sucessivas, de modo que o tempo de conversão analógica-digital t_{cad} , correspondente ao modo "hold", acrescido do tempo de aquisição do amostrador-retentor t_{Ash} , correspondente ao modo "sample", não deve exceder o período de amostragem t_s .

Com base nos comentários anteriores, pode-se estabelecer as restrições para a escolha da frequência de amostragem f_s , em função da frequência de exploração horizontal f_H :

$$t_{cad} + t_{SA} < t_s = \frac{1}{f_H} = \frac{1}{K \cdot f_H} \quad (3.13)$$

$$t_{Ash} < t_{SA} \quad (3.14)$$

$$t_{PALV_m} + t_E < \frac{1}{f_E} \quad (3.15)$$

$$t_{PALV_m} + t_{SH} < t_s \quad (3.16)$$

$$t_{PALV_m} < \left[\frac{1}{f_E} - t_E, t_s - t_{SH} \right]_{\min} \quad (3.17)$$

$$f_{TX_{sm}} > \frac{M}{t_{PALV_m}} \text{ bits/seg} \quad (3.18)$$

A tabela 3.1 apresenta as condições possíveis de operação do sistema, para três valores possíveis de K e L , com uma conversão analógica-digital de resolução M igual a 12 bits, na determinação de diversos parâmetros de interesse, tais como : M (tamanho da palavra em bits), f_s (frequência de amostragem), t_s (período de amostragem), f_{sch} (frequência de amostragem por canal), f_{Mch} (frequência máxima de passagem por canal), t_{PALV_m} (tempo de duração máxima da palavra) e $f_{TX_{sm}}$ (frequência de transmissão serial mínima da palavra).

Os valores utilizados para f_E , t_E e t_{SH} foram obtidos das equações relacionadas no capítulo II, uma vez que estes são constantes e independem da frequência de amostragem a ser utilizada no sistema. Os outros valores utilizados na tabela foram obtidos das equações mencionadas anteriormente.

L	M	K	fs (Hz)	ts (μ s)	fSch (Hz)	fMch (Hz)	$\frac{1}{f_E} - t_E$ (μ s)	ts-tSH (μ s)	tPALVm (μ s)	fTXsm (kHz)
1	15	1	15750	63,5	7875	3937,5	29,4	58,8	29,4	510,2
		2	31500	31,7	15750	7875		27	27	555,5
		4	63000	15,8	31500	15750		11,1	11,1	1351,3
2	16	1	15750	63,5	3937,5	1968,7		58,8	29,4	544,2
		2	31500	31,7	7875	3937,5		27	27	592,6
		4	63000	15,8	15750	7875		11,1	11,1	1441,4
3	17	1	15750	63,5	1968,7	984,3		58,8	29,4	578,2
		2	31500	31,7	3937,5	1968,7		27	27	629,6
		4	63000	15,8	7875	3937,5		11,1	11,1	1531,5

Tabela 3.1 Relação dos parâmetros que influenciam a escolha de fs.

Com respeito à tabela anterior, pode-se tirar algumas conclusões :

1- Considerando-se um número fixo de canais, o aumento da frequência de amostragem fs acarreta a elevação da máxima frequência de passagem por canal fMch, diminui o período de amostragem ts e tempo de duração do palavra, ocasionando um aumento na frequência de transmissão serial da palavra.

2- Considerando-se a utilização de uma frequência de amostragem fs fixa, o aumento do número de canais acarreta uma diminuição da máxima faixa passante por canal fMch, o tempo de duração da palavra tPALV permanece constante, ocasionando um pequeno acréscimo na frequência de transmissão serial, pois há um aumento no número de bits M da palavra.

3- Para cumprir com os requisitos 1 e 2 das especificações do sistema citadas anteriormente, as combinações $L = 3$ (8 canais para operação), $m = 17$ (número de bits por palavra), $k = 1$ (frequência de amostragem f_s igual à frequência de exploração horizontal f_H) e $f_{Mch} = 984,3\text{Hz}$ (máxima faixa passante por canal), levam à melhor aproximação dos requisitos relativos ao processo de gravação.

De acordo com os dados acima, pode-se determinar a escolha apropriada dos componentes referentes à esta etapa da gravação, levando-se em consideração às restrições das equações anteriores, para os valores de f_s e t_s já conhecidos.

O módulo gerador de pulsos de amostragem é constituído basicamente por uma cadeia de divisores em frequência, cujo sinal de "clock" de entrada é obtido da saída do oscilador central. Este gera um sinal altamente estável, cuja frequência de oscilação é controlada por um cristal em $14,31818\text{MHz}$. A figura 3.22 a seguir mostra o arranjo para a geração dos pulsos de amostragem na frequência de $15734,26\text{Hz}$.

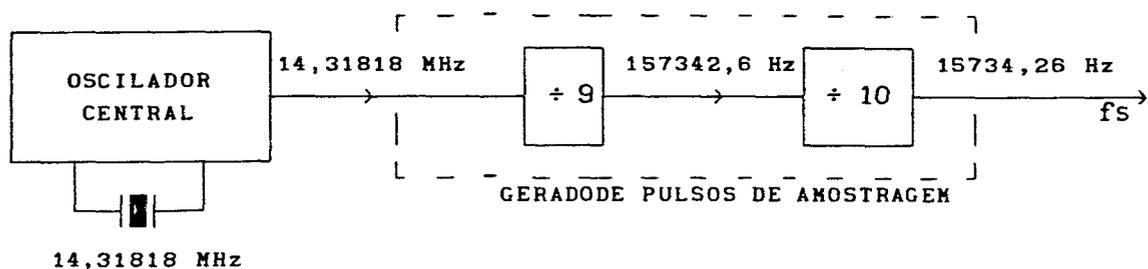


Figura 3.22 Esquema em blocos do gerador de pulsos de amostragem

A frequência de amostragem f_s gerada é válida para a transmissão de sinais de TV à cores. Entretanto, a aproximação realizada até agora para o

valor de f_s (15750 Hz), correspondente ao padrão de televisão acromático, não compromete o desempenho do sistema, pois apenas o sinal de luminância é gerado para gravação no VCR.

A seleção dos canais para operação é feita através da programação do módulo seletor de canais, via "software" gerenciador no PC, o qual atua sobre o multiplex analógico selecionando o canal apropriado a ser amostrado e convertido numa palavra binária. Este módulo é constituído basicamente por um "latch", que está mapeado num dos possíveis endereços de porta de I/O disponíveis do PC utilizado e de um contador síncrono. A função deste último é ativar sequencialmente as chaves internas do multiplex de acordo com a programação escolhida dos canais, e sincronizado pela frequência de amostragem. A figura 3.23 mostra o esquema de seleção dos canais.

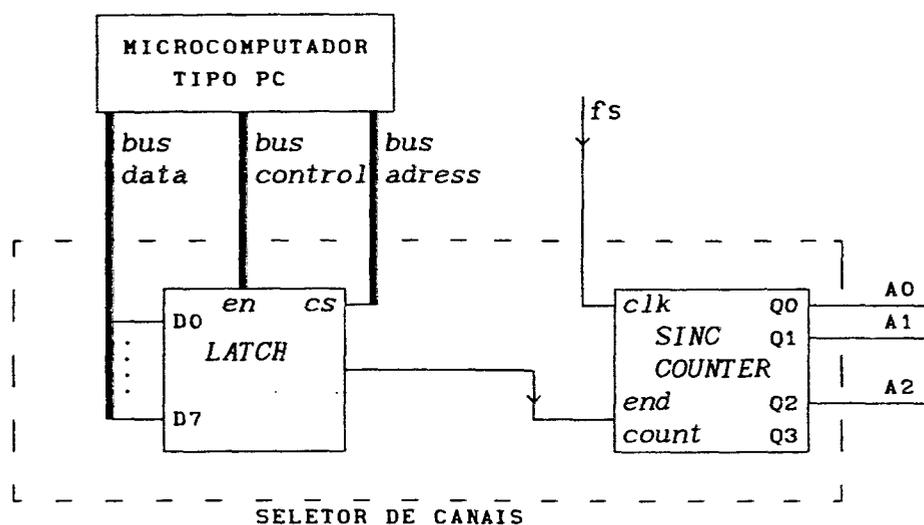


Figura 3.23 Diagrama em blocos do seletor de canais

De forma a garantir ao sistema alcançar uma precisão equivalente à dos gravadores analógicos de instrumentação, optou-se pela utilização de componentes com tecnologia "Analog Devices", tanto na parte de aquisição

quanto de distribuição dos dados, cuja família caracteriza-se pela confiabilidade em relação às especificações técnicas fornecidas dos componentes.

O AD7501 é um multiplex analógico de 8 canais, em cujas linhas de entrada encontram-se diretamente ligados os sinais analógicos que serão gravados. A frequência de amostragem utilizada neste sistema de 15734,26Hz permite uma largura de faixa máxima teórica de 7867,13Hz, para o caso de um canal em operação. Se é selecionado mais de um canal para gravação, a amostragem é sequencial, e com oito canais em operação, a faixa fica limitada a 984,3Hz por canal. Para garantir a recuperação dos sinais analógicos originais, estes devem ser externamente limitados em frequência segundo o exposto acima.

O tempo máximo decorrido da aplicação de um determinado endereço de controle, para fechar a chave selecionada, permitindo a passagem do sinal de entrada para a saída, é de aproximadamente $1\mu\text{s}$ para o multiplex utilizado. A saída deste encontra-se ligada ao amplificador amostrador-retentor AD582, o qual está configurado para ganho unitário. No manual do fabricante [1], os valores do tempo de aquisição (t_{ash}) e deriva de tensão (d_{hsh}) durante o modo "hold", ambos função do tamanho do capacitor utilizado neste sistema (390pF), são de aproximadamente $10\mu\text{s}$ e 80mV/seg , respectivamente.

O conversor analógico-digital utilizado é o AD574A, que é apropriado para interface com microprocessador, e cujo tempo de conversão (t_{cad}) medido está em torno de $24\mu\text{s}$. A sua saída apresenta uma palavra digital de 12 bits, após $24\mu\text{s}$ do disparo de início de conversão. Algumas entradas do mesmo controlam os vários modos possíveis de operação, os quais podem ser consultados no manual do fabricante [1].

O início e fim de conversão é obtido através da saída de "status", a qual permanece em nível lógico alto enquanto a conversão estiver em

andamento. Nesta situação, a saída paralela permanece em terceiro estado ("tri-state") até que se complete a conversão, quando então estará disponível (ver figura 3.21). A saída de "status", retorna ao estado baixo e permanece assim até que aconteçam outros pulsos de disparo. Como o tempo de permanência no modo "hold" é igual ao tempo de conversão, i.e. $24\mu\text{s}$, então a descarga total de tensão pode ser calculada como segue :

$$d_{HLD} = d_{HSH} \times t_{Cad} \quad (3.19)$$

$$d_{HLD} = 80 \frac{\text{mV}}{\text{seg}} \times 24\mu\text{s} = 1,92\mu\text{V} \quad (3.20)$$

Este valor é bem inferior ao tamanho do código (1 LSB) de um conversor de 12 bits, operando na faixa bipolar de $\pm 5\text{V}$, que é de $2,44\text{mV}$. Portanto, os erros de conversão na saída ficam dependentes da presença do ruído e erros de quantização e linearidade inerentes a todo conversor analógico-digital. Além disso, o tempo de aquisição de $10\mu\text{s}$ é bem inferior ao tempo de permanência no modo "sample" de $39,5\mu\text{s}$. A soma dos tempos de "sample" e "hold" duram $63,5\mu\text{s}$, o que equivale exatamente ao período de amostragem t_s .

De acordo com a tabela 3.1, existe uma frequência mínima de transmissão serial ($578,2\text{kHz}$) da palavra necessária para evitar superposição com os pulsos de sincronismo composto. Para facilitar a geração desta frequência, utiliza-se neste sistema uma frequência de $894,8\text{kHz}$, que é obtida a partir da divisão do "clock" central por 16. Portanto, tem-se :

$$f_{TXs} = \frac{14,31818 \text{ MHz}}{16} = 894,8\text{kHz} \quad (3.21)$$

Com este valor de f_{TXs} , pode-se também obter o tempo de duração da palavra, como segue :

$$t_{PALV} = \frac{17 \text{ BITS}}{f_{TXs}} = \frac{17 \text{ BITS}}{894,8 \text{ kHz}} = 19\mu\text{s} \quad (3.22)$$

Pode-se comprovar que as condições impostas pelas equações 3.13, 3.14, 3.17 e 3.18 foram satisfeitas com a utilização dos componentes citados :

$$t_{Cad} + t_{Ash} = 24\mu\text{s} + 10\mu\text{s} = 34\mu\text{s} < t_s = 63,5\mu\text{s} \quad (3.23)$$

$$t_{Ash} = 10\mu\text{s} < t_{SA} = t_s - t_{Cad} = 63,5\mu\text{s} - 24\mu\text{s} = 39,5\mu\text{s} \quad (3.24)$$

$$t_{PALV} = 19\mu\text{s} < \left[\frac{1}{f_E} - t_E, t_s - t_{SH} \right]_{\min} = [29,4\mu\text{s} , 58,8\mu\text{s}]_{\min} \quad (3.25)$$

$$f_{TXs} = 894,8 \text{ kHz} > \frac{M}{t_{PALVm}} \text{ bits/seg} = f_{TXsm} = 578,2 \text{ kHz} \quad (3.26)$$

A frequência de transmissão serial f_{TXs} utilizada no sistema é constituída por uma salva ("burst") de 17 ciclos de 894,8kHz, com a frequência de 15734,26Hz. Do tempo total disponível (31,75 μ s) para transmissão entre os pulsos equalizadores, 2,35 μ s corresponde à própria duração destes pulsos. O restante, 29,4 μ s é distribuído entre a palavra (19 μ s) e a sua posição inicial em relação aos pulsos de sincronismo composto, dentro da linha útil de vídeo.

A posição relativa do palavra entre os pulsos de sincronismo composto precisa ser constante ao longo de toda a gravação, afim de evitar

superposição entre os mesmos. Por isso, o sinal de "clock" controlado a cristal, fornecido pelo oscilador central, é a base de tempo para a sucessão dos eventos que ocorrem desde o processo de aquisição dos sinais até a gravação final no VCR. Isto garante a estabilidade do sinal de vídeo, evitando flutuações da posição da palavra na linha útil.

O método utilizado consiste basicamente em um atraso nos pulsos de disparo de conversão em t_a segundos a partir de um sinal de referência, obtido do próprio gerador de sincronismo de TV. O ajuste deste atraso, acrescido do tempo gasto durante a conversão (t_{cad}) possibilita a superposição da palavra entre os pulsos de sincronismo composto. O primeiro pulso de disparo de conversão é quem controla a posição inicial das palavras dentro da linha útil do sinal de vídeo, uma vez que a posição das demais se manterá constante por força da utilização de uma frequência de amostragem múltipla inteira (pois $f_s = n f_H$) da frequência dos pulsos de sincronismo horizontal.

A escolha da posição da palavra em relação aos pulsos de sincronismo composto é feita de tal forma a permitir a posterior recuperação do sinal de acionamento vertical, indicativo do começo de cada campo, a partir dos pulsos de sincronismo recuperado da fita. Isto será melhor abordado durante a etapa relativa à reprodução. Por enquanto, admitir o esquema das figuras a seguir para a escolha da posição da palavra à t_{pc} segundos da borda descendente dos pulsos de sincronismo composto.

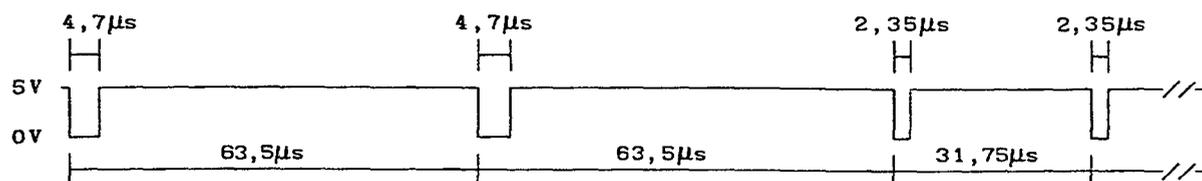


Figura 3.24 Pulsos de sincronismo composto

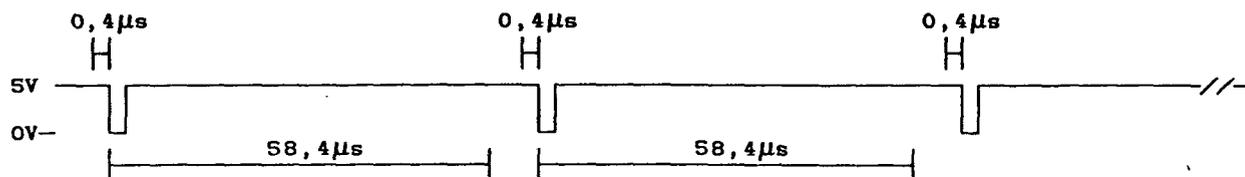


Figura 3.25 Pulsos de referência do gerador de sincronismo de TV

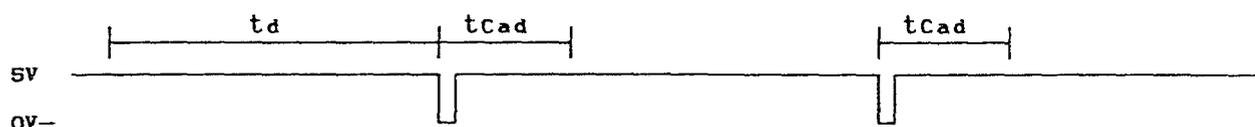


Figura 3.26 Pulsos de disparo de conversão A/D

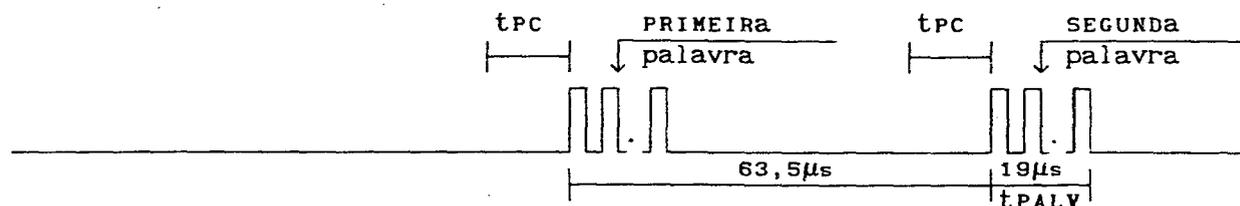


Figura 3.27 Saída de palavras do transmissor serial

De acordo com as figuras anteriores, pode-se tirar as seguintes relações :

$$t_{cad} + t_d = 58,4\mu s + t_{PC} \quad (3.27)$$

$$t_{PC} + t_{PALV} < \frac{1}{fE} \quad (3.28)$$

Resolvendo-se a equação 3.28, e substituindo-se o valor máximo de t_{PC} encontrado em 3.27, tem-se :

$$t_{PC} < \frac{1}{f_E} - t_{PALV} = 31,75\mu s - 19\mu s = 12,75\mu s \quad (3.29)$$

$$t_d = 58,4\mu s + t_{PC} - t_{cad} = 58,4\mu s + 12,75\mu s - 24\mu s = 47,15\mu s \quad (3.30)$$

Para evitar o sistema operar próximo dos limites encontrados acima, o valor de t_{PC} escolhido foi de $10\mu s$, sendo que os restantes $2,75\mu s$ correspondem ao espaço de tempo existente entre o final da palavra (bit de "stop") e o próximo pulso de equalização. Isto acarreta um tempo de atraso t_d de aproximadamente $44,4\mu s$. A seguir, mostra-se o diagrama em blocos do esquema de geração do atraso de disparo de conversão.

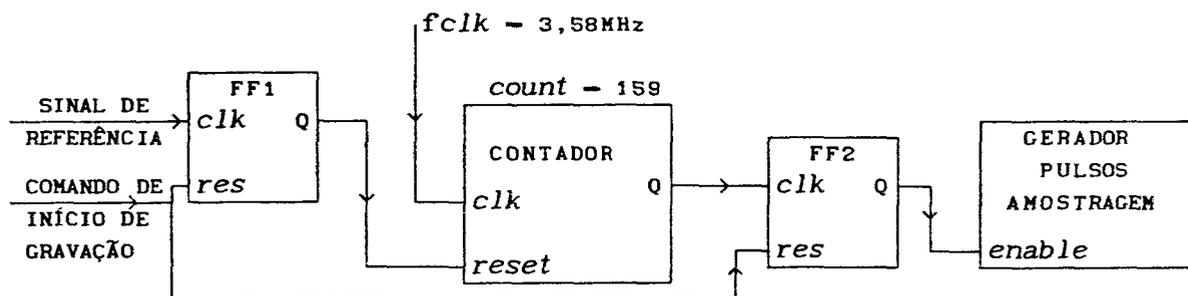


Figura 3.28 Diagrama em blocos do esquema de atraso

De acordo com a figura 3.28, o atraso t_d de $44,4\mu s$ é obtido através da contagem de 159 pulsos da frequência de "clock" de $3,58MHz$ (correspondente à salva de sincronismo de cor, obtida na saída do gerador de sincronismo). A saída do contador ativa o "flip-flop" 2, que controla o gerador de pulsos de amostragem, através da entrada de "enable". Uma vez atingida a primeira contagem final, este "flip-flop" permanece ativo enquanto o sistema se

encontrar no modo de gravação, independente do término das outras contagens. A função do "flip-flop" 1 é disparar o início da contagem a partir do sinal de referência de saída do gerador de sincronismo. Este processo tem efeito somente sobre o primeiro pulso de amostragem e de conversão analógica-digital, pois as entradas de "reset" dos dois "flip-flop's" ficam desativadas após selecionado um comando de início de gravação, e pulsos adicionais nas entradas de "clock" dos "flip-flop's" não surtirão efeito nas suas saídas.

O estágio gerador de vídeo realiza a composição do sinal de vídeo composto a ser gravado, a partir dos sinais de sincronismo e da informação de linha (palavra). O gerador de sincronismo de TV fornece os sinais de sincronismo e apagamento composto, acionamento vertical entre outros necessários à constituição de um sinal de vídeo, com exploração entrelaçada 2:1, 525 linhas por quadro a uma taxa de campo de 60Hz. O sistema gera um sinal de vídeo em faixa básica com amplitude padrão de 1Vp-p sobre uma carga de 75Ω e polaridade de sincronismo negativa.

Uma vez que os sinais de sincronismo e informação da palavra estão na forma digital, precisa-se realizar uma ponderação dos mesmos a fim de se obter as amplitudes relativas do sinal de luminância. Os bits em nível alto e baixo da palavra (dados) correspondem às amplitudes de branco (100%) e preto (25%), respectivamente. O nível mais inferior (0%) corresponde aos pulsos de sincronismo composto. A forma utilizada para se compor o sinal de luminância resultante está esquematizado na figura 3.29.

Para a determinação dos valores de R_1 e R_2 , deve-se levar em consideração o estado das saídas dos acionadores em função dos níveis lógicos presentes em suas entradas. Os casos possíveis são :

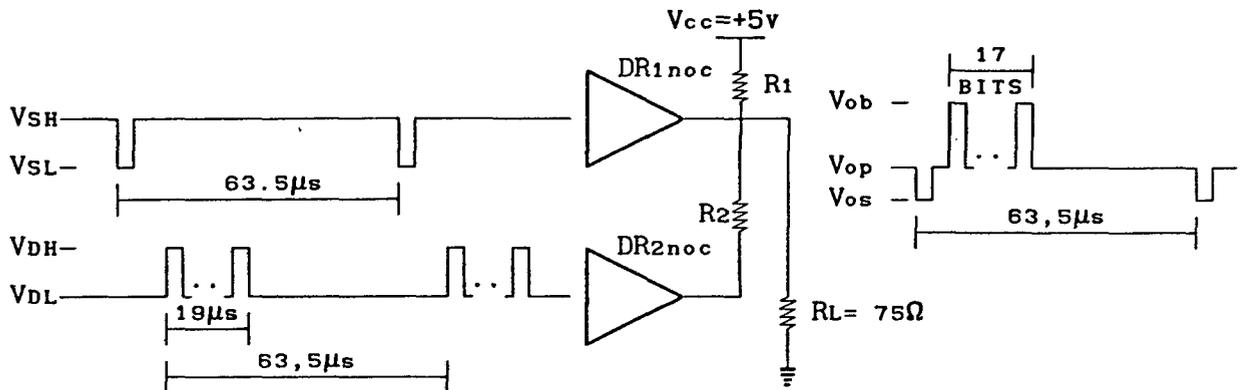


Figura 3.29 Esquema de composição do sinal de vídeo composto (luminância)

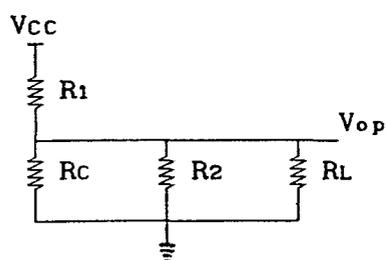
$$1. V_{SL} = V_{SH} = 0; \quad (3.31)$$

De acordo com a figura 3.29, esta situação corresponde ao nível de sincronismo (V_{os}) no sinal de vídeo composto (luminância). Desta forma, os transistores de saída dos acionadores estão saturados, e o terminal inferior do resistor R_1 está aproximadamente no potencial de 0 volts. Na verdade, este nível corresponde à tensão de saturação V_{CEsat} , o que força um dimensionamento mínimo de R_1 para que a máxima corrente de dreno de $DR-1$ em nível baixo não seja ultrapassada. No manual do fabricante [18] está especificado que este valor é de 40mA para uma tensão de saída em nível baixo de 0,7Volts. Admitindo-se a aproximação de que a corrente através de R_1 seja totalmente drenada através de $DR-1$, nas condições de pior caso, o valor mínimo para R_1 pode ser estimado como segue :

$$R_{1min} = \frac{(5 - 0,7)\text{volts}}{40E-3 \text{ amp.}} = 107,5\Omega \quad (3.32)$$

$$2. V_{SH} = 1, \quad V_{DL} = 0; \quad (3.33)$$

A saída resultante para esta situação, correspondente ao nível V_{op} de apagamento composto (nível de preto), pode ser obtida a partir do modelo aproximado de saída da figura 3.30, como segue :



R_c : RESISTÊNCIA VISTA DO COLETOR DE DR-1 NO ESTADO "OFF" (CORTE).

$$V_{op} = \frac{R_2 // R_L}{R_2 // R_L + R_1} \cdot V_{CC} \quad R_c \gg R_2, R_L$$

(3.34)

Figura 3.30 Modelo aproximado do estágio de saída para $V_{SH} = 1$ e $V_{DL} = 0$

$$3. \quad V_{SH} = V_{DH} = 1; \quad (3.35)$$

Esta combinação corresponde ao nível superior (V_{ob}) do sinal de vídeo resultante. Nesta situação, ambos os transistores de saída dos acionadores estão desligados (corte). O dreno de corrente destes é muito baixo ($250\mu A$ para tensão de saída em nível alto de 30 Volts), e o esquema aproximado da figura 3.30. pode ser utilizado para a determinação de V_{ob} , como segue :

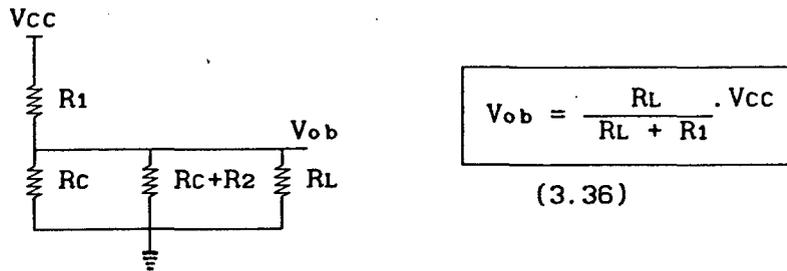


Figura 3.31 Modelo aproximado do estágio de saída para $V_{SH} = V_{DH} = 1$

As equações 3.34 e 3.36 podem ser reagrupadas de uma outra forma para a determinação dos valores de R_1 e R_2 , como segue :

$$V_{op} = \frac{R_2 R_L}{R_1 R_L + R_2 R_L + R_1 R_2} \cdot V_{cc} \quad (3.37)$$

$$V_{ob} = V_{os} + 1 \quad (3.38)$$

$$V_{op} = V_{os} + 0,25 \quad (3.39)$$

Isolando-se os valores de R_1 e R_2 nas equações acima, tem-se :

$$R_1 = \frac{R_L (V_{cc} - V_{ob})}{V_{ob}} \quad (3.40)$$

A tabela 3.2 mostra os valores aproximados para R_1 e R_2 , a partir da saída de vídeo em nível de sincronismo (V_{os}), que é fixada pela tensão de saturação do transistor de saída de DR-1, e da impedância de entrada do VCR (R_L) de 75Ω :

V_{o1} (v)	V_{om} (v)	V_{oh} (v)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)
0	0,25	1	300	20
0,7	0,95	1,7	145,6	62,7

Tabela 3.2 Tabela para os valores possíveis de R_1 e R_2

Conforme explicado no capítulo anterior, os VCR's apresentam um transitório no sinal de vídeo reproduzido, devido à comutação das cabeças de gravação-leitura. Este chaveamento precisa, então, ser identificado de forma a não degradar a forma do sinal a ser reproduzido na saída. Isto decorre do fato de que o processo de transmissão para o VCR se dá de forma transparente, i.e., o sistema envia ou recebe informações da fita de vídeo continuamente, sem sofrer interrupções, mesmo durante o intervalo de chaveamento das cabeças.

O método utilizado neste sistema consiste basicamente na transmissão de um sinal de teste, o qual deverá ser gravado antes de qualquer registro propriamente dito. Este sinal é composto de somente pulsos de sincronismo composto padrão, que permitirá ao sistema a identificação do ponto de comutação durante a operação "play". Isto será melhor detalhado quando da explicação do processo de reprodução.

Neste sistema, os sinais de sincronismo vertical sofrem pequena alteração em sua forma, para permitir a transmissão de informação durante o intervalo de apagamento vertical, segundo o esquema de geração do sinal de vídeo da figura 3.29. A modificação consiste na substituição dos seis pulsos de sincronismo vertical padrão por três pulsos largos, em cujos intervalos de interrupção se transmitem palavras. O diagrama de tempo das figuras 3.32,

3.33, 3.34 e 3.35 mostram a forma modificada dos sinais de sincronismo composto em relação ao padrão, obtido do próprio gerador de sincronismo de TV, para o final de um campo típico, assim como a forma final do sinal de vídeo disponível na saída do sistema.

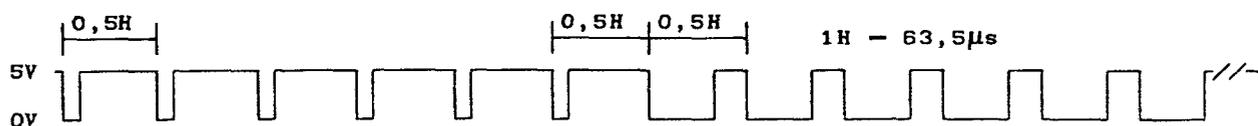


Figura 3.32 Pulsos de sincronismo composto padrão

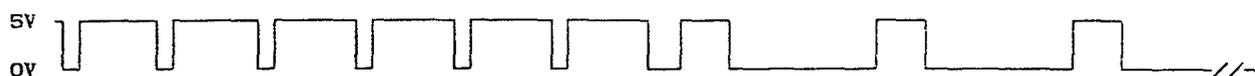


Figura 3.33 Pulsos de sincronismo composto modificado

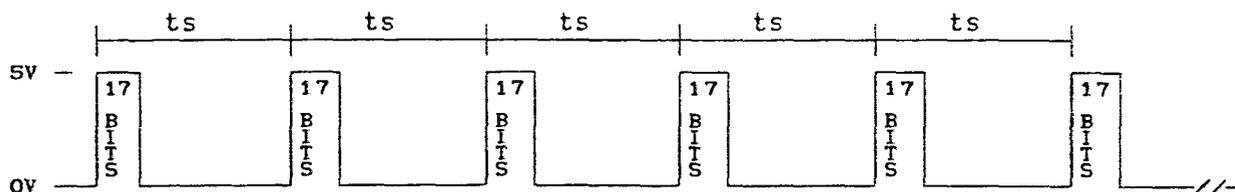


Figura 3.34 Saída de dados (palavra) do transmissor serial

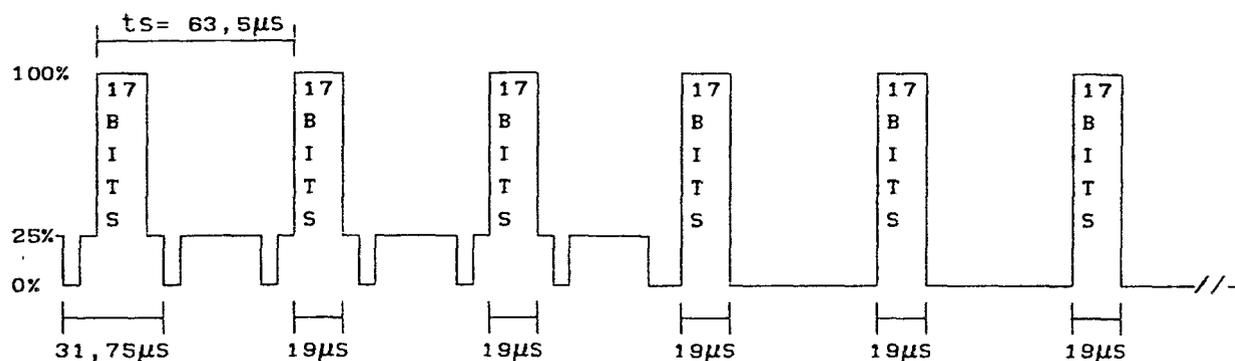


Figura 3.35 Sinal de vídeo composto (luminância) de saída para o VCR

Como existe a possibilidade da gravação em fita magnética estar sujeita à ocorrência de erros ("dropouts"), o sistema terá uma probabilidade de erro na saída devido a estes fenômenos.

A natureza deste erro é caracterizada por um desvanecimento na amplitude do sinal de vídeo reproduzido, por um determinado período de tempo, nos pontos onde ocorrer este fenômeno. Em Toshitada Doi et all. [20], 1978, encontra-se um estudo sobre o comportamento de diversas fitas de vídeo, podendo obter-se a frequência relativa de ocorrência de "dropouts" como função da duração destes. Constata-se que a maior parte possui extensão equivalente ou menor à 1/3 da duração de uma linha de exploração horizontal, com os erros maiores acontecendo em menores proporções.

O transcurso das medições foi realizado no tempo de 1 hora para as diversas fitas em teste. Com base nos dados fornecidos por Toshitada, Lee et. all. [7], 1982, estabeleceu o número total de linhas horizontais em que o VCR se encontrou na presença dos "dropouts", e equivalente a 2463 linhas.

Com base nos dados acima, e levando-se em consideração que o sistema transmite uma palavra de informação a cada linha de exploração horizontal, pode-se fazer uma estimativa da frequência relativa de erros f_{RE} que pode ser gerada na saída, como segue :

$$NL_{1h} \text{ (número total de linhas horizontais contidas no intervalo de } \\ \text{1 hora)} = 15750 \text{ LINHAS/SEG} \times 3600 \text{ SEG} = 56,7E6 \text{ LINHAS} \quad (3.42)$$

$$Nc_{1h} \text{ (número total de palavras erradas contidos no intervalo de } \\ \text{1 hora)} = 2463 \quad (3.43)$$

$$f_{RE} = \frac{Nc_{1h}}{NL_{1h}} = \frac{2463}{56,7E6} = 4,344E-5 \quad (3.44)$$

Portanto, para gravações efetuadas durante o tempo de 1 hora, existe uma probabilidade de que cerca de 156,4ms do total deste tempo, a saída do sistema exiba um resultado incorreto, de maneira geral.

CAPÍTULO IV

METODOLOGIA DA REPRODUÇÃO

O diagrama em blocos do método de reprodução proposto está contido na figura 4.1, interno à area pontilhada. A finalidade do mesmo é recuperar a informação armazenada na fita de vídeo, e transformá-la no sinal analógico original, de acordo com os canais gravados.

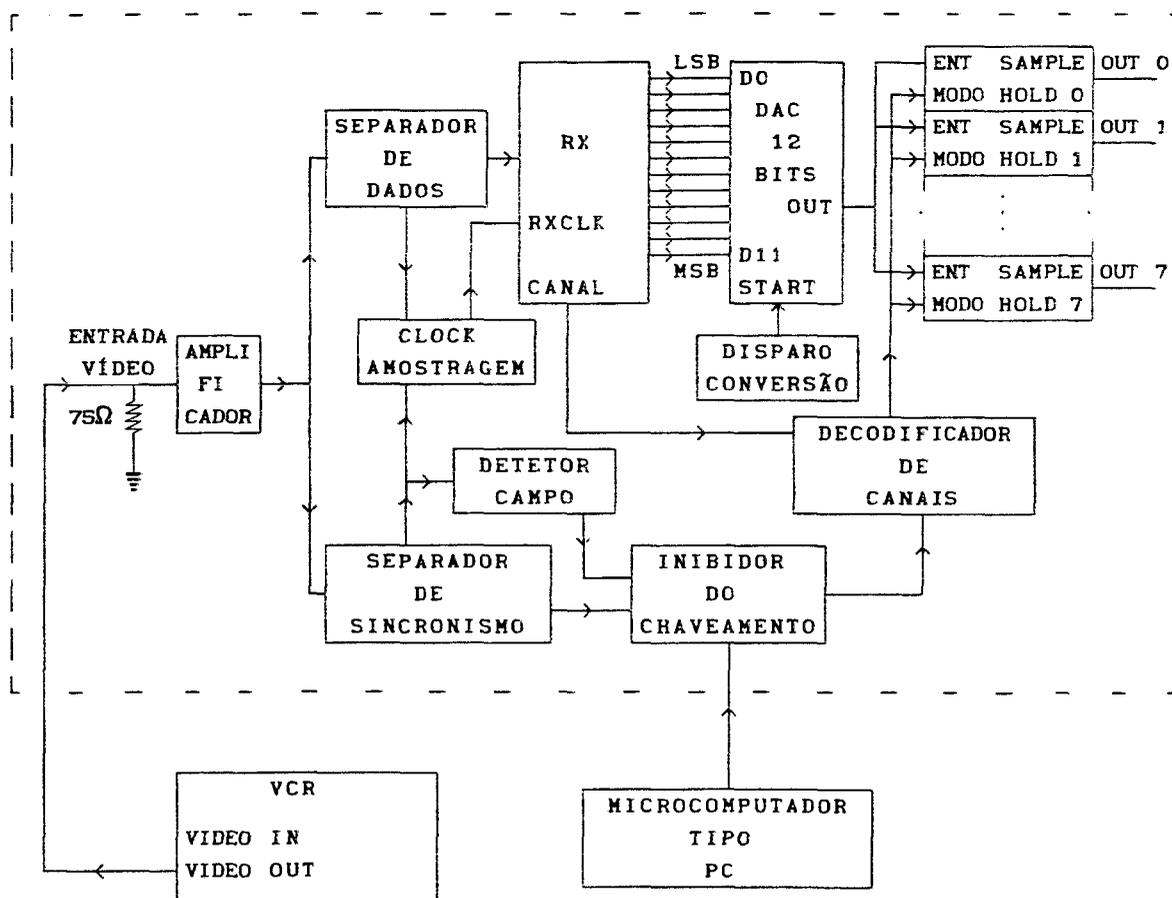


Figura 4.1 Diagrama em blocos (reprodução)

A especificação de saída de vídeo em faixa básica para os VCR's domésticos é de 1Vp-p numa impedância de carga de 75Ω, que é resultante da associação paralela entre o resistor de 75Ω e a impedância de entrada do amplificador, conforme figura 4.2. Este é constituído basicamente de um amplificador operacional, o qual encontra-se ligado na configuração não inversor, com ganho ideal Av_1 .

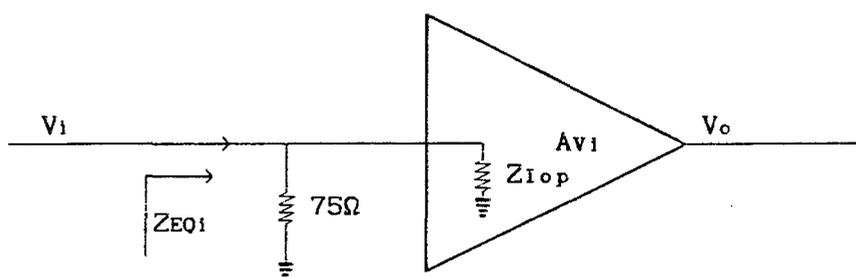


Figura 4.2 Amplificador de entrada

O amplitude do sinal de vídeo na saída pode ser obtido através da relação a seguir :

$$V_o = Av_1 \times V_i \quad (4.1)$$

$$Z_{EQ1} = 75\Omega // Z_{Iop} \cong 75\Omega \quad , \quad Z_{Iop} \gg 75\Omega \quad (4.2)$$

Portanto, a saída do amplificador apresenta o sinal de vídeo amplificado e recuperado da fita de vídeo, que permitirá a extração da informação da palavra e sincronismo. O método da separação dos pulsos de sincronismo composto e dados do sinal de vídeo, pode ser observado nas figuras a seguir :

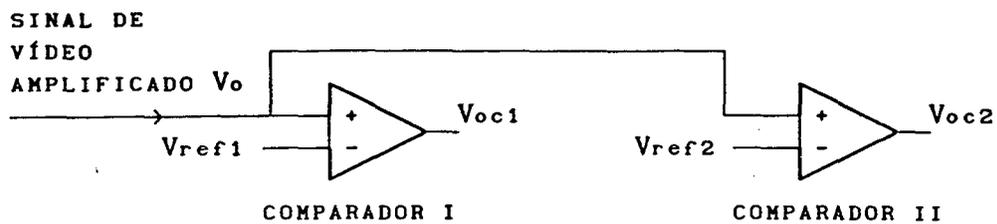


Figura 4.3 Separador de dados e sincronismo

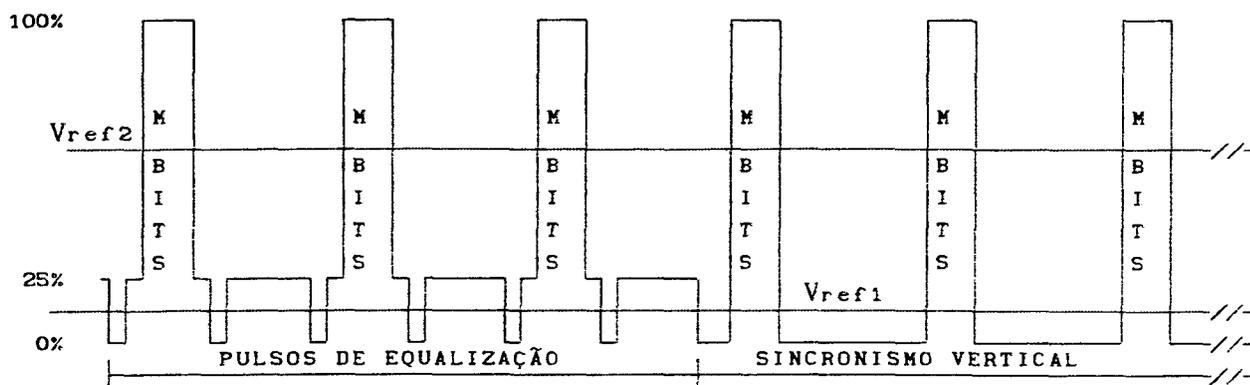


Figura 4.4 Sinal de video amplificado com os niveis dc de comparação

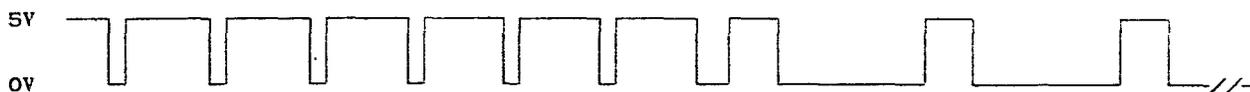


Figura 4.5 Pulsos de sincronismo composto recuperados (V_{oc1})

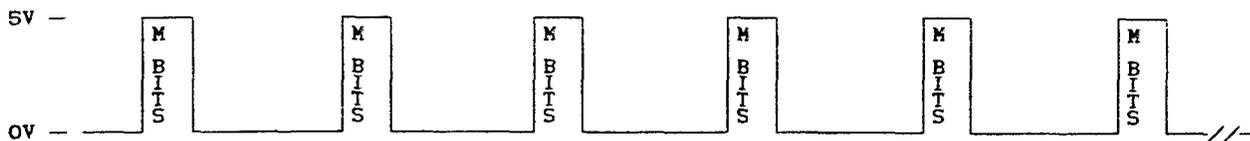


Figura 4.6 Bits de dados da palavra recuperados (V_{oc2})

O processo de extração nos separadores de sincronismo e dados é

realizado através de comparadores (figura 4.3), os quais detectam as transições no sinal de vídeo amplificado, presentes numa de suas entradas, em relação à níveis dc de comparação (V_{ref1}, V_{ref2}) ajustados para as posições medianas das amplitudes de sincronismo e dados (figura 4.4).

Portanto, a saída do módulo separador de dados (comparador II) contém a informação da palavra recuperada no formato serial digital (figura 4.6). O receptor RX inicia então a procura pelo bit de início, e quando este é detectado, a palavra é deslocada através das saídas de RX, sincronizada pelo sinal de "clock" de amostragem. Este, semelhante ao processo de gravação, também se constitui em uma salva ("burst") de 17 ciclos de 894,4kHz, na frequência de 15734,26Hz. Ao término do deslocamento, a saída do receptor contém novamente os bits de endereço de canal e amostragem no formato paralelo. As figuras 4.7 e 4.8 mostram a forma de conversão serial em paralelo da palavra, assim como o sinal de "clock" de deslocamento, para uma linha de exploração horizontal, considerando-se $f_c=f_H$ e uma amostra pertencente ao canal 0 com uma representação binária igual a 100111011001.

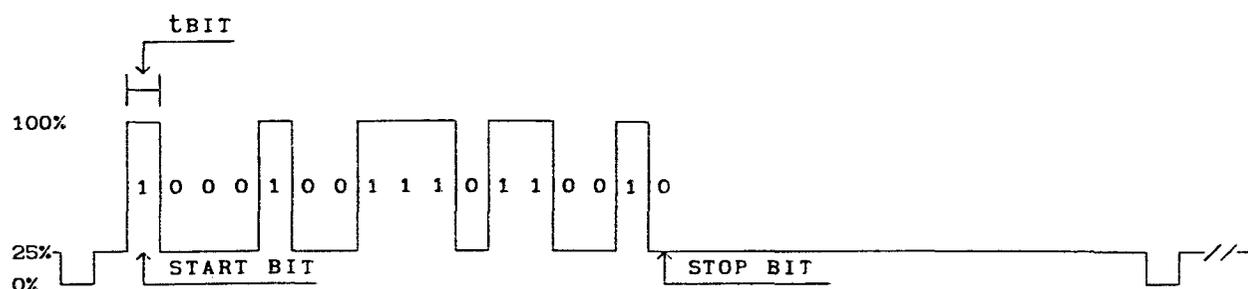


Figura 4.7 Informação da palavra em uma linha de exploração horizontal

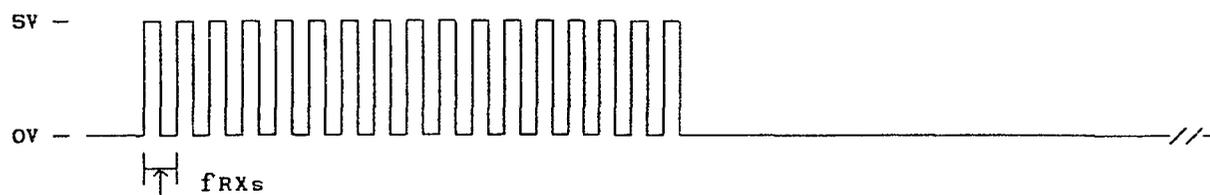


Figura 4.8 Sinal de "clock" de deslocamento da palavra

De acordo com as figuras anteriores, o sinal de "clock" de recepção está deslocado de uma posição igual a $t_{BIT}/2$, para permitir a amostragem dos bits da palavra em sua posição teórica central. A relação entre a duração de cada bit da palavra em função do sinal de "clock" de amostragem é :

$$t_{BIT} = \frac{1}{f_{RXs}} \quad (4.3)$$

Neste sistema, o sinal de "clock" de recepção possui uma frequência idêntica à da transmissão, equivalente à 894,8kHz. Portanto, segundo a equação 4.3, isto leva a uma duração de cada bit da palavra de :

$$t_{BIT} = \frac{1}{894,8\text{kHz}} = 1,12\mu\text{s} \quad (4.4)$$

$$t_{PALV} = t_{BIT} \cdot M = 1,12\mu\text{s} \times 17 \cong 19\mu\text{s} \quad (4.5)$$

A duração de cada bit de $1,12\mu\text{s}$ acarreta uma duração total da palavra de $19\mu\text{s}$ (equação 4.5), pois a mesma é constituído de 17 bits.

A saída do separador de sincronismo contém os pulsos de sincronismo composto (figura 4.5), recuperados a partir do sinal de vídeo amplificado. Estes pulsos na entrada do detetor de campo são necessários para permitir a recuperação do sinal de acionamento vertical, que constitui-se de sequências de pulsos na frequência de 60Hz, indicativos do começo de cada campo. A recuperação é feita de forma digital, baseada no fato de que os pulsos de sincronismo composto recuperados apresentam três diferentes temporizações , correspondentes aos pulsos equalizadores, horizontal e vertical. O método de recuperação está esquematizado nas figuras a seguir.

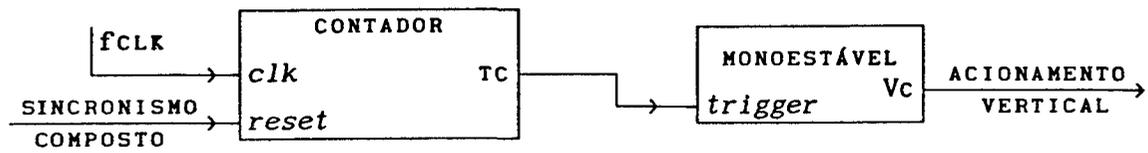


Figura 4.9 Esquema de geração do sinal de acionamento vertical

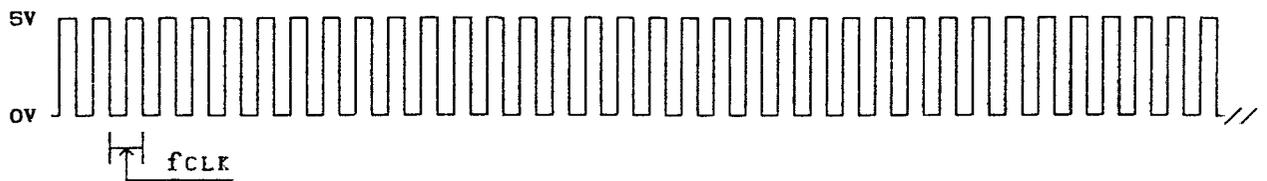


Figura 4.10 Sinal de "clock" de alta frequência

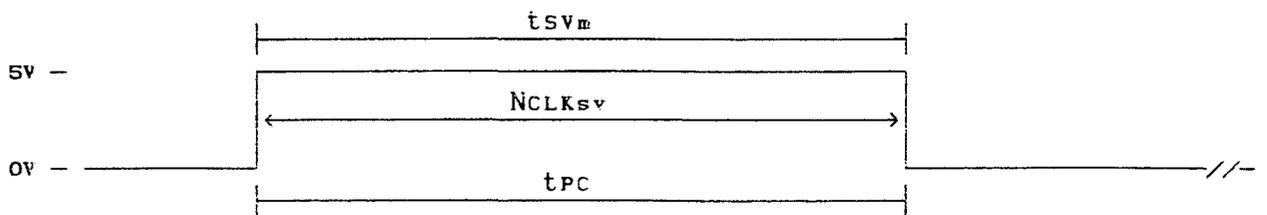


Figura 4.11 Primeiro pulso de sincronismo vertical ativo alto

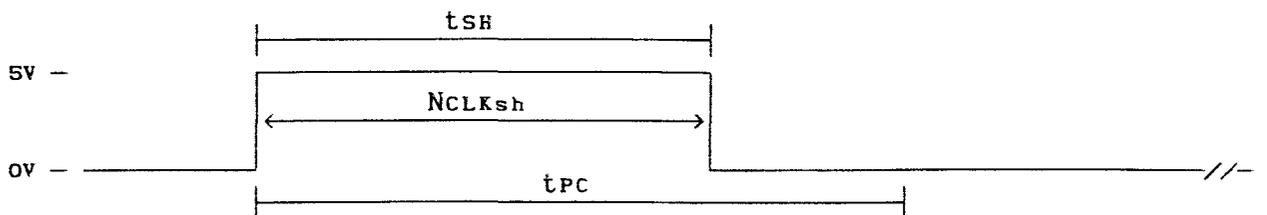


Figura 4.12 Pulso de sincronismo horizontal ativo alto

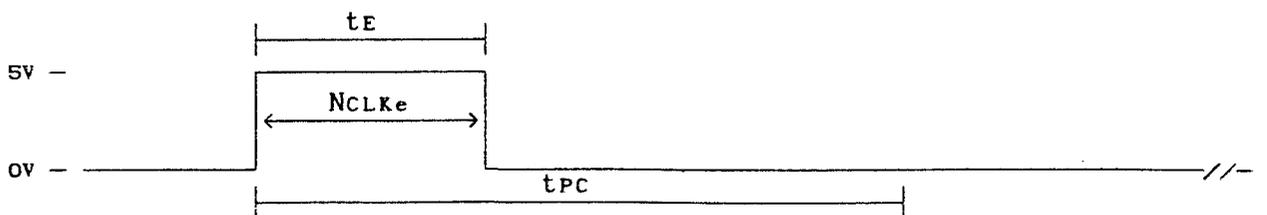


Figura 4.13 Pulso de equalização ativo alto

Com relação às figuras anteriores, os pulsos de sincronismo composto (horizontal, vertical e equalizador) em nível alto liberam a entrada de "reset" do contador, permitindo a contagem dos pulsos de "clock" de frequência fCLK. Conforme explicado no capítulo III, a posição da palavra transmitida é constante em relação aos pulsos de sincronismo composto, correspondente à tpc segundos a partir da borda ascendente dos mesmos. O método consiste basicamente na geração de pulsos de disparo para o monoestável, a partir da saída TC ("terminal count") do contador, somente quando é atingida uma determinada contagem de pulsos de "clock". Qualquer contagem situada entre NCLKsh e NCLKsv permite a recuperação do sinal de acionamento vertical. Portanto, a saída do monoestável é ativada na mesma frequência dos pulsos de sincronismo vertical de 60Hz. A seguir são relacionadas as equações de restrição para a validade do método:

$$[NCLKe , NCLKsh]_{\max} < NCLK < NCLKsv \quad (4.6)$$

$$NCLKsh < NCLK < NCLKsv , \text{ pois } NCLKsh > NCLKe \quad (4.7)$$

$$NCLKsv = tsv_m \times fCLK = tpc \times fCLK \quad (4.8)$$

$$NCLKsh = tsh \times fCLK \quad (4.9)$$

Tomando-se como base o valor de 894,8kHz para fCLK utilizado neste sistema, que é obtido a partir da divisão do "clock" central de 14318180Hz por 16, pode-se encontrar os valores das relações anteriores como segue :

$$NCLKsv = 10\mu s \times 894,8\text{kHz} \cong 9 \text{ pulsos} \quad (4.10)$$

$$NCLK_{sh} = 4,7\mu s \times 894,8kHz \cong 4,2 \text{ pulsos} \quad (4.11)$$

$$5 < NCLK < 9 \quad (4.12)$$

Para o sistema em estudo, escolheu-se o valor de NCLK igual a 7. O valor utilizado para t_{svm} corresponde exatamente ao intervalo de tempo (t_{pc}) existente entre a palavra e os pulsos de sincronismo composto, conforme explicado no capítulo III.

Uma vez que a informação da palavra esteja no formato digital paralelo, pode-se dar início ao processo de conversão digital-analógica. Os bits de dados da palavra na saída do receptor serial RX estão diretamente ligados às entradas D11 até D0 do conversor D/A. O conversor digital-analógico a ser utilizado necessita, portanto, dispor de "buffer" na entrada de modo a evitar a geração de amostras analógicas espúrias quando do deslocamento dos bits do carácter em suas entradas digitais. Além disso, os pulsos de disparo de conversão devem acionar o conversor somente após o término da conversão serial em paralelo da palavra.

Outro fator que influencia a escolha do DAC é o tempo de acomodação da resposta t_{SET} ("settling time") para uma dada precisão, usualmente escolhida para 0,1% do valor final. A restrição no valor deste parâmetro pode ser obtida a partir do esquema das figuras 4.14 e 4.15. O período de amostragem (gravação) t_s deve incluir os tempos de duração da palavra e acomodação da saída do DAC. Portanto, tem-se :

$$t_{PALV} + t_{SET} < t_s \quad (4.13)$$

$$t_{SET} < t_s - t_{PALV} \quad (4.14)$$

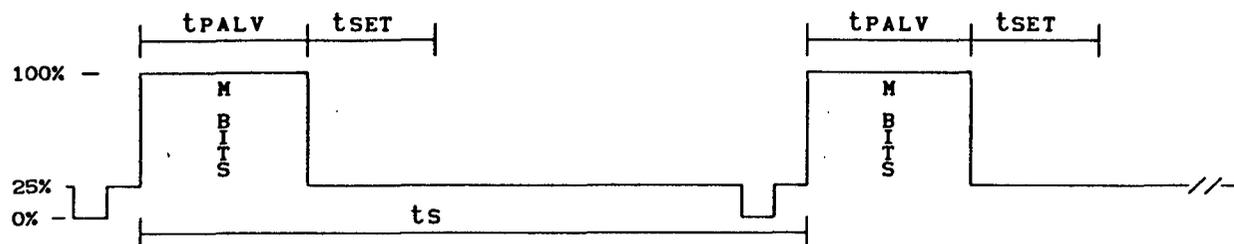


Figura 4.14 Sinal de vídeo para duas linhas de exploração horizontal



Figura 4.15 Pulsos de disparo de conversão D/A

Utilizando-se os valores de t_s e t_{PALV} para o sistema presente, pode-se obter o limite disponível para t_{SET} , segundo a equação 4.14 como segue :

$$t_{SET} < 63,5\mu s - 19\mu s < 44,5\mu s \quad (4.15)$$

O conversor D/A utilizado neste sistema é o AD667 de tecnologia "Analog Devices" com um tempo de acomodação (t_{SET}) de $4\mu s$ a 0,1% do valor final, na faixa bipolar de $\pm 5V$, e cuja saída em tensão é controlada por 2 camadas de "latches" internos. A operação detalhada do mesmo, nos diversos modos possíveis, pode ser consultada no manual do fabricante relacionado na bibliografia [1]. O conversor está configurado para operar somente na faixa bipolar de $\pm 5V$, pois a sua alimentação de $\pm 12V$ não permite saídas analógicas na faixa de $\pm 10V$.

A característica "double-latch" do conversor evita a geração de saídas analógicas espúrias, quando as entradas D11 até D0 estiverem variando, uma vez que estas encontram-se diretamente ligadas às saídas dos registradores. Isto acontece quando a palavra é transmitida serialmente através dos registradores de deslocamento internos do receptor RX. Durante este tempo, o circuito de disparo de conversão não atua sobre o conversor, fazendo com que a saída deste se mantenha inalterada.

De acordo com o esquema de reprodução proposto da figura 4.1, é utilizado apenas um conversor D/A, sendo portanto necessário a desmultiplexação das amostras analógicas de saída do DAC, para a correta recuperação dos sinais analógicos originais dos canais gravados. Isto se consegue através do módulo decodificador de canais, o qual habilita a passagem da amostra de saída para a entrada do circuito amostrador-retentor selecionado, de acordo com os bits de endereço de canal recuperados da palavra. Como é ativada apenas uma saída do decodificador a cada conversão D/A, dependendo da combinação dos bits de canal presentes em suas entradas de controle, também é ativado por vez apenas um amplificador amostrador-retentor de saída. Portanto, a distribuição das amostras nas saídas é de forma sequencial, semelhante ao realizado durante a gravação. Durante o modo de reprodução, o número de canais a serem reproduzidos fica automaticamente determinado pelos bits de canal gravados.

A escolha dos amostradores-retentores de saída fica condicionado basicamente ao tempo gasto na aquisição (t_{ash}) das amostras de saída do conversor D/A, correspondente ao modo "sample", bem como ao "drift" de tensão (d_{hsh}) quando o canal estiver desabilitado, correspondente ao modo "hold". Entre os dois parâmetros citados acima, a restrição maior deve-se ao primeiro, pois um tempo de aquisição grande tende a distorcer a forma do sinal analógico a ser recuperado. Estas restrições podem ser obtidas

tomando-se como base as figuras a seguir, para o caso de $f_s = f_c = f_H$.

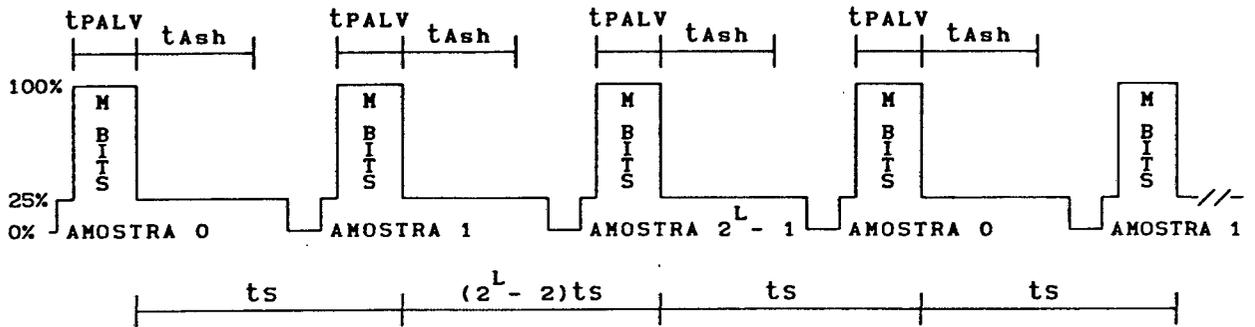


Figura 4.16 Sinal de vídeo composto para 2^L canais gravados

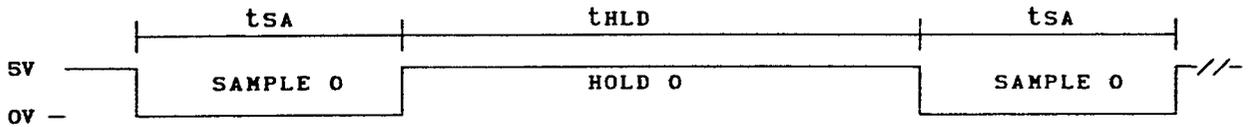


Figura 4.17 Sinal de entrada de modo para o amostrador-retentor 0

As figuras correspondem às condições de pior caso, i.e., reprodução de todos os 2^L (L bits de endereço de canal) canais gravados do sistema. Portanto, estes limites irão determinar as restrições para a escolha do amostrador-retentor, cujas relações estão mostradas a seguir :

$$t_{SA} = t_s \quad (4.16)$$

$$t_{Ash} \leq t_{SA} \quad (4.17)$$

$$t_{HLD} = (2^L - 2) \times t_s + t_s = (2^L - 1) \times t_s \quad (4.18)$$

$$d_{HLD} = d_{Hsh} \times t_{HLD} \quad (4.19)$$

Os amostradores-retentores de saída utilizados neste sistema (AD582) são os mesmos da etapa de gravação, cujo valor do capacitor "hold" de 390pF, acarreta um tempo de aquisição de 10 μ s (à 0,1% do valor final) e um "drift" de tensão de 80mV/seg durante o modo "hold".

Considerando-se o caso do sistema em estudo, onde L é igual a 3 (8 canais), pode-se obter os valores de t_{HLD} e d_{HLD}, assim como mostrar que a restrição da equação 4.17 é obedecida :

$$t_{Ash} = 10\mu s \leq t_{SA} = t_s = 63,5\mu s \quad (4.20)$$

$$t_{HLD} = (2^3 - 1) \times 63,5\mu s = 444,5\mu s \quad (4.21)$$

$$d_{HLD} = d_{Hsh} \times t_{HLD} = 80 \frac{mV}{seg} \times 444,5\mu s \cong 35,6\mu V \quad (4.22)$$

Para um melhor entendimento sobre o processo realizado na etapa de saída, admitir a reprodução de um trecho de gravação correspondente à 2 canais. Se a saída do DAC apresenta uma amostra pertencente ao canal 0, então o circuito amostrador-retentor deste será ativado no modo "sample". Quando a próxima conversão estiver terminada, indicando uma amostra do canal 1, o decodificador desabilita o amostrador-retentor 0, colocando-o no modo "hold", e ao mesmo tempo ativa o modo "sample" do amostrador-retentor 1. Este processo é repetido quando a próxima conversão do canal 0 estiver terminada,

e o decodificador desabilita o amostrador-retentor 1, colocando-o no modo "hold", e em seguida ativa o modo "sample" do canal 0. As figuras a seguir ilustram os sinais envolvidos neste processo.

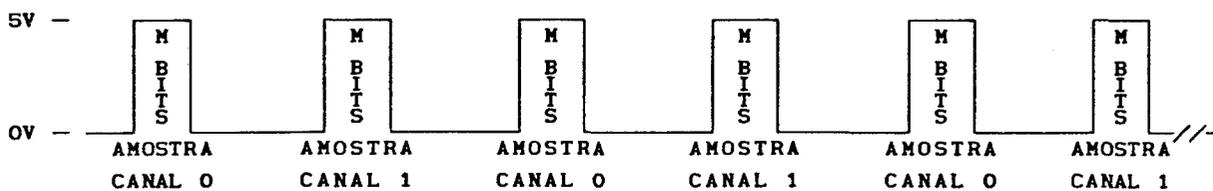


Figura 4.18 Entrada de dados do conversor D/A

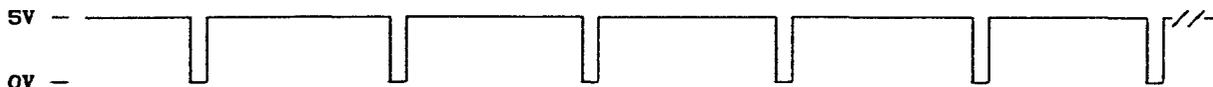


Figura 4.19 Pulsos de disparo de conversão D/A



Figura 4.20 Entrada de modo do amostrador-retentor 0

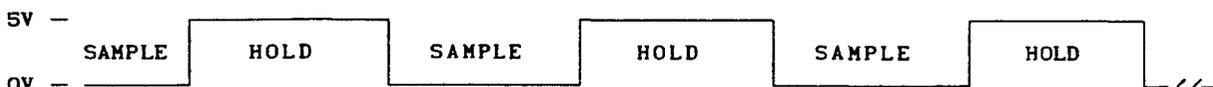


Figura 4.21 Entrada de modo do amostrador-retentor 1

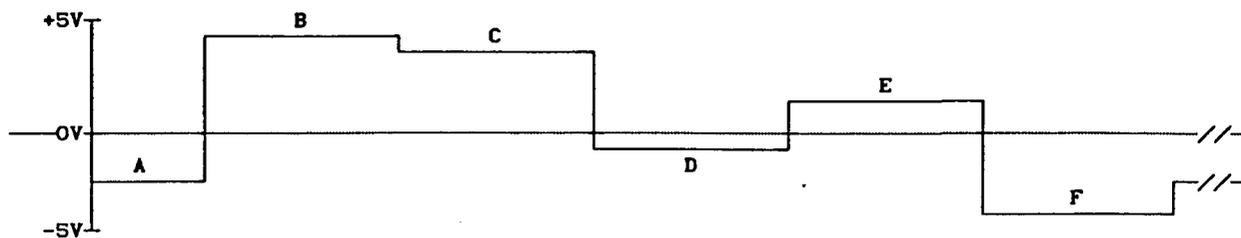


Figura 4.22 Saída do conversor D/A

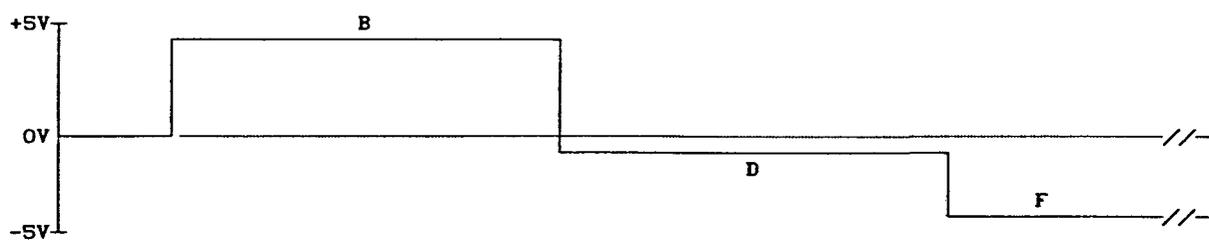


Figura 4.23 Saída do amostrador-retentor 0

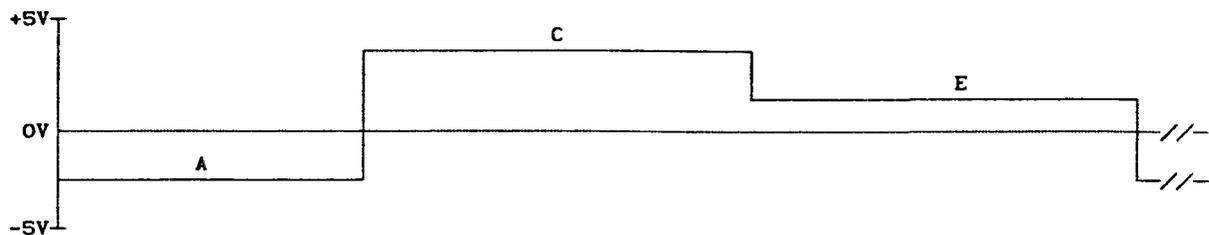


Figura 4.24 Saída do amostrador-retentor 1

Como mencionado anteriormente, aparece um forte ruído eletrônico associado ao chaveamento das cabeças do VCR. Por isso, o sistema em estudo

incorpora um módulo específico que possibilita a identificação do ponto de comutação, sem que haja necessidade de modificações internas no VCR. O método utilizado consiste basicamente na reprodução do trecho de fita gravado com somente pulsos de sincronismo composto, a partir do qual o transitório pode ser melhor identificado.

A identificação da linha do sinal de vídeo, onde ocorre o chaveamento das cabeças, é realizada durante a operação "play", pois neste modo o chaveamento das cabeças produz um transitório no sinal de vídeo nestes pontos (figura 4.26), a cada campo. O circuito detetor identifica este fenômeno, e em conjunto com o software, armazena em um registrador a posição do mesmo em relação ao sinal de vídeo (figura 4.25).

A finalidade deste procedimento é para evitar a provável geração de amostras analógicas erradas na saída do conversor, se este transitório vier a ocorrer na parte da linha de vídeo onde se encontra a palavra. O sistema desabilita as etapas de saída, através do decodificador de canais, durante a presença deste fenômeno. Com isso, os amostradores-retentores de saída de cada canal mantém ("hold") a amostra anterior, nestes pontos, levando a um pequeno erro em relação ao sinal analógico gravado, se o espectro de frequências do mesmo for de baixa frequência. Mostra-se o esquema de identificação do chaveamento, juntamente com o diagrama de tempo dos sinais envolvidos neste processo. Pela figura 4.26, o próprio transitório de comutação é utilizado para obter o valor corrente da contagem dos pulsos de sincronismo composto. Este valor é armazenado a cada campo no "latch", de forma a permitir a leitura do mesmo pelo microcomputador. Um menu no "software" auxilia o usuário nos passos a serem seguidos durante este modo do sistema. Existem três situações distintas relativas ao erro gerado na saída do sistema devido ao fenômeno do chaveamento. As figuras 4.29, 4.30 e 4.31 mostram este processo.

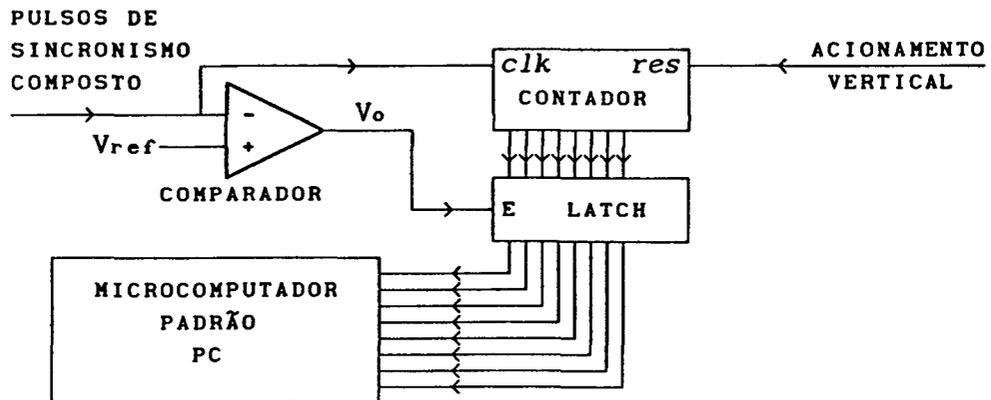


Figura 4.25 Esquema de identificação do chaveamento

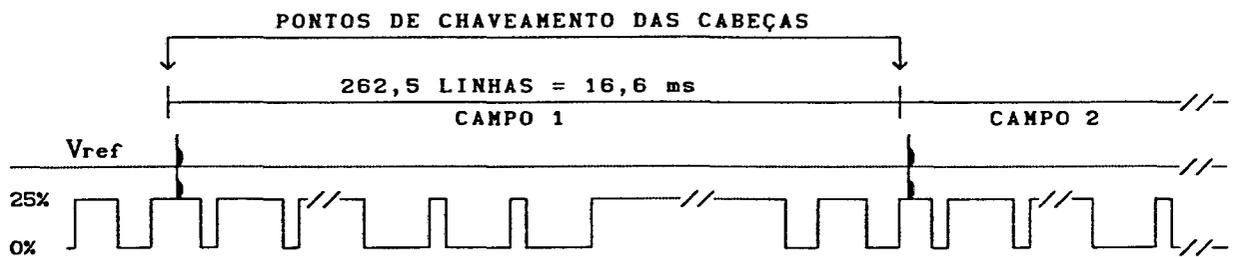


Figura 4.26 Pulsos de sincronismo composto

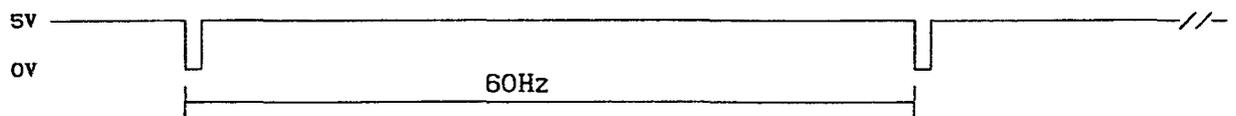


Figura 4.27 Pulsos de habilitação do latch

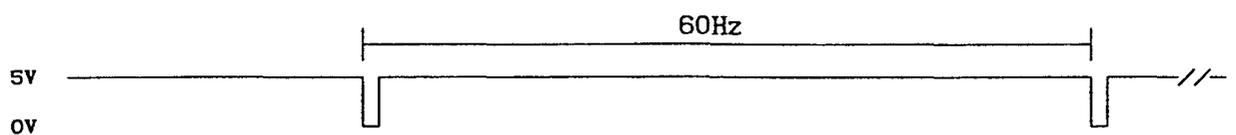


Figura 4.28 Pulsos de acionamento vertical

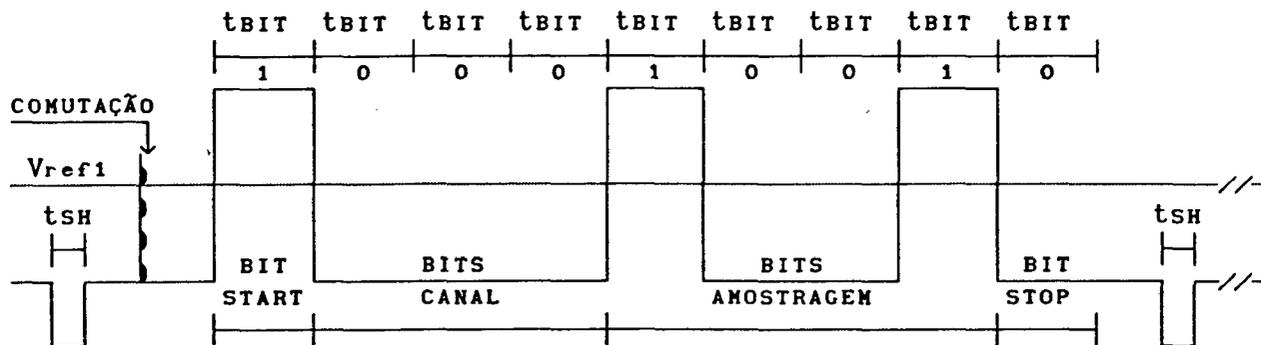


Figura 4.29a. Sinal de vídeo composto com os bits da palavra

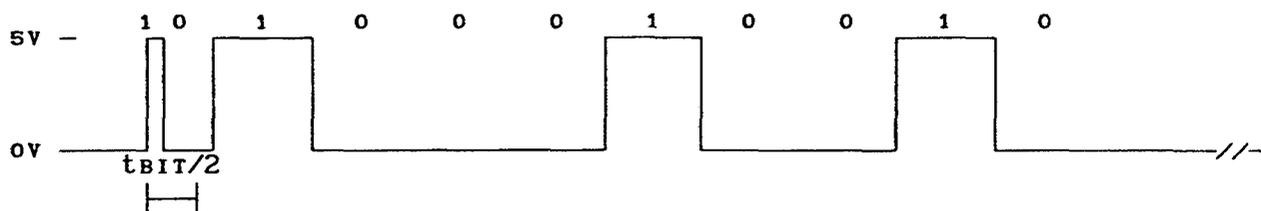


Figura 4.29b. Saída do separador de dados

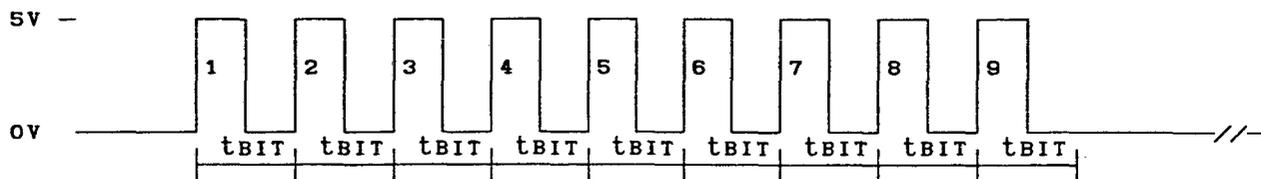


Figura 4.29c. Sinal de "clock" de amostragem dos dados

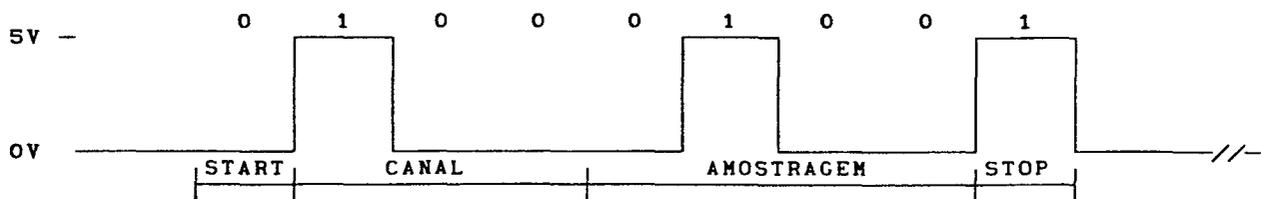


Figura 4.29d. Bits de dados da palavra deslocado na saída do receptor serial

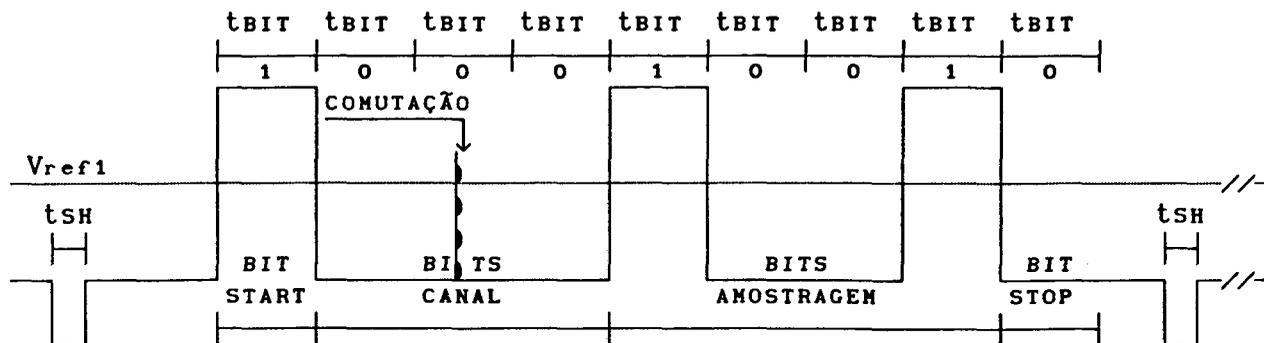


Figura 4.30a. Sinal de vídeo composto com os bits da palavra

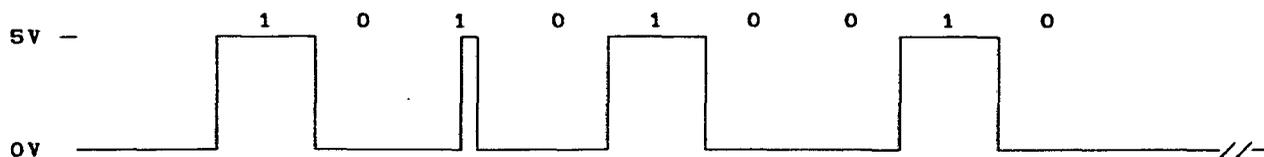


Figura 4.30b. Saída do separador de dados

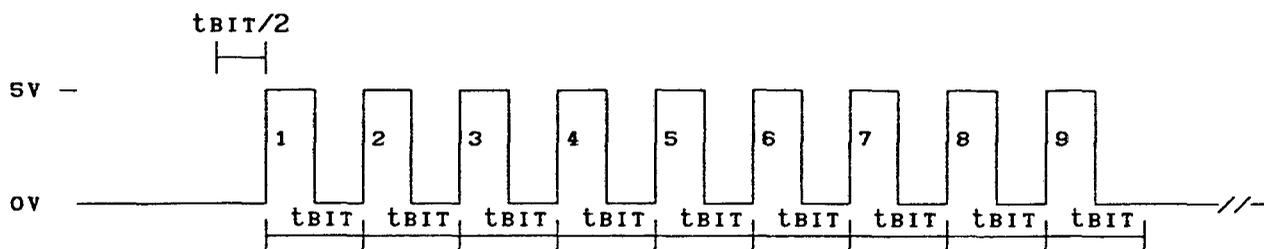


Figura 4.30c. Sinal de "clock" de amostragem dos dados

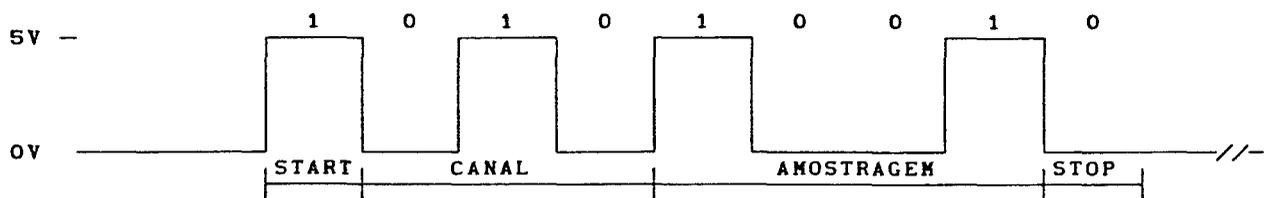


Figura 4.30d. Bits de dados da palavra deslocado na saída do receptor serial

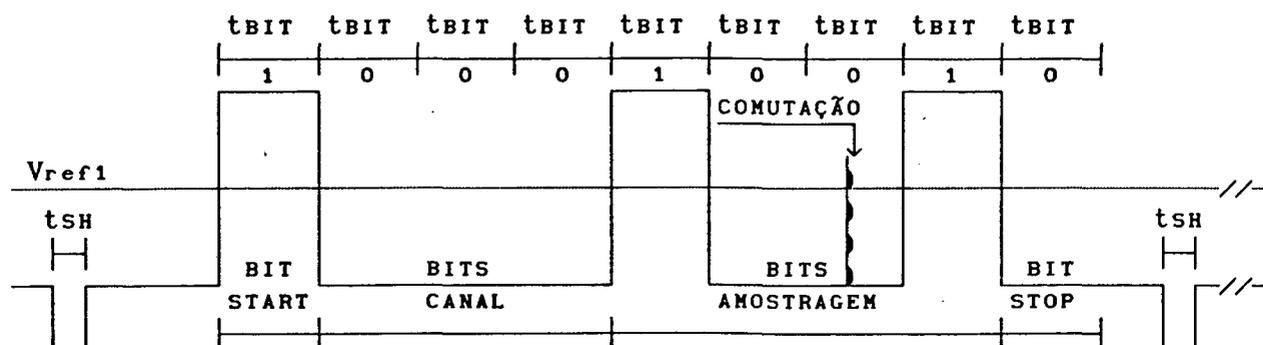


Figura 4.31a Sinal de vídeo composto com os bits da palavra

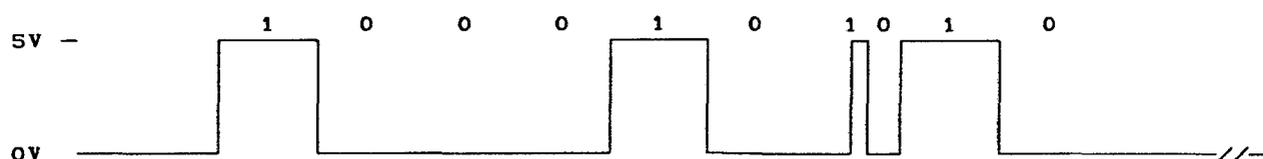


Figura 4.31b Saída do separador de dados

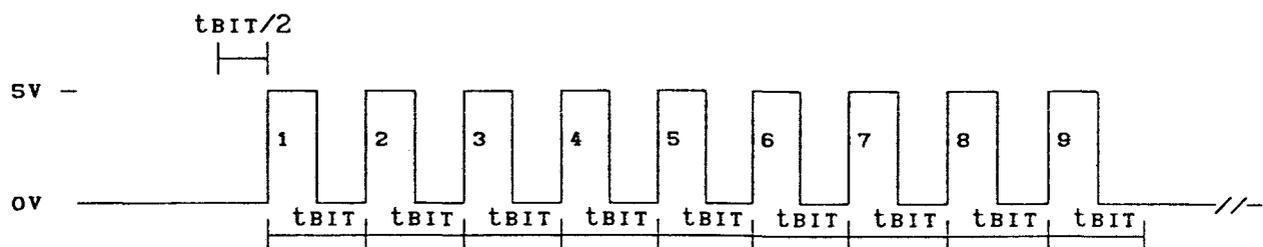


Figura 4.31c Saída de "clock" de amostragem dos dados

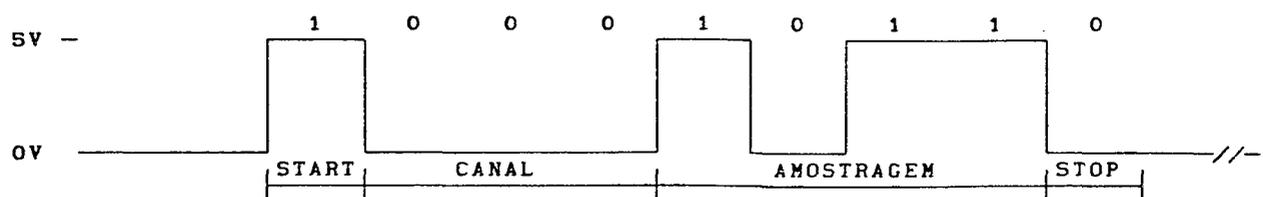


Figura 4.31d Bits de dados da palavra deslocado na saída do receptor serial

O primeiro caso corresponde a um chaveamento das cabeças localizado entre um pulso de sincronismo horizontal e o início da palavra, mostrado na figura 4.29a. A saída do separador de dados na figura 4.29b contém um pulso estreito anterior aos bits da palavra, correspondente ao tempo em que o transitório de comutação ultrapassa o nível DC de comparação do dado. Portanto, o sinal de "clock" de amostragem dos dados na figura 4.29c será ativado antes do tempo correto, pois o sistema interpretará o pulso estreito como um bit de início de palavra. O erro gerado na saída do sistema para esta situação é duplo, pois o canal 0 (todos os bits de endereço de canal em nível baixo) deveria ser ativado a capturar a conversão D/A correspondente à combinação de entrada 1001. Entretanto, pela figura 4.29d, após a palavra ter sido deslocada na saída do receptor serial, o canal 4 (bits de endereço igual a 100) será ativado a receber uma conversão D/A de uma amostra pertencente ao canal 0, cuja combinação de entrada foi modificada para 0100.

O segundo caso corresponde a um chaveamento das cabeças localizado entre os bits de endereço de canal, conforme mostrado na figura 4.30a. A saída do separador de dados na figura 4.30b contém um pulso estreito entre os bits de canal, correspondente ao tempo em que o transitório de comutação ultrapassa o nível DC de comparação do dado. O terceiro pulso do sinal de "clock" na figura 4.30c irá amostrar um bit de endereço em nível alto. O erro de decodificação de canal gerado na saída do sistema para esta situação está mostrado na figura 4.30d, onde o canal 0 (todos os bits de endereço de canal em nível baixo) deveria ser ativado a capturar a conversão D/A correspondente à combinação de entrada 1001. Entretanto, após a palavra ter sido deslocada na saída do receptor serial, o canal 2 (bits de endereço igual a 010) será ativado a receber uma conversão D/A de uma amostra pertencente ao canal 0.

O último caso corresponde a um chaveamento das cabeças localizado entre os bits de amostragem da palavra, conforme mostrado na figura 4.31a. A

saída do separador de dados na figura 4.31b contém um pulso estreito entre os bits de amostragem, também correspondente ao intervalo de tempo em que o transitório de comutação ultrapassa o nível DC de comparação do dado. O sétimo pulso do sinal de "clock" na figura 4.31c irá amostrar um bit em nível lógico alto. O erro gerado na saída do sistema para esta situação não afeta o esquema de decodificação de canal. Entretanto, pela figura 4.40, após a palavra ter sido deslocada na saída do receptor serial, o canal 0 (bits de endereço igual a 000) será ativado a receber uma conversão D/A de uma amostra diferente (combinação de entrada foi modificada para 1011) daquela que foi originalmente gravada (combinação de entrada igual a 1001).

Conclui-se que sempre haverá erros na reprodução dos sinais analógicos originais, dependendo da posição onde ocorrer o chaveamento das cabeças do VCR. Portanto, justifica-se a necessidade de se efetuar a gravação de somente pulsos de sincronismo composto para a identificação do ponto correto de comutação.

Durante os testes realizados em laboratório com dois tipos diferentes de VCR, observou-se uma variação na posição do chaveamento em relação aos pulsos de sincronismo vertical, mas ainda dentro do intervalo padrão permitido, segundo o exposto no capítulo II.

Deve-se esperar, portanto, na saída do sistema três tipos distintos de erros, a saber : erros devido à "dropouts", conforme explicado no capítulo III anterior; erros devido ao chaveamento das cabeças do VCR e erros relacionados à operação estática.

Para determinar-se o erro gerado na saída devido ao fenômeno do chaveamento, deve-se levar em consideração alguns fatores relacionados à natureza dos sinais a serem gravados. Entre estes, pode-se citar :

- 1- Tomando-se como base a análise de Fourier, o espectro de

frequências dos sinais biológicos é compreendido por uma frequência fundamental f_0 e de infinitas harmônicas múltiplas desta, cujas contribuições relativas decrescem a uma taxa de 20db/década, aproximadamente.

2- A faixa passante na entrada do sistema, de DC até 1kHz por canal, limita ainda mais o peso relativo às harmônicas que estejam acima desta faixa.

A partir das condições acima, pode-se ter uma idéia sobre o erro na saída do sistema em função da frequência fundamental f_0 , para o caso limite dos sinais de entrada bipolar entre $\pm 5V$. A figura a seguir ilustra o procedimento relativo à determinação deste erro.

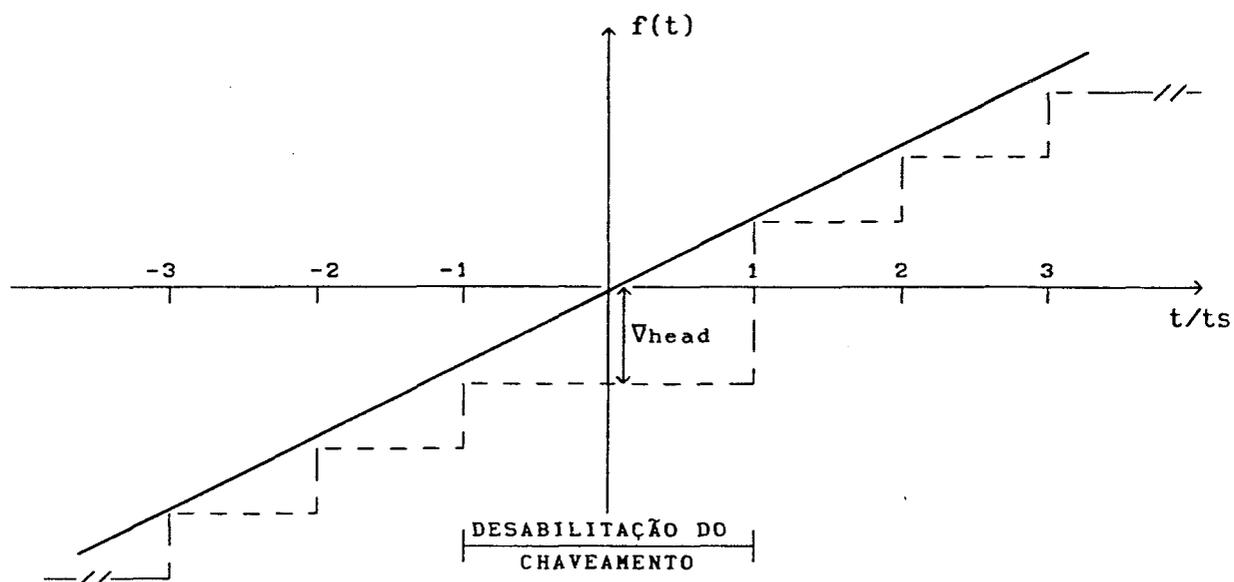


Figura 4.32 Sinal de entrada de frequência f_0 e saída do conversor D/A

A figura 4.32 mostra uma parte de um sinal senoidal representativo da frequência fundamental f_0 . A escala horizontal está graduada em termos do período de amostragem t_s , e durante o período de chaveamento das cabeças do VCR (no intervalo de tempo $|t| \leq t_s$) a saída do conversor D/A (linha tracejada da figura 4.32) repete a amostra analógica anterior. Portanto, o erro V_{head} como função da frequência f_0 pode ser calculado como segue :

$$f(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t) \quad , \quad \text{onde} \quad A = 5 \text{volts} \quad (4.23)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (4.24)$$

$$V_{head} = -f(\pm t_s) \quad , \quad \text{pois } f(0) = 0 \quad (4.25)$$

Com base nas equações anteriores, e levando-se em consideração que no sistema em estudo t_s é igual a $63,5 \mu\text{s}$ e o erro é máximo nos pontos onde $\frac{df(t)}{dt}$ é máxima (em $t = 0$), pode-se obter os valores do desvio na saída em relação ao valor teórico, para algumas frequências fundamentais f_0 , conforme tabela a seguir:

	f_0		
	1Hz	10Hz	100Hz
$ V_{head} $	1,994mV	19,94mV	199,4mV

Tabela 4.1 Desvio máximo absoluto em função da frequência fundamental f_0

De acordo com a tabela 4.1, o desvio máximo aumenta para frequências fundamentais crescentes, de forma que para a minimização do erro deve-se aumentar a frequência de amostragem f_s , que acarreta um período de amostragem t_s inferior.

Os erros na saída devido à operação estática do sistema, conforme tabela 4.2, mostram um valor máximo de 0,18% relativo à plena escala (FS de 10 volts). Estes valores são medidas preliminares, que foram obtidos através de gravação única de sinais dc por um período de tempo pré-estabelecido (aproximadamente 3 minutos), e posteriormente observados os níveis máximos e mínimos de sinal reproduzidos.

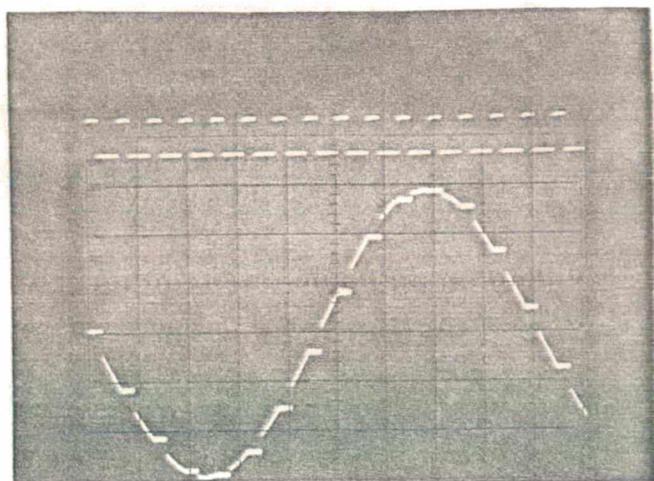
V_{Iideal} (V)	V_{Imin} (V)	V_{Imax} (V)	V_{Imedio} (V)	V_{Omin} (V)	V_{Omax} (V)	V_{Omedio} (V)	Desvio a FS. (%)
-5	-5,0090	-4,9990	-4,99995	-4,9996	-4,9995	-4,99955	0,004
-4	-4,0009	-3,9990	-3,99995	-4,0187	-4,0170	-4,01785	0,179
-3	-3,0006	-2,9999	-3,00025	-3,0146	-3,0130	-3,01380	0,135
-2	-2,0002	-1,9999	-2,00005	-2,0100	-2,0085	-2,00925	0,092
-1	-1,0005	-0,9992	-0,99980	-1,0050	-1,0053	-1,00515	0,053
0	-0,0002	-0,0001	-0,00015	-0,0010	-0,0012	-0,00110	0,0095
+1	+0,9999	+1,0005	+1,00020	+1,0033	+1,0035	+1,00340	0,032
+2	+2,0003	+2,0004	+2,00035	+2,0070	+2,0080	+2,00750	0,071
+3	+2,9984	+2,9985	+2,99845	+3,0092	+3,0097	+3,00945	0,110
+4	+3,9999	+4,0001	+4,00000	+4,0150	+4,0160	+4,01550	0,155
+5	+4,9998	+5,0002	+5,00000	+4,9932	+4,9933	+4,99325	0,067

Tabela 4.2 Valores de erro estático para o sistema na faixa bipolar de $\pm 5V$.

CAPÍTULO V

RESULTADOS

São apresentadas fotografias obtidas de determinados pontos do circuito, para a visualização das transformações sofridas pelos sinais analógicos de entrada, em ambos os processos de gravação e reprodução.



Fotografia 1. Canal 1 : Saída de "status" do conversor A/D

Escala vertical : 5V/DIV

Canal 2 : Saída do amostrador-retentor de entrada

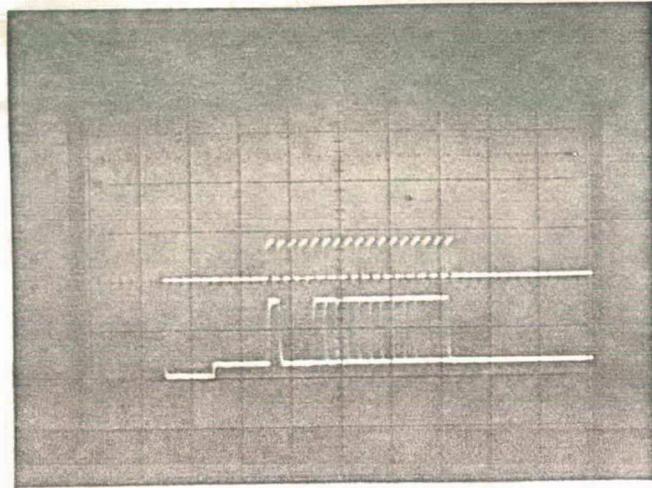
Escala vertical : 1V/DIV

Base de tempo : 100µS/DIV

De acordo com a fotografia 1. observa-se um sinal de teste senoidal com amplitude de 6Vp-p (canal 2) característico da saída de um amplificador amostrador-retentor. A frequência deste sinal foi ajustada de tal forma a permitir uma melhor visualização em relação à saída de "status" (canal 1) do

conversor analógico-digital. Existem situações onde o sinal de teste é mantido constante, para permitir que não haja flutuações de tensão quando do início de uma conversão, que ocasionaria uma palavra binária errada na saída do conversor A/D. Durante este tempo, a saída de "status" permanece em nível lógico alto, forçando o amostrador-retentor a permanecer no modo "hold".

Na outra situação, a saída de "status" em nível baixo indica que o modo "sample" é selecionado, e portanto a saída do amostrador-retentor segue o sinal de teste senoidal de entrada. Em virtude da frequência de amostragem utilizada no sistema de 15734,26HZ, existem aproximadamente 16 situações de modo "hold", proveniente da razão entre o tempo total mostrado na fotografia de 1mS e o período de amostragem de 63,5 μ S.



Fotografia 2. Canal 1 : "Clock" de transmissão serial

Escala vertical : 5V/DIV

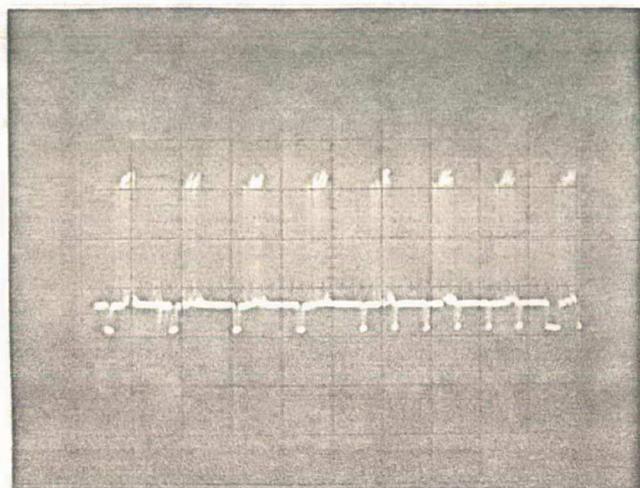
Canal 2 : Saída de vídeo para uma linha horizontal

Escala vertical : 0,5V/DIV

Base de tempo : 5 μ S/DIV

A fotografia 2. mostra o sinal de "clock" de transmissão (canal 1) juntamente com a saída de vídeo correspondente à uma linha de exploração horizontal (canal 2). Na forma de onda superior existem 17 pulsos de "clock" necessários para a transmissão serial da informação do caracter. A frequência de transmissão serial de 894,8kHz acarreta uma duração aproximada do caracter de 19 μ S, que pode ser observado na fotografia.

A forma de onda inferior começa com um pulso de sincronismo horizontal, e logo após este, a parte da linha útil contém os bits de dados do caracter. O bit de "start", sempre em nível alto, é o primeiro a ser transmitido, seguido de três bits em nível baixo de endereço de canal (canal 0), 12 bits relativos à amostragem do sinal de teste senoidal e um bit de "stop", sempre em nível baixo.



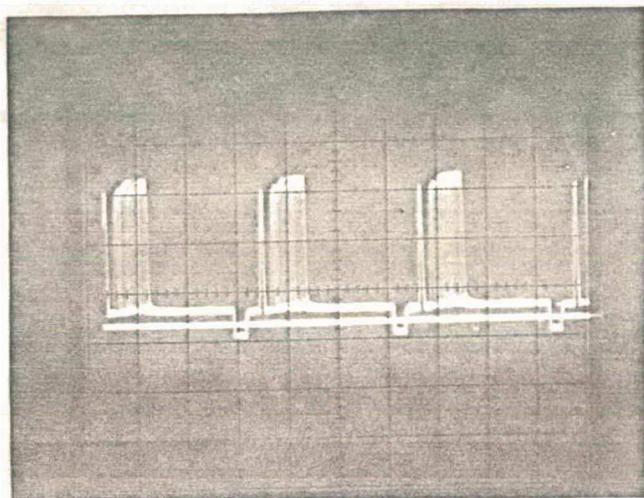
Fotografia 3. Canal 1 : Sinal de vídeo na saída do amplificador

Escala vertical : 2V/DIV

Base de tempo : 50 μ S/DIV

Conforme fotografia 3. observa-se o sinal de vídeo recuperado da fita na saída do amplificador de reprodução. A parte mostrada corresponde ao final de um campo, compreendendo uma seqüência de quatro pulsos de sincronismo horizontal, seis pulsos de equalização e o primeiro pulso largo de sincronismo vertical modificado. Mostra-se também a possibilidade de transmissão de caracteres durante o intervalo de apagamento vertical, através da superposição dos mesmos entre os pulsos equalizadores e sincronismo vertical. Isto é possível graças à utilização de uma frequência de amostragem igual à frequência de exploração horizontal de 15734,26HZ. Observa-se a existência de um caracter entre pulsos de sincronismo horizontal, e a cada dois pulsos de equalização, uma vez que $fE = 2fH$.

Mostra-se o transitório de chaveamento das cabeças do VCR, entre o primeiro e o segundo pulso de sincronismo horizontal, da esquerda para a direita, e logo após o caracter. A posição deste chaveamento, à aproximadamente seis linhas anteriores ao primeiro pulso de sincronismo vertical à direita, está dentro dos limites padrões toleráveis para um VCR.



Fotografia 4. Canal 1 : Sinal de vídeo amplificado

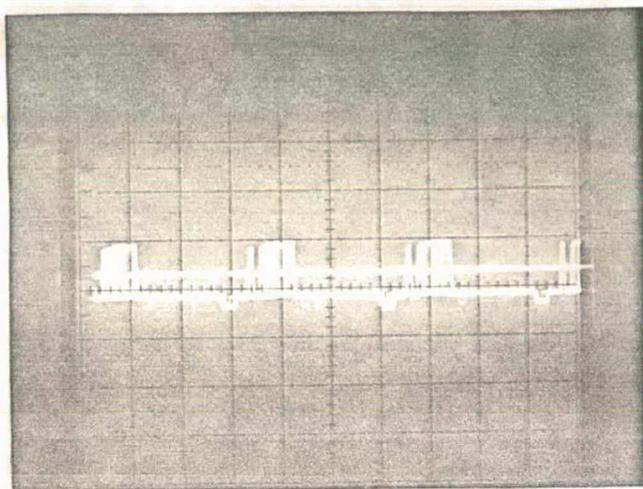
Escala vertical : 2V/DIV

Canal 2 : Nível DC de comparação do sincronismo

Escala vertical : 2V/DIV

Base de tempo : 20 μ S

A fotografia 4. acima mostra três linhas de exploração horizontal do sinal de vídeo amplificado (canal 1), juntamente com o nível DC de comparação do sincronismo (canal 2). Conforme explicado no capítulo IV, a extração dos pulsos de sincronismo composto é feita a partir do sinal de vídeo recuperado via comparação deste com uma tensão DC de referência, ajustada para a posição mediana dos pulsos de sincronismo. Em uma das entradas do comparador encontra-se presente a forma de onda superior (canal 1), e na outra um nível DC (canal 2) de aproximadamente -1,4V, conforme fotografia 4. Portanto, na saída do comparador tem-se os pulsos de sincronismo composto recuperados.



Fotografia 5. Canal 1 : Sinal de vídeo amplificado

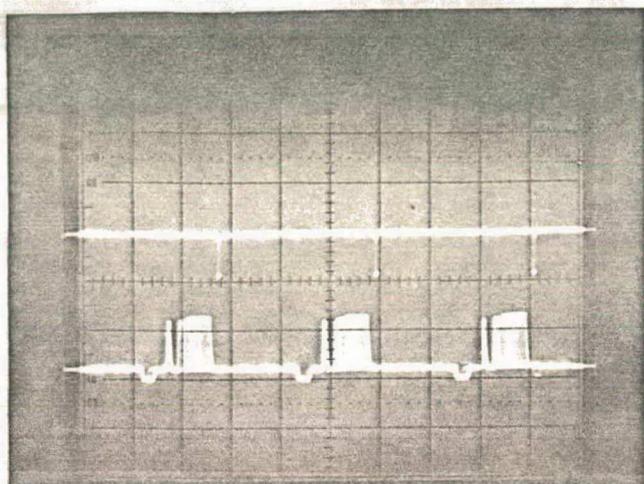
Escala vertical : 5V/DIV

Canal 2 : Nível DC de comparação do dado

Escala vertical : 5V/DIV

Base de tempo : 20 μ S/DIV

A fotografia 5. mostra três linhas de exploração horizontal do sinal de vídeo amplificado (canal 1), juntamente com o nível DC de comparação do dado (canal 2). Conforme explicado no capítulo IV, a extração dos bits de dados do carácter é feita a partir do sinal de vídeo recuperado da fita, via comparação deste com uma tensão DC de referência, ajustada para a posição mediana da informação de linha. Em uma das entradas do comparador encontra-se presente a forma de onda superior (canal 1), e na outra um nível DC (canal 2) de aproximadamente +1,7V, conforme fotografia 5. Portanto, na saída do comparador tem-se os bits de dados do carácter recuperados.



Fotografia 6. Canal 1 : Pulsos de disparo de conversão D/A

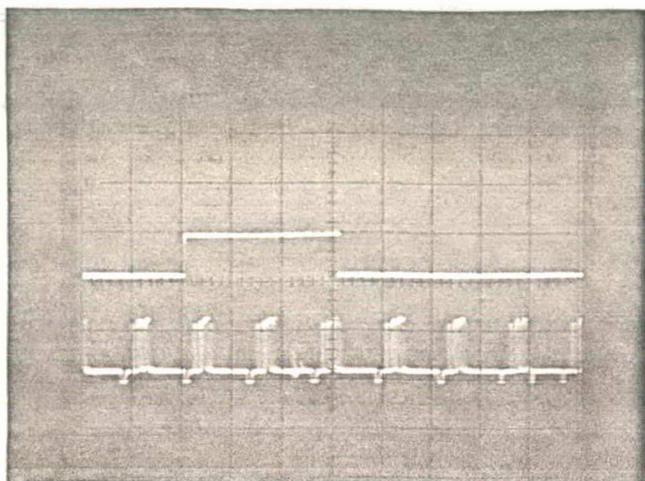
Escala vertical : 5V/DIV

Canal 2 : Sinal de vídeo amplificado

Escala vertical : 5V/DIV

Base de tempo : $20\mu\text{S}$

A fotografia 6. mostra os pulsos de disparo de conversão, em nível ativo baixo, na entrada do conversor D/A (canal 1) juntamente com o sinal de vídeo amplificado (canal 2) para três linhas de exploração horizontal. A forma de onda inferior, com a informação de linha do sinal reproduzido obedece a mesma ordem em que foi gravada, i.e., começa com o bit de "start" em nível alto, seguido dos bits de canal em nível baixo (canal 0), bits de amostragem do sinal de teste gravado e um bit de "stop" em nível baixo. Existe um pulso de disparo a cada linha horizontal, indicando que a taxa de gravação na fita fG corresponde exatamente à frequência de amostragem utilizada no sistema, por sua vez igual à frequência de exploração horizontal de 15734,26HZ. Os pulsos disparam o conversor D/A somente após a recepção do caracter inteiro, quando a informação paralela estiver disponível na entrada do conversor.



Fotografia 7. Canal 1 : Pulso de desabilitação do chaveamento

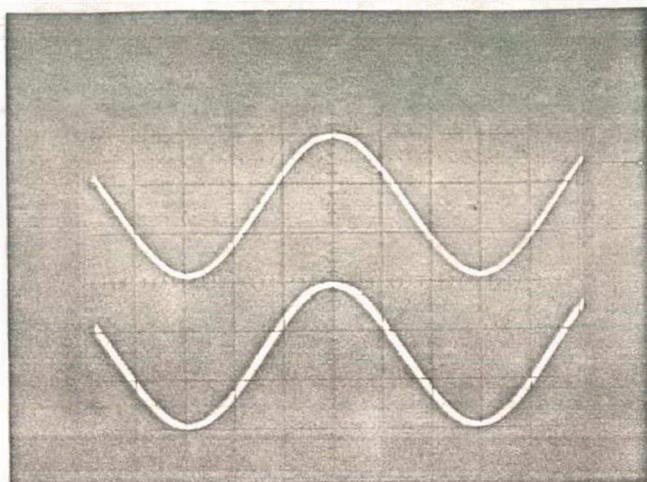
Escala vertical : 5V/DIV

Canal 2 : Sinal de vídeo amplificado

Escala vertical : 5V/DIV

Base de tempo : 50 μ S/DIV

A fotografia 7. mostra o pulso de desabilitação do chaveamento das cabeças (canal 1), juntamente com a parte final de um campo do sinal de vídeo reproduzido (canal 2). Existem seis pulsos de sincronismo horizontal seguido de três pulsos de equalização, assim como a presença do transitório de comutação entre o terceiro e quarto pulso de sincronismo horizontal, a contar da esquerda. O campo mostrado na forma de onda inferior (canal 2) corresponde exatamente àquele da fotografia 3., na qual observa-se a posição do transitório após o caracter em uma escala de sensibilidade diferente. A forma de onda superior (canal 1) atua sobre o decodificador de endereços durante a presença deste fenômeno, inibindo o envio de possíveis amostras analógicas erradas à saída do sistema, por um período de tempo equivalente à duas linhas de exploração horizontal. Esta dupla proteção é devido à possíveis flutuações do ponto de chaveamento.



Fotografia 8. Canal 1 : Sinal de teste senoidal do gerador de funções

Escala vertical : 2V/DIV

Canal 2 : Sinal de teste senoidal gravado e recuperado
do VCR

Escala vertical : 2V/DIV

Base de tempo : 0,5mS/DIV

A fotografia 8. mostra a gravação de um sinal de teste senoidal, obtido a partir de um gerador de funções (canal 1) juntamente com a sua reprodução a partir da fita de vídeo (canal 2). Escolheu-se uma frequência baixa para o sinal, aproximadamente 300HZ, de tal forma a permitir a comparação entre os sinais gravado e recuperado, pois as saídas do sistema são obtidas a partir de amplificadores tipo "sample-hold", cujas saídas caracterizam-se por níveis de tensão em forma de escada ("step"). Por isso, o traçado da forma de onda inferior mostra-se mais espesso que o da onda superior. Entretanto, visualmente, o sinal recuperado reproduz as características do sinal gravado, com respeito à amplitude e frequência. Além disso, o chaveamento das cabeças não comprometeu a forma do sinal reproduzido, apesar do efeito de retenção das amostras na saída durante a presença destes fenômenos, conforme exposto no capítulo IV.

CONCLUSÕES

O sistema desenvolvido oferece a oportunidade de se dispor de um gravador-reprodutor multicanal, que interconectado a um video-cassete comercial padrão VHS, sem qualquer modificação interna deste, permite a gravação digital contínua por um longo período de tempo (até 8 horas para velocidade de gravação no modo SLP, utilizando-se fitas T-160) de diversos sinais, continuamente, os quais posteriormente podem ser analisados e/ou processados em laboratórios ou clínicas com finalidade de pesquisa.

A escolha do VCR como meio de armazenamento da informação deve-se entre outros fatores:

- 1- Elevada capacidade de registro, aproximadamente da ordem de 3 Gbytes no modo "Standard Play" com fitas de vídeo T-160;
- 2- Gravação digital permite maior fidelidade no processo de cópia de fitas entre dois VCR's;
- 3- Custo total do sistema muito menor se comparado aos gravadores analógicos para instrumentação, uma vez que o hardware desenvolvido é constituído na sua maioria por componentes eletrônicos digitais (contadores, flip-flops, decodificadores, seletores de dados, registradores de deslocamento, etc.), os quais constituem-se em circuitos de grande uso comercial, com baixo preço no mercado em relação àqueles utilizados nos gravadores analógicos.

- 4- Manutenção nacional facilmente disponível;
- 5- As frequências associadas ao sinal de vídeo (luminância) permitem a multiplexagem de vários sinais de natureza biológica;
- 6- Facilmente adaptável ao sistema, com conexões apenas através dos terminais de entrada e saída de vídeo em faixa básica;
- 7- Simplicidade de operação por parte do usuário, uma vez que o VCR não sofre nenhuma modificação interna, as suas funções básicas não são alteradas, permitindo o mesmo funcionar como gravador de sinais de instrumentação ou de sinais de TV provenientes das estações de radiodifusão.
- 8- Elevado tempo de registro contínuo (mais de 6 horas).

Apesar do "hardware" do sistema estar implementado para utilização no barramento de expansão do PC, este último é utilizado basicamente apenas para fornecer as alimentações analógicas e procedimentos de "reset", inicialização, gravação, reprodução e identificação dos fenômenos causados pelo chaveamento das cabeças do VCR. Entretanto, isto pode ser perfeitamente realizado pela substituição do PC por um microcontrolador com microprograma dedicado para realizar estas funções, possibilitando assim tornar o sistema mais compacto e com fonte de alimentação própria. Além disso, levando-se em consideração as frequências e velocidades de operação da configuração atual do sistema, seriam necessários aproximadamente 9 "winchesters" de 100Mbytes cada um para obter-se a mesma performance de uma fita de vídeo, com relação à capacidade de registro e tempo máximo de gravação por fita.

Para uma configuração mais complexa (maior número de canais e maior largura de faixa por canal), a utilização do PC como meio de armazenamento acarreta um tempo de processamento ("software" para aquisição dos dados e gravação na memória) cada vez menor, e leva a utilização de processadores mais velozes, com ciclos de instruções mais curtos, elevando o custo total do sistema.

A adaptação do sistema a outros padrões de radiodifusão comercial existentes (SECAM, PAL-L, PAL-N, etc.), pode ser efetuada com pequenas alterações na arquitetura atual. Isto consiste na introdução de um módulo gerador de sincronismo universal, que forneça os sinais de temporização característico de um sinal de TV para cada padrão a ser utilizado, pois variam as frequências de varredura horizontal e vertical assim como o número total de linhas de exploração por quadro de imagem.

A utilização de componentes de custo mais elevado, tais como módulos de aquisição e distribuição de dados completos, reduz o tamanho final do hardware implementado, uma vez que estes realizam a própria interface analógica-digital (modo de gravação) e digital-analógica (modo de reprodução) do sistema com o meio de armazenamento e recuperação dos dados (VCR).

Qualitativamente, apesar da alta densidade de circuitos, o consumo de corrente da placa no barramento de expansão do PC não compromete a capacidade de saída ("fan out") das linhas de sinais ativados, o que permite a interface de outros dispositivos em um dos "slots" disponíveis, se necessário.

O erro de operação estática de 0,18%, relativo à plena escala, degradou a resolução máxima do conversor (12 bits) em aproximadamente 3 LSB's (7,32mV). Considerando-se este valor como limite inferior de sinal que pode ser gravado e recuperado da fita, e o limite superior de operação do

conversor (5V), a faixa dinâmica do sistema fica limitada em aproximadamente 56,7dB.

A utilização do sistema em ambientes sujeitos a intensas vibrações pode comprometer o processo de gravação e reprodução dos sinais, uma vez que trepidações não são toleráveis pelo sistema de servo dos VCR's, acarretando erros de base de tempo no sinal de vídeo [9].

O método desenvolvido de gravação e reprodução possibilita a pronta expansão do número de canais em operação, além do aumento da faixa passante dos sinais a serem gravados, se são utilizados conversores A/D e D/A mais rápidos, devido a um melhor aproveitamento do espaço útil da linha horizontal de vídeo, pois pode-se trabalhar com frequências de amostragens mais altas. Entretanto, períodos de amostragens curtos limitam o número de bits constituintes de um carácter de informação, comprometendo a utilização de códigos corretores de erros (introdução de bits de redundância) com a finalidade de aumentar a confiabilidade dos dados gravados.

Entre as tecnologias de armazenamento de dados hoje conhecidas, deve-se citar o sistema DAT (Digital Audio Tape), que fisicamente assemelha-se ao VHS (Video Home System). Ambos operam sobre o princípio de exploração helicoidal, mas com algumas diferenças no que se refere à capacidade de gravação, frequência de transferência de informações, tempo de acesso de dados, etc.[21]. Em ambos os sistemas, a procura de dados na fita é de forma sequencial, com vantagem no DAT (tempo de acesso em segundos) em virtude do tamanho menor da fita. No sistema VHS, a capacidade de armazenamento por fita é o dobro em relação ao DAT, além de maior autonomia no tempo máximo de gravação (relação 4:1) para fitas convencionais. Até a elaboração deste trabalho, a tecnologia DAT para uso doméstico não havia sido introduzida no Brasil, e apenas os modelos tipo profissional (importados) poderiam vir a ser adaptados como gravadores de instrumentação. Isto,

entretanto elevaria o custo total do sistema, além da dificuldade de manutenção nacional em relação ao VHS, cuja tecnologia já era bastante conhecida.

Com relação aos outros sistemas utilizados para a gravação e reprodução de sinais analógicos em VCR, constantes na referências [3], [16] e [17], não foi possível fazer-se avaliações com base nos resultados obtidos, pois no conteúdo destas não houve explicitamente apresentação de documentos registrados de sinais previamente gravados e posteriormente recuperados, que possibilitasse a análise dos resultados. Entretanto, levando-se em consideração ao método de gravação e reprodução desenvolvido, pode-se tecer algumas considerações :

1- Com relação ao desenvolvido por Bernstein, um aspecto que fica evidenciado é a desvantagem da gravação analógica realizada em confronto à gravação digital. Em virtude da resposta em frequência dos VCR's domésticos ser limitada, os sinais de entrada ao serem armazenados analogicamente na fita sofrem uma queda na qualidade da imagem relativo à informação contida nas frequências mais altas do sinal, além da diminuição da relação S/N a cada vez que um mesmo trecho da fita é reproduzido [15]. Já na gravação digital, este efeito é minimizado devido ao fato de que as amostras dos sinais de entrada são armazenadas na fita. Como existem apenas três níveis de amplitude (sincronismo, preto e branco) envolvidos na composição do sinal de vídeo a ser gravado, em contraste à variações contínuas da gravação analógica, as amostras dos sinais originais são muito pouco afetadas pela faixa passante do VCR e também pelo ruído, pois os circuitos digitais foram projetados especialmente para utilização em ambientes desse tipo.

2- Com relação ao desenvolvido por Smith et all., a largura de

faixa total do sistema pode ser independentemente distribuída entre os canais, o que representa uma vantagem em relação à distribuição uniforme empregada no sistema em estudo. Por outro lado, a utilização de um conversor digital-analógico para cada canal eleva o custo total do equipamento, se for desejado um aumento do número de canais, em comparação à utilização de apenas um conversor D/A, cuja saída é chaveada de acordo com o canal selecionado. Além disso, a necessidade de modificação interna no VCR para a obtenção do pulso de chaveamento das cabeças diretamente do sistema de servo, dificulta a conexão deste sistema com outras unidades de VCR.

3- Com relação ao desenvolvido por Resende et all., o truncamento realizado na transmissão da informação durante os pulsos de sincronismo vertical, onde dos doze bits procedentes da amostragem são transmitidos apenas os oito bits mais significativos, diminui a precisão do sistema. Este efeito é mais acentuado quando da gravação de apenas um canal, pois a cada campo, cerca de dez amostras deste canal serão truncadas. Além disso, a identificação do chaveamento das cabeças do VCR não está explícito nesta referência. Isto poderá requerer do usuário deste sistema um conhecimento prévio da posição da comutação se uma outra unidade de VCR for utilizada para reprodução, em comparação ao sistema aqui descrito, que dispõe de "hardware" específico para a realização desta identificação.

Como sugestões para futuros trabalhos no sentido de aumentar a versatilidade do sistema pode-se propor:

1. Utilização de amplificadores de instrumentação e filtros programáveis na entrada e saída, de forma a possibilitar o sistema trabalhar com sinais de muito baixa amplitude, característico da saída de transdutores,

assim como na escolha da faixa passante que possibilite uma melhor reconstrução dos sinais a serem gravados e reproduzidos;

2. Tentativa de utilização de outro método de gravação-reprodução, com redução do número de linhas úteis por campo a serem gravadas, de forma a evitar a gravação da informação durante o intervalo de chaveamento das cabeças;

3. Aumento do número de canais em operação com a utilização de conversores mais rápidos;

4. Aumento da largura de faixa de cada canal, com a utilização de frequências de amostragens mais altas, ou melhor distribuição da faixa total disponível de acordo com a natureza dos sinais a serem gravados, com frequências de amostragens individuais para cada canal.

5. Aumento da confiabilidade dos dados gravados, através da introdução de códigos corretores de erros durante a transmissão, face ao fenômeno dos "dropouts" característicos dos VCR's;

6. Utilização do canal de áudio do VCR com um microfone para introdução de comentários orais sobre a gravação a ser realizada, assim como facilitar o processo de identificação de um dado registro, durante a operação de leitura da fita.

7. Desenvolvimento de interface que possa ser conectada a um microcomputador, via barramento de expansão, para possibilitar a análise e processamento dos sinais gravados, a partir de algoritmos específicos, se

necessário.

8. Compactação do sistema como um todo, através da substituição do PC por um módulo inteligente que contenha fonte de alimentação e microcontrolador próprios, levando a uma diminuição final do custo e dimensões do sistema.

9. Utilização do sistema como placa genérica de aquisição de dados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Analog Devices, Integrated Circuits, vol. 1, 1984.
- [2] - Burr-Brown, Integrated Circuits, vol. 33, 1989.
- [3] - Bernstein, A. - "Analog Storage of M-Mode Echocardiograph Signals using Video Tape" - IEEE Transactions on Biomedical Engineering - vol. BME 27 - no 8 - pg. 448 a 451 - 1979.
- [4] - Carl, W. - "Commercial Video-Disk-Tape Technologies Spark Computer" - Edn - march 1980.
- [5] - Grob, B. - "Basic Television Principles and Servicing" - McGraw-Hill - Inc. - 1979.
- [6] - Jayanta, M.S. & George, E.M. - "Interface Software Development for a Digital Cartridge Tape Drive" - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement - vol. IM 32 - june 1983.
- [7] - Lee, T.D. & Papin, P.A. - "Analysis of Dropouts in Video Tape" - IEEE Transactions on Magnetics - no 6 - november 1982.
- [8] - Lenk, J. - "Videocassete Recorder" - Prentice Hall - New York - 1983.
- [9] - McGinty, G.P. - "Sistemas de Videocassete" - Editora Campus LTDA. -

1984.

- [10] - National Semiconductor Linear - 1980
- [11] - Palacios, H. - "Apuntes sobre la Teoria de la Informacion y Codigos" - USM - 1982.
- [12] - Proper, J. - "Video Cassete Recorder for Disk Backup" - Alpha Micro Systems - april 1983.
- [13] - Rodrigues, C.A. & Zanchin, C.I. & Lima, W.C. - "Gravação Digital de Sinais Analógicos utilizando VCR" - I Encontro Regional de Automação e Instrumentação - SBA - Vitória - ES - anais vol.2 - trab. CIB 10 - 9 a 12 de agosto de 1989.
- [14] - Rodrigues, C.A. & Zanchin, C.I. & Lima, W.C. - "Gravador Digital de Instrumentação para Sinais Biológicos" - XII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica - SBEB - Ribeirão Preto - SP - anais vol. 7 - 3 a 6 de setembro de 1989.
- [15] - Risnick, D.M. - "Videocassete Recorder VHS/PAL-M" - Occidental Schools - vol 1. - s/d.
- [16] - Resende, P. & Gonzalez, M.A. & Gomez, C. & Llorca, A. & Hernandez, C. & Olivares, J.L. - "Registrador Multicanal de Señales Electrofisiológicas" - III Simp. Internac. Ing. Biomed. - Madrid - octubre 1987.
- [17] - Smith, D. & Propst, R. - "Analog Recording with a Video Cassete

- Recorder" - IEEE Transactions on Biomedical Engineering - vol. BME 26
- no 3 - pg 166 a 168 - 1979.
- [18] - Signetics TTL Data - 1986.
- [19] - Tugan, D. & Tugal, O. - "Data Transmition" - McGraw Hill - New York -
1982.
- [20] - Toshitada Doi et all. - "On Several Standards for converting PCM
Signals into Video Signals" - Journal of the Audio Engineering Society
- vol. 26 - no 9 - september 1978.
- [21] - IEEE Spectrum - "Digital Audio Tape for Data Storage" - October -
1989.