

01170

8  
20j



**DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO**

**Facultad de Ingeniería**

**DISEÑO Y REALIZACION DE UN SISTEMA PARA GRABA-  
CION MAGNETICA DIGITAL DE SEÑALES  
BIO - ELECTRICAS**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

**MARCO ANTONIO TORRES PEREZ**

**T E S I S**

**Presentada a la División de Estudios de  
Posgrado de la  
Facultad de Ingeniería  
de la  
Universidad Nacional Autónoma de México**

**Como requisito para obtener  
el Grado de  
Maestro en Ingeniería  
( Eléctrica )**

**Ciudad Universitaria**

**Septiembre 1992**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

<u>INTRODUCCION.</u>	VII
<u>1 SEÑALES BIOELECTRICAS.</u>	1
1.1 EL "SISTEMA" HUMANO.	1
1.2 FUENTES DE POTENCIALES BIOELECTRICOS.	4
1.2.1 Potenciales de reposo y acción.	6
1.2.2 Propagación de los potenciales de acción.	7
1.3 LOS POTENCIALES BIOELECTRICOS.	8
1.4 APLICACIONES BIO-MEDICAS.	8
1.4.1 Sistemas cardio-vasculares.	8
1.4.2 Sistemas respiratorios.	14
1.4.3 Cantidades físicas.	14
REFERENCIAS.	15
<u>2 GRABACION MAGNETICA.</u>	16
2.1 CARACTERISTICAS DE LA GRABACION MAGNETICA.	16
2.1.1 Propiedades de un imán permanente.	16
2.1.2 Procesos básicos en grabación magnética.	18
2.1.3 Configuraciones del medio.	19
2.1.4 Configuraciones de cabezas.	20
2.1.5 Grabación de señales.	21
2.2 SISTEMAS DE GRABACION MAGNETICA.	22
2.2.1 Evolución de los sistemas de grabación magnética.	23
2.2.2 Sistemas de almacenamiento de datos.	27
2.2.2.1 Discos rígidos.	27
2.2.2.2 Discos flexibles.	27

2.2.2.3	Unidades de cinta.	29
2.2.3	Sistemas de grabación de imagenes.	31
2.2.3.1	Grabación de imagenes en F.M..	31
2.2.3.2	Grabación digital de video.	32
2.2.4	Sistemas de grabación de audio.	32
2.2.4.1	Grabación de audio analógica lineal.	32
2.2.4.2	Grabación digital de audio.	34
2.2.5	Comparación de Sistemas existentes.	35
2.3	LIMITANTES PRACTICAS (CAUSAS DE ERROR).	36
2.3.1	Errores en el SISTEMA:	37
2.3.1.1	Ruido.	37
2.3.1.1.1	Ruido Electrónico.	38
2.3.1.1.2	Ruido de la cabeza.	39
2.3.1.1.3	Ruido aditivo del medio.	39
2.3.1.1.4	Ruido multiplicativo (o modulación).	50
2.3.1.2	Interferencia.	51
2.3.1.2.1	Inducción de pistas adyacentes (Crosstalk).	52
2.3.1.2.2	Borrado incompleto.	53
2.3.1.2.3	Falso registro.	54
2.3.1.3	Variaciones en el sistema de transporte (Jitter).	55
2.3.2	Errores del medio magnético.	56
2.4	TECNICAS DE DETECCION Y CORRECCION DE ERRORES.	57
2.4.1	Detección de Errores.	57
2.4.1.1	Repetición de datos.	58
2.4.1.2	Paridad de un bit.	59
2.4.1.3	Código de Verificación de Redundancia Cíclica (CRC).	60
2.4.2	Corrección de errores.	65
2.4.2.1	Códigos de Bloque.	66
2.4.2.2	Códigos Convolucionales.	74

2.4.2.3	Entrelazado.	75
2.4.2.4	Código de Entrelazado Cruzado.	76
2.4.3	Encubrimiento de errores.	78
2.4.3.1	Interpolación.	78
2.4.3.2	Enmudecimiento (Muting).	78
REFERENCIAS.		78
3	<u>PROPUESTA DE UN SISTEMA DE GRABACION DE SEÑALES.</u>	80
3.1	REQUISITOS A CUMPLIR.	80
3.1.1	¿ Digital o Analógico ?	81
3.2	SELECCION DE UN SISTEMA DE GRABACION.	82
3.3	CARACTERISTICAS DEL SISTEMA PROPUESTO.	84
3.3.1	Diagrama a bloques.	86
REFERENCIAS.		86
4	<u>DISEÑO DEL SISTEMA.</u>	88
4.1	LA SEÑAL DE VIDEO.	88
4.1.1	El sistema de televisión.	88
4.1.2	La señal de video compuesta.	89
4.1.2.1	Niveles de voltaje.	98
4.1.2.2	Ajuste de frecuencias en T.V. color.	98
4.1.2.3	Tiempo disponible para Datos.	99
4.1.3	El generador de sincronía.	100
4.2	LOGICA Y CONTROL.	106
4.2.1	Microcontrolador.	108
4.2.2	Mapa de direcciones.	113
4.2.3	Decodificador de direcciones.	114

<b>4.3</b>	<b>ADQUISICION DE DATOS.</b>	114
4.3.1	<i>Multiplexor.</i>	116
4.3.2	<i>Convertidor A/D.</i>	116
<b>4.4</b>	<b>CODIFICACION DE LA INFORMACION.</b>	122
4.4.1	<i>Formato de Datos.</i>	123
4.4.2	<i>Entrelazado.</i>	126
4.4.2.1	<i>RAM.</i>	126
4.4.3	<i>CRC.</i>	129
<b>4.5</b>	<b>GRABACION DE LA INFORMACION.</b>	130
4.5.1	<i>La señal de video-datos.</i>	131
<b>4.6</b>	<b>RECUPERACION DE LA INFORMACION.</b>	132
4.6.1	<i>Separador de sincronía.</i>	133
4.6.2	<i>Generador del reloj de recepción.</i>	133
4.6.3	<i>Separador de datos.</i>	138
<b>4.7</b>	<b>DECODIFICACION DE LOS DATOS</b>	139
4.7.1	<i>Desentrelazado.</i>	139
4.7.1.1	<i>RAM.</i>	139
4.7.2	<i>Detección y corrección de errores.</i>	139
4.7.2.1	<i>CRC.</i>	139
4.7.2.2	<i>Interpolación.</i>	140
<b>4.8</b>	<b>TRANSFERENCIA DE DATOS A LA PC.</b>	140
4.8.1	<i>Puerto paralelo.</i>	141
<b>4.9</b>	<b>FACILIDADES ADICIONALES.</b>	145
4.9.1	<i>Despliegue.</i>	145
4.9.2	<i>Teclado.</i>	149
4.9.3	<i>Reloj de tiempo real.</i>	151
4.9.3.1	<i>Programación del RTC.</i>	152
4.9.3.2	<i>Lectura del RTC.</i>	152
4.9.4	<i>Control de la VCR.</i>	156

4.10	TEORIA DE OPERACION.	157
4.10.1	Configuración.	157
4.10.2	Pruebas de confiabilidad.	158
4.10.3	Inicialización.	158
4.10.4	Modos de Operación.	159
4.10.4.1	Normal.	159
4.10.4.2	Programación del Reloj.	160
4.10.4.3	Grabación de datos.	160
4.10.4.4	Pausa.	163
4.10.4.5	Recuperación de datos.	163
4.10.4.6	Prueba.	164
	REFERENCIAS.	165
5	<u>REALIZACION.</u>	169
5.1	CONSIDERACIONES GENERALES.	169
5.2	CIRCUITO IMPRESO.	170
5.3	LISTA DE PARTES.	171
5.4	PRUEBAS OPERATIVAS.	174
5.5	CALIBRACION.	180
	REFERENCIAS.	182
6	<u>VALIDACION Y PRUEBAS DEL SISTEMA.</u>	183
6.1	PRUEBA DE CINTAS DE VIDEO.	183
6.1.1	"Dropouts".	183
6.1.2	Relación Señal a Ruido.	184
6.1.3	Respuesta en frecuencia.	185
6.1.4	Repetición de reproducciones.	187

6.1.5 Rendimiento de Audio.	187
6.2 SELECCION DE LA CINTA.	187
6.3 OPERACION SIN CORRECCION DE ERRORES.	188
6.4 OPERACION CON CORRECCION DE ERRORES.	189
REFERENCIAS.	189
7 <u>CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.</u>	190
7.1 CUMPLIMIENTO DE OBJETIVOS.	190
7.2 COMPARACION CON SISTEMAS SIMILARES.	191
7.3 APLICACIONES.	192
7.3.1 Grabación de señales bio-eléctricas.	192
7.3.2 Grabación de señales de voz.	193
7.3.3 Respaldo de disco duro de PC.	193
7.3.4 Monitoreo de línea eléctrica o de comunicaciones.	194
7.4 PERSPECTIVAS DE DESARROLLO.	194
- <u>APENDICES.</u>	
A - Teoría de operación de una videgrabadora.	196
B - Puerto paralelo bidireccional en la PC.	200

## INTRODUCCION.

El análisis de señales bioeléctricas, generalmente se realiza durante largos períodos de tiempo (por ejemplo durante una noche de sueño), lo que da por resultado que se generen grandes volúmenes de información, los cuales deben ser analizados posteriormente; se requiere por tanto un medio de almacenamiento capaz de manejar tales cantidades de datos en una forma eficiente. El presente trabajo desarrolla un sistema que permite emplear una videograbadora convencional para realizar tal función en una forma más eficiente que los sistemas comerciales disponibles. Este sistema permite realizar pruebas de la calidad de la cinta antes de grabar cualquier información, y con ello garantizar la integridad de los datos; la operación entera del sistema (incluyendo la videograbadora) es totalmente automática. Para facilitar el análisis de la información almacenada, puede hacerse una recuperación selectiva de la misma para obtener sólo aquella que sea relevante para el investigador.

El trabajo esta dividido en siete capítulos; en el primero se analizan las características de las señales bio-eléctricas con el fin de delimitar los alcances del proyecto. El capítulo segundo explora el universo de los sistemas de grabación magnética, para conocer las ventajas particulares de cada uno, que permitan elegir los elementos necesarios para que el sistema pueda funcionar con una alta confiabilidad de los datos, y un mínimo de errores no corregidos; a este respecto, al final del capítulo 2 se analizan las fuentes de error conocidas en sistemas de almacenamiento magnético y las técnicas empleadas para minimizar los efectos que estos producen.

Conocidas las características de las señales a almacenar y las de los medios de grabación, en el capítulo tercero se establecen los requisitos que debe cumplir el sistema, y se analiza brevemente la conveniencia de desarrollar una solución completa, o bien optar por algo disponible en el mercado. De esta disertación, se concluye que desarrollar un sistema ofrece mayores ventajas, y por tanto se prosigue a la definición de los elementos que debe contener, presentandolos finalmente en un diagrama de bloques.

A partir del capítulo 4 se inicia el desarrollo del sistema propuesto, analizando en cada caso varias alternativas para resolver un bloque particular, siempre con la mente puesta en una solución equilibrada entre costo y rendimiento. Se presentan en forma detallada los diagramas y el proceso de diseño para cada etapa. Finaliza el capítulo con una descripción detallada de la teoría de operación del sistema completo, haciendo énfasis en el software que aprovecha la arquitectura desarrollada.

En el capítulo 5 se describe el proceso seguido para llevar a la implementación física los circuitos diseñados. Se contemplan una serie de pruebas realizadas durante la construcción del sistema para asegurar la operación de cada etapa.

Contando con un sistema completo y funcional, el capítulo 6 proporciona los resultados obtenidos de las diversas pruebas a las que este fué sometido, destacando las ventajas que ofrece, tal como operación automática y recuperación selectiva.

Las conclusiones, aplicaciones y perspectivas de desarrollo del sistema son presentadas en el capítulo 7, mencionándose el status actual y lo que, en primera instancia debería hacerse para explotar dichas aplicaciones o desarrollar otras.

El carácter de este trabajo es eminentemente práctico; aún cuando se establecen sólidos planteamientos teóricos para respaldar cada tema, su orientación es la obtención de resultados, planteándose como objetivo principal la realización de un sistema totalmente automático para la grabación de señales a un costo mucho menor que el de los sistemas comerciales similares, y con valores agregados como: diversidad de aplicaciones, compatibilidad con cualquier videograbadora y computadora personal, posibilidad de expansiones futuras, etc.

SEÑALES BIOELECTRICAS.

Con el objetivo de delimitar el campo de acción (principalmente en el dominio frecuencial) del sistema a desarrollar, en el presente capítulo se estudian los principios fundamentales de la generación de señales eléctricas en el cuerpo humano, para posteriormente analizar algunas aplicaciones biomédicas y las características de las señales asociadas con ellas.

### 1.1 EL "SISTEMA" HUMANO.

Un ejercicio clásico en ingeniería involucra la medición de las salidas de una "caja negra" desconocida y como son afectadas por varias combinaciones de entradas. El objetivo es conocer la naturaleza y características de la caja. La tarea no es fácil, ya que la *caja*, también denominada "sistema" puede tener una variedad de configuraciones para una combinación conocida de entradas y salidas. El producto final de tal ejercicio es, por lo general un conjunto de ecuaciones entrada-salida que pretenden definir las funciones internas de la *caja*.

Una de las *cajas negras* más complejas que se puede concebir es un organismo viviente, y particularmente un ser humano. Dentro de ésta pueden encontrarse sistemas eléctricos, mecánicos, acústicos, térmicos, químicos, etc. todos interactuando entre si. También contiene una poderosa "computadora", varios tipos de sistemas de comunicación, y una gran variedad de sistemas de control. Para complicar aún más la

situación, tras intentar medir las entradas y salidas, un ingeniero pronto aprenderá que ninguna de las relaciones entrada-salida es determinística. Esto es, la aplicación repetida de un conjunto dado de valores de entrada no siempre producirá los mismos valores de salida. De hecho, muchas de las salidas pueden tener una amplia gama de respuestas para las mismas entradas, dependiendo de algunas condiciones en apariencia irrelevantes, mientras que otras parecen ser totalmente aleatorias y no relacionadas con ninguna de las entradas.

La *caja negra* viviente presenta también otros problemas. Muchas de las variables importantes a medir no son accesibles a los dispositivos de medición. El resultado es que algunas relaciones clave no pueden ser determinadas o deben emplearse mediciones alternas menos exactas.

Debido a los problemas especiales que se encuentran al obtener información de organismos vivientes, especialmente humanos, y debido a la gran cantidad de interacción entre el sistema de instrumentación y el sujeto de la medición, es esencial que la persona bajo análisis sea considerada parte integral del sistema de instrumentación. En otras palabras, para obtener datos fehacientes de la *caja negra* las características internas de la misma deben ser consideradas en el diseño y aplicación de cualquier instrumento de medición. En consecuencia, el sistema como un todo, el cual incluye tanto al humano como a la instrumentación requerida para realizar la medición, es llamado el *sistema hombre-instrumento*. Un diagrama a bloques del mismo se muestra en la fig. 1-1.

Los componentes del sistema se describen a continuación:

- *El objeto.*- El humano en el que se realizarán las mediciones.

- *Estímulo.*- En muchas mediciones se requiere la respuesta a un estímulo externo. El estímulo puede ser visual (luz), auditivo (sonido), táctil (presión en un punto dado), o estimulación eléctrica directa en alguna parte del sistema nervioso.

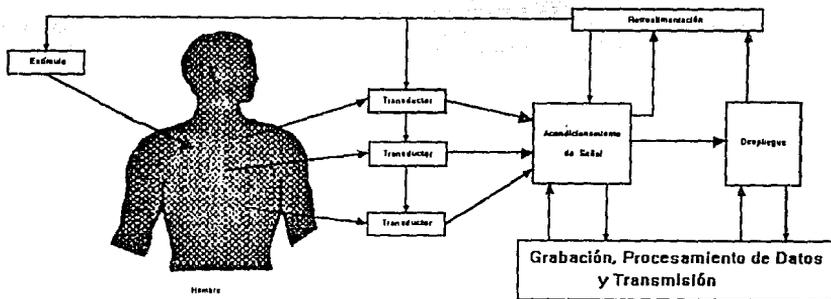


fig. 1-1 El sistema hombre-instrumento.

- *Transductor.*- Un dispositivo que proporciona una señal eléctrica análoga al fenómeno bajo observación. El transductor puede medir presión, temperatura, flujo, o cualquier otra variable que pueda encontrarse en el cuerpo humano, pero su salida siempre es una señal eléctrica.

*Acondicionamiento de señal.*- La parte del sistema que amplifica, modifica, o en alguna forma cambia la salida eléctrica del transductor para satisfacer las características del sistema y preparar las señales para la operación de despliegue o almacenamiento.

*Despliegue.*- Para tener un significado, la salida eléctrica del sub-sistema de acondicionamiento de señal debe convertirse a un formato que pueda ser percibido por los sentidos del hombre y que además pueda llevar la información obtenida de la medición en forma comprensible. El despliegue puede lograrse en una pantalla de video, impresión en papel, etc..

*Almacenamiento, procesamiento de datos y transmisión.*- En ocasiones es necesario, o al menos deseable, almacenar la información para un uso posterior y/o para transmitirla a otra localidad. El equipo para estas funciones es comunmente una parte vital del sistema hombre-instrumento. De igual manera, donde se requiere almacenamiento o procesamiento de datos, una computadora puede ser parte del sistema de instrumentación.

*Dispositivos de control.*- Cuando se requiere tener un control automático de los estímulos, transductores, etc. se incorpora un sub-sistema de control, el cual usualmente consiste de una retroalimentación de parte de la señal de salida del bloque de acondicionamiento o despliegue para controlar la operación del sistema de alguna manera.<sup>1</sup>

## 1.2 FUENTES DE POTENCIALES BIO-ELECTRICOS.

Para realizar su trabajo, algunos sistemas del cuerpo generan sus propias señales de monitoreo, las cuales transportan información útil acerca de las funciones que representan. Estas señales son los potenciales bio-eléctricos asociados con la conducción nerviosa, actividad cerebral, pulsaciones cardiacas,

actividad muscular, y otros más. Los potenciales bioeléctricos son realmente voltajes iónicos producidos como resultado de la actividad electroquímica de ciertos tipos especiales de células. Mediante el uso de transductores capaces de convertir los potenciales iónicos en voltajes eléctricos, estas señales de monitoreo naturales pueden ser medidas y el resultado desplegado en una forma significativa para ayudar al médico en el diagnóstico y tratamiento de enfermedades.

La idea de la electricidad generada en el cuerpo se remonta al siglo XVIII.

En 1775 Franz Mesmer anunció que había descubierto una fuerza que él llamó "magnetismo animal". El concepto de Mesmer de una misteriosa fuerza que trabajaba dentro de los animales y humanos fue ridiculizada por sus contemporáneos. Pronto se vio forzado a abandonar la práctica médica.

Sin embargo, sólo 16 años después, en 1791, Luigi Galvani hizo una observación sorprendente. Una sutura eléctrica accidentalmente tocó las piernas disecadas de una rana y estas temblaron violentamente. Galvani declaró que ello se debía a una misteriosa fuerza trabajando en el interior de los humanos y los animales, tal como proclamó Meisner. Galvani llamó a esta fuerza "electricidad animal". El proceso por el cual funciona la electricidad animal ha sido llamado *galvanismo* o *reacción galvanica*. Con la invención del galvanómetro, esta nueva fuerza pudo cuantificarse.

Conforme avanzó la tecnología, el tubo de vacío (bulbo) finalmente permitió observar, clasificar y analizar los potenciales bioeléctricos de magnitudes muy pequeñas. Con la tecnología actual (1992) es factible realizar estudios más profundos concernientes al comportamiento eléctrico del cuerpo humano.<sup>2</sup>

### 1.2.1 Potenciales de reposo y acción.

Ciertos tipos de células dentro del cuerpo, tales como las células nerviosas y musculares, están envueltas en una membrana semipermeable que permite que algunas sustancias pasen a través de ella, mientras otras son mantenidas fuera de la célula.

Alrededor de las células se encuentran los fluidos del cuerpo. Estos fluidos son soluciones conductoras que contienen átomos cargados, conocidos como iones. Los principales son el sodio ( $\text{Na}^+$ ), potasio ( $\text{K}^+$ ), y cloro ( $\text{Cl}^-$ ). La membrana de las células excitables permite fácilmente la entrada de los iones de cloro y potasio, pero bloquea a los iones de sodio. Puesto que los diversos iones buscan un balance entre el interior y el exterior de la célula, ambos de acuerdo a la concentración y carga eléctrica, la imposibilidad del sodio de penetrar la membrana produce dos condiciones. Primera, la concentración de iones de sodio en el interior de la célula es mucho menor que el flujo intercelular en el exterior. Como los iones de sodio son positivos, esto hace que el lado externo de la célula sea más positivo que el interno. Segunda, en un intento por balancear la carga eléctrica, iones adicionales de potasio, que también son positivos, entran en la célula, causando una mayor concentración de potasio en el interior con respecto al exterior. Este balance de carga no puede alcanzarse, sin embargo, debido al desbalance en la concentración de iones de potasio. El equilibrio se alcanza con una diferencia de potencial sobre la membrana, negativa en el interior y positiva en el exterior.

Este potencial de la membrana es llamado *potencial de reposo* de la célula y es mantenido hasta que algún disturbio rompe el equilibrio. Como la medición del potencial de la membrana se realiza generalmente del interior de la célula con respecto a los fluidos del cuerpo, el potencial de reposo es negativo, y tiene un valor entre  $-60\text{mV}$  y  $-100\text{mV}$ .

Cuando una sección de la membrana celular es excitada por el flujo de corriente iónica o por alguna forma de energía aplicada externamente, cambia sus características y permite la entrada de algunos iones de sodio, lo cual constituye un flujo de corriente iónica que fomenta la reducción de la barrera de la membrana hacia los iones de sodio. El resultado neto es un efecto de avalancha en el cual los iones de sodio literalmente corren hacia el interior de la célula para intentar alcanzar el balance con los iones externos. Al mismo tiempo los iones de potasio, los cuales estaban en mayor concentración dentro de la célula durante el estado de reposo, intentan abandonarla pero no pueden moverse tan rápido como los iones de sodio. Como resultado de ello, la célula tiene un potencial ligeramente positivo en el interior debido al desbalance de los iones de potasio. Este potencial es conocido como el *potencial de acción* y es aproximadamente de +20mV. Una célula que ha sido excitada y que despliega un potencial de acción se dice que esta *despolarizada*; el proceso de cambio del estado de reposo al de potencial de acción se llama por eso *despolarización*.

Una vez que la carrera de los iones de sodio a través de la membrana celular ha cesado (se alcanza un nuevo estado de equilibrio), las corrientes iónicas que redujeron la barrera a los iones de sodio no existen más y la membrana regresa a su condición original semipermeable.

### 1.2.2 Propagación de los potenciales de acción.

Cuando una célula es excitada y genera un potencial de acción, las corrientes iónicas empiezan a fluir. Este proceso puede excitar a las células vecinas o áreas adyacentes de la misma célula. En el caso de una célula nerviosa con una fibra larga, el potencial de acción se genera sobre un segmento muy pequeño de la fibra, pero es propagado en ambas direcciones desde el punto de excitación original.

### 1.3 LOS POTENCIALES BIO-ELECTRICOS.

Para medir los potenciales bio-eléctricos se requiere un transductor capaz de convertir los potenciales y corrientes iónicas en potenciales y corrientes eléctricas. Tal transductor consiste de dos *electrodos*, los cuales miden la diferencia de potencial iónico entre sus respectivos puntos de aplicación.

Aunque la medición de potenciales de acción individuales puede hacerse en algunos tipos de células, tales mediciones son problemáticas porque requieren la colocación exacta de un electrodo en el interior de la célula. La forma más común de medir biopotenciales es el efecto combinado de un gran número de potenciales de acción conforme estos aparecen en la superficie del cuerpo, o en uno o más electrodos insertados en un músculo, nervio, o alguna parte del cerebro.

El proceso exacto por el cual estos potenciales alcanzan la superficie del cuerpo es desconocido, sin embargo, es posible medirlos como patrones específicos de señales bioeléctricas que han sido estudiadas extensamente y pueden ser bien definidas.<sup>1</sup>

### 1.4 APLICACIONES BIO-MEDICAS.

#### 1.4.1 *Sistemas cardio-vasculares.*

##### *ELECTROCARDIOGRAMA (ECG).*

Los biopotenciales generados por los músculos del corazón resultan en un *electrocardiograma*, abreviado ECG (algunas veces EKG, del alemán *elektrokardiogram*).

Frecuencia: 0.05 a 1,000 Hz (0.05 a 100 Hz adecuado).

Voltaje: 10  $\mu$ V a 5 mV

*ELECTROENCEFALOGRAMA (EEG).*

La representación de los potenciales bioeléctricos generados por la actividad neuronal del cerebro se llama electroencefalograma, abreviado EEG. El EEG tiene un patrón muy complejo mucho más difícil de reconocer que el ECG. Un ejemplo típico de EEG se muestra en la fig. 1-2.

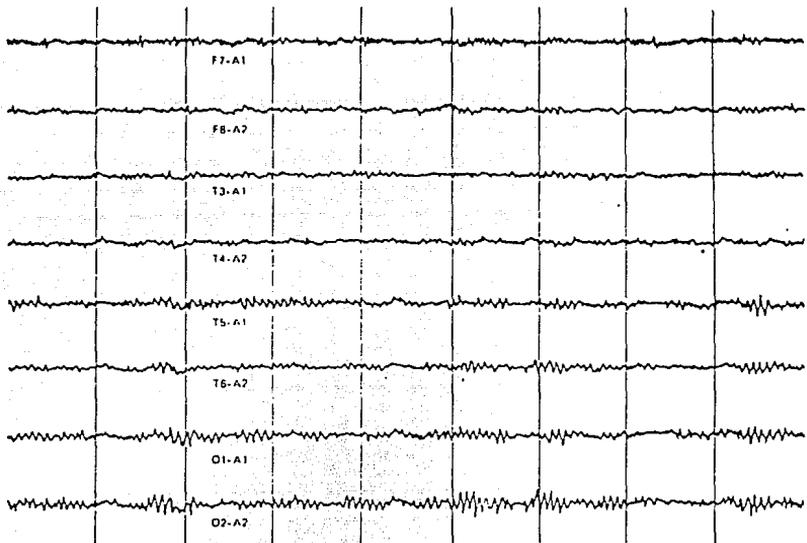


fig. 1-2 Electroencefalograma humano típico.

Los potenciales del EEG, medidos en la superficie del cuero cabelludo, realmente representan el efecto combinado de los potenciales neuronales sobre una región muy amplia de la corteza y varios puntos inferiores. Hay, sin embargo, ciertas formas de onda características que pueden ser relacionadas a ataques epilépticos y sueño. Las formas de onda asociadas con las diferentes etapas del sueño se muestran en la fig. 1-3. Una persona alerta, despabilada, usualmente despliega un EEG de alta frecuencia desincronizada. Una persona soñolienta, particularmente con los ojos cerrados, seguido produce una gran cantidad de actividad rítmica en la gama de 8 a 13 Hz. Conforme la persona empieza a dormirse, la amplitud de la forma de onda decrece; y en sueño ligero, emerge una forma de onda de gran amplitud y baja frecuencia. El sueño profundo generalmente resulta en formas de onda de menor frecuencia y mayor amplitud. En ciertos momentos, sin embargo, una persona, aún dormida, salta hacia un patrón de alta frecuencia desincronizado por un tiempo y luego regresa al patrón de sueño de baja frecuencia. El período de alta frecuencia que ocurre durante el sueño es llamado *sueño paradójico*, porque el EEG se parece más al de una persona despierta y alerta que al de una durmiendo. Otro nombre es sueño de *movimiento rápido de ojos* (REM por sus siglas en inglés), debido a que asociado con el patrón de alta frecuencia hay una gran cantidad de movimientos de los ojos debajo de los párpados. Este fenómeno se asocia con los sueños, aunque no se ha demostrado en forma concluyente.

Algunos experimentos han demostrado que la frecuencia del EEG parece ser afectada por la actividad mental de la persona.

Las diversas gamas de frecuencia del EEG han sido arbitrariamente designadas con letras griegas puesto que la frecuencia es el parámetro más prominente en un EEG. La mayoría de los especialistas en el área clasifican las bandas de frecuencia del EEG como sigue:

Abajo de 3 1/2 Hz	delta
De 3 1/2 hasta cerca de 8 Hz	teta
Desde cerca de 8 hasta cerca de 13 Hz	alfa
Arriba de 13 Hz	beta

Frecuencia: 0.1 a 100 Hz.

Voltaje: 2 a 200  $\mu$ V.

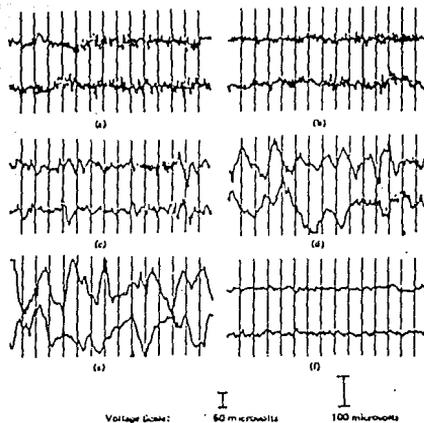


fig. 1-3 Patrones de EEG típicos.

#### ELECTROMIOGRAMA (EMG).

Los potenciales bioeléctricos asociados con la actividad muscular constituyen el *electromiograma*, abreviado EMG.

Frecuencia: 5 a 2,000 Hz.

Voltaje: 20 a 5,000  $\mu$ V.

*ELECTRORETINOGRAMA (ERG).*

Un registro del patrón complejo de potenciales bioeléctricos obtenidos de la retina del ojo. Es usualmente una respuesta a estímulos visuales.

Frecuencia: 0.01 a 200 Hz.

Voltaje: 0.5  $\mu$ V a 1 mV.

*ELECTRO-OCULOGRAMA (EOG).*

Una medición de las variaciones en el potencial corneo-retinal y como es afectado por la posición y movimiento del ojo.

Frecuencia: cd a 100 Hz.

Voltaje: 10 a 3,500  $\mu$ V.

*ELECTROGASTOGRAMA (EGG).*

Los patrones del EMG asociados con los movimientos peristálticos del tracto gastrointestinal.

Frecuencia: cd a 1 Hz.

Voltaje: 0 a 80 mV.

*PULSACIONES CARDIACAS.*

25 a 600 pulsaciones por minuto.

Tasa normal humana 60 a 90 x min.

**PRESION SANGUINEA.**

*Arterial directa*

Frecuencia: cd a 200 Hz (cd a 60 Hz adecuada).

*Derivativa  $dp/dt$*

Frecuencia: cd a 200 Hz. (cd a 60 Hz adecuada).

*Arterial indirecta*

Transductor de presión: cd a 5 Hz

Micrófono: 10 a 100 Hz.

*Venosa directa*

Frecuencia: cd a 40 Hz.

**FLUJO SANGUINEO, AORTICO O VENOSO.**

Tasa: 0 a 300 mL/s.

Frecuencia: 0 a 100 Hz.

**SALIDA CARDIACA (flujo de sangre).**

Frecuencia: 0 a 60 Hz. (0 a 5 Hz adecuado).

**FONOCARDIOGRAMA (sonidos cardiacos).**

Frecuencia: 16 a 2,000 Hz.

**BALISTOCARDIOGRAMA (BCG).**

Frecuencia cd a 40 Hz.

**REOCARDIOGRAMA.**

Frecuencia: cd a 60 Hz.

1.4.2 *Sistemas respiratorios.*

*ESPIROGRAMA.*

Frecuencia: cd a 50 Hz.

*PNEUMOTACOGRAMA (tasa de flujo respiratorio).*

Frecuencia: cd a 50 Hz.

*VOLUMEN DE RESPIRACION.*

Frecuencia: cd a 5 Hz.

Adulto humano: 600 mL/respiración

*GASES PULMONARES.*

Frecuencia: cd a 5 Hz.

*GASES DISUELTOS EN LA SANGRE Y PH.*

Frecuencia: cd a 5 Hz.

1.4.3 *Cantidades físicas.*

*TEMPERATURA.*

Frecuencia: cd a 1 Hz.

*CONTRACCION ISOTONICA DE LOS MUSCULOS.*

Frecuencia: cd a 10 Hz.

**TOCOGRAMA.**

Frecuencia: cd a 5 Hz.

**PLETISMOGRAMA.**

Frecuencia: cd a 30 Hz.

**REFERENCIAS.**

[ 1 ] INTRODUCTION TO BIOMEDICAL ELECTRONICS

Joseph Dubovy

Mc GRAW HILL, 1978

[ 2 ] BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS

leslie Cromwell, Fred J. Weibell, Erich A. Pfeiffer,

Leo B. Usselman

PRENTICE HALL, 1973

- ELECTRONIC MEASUREMENTS IN MEDICINE

Ray Fish

RADIO-ELECTRONICS VOL. 55 No. 9, sept. 1984

- EEG ANALYSIS: THEORY AND PRACTICE

Fernando Lopes da Silva

## GRABACION MAGNETICA.

El mundo de la grabación magnética evoluciona continuamente, hacia mayores densidades, velocidades más rápidas, sistemas más pequeños, etc.. Para hacer una elección adecuada de que elementos debe contemplar el sistema a desarrollar, deben conocerse las características generales de los principales medios de grabación magnética, así como las ventajas que ofrecen cada uno de ellos, por tal razón, en este capítulo se proporciona una revisión de los principios de la grabación magnética e introduce algunos de los términos más frecuentemente usados. También da una indicación de la variedad de configuraciones y aplicaciones encontradas en ese campo, y esboza las causas principales de errores en los sistemas de grabación y/o reproducción, y algunas técnicas para evitarlos y, en su caso, corregirlos.

### 2.1 CARACTERISTICAS DE LA GRABACION MAGNETICA.

#### 2.1.1 *Propiedades de un imán permanente.*

Un imán permanente esta compuesto de un material ferromagnético que tiene la propiedad de permanecer magnetizado en una dirección dada después de que el campo que creó dicha magnetización es removido. Esta propiedad es desplegada por una curva de histéresis, la cual se muestra en la fig. 2-1a, en la cual la magnetización  $M$  se grafica contra el campo aplicado  $H$ . La magnetización no es función única del campo sino que depende de la dirección y magnitud de campos aplicados previamente. Hay

dos parámetros importantes en la gráfica: primero, la magnetización remanente  $M_r$ , que es la magnetización que permanece después de que se remueve el campo; segundo, la coercitividad  $H_c$ , el campo inverso que se requiere para reducir la magnetización a cero. La magnetización remanente indica hasta que punto el imán permanecerá magnetizado después de que sea removido el campo; la coercitividad indica la resistencia del imán a ser desmagnetizado. El producto  $M_r H_c$  indica la intensidad del imán.

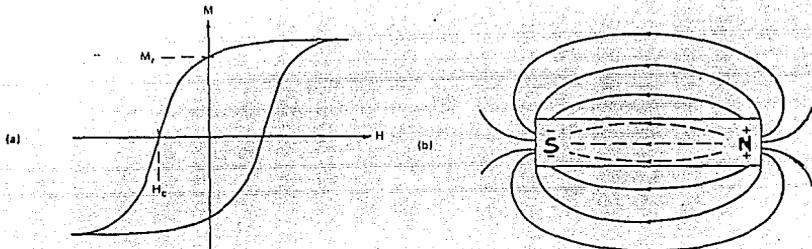


fig. 2-1 Propiedades básicas de un imán permanente.

Los campos internos y externos de un imán de barra se bosquejan en la fig. 2-1b. Suponiendo que la magnetización en la barra es aproximadamente uniforme, los polos magnéticos son polos superficiales en las caras izquierda y derecha. El campo se dirige del polo norte al sur. La parte del campo que se situa dentro de la barra se opone a la magnetización y constituye un campo desmagnetizante  $H_d$ . Mientras la intensidad de éste campo se aproxima a la de la coercitividad (no puede excederla), progresivamente ocurren mayores pérdidas en la magnetización remanente.

### 2.1.2 Procesos básicos en grabación magnética.

En principio, un medio de grabación magnética consiste de un imán permanente configurado de tal manera que pueda formar un patrón de magnetización remanente a lo largo de una pista, o conjunto de pistas, definidas en su superficie. La grabación (o escritura) se realiza produciendo movimiento relativo entre el medio y un transductor de grabación. Un ejemplo para una pista se muestra en la fig. 2-2a. El medio esta en forma de una capa magnética soportada en un substrato no-magnético. El transductor, o cabeza de grabación es un electroimán en forma de anillo con un espacio ("gap") en la superficie que hace contacto con el medio. Cuando la cabeza se alimenta con una corriente que representa la señal a grabar, el campo en el "gap" magnetiza el medio como se muestra en la fig. 2-2b. Para una velocidad del medio constante, las variaciones espaciales en la magnetización remanente a lo largo del medio reflejan las variaciones temporales de la corriente en la cabeza, y constituyen una representación de la señal. En una primera aproximación, el proceso de grabación es altamente no lineal debido a que se basa en la histéresis.

El campo magnetizante crea un patrón de campos externos e internos análogos, en su forma mas simple, a una serie de imanes de barra contiguos. Cuando el medio grabado se pasa sobre la misma cabeza, o una cabeza reproductora de construcción similar, a la misma velocidad, el flujo que emana del medio es interceptado por la cabeza, y se induce un voltaje en la bobina proporcional a la razón de cambio de éste flujo. El voltaje no es una réplica exacta de la señal grabada, pero si constituye una reproducción de ella en el sentido de que la información que describe a la señal grabada puede obtenerse a partir de éste voltaje mediante un proceso eléctrico adecuado.

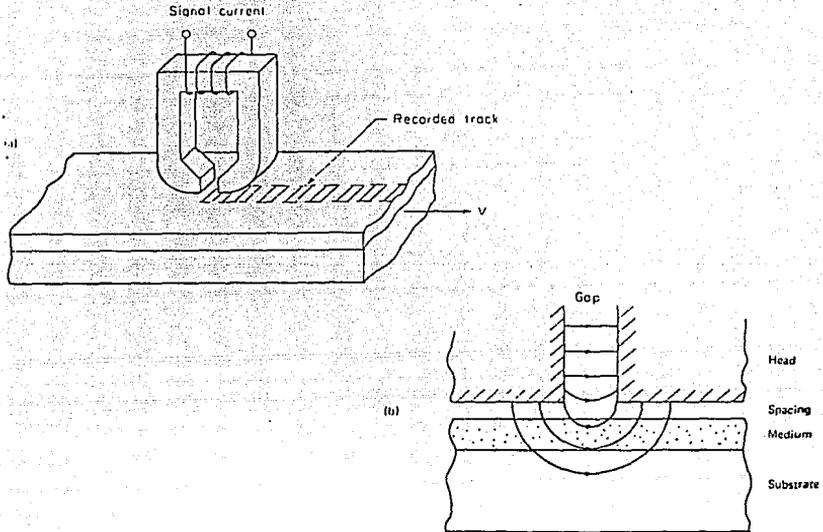


fig. 2-2 Proceso de grabación empleando cabeza de anillo.

Entre la grabación y la reproducción, la señal grabada puede almacenarse indefinidamente, siempre que el medio no sea expuesto a campos magnéticos de intensidad similar a la del usado para la grabación. En cualquier momento, sin embargo, una grabación que ya no se requiere puede ser borrada aplicando un campo intenso en la misma cabeza de grabación, una cabeza de borrado separada, etc.

### 2.1.3 Configuraciones del medio.

Con excepción de algunas grabadoras antiguas de alambre, todas las grabadoras magnéticas emplean un medio en forma de una capa magnética (algunas veces dos capas) soportada por un substrato no-magnético. El material magnético del medio puede

ser un revestimiento hecho de partículas magnéticas mantenidas en un aglutinante plástico, o puede consistir de una película depositada de metal ú óxido. El material tradicional es un tipo de óxido de hierro ferromagnético, óxido férrico gamma, en forma de pequeñas partículas con forma de aguja. La mayoría de las películas de metal depositadas emplean aleaciones hechas predominantemente de cobalto, y tienen la ventaja de tener una magnetización mucho mayor, además de la ventaja de hacer capas magnéticas muy delgadas. La coercitividad es importante en el medio, y se ha tendido a incrementarla, particularmente en años recientes. Tales incrementos se han requerido por el desarrollo de dispositivos de grabación mas sofisticados con longitudes de onda a grabar mas cortas y consecuentemente campos desmagnetizadores mayores.

Una de las ventajas de la grabación magnética es que puede adaptarse fácilmente para emplear diferentes configuraciones del medio de grabación. Medios que emplean película plástica como substrato se usan principalmente en forma de cintas y discos flexibles, pero también hay presentaciones de tarjeta, hoja, o banda magnética. Medios empleando substratos cerámicos o metálicos se encuentran en forma de tambores o discos rígidos.

#### *2.1.4 Configuraciones de cabezas.*

Existe una gran variedad en el diseño y composición de las cabezas y la forma en que se interfazan con el medio. El medio puede moverse en contacto con cabezas fijas, o bien, cercano (pero sin hacer contacto) a la cabeza, soportado por un cojinete de aire, el cual mantiene un espacio controlado entre las dos superficies. Las cabezas pueden también colocarse en un cilindro giratorio en contacto con un medio en movimiento. Una cabeza puede contener un solo elemento y grabar o reproducir sólo una pista, o puede contener muchos elementos y grabar varias pistas simultáneamente. La reproducción puede realizarse empleando una

cabeza inductiva como la mostrada en la fig. 2-2. Las cabezas inductivas pueden ser hechas también de forma que un delgado polo principal esta en el lado magnético del medio, mientras que un polo auxiliar energizado esta en el lado del sustrato.

También es posible diseñar cabezas que respondan al flujo magnético en lugar de hacerlo a su razón de cambio. Tales cabezas sensibles al flujo emplean efectos galvanomagnéticos en los cuales el campo magnético causa un cambio en el campo eléctrico (Efecto Hall) o en la resistencia (magnetoresistencia). Finalmente, pueden emplearse haces ópticos para grabar un medio magnético sensible al calor (grabación termomagnética), y reproducir estos, empleando los efectos de rotación Kerr o Faraday (reproducción magnetoóptica).

Una gran variedad de materiales magnéticos se emplean en la construcción de cabezas. Metales laminados de alta permeabilidad son los tradicionales para el núcleo, y aún se emplean cuando la coercitividad del medio demanda un campo de grabación alto. Los núcleos de ferrita tienen la ventaja de fabricarse más fácilmente y poseer mejores características de duración. Para discos rígidos y otras aplicaciones similares, se han adaptado técnicas de semiconductores para hacer cabezas depositando películas multicapa. Tales cabezas de película son particularmente efectivas en aplicaciones donde el espacio es reducido o se requiere la operación múltiple de elementos multipista.

#### *2.1.5 Grabación de señales.*

La grabación magnética se emplea para almacenar muchos tipos diferentes de señales. La grabación analógica de sonido fué la primera y aún es una de las principales aplicaciones. La grabación de audio involucra señales de frecuencia relativamente baja, así como velocidades del medio también bajas, pero es

exigente en términos de linealidad y relación señal a ruido. La grabación digital de datos de computadora codificados en grabadoras de disco o cinta ha evolucionado como otro uso principal. Las unidades de disco rígido emplean señales de alta frecuencia conjuntamente con altas velocidades del medio, y hay un énfasis especial en tiempos de acceso pequeños y una alta confiabilidad de los datos. Una tercera aplicación muy difundida es la grabación de video, para uso profesional o doméstico. Las altas frecuencias de video son grabadas normalmente empleando codificación de FM (modulación en frecuencia), y altas velocidades de la cabeza al medio, las cuales se logran utilizando tambores de cabezas exploradoras. Instrumentación cubre una amplia gama de aplicaciones y puede emplear cualquiera de las técnicas descritas.

La tendencia es emplear codificación digital para grabar todos los tipos de señales debido, en principio, a que ello permite la reproducción exacta de las señales originales a través del empleo de técnicas de detección y corrección de errores. Audio digital es actualmente usado en forma amplia para propósitos profesionales y también esta disponible para el consumidor.<sup>1</sup>

## 2.2 SISTEMAS DE GRABACION MAGNETICA.

Los sistemas de grabación magnética pueden clasificarse en varias formas de acuerdo al tipo de señal a grabar, la forma geométrica del medio de grabación, o el tipo de codificación empleado. Otra clasificación reconoce que los intereses de la gente trabajando en ese campo caen en categorías bien definidas, por ejemplo, el almacenamiento de datos de computación en discos rígidos, discos flexibles, y cintas; todos ellos empleando señales digitales y referidos comunmente como *aplicaciones de grabación digital*. Otro caso es la grabación de señales de video, audio e instrumentación. Cada una de estas aplicaciones

puede emplear modulación en frecuencia o codificación digital, así como técnicas de grabación analógicas; por ello generalmente se les denomina *aplicaciones de grabación analógicas*.

Las aplicaciones digitales y analógicas difieren principalmente en términos de los requerimientos más que de rendimiento del sistema. Los requerimientos principales de una aplicación digital son alta confiabilidad en los datos, rápido acceso a los datos almacenados, y bajo costo por bit. Por su parte para una aplicación analógica, estos requerimientos son: alta relación señal a ruido, baja distorsión, y bajo costo por unidad de tiempo de reproducción. De estas diferencias, la más importante es el tiempo de acceso, puesto que esta determina los sistemas mecánicos y configuraciones del medio de grabación que serán usados. En aplicaciones analógicas, la señal usualmente esta en forma de grandes bloques de información serial. En tales casos, un sistema de grabación que emplee un medio en la forma de una cinta de gran longitud es muy apropiado.

Independientemente de las diferencias mencionadas, ambos tipos de aplicaciones tienen mucho en común. Las diferentes especies de sistemas digitales y analógicos han evolucionado a través de los años desde el mismo origen y aún comparten la misma tecnología fundamental. Desafortunadamente, durante el proceso de evolución, la comunidad técnica trabajando en grabación magnética se ha ido dividiendo más firmemente. Tal polarización es fundamentalmente indeseable debido a que inhibe la comunicación y retarda la transferencia de avances tecnológicos de un área a otra.

### *2.2.1 Evolución de los sistemas de grabación magnética.*

Cada sistema de grabación magnética comprende los medios para transportar mecánicamente el medio de grabación y/o las cabezas, junto con un empaque para el medio de grabación

apropiado a la aplicación. También incluye un procesador electrónico de señales que proporcione la señal adecuada a la(s) cabeza(s) de grabación en una forma acorde con el método de grabación seleccionado. Otro procesador de señales reconstruye la señal reproducida en una replica sin distorsión de la original, o bien en una forma que retiene ciertas características significativas de la original.

Los sistemas tradicionales que emplean cinta recubierta magnéticamente, cabezas de anillo, y magnetización longitudinal han dominado las aplicaciones desde los años 40. La primera aplicación mayor fué para grabación de audio, fundamentada en métodos lineales analógicos basados en polarización de C.A.. Muchas aplicaciones de instrumentación también han empleado polarización de C.A.. Los requerimientos para proporcionar altas relaciones señal a ruido mientras se incrementan las densidades de grabación han mantenido las aplicaciones de audio e instrumentación a la cabeza de la tecnología de grabación magnética de alta densidad.

Extensiones de la grabación en cinta al almacenamiento de datos digitales fueron desarrollados empleando técnicas no-lineales sin polarización. Nuevos dispositivos de transporte de cinta se requirieron para operar a las altas velocidades de la cinta y proporcionar rápido acceso a los datos almacenados. Este último requerimiento impulsó el desarrollo de "láminas" magnéticas y bucles, pero estas tienen un bajo rendimiento. Después de casi 30 años, los sistemas con cinta continúan siendo la tecnología principal en almacenamiento removible de datos digitales. Los intentos para extender los dispositivos de cabeza estacionaria a la grabación de video han fallado debido a la gran cantidad de cinta que se requiere para grabar las altas frecuencias de video. Este problema fue resuelto en 1956 con la introducción de un sistema con cabeza de exploración. Esta innovación se aplicó inicialmente a la grabación profesional de

video empleando exploración transversal en una cinta moviéndose lentamente. La subsecuente evolución de técnicas de exploración helicoidal llevo la aplicación a sistemas de bajo costo y encontró acomodo en el mercado de consumo de grabación de video.

Otra innovación significativa fué la introducción del disco rígido giratorio para almacenamiento digital en 1957. El uso de un cojinete de aire para soportar una cabeza de lectura-escritura, permitió un incremento sustancial en la velocidad de la cabeza al medio de grabación. No sólo proporcionó alta confiabilidad y una tasa de datos alta, sino que habilitó un rápido acceso radial sobre el disco. El sistema de disco rígido se ha convertido en imprescindible para almacenamiento de datos en-línea. Su pariente cercano, el sistema de disco flexible empleando grabación de-contacto se ha convertido en un producto popular con la aparición de la computadora personal. Esta tecnología económica emplea un disco de plástico recubierto dentro de una funda protectora.

El éxito de los productos de grabación magnética en penetrar los mercados de almacenamiento de datos, audio y video esta basado en una actualización constante de cabezas, medios de grabación y electrónica de soporte. Las mejoras en la densidad de grabación son resultado de los avances en las propiedades mecánicas y magnéticas de la cabeza y el medio de grabación. Los incrementos en la densidad superficial para grabación de datos, audio y video en los últimos 30 años se muestran en la fig. 2-3a. La densidad superficial se ha incrementado por las mejoras en las densidades lineal y de pista, como se muestra en la fig. 2-3b para las aplicaciones más comunes de grabación en disco y cinta. Existen siempre factores técnicos que limitan los avances tecnológicos, pero los mayores impedimentos en algunas aplicaciones son las restricciones de la estandarización. Esto es particularmente cierto en la grabación en cinta donde, por ejemplo, los requerimientos de compatibilidad en cintas para

computadora prohibían avances en la densidad de pista hasta muy recientemente. La introducción en 1985 de una alternativa a la cinta de carrete abierto de nueve pistas rompió con el estándar y se obtuvieron avances significativos en la densidad lineal y de pista. En la grabación de audio, la introducción del sistema de grabación de audio digital (DAT por sus siglas en inglés) fue acompañada por altas densidades lineales y de pista empleando cabezas estacionarias multipista o giratorias de una sola pista.

La combinación de altas densidades lineales, mayores velocidades cabeza-medio, y grabación de pista múltiple han generado un incremento en el límite superior del ancho de banda de grabación de nueve ordenes en los últimos 30 años. Los progresos en proporcionar accesos más rápidos a los datos almacenados también han sido impresionantes particularmente en los sistemas de disco rígido.

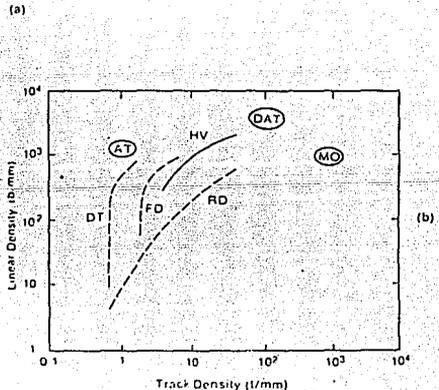
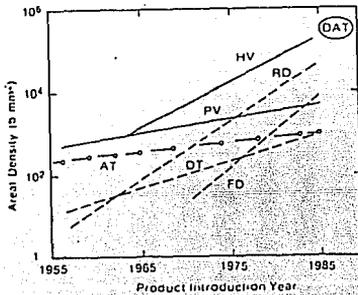


fig. 2-3 Incrementos en la densidad de sistemas de grabación.

### 2.2.2 Sistemas de almacenamiento de datos.

Las señales digitales binarias son particularmente susceptibles de almacenar magnéticamente. Idealmente, se escriben cambiando el campo de una cabeza lo suficiente para saturar el medio de grabación. No se intenta linealizar el proceso de escritura, y el flujo de reproducción máximo se obtiene leyendo las transiciones grabadas. Para reducir errores al mínimo, las cabezas, el medio de grabación, y los canales de datos se diseñan para escribir y leer las transiciones de datos con un mínimo corrimiento en la temporización de los pulsos reproducidos. Con sólo dos estados en la grabación de datos binarios, es provechoso aplicar técnicas de detección y corrección de errores para obtener muchos ordenes de magnitud en la reducción de errores. La incorporación de códigos de corrección de errores disminuye la densidad de almacenamiento de datos en el medio magnético, pero el efecto neto es un incremento sustancial en la densidad de almacenamiento libre de errores. Los principales sistemas de almacenamiento magnético de datos emplean discos rígidos, discos flexibles y cintas.

#### 2.2.2.1 Discos rígidos.

Este sistema de almacenamiento consiste en un conjunto de discos montados sobre un eje giratorio dentro de una armazón con una provisión de aire controlada para minimizar la contaminación interna. El proceso de lectura-escritura es realizado con un arreglo múltiple de cabezas, cada una provista con una suspensión conectada a un brazo. Las cabezas están montadas individualmente. Un cojinete hidrodinámico se genera entre el disco y el soporte de la cabeza, lo cual proporciona un espacio pequeño pero estable entre las propias cabezas y el disco. Los brazos de las cabezas están conectados a un eje común el cual es posicionado por un actuador electromagnético para proporcionar acceso aleatorio de las cabezas a cualquier pista del disco.

Usualmente, una cabeza cercana al centro lee una pista de control, y la señal de esta cabeza se emplea para controlar el movimiento del actuador. En otros casos, se emplea un actuador electromagnético lineal para proporcionar velocidades de acceso más rápidas.

El rendimiento en el acceso varia debido a la gama de tiempos de búsqueda de pista (track-seeking time), el retardo rotacional del disco, y el tiempo de canal ocupado. Típicamente, estos tres tiempos son aproximadamente iguales entre si. Sumandolos se obtiene el tiempo promedio para completar una solicitud de datos, conocido como el *tiempo de servicio*. El tiempo de respuesta total comprende dicho tiempo de servicio más el tiempo de los datos en espera, el cual depende del número de trayectorias de acceso en los datos. Conforme se incrementan las densidades de almacenamiento, se requiere también incrementar el número de brazos de acceso y cabezas para mantener el tiempo de espera dentro de una fracción razonable del tiempo de respuesta total.

#### 2.2.2.2 Discos flexibles.

La unidad esta diseñada para una fácil inserción y extracción de un disco flexible (diskette) contenido en una funda protectora. Al montarlo en la unidad, el disco se sujeta por el centro y gira a una velocidad relativamente lenta (típicamente 300 rpm) mientras la cabeza de lectura-escritura accesa el disco a través de una ranura en la funda. Puesto que las cabezas están en contacto con la superficie de grabación, pueden lograrse altas densidades lineales. Por otra parte, las densidades de pista son relativamente bajas comparadas con los discos rígidos, debido a la pobre estabilidad dimensional del substrato del disco de plástico, la limitada exactitud en el posicionamiento del disco, y la carencia de un servo-sistema de pistas en una unidad de bajo costo. El posicionamiento de la

cabeza usualmente se realiza con un motor de pasos, cuya posición rotacional es convertida a la posición lineal de la cabeza.

La tendencia en los diseños de discos flexibles apunta hacia discos mas pequeños, protegidos por una funda rígida con la superficie de grabación cubierta cuando el disco no esta en uso. Las características del diskette son la única limitante en esta tecnología. Fuera de eso, las innovaciones para obtener mayores densidades siguen a aquellas desarrolladas para cintas y discos rígidos; esto incluye recubrimientos más delgados, mayor coercitividad del medio de grabación, mayor duración de las cabezas y el medio de grabación, y mejoras en la lubricación del disco. Las principales aplicaciones de los discos flexibles se encuentran en productos económicos con alta tolerancia a soportar daños. Las densidades de pista se han retrazado con respecto a las aplicaciones de mayor costo en discos rígidos. Discos flexibles más caros proporcionan mayores densidades de pista empleando servomecanismos para el desplazamiento de las cabezas y tasas de datos más altas empleando discos "volantes" de alta velocidad.

### *2.2.2.3 Unidades de cinta.*

La grabación de datos en cinta magnética involucra la aplicación de cintas de 0.5 pulgadas de ancho o más delgadas en carretes abiertos, o cartuchos de uno o dos carretes. En los sistemas de mayor rendimiento, el mecanismo de transporte de la cinta debe ser capaz de mover esta a velocidades de hasta 200 pulgadas por segundo en contacto con una cabeza de lectura-escritura multipista. Un requisito para las unidades en-línea es poder arrancar y detenerse muy rápido para minimizar el tiempo perdido entre bloques de datos. Este requisito lleva a emplear motores de baja inercia servo-controlados, junto con columnas de vacío para desacoplar mecánicamente la cinta de los carretes en

la región de la cabeza de lectura-escritura. En desarrollos recientes, la necesidad de arranque y paro rápido es substituida por el almacenamiento electrónico de bloques de datos; esto permite menor aceleración y desaceleración de la cinta sin pérdida de área de grabación en la misma. De igual manera, el intercambio de cintas entre diferentes unidades es auxiliado por el uso de memorias electrónicas para realinear las señales para las diferentes pistas de una cabeza multipista.

Los incrementos en la densidad de grabación en las cintas de media pulgada han sido el resultado del desarrollo de óxidos magnéticos mejorados, reducciones en el número de defectos del medio y la introducción de mejores interfaces cabeza-medio, las cuales mantienen un pequeño espacio uniforme entre la cabeza y el medio con mínimo desgaste. La densidad de pista para grabación en cinta es relativamente baja comparada con otros sistemas y, sin embargo, puede obtenerse un alto nivel de señal; esto permite una sustancial ecualización en amplitud para aplicarse en los canales de grabación y lectura con la consecuente ganancia en la densidad de grabación final. Para complementar la ecualización se cuenta con códigos de detección de error muy poderosos, los cuales proporcionan varios ordenes de magnitud en la reducción de errores, que de otra forma se incrementarían notablemente con el incremento en la densidad de grabación.

Varios formatos diferentes se han desarrollado para complementar a las unidades de cinta de media pulgada. Una motivación ha sido aliviar el alto costo de las cabezas multipista. Un diseño prometedor es el de la cabeza rotatoria de una sola pista desarrollada para grabación de video. La habilidad para explorar una cinta relativamente ancha reduce la longitud de cinta requerida para una capacidad dada y además mejora el tiempo de acceso a una pista. Una alta tasa de datos por pista se obtiene al incrementar la velocidad de la cabeza al

medio de grabación aproximadamente un orden de magnitud respecto a las unidades de cabeza estacionaria de media pulgada. Esto compensa de alguna manera la reducción en la tasa de datos debida al empleo de una cabeza de pista sencilla. Mientras el diseño de cabeza exploradora ha sido empleado en video e instrumentación, y recientemente en audio, sólo ha recibido una limitada atención en el campo de la computación.

### *2.2.3 Sistemas de grabación de imagenes.*

#### *2.2.3.1 Grabación de imagenes en F. M.*

Los sistemas de cabeza estacionaria han probado ser impracticos para grabar el amplio ancho de banda de la información de video, el cual se extiende desde C.D. hasta aproximadamente 4 MHz. El requisito de C.D. puede subsanarse empleando F.M., pero el de alta frecuencia implica velocidades de cinta muy altas o bien esquemas de multiplexado en múltiples pistas. Un adelanto inesperado se produjo en 1956 cuando Ampex introdujo la grabadora de video "Quadruplex". Esta emplea un mecanismo de cabeza exploradora en el cual cuatro cabezas, montadas en un tambor giratorio, barren sucesivamente en forma transversal una cinta de 2 pulgadas de ancho aproximadamente a 40 m/s (1600 in/s), mientras la cinta se mueve a 38 cm/s (15 in/s). La alta velocidad cabeza-cinta permite que toda la señal de video sea grabada empleando un sistema llamado "low-modulation-index FM".

Las máquinas de exploración transversal, fueron el estándar de grabación para transmisión por dos décadas y aún continúan en uso. La alternativa es emplear cabezas exploradoras (usualmente dos) sobre una cinta más delgada (usualmente 1 pulgada o menos), formando pistas largas en un ángulo agudo respecto a la longitud de la cinta. Esto significa que la cinta se mueve en una trayectoria helicoidal alrededor de un tambor que contiene las

cabezas rotatorias. El método de exploración helicoidal simplifica la electrónica pues una línea completa de video se graba en un solo barrido de la cinta. Sin corrección, la estabilidad de la base de tiempo asociada con la pista es insuficiente para cumplir los estándares de transmisión pero puede ser adecuada para muchas aplicaciones de circuito cerrado en la industria y otras áreas. El desarrollo de medios electrónicos de corrección de la base de tiempo ha permitido el empleo del método de exploración helicoidal en transmisión donde, comparado con el método de exploración transversal, ofrece reducción de costos en equipo y cintas. Este método es también el principal en el mercado de grabación de video doméstico.

#### *2.2.3.2 Grabación digital de video.*

En la grabación profesional de video, los avances significativos en grabación digital - mayor relación señal a ruido, no degradación en la copia, menos errores incorregibles - están recibiendo cada vez más atención y se están generando estándares internacionales. La aplicación del poderoso esquema de corrección de errores de Reed-Solomon mas la interpolación de elementos de imagen deben permitir que las densidades de grabación digital se acerquen a las de grabación analógica.

#### *2.2.4 Sistemas de grabación de audio.*

##### *2.2.4.1 Grabación de audio analógica lineal.*

La grabación de señales de audio, usando técnicas analógicas lineales, es la aplicación más antigua de la grabación magnética y es aún una de las más extendidas. Es también uno de los de mayor demanda en términos de relación señal a ruido y ancho de banda (8 octavas) y los requerimientos que ello implica en las propiedades del medio magnético.

Los elementos de la grabación de audio en general han cambiado poco desde que se descubrió que la polarización de C.A. podía ser usada para linealizar el proceso de grabación. La grabadora original de una sola pista y cinta de un cuarto de pulgada ha sido modificada para formar muchas configuraciones apoyada en las necesidades específicas del estudio de grabación, el hogar, la industria y la escuela. Por ello, en un extremo, hay maquinas para grabación profesional que emplean hasta 32 pistas en cintas de 2 pulgadas de ancho. En el otro extremo hay maquinas diseñadas para propósitos particulares, como grabadoras portátiles de audifonos, maquinas para dictado y, maquinas contestadoras de teléfono. Al nivel del consumidor, la grabadora de cinta de un cuarto de pulgada ha desaparecido, y el "cassette compacto" de dos carretes se ha convertido en el estándar mundial. Este formato emplea dos pares de pistas estereo en cintas de 3.8 mm de ancho desplazandose a 48 mm/s. Independientemente de lo angosto de las pistas y la baja velocidad de la cinta, una grabación en cassette de buena calidad puede competir con su predecesor de un cuarto de pulgada con una velocidad cuatro veces superior. Este rendimiento se ha obtenido gracias a mejoras en todos los componentes del sistema: cabezas de borrado, grabación y reproducción; mecanismos de desplazamiento; medios de grabación; y procesamiento de la señal. De estos, los últimos dos merecen una mención especial.

Tradicionalmente, la grabación de audio, mas que ningún otro campo ha proporcionado el estímulo para explorar nuevos materiales de grabación. En parte, esto se debe ha que siempre hay la necesidad de incrementar la relación señal a ruido mientras se mantiene (o incrementa) el ancho de banda. De igual manera, el volumen de material involucrado en aplicaciones de audio es suficientemente grande para motivar a los fabricantes de tales materiales. Finalmente, aunque esta gobernada por estrictos estandares internacionales, la industria de grabación de audio no esta impedida para introducir algo nuevo,

considerando que las ventajas ofrecidas sean significativas. De ahí que, la grabación de audio ha sido la plataforma para muchos materiales nuevos - óxidos de partícula fina, dióxido de cromo, óxidos de cobalto modificado, partículas metálicas, e incluso metal evaporado - antes de que estos encontraran aplicación en la grabación de datos y video.

Otra forma de incrementar la relación señal a ruido es introducir técnicas de procesamiento de señales complementarias en los canales de grabación y reproducción, las cuales tienen el efecto neto de reducir el ruido que no ha sido enmascarado por una señal de alto nivel. Estos esquemas de reducción de ruido han tenido un gran impacto en el rendimiento de la grabación de audio, en ambos niveles, el profesional y el de consumidor.

#### 2.2.4.2 Grabación digital de audio.

La grabación digital de audio tiene el potencial de producir una alta relación señal a ruido mientras que evita las otras degradaciones de la señal asociadas con el esquema analógico. Su uso se está incrementando en la producción de cintas maestras para duplicación de programas de alta calidad cuando no se requiere edición y mezcla complejos entre un gran número de canales. Cuando se requiere tal mezcla, como en el caso de música popular, sigue empleándose la grabación maestra con polarización de C.A.. Para grabar a una tasa de aproximadamente 1 Mb/s por canal, las grabadoras profesionales emplean cabezas estacionarias con la señal de audio digital dividida entre múltiples pistas o un esquema modificado de exploración helicoidal.

Para el consumidor, se cuenta con modulación codificada por pulsos en F.M. o codificación digital (PCM) en las grabadoras de video de más alta calidad. De igual manera, han surgido tecnologías de audio digital, empleando cabeza estacionaria con

múltiple pista (S-DAT) o cabezas giratorias (R-DAT). Ambos presentan una alta densidad de pista (12.5 a 73.6 pistas por milímetro) y alta densidad lineal (2560 y 2240 fr/mm). El sistema de cabeza giratoria probablemente tiene la densidad superficial más alta de cualquier producto de grabación magnética. Ambos sistemas emplean cintas de partículas metálicas de alta coercitividad.<sup>2</sup>

### 2.2.5 Comparación de Sistemas existentes.

Descripción	Capacidad	Costo	Costo X MB
Floppy 5 1/4	1.2 MB	< \$ 100	\$ 85.5
Floppy 3 1/2	1.44 MB	< \$ 100	\$ 69.5
Disco duro	300 MB	~ \$ 1,300	\$ 4.3
Cinta 1/4"	525 MB	~ \$ 1,000	\$ 1.9
Audio cassette	0.5 MB	< \$ 50	\$ 100
D.A.T.	1.3 GB	~ \$ 2,000	\$ 1.5
Video cassette	1.5 GB	< \$ 300	\$ 0.19
Exabyte	2.3 GB	~ \$ 3,500	\$ 1.4

Tabla 2-1 Comparativo de medios de Almacenamiento Magnético

#### Notas:

1) Precios en dolares, de acuerdo a datos obtenidos de la revista "Computer Shopper" de febrero de 1992. Los precios son aproximados y sólo tienen como fin proporcionar un marco de comparación cualitativo.

- 2) MB = Megabyte = 1,024 X 1,024 Bytes  
 GB = Gigabyte = 1,024 X 1,024 X 1,024 Bytes

### 2.3 LIMITANTES DE LA GRABACION MAGNETICA (CAUSAS DE ERROR).

El ruido, la interferencia y, la distorsión se combinan para hacer de la señal de salida una réplica imperfecta de la señal de entrada. La tarea del diseñador de sistemas de grabación es reducir estos errores a niveles tolerables bajo algún criterio predeterminado. Algunos criterios comunes son la relación señal a ruido (SNR), distorsión de tercera armónica (THD), y tasa de error de bits (BER). En este contexto, es importante resaltar que no hay dispositivos realmente digitales o binarios; a nivel de dispositivo, el rendimiento se gobierna siempre por consideraciones analógicas, las cuales son virtualmente indistinguibles en, por ejemplo, una grabadora de video analógica empleando F.M. y una unidad de disco digital con código RLL.

En las grabadoras lineales, la corriente de la señal de entrada y la polarización de C.A. se aplican directamente a la cabeza de escritura. Las magnitudes del ruido, interferencia y distorsión son controladas por los parámetros del canal de grabación. En grabadoras no-lineales empleando esquemas de modulación, los efectos del ruido, interferencia y distorsión en el canal de grabación son adicionalmente controlados por los parámetros del esquema de modulación empleado. En todos los esquemas de modulación, existe un compromiso entre el ancho de banda y la inmunidad a las fallas del canal. Al grabar un ancho de banda superior al de la señal de entrada, puede incrementarse la relación señal a ruido. En grabadoras de video profesionales con modulación en frecuencia, por ejemplo, casi tres veces el ancho de banda de video se graba en la cinta. Para reducir los errores de cuantización inherentes en la conversión analógica-digital, las grabadoras digitales emplean el mayor incremento en ancho de banda. Entonces los 16 bits de resolución de una grabadora de audio digital requiere aproximadamente un

incremento de orden 16 en el ancho de banda.

En esquemas de modulación analógica, la relación señal a ruido del sistema tiene una relación directa con el ruido del medio. Con modulación digital, sin embargo, el efecto acumulado del ruido, interferencia y distorsión produce sólo errores en los dígitos. En un sistema digital binario, la corrupción en la señal de salida puede únicamente confundir unos con ceros. El tener sólo dos estados facilita enormemente la implementación de códigos de detección y corrección de errores (EDAC -por sus siglas en inglés-). Puesto que la detección y corrección es un proceso puramente matemático o lógico, es posible, en principio, alcanzar una corrección perfecta de los errores en los bits. Así pues, aparte de los errores de cuantización, los sistemas de grabación digitales pueden hacerse para operar virtualmente perfectos, sin importar las fallas del canal de grabación.

### 2.3.1 Errores en el SISTEMA.

#### 2.3.1.1 Ruido.

Hay tres contribuyentes principales para la potencia del ruido en un canal de grabación: el ruido electrónico, el de la cabeza reproductora y, el del medio de grabación. El espectro en potencia de estos ruidos para una grabadora de instrumentación con ancho de banda de 2 MHz se muestra en la fig. 2-4. El ruido electrónico es generalmente despreciable en frecuencias medias y altas, pero se incrementa a razón de  $1/f$  a frecuencias muy bajas. El ruido de la cabeza se comporta en forma inversa; a bajas frecuencias es despreciable pero se incrementa hasta ser significativo en altas frecuencias. En una gran cantidad de las grabadoras analógicas (audio, instrumentación y video), el ruido del medio es, *por diseño*, dominante en la mayor parte de la banda. De ahí que, todas las grabadoras analógicas son de ruido limitado en el medio. Puesto que, en la realidad son

consideraciones analógicas las que gobiernan la operación de las grabadoras digitales, se deduce que la mayoría de ellas (audio digital, video digital, discos rígidos y flexibles) son, o deben ser, dominadas por ruido en el medio. Con los incrementos en las densidades superficiales a partir de pistas mas angostas y mayores tasas de datos, es creible, sin embargo, que el ruido de la cabeza será eventualmente la forma dominante de ruido en futuras grabadoras digitales.

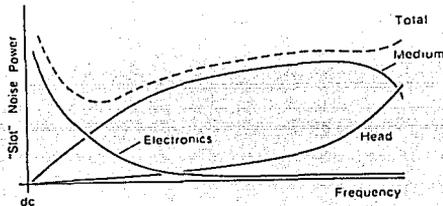


fig. 2-4 Contribuciones relativas al ruido del medio, la cabeza y electrónico en una grabadora de instrumentación.

#### 2.3.1.1.1 Ruido Electrónico.

El ruido electrónico es causado por fluctuaciones aleatorias de los portadores de carga eléctrica. Esencialmente todo el ruido electrónico es generado por la primera etapa amplificadora en el circuito de reproducción. El mayor rendimiento se obtiene cuando el amplificador es excitado por una fuente de impedancia adecuada. La figura de ruido es la razón en decibelios de la potencia del ruido de salida a aquella de un amplificador ideal, sin ruido y, en sistemas bien diseñados es de 1 ó 2 dB. Para amplificadores diseñados para operar abajo de 1 MHz, la impedancia adecuada de la fuente es 100  $\Omega$ , y por supuesto, importa poco si dicha impedancia es real (disipativa) o imaginaria (inductiva). El ruido electrónico es bien conocido, y no es único de la grabación magnética, y en

general puede hacerse casi despreciable.

### 2.3.1.1.2 Ruido de la cabeza.

El flujo magnético en las cabezas de lectura y escritura esta sujeto a fluctuaciones inducidas térmicamente. Debido a que las densidades de flujo son altas ( $> 100 \text{ mWb/m}^2$ , ó  $1000 \text{ G}$ ) en las cabezas de escritura, el ruido resultante es despreciable. Por su parte, en las cabezas de lectura, las densidades de flujo son bajas ( $< 1 \text{ mWb/m}^2$ , ó  $10 \text{ G}$ ), y el ruido en la cabeza de lectura es apreciable. La clave para entender el ruido en la cabeza es el teorema del ruido de Nyquist, el cual dice que "cualquier dispositivo, el cual disipa energía cuando se conecta a una fuente de potencia, generará potencia de ruido como un dispositivo pasivo." La magnitud de la potencia del ruido es :

$$e_N^2 = 4 k T \text{ Re } Z \Delta f \quad W \quad \text{en una carga hipotética de } 1 \Omega$$

donde:

$k$  = Constante de Boltzmann

$T$  = Temperatura absoluta

$\text{Re } Z$  = Parte real de la impedancia,  $\Omega$

$\Delta f$  = Frecuencia, Hz

El factor crucial acerca del teorema de Nyquist es que sólo la parte disipativa de la impedancia genera ruido.

### 2.3.1.1.3 Ruido aditivo del medio.

El ruido del medio de grabación es debido a la incertidumbre o variabilidad de algunas propiedades del medio. Cualquier variación o fluctuación de un punto a otro producirá ruido del medio. El proceso aleatorio más básico en el medio de grabación es la incertidumbre en las posiciones de las partículas magnéticas. Si estas partículas siguen una

distribución de Poisson, esto es, iguales probabilidades en iguales volúmenes, entonces el ruido es aditivo y no multiplicativo. El ruido aditivo esta presente se haya grabado o no una señal. El ruido multiplicativo, también llamado ruido de modulación, varía con el nivel de la señal grabada.

En esta sección, se desarrolla la teoría del ruido aditivo para aplicarla al cálculo de la *relación señal a ruido* de grabadoras de audio, video e instrumentación. Estos valores serán comparados con la *relación señal a ruido de cuantización* de grabadoras digitales empleando PCM binario.

Considerese lo siguiente:

$$\overline{(e_1 + e_2)^2} = \overline{e_1^2} + \overline{e_2^2} + 2 \overline{e_1 e_2} \quad (2.1)$$

donde  $e_1$  y  $e_2$  son formas de onda de voltaje y la barra indica promedio en el tiempo. Si  $e_1$  y  $e_2$  no están correlacionados, esto es, no tienen ninguna relación entre si, entonces el término  $\overline{2 e_1 e_2}$  es igual a cero. Con señales correlacionadas o coherentes, la potencia se obtiene sumando los voltajes y después elevandolos al cuadrado. Con fuentes no correlacionadas, la potencia total del ruido se obtiene sumando las potencias de ruido individuales. Esta regla encuentra aplicación, por ejemplo, en obtener la potencia total de ruido en un canal de grabación: la potencia del ruido del medio más la potencia del ruido de la cabeza más la potencia del ruido electrónico es igual a la potencia total de ruido.

La fig. 2-5 muestra una partícula magnética aislada pasando por una cabeza reproductora. Una fracción de su flujo atravieza la bobina produciendo las formas de onda de voltaje y potencia mostradas. Todas y cada una de las partículas en el medio de grabación producen un pulso de potencia similar. Si las

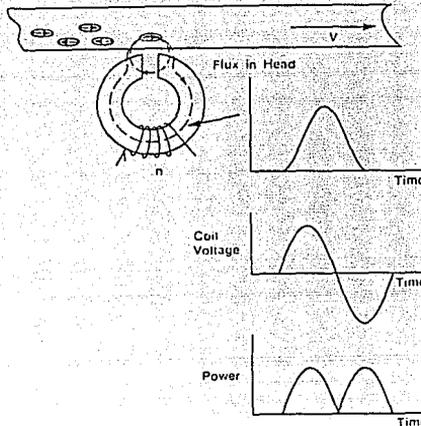


fig. 2-5 Flujo inducido en la cabeza reproductora.

partículas se agrupan en un proceso de Poisson, los pulsos de potencia individuales no están correlacionados, y la potencia total de ruido  $P$  esta dada por integración o adición simplemente. Suponiendo que la cabeza de lectura tiene una eficiencia del 100%, una vuelta, y no tiene pérdidas en el "gap", el resultado de realizar la integración es:

$$P = 4 \pi m^2 N w V^2 \frac{\delta (d + \delta / 2)}{d^2 (d + \delta)^2} \quad (2.2)$$

donde:

$m$  = momento (dipole moment) de una partícula magnética

$N$  = Número de partículas por unidad de volumen

$w$  = Anchura de la pista

$V$  = Velocidad relativa cabeza-medio

$\delta$  = Grosor de la capa magnética

$d$  = Espacio cabeza-medio

La potencia  $P$  se obtiene en watts sobre una carga hipotética de  $1 \Omega$ . La ecuación (2.2) muestra que la potencia del ruido se incrementa con el momento (dipole moment) y el número de partículas; por tanto, mientras más magnético es el medio, mayor es el ruido. La potencia también se incrementa con  $w$  y  $v^2$ , lo cual ilustra la diferencia entre un proceso coherente y uno incoherente; las partículas a lo ancho no están correlacionadas, considerando que todas las partículas están sujetas a la misma velocidad. La potencia del ruido decrece con el incremento del espacio cabeza-medio. Finalmente, la potencia es casi independiente del grosor de la capa magnética porque únicamente las capas cercanas contribuyen en forma significativa al flujo en la cabeza.

Desafortunadamente, el conocer la potencia de ruido total no revela la densidad espectral  $e^2(k)$ , pues:

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} e^2(k) dk \quad (2.3)$$

Para deducir la densidad espectral de la potencia del ruido, el análisis más directo emplea el teorema de autocorrelación de Wiener, el cual establece que la densidad espectral es la transformada coseno de Fourier de la función de autocorrelación  $F(x)$ ; así

$$e^2(k) = \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \cos kx dx \quad (2.4)$$

donde:

$$F(x) = \frac{1}{L} \int_{-L/2}^{L/2} f(x') f(x' - x) dx' \quad (2.5)$$

Realizando operaciones resulta:

$$e^2(k) = 4 \pi m^2 N w v^2 |k| (1 - e^{-2|k|d}) e^{-2|k|d} \Delta k \quad (2.6)$$

donde  $\Delta k$  es el intervalo de número de onda (o ventana) sobre la cual se mide la potencia espectral.

Es interesante, en éste momento, comparar el espectro de la potencia del ruido con el espectro de la potencia de señal máxima posible  $E^2(k)$ . El espectro de potencia de la señal es, para una cabeza 100% eficiente, una vuelta, cero "gap", simplemente un cuarto del valor al cuadrado del espectro correspondiente a la magnetización sinusoidal uniforme. Así:

$$E^2(k) = 1/4 [4 \pi m N w V (1 - e^{-|k|\delta}) e^{|k|\delta}]^2 \quad (2.7)$$

con unidades, nuevamente, watts sobre una carga hipotética de  $1 \Omega$ . Los espectros de potencia de la señal y el ruido se grafican contra la frecuencia ( $f = V k / 2\pi$ ) en la fig. 2-6.

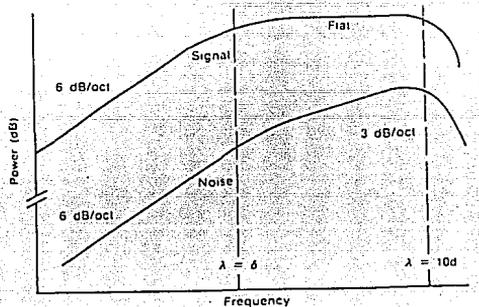


fig. 2-6 Espectro de potencia del ruido del medio y de señal para un medio ideal.

Ambos espectros se incrementan 6 dB, o un factor de 4, por octava a las longitudes de onda mayores; pero a longitudes de onda comparables con el grosor de la capa magnética, ocurren diferencias en la pendiente. El espectro de potencia de la señal se vuelve plano debido a la aparición del término de pérdidas por espesor. Por otra parte, el espectro de potencia del ruido,

tiene una pendiente de 3 dB, o un factor de 2, por octava. Esta diferencia tiene profundas implicaciones sobre el diseño óptimo de grabadoras. A longitudes de onda pequeñas en las cuales se tiene una pérdida espacial apreciable, digamos  $\lambda < 10 d$ , ambos espectros se unen de acuerdo con un mismo término exponencial.

En este punto, puede obtenerse, por división la *relación señal a ruido* de banda angosta (SNR). Esto es, la potencia de la señal dividida entre la potencia del ruido, en una ventana  $\Delta k$ , en algún número de onda  $k$ :

$$(\text{SNR})_{\text{ventana}} = \frac{\pi N \nu (1 - e^{-|k|\delta})^2}{|k| (1 - e^{-2|k|\delta}) \Delta k} \quad (2.8)$$

Varios hechos interesantes aparecen ahora. La relación señal a ruido en una ventana es independiente del momento de las partículas, debido a que todas las relaciones de ruido medio-senal involucran esencialmente estadísticas de las partículas y son ejercicios de conteo. La relación es independiente de la velocidad cabeza-medio y del espaciamiento cabeza-medio por la misma razón; mientras estos cambios pueden alterar los valores absolutos de las potencias de la señal y el ruido, no afectan las estadísticas fundamentales.

Para obtener una señal de salida casi sin distorsión, todas las grabadoras deben tener ecualización; esto es, filtros eléctricos o redes de compensación se emplean para corregir el espectro de la señal. Para grabadoras de audio e instrumentación, que son dispositivos analógicos que emplean polarización de C.A., es necesario hacer la amplitud de la función de transferencia plana sobre todo el canal, esto es, constante, entre los límites de frecuencia superior e inferior. La ecualización requerida es el recíproco del espectro de la señal, de tal forma que la función de transferencia esta dada por:

$E(k) [E(k)]^{-1} = 1$ , una constante.

La expresión resultante para la relación señal a ruido de banda ancha es:

$$(SNR)_{\text{Ancha}} = \pi N \omega \left( \int_{k_{\min}}^{k_{\max}} |k| \coth \frac{|k|}{2} d k \right)^{-1} \quad (2.9)$$

la cual para longitudes de onda cortas,  $k d > 1$ , se reduce a:

$$(SNR)_{\text{Ancha}} \approx 2 \pi N \omega (k_{\max}^2 - k_{\min}^2) \quad (2.10)$$

y para sistemas con ancho de banda amplio,  $k_{\max} \gg k_{\min}$ :

$$(SNR)_{\text{Ancha}} \approx 2 \pi N \omega k_{\max}^2 = \frac{N \omega \lambda_{\min}^2}{2 \pi} \quad (2.11)$$

La razón fundamental para esta simplificación se muestra en la fig. 2-7. El volumen del medio efectivamente sentido por la cabeza reproductora es estrictamente limitado; en la dirección longitudinal, es únicamente esa media longitud de onda que realmente se extiende sobre el "gap" de la cabeza reproductora la que es sensada. En la dirección perpendicular, la pérdida espacial limita las contribuciones a una pequeña fracción (digamos 0.3) de una longitud de onda. Entonces, el volumen (sombreado en la figura) del medio sentido en cualquier instante es proporcional a  $(\lambda/2)(\lambda/3)\omega$ , ó  $\omega \lambda^2/6$ , y el número de partículas sensadas es proporcional a  $N \omega \lambda^2/6$ . La relación señal a ruido del medio involucra un cálculo estadístico en el cual la potencia media de la señal es análoga a la desviación cuadrática media o varianza. La relación señal a ruido de banda ancha es de esta forma determinada por el número de partículas sensadas en cualquier instante por la cabeza de lectura. Si tal relación es, digamos, 40 dB, esto significa que 10,000 partículas están siendo sensadas en el volumen sombreado; 30 dB

corresponde a 1,000, 20 dB a 100 y así sucesivamente.

Otra conclusión importante extraída de la fig. 2-7 y la ecuación (2.11) es que en principio es mejor, cuando se buscan mayores densidades superficiales, emplear mayores densidades de pista que usar longitudes de onda mas cortas. Reducir la anchura de una pista a la mitad cuesta 3 dB en la relación señal a ruido de banda ancha, mientras que reducir la longitud de onda a la mitad cuesta al menos 6 dB. En muchas grabadoras, esto último costará mas de 6 dB debido a que puede no ser posible mantener limitado el ruido señal-medio del canal. Esta conclusión es desafortunada tomando en cuenta que reducir la velocidad cabeza-medio es siempre el camino más fácil en la búsqueda de mayores densidades superficiales.

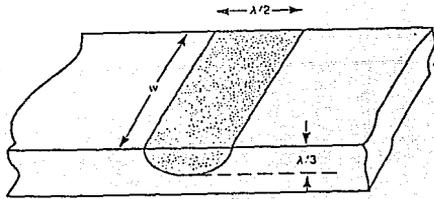


fig. 2-7 Volumen sentido por la cabeza de lectura.

Dado un formato de grabación particular, el ancho de la pista y la longitud de onda mínima son fijos. Entonces, la única mejoría posible es en el medio y, de acuerdo al análisis anterior, el único parámetro de consecuencia es el número de partículas por unidad de volumen. Un cambio de  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$  a hierro metálico no cambiará la relación señal a ruido si la densidad de partículas se mantiene. Se deduce que el camino correcto para explotar el hierro metálico, u otras partículas de alta energía, es emplear partículas mas pequeñas que sean igualmente estables contra la contaminación superparamagnética. Así, para hierro

metálico, partículas de un dieciseisavo de volumen, con 16 veces la densidad de partículas y una relación señal a ruido de banda ancha 12 dB superior, deben alcanzarse en grabadoras de ruido del medio limitado.

Es interesante comparar las relaciones señal a ruido calculadas con mediciones hechas en varias grabadoras. En grabadoras lineales empleando polarización de C.A., un nivel de señal de únicamente 20% del máximo es permitido para mantener la distorsión de tercera armónica (THD) al 1%. esto significa que solamente una partícula de cada cinco en la capa magnética se emplea para grabar la señal, lo cual impone un factor de 25, o un castigo de 14 dB, en la relación alcanzable debido a que todas las partículas aún contribuyen al ruido. Una grabadora profesional de audio tiene un ancho de banda de 40 Hz a 15 KHz, una anchura de pista de aproximadamente 2 mm, y una velocidad de cinta de 190 mm/s. Empleando cinta  $\gamma$ -Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> con  $6 \times 10^{10}$  partículas por milímetro cúbico, la relación de banda ancha medida es de 56 a 58 dB; la ecuación (2.11) proporciona 55 dB. Una grabadora de instrumentación tiene un ancho de banda de 400 Hz a 2 MHz, ancho de pista de 1.25mm, velocidad de 3 m/s y una relación medida de 34 dB contra una calculada de 36 dB.

Las grabadoras de video de F.M. son máquinas no-lineales donde la distorsión es controlada empleando un esquema de modulación. La detección de la forma de onda de F.M. se realiza en los cruces por cero, y es crítico que cada uno de ellos este colocado correctamente. Esto se logra asegurando que la función de transferencia del canal tiene características planas en amplitud y fase. Puesto que la señal de F.M. es analógica, con una gran cantidad de cruces por cero permitidos, la ecualización del canal de F.M. es una tarea considerablemente más compleja que ecualizar un canal digital con un número finito y usualmente pequeño de posiciones de los pulsos. Con el requisito de ecualización plana, la relación señal a ruido de banda base de

video es:

$$(\text{SNR})_{\text{Video}} \approx \frac{3 N w V^2 (\Delta f)^2}{8 \pi f c f s^3} \quad (2.12)$$

donde  $f c$  es la frecuencia portadora,  $\Delta f$  es el cambio en  $f c$  para una entrada de video de 1 V, y  $f s$  es el ancho de banda de video. Para una grabadora profesional tipo C,  $f c$  es 9 MHz,  $\Delta f$  es 3 MHz,  $f s$  es 4.5 MHz,  $w$  es 200  $\mu\text{m}$ , y  $V$  es 25 m/s, y aproximadamente se emplea 4 dB de pre-enfásis de video. La relación señal a ruido calculada es 38 dB cuando se emplea una cinta normal  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ . Para esta figura, se agregan 4 dB por el pre-enfásis de video y 9 dB (es decir,  $20 \log 2 \sqrt{2}$ ) para convertir de la potencia media de la señal usada anteriormente a la potencia pico a pico, regularmente usada en la industria de video. La figura neta calculada entonces es 51 dB, lo cual concuerda con el valor de 59 a 52 dB medidos.

La concordancia entre las relaciones calculadas y medidas es, en manera alguna fortuita. La magnitud del espectro de potencia de la señal medido es siempre diferente del calculado con la ecuación (2.7). Específicamente la potencia de la señal de longitud de onda corta es más pequeña debido a la existencia de pérdidas en el proceso de escritura. De manera similar, el espectro de potencia del ruido medido no sigue al encontrado con la ecuación (2.6), pero, a longitudes de onda cortas, la potencia real del ruido en medios particulares es mucho mas pequeña que la esperada. En longitudes de onda grandes, el espectro del ruido también se desvía de lo esperado. Tal parece que los fenómenos cercanos análogamente al proceso de ruido  $1/f$  ocurren a longitudes de onda extremadamente largas. A longitudes de onda intermedias ambos espectros, el de señal y el de ruido son como se espera; a longitudes de onda cortas, la señal y el ruido inferiores a lo esperado se compensan casi exactamente.

Para complementar este desarrollo, se describe brevemente el ruido de cuantización encontrado en sistemas digitales. Tales sistemas nunca pueden ser absolutamente exactos cuando se graba una señal analógica. Un convertidor analógico-digital compara la señal analógica contra un número predefinido de niveles digitales y elige el más cercano. El error es así inevitable, puede, en principio, hacerse arbitrariamente pequeño incrementando la resolución, esto es, el número de niveles, del convertidor analógico-digital. Factores prácticos limitan el número de niveles a aproximadamente  $10^5$  correspondientes al número de combinaciones posibles con una palabra de 16 bits. El error es llamado *ruido de cuantización*, aunque este no es un ruido de origen físico sino un error de instrumentación inherente en el proceso de digitalización de la señal analógica. Cuando la fuente de datos es también digital, entonces, no aparece el error de cuantización.

Supongase que hay  $N$  bits correspondientes a  $2^N$  niveles de cuantización. El error de cuantización cuadrático medio para señales de entrada igualmente probables es un doceavo del intervalo. De ahí, la relación de la potencia de la señal al ruido de cuantización es:

$$(\text{SNR})_{\text{Cuantización}} = (6N + 7.8) \text{ dB} \quad (2.13)$$

Así, para  $N = 8$ , el estándar propuesto para grabadoras de video digitales, la relación es 56 dB. Para  $N = 14$ , el empleado en grabadoras de cinta de audio digital y Compact Disc, la relación es 92 dB, un valor que podría alcanzarse con una grabadora analógica del tipo mencionado anteriormente únicamente si, por ejemplo, la anchura de la pista se incrementara por un factor de 10,000.

#### 2.3.1.1.4 Ruido multiplicativo (o modulación).

En el caso de la distribución de Poisson, la función de autocorrelación de una cinta borrada ( $M_r = 0$ ) es la suma de las contribuciones de todas las partículas individuales correlacionadas con ellas mismas; todos los términos debidos a partículas correlacionadas con otras partículas suman cero. El ruido aditivo discutido anteriormente se obtiene por la transformación de Fourier de los mismos términos. Conforme el medio se vuelve coherentemente magnetizado, los términos no suman cero, y el término extra que aparece en la transformada de Fourier es el espectro de potencia de la señal.

Cuando no se sigue una distribución de Poisson, la situación es más complicada debido a que una tercera contribución aparece en la función de autocorrelación. Esta tercera parte puede tomar valores positivos o negativos correspondientes a adiciones o reducciones al espectro de potencia del ruido del medio. La magnitud de la tercera parte varía con la potencia de la señal, comunmente siguiendo  $M^2$  ó  $1 - M^2$ . La multiplicación en el dominio espacial de la función de autocorrelación, se convierte, después de la transformación de Fourier en convolución en el dominio de la frecuencia. Por consiguiente, el espectro de potencia de salida de una grabadora tiene la forma típica mostrada en la fig. 2-8. Notese como la convolución ha causado la aparición de bandas laterales características del ruido de modulación, o bordes, alrededor de la señal. Dependiendo de las estadísticas, el ruido de modulación puede incrementar o reducir la potencia total del ruido del medio, y la magnitud del efecto puede aumentar o disminuir con la potencia de la señal grabada.

Experimentalmente, se ha encontrado que el comportamiento del ruido de modulación difiere en cintas particulares y películas metálicas delgadas. En un medio particular, el ruido

total en el estado de borrado es considerablemente inferior (-10 dB) que el esperado de la teoría del ruido aditivo, y se incrementa cuando así lo hace la magnetización como se esperaba para distribuciones no Poissonianas. En películas metálicas delgadas, el ruido total en el estado de borrado es cercano al esperado de la teoría del ruido aditivo, pero decrece con el aumento de la magnetización de C.D..

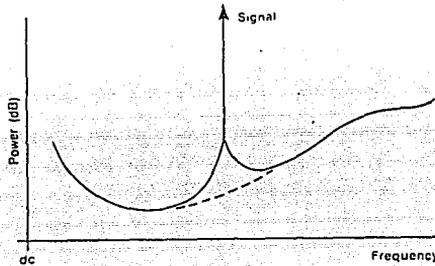


fig. 2-8 Espectro de ruido total.

Hay otras muchas causas de ruido de modulación. Quizá las más importantes son las variaciones en la aspereza de la superficie de la cinta, el grosor de la capa magnética, la aspereza del substrato, el espaciamento cabeza-medio, y la velocidad cabeza-cinta. Algunas causas de ruido de modulación son coherentes a todo lo ancho de la cinta. En estos casos, la relación señal a ruido de modulación será independiente del ancho de la pista.

### 2.3.1.2 Interferencia.

La interferencia es la recepción o reproducción de señales diferentes a las deseadas. Es determinística y así puede medirse

o, en principio, calcularse exactamente. Puede reducirse a un valor arbitrariamente pequeño mediante un diseño adecuado. En esta sección, se discuten las principales interferencias encontradas en grabadoras magnéticas.

#### 2.3.1.2.1 Inducción de pistas adyacentes (Crosstalk).

Es causado por una "fuga" de flujo no intencional desde un canal hacia otro en un arreglo de cabeza multicanal. La fuga de flujo puede tener polaridad y es generalmente del 1% (-40 dB) en cabezas inmediatamente adyacentes. Aunque puede calcularse empleando, por ejemplo, el método del elemento finito, se requiere considerable sofisticación en el análisis para obtener la exactitud requerida.

Considere un arreglo de cabezas multicanal con únicamente el canal central excitado con corriente de escritura. Debido a que los flujos fugándose decaen geoméricamente (-40, -80, -120 dB, etc.), la interferencia se limita esencialmente a las pistas adyacentes. Cuando las cabezas adyacentes llevan corriente de escritura, el flujo en esos "gaps" se adiciona linealmente a los flujos de fuga. En consecuencia, el campo de escritura y el patrón de magnetización de escritura son alterados por una pequeña fracción de la señal en la pista adyacente. Supongase que el flujo de fuga es -40 dB. Con polarización de C.A., el proceso de escritura es virtualmente lineal y, acorde a ello, la magnetización de escritura contendrá una componente de -40 dB de la señal de la pista adyacente. Cuando no se usa polarización de C.A., algo sorprendente ocurre, la interferencia es mayor; ha sido registrado con un factor de aproximadamente 4 (+12 dB). El origen de la aparente ganancia no es comprendido. Presumiblemente un efecto muy similar ocurre en video-grabadoras domésticas, donde la señal de crominancia se graba linealmente a un bajo nivel relativo a la señal de luminancia de frecuencia modulada.

En contraste, la interferencia de lectura y escritura en una cabeza multicanal son idénticas.

Las medidas tomadas para minimizar el efecto de la inducción de pistas adyacentes incluye agregar blindajes magnéticos, incrementar la distancia entre las cabezas, y reducir el área lateral de las mismas. En este aspecto, las cabezas de película, con sus áreas laterales extremadamente pequeñas, tienen muy pequeña inducción de pistas adyacentes sin emplear blindajes magnéticos. Debido a que este tipo de interferencia es una versión disminuida de la señal en la pista adyacente con las mismas propiedades espectrales que la señal, no pueden aplicarse técnicas de procesamiento de señales para reducirla. En este sentido, es más problemático que el ruido.

#### 2.3.1.2.2 Borrado incompleto.

Hay varios métodos de borrar información previamente grabada. El más efectivo es el borrado de volumen en el cual el carrete completo de cinta es sometido a un campo de C.A. de magnitud decreciente. Si la magnitud inicial del campo es suficientemente grande para cambiar incluso las partículas más fuertes, puede lograrse un borrado casi perfecto. Típicamente, las magnitudes iniciales requeridas son de cerca de cinco veces la fuerza coercitiva. Las grabadoras de instrumentación y de video profesionales emplean borrado de volumen.

Un método menos efectivo es el empleo de cabezas de borrado. Son similares en construcción a las cabezas de lectura-escritura, pero tienen un "gap" (o doble "gap") de mayor tamaño; esto permite campos de borrado de mayor magnitud. Sin importar que tipo de cabezas se empleen, únicamente una longitud muy pequeña de la cinta es sometida al campo borrador en un instante. El borrado es, por tanto, menos efectivo que el obtenido con borrado de volumen debido a que las regiones

justamente posteriores al "gap" de la cabeza de borrado pueden ser regrabadas por el campo magnético que proviene de la parte de cinta aún no borrada que esta justo antes del "gap". Se espera que este efecto sea mayor a longitudes de onda relativamente largas, pues entonces el campo magnético antes del "gap" es mayor.

La técnica de grabado usada en grabadoras de cinta digital y discos es aún menos efectiva. En estas maquinas, no hay un proceso de borrado específico; los nuevos datos simplemente se escriben sobre los datos anteriores.

#### 2.3.1.2.3 Falso registro.

La interferencia por falso registro se debe a la inhabilidad de un sistema de grabación de mantener la posición relativa de la cabezas y el medio exactamente. En una grabadora de cinta de cabeza fija, generalmente se le asocia con el intercambio, esto es, reproducir una cinta grabada en otra máquina. En grabadoras de disco, la reproducibilidad imperfecta del sistema de posicionamiento de la cabeza móvil y la expansión térmica diferencial son sus principales causas.

En grabadoras de cinta de cabeza fija y pistas longitudinales (audio, instrumentación, y digital), errores máximos de aproximadamente 50  $\mu\text{m}$  son típicos; esto limita estrictamente la anchura mínima de las pistas. En sistemas de cabeza exploradora (video-grabadoras), la posición relativa de las cabezas a las pistas es continuamente corregida, y los errores máximos son quizá de 5  $\mu\text{m}$ . En unidades de disco rígido, el error de posicionamiento de la cabeza es también cercano a 5 $\mu\text{m}$ .

Cuando se emplea una cabeza de borrado y bandas de seguridad el efecto inicial del falso registro es simplemente

reducir la relación señal a ruido verdadera. Sin embargo, si el falso registro es severo de tal forma que se permita que la cabeza reproductora cubra la pista adyacente, ocurre una interferencia debido a que la señal se contamina por una señal extraña.

Cuando no se emplea cabeza de borrado, como en las unidades de disco digitales, incluso falsos registros pequeños pueden causar seria interferencia.

Con el propósito de alcanzar densidades superficiales extremadamente altas, las grabadoras domésticas de video no emplean bandas de seguridad. Sin embargo, para combatir los efectos del falso registro se emplean técnicas de grabación acimutal (azimuth). Para ello, se utilizan dos cabezas reproductoras alternadamente. Las cabezas se alinean con ángulos positivos y negativos, típicamente de  $\pm 5$  a  $10^\circ$ . Esto da por resultado que las grabaciones cambien de ángulo de fase cada pista. Al reproducir, sólo la cabeza que concuerda con el ángulo acimutal puede registrar información. Sin embargo, si esta cabeza reproductora cubre parcialmente la pista adyacente, el ángulo acimutal de la cabeza y la grabación están desalineados el doble del ángulo de inclinación. Si el máximo error de fase así obtenido es un múltiplo de  $2\pi$  rad, ocurre la cancelación completa de la señal reproducida de la pista adyacente. En grabadoras de video domésticas, el diseño es tal que un error de fase máximo de  $2\pi$  rad ocurre en el error de posicionamiento más probable con la señal de luminancia de F.M. de máxima energía. Así, los efectos del falso registro son reducidos notoriamente.

### *2.3.1.3 Variaciones en el sistema de transporte (Jitter).*

Cualquier variación del mecanismo de transporte en el eje del tiempo se manifiesta, en grabadoras de audio analógicas con el efecto conocido como "wow and flutter" (ululación y aleteo).

En un sistema digital las variaciones de velocidad en el transporte de la cinta o el disco causará que la tasa de datos varíe. Si la variación está dentro de los límites preestablecidos, esto es, si el valor adecuado de la forma de onda aún puede ser recuperado, entonces no hay error en la señal de salida. Pueden emplearse circuitos de servo control en los cuales una información de temporización es leída del medio y empleada para corregir las señales de control de velocidad del sistema de transporte. Para corregir incluso la mínima variación, todos los sistemas digitales contienen un "buffer" de salida, una memoria a través de la cual los datos se sincronizan antes de proporcionarlos a la salida. Aunque la tasa de datos en el "buffer" puede variar debido a la variación en el sistema de transporte, la salida será constante debido a que la tasa de salida es sincronizada con un oscilador a cristal.

### 2.3.2 Errores del medio magnético.

La causa más significativa de errores en los sistemas de grabación son las fallas o desvanecimientos ("drop-outs") en el medio magnético. En grabadoras analógicas, un defecto en el medio ocasiona una caída momentánea en la intensidad de la señal, de ahí el término "drop-out". En sistemas digitales, una obstrucción entre la cabeza y el medio, o defectos en el medio pueden causar un error similar; pueden deberse a dos causas principales: un defecto introducido durante el uso del medio o un defecto de fabricación. Entre los primeros se destacan la suciedad sobre la superficie de grabación, partículas extrañas, polvo, rupturas, etc.. En el grupo de los defectos de fabricación pueden mencionarse irregularidades en el sustrato, discontinuidades en la capa magnética, etc.

Para sistemas analógicos, cualquier error de este tipo se traducirá irremediablemente en una pérdida de información. Sin embargo, en grabadoras digitales, pueden emplearse técnicas de

detección y corrección de errores (usualmente mediante manipulaciones matemáticas) para impedir, corregir o en su defecto enmascarar los efectos que pudiera ocasionar el error.<sup>3</sup>

## 2.4 TECNICAS DE DETECCION Y CORRECCION DE ERRORES.

Aunque un sistema perfecto de protección contra errores es posible, en el cual cada error es detectado y corregido, esto crearía un gasto de datos demasiado elevado debido a la cantidad de información redundante que se requiere para lograrlo. Así, un sistema eficiente debe auxiliar en la obtención de una tasa de errores suficientemente baja después de la corrección mientras minimiza la cantidad de datos redundantes, y el procesamiento de datos, requeridos para una operación exitosa. Un sistema de protección se compone de tres operaciones; detección de errores, en la cual los datos redundantes permiten validar los datos de información, corrección de errores donde mediante procesamiento de datos, los bits "malos" son reemplazados por bits válidos recalculados, y en el caso de errores muy extensos o datos insuficientes para la corrección, técnicas de encubrimiento para substituir datos aproximadamente correctos por los datos "malos".

### 2.4.1 Detección de Errores.

Todas las técnicas de detección y corrección de errores están basadas en la redundancia de los datos. Similarmente, la redundancia es requerida para una comunicación de datos confiable. Si un dato aislado es generado, transmitido una vez, y recibido, no hay forma en lo absoluto de verificar su validez en el lado receptor. Pueden examinarse los datos palabra por palabra y cuestionar, por ejemplo, una palabra que inexplicablemente difiere de sus vecinas. En audio digital, en el cual la señal es usualmente predecible relativamente, al menos de un cuarentésimo (40/100) de segundo al siguiente, un

algoritmo puede sonar razonable; sin embargo, es imposible detectar errores o iniciar su corrección, como se muestra en la fig. 2-9. Claramente se requiere información adicional para identificar los errores en los datos recibidos en una forma confiable; más aún, tal información debe ser esencialmente redundante pues debe originarse de la misma fuente que los datos originales; así es sometida a las mismas condiciones productoras de error que los datos en sí. La tarea de la detección de errores es codificar adecuadamente la información transmitida o almacenada de tal forma que cuando se pierden o invalidan datos, la información codificada puede alertar sobre este hecho.

		00010101
		00001010
Datos	—————>	00001110
		00011100
		00000110
		00010110
Possible error	—————>	10001110
		00001101
		00011001

fig. 2-9 Sin codificación especial, no es posible detectar errores en los datos recibidos.

#### 2.4.1.1 Repetición de datos.

En un esfuerzo para detectar errores, el mensaje original puede simplemente repetirse; sin embargo, esto multiplica rápidamente la cantidad de datos a almacenar. Por ejemplo, cada dato puede repetirse dos veces, pero dado un conflicto, sería imposible identificar la versión correcta. Si cada palabra se repite tres veces hay una buena probabilidad de que dos de ellas sean correctas y la tercera la del error. Con una repetición

suficiente, la probabilidad de detectar el error sería muy alta; sin embargo, el gasto de datos también sería enorme, así que se requieren métodos mas eficientes.

#### 2.4.1.2 Paridad de un bit.

Dado un número binario, un bit residual puede formarse sumando los "unos" en la palabra, si dicha suma proporciona un número par (2,4,6, etc.) o cero, el bit residual será "0", por otra parte, si la suma da impar, ese bit será "1". Este bit extra se forma al transmitir o almacenar la palabra, y es transportado con ella misma. Este bit se conoce como el *bit de paridad*, y permite detección de errores, pero no corrección. Otra forma de obtener el bit de paridad es sumar los bits de la palabra con ellos mismos empleando módulo 2. Así, una palabra de 8 bits convertida en una de 9 bits con un bit de paridad par siempre tendrá un número par de "unos" (1's). Invirtiendo el bit de paridad, se obtiene paridad impar; ambos esquemas son funcionalmente idénticos.

En la reproducción, la validez de los datos recibidos es probada por el bit de paridad, esto es, los datos recibidos se suman para calcular su paridad; si el bit de paridad recibido y el calculado no coinciden, entonces ocurrió un error. La probabilidad indica que el error esta en la palabra de datos, y no en el bit de paridad; sin embargo, lo inverso puede ser cierto y el error del bit de paridad debería ser detectado. De igual manera, podría haber más de un error en la palabra recibida. En los medios magnéticos, los errores tienden a ocurrir en forma de ráfagas, así muchos errores podrian ocurrir dentro de cada palabra y esta técnica no proporcionará una detección confiable. El sistema de detección de errores de paridad de un bit por si mismo no es utilizable para almacenamiento o transmisión digital.

#### 2.4.1.3. Código de Verificación de Redundancia Cíclica (CRCC o CRC).

El CRCC es el método de detección de errores preferido en aplicaciones de audio debido a su habilidad para detectar errores causados por ráfagas de errores en el medio de grabación. Es un código de bloque cíclico que genera una palabra de verificación de paridad. Por ejemplo, los bits de una palabra de datos pueden ser adicionados para formar una suma de los bits; esto sería la palabra de verificación de paridad. Un caso, los seis "unos" binarios en 1011011010 se suman para formar 0110 (6 en base 10), y esta palabra de verificación se agrega a la palabra de datos para formar la palabra codificada para transmitir o almacenar. Cualquier discordancia entre el "checksum" recibido y el calculado indicará con una alta probabilidad que ocurrió un error.

El CRCC trabaja en forma similar, pero con cálculos más sofisticados; dicho simplemente, cada bloque de datos se divide por un constante arbitraria, y el residuo de dicha división se añade al bloque de datos, como se muestra en la fig. 2-10.

Un exámen más detallado del esquema del CRCC para un bloque de  $k$  bits y  $n - k$  bloques de detección muestra los pasos intermedios en la codificación y decodificación. El bloque de datos original  $m$  se multiplica por  $X^{n-k}$  y entonces se divide por el polinomio de generación  $g$  para formar el cociente  $q$  y el residuo  $r$ . El polinomio de transmisión  $v$  se forma del mensaje original  $m$  y del residuo  $r$ ; así es un múltiplo del polinomio de generación  $g$ . El polinomio de transmisión  $v$  es almacenado o transmitido. Los datos recibidos  $u$  efectúan la detección de errores calculando un síndrome  $s$  con la suma en módulo 2 de los bits de paridad recibidos y los calculados a partir del mensaje recibido. Un síndrome cero indica que no hay errores. Otro caso implica un error. La corrección de errores puede complementarse

DATOS

RESIDUO 1

- A) El bloque original de datos se divide para producir un residuo.

RESIDUO 1

DATOS

- B) Las dos palabras se transmiten o almacenan juntas.

DATOS

- C) Los DATOS recibidos se dividen nuevamente para producir un residuo.

RESIDUO 1

↑ Síndrome Módulo 2

RESIDUO 2

- D) Este se compara con el residuo recibido; cualquier diferencia indica un error.

fig. 2-10 CRCC en forma simplificada.

formando un patrón de error, el cual es la diferencia entre los datos recibidos y los datos originales a ser recuperados. Esto es matemáticamente posible porque el polinomio de error es dividido por el polinomio de generación original produce el síndrome como residuo. Así el síndrome puede usarse para formar el patrón de error, y de ahí recuperar los datos originales. Es importante seleccionar  $g$  de tal forma que los patrones de error en el polinomio de error no sean igualmente divisibles por  $g$ .

Los pasos de la codificación y decodificación con CRCC se muestran en la fig. 2-11. Un ejemplo numérico de codificación con CRCC se ilustra en la fig. 2-12.

Puede verse fácilmente que mientras mayor es el bloque de datos elegido, menor redundancia se tiene, aunque el análisis matemático muestra que la capacidad de detección de errores se mantiene igual. Sin embargo, si los errores de ráfaga de corta duración o aleatorios ocurren frecuentemente, entonces la integridad de la detección disminuye y se necesitan bloques más pequeños.

El alcance de la detectibilidad de errores de un esquema CRCC puede resumirse. Dada una palabra de datos de  $k$  bits con  $m$  ( $m = n - k$ ) bits de CRCC, una palabra codificada de  $n$  bits se forma, y lo siguiente es verdadero:

1. Errores de ráfaga menores que o iguales a  $m$  bits son detectados siempre.
2. La probabilidad de no detectar errores de ráfaga mayores que  $m + 1$  bits es  $2^{-m+1}$
3. Errores aleatorios de 3 bits consecutivos pueden detectarse.

Es finalmente el medio en si quien determina el diseño del esquema de CRCC, y el resto del sistema de protección de errores. En cinta magnética, por ejemplo, pueden emplearse grandes bloques de CRCC, mientras que los discos ópticos requerirán bloques menores. La potencia del procesamiento para corrección de errores posterior al CRCC también influye en cuan exacto debe hacerse el esquema de CRCC. El CRCC se emplea típicamente como un indicador de errores para obtener el número y extensión de los mismos antes de emplear alguna técnica de corrección.

← k bits →

mensaje m

$$m = (m_0, m_1, m_2 \dots m_{k-1})$$

en forma polinomial,

$$m(X) = m_0 + m_1 X + m_2 X^2 + \dots + m_{k-1} X^{k-1}$$

multiplicando  $m(X)$  por  $X^{n-k}$ 

$$X^{n-k} m(X) = m_0 X^{n-k} + m_1 X^{n-k+1} + \dots + m_{k-1} X^{n-1}$$

dividiendo  $X^{n-k} m(X)$  por  $g(X)$ ,

$$X^{n-k} m(X) = q(X) g(X) + r(X)$$

donde  $q(X)$  y  $r(X)$  son cociente y residuo respec.,

$$\text{donde } r(X) = r_0 + r_1 X + r_2 X^2 + \dots + r_{n-k-1} X^{n-k-1}$$

arreglando las ecuaciones previas y sumando  $r(X)$ ,

$$r(X) + X^{n-k} m(X) = q(X) g(X) + r(X) + r(X)$$

sin embargo  $r(X) + r(X) = 0$  entonces,

$$r(X) + X^{n-k} m(X) = q(X) g(X)$$

así  $r(X) + X^{n-k} m(X)$  es un múltiplo de  $g(X)$ .

$r(X) + X^{n-k} m(X)$  es el polinomio codificado  
transmitido  $v(X)$ :

$$v(X) = r(X) + X^{n-k} m(X) = r_0 + r_1 X + r_2 X^2 + \dots + r_{n-k-1} X^{n-k-1} + m_0 X^{n-k} + m_1 X^{n-k+1} + \dots + m_{k-1} X^{n-1}$$

esto corresponde a la palabra codificada transmitida:

$$(r_0, r_1, r_2, \dots, r_{n-k-1}, m_0, m_1, m_2, \dots, m_{k-1})$$

← n - k → ← k bits →

paridad r | mensaje m

## A) Codificación CRCC.

← n bits →

datos recibidos

$$u = (u_1, u_2, u_3, u_4, \dots, u_{n-1})$$

en forma polinomial:

$$u(X) = u_0 + u_1X + u_2X^2 + \dots + u_{n-1}X^{n-1}$$

donde  $u_0, u_1, u_2, \dots, u_{n-k-1}$  son bits de verificación de paridad y  $u_{n-k}, \dots, u_{n-1}$  son bits de información.

El síndrome  $s$  se calcula tomando la suma módulo 2 de los bits de paridad recibidos y los bits de paridad formados de la información recibida. Así, el síndrome  $s(X)$  es igual al residuo de  $u(X)$  dividido por  $g(X)$ :

$$u(X) = p(X) g(X) + s(X)$$

un valor de  $s$  diferente de cero detecta un error. La diferencia entre la información recibida ( $u$ ) y la transmitida ( $v$ ) es un patrón de error  $e$ . A partir de  $e$ , puede recuperarse  $v$ , empleando el síndrome para corrección de error

$$u(X) = v(X) + e(X)$$

puesto que  $v(X) = m(X) g(X),$

$$u(X) = m(X) g(X) + e(X)$$

así  $e(X) = [p(X) + m(X)] g(X) + s(X)$

De esta forma, cuando el patrón de error es dividido por el polinomio de generación, el residuo es el síndrome, el cual puede emplearse para corregir errores. Notese que el polinomio de generación fué elegido para que el polinomio de error consista de patrones de error no divisibles por  $g$ .

B) Decodificación de CRC y cálculo del síndrome.

fig. 2-11 Codificación y decodificación CRC.

Dado un polinomio de generación  $g(X) = 1 + X^2 + X^3$  y un mensaje  $m = (1001)$  a ser codificado. El polinomio de mensaje  $m(X) = 1 + X^3$ . Multiplicando por  $X^{n-k}$ ,  $X^3 m(X) = X^3 + X^6$ . La división por  $g(X)$  proporciona:

$$\begin{array}{r}
 X^3 + X^2 + X + 1 \overline{) X^6 \phantom{+ X^5} + X^3} \\
 \underline{X^6 + X^5 \phantom{+ X^4} + X^3} \phantom{+ X^2} \\
 X^5 \phantom{+ X^4} \phantom{+ X^3} \\
 \underline{X^5 + X^4 \phantom{+ X^3} + X^2} \\
 X^4 \phantom{+ X^3} + X^2 \\
 \underline{X^4 + X^3 \phantom{+ X^2} + X} \\
 X^3 + X^2 + X \\
 \underline{X^3 + X^2 \phantom{+ X} + 1} \\
 X + 1 \text{ residuo } r(X)
 \end{array}$$

El polinomio de la palabra codificada

$$\begin{aligned}
 v(X) &= r(X) + X^3 m(X) \\
 &= 1 + X + X^3 + X^6
 \end{aligned}$$

La palabra codificada es así:

$$\begin{array}{c}
 (1101001) \\
 \text{que corresponde a } (1, X, X^2, X^3, X^4, X^5, X^6) \\
 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1
 \end{array}$$

fig. 2-12 Ejemplo numérico de codificación de CRC.

#### 2.4.2 Corrección de Errores.

El campo de los códigos de corrección de errores es altamente matemático; varios tipos de códigos, resultado de

muchas teorías diferentes se han propuesto. En general, dos aproximaciones han sido desarrolladas, los *códigos de bloque* empleando métodos algebraicos y los *códigos convolucionales* que emplean esquemas probabilísticos. Un código de bloque generado por un codificador se forma únicamente del mensaje actual en el bloque. En un código convolucional el mensaje codificado generado se forma del mensaje presente en el codificador en ese momento y los mensajes previos.

#### 2.4.2.1 Códigos de Bloque.

Los códigos cíclicos, tal como CRCC, son una sub-clase de los códigos de bloque lineales. Los códigos de bloque especiales, conocidos como *Códigos de Hamming* crean síndromes que apuntan a la ubicación del error. Se forman múltiples bits de paridad para cada palabra, con una decodificación única. Por ejemplo, tres bits de verificación de paridad (4, 5 y 6) pueden agregarse a 4 bits de la palabra de datos (0, 1, 2 y 3); así, se transmiten 7 bits. Supongase que los tres bits de paridad son definidos en forma única, el 4 se obtiene de la suma en módulo 2 de los bits 1, 2 y 3; el 5 lo hace a partir de los bits 0, 2 y 3; y el bit de paridad 6 resulta de los bits 0, 1 y 3, como se muestra en la fig. 2-13A. Así, por ejemplo, la palabra de datos 1100 más los bits de paridad 110 será transmitida como la palabra codificada de 7 bits 1100110.

$$\begin{array}{ll}
 X_0, X_1, X_2, X_3 & \text{bits de datos} \\
 X_4 = X_1 + X_2 + X_3 & \text{bits de paridad} \\
 X_5 = X_0 + X_2 + X_3 & \\
 X_6 = X_0 + X_1 + X_3 & \\
 X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6 & \text{palabra codificada}
 \end{array}$$

#### A) Formación de los bits de paridad.

$$\begin{array}{rcl}
 X_1 + X_2 + X_3 + X_4 & = & 0 \\
 X_0 + X_1 + X_2 + X_3 + X_4 + X_5 & = & 0 \\
 X_0 + X_1 + X_3 + X_6 & = & 0
 \end{array}$$

Algoritmo  
de  
decodificación

$$\begin{bmatrix}
 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix} = H$$

Matriz de  
verificación  
de paridad

### B) Matriz de verificación de paridad.

Ejemplo:

1100110	Palabra transmitida
1000110	Palabra recibida

$$\begin{aligned}
 P_4 &= X_1 + X_2 + X_3 = 0 + 0 + 0 = 0 \\
 P_5 &= X_0 + X_2 + X_3 = 1 + 0 + 0 = 1 \\
 P_6 &= X_0 + X_1 + X_3 = 1 + 0 + 0 = 1
 \end{aligned}$$

Los síndromes se calculan empleando adición módulo 2 de la paridad de los datos recibidos y los bits de paridad recibidos:

$P_4 = 0,$	$X_4 = 1$	$0 + 1 = 1$	Error
$P_5 = 1,$	$X_5 = 1$	$1 + 1 = 0$	Correcto
$P_6 = 1$	$X_6 = 0$	$1 + 0 = 1$	Error

Los síndromes resultantes forman el patrón de error

$$\begin{bmatrix}
 1 \\
 0 \\
 1
 \end{bmatrix}$$

el cual corresponde a la segunda columna de H

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

así,  $X_1$  es incorrecto.

**C) Corrección de error sencillo usando síndromes.**

**fig. 2-13 Código de corrección de error de Hamming.**

Dado que hay un esquema único para formar los bits de paridad, un error en la palabra de datos puede localizarse examinando cual de los bits de paridad refleja un error. Claro esta, los datos recibidos deben decodificarse antes de la verificación. De esta forma, se requiere escribir las ecuaciones de decodificación, las cuales son representadas computacionalmente como una matriz de verificación de paridad H, como se ilustra en la fig. 2-13B. Cada línea de H representa una de las ecuaciones de decodificación originales, y probando los datos recibidos contra los valores en H, puede identificarse la localización del error. Específicamente, se calcula un síndrome de la suma en módulo 2 de la paridad calculada a partir de los datos recibidos y la paridad recibida. Un error genera un "1", en otro caso se genera un "0". El patrón de error resultante es plasmado en la matriz H para localizar el bit erróneo. Por ejemplo, si se transmitió la palabra 1100110, pero se recibió 1000110, el síndrome debe detectar el error y generar un patrón 101. Llevando este a la matriz H, puede verse que corresponde a la segunda columna, lo que indica que el bit 1 es erróneo, como se indica en la fig. 2-13C. Este esquema es un código de corrección de un sólo error, es decir que puede identificar y corregir errores de un bit.

La paridad de bloque emplea un bloque entero de información como base para sus cálculos. Una palabra de paridad se forma simultáneamente del bloque entero de palabras de datos. Además, la paridad puede formarse de palabras individuales en el bloque, usando paridad de un bit o un código cíclico. De esta forma, se obtiene mayor redundancia y se mejora la corrección. Por ejemplo, puede emplearse CRCC para detectar un error, y entonces emplear paridad de bloque para corregirlo. Por ejemplo, un mensaje de 12 bits puede acomodarse en una matriz de 3 por 4 (fig. 2-14). Agregado a cada línea y columna hay un bit de paridad, así como un bit de paridad en la intersección de línea y columna el cual proporciona simultáneamente paridad para ambas. La información en la matriz puede transmitirse o almacenarse línea por línea o columna por columna. En el lado receptor, se verifican los datos por la paridad correcta; cualquier error sencillo puede corregirse. Los errores dobles pueden detectarse, pero no corregirse. Números mayores de errores pueden resultar en falsa detección o falsa corrección. Cada uno de los bits transmitidos es llamado un símbolo; así, la palabra codificada para este ejemplo tiene 29 símbolos ( $n = 20$ ), de los cuales 12 ( $k = 12$ ) son información. Los códigos se refieren como  $(n, k)$  códigos, esto es un código  $(20, 12)$ . La tasa de la fuente es:

$$R = k / n = 12 / 20$$

Hay  $n - k = 20 - 12 = 8$  símbolos de verificación. La distancia mínima de un código determina su correctibilidad de error; una distancia mínima de 2 proporciona detección de error sencillo, 3 da detección de error doble o corrección sencilla, 4 da detección triple o corrección doble, etc.

Los códigos de corrección de bloque emplean diversos métodos para generar la palabra transmitida y su paridad; sin embargo, son fundamentalmente iguales en que sólo se emplea

A) Palabra de datos  $X_0 X_1 X_2 X_3 X_4 X_5 X_6 X_7 X_8 X_9 X_{10} X_{11}$

B) Matriz de datos

$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$
$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$
$X_8$	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$

C) Matriz de datos  
con paridad de  
línea y columna

$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_{12}$
$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$	$X_{13}$
$X_8$	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$	$X_{14}$
$X_{15}$	$X_{16}$	$X_{17}$	$X_{18}$	$X_{19}$

D) Ejemplo binario

0	0	1	0	1
1	1	1	0	1
0	1	0	1	0
1	1	0	0	0
0	1	0	1	0

fig. 2-14 Mensaje ordenado en una matriz de 3 por 4.

información del bloque para generar el código. El alcance de las capacidades de corrección de los códigos de corrección de bloque puede ilustrarse con el siguiente ejemplo decimal. Dado un bloque de seis palabras de datos. Para verificar un error, se crea un síndrome comparando (restando en el ejemplo) la paridad (suma) de los datos recibidos con el valor de la paridad recibida. Si el resultado es cero, entonces es muy probable que no haya ocurrido error (fig. 2-15A). Un resultado diferente indicaría que hubo un error (fig. 2-15B).

## Palabras de datos originales y paridad

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 20, W_4 = 25, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130 = W_1 + W_2 + W_3 + W_4 + W_5 + W_6$$

## A) Código de corrección de bloque sin condición de error

## Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 20, W_4 = 25, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = W_1 + W_2 + W_3 + W_4 + W_5 + W_6 - P$$

$$= 10 + 30 + 20 + 25 + 30 + 15 - 130 = 0 \text{ No error}$$

## B) Código de corrección de bloque mostrando un error

## Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 10, W_4 = 25, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = 10 + 30 + 10 + 25 + 30 + 15 - 130 = -10 \text{ error}$$

## C) Corrección de borrado sencillo

## Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = --, W_4 = 25, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = 10 + 30 + 0 + 25 + 30 + 15 - 130 = -20 \text{ error}$$

$$\text{Corrección del borrado: } W_3 = W'_3 - S$$

$$= 0 - (-20) = 20$$

## D) Corrección de error imposible

## Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 20, W_4 = 15, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = 10 + 30 + 20 + 15 + 30 + 15 - 130 = -10 \text{ error}$$

## E) Corrección de error con apuntador

Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 20, W_4 = 15, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = 10 + 30 + 10 + 25 + 30 + 15 - 130 = -10 \text{ error}$$

El apuntador de error de CRCC indica  $W_4$ 

$$\text{Corrección del error: } W_4 = W'_4 - S = 15 - (-10) = 25$$

## F) Apuntador erróneo

Palabras de datos y paridad recibidas

$$W_1 = 10, W_2 = 30, W_3 = 20, W_4 = 25, W_5 = 30, W_6 = 15$$

$$P = 130$$

$$\text{Síndrome } S = 10 + 30 + 20 + 25 + 30 + 15 - 130 = 0 \text{ no error}$$

El apuntador de error de CRCC indica  $W_5$ 

Corrección del error:

$$W_5 = W'_5 - S = 30 - (-0) = 30$$

fig. 2-15 Ejemplos de codificación de bloque

Si una palabra de datos se perdió, una condición llamada borrado sencillo, el síndrome debe indicar que, además el valor perdido debería obtenerse del síndrome (fig. 2-15C). Si una palabra de datos es errónea, el síndrome diferente de cero debería indicarlo; sin embargo, sin información adicional el valor correcto no puede calcularse (fig. 2-15D). Si se ha empleado CRCC o paridad de un bit, esta debería apuntar a la palabra errónea, y el valor correcto podría calcularse usando el síndrome (fig. 2-15E).

Incluso si el CRCC, o el bit de paridad, fuesen erróneos y

crearan falsamente un apuntador de error, el síndrome deberá mantener el valor correcto (fig. 2-15F). Tal código de corrección de bloque es capaz de detectar un error de una palabra, o hacer corrección de un borrado, o corregir un error con apuntador. Como se ha visto, su habilidad para corregir es dependiente de la habilidad de detección de los apuntadores.

Para incrementar el rendimiento, pueden formarse dos palabras de paridad para el bloque de datos. Cualquier error de una palabra podría corregirse, y si dos palabras se perdieran el código podría usar los dos síndromes para proporcionar los datos perdidos, y si dos palabras fueran erróneas, el código podría detectarlas. Este código de doble paridad puede realizar correcciones de dos palabras borradas sin apuntadores, y su habilidad de corrección se incrementa con apuntadores. Este tipo de corrección de errores es adecuado para aplicaciones de audio.

El código de Reed-Solomon (RS) es un ejemplo de corrección de doble borrado; es muy exitoso en aplicaciones de audio digital cuando se complementa con CRCC para los apuntadores de error. El código RS es una sub-clase de los códigos conocidos como BCH "q-ary". Estos son códigos cíclicos con corrección de errores múltiples. Un código RS de corrección de t-errores tiene las siguientes características: Longitud de bloque de  $n = q - 1$ , y número de dígitos de paridad  $n - k = 2t$ . El código de Reed Solomon es particularmente adecuado para la corrección de errores de ráfaga, cuya ocurrencia es común en medios magnéticos de audio digital. Por ejemplo, un código RS de corrección de doble borrado (distancia mínima de 3) con apuntadores de CRCC ha sido adoptado por un fabricante que emplea el formato de cabeza estacionaria. Un código RS de corrección de borrado cuádruple (doble error) con distancia mínima de 5, conocido como *Código RS de Entrelazamiento Cruzado (CIRC)* se emplea para el Disco Compacto (Compact Disc).

### 2.4.2.2. Códigos Convolucionales.

Los códigos convolucionales, algunas veces llamados códigos recurrentes, difieren de los códigos de bloque en la forma de agrupar los datos para la codificación. En lugar de dividir el mensaje en grandes bloques de  $k$  dígitos y generar un bloque de  $n$  dígitos codificados, se toman unos cuantos  $k$  dígitos de mensaje y se emplean para generar  $n$  dígitos codificados, formados no sólo de esos  $k$  dígitos de mensaje, sino de algunos  $k$  dígitos anteriores, almacenados en memorias de retardo. Un código de esta naturaleza se llama un código convolucional  $(n, k)$ . Utiliza  $(N - 1)$  bloques de mensaje con  $k$  dígitos. Esta restringido a una longitud de  $N$  bloques (o  $nN$  dígitos) igual a  $n(m + 1)$  donde  $m$  es el número de retardos. Su tasa  $R$  es  $k / n$ . Los parámetros  $k$  y  $n$  son típicamente enteros pequeños.

Como en el caso de los códigos de bloque, se realiza la codificación, y las palabras codificadas son almacenadas o transmitidas, entonces en un momento posterior las palabras codificadas se verifican empleando síndromes. Usualmente se emplean registros de corrimiento para implementar las memorias de retardo requeridas en el codificador y en el decodificador. Un ejemplo de un codificador convolucional se muestra en la fig. 2-16.

Entrada de datos

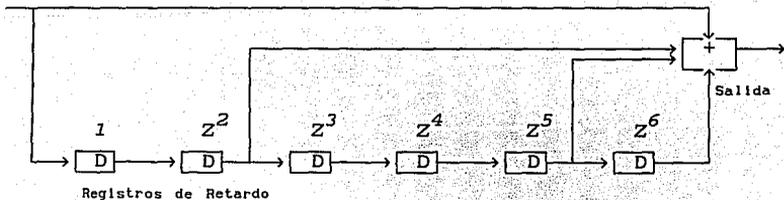


fig. 2-16 Codificador convolucional con 6 bloques.

Hay seis retardos, entonces la longitud restringida es 14. Los otros parámetros son  $q = 2$ ,  $R = 1/2$ ,  $k = 1$ ,  $n = 2$  y el polinomio:

$$H(y, z) = y(1 + z^2 + z^5 + z^6)$$

Como puede observarse en el diagrama, el mensaje de datos esta circulando continuamente por el codificador, y muchos bits previos afectan la salida codificada actual.

Una desventaja de los códigos convolucionales es la propagación de errores; cualquier error que no pueda ser totalmente corregido generará síndromes reflejando este error y esto podría introducir errores "fantasmas" en los datos subsecuentes.

#### 2.4.2.3 Entrelazado.

La corrección de errores depende de la habilidad de un algoritmo para emplear eficientemente los datos redundantes para reconstruir aquellos incorrectos o perdidos; cuando el error es sostenido, como en el caso de un error de ráfaga, se pierden tanto los datos originales como los redundantes, y la corrección se vuelve difícil o imposible. Para evitar esto, las palabras de datos pueden dispersarse a través de la secuencia de datos antes de que estos sean grabados. Si ocurre un error de ráfaga, este dañará una sección de los datos grabados; sin embargo, tras la reproducción la cadena de bits será desentrelazada y así los datos regresarán a su secuencia original, y los errores serán distribuidos sobre la cadena de bits. Con datos válidos envolviendo los datos dañados, es más fácil para el algoritmo reconstruir la información original.

El entrelazado con retardo simple efectivamente dispersa los datos. Muchos "checksums" de bloque trabajan adecuadamente

si sólo hay una palabra errónea por bloque de datos; un error de ráfaga podría violar esta regla; sin embargo, los datos entrelazados y desentrelazados pueden muy bien resultar en una palabra errónea para un bloque dado. Así, el entrelazado incrementa la correctibilidad de los códigos de bloque. Por ejemplo, en un código de borrado sencillo y entrelazado de retardo las palabras de datos se dispersan cada sexta palabra en la cadena de datos, así un error de ráfaga de hasta seis palabras puede corregirse o enmascarse, convirtiéndolo en 6 errores aislados, dados los apuntadores apropiados.

El entrelazado de bits complementa al entrelazado de bloque; esto permite manejar grandes errores de ráfaga como errores cortos o aleatorios. Cualquier esquema de entrelazado requiere un "buffer" suficientemente largo para mantener los datos distribuidos durante los procesos de entrelazado y desentrelazado.

#### 2.4.2.4 Código de Entrelazado Cruzado.

Este código se compone de dos o más códigos de bloque ensamblados con una estructura convolucional. Se clasifica como un código producto debido a que los códigos de bloque están arreglados en líneas y columnas, la estructura convolucional se introduce separando los códigos por retardo y entrelazandolos para incrementar la correctibilidad. El método es eficiente porque los síndromes de un código pueden usarse para apuntar a los errores en el otro. Cuando ambos son códigos correctores de borrado sencillo, el resultante se conoce como Código de Entrelazado Cruzado (CIC por sus siglas en inglés).

Los códigos de entrelazado cruzado pueden modificarse para servir a métodos de grabación empleando diseños de cabezas giratorias. El codificador seleccionado en el formato de cabeza giratoria de la EIAJ, utiliza un código de corrección de borrado

doble, entrelazado, y CRCC para los apuntadores. Las palabras de verificación P y Q se generan por cada seis palabras de datos; P es la suma en módulo 2 de todas las palabras de datos y Q es una suma pesada. Después del entrelazado, se codifica con CRCC para la ocho palabras resultantes; esto forma bloques de datos para cada línea horizontal. El código de borrado doble puede corregir dos palabras por bloque antes del retardo; el código grabado puede ser corregido para errores de ráfaga de hasta 32 bloques de largo.

Existen muchos tipos de corrección de errores para muchos tipos de aplicaciones; los diseñadores deben juzgar la correctibilidad de errores aleatorios y de ráfaga, el gasto en la redundancia, la probabilidad de falsa detección, y las longitudes máximas de los errores de ráfaga a corregir o enmascarar.

Un esquema perfecto de detección y corrección de errores puede ser diseñado, en el cual los errores podrían ser completamente suplantados con datos redundantes o calculados con total exactitud. Sin embargo, un esquema de ese tipo sería impráctico debido al incremento en la cantidad de datos y el costo del codificador/decodificador. Así, un sistema eficiente de protección contra errores debe balancear estas limitantes contra la probabilidad de errores no corregidos, y debe resultar en un diseño en el cual algunos errores permanezcan sin corregir. Sin embargo, un circuito subsecuente, un sistema de enmascaramiento de errores debería compensar esos errores y evitar que trasciendan; por ejemplo, en un sistema de audio digital, los errores no corregidos no deben ser audibles. Varias técnicas de enmascaramiento, tales como *interpolación* y *enmudecimiento* (muting) se han desarrollado para realizar esta tarea.

### 2.4.3 Encubrimiento de Errores.

#### 2.4.3.1 Interpolación.

Después del desentrelazado, la mayoría de errores incluso los de ráfaga son intercalados con palabras de datos válidas. Es así razonable emplear técnicas en las cuales los datos válidos envolviendo a los erróneos sean empleados para calcular nuevos datos para substituir los erróneos. Esta técnica trabaja bien partiendo de que los errores están suficientemente dispersos y que hay continuidad entre los datos válidos.

En su forma más simple, la interpolación mantiene el dato previo y repite este para cubrir la palabra pérdida o incorrecta. Esto es conocido como interpolación de orden cero o de valor previo. En la interpolación de primer orden, también llamada interpolación de orden lineal, el dato erróneo se reemplaza por el valor promedio de los datos previo y siguiente. En muchos sistemas de audio digital se emplean combinaciones de estos dos, o de orden superior.

#### 2.4.3.2 Enmudecimiento (Muting).

Es el simple proceso de asignar un valor cero a las palabras no corregidas. Este silencio (en audio digital) es preferible a los sonidos impredecibles que podrían resultar de la decodificación de los datos incorrectos.<sup>4</sup>

### REFERENCIAS.

- [ 1 ] MAGNETIC RECORDING Volume I. Technology  
EDITED BY MEE & DANIEL  
Mc Graw Hill Book Company, 1987, U.S.A.

[ 2 ] MAGNETIC RECORDING Volume II. Computer Data Storage  
EDITED BY MEE & DANIEL  
Mc Graw Hill Book Company, 1987, U.S.A.

[ 3 ] MAGNETIC RECORDING volume III. Video, audio and  
Instrumentation Recording  
EDITED BY MEE & DANIEL  
Mc Graw Hill Book Company, 1987, U.S.A.

[ 4 ] PRINCIPLES OF DIGITAL AUDIO  
Ken C. Pohlmann  
HOWARD W. SAMS & COMPANY, 1985, U.S.A.

- AN ERROR-CORRECTING CODING SCHEME FOR TELETEXT AND OTHER  
TRANSPARENT DATA BROADCASTING.

Mike Sablatash  
IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, MARCH 1990

- INTRODUCTION TO MAGNETIC RECORDING  
EDITED BY Robert M. White  
IEEE PRESS, 1985, U.S.A.

## PROPUESTA DE UN SISTEMA DE GRABACION DE SEÑALES.

La primera pregunta que surge al buscar solución a un problema específico es por lo regular: ¿ existe ya "algo" disponible en el mercado que lo resuelva ?, si es así ¿ cuanto cuesta ?. En caso contrario, ¿ cómo puedo resolverlo ?, modificando lo ya existente o desarrollando una nueva solución. La respuesta a la primera interrogante para éste caso, es afirmativa, pues existen ya sistemas comerciales que permiten grabar señales de baja frecuencia en forma analógica o digital, sin embargo, el principal inconveniente es su alto precio y, poca versatilidad. Desarrollar una nueva solución ofrece las siguientes ventajas:

- Costo inferior a las unidades comerciales.
- Flexibilidad.
- Posibilidad de actualización con la aparición de nuevas tecnologías.
- Adecuación exacta al ambiente particular de trabajo.

Ante esta perspectiva, se plantea el desarrollo de un sistema que permita grabar grandes cantidades de información de señales bio-eléctricas en un medio magnético de fácil obtención y a un costo bajo.

### 3.1 REQUISITOS A CUMPLIR.

Como punto de partida, se delimitarán los alcances del proyecto, estableciendo los requisitos que debe cumplir el

sistema a desarrollar:

- 1) Bajo costo.
- 2) Operación sencilla y, de ser posible, automática.
- 3) El medio magnético debe ser fácilmente transportable.
- 4) Silencioso.
- 5) Tiempo de grabación del orden de horas.
- 6) Capacidad de almacenamiento del orden de cientos de MB.
- 7) Alta confiabilidad de los datos.
- 8) Transferencia de la información almacenada hacia una computadora personal (XT, AT, 386, PS/2, etc.).

En una primera aproximación no se considerarán los siguientes puntos:

- 1) Formato de los datos de acuerdo con algún estándar.
- 2) Obtener la máxima capacidad de almacenamiento posible.
- 3) Obtener la máxima velocidad de transferencia posible.
- 4) Recuperación exacta de los datos erróneos.

### 3.1.1 ¿ Digital o Analógico ?

El universo de sistemas de grabación magnética, permite seleccionar entre dos caminos a seguir: analógico o digital. Cuál elegir depende mucho del ambiente en el que dicho sistema vaya a trabajar y de las funciones que deba realizar; para éste caso, la entrada de datos es analógica, pero el análisis final de la información se realiza en una computadora digital, y es con ella con quien el sistema de grabación interactuará en mayor medida. Lo anterior, agregado a las ventajas que ofrecen los sistemas digitales, tales como detección y corrección de errores, compresión, selección automatizada, etc., inclinan la balanza hacia el desarrollo de un sistema de grabación digital. Con ello se obtendrán entre otras ventajas: versatilidad en el procesamiento de la información, una interfaz natural entre

grabación/reproducción y análisis, posibilidad de interacción total y operación totalmente automática, etc.

### 3.2 SELECCION DE UN SISTEMA DE GRABACION.

Tomando en consideración los requisitos 5 y 6 y de acuerdo con los datos establecidos en la tabla 2.1, se propone que el sistema emplee un medio magnético en forma de cinta, para lo cual, se analizarán las siguientes posibilidades:

- 1) Cinta de 1/4".
- 2) Cinta de Audio Digital (D.A.T.).
- 3) Video cassette.

La opción 1) ofrece alta confiabilidad en los datos, y actualmente existen disponibles en el mercado unidades que pueden almacenar hasta 525 MB; la interfaz para dichas unidades es por lo general SCSI. Aunque existen circuitos integrados que proporcionan todo lo necesario para implementar dicha interfaz (como el WD33C93) su costo es muy elevado y la complejidad de la circuitería de soporte es grande. Una de las ventajas principales que ofrece SCSI es una velocidad de transferencia muy alta (lo que explica de alguna manera su alto costo) cercana a los 10 Mbps, que para esta aplicación es excesiva.

La segunda opción, ofrece la densidad de almacenamiento más alta en el mercado (superior a 2 GB) y una tasa de transferencia también alta. Las unidades para almacenamiento de datos, generalmente emplean una tarjeta de interfaz propietaria para conectarse al bus de la PC, o bien utilizan el bus SCSI; existen por otra parte las unidades para grabación de audio con entradas para señales digitales directas. En ambos casos, el costo de la unidad únicamente es elevado (alrededor de \$ 3,000 USD). El tiempo de grabación máximo es de 3 horas, lo cual es poco para esta aplicación además de que se desperdiciaría la mayor parte

del espacio disponible para datos pues las señales bio-eléctricas son excesivamente lentas comparadas con la capacidad del D.A.T..

La tercera opción, ofrece tiempos de grabación de hasta 8 horas (en VHS) o 5 horas (en Beta) y un costo bajo, sin embargo las video-grabadoras estan diseñadas para trabajar con señales de video analógicas; un análisis relámpago de la señal de video indica que esta representa las variaciones de intensidad luminosa de la imagen, y que tiene dos valores extremos: el blanco y el negro; usando estos valores para representar datos binarios, podría emplearse una video-grabadora convencional para grabar información digital. Esta opción es la que se explotará, debido a que representa (según la tabla 2.1) el menor costo por Megabyte. Se requiere así, diseñar una interfaz que permita convertir la información analógica de las señales bio-electricas en señales compatible con el formato de video.

La fig. 3.1 bosqueja las interconexiones del Sistema de Grabación Digital (SGD) a desarrollar con los demás elementos involucrados.

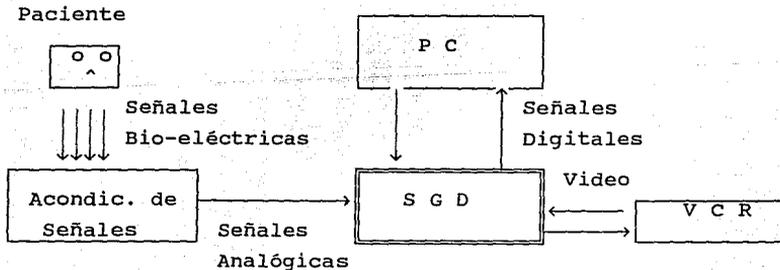


fig. 3.1 Interconexiones del Sistema de Grabación Digital

### 3.3 CARACTERISTICAS DEL SISTEMA PROPUESTO.

Las funciones y requisitos específicos del SGD se describen a continuación:

1) El SGD recibirá señales eléctricas analógicas de baja frecuencia (inferior a 4KHz para voz y 100 Hz para bio-eléctricas) con niveles pico de +5V y -5V y limitadas en frecuencia por la etapa de acondicionamiento.

2) Uno de los principales usos del sistema será almacenar señales de EEG, las cuales vienen en grupos de 8, 10, 12 o más, provenientes cada una de un electrodo diferente. Para procesarlas todas simultáneamente, se requieren por lo menos 8 canales.

3) Las señales de entrada son analógicas, para su procesamiento en forma digital se requiere un subsistema de adquisición de datos (un convertidor A/D en principio).

4) Puesto que la videograbadora sólo graba señales de video, debe adecuarse la información digital al formato de la señal de video; esto, en principio implica el uso de un generador de video.

5) Para obtener una tasa de errores baja (bajo el criterio de bits que no fueron corregidos), debe emplearse un código de detección asociado a un esquema de corrección de errores. Con este mismo fin pueden emplearse técnicas de entrelazado, lo cual requiere de un "buffer" de entrada de datos.

6) Para recuperar la información digital de la señal de video almacenada en la VCR, debe emplearse un separador de la señal de video y la información.

7) El sistema sólo almacenara la información en la cinta magnética, pero esta debe ser posteriormente transferida a una computadora para su procesamiento y análisis, para ello se requiere de un canal de comunicación compatible con la computadora de análisis.

8) Para minimizar los efectos de las variaciones en el mecanismo de transporte, se requiere de un buffer a la salida del sistema de reproducción.

9) La adquisición de datos de las señales bio-eléctricas se realiza por largos períodos de tiempo (horas), pero su análisis, en ocasiones requiere profundizar en intervalos cortos y bien definidos, lo cual implica que debe tenerse una referencia de la hora a la cual fué realizada la grabación; para tal fin debe contarse con una etapa de reloj de tiempo real.

10) Debido a la gran cantidad de subsistemas, se requiere un control central basado en microprocesador.

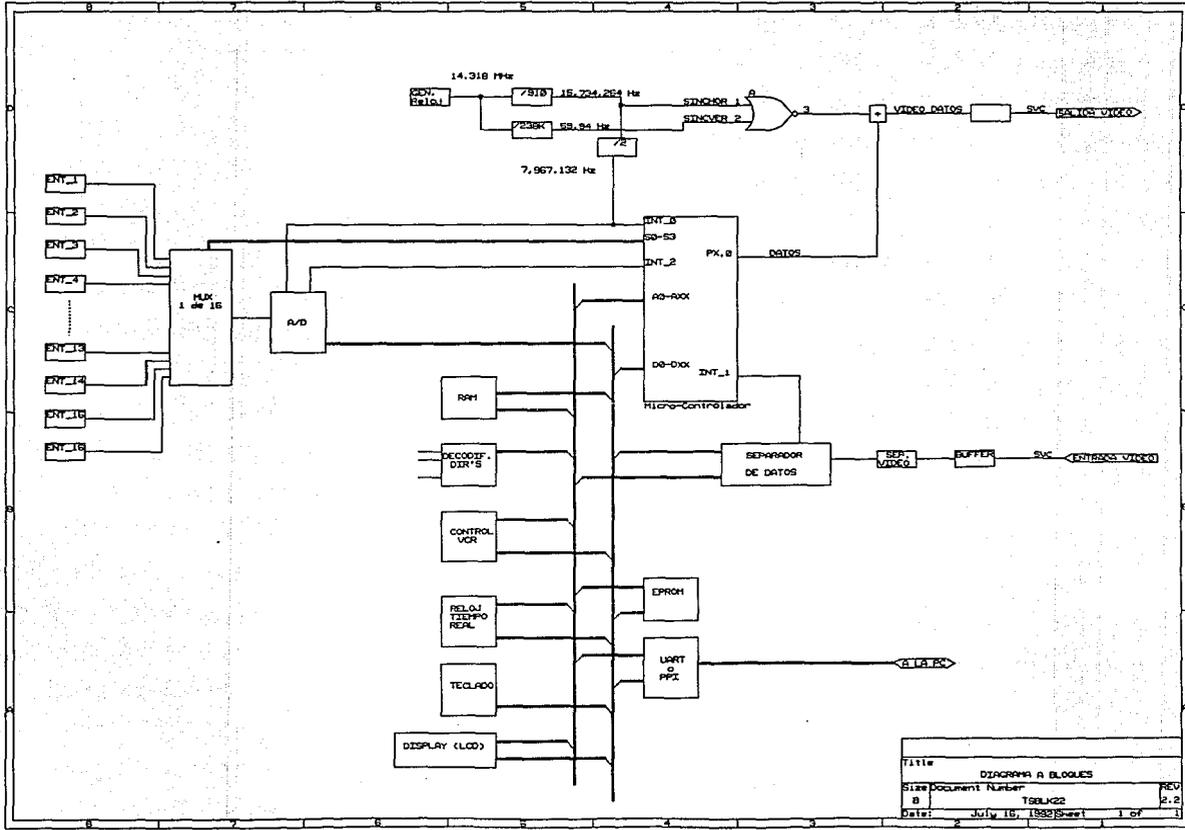
De lo anterior, se concluye, que el sistema debe contar, con las siguientes etapas:

- a) Adquisición de datos (Convertidor A/D y multiplexor).
- b) Buffer de entrada.
- c) Microprocesador.
- d) Generador de video.
- e) Separador de video.
- f) Buffer de salida.
- g) Transmisión de datos (serial y/o paralelo).
- h) Reloj de Tiempo Real.
- i) Despliegue.
- j) Teclado.
- k) Control de la VCR.

El diagrama TSBLK22 presenta los bloques e interconexiones del Sistema para Grabación Digital de Señales Bio-eléctricas.

REFERENCIAS.

- HIGH DENSITY DIGITAL RECORDING USING VIDEOCASSETTE RECORDERS  
P. S. NEWBY AND J. L. YEN  
IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS  
VOL. MAG-19, NO 5 SEPTEMBER 1983.
- A ROTARY HEAD HIGH DENSITY DIGITAL AUDIO TAPE RECORDER  
HEITARO NAKAJIMA, KENTARO ODAKA  
IEEE TRANSACTIONS ON CONSUMER ELECTRONICS  
VOL. CE-29, No. 3, AUGUST 1983.
- UPGRADING AND REPAIRING PC'S  
Scot Mueller  
QUE CORPORATION, 1988, U.S.A.
- DIGITAL AUDIO USING YOUR VCR.  
Leonard Feldman  
RADIO-ELECTRONICS VOL. 52 No. 8, august 1981
- HARDWARE STANDBYS: PS/2 TAPE DRIVES.  
Winn L. Rosch  
PC MAGAZINE may 31, 1988
- TAPE BACKUP.  
Marc Stern  
COMPUTER DIGEST, november 1986
- DATA SAVERS. SHOPPING FOR TAPE BACKUPS.  
Dave Rowell  
PC SOURCES, february 1992



Title		
DIAGRAMA A BLOQUES		
Size	Document Number	REV
B	T80LK22	2.2
Date:	July 15, 1992	Sheet 1 of 1

## DISEÑO DEL SISTEMA

La señal de televisión (con la cual trabaja una video grabadora) es bastante compleja, ya que a su vez, esta formada por varias señales. Para poder emplearla como sustento de la información digital, se necesita generarla con las características exactas que espera la video grabadora. Con esta idea en mente, el diseño del sistema parte de un profundo análisis de las características de la señal de video. Posteriormente se desarrolla cada uno de los bloques genericos propuestos en el capítulo 3.

Las secciones 4.1 a 4.9 se dedican al desarrollo del hardware, mientras que la sección 4.10 se ocupa de la teoría de operación del sistema, haciendo énfasis en el software que aprovecha la arquitectura disponible.

### 4.1 LA SEÑAL DE VIDEO.

#### 4.1.1 El sistema de televisión (NTSC).

El sistema de televisión, permite "ver a distancia" una imagen situada en el extremo transmisor. Esta imagen bidimensional puede transmitirse como una señal unidimensional; la conversión de la imagen a una señal eléctrica serial es realizada básicamente por una cámara de video (fig. 4-1).

El proceso de conversión se realiza "explorando" la imagen en una secuencia de líneas horizontales, hasta obtener un

"cuadro" completo. En el receptor, la señal serial (señal de video) modula un haz electrónico, "escribiendo" la información sobre la pantalla, utilizando el mismo procedimiento de "exploración" de líneas horizontales.

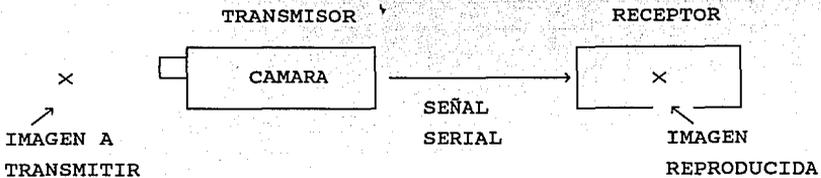


fig. 4-1 Sistema básico de TELEVISION.

#### 4.1.2 La señal de video compuesta.

La señal de video es una representación eléctrica de las variaciones de la intensidad luminosa en la imagen; cuando hay máxima intensidad, la señal de video tiene el nivel de blanco, mientras que, cuando no la hay toma el nivel de negro.

La exploración de la imagen en el transmisor y el despliegue en el receptor, deben estar coordinados, es decir, que si la información que esta llegando en un instante dado al receptor corresponde a, por ejemplo la línea 50 de la imagen, este debe a su vez estar desplegando la línea 50. Para tal efecto, se agregan a la señal de video, las señales de sincronía (fig. 4-2).

El barrido de la imagen se inicia en la esquina superior izquierda de la pantalla, desplazando el haz explorador hacia la derecha, hasta llegar al extremo derecho (fig. 4-3a); durante este tiempo, existe información útil en la pantalla. Para barrer la siguiente línea horizontal, el haz debe ser desplazado ligeramente hacia abajo (barrido vertical) y completamente hacia

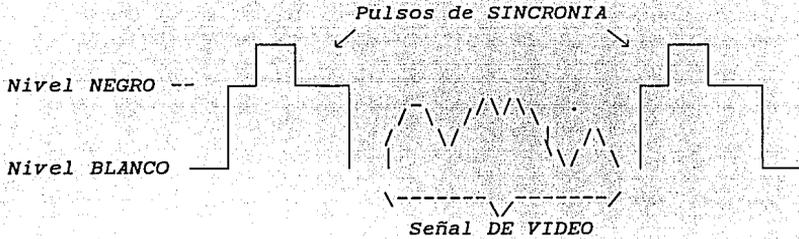


fig. 4-2 La señal de VIDEO.

el extremo izquierdo (retroceso horizontal) (fig. 4-3b); durante este tiempo, no hay información útil, por tanto, el retroceso del haz debe ser invisible, lo cual se logra aplicando en ese momento el pulso de borrado horizontal. Al finalizar el barrido de un cuadro (fig. 4-3c), el haz debe regresar a la parte superior (retroceso vertical) para iniciar el barrido del siguiente cuadro (fig. 4-3d); durante este período, el haz debe ser invisible, para lo cual se aplica el pulso de borrado vertical.

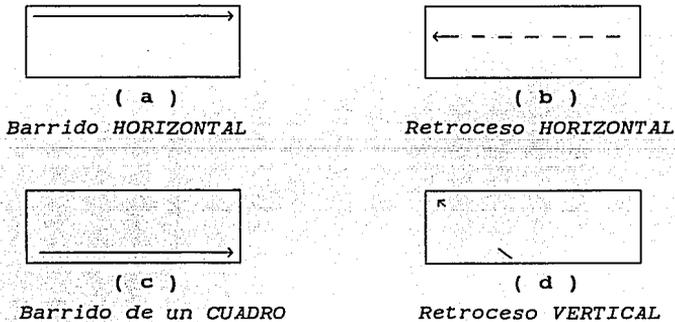


fig. 4-3 EXPLORACION DE LA PANTALLA.

Observando a corta distancia la imagen producida empleando el método de barrido de líneas horizontales, podrán apreciarse dichas líneas separadas, lo cual no es deseable para una transmisión comercial. El ojo humano es capaz de resolver dos líneas paralelas si estas subtienden un arco de dos minutos ( $1/30$  de grado) con respecto al ojo. (fig. 4-4).

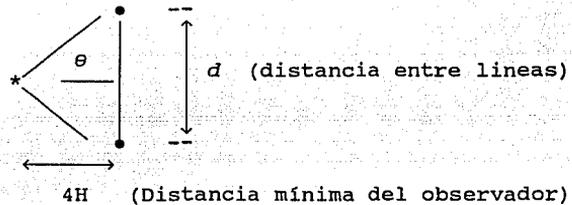


fig. 4-4 RESOLUCION DEL OJO HUMANO.

Para el caso de televisión, se supone una distancia mínima del observador a la pantalla de 4 veces la altura ( $H$ ) de esta ( $4H$ ). Sea  $d$  la distancia entre las dos líneas a resolver, el ángulo  $\theta$  formado por la hipotenusa y la distancia de observación, es la mitad del ángulo subtendido por las dos líneas paralelas a resolver, es decir  $(1/30)/2$  grados. La tangente de este ángulo es:

$$\tan(\theta) = \tan(1/60.) = (d/2)/4H = d/8H$$

Esta ecuación puede resolverse para una imagen de altura  $H$  o  $H/d$ . El resultado es 430 líneas. En resumen, para que una imagen formada por líneas horizontales se aprecie como continua, cuando es observada a una distancia de por lo menos 4 veces su altura, debe estar formada por un mínimo de 430 líneas.<sup>1</sup>

Otra propiedad del ojo es aprovechada en televisión (así como en cine), y es la llamada *Persistencia de la visión*, que consiste en que el ojo humano retiene por aproximadamente 1/20 de segundo una imagen que ya ha desaparecido; esto se aprovecha para engañar al ojo al presentarle en rápida secuencia imágenes estáticas, que el observador apreciará en movimiento continuo. Este efecto puede lograrse empleando una velocidad superior a 16 imágenes por segundo.

El sistema de televisión NTSC (empleado en U.S.A., Japón, México y otros países) define una resolución vertical de 525 líneas, y se transmiten 30 imágenes (cuadros) por segundo.

Una tasa de 30 imágenes por segundo no es lo bastante rápida para permitir que el brillo de una imagen se mezcle gradualmente en la siguiente cuando la pantalla se apaga entre cuadros (durante el retroceso vertical). El resultado es un visible parpadeo. La solución a esto es incrementar la tasa de transmisión de imágenes, lo cual se logra dividiendo cada cuadro en dos campos, uno que contiene todas las líneas impares de la imagen, y otro que contiene las líneas pares. Ambos campos, empleando un proceso de exploración entrelazada forman la imagen completa. Con esto se logra una tasa de transmisión de 60 "imágenes" por segundo, suficiente para eliminar el parpadeo.

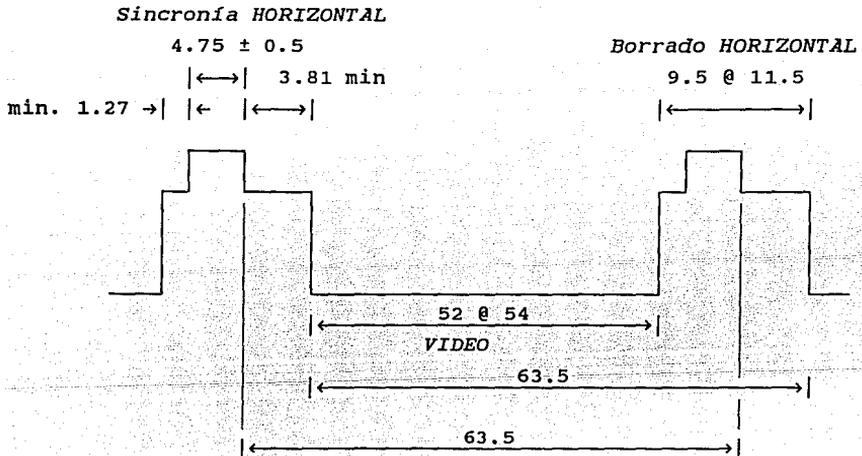
Considerando que se transmiten 30 cuadros por segundo, y cada cuadro está formado por 525 líneas, se tienen:

$$30 \times 525 = 15,750 \text{ líneas por segundo}$$

Esto es, la frecuencia de barrido horizontal es 15,750 Hz, o en otras palabras, se barre una línea horizontal cada:

$$T = \frac{1}{15,750} = 63.54 \mu\text{s}$$

Este tiempo incluye tanto el barrido como el retroceso. Cabe recordar que la señal de video viene acompañada de las señales de sincronía, tanto horizontal como vertical, así como de los pulsos de borrado. Al finalizar la exploración de una línea, el haz es llevado al nivel de negro por el pulso de borrado (para hacerlo invisible), y después de ello, se presenta el pulso de sincronía horizontal, que indica que el haz debe regresar a la parte izquierda de la pantalla. Lo anterior implica que de los  $63.5 \mu\text{s}$  disponibles para cada línea, una parte es ocupada por la información de video, y otra por las señales de borrado y sincronía horizontal. (fig. 4-5)



• TODOS LOS TIEMPOS EN  $\mu\text{Seg.}$

fig. 4-5 Tiempos de barrido horizontal.

Se transmiten 60 campos por segundo, es decir, se inicia el barrido de un nuevo campo cada:

$$T = \frac{1}{60} = 16.6 \text{ ms}$$

Este tiempo incluye el de retroceso vertical, durante el cual no existen líneas de información. Al finalizar el barrido de un campo, el haz se lleva al nivel de negro, mediante el pulso de borrado vertical, y después se presenta el pulso de sincronía vertical para indicar que el haz debe regresar a la parte superior de la pantalla. (fig. 4-6).

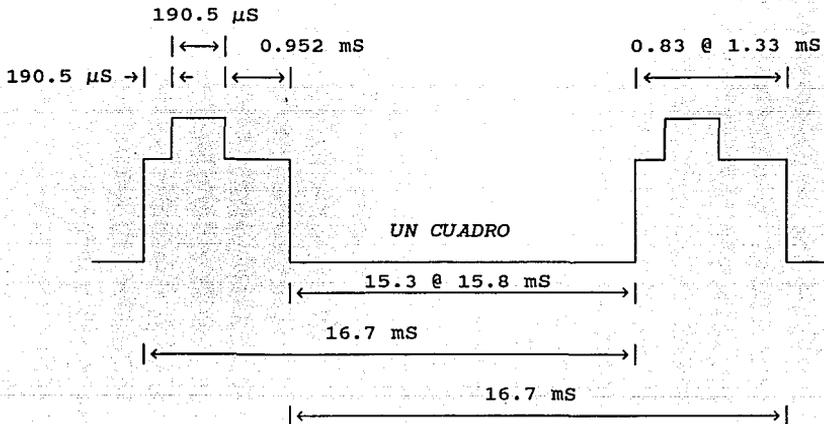


fig. 4-6 Tiempos de barrido vertical.

Además de la señal de sincronía vertical, se presentan otras durante el retroceso vertical, cuya función se detalla a continuación.

El campo impar contiene todas las líneas impares (1, 3, 5, etc.) y el campo par todas las pares (2, 4, 6, etc.). Cada campo cubre la totalidad del área de imagen de la pantalla. Ambos campos contienen un intervalo de borrado vertical completo y ambos tienen la misma información durante dicho intervalo. Pero cada campo contiene diferente información de video, de tal forma que debe haber una manera de distinguirlos.

En el estándar NTSC hay 262 1/2 líneas por campo, y es esa media línea lo que permite distinguir entre el campo par y el impar.

Debe tenerse en mente que ambos campos difieren en su temporización, no en la señalización. El movimiento del haz en la pantalla es controlado por el hardware del receptor. El ángulo de deflexión no es controlado por las señales enviadas al receptor. El único control que la señal de video tiene sobre el movimiento del haz es indicar que este vaya al inicio de la siguiente línea en el extremo izquierdo de la pantalla (sincronía horizontal) o a la parte superior de la misma (sincronía vertical).

Si se considera que el campo impar inicia al finalizar el retroceso vertical, entonces éste comienza con una línea completa y el campo par lo hace con media línea.

Las primeras nueve líneas del intervalo vertical de cada campo se muestran en la fig. 4-7. Las dos contienen el mismo número de pulsos, pero difieren en su relación temporal (fase) con el resto de la señal de video. El inicio del intervalo vertical está marcado por una serie de 6 pulsos pre-ecualizadores (dos por línea durante tres líneas de video), puede notarse que el primer pulso pre-ecualizador del campo impar ocurre una línea completa después del pulso de sincronía horizontal, mientras que en el campo par lo hace

sólo media línea después del pulso de sincronía horizontal. Esta diferencia en tiempo es el mecanismo empleado para identificar que campo se despliega.

Es importante notar que no hay realmente pulsos de sincronía horizontal durante las primeras nueve líneas del intervalo vertical. Para mantener la sincronía horizontal en el receptor durante ese período, hay dos pulsos pre-ecualizadores por línea. Cada pulso es la mitad de ancho del pulso de sincronía horizontal y, puesto que ocurren dos veces mas seguido, proporcionan el mismo nivel de CD que un pulso de sincronía horizontal. Esto es importante, debido a que en el receptor se integran los pulsos de sincronía, y se emplea dicho nivel de CD para determinar que hacer con el haz de barrido. Un nivel debe interpretarse como sincronía horizontal, mientras que otro nivel mayor, será interpretado como sincronía vertical.

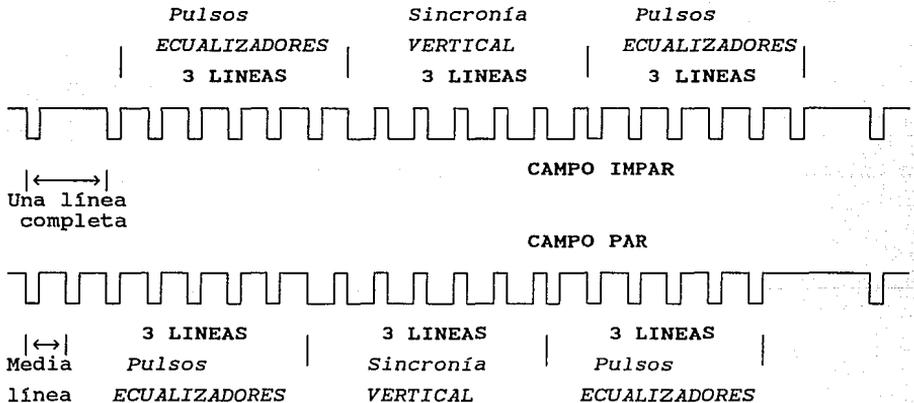


fig. 4-7 Intervalo vertical.

La señal de sincronía vertical es una versión invertida de los pulsos pre-ecualizadores, lo que significa que cada pulso es muy ancho (92% de ciclo de trabajo). El resultado es que las tres líneas (4, 5 y 6) en las cuales el pulso de sincronía aparece tienen un nivel de CD mucho mayor (el más grande en la señal de video) y esto es justamente lo que dispara el circuito de deflexión vertical en el receptor. Integrando el nivel de CD en cada línea, la circuitería del receptor puede detectar la presencia del pulso de sincronía vertical y mover el haz hacia la parte superior de la pantalla.

Debe recordarse que cuando el circuito de deflexión vertical en el receptor es activado por la señal de sincronía vertical, sólo mueve el haz a la parte superior de la pantalla - no a la esquina izquierda -. El desplazamiento del haz hacia la parte izquierda es trabajo del circuito de deflexión horizontal (y con ello de la señal de sincronía horizontal). Puesto que el campo impar inicia en la esquina superior izquierda y el campo par lo hace en la parte superior central, puede entenderse el porque el receptor debe saber que campo esta desplegando. Para obtener una imagen correctamente alineada a partir de los dos campos, ambos deben estar alineados. Si el pulso de sincronía vertical no se presenta en el momento indicado, es imposible obtener una imagen entrelazada correcta.

Existen otros 6 pulsos ecualizadores en las tres líneas (7, 8 y 9) posteriores al pulso de sincronía vertical. Aunque son idénticos a los pre-ecualizadores, estos son llamados post-ecualizadores. En los primeros días de la TV, fueron necesarios para mantener el entrelazado, pero actualmente no se utilizan. Incluso la distinción entre pre y post-ecualizadores ha desaparecido. Se considera en terminos generales que el intervalo vertical tiene dos señales, los pulsos ecualizadores y sincronía vertical.

#### 4.1.2.1 Niveles de voltaje.

La señal de video compuesta (fig. 4.8) que debe aplicarse a la entrada de un monitor, una video-grabadora, etc. debe reunir las siguientes características:

- Pulsos de sincronía negativos.
- Amplitud total de 1 Vpp.
- Niveles de las componentes de sincronía y video de acuerdo a la escala IRE (Institute of Radio Engineers - actualmente IEEE).<sup>2</sup>

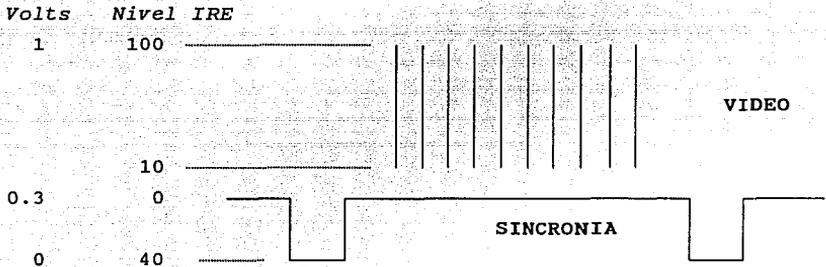


fig. 4-8 Señal de Video Compuesta Normalizada.

#### 4.1.2.2 Ajuste de frecuencias en T.V. color.

Los valores hasta ahora manejados para las señales de sincronía horizontal y vertical, fueron empleados para las transmisiones de T.V. Blanco y Negro; para la transmisión de color, se emplean valores ligeramente diferentes:

Sincronía HORIZONTAL: 15,734.264 Hz

Sincronía VERTICAL: 59.94 Hz

Estos últimos valores serán los empleados para el diseño del sistema de grabación magnética digital de señales bio-eléctricas.

#### 4.1.2.3 Tiempo disponible para datos.

Considerando que el formato de grabación de una Videograbadora (VCR) fue diseñado originalmente para video, si desea emplearse una VCR estándar como dispositivo de almacenamiento para señales digitales, se requiere ajustar los millones de bits que constituyen dicha información digital al formato de la señal de video. Este formato incluye pulsos de sincronía horizontal después de cada línea de video, y pulsos de sincronía vertical después de cada campo de video. Esto significa que la información digital no puede grabarse en una

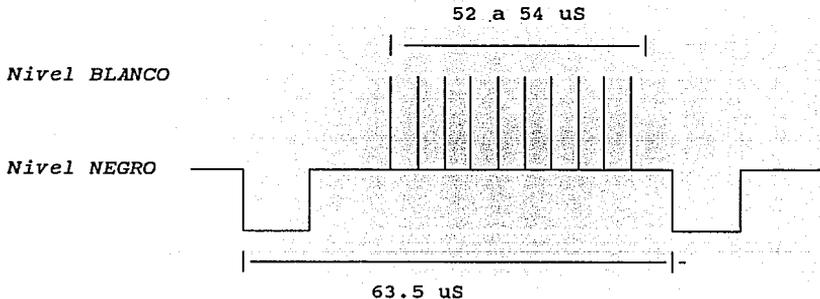


fig. 4-9 Temporización para datos en la SVC.

forma continua, los pulsos digitales tienen que agregarse a la señal de video durante los periodos de líneas horizontales, y únicamente durante el tiempo destinado para información de video (o datos) que hay disponible en dicho período, que es de 52 a 54  $\mu\text{s}$ , como puede observarse en la fig. 4-9.

### 4.1.3 El Generador de Sincronía.

Diseñar un generador de sincronía es un ejercicio aritmético y de lógica pura. Se requieren, en principio, generadores de reloj para controlar la producción de las frecuencias necesarias, y monostables para producir los pulsos de anchura adecuada.

La fig. 4-10 da una buena idea de la circuitería a diseñar. Se tiene un generador maestro, cuya frecuencia es dividida para producir las señales de sincronía horizontal y vertical, las cuales se aplican a monostables para obtener los pulsos de sincronía horizontal y vertical respectivamente.

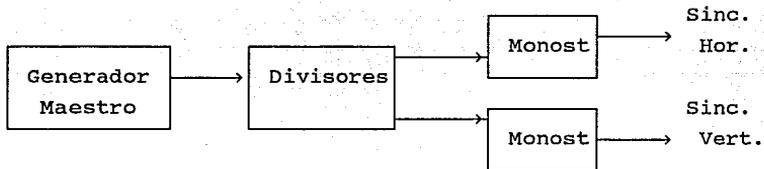


fig. 4-10 Bloques básicos del Generador de Sincronía.

Al derivar todo de un reloj maestro, las señales de sincronía generadas mantienen una temporización constante entre ellas, un requisito indispensable en video. La exactitud del generador de sincronía dependerá completamente de la del reloj maestro.

El reloj maestro para el estándar NTSC es 3.579545 MHz, y todas las demás señales se derivan de él. La frecuencia de barrido horizontal esta definida como:

$$\text{frec\_hor} = \frac{2 \times \text{Reloj\_maestro}}{455} = 15,734.264 \text{ Hz} \quad (4.1)$$

Por su parte, la frecuencia vertical se obtiene de:

$$\text{frec\_vert} = \frac{2 \times \text{frec\_hor}}{525} = 59.94 \text{ Hz} \quad (4.2)$$

La primera idea que se desprende al observar las ecuaciones 4.1 y 4.2 es emplear un reloj maestro de 3.579545 Mhz, pero ello implica multiplicar éste valor por dos (lo cual no es una tarea fácil) y después dividir el producto entre 455. Para evitar el problema de la multiplicación de frecuencia, puede emplearse un reloj maestro múltiplo de 3.579545 MHz para después realizar las divisiones requeridas. Realizando una búsqueda rápida entre los cristales disponibles, se encontró el de 14.31818 Mhz (4 veces 3.579545 MHz) que se utiliza como reloj en computadoras personales. Resuelto el problema del cristal, el siguiente paso es definir el tipo de oscilador a emplear; el candidato ideal, es el circuito que se emplea en las computadoras personales en conjunto con dicho cristal, el 8284, que es un generador de reloj, que requiere de un mínimo de componentes externos para producir una señal de reloj de 14.31818 MHz.

Todo lo que se necesita del 8284 es que actúe como un oscilador estable. Es fácil de configurar y proporciona algunas funciones extras. Las terminales que se emplearán son las entradas de cristal X1 (17) y X2 (16), y la salida de reloj OSC (12). Debe mencionarse también la terminal F/C (13). El estado de F/C determina el origen del reloj de entrada. Si F/C está a nivel bajo, el 8284 busca en su oscilador interno, cuya frecuencia depende del cristal entre las terminales X1 y X2. Si F/C está a nivel alto, el 8284 empleará el reloj que entra por la terminal EFI (External Frequency In).

Para auxiliar al arranque del oscilador interno del 8284, se conecta un capacitor de 12 pF en serie con el cristal. Considerando que el oscilador es como un amplificador, la

resistencia de la red del cristal debe mantenerse lo más baja posible. Si es demasiado alta, la ganancia decae; y si es demasiado baja, no oscilará. Para reducir los efectos de la capacitancia distribuida y de las variaciones de voltaje sobre la frecuencia, se conectan resistencias de  $510 \Omega$  de las terminales X1 y X2 a tierra respectivamente.

El siguiente paso es obtener la frecuencia horizontal a partir del reloj maestro de 14.31818 MHz, obtenido a la salida de U10, para lo cual, éste debe dividirse entre 910.

Para construir los divisores de frecuencia, pueden emplearse circuitos contadores TTL o CMOS. Cabe recordar que los CMOS no responden adecuadamente en altas frecuencias cuando se alimentan con 5 volts (como será en este sistema), pero operan bastante bien a frecuencias inferiores a 2 MHz; de ahí, que sea recomendable llevar la frecuencia a dividir a valores relativamente bajos para tener una mayor variedad al elegir los circuitos a usar.

La frecuencia horizontal podría obtenerse por división directa, pero no existe en TTL un circuito capaz de hacerlo, por lo cual, se optará por realizar divisiones sucesivas; para tal efecto, se descompone el número 910 en factores primos y se obtiene:

$$910 = 2 \times 5 \times 7 \times 13 \quad (4.3)$$

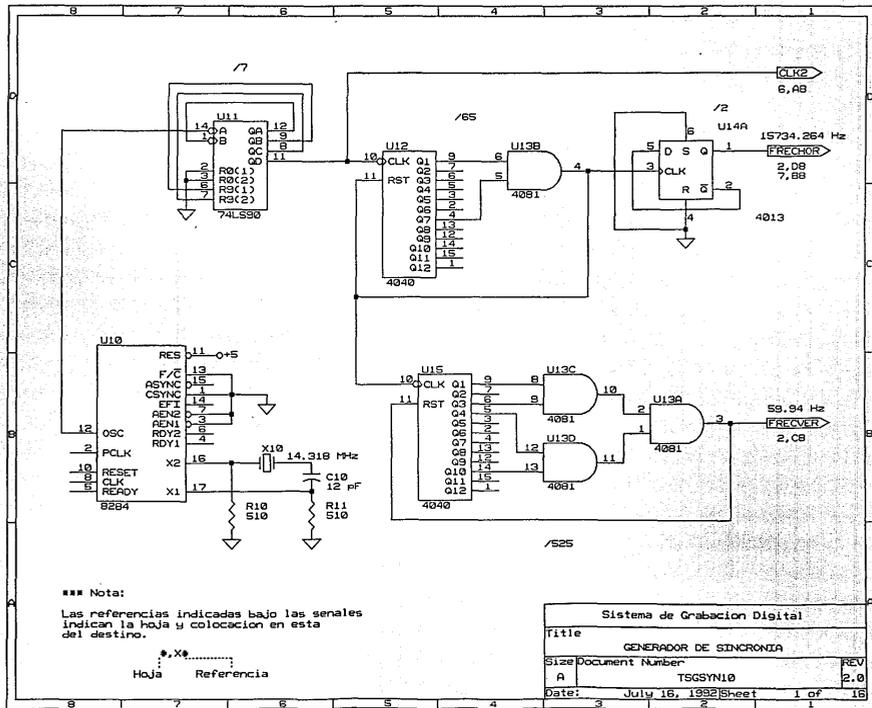
Esto significa que se necesitan máximo 4 divisores para obtener el valor deseado. El orden en que se realicen las divisiones de frecuencia no afecta al resultado final. Observando la ecuación 4.2 puede notarse que para obtener la frecuencia vertical debe inicialmente multiplicarse (otro dolor de cabeza) la frecuencia horizontal por dos. Si en el proceso de divisiones sucesivas descrito por la ecuación (4.3) se deja al

final la división por dos, se tendrá disponible el valor de  $frec\_hor \times 2$  requerido para obtener la frecuencia vertical.

En consecuencia, para obtener la frecuencia horizontal, el primer paso será dividir el reloj maestro entre 7. Para ello se emplea el circuito 74LS90 (U11), configurado como divisor entre 7. A la salida de esta etapa, se tiene una frecuencia de  $\approx 2$  MHz, que puede ser manejada por circuitos TTL o CMOS. Para llegar al valor de 31,468.528 Hz, pueden emplearse dos divisores sucesivos entre 5 y 13, o bien un sólo circuito divisor entre 65; esta segunda opción luce más atractiva y económica (una de las premisas del diseño). El divisor entre 65 se obtiene a partir del contador binario 4040 (U12); este circuito es capaz de contar hasta 4,096 en binario; cuando llega a la cuenta de 65 (1000001) sólo las salidas Q7 y Q1 están en nivel alto y todas las demás en nivel bajo; si se llevan esas dos salidas a una compuerta AND (U13), la salida de esta sólo será activa cuando se alcance la cuenta de 65 (el valor de división buscado), y si se lleva la salida a la entrada de reset (activa alta) del 4040, se obtendrá un divisor entre 65. El divisor entre 2 requerido para obtener finalmente la frecuencia horizontal (FRECHOR) de 15,734.264 Hz se realiza con un flip-flop tipo D, el 4013 (U14).

La frecuencia vertical (FRECVER) se obtiene de dividir 31,468.528 entre 525. El circuito requerido para esta división utiliza también el contador binario 4040 (U15). Cuando se llega a la cuenta de 525 (1000001101) sólo las salidas Q10, Q4, Q3 y Q1 están en nivel alto; si se llevan estas salidas a una compuerta AND (U13C, D y A), y la salida de la misma se aplica a la entrada de RESET del 4040 se obtiene el divisor entre 525.

El circuito final del Generador de Sincronía se muestra en el diagrama TSGSYN10.



Las señales FRECHOR y FRECVER, no son aún las finales. Estas son únicamente las frecuencias que se requieren para disparar los monostables que producirán las señales de sincronía horizontal y vertical con la temporización adecuada.

Revisando la fig. 4-5 se tendrán las características de la señal de sincronía horizontal requerida; esto es, un pulso con tiempos de subida y bajada muy cortos, y una anchura de  $4.75 \pm 0.5 \mu\text{s}$ . La forma más común de hacer monostables es emplear un flip-flop tipo D con una red RC. Sin embargo, debido a lo estricto de los tiempos requeridos, puede ser problemático encontrar componentes RC de valores exactos. Una solución más adecuada es emplear un circuito diseñado especialmente para ser monostable, tal como el 4528. El generador de sincronía produce señales de flanco positivo, así que FRECHOR debe aplicarse a la entrada de disparo positiva del 4528 (terminal 4 de U16). La anchura del pulso de salida depende de los valores de RC conectados a la terminal 2. En las hojas de datos de este circuito, se proporcionan graficas para elegir combinaciones de valores que proporcionen los pulsos de la anchura requerida; para un pulso de aproximadamente  $5 \mu\text{s}$  se utilizan  $470 \text{ pF}$  y  $10\text{K}$  en serie con un potenciómetro de  $5\text{K}$  para un ajuste fino. Considerando que la señal de video compuesta que se requiere debe tener pulsos de sincronía negativos, la señal de sincronía horizontal se toma de la salida  $Q^*$  (7).

Con un procedimiento similar se obtiene la señal de sincronía vertical en la terminal 9 del mismo circuito.

La señal de sincronía compuesta (SINCMP) debe tener un nivel bajo cuando cualquiera de las señales de sincronía (horizontal o vertical) también sea baja, es decir:

$$\text{SINCMP}^* = \text{SINCHOR}^* + \text{SINCVER}^*$$

o bien, aplicando el Teorema de De Morgan:

$$\text{SINCMP} = \text{SINCHOR} \cdot \text{SINCVER}$$

Esto es, para obtener la señal de sincronía compuesta se aplican las señales SINCHOR y SINCVER a las entradas de la compuerta AND formada por el circuito 4093 (U17C, D), que además es un Schmitt Trigger, con lo que a su salida se obtiene la señal SINCMP de forma cuadrada y libre de ruido.

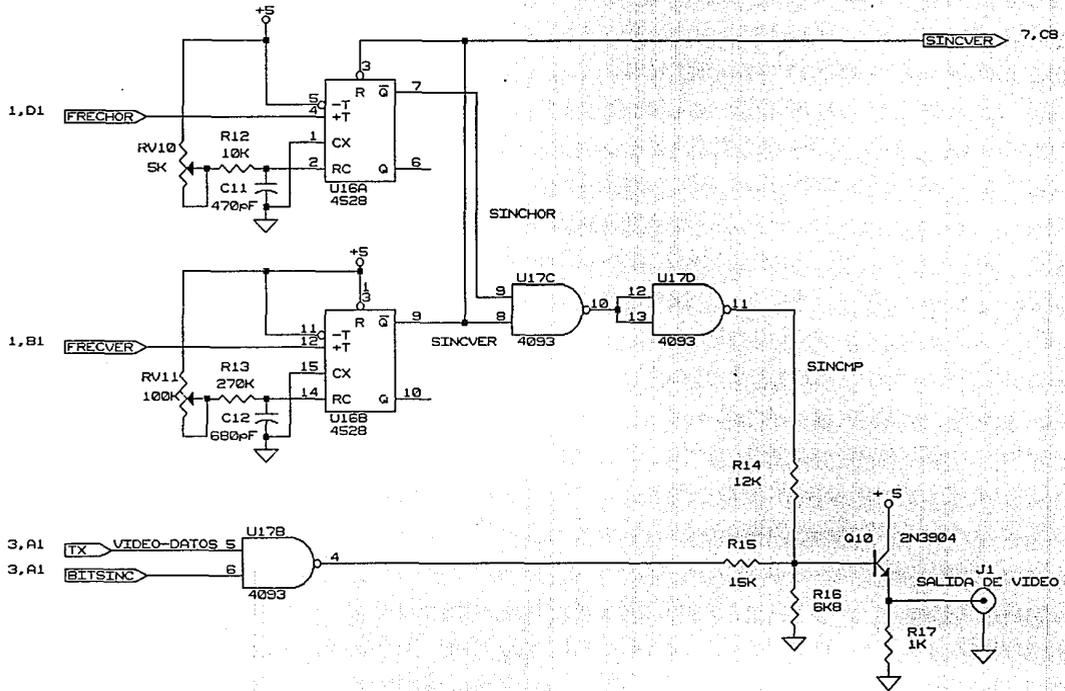
Durante el intervalo de retroceso vertical (cuando esta en nivel bajo la señal de sincronía vertical), la señal de sincronía horizontal no debe producirse, para evitar que interfiera con este proceso; para tal fin, la señal SINCVER es aplicada a la entrada de RESET (terminal 3) del monostable horizontal (U16A).

La señal de sincronía compuesta obtenida en la terminal 11 de U17 tiene niveles 0 y 5 volts. Para que pueda emplearse como parte de la señal de video compuesta, debe adecuarse a los niveles indicados en la fig. 4-8. Dicha adecuación es realizada en el circuito formado por el transistor Q1 y sus componentes asociados. Además de ello, Q1 también recibe la señal de video (en niveles 0 y 5) de la terminal 4 de U17 y la coloca en el nivel adecuado, para finalmente proporcionar en el conector J1 la señal de video compuesta normalizada.

El circuito final del Generador de Video se muestra en el diagrama TSGVID20.

#### 4.2 LOGICA Y CONTROL.

La gran cantidad de bloques que componen al sistema, y la complejidad del control de la interacción entre ellos, hace necesaria la implementación de un etapa encargada de ese



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
GENERADOR DE SENAL DE VIDEO		
Size	Document Number	REV
A	TSGVID20	2.0
Date:	July 16, 1992	Sheet 2 of 16

trabajo, constituida inicialmente por un microprocesador.

Las operaciones a realizar por el microprocesador, se pueden resumir en:

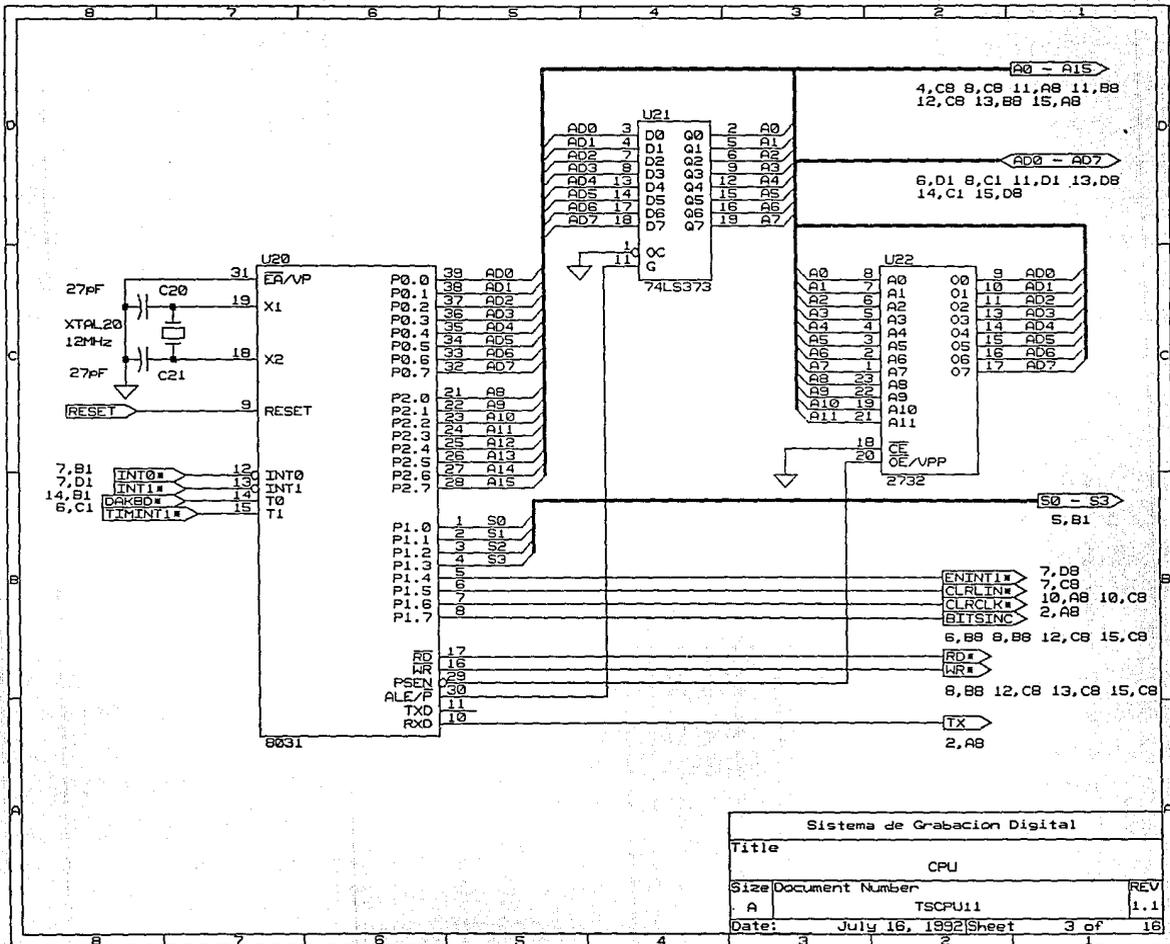
- Transferencia de datos entre las diversas etapas.
- Sincronización de la operación general del sistema.
- Control de las diferentes funciones del sistema.
- Interfaz con el usuario del sistema.

#### 4.2.1 Microcontrolador.

Como puede observarse, las operaciones a realizar por el microprocesador están enfocadas a control principalmente, y hay muy poco procesamiento de datos y operaciones aritméticas; es por ello que, se decidió emplear no un microprocesador de propósito general, sino uno de uso específico para control, el microcontrolador 8031 de Intel. Este circuito presenta las siguientes características principales:

- CPU de 8 bits optimizado para control.
- Capacidades de procesamiento Booleano (lógica de bit).
- Puerto paralelo bidireccional de 8 bits, direccionable por bit.
- Puerto serial Full Duplex.
- Dos Temporizadores / Contadores de eventos.
- 5 fuentes de interrupción con 2 niveles de prioridad.
- Oscilador para reloj integrado al chip.
- 128 bytes de RAM interna.
- Espacio de memoria de programa externa de 64K.
- Espacio de memoria de datos externa de 64K.
- Ejecución de la mayoría de las instrucciones en 1  $\mu$ s.

El sistema mínimo requerido para que opere el 8031 se detalla en el diagrama TSCPU11, y consiste de un cristal de 12



Sistema de Grabacion Digital		
Title	CPU	
Size	Document Number	REV
A	TSCPU11	1.1
Date:	July 16, 1992	Sheet 3 of 16

MHz (XTAL20) que genera la señal de reloj, un latch 74LS373 (U21) que es activado por la señal PSEN\* proveniente del  $\mu$ C (U20) para demultiplexar el bus de datos/direcciones y, la EPROM (U22) que contiene el código a ejecutar.<sup>3</sup>

Analizando el diagrama de tiempos de la fig. 4.11 correspondiente a la lectura de memoria de PROGRAMA, se pueden obtener las características que deben reunir el latch y la EPROM.

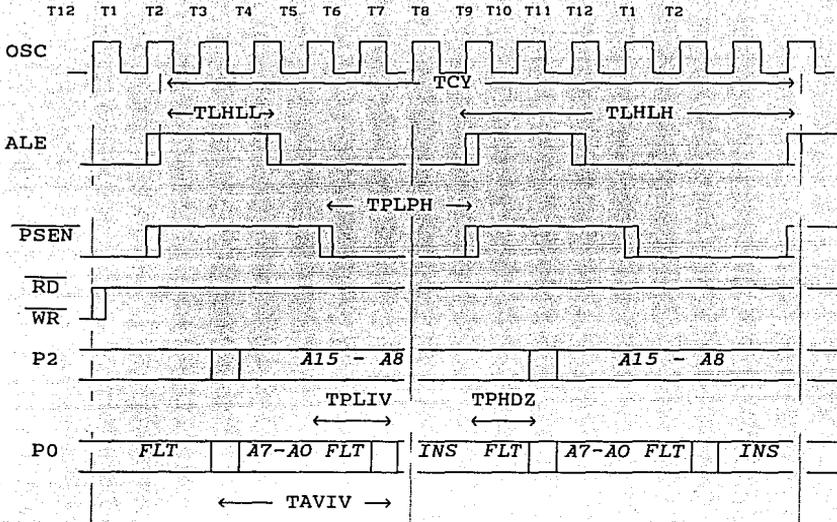
El tiempo para leer el dato de EPROM, después de que se presentan direcciones válidas es:

$$TAVIV - TPLIV + TPLPH = 320 - 150 + 230 = 400 \text{ ns}$$

Esto significa que cuando mucho, 400 ns después de que en la EPROM se presentaron direcciones válidas, ésta debe proporcionar la instrucción requerida. Para garantizar esto, deben emplearse EPROM's con un tiempo de acceso menor a 400 ns.

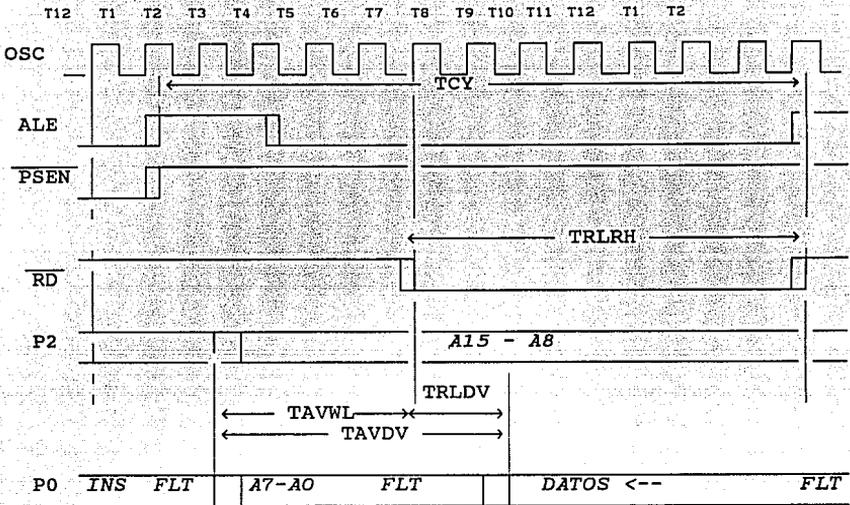
Las líneas del puerto P1, pueden emplearse cada una en forma independiente como entrada o salida, así como las líneas del puerto P3 (terminales 10 a 17) pueden usarse como puertos de 1 bit o aprovechar sus funciones alternas (como será en este sistema) para tener un esquema básico de microprocesador con posibilidades de comunicarse con periféricos externos.

Las terminales 16 (WR\*) y 17 (RD\*) son las señales de escritura y lectura respectivamente, empleadas en los accesos a memoria o puertos externos. Los diagramas de tiempo correspondientes a estas operaciones se muestran en la fig. 4-12.

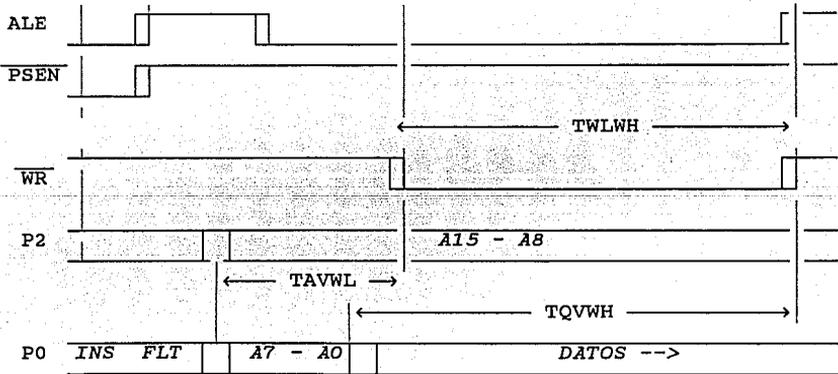


TCY	Ciclo de instrucción	1 $\mu$ s min.
TLHLL	Anchura del pulso de ALE	140 ns min.
TPLPH	Anchura de PSEN	230 ns min.
TLHLH	Ciclo ALE, PSEN	500 ns min.
TPLIV	PSEN a INStrucción válida	150 ns max.
TAVIV	DIREcciones a INStrucción válida	320 ns max.
TPHDZ	DATOS flotan después de PSEN	75 ns max.

fig. 4.11 Lectura de memoria de PROGRAMA.



a) Lectura de memoria de DATOS.



b) Escritura en memoria de DATOS.

TRLRH	Anchura del pulso RD	400 ns min.
TWLWH	Anchura del pulso WR	400 ns min.
TRLDV	RD a entrada de DATOS válidos	250 ns max.
TAVDV	DIREcciones a entrada de DATOS	600 ns max.
TAVWL	DIREcciones a WR o RD	200 ns min.
TQVWH	DATOS validos antes de WR	400 ns min.

fig. 4.12 Lectura / Escritura en memoria externa.

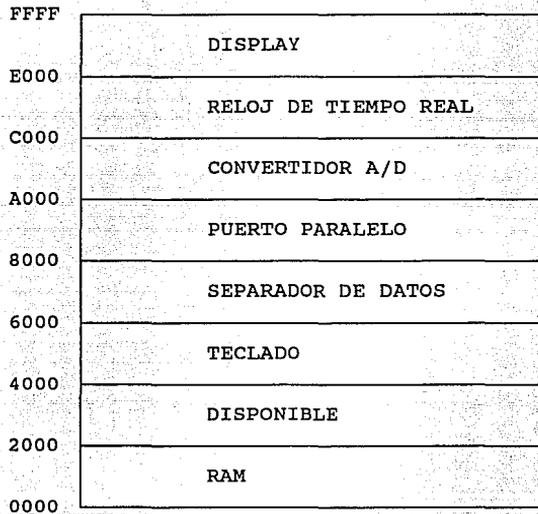


fig. 4.13 Mapa de Direcciones

#### 4.2.2 Mapa de direcciones.

El 8031 no tiene instrucciones de entrada/salida (E/S) explícitas. Los puertos de E/S internos están mapeados en el espacio de direccionamiento de memoria de datos interna y

accesados con las mismas instrucciones *MOV* empleados para otras transferencias. De manera similar, los dispositivos de E/S externos deben ser mapeados en el espacio de direccionamiento de datos externo, y accesados con instrucciones *MOVX*. Para tal efecto, y buscando simplificar al máximo el decodificador de direcciones, el espacio de datos externo se divide en 8 áreas de 8K cada una. El mapa de direcciones así conformado de muestra en la fig. 4-13.

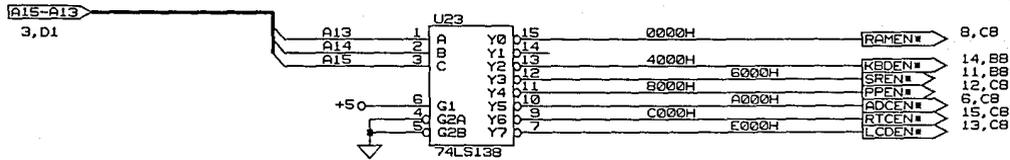
#### 4.2.3 Decodificador de direcciones.

Para proporcionar las señales de habilitación requeridas por cada dispositivo de E/S, se emplea el circuito decodificador mostrado en el diagrama TSDEC10, constituido por el 74LS138 (U23), el cual recibe las tres líneas de direcciones más significativas (A13 - A15) y proporciona 8 salidas activas en nivel bajo, de acuerdo a la siguiente tabla:

A15	A14	A13	Salida
0	0	0	Y0 --> RAMEN*
0	0	1	Y1 --> No utilizada
0	1	0	Y2 --> KBDEN*
0	1	1	Y3 --> SREN*
1	0	0	Y4 --> PPEN*
1	0	1	Y5 --> ADCEN*
1	1	0	Y6 --> RTCEN*
1	1	1	Y7 --> LCDEN*

#### 4.3 ADQUISICION DE DATOS.

Las señales aplicadas al sistema son analógicas, de baja frecuencia (menor a 100 Hz) y limitadas en voltaje a +5V y -5V. Para su almacenamiento se requiere convertirlas a un formato digital de 1 y 0's, para lo cual se empleará un convertidor A/D



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
Decodificador de Direcciones		
Size Document Number		REV
A	TSDEC10	1.0
Date:	July 16, 1992	Sheet 4 of 16

con un esquema PCM.

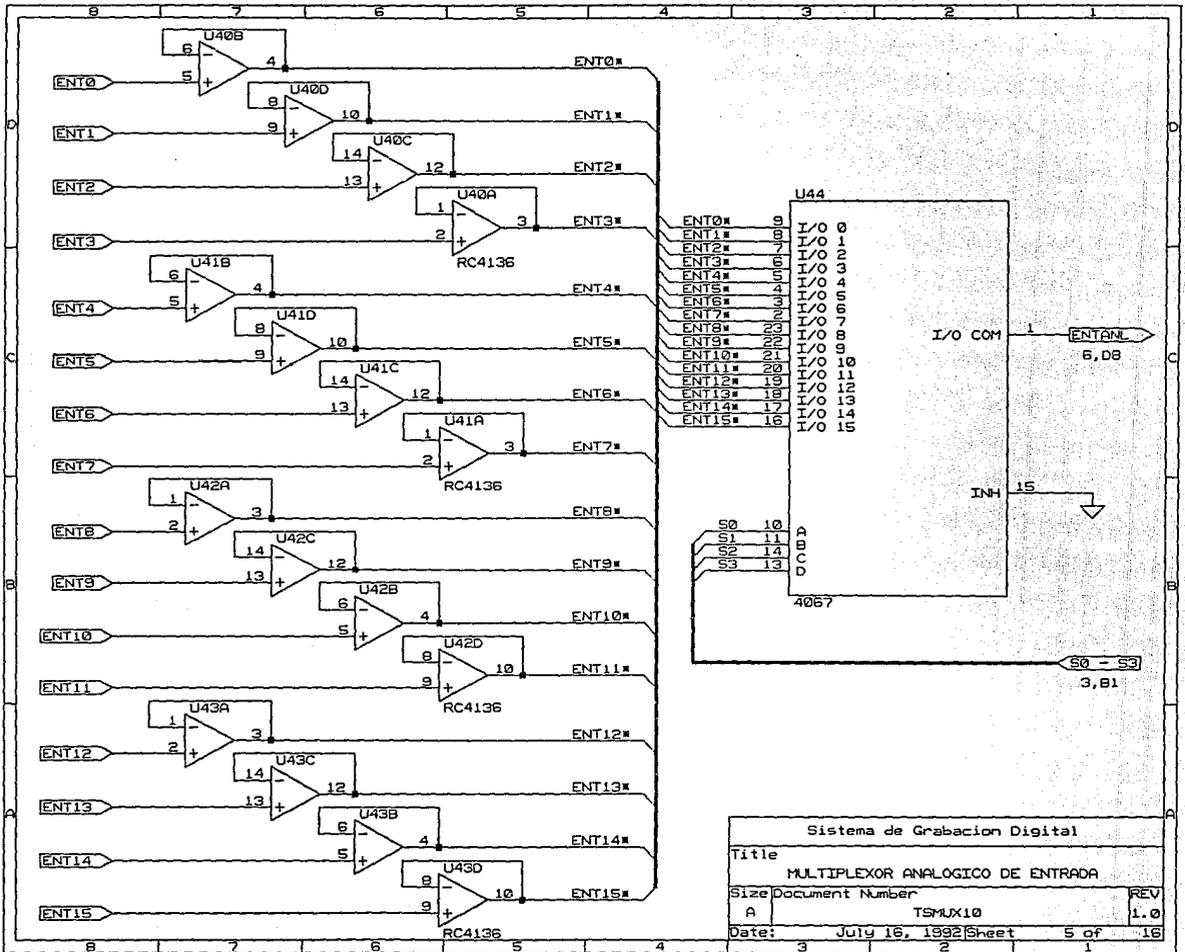
#### 4.3.1 Multiplexor.

Por lo general, las aplicaciones de éste sistema, requieren el analizar simultáneamente varias señales, para lo cual, las entradas analógicas están multiplexadas en tiempo, seleccionándose sólo una a la vez para ser presentada a la entrada del convertidor A/D. Se cuenta con 16 canales analógicos, de los cuales se elige uno mediante las líneas D, C, B, A del multiplexor 4067 (U44), bajo el control del 8031. Para esto las líneas de selección del 4067 se conectan a la terminales P1.0 a P1.3 del microcontrolador. De esta forma, mediante software, puede elegirse de que línea se tomará la señal, pudiendo así, emplear sólo los canales requeridos para una aplicación específica. El circuito completo del multiplexor se muestra en el diagrama TSMUX10.

#### 4.3.2 Convertidor A/D.

Con el objetivo de poder manejar una gama de señales superior al espectro de las señales bio-eléctricas, el convertidor A/D a utilizar debe ser capaz de manejar por lo menos 8,000 muestras por segundo (para digitalizar señales de voz).

El ADC1205 es un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas con una resolución de 12 bits mas uno de signo. La salida digital se obtiene sobre un bus de 8 bits en un formato de 2 bytes, primero el byte alto con signo extendido. Los números positivos tienen un bit de signo cero, mientras que los negativos se representan en complemento a 2. Todas las señales digitales son completamente compatibles con CMOS y TTL.



Sistema de Grabacion Digital		
Title	MULTIPLEXOR ANALOGICO DE ENTRADA	
Size	Document Number	REV
A	TSMX10	1.0
Date:	July 16, 1992	Sheet 5 of 16

Una entrada unipolar (0 a 5V) puede emplearse con una fuente de +5V, mientras que para una entrada bipolar (-5 a +5) se requiere agregar una fuente de -5V a -12V en la entrada V-.

Para el circuito ADC1205C se tiene una no-linealidad máxima de 0.0224% de la escala completa.

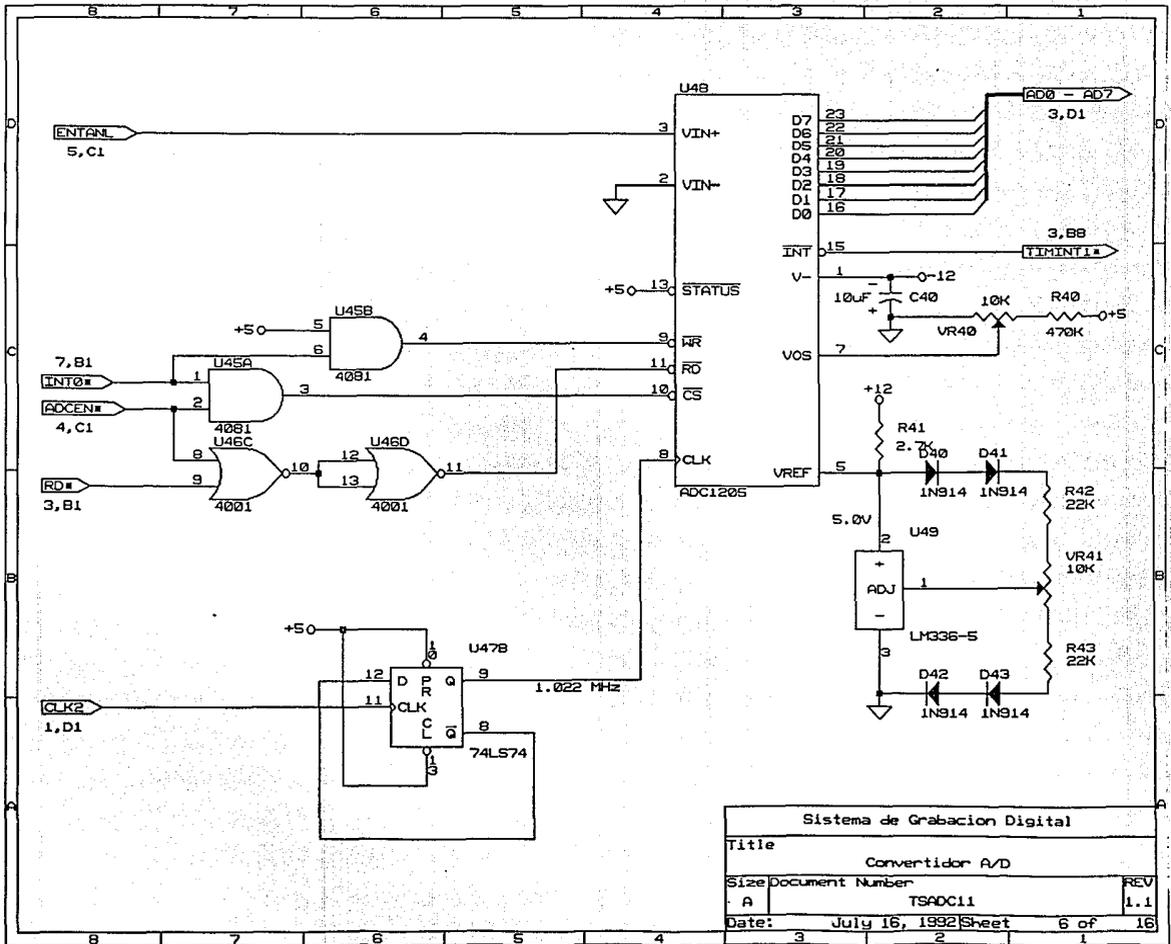
Requiere de un reloj externo de 1 MHz, para realizar una conversión en un tiempo máximo de 100  $\mu$ s (10,000 conversiones por segundo). Esta frecuencia se obtiene dividiendo entre dos la señal CLK2 presente a la salida de U11. Esta división la realiza el circuito U47B, proporcionando a su salida una frecuencia de 1.022 MHz. El diagrama TSADC11 muestra el circuito del A/D completo.

El ADC1205 está diseñado para conectarse directamente a un bus de microprocesador de 8 bits. El  $\mu$ P se comunica con él como un dispositivo de E/S mapeado en memoria, empleando las señales CS\* (Chip Select), RD\* (Read) y WR\* (Write). Una línea adicional STATUS\* se emplea para verificar el progreso de la conversión.

La conversión se inicia con la transición a nivel bajo de la línea WR\*, mientras CS\* está en nivel bajo. La transición a nivel bajo de la línea INT\* indica el fin de la conversión y que los datos pueden ser leídos.

Cada conversión se realiza en un tiempo máximo de 109  $\mu$ s. Esto quiere decir que, sin necesidad de preguntar por el status de la conversión anterior, puede iniciarse una nueva a intervalos mayores a 109  $\mu$ s.

La frecuencia horizontal (FRECHOR) empleada en el generador de sincronía tiene un período de 63.5  $\mu$ s; si se divide esta frecuencia entre 2, el período de la señal resultante será de 127  $\mu$ s, que puede perfectamente emplearse para indicar el inicio



Sistema de Grabacion Digital

Title		Convertidor A/D	
Size	Document Number	REV	
A	TSADC11	1.1	
Date:	July 16, 1992	Sheet	6 of 16

de la conversión A/D. Para producir esta señal se utiliza el divisor entre 2 formado por U14B. La señal de salida del mismo debe aplicarse simultáneamente a las entradas WR\* y CS\* del ADC1205 para que se inicie la conversión.

Finalizado el proceso de conversión, el ADC1205 baja la señal INT\*, la cual se aplica a la entrada TIMINT1\* del 8031 y genera una interrupción, que al ser atendida leerá el puerto A000H dos veces para obtener los dos bytes resultado de la conversión.

Para leer el resultado de la conversión, STATUS\* debe tener un nivel alto, CS\* nivel bajo; la primera transición de RD\* proporcionará el byte alto, y la siguiente transición de RD\* el byte bajo.

La línea CS\* del ADC1205 debe ir a nivel bajo en dos ocasiones: cuando se inicia la conversión o, cuando se leen los datos resultantes, es decir:

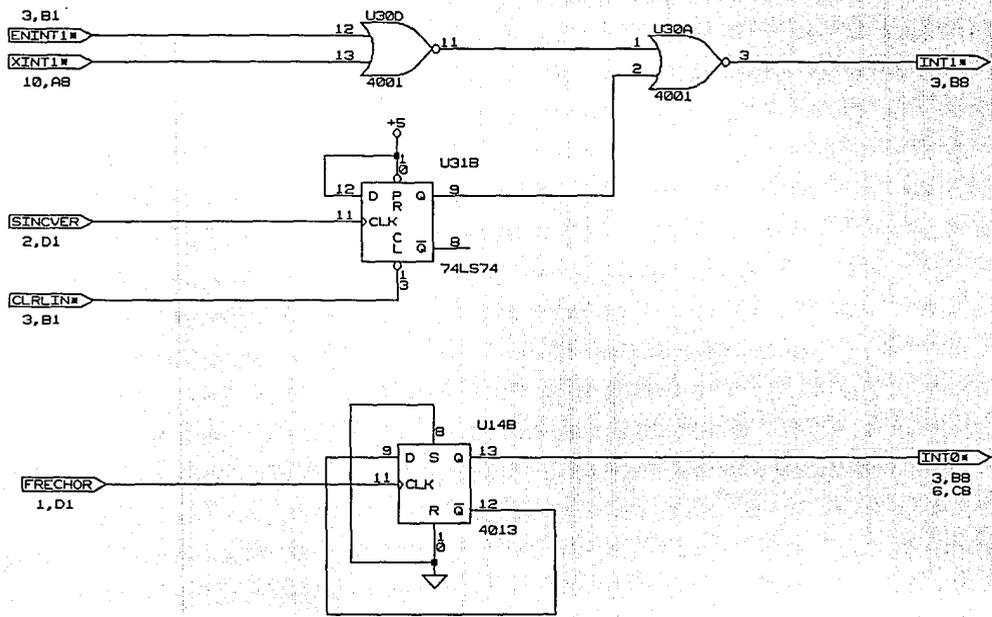
$$CS* = INTO* \cdot ADCEN*$$

Por su parte, la línea RD\*(ADC) debe estar en nivel bajo sólo cuando ADCEN\* y RD\* son bajos:

$$RD*(ADC) = ADCEN* + RD*$$

La lógica para implementar estas funciones esta formada por U45A, U45B, U46C y U46D.

El voltaje aplicado a la entrada de referencia  $V_{REF}$  define los límites de las entradas analógicas (la diferencia entre  $V_{IN(+)}$  y  $V_{IN(-)}$ ) sobre los cuales los 4,096 códigos positivos de salida y los 4,096 códigos negativos existen.  $V_{REF}$  debe conectarse a una fuente de voltaje capaz de alimentar a la



Sistema de Grabacion Digital	
Title	
CIRCUITO DE CONTROL DE INT1 e INT0	
Size	Document Number
A	TSGINT1
Date:	July 18, 1992
Sheet	7 of 16
REV	1.0

resistencia de referencia de entrada (típicamente 4 K $\Omega$ ). Para una exactitud absoluta, donde el voltaje de entrada varía entre límites de voltaje muy específicos, la terminal de referencia puede ser polarizada por una fuente de voltaje estable en tiempo y temperatura. Esta es la función del circuito U49 y sus componentes asociados. La magnitud del voltaje de referencia requerirá de un ajuste inicial para eliminar los errores a plena escala (este ajuste se detalla en el capítulo 5).

El circuito de ajuste a cero del convertidor está formado por VR40 y R40; el procedimiento de calibración se explica en el capítulo 5.<sup>4</sup>

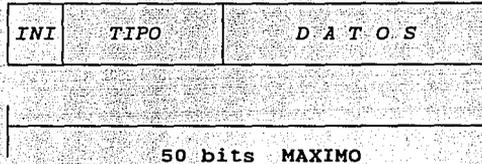
#### 4.4 CODIFICACION DE LA INFORMACION.

Un sistema de almacenamiento magnético, se diseña para aceptar datos y proporcionarlos en un tiempo posterior, sin errores. Una forma de asegurar la integridad de los datos, es codificar estos antes de la grabación con un código de detección de errores. El formato de datos se diseña para adecuarse a la arquitectura del sistema, y el código de detección de errores para proteger los datos contra los agentes de error más comúnmente encontrados en tal sistema.

Según quedó establecido en la sección 4.1.2.3 el tiempo disponible en la SVC para enviar datos es de 52 a 54  $\mu$ s. El convertidor A/D entrega dos bytes cada 130  $\mu$ s. En conclusión, sólo se pueden transmitir dos bytes cada 130  $\mu$ s y se tiene un tiempo de 50  $\mu$ s para efectuar esa transmisión, es decir, que se puede enviar a una frecuencia mínima de  $16/50 \mu$ s = 320 KHz. Recordando que el ancho de banda para la señal de video es de 4 MHz, ésta será la frecuencia máxima a la que se pueden transmitir los datos. Para este sistema, se empleará una frecuencia de 1 MHz ( $T = 1 \mu$ s), lo que permite transmitir hasta 50 bits en cada línea de video.

Tomando en consideración lo anterior, se propone el siguiente:

#### 4.4.1 Formato de Datos.



Donde:

INI - 1 bit de inicio para sincronizar la transmisión de los siguientes bits.

TIPO - Identificador de los datos contenidos en la palabra. Entrada de la que se tomaron. Dirección de memoria donde se almacenaron. Tipo de dato. Bloque al que pertenece, etc.

DATOS - La información digital correspondiente a la entrada analógica muestreada, o bien información de control o identificación.

Para facilitar su manejo, la información enviada en cada línea de video estará contenida en un "PAQUETE" formado por:

- Un bit de INICIO,
- Un byte de TIPO,
- Un byte BAJO de DATOS,
- Un byte ALTO de DATOS.

En un siguiente nivel, los paquetes se agruparán en "BLOQUES", teniendo tres clases básicas:

- BLOQUE de INICIO de grabación,
- BLOQUE de FIN de grabación,
- BLOQUE de DATOS.

Su estructura se detalla a continuación:

BLOQUE de INICIO de grabación.

Es el primer bloque de información que se envía al iniciar una sesión de captura de datos. Permite delimitar el inicio de los datos validos, o distinguir entre diferentes segmentos de datos. Esta conformado por los siguientes paquetes:

- 1) Identificación.                    A0 AA AA  
    Indica que es un bloque de inicio de grabación.
- 2) Fecha.                            30 dd mm  
                                      40 aa aa

La fecha en que se realizo la captura de información, donde:

dd = día (en BCD)  
mm = mes (en BCD)  
aa aa = año (en BCD)

- 3) Hora.                              70 hh mm  
    La hora en que se inicia la captura de información, donde:

hh = hora (en BCD)  
mm = minutos (en BCD)

- 4) Nombre.                          80 nn nn  
                                      80 nn nn

Clave de identificación de la fuente de donde se extrae la información a grabar, por ejemplo, iniciales del paciente, número de expediente, etc., donde:

nn = Caracter en ASCII.

- 5) Fin de Bloque.                    50 55 55

**BLOQUE DE DATOS.**

Contiene la información que se capturo de las diferentes entradas activas. Se forma de los siguientes paquetes:

- 1) Identificación. 90 99 99

Indica que es un bloque de datos.

- 2) Hora. 70 hh mm

La hora a la que se capturo este bloque.

- 3) 256 paquetes de DATOS. 1X LB HB

Los dos bytes leidos del convertidor A/D, donde:

X = Entrada de donde provienen (0 - FH),

LB = Byte BAJO,

HB = Byte ALTO.

- 4) CRC. CO LB HB

Como técnica de detección de errores, se emplea la Verificación de Redundancia Cíclica (CRC), esta información acompaña a los datos, para que al recuperarlos, pueda determinarse si existe algún error en ellos y, en su caso, corregirlo.

- 5) Fin de Bloque. 50 55 55

**BLOQUE de FIN de grabación.**

Es el último bloque de información que se envia al terminar la sesión de captura de datos. Esta conformado por los siguientes paquetes:

- 1) Identificación. 60 66 66

Indica que es un bloque de fin de grabación.

- 2) Fecha. 30 dd mm

40 aa aa

La fecha en que se realizo la captura de información.

- 3) Hora. 70 hh mm

La hora en que se termina la captura de información.

- 4) Nombre. 80 nn nn  
80 nn nn

Clave de identificación de la fuente de donde se extrajo la información grabada.

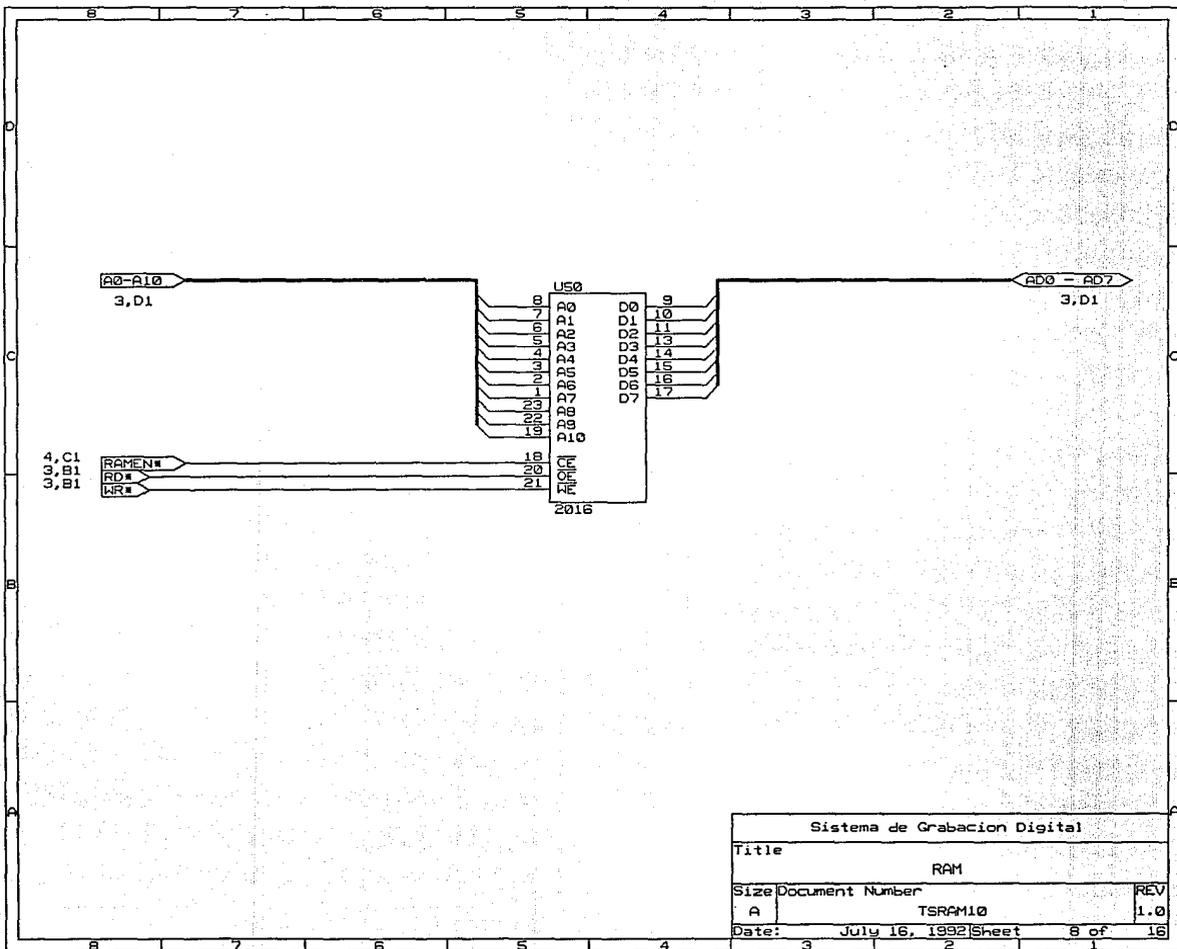
- 5) Fin de Bloque. 50 55 55

#### 4.4.2 Entrelazado.

Con el objetivo de minimizar el efecto que pudieran producir los daños físicos en la cinta, ocasionando que no se puedan recuperar paquetes completos, se emplea un esquema de grabación de datos entrelazados, en el que datos contiguos (por ejemplo "n" y "n + 1") no ocupen lugares contiguos en la cinta. Partiendo de la idea de que el daño físico en la cinta no ocupe una gran longitud, es posible entonces recuperar cualquier información empleando un algoritmo que reconstruya un dato perdido en base al dato anterior y al siguiente.

##### 4.4.2.1 RAM

Para implementar el entrelazado se requiere una memoria intermedia (RAM) donde se almacenen los datos en un orden secuencial (primer dato que llega localidad uno, siguiente datos, siguiente localidad) y después se lean en un orden alternado (dato 1, dato 16, dato 32, etc.) o viceversa, hasta completar un bloque de datos. En la sección 4.4.1 se definió un bloque de datos de 256 bytes, lo cual implica que, por lo menos se requiere una memoria de esa capacidad para esta aplicación. Por razones de costo y facilidad de obtención, se empleará una RAM estática de 2 KB. Sus conexiones con el sistema se muestran en el diagrama TSRAM10.



Sistema de Grabacion Digital			
Title			
RAM			
Size	Document Number		REV
A	TSRAM10		1.0
Date:	July 16, 1992	Sheet	8 of 16

Analizando los diagramas de tiempo de la fig. 4-12 se obtienen las características de la RAM a utilizar:

$$TAA = TAVDV - TRLDV + TRLRH = 600 - 250 + 400 = 750 \text{ ns}$$

Se necesita un tiempo de acceso inferior a 750 ns, es decir, que prácticamente cualquier memoria puede emplearse.

El esquema de entrelazado se muestra en la fig. 4-14.

F	8L	8H	2L	2H	CL	CH	6L	6H	FL	FH	9L	9H	3L	3H	DL	DH
E	AL	AH	4L	4H	DL	DH	7L	7H	1L	1H	BL	BH	5L	5H	EL	EH
D	BL	BH	5L	5H	FL	FH	9L	9H	3L	3H	CL	CH	6L	6H	OL	OH
C	DL	DH	7L	7H	1L	1H	AL	AH	4L	4H	EL	EH	8L	8H	2L	2H
B	FL	FH	8L	8H	2L	2H	CL	CH	6L	6H	OL	OH	9L	9H	3L	3H
A	OL	OH	AL	AH	4L	4H	EL	EH	7L	7H	1L	1H	BL	BH	5L	5H
9	2L	2H	CL	CH	5L	5H	FL	FH	9L	9H	3L	3H	DL	DH	6L	6H
8	3L	3H	DL	DH	7L	7H	1L	1H	BL	BH	4L	4H	FL	FH	8L	8H
7	5L	5H	FL	FH	9L	9H	2L	2H	CL	CH	6L	6H	OL	OH	AL	AH
6	7L	7H	OL	OL	AL	AH	4L	4H	EL	EH	8L	8H	1L	1H	BL	BH
5	8L	8H	2L	2H	CL	CH	6L	6H	FL	FH	9L	9H	3L	3H	DL	DH
4	AL	AH	4L	4H	DL	DH	7L	7H	1L	1H	BL	BH	5L	5H	EL	EH
3	BL	BH	5L	5H	FL	FH	9L	9H	3L	3H	CL	CH	6L	6H	OL	OH
2	DL	DH	7L	7H	1L	1H	AL	AH	4L	4H	EL	EH	8L	8H	2L	2H
1	FL	FH	8L	8H	2L	2H	CL	CH	6L	6H	OL	OH	9L	9H	3L	3H
0	OL	OH	AL	AH	4L	4H	EL	EH	7L	7H	1L	1H	BL	BH	5L	5H

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E F

Donde:

L = Byte Bajo.

H = Byte Alto.

0 - F = Entrada de datos.

fig. 4-14 Esquema de entrelazado.

La escritura de datos se realizará: 1er dato del canal 0 en las localidades 0 y 1, luego el primer dato del canal 1 en las localidades 2 y 3, y así sucesivamente en forma secuencial. Para enviar los datos a la cinta de video, la lectura de la RAM se realiza en forma alternada, es decir primer dato a enviar localidades 0 y 1, siguiente dato localidades A y B, etc.. De esta forma, puede observarse que la distancia entre dos datos contiguos de un mismo canal será de 63 paquetes.

#### 4.4.3 CRC.

Para verificar la integridad de la información almacenada, se empleará codificación CRC para detección de errores. En particular se utilizará CRC-16, que tiene el siguiente polinomio generador:

$$x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$$

El tiempo disponible para realizar la codificación en el SGD es de aproximadamente 50  $\mu$ s para cada dos bytes; una rutina que realiza el cálculo directo tomó 138  $\mu$ s para un byte, demasiado para esta aplicación, por lo cual se optó por una solución más rápida que consiste en emplear una tabla de "lookup" que contiene los valores de CRC previamente calculados; de esta manera, para obtener el código de CRC de un byte se requieren sólo 8  $\mu$ s.

El proceso completo de adquisición de datos y transferencia a la VCR se describe a continuación:

1) El ADC informa que finalizó una conversión generando la interrupción TIMINT1\*.

2) Cuando el 8031 atiende a la interrupción, lee dos veces el puerto A000H y coloca los dos bytes leídos en registros

internos temporales.

3) Durante el siguiente ciclo de atención a la interrupción INTO\* se llevan los dos bytes en los registros temporales a las localidades correspondientes en RAM, a la vez que se obtiene su CRC.

4) Al completar una página de 256 bytes se prepara para su envío a la VCR, iniciando por un bloque de CRC y luego los bloques de datos con el esquema de entrelazado de la fig. 4 - 14 que corresponde a:

- Byte ALTO del canal 0, seguido del byte BAJO del canal 0. Después se incrementa en 8 la dirección en RAM y se envían el byte ALTO del canal 5 y luego el byte BAJO del propio canal 5, y así sucesivamente hasta completar los 256 bytes del bloque de datos.

5) Sólo se envían dos bytes de datos en cada atención a la interrupción INTO\*, así que se requieren 128 interrupciones para enviar un bloque de datos completo.

#### 4.5 GRABACION DE LA INFORMACION.

Para grabar en la cinta los datos almacenados en RAM, estos deben convertirse a un formato serial para ser "montados" en la señal de video compuesta. Esta conversión se realiza utilizando el puerto serial del 8031, que transmite a una frecuencia de 1 MHz ( $f_{osc} / 12$ ). Todo lo que se requiere, es configurar dicho puerto serial para operar en modo 0 (lo cual se realiza en el proceso de inicialización del 8031) y, cada vez que se requiere enviar un dato al puerto serial, simplemente escribir al registro SBUF. De esta forma, el 8031 lee un byte de RAM externa y lo escribe a SBUF.

#### 4.5.1 La señal de Video-Datos.

La salida del puerto serial (señal de Video-Datos), se lleva a la compuerta NAND Schmitt Trigger U17B, donde se eliminan los ruidos indeseados y se entrega una señal cuadrada a la entrada de Q1, donde se le proporciona el nivel adecuado para que sea compatible con la SVC.

Puesto que se transmite a 1 MHz, enviar un byte requerirá de 8  $\mu$ s; para evitar conflictos y pérdida de información, después de enviar el primer byte del paquete (TIPO), el 8031 debe esperar al menos 8  $\mu$ s para enviar el siguiente (Byte BAJO), y después de enviar éste, otros 8  $\mu$ s para enviar el último byte del paquete (Byte ALTO). Por el puerto P1.7, se envía también a U17B el bit de sincronía, que consiste en una señal activa en nivel bajo durante 1  $\mu$ s que indica el inicio de un paquete de información. La temporización de éste paquete se muestra en la fig. 4-15.

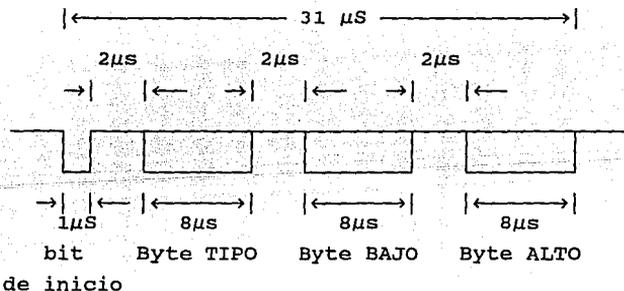
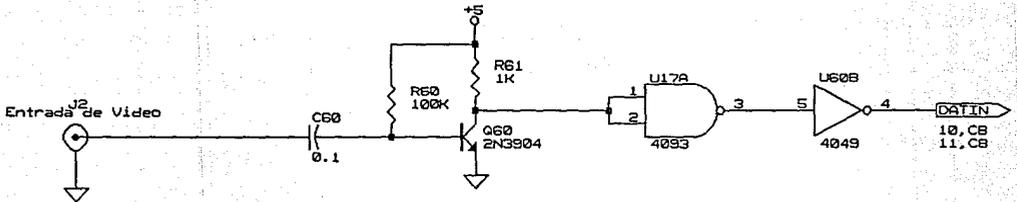


fig. 4-15 La señal de Video-Datos.



Sistema de Grabacion Digital	
Title	
Separador de Sincronia	
Size	Document Number
A	TSSEP10
Date:	July 16, 1992
Sheet	9 of 16
REV	1.0

#### 4.6 RECUPERACION DE LA INFORMACION.

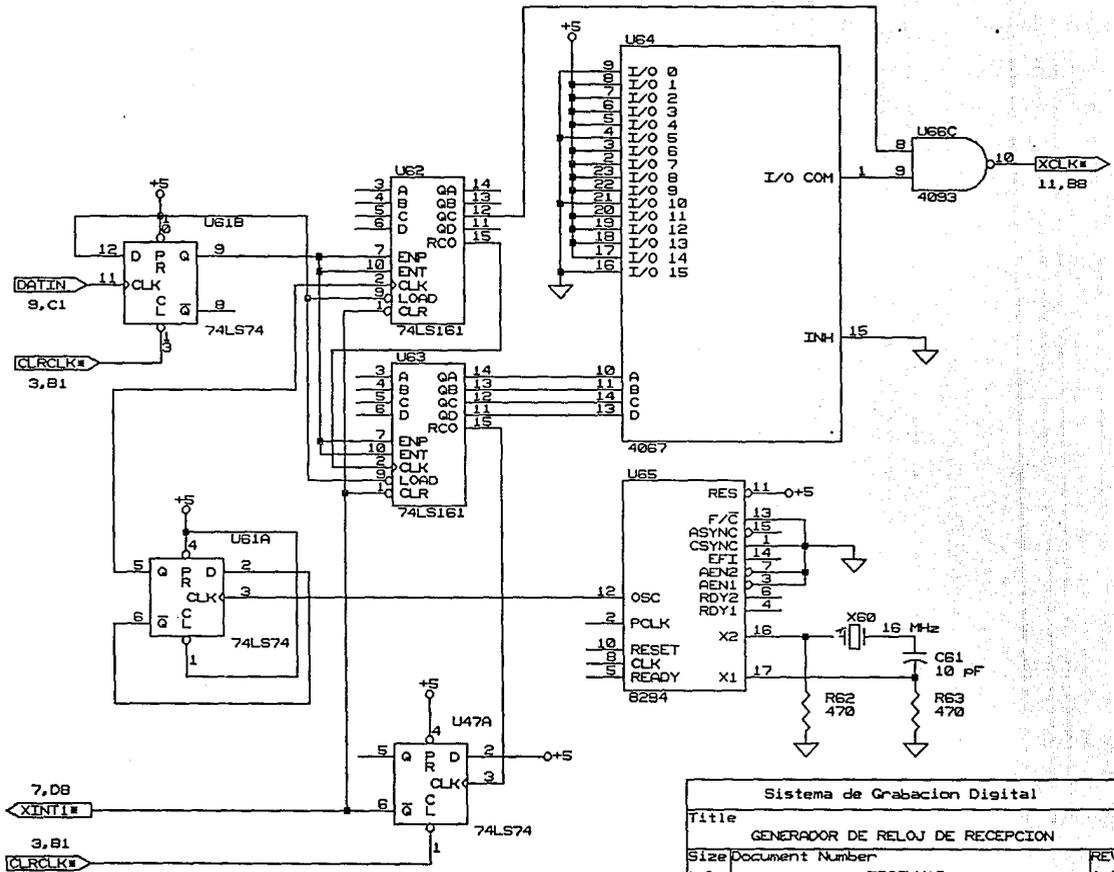
##### 4.6.1 Separador de Sincronía.

La señal de video compuesta, proporcionada por la VCR, contiene la señal de video-datos (con la información a analizar) y las señales de sincronía vertical y horizontal. El primer paso en la recuperación de la información previamente grabada, es separar ambas señales; esta es la función de Q60 y sus componentes asociados. El principio de operación es sencillo, Q60 se polariza más allá del corte, de tal forma que la señal de entrada deba alcanzar un voltaje de aproximadamente 0.5 V para llevar al transistor a la región activa, y con 1 V llevarlo a saturación; de esta manera, sólo la señal de video se obtendrá a la salida de Q60, eliminandose por completo la señal de sincronía. U7A y U60C proporcionan a la señal de video-datos una forma de onda cuadrada y la polaridad original con la que fue generada por el 8031 en el proceso de grabación. El diagrama TSSEP10 muestra el circuito completo del separador de sincronía.

##### 4.6.2 Generador del reloj de recepción.

La señal de video-datos tiene un formato serial, y esta constituida por el bit de sincronía, y 3 bytes de datos. La conversión de esos 3 bytes de datos a formato paralelo es realizada en el separador de datos. El primer paso para la recuperación de la información contenida en la señal de video-datos, es generar una señal de reloj de características similares a la empleada en la transmisión de dicha señal. El diagrama TSGCLK10 muestra el circuito generador del reloj de recepción.

La señal de reloj requerida tiene una frecuencia de 1 MHz, y debe ser altamente estable, por ello se emplea un oscilador a



Sistema de Grabacion Digital		
Title	GENERADOR DE RELOJ DE RECEPCION	
Size	Document Number	REV
A	TSQCLK10	1.0
Date:	July 16, 1992	Sheet 10 of 16

crystal, formado por el circuito U65. La salida de U65 es dividida entre 2 por U61A, proporcionando este la señal de reloj de 8 MHz para el contador formado por U62 y U63. Utilizar una frecuencia de 8 MHz, permitirá (de ser necesario) realizar ajustes de hasta  $0.125 \mu\text{s}$  en la sincronización del circuito separador de datos.

La señal a separar (incluyendo el bit de sincronía) tiene una duración de  $31 \mu\text{s}$ ; se requiere, entonces, que el reloj de recepción tenga por lo menos una duración igual a ese tiempo. Trabajando a 8 MHz, el contador debe realizar:

$$31 \mu\text{s} / 0.125 \mu\text{s} = 248 \text{ cuentas}$$

Se emplea un contador de módulo 256 formado por U62 y U63 para generar el reloj de recepción durante  $32 \mu\text{s}$ . El siguiente paso es sincronizar la señal de reloj con la señal de video-datos. La temporización interna de dicha señal es constante (tiempos entre cada byte de datos), y de igual manera, el tiempo entre el bit de sincronía y la aparición del primer bit del primer byte. Aprovechando esta situación, el contador U62, U63 se arranca con la subida del bit de sincronía. Esa es la función de U61B; su salida Q esta en nivel bajo hasta que es disparado por el primer flanco de subida de la señal de video-datos, correspondiente al bit de sincronía. La salida de U61B se lleva a las entradas ENP y ENT de los contadores U62, U63, con lo cual, estos iniciarán a contar con la siguiente subida del reloj de 8 MHz;  $2 \mu\text{s}$  después del bit de sincronía aparece el primer bit de datos. Para asegurar la correcta detección de los bits de datos, el reloj de recepción tendrá el flanco de subida exactamente a la mitad del bit de datos, es decir, a 2.5, 3.5, 4.5, etc.  $\mu\text{s}$  del bit de sincronía. La temporización del reloj de recepción se muestra en la fig 4-16.

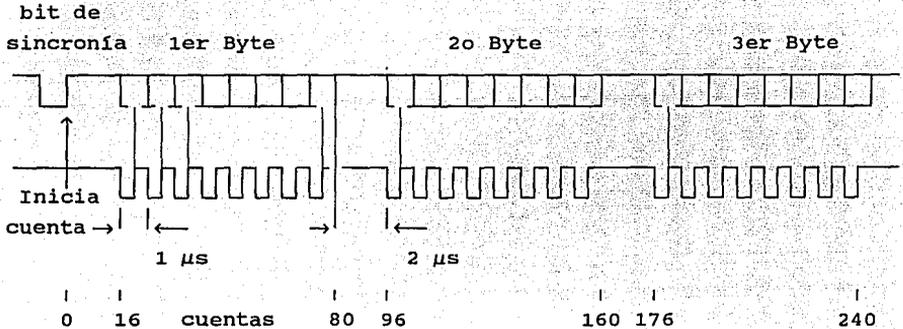


fig. 4-16 El reloj de recepción.

Decodificando el número de cuentas puede obtenerse el circuito para generar la forma de onda buscada:

Cuentas	Salida	
0	00000000	1
16	00010000	Reloj de 1 MHz
80	01010000	1
96	01100000	Reloj de 1 MHz
160	10100000	1
176	11000000	Reloj de 1 MHz
240	11110000	1

Puede observarse que decodificando los 4 bits más significativos es suficiente, de ahí que pueda emplearse el demultiplexor 4067 para tal función. La señal de reloj de 1 MHz se obtiene de la salida QC de U62. La salida del demultiplexor se emplea para controlar el paso de la señal de reloj de 1 MHz por medio de U66C.

Quando el contador U62, U63 llega a la cuenta máxima de



255, debe detenerse hasta que se presente el siguiente paquete de datos. Para ello, la salida RCO de 63 que se activa cuando éste llega a la cuenta de 15 (255 del contador total) se emplea para disparar el flip-flop U7A, cuya salida Q\* se aplica a la entrada CLR\* de los contadores, y también se utiliza para indicar al 8031 que se decodificó un paquete completo. Este flip-flop será restablecido mediante la señal CLRCLK\* cuando el 8031 lea los datos decodificados, y el separador de datos este listo para recibir un nuevo paquete.

#### 4.6.3 Separador de Datos.

La función de esta etapa es recibir la señal de video-datos en formato serial, y el reloj de recepción, y proporcionar 3 bytes de datos al bus del 8031. El circuito completo se muestra en el diagrama TSSDAT10.

Para realizar su función emplea tres registros de corrimiento en cadena. El reloj para estos tres proviene del generador de reloj de recepción. La señal de video-datos se aplica a la entrada D del primer registro U67. Cuando se presenta la primer subida del reloj de recepción, el bit presente en la entrada D se corre a la siguiente etapa del registro; de igual manera ocurre con los siguientes 23 bits, de tal forma que, cuando el reloj de recepción realiza su última transición, cada uno de los registros tiene un byte válido; 2  $\mu$ s después de que esto ocurre, el contador del generador del reloj de recepción alcanza su cuenta máxima y genera una interrupción (la señal XINT1\* va a nivel bajo), la cual al ser atendida por el 8031 leerá los tres registros.

La lectura de un registro se logra llevando a nivel alto la terminal OE. Para decodificar las tres señales de habilitación requeridas se utiliza el circuito U66, de acuerdo a la siguiente tabla:

SREN*	A2	A1	A0	Dirección	Activa
0	1	1	0	6006H	Byte ALTO
0	1	0	1	6005H	Byte BAJO
0	0	1	1	6003H	Byte de TIPO

#### 4.7 DECODIFICACION DE LOS DATOS.

##### 4.7.1 Desentrelazado.

Los datos que se reciben de la cinta no están en secuencia, por tanto, estos deben llevarse a un buffer para reordenarlos adecuadamente y así poder verificar su integridad. La dirección en que debe colocarse cada byte esta contenida en el byte de TIPO del paquete.

##### 4.7.1.1 RAM.

Para desentrelazar un paquete se requieren por lo menos 256 bytes de memoria, que corresponden a la longitud del paquete. Puesto que las operaciones de grabación y recuperación de datos son mutuamente excluyentes, puede emplearse la misma memoria que fué utilizada para el entrelazado.

##### 4.7.2 Detección y corrección de errores.

Una vez que los datos se encuentran ordenados correctamente en memoria, puede aplicarse un algoritmo para verificar su integridad y, en caso necesario realizar las correcciones necesarias antes de enviarlos a la PC. Para tal efecto, en el proceso de grabación se agrego a cada bloque de datos uno de CRC que permita detectar errores.

##### 4.7.2.1 CRC.

De acuerdo a lo estipulado en la sección 2.4.1.3, la

detección se realiza calculando el CRC del bloque recibido de CRC más el bloque de datos; si el resultado es cero indica que no hay errores, en caso contrario, el síndrome resultante apuntará hacia el dato incorrecto.

El cálculo del CRC se realizará empleando una tabla de "lookup" con valores previamente calculados. En caso de detectar algún error, se utilizará una rutina de corrección.

#### 4.7.2.2 Interpolación.

Una técnica de corrección de errores que garantice que todos los bytes erróneos serán corregidos consume mucho tiempo de proceso, del cual no se dispone en éste sistema; por tal razón, y considerando que los datos manejados están altamente correlacionados, sólo se empleará una técnica de encubrimiento de errores, consistente en la interpolación simple del dato anterior con el siguiente para proporcionar un valor aproximado para cualquier dato erróneo.

En caso de requerirse corrección de errores más profunda, pueden enviarse los bloques de CRC y datos directamente a la PC y desarrollar ahí los algoritmos necesarios.

#### 4.8 TRANSFERENCIA DE DATOS A LA PC.

Los datos extraídos de la cinta magnética, deben ser transferidos a una computadora para su procesamiento; tal computadora será en este caso una PC. Se tienen cuatro posibles canales para tal transferencia:

- 1) Puerto Serial.
- 2) Puerto Paralelo.
- 3) Puerto SCSI.
- 4) Interfaz directa al Bus.

Para determinar cual de ellos emplear, se requiere conocer en primera instancia la velocidad máxima a la que se extraen datos de la cinta, que indicará a su vez el límite mínimo que debe cumplir el canal de comunicación.

En una línea de video hay dos bytes de datos; de las 525 líneas que forman un cuadro, sólo 256 contienen datos; se reciben 30 cuadros por segundo, por tanto, deben procesarse:

$$256 \times 2 \times 30 = 15 \text{ KBps} = 120 \text{ Kbps}$$

El puerto serial puede transferir información a un máximo de 115 Kbps, lo cual lo elimina inmediatamente como opción para este sistema. El puerto paralelo tiene una velocidad de 400 Kbps mínimo; existe sin embargo un inconveniente: en las PC XT y AT dicho puerto es de salida únicamente, mientras que en las PS/2 y 386 es bidireccional. Para resolver esta situación puede agregarse una tarjeta de desarrollo reciente, que ya debe ser bidireccional, o bien realizar una modificación a la existente, tal como se indica en el apéndice B. Por lo que se refiere al puerto SCSI, éste puede transferir a varios Mbps, pero es de un costo elevado, y no es una opción estándar aún en las PC 386 ó 486; además de ello, el implementarlo del lado del sistema de grabación complica demasiado el diseño y elevaría notablemente el costo del mismo. Finalmente, la opción de emplear una tarjeta que conecte directamente al bus de la PC, luce atractiva, ya que tiene un costo reducido, y existen disponibles comercialmente, o bien puede desarrollarse, pero presenta el inconveniente de limitar la aplicación del sistema a una familia de computadoras (con PC BUS o Microcanal) y sólo a aquellas que tuvieran instalada tal tarjeta.

#### 4.8.1 Puerto paralelo.

Para cumplir con el requisito de bajo costo y el principio

de no modificar el equipo empleado, se eligió emplear el puerto paralelo para enviar la información a la PC. Para ello, se debe contar en el lado del sistema con un puerto paralelo compatible eléctricamente con el de la PC, esto es, en primera instancia con niveles TTL.

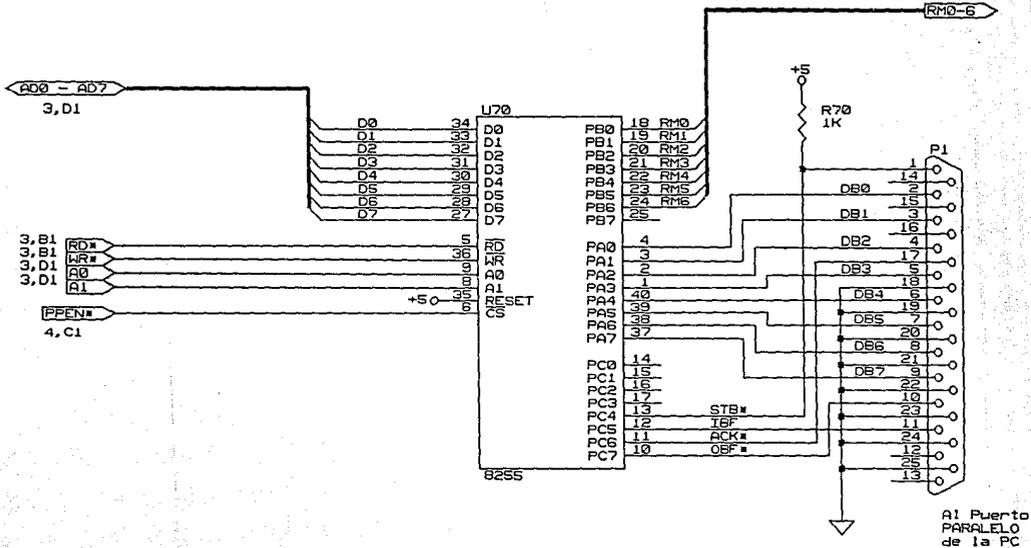
El diagrama TSPPI10 muestra el circuito empleado para el puerto paralelo del sistema de grabación; esta constituido por el 8255 (U70), que tiene 3 puertos paralelos de entrada/salida, y uno para conectarse al bus, es completamente compatible con el  $\mu$ C 8031 y maneja niveles TTL.

El 8255 cuenta con tres puertos de datos y uno de control; para tener acceso a cada uno de ellos, se cuenta con las líneas de dirección A0 y A1, que serán conectadas a las correspondientes A0 y A1 en el bus del 8031. La señal de habilitación (CS\*) para U70 es proporcionada por el decodificador U23; las líneas de WR\* y RD\* del 8031 se conectan directamente a sus correspondientes en el 8255. De esta forma, pueden accederse los puertos del 8255 en las siguientes direcciones:

Puerto A	8000H
Puerto B	8001H
Puerto C	8002H
Puerto de control	8003H

Hay tres modos de operación básicos que pueden ser seleccionados por software:

Modo 0	Entrada / Salida
Modo 1	Entrada / Salida con control de flujo
Modo 2	Bus bidireccional con control de flujo



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
PUERTO DE SALIDA DE DATOS		
Size Document Number		REV
A	TSPPI10	1.0
Date: September 13, 1992	Sheet	12 of 16

En este caso se empleará el modo 2, con lo cual, el puerto A es bidireccional, el puerto C maneja las señales de control de flujo, y el puerto B se emplea como salida.

El puerto A permitirá intercambiar datos y comandos con la PC, mientras que el B se utilizará para el control de la VCR. La configuración del 8255 se realiza escribiendo al puerto de control la palabra de "control":

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	1	X	X	X	0	0	1	
Modo 2								
								C 0-2 Entrada B salida en modo 0

esto es, debe escribirse al puerto 8003H la palabra "C1H".

Las señales de control disponibles son:

OBFF\* (Output Buffer Full F/F). Pasa a nivel bajo para indicar que el CPU ha escrito un dato al puerto A. Es activada por el flanco de subida de WR\* y desactivada por la bajada de ACK\*. Terminal PC7 (10).

ACK\* (Acknowledge Input). Un nivel bajo en esta entrada habilita el buffer de salida del puerto A para que se envíen los datos. De otra manera, el buffer se encuentra en tercer estado. Terminal PC6 (11).

INTR (Interrupt Request). Un nivel alto en esta salida puede emplearse para interrumpir al CPU tanto para operaciones de entrada como de salida. Terminal PC3 (17).

STB\* (Strobe Input). Un nivel bajo en esta entrada coloca los datos en el "latch" de entrada. Terminal PC4 (13).

IBF (Input Buffer Full F/F). Un nivel alto en esta salida indica que los datos han sido colocados en el "latch" de entrada. Terminal PC5 (12).

La salida OBF\* será empleada para indicar a la PC que hay un dato listo en el puerto y que, por tanto, debe leerlo.

La PC indicará que ya leyó el dato a través de la entrada ACK\*.

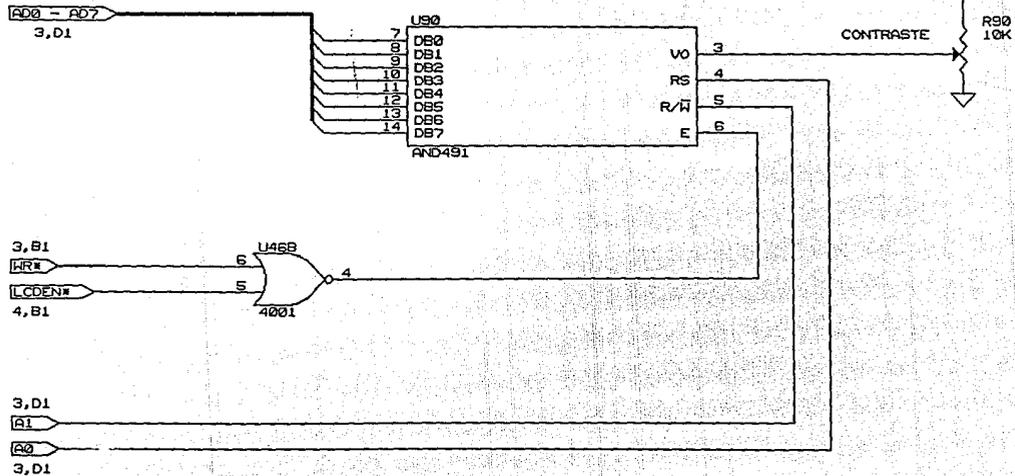
Para que el 8031 envíe un byte a la PC, debe inicialmente preguntar por el estado de la señal READY, si esta activa (1), quiere decir que puede enviarlo; después, debe asegurarse que el último byte enviado ya fué leído, preguntando por el estado de la señal ACK\*, el cual debe ser 0 para que pueda enviarse un nuevo byte. Una vez que esta seguro de que la PC puede recibir otro dato, basta con escribir este al puerto 8000H.

Cuando la PC requiere enviar un comando al SGD, primero deshabilita la señal de control READY, y después verifica que la OBF\* este inactiva, momento en el cual puede enviar datos. Al enviar un dato activa la señal STB\* para habilitar el "latch" de entrada del SGD, y luego espera que la señal IBF se active para indicar que el dato fué aceptado.

#### 4.9 FACILIDADES ADICIONALES.

##### 4.9.1 Despliegue.

Mediante la unidad de Despliegue, el sistema se comunica con el usuario para indicarle que operación realiza, condiciones de error, solicitar información, etc.. Hay una gran variedad de elementos disponibles para realizar esta función: LED's, displays de 7 segmentos, hexadecimales o alfanumericos, modulos de despliegue, etc.. Actualmente esta última opción presenta



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
Modulo de Despliegue (LCD)		
Size	Document Number	REV
A	TSLCD11	1.1
Date:	July 16, 1992	Sheet 13 of 16

características muy atractivas, tales como un costo moderado, conexión directa al bus del sistema, flexibilidad en los formatos de despliegue, configurable por software, etc..

Debido a estas razones se eligió un módulo de despliegue para este sistema, el AND491 de 16 caracteres por 2 renglones. El diagrama TSLCD11 muestra el circuito completo. Gracias a que el módulo contiene un microcontrolador propio, la interfaz hacia el mismo es muy sencilla, basta conectar las terminales DB0 a DB7 al bus de datos del sistema, y tres líneas de control, que permiten habilitar el módulo y leer o escribir comandos o datos al mismo:

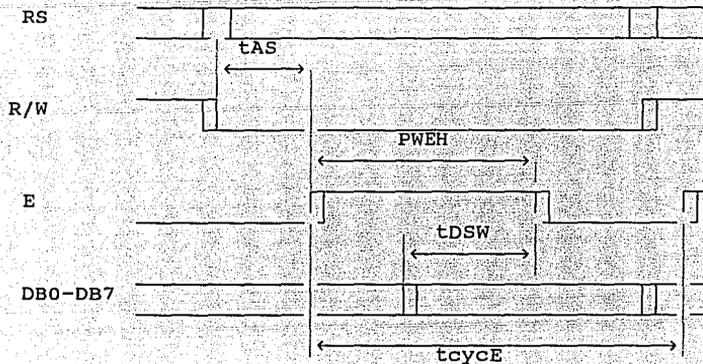
E	Señal de habilitación. Activa en nivel alto.
RS	"1" --> Entrada de datos. "0" --> Entrada de comandos.
R/ $\bar{W}$	"1" --> Lectura de datos. "0" --> Escritura de datos o comandos.

El contraste del display varia de acuerdo al voltaje aplicado a la terminal VO, el cual se controla mediante R90.

La temporización para escritura de datos se muestra en la fig. 4-17.

Analizando el diagrama de tiempos para escritura a memoria externa del 8031 (fig. 4-12) se obtienen las siguientes conclusiones:

1) Las líneas de direcciones son estables por lo menos 200 ns antes de la aparición de la señal WR\*, por lo tanto pueden emplearse A1 y A0 para manejar W/R y RS respectivamente, ya que se cumple así con el tiempo requerido de 140 ns mínimo.



Ciclo de habilitación	tcyCE	1000 ns min.
Anchura del pulso de habilitación	PWEH	450 ns min.
Tiempo de estabilización de datos	tAS	140 ns min.
Tiempo de colocación de datos	tDSW	195 ns min.

fig. 4-17 Diagrama de tiempos del módulo AND491.

2) La señal de habilitación (E) puede obtenerse de la señal WR invertida, ya que esta proporciona un pulso de la anchura requerida por el módulo de despliegue. Para asegurar que el módulo solo sea habilitado en el momento adecuado, se emplea la señal LCDEN\* proporcionada por el decodificador U23. De esta manera, el módulo se habilita cuando:

$$E = \overline{WR} * LCDEN^*$$

El módulo de despliegue está mapeado en el espacio de memoria externa del 8031 en las siguientes direcciones:

E000H	Escritura de COMANDOS.
E001H	Escritura de DATOS.

El modo de operación del módulo de despliegue se define por software durante el proceso de inicialización. Después de ello, para desplegar un caracter sólo se requiere:<sup>5</sup>

a) Enviar el comando 1XXXXXXX, donde XXXXXXXX indica la posición en la que se desea desplegar.

b) Escribir el dato en el módulo (puerto E001H).

Por ejemplo, para desplegar el caracter "A" en la primera columna del renglón superior:

```

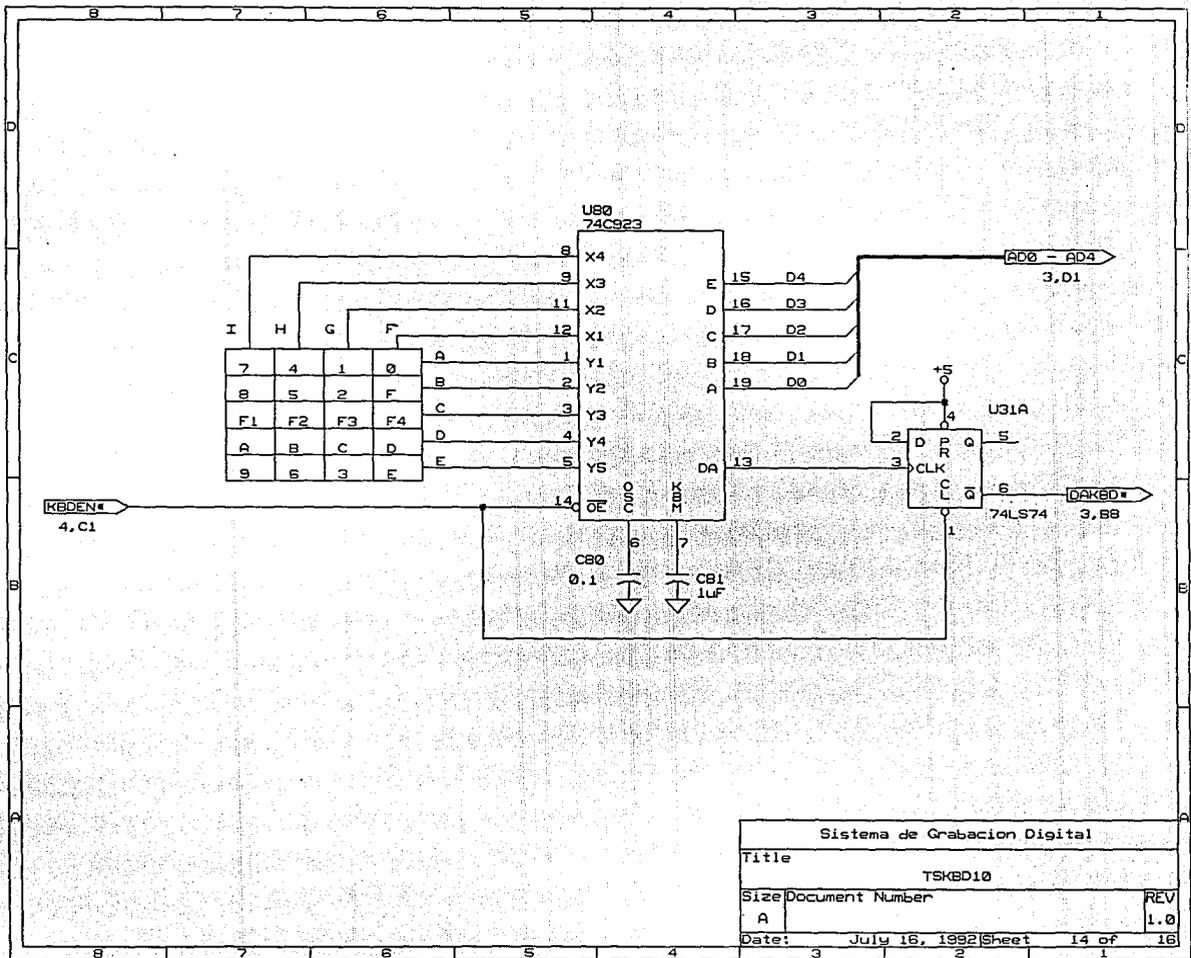
MOV DPTR,0E000H ; DPTR <-- puerto de comandos
MOV A,#80H
MOVX @DPTR,A ; Selecciona col. 1 renglon sup.
MOV DPTR,0E001H ; DPTR <-- puerto de datos
MOV A,#41H
MOVX @DPTR,A ; Despliega "A"

```

#### 4.9.2 Teclado.

El circuito 74C923 contiene toda la lógica para codificar una arreglo de interruptores SPST; sólo requiere de dos componentes externos: un capacitor para el reloj interno, y otro capacitor para el eliminador de rebote. El circuito completo se muestra en el diagrama TSKBD10.

La conexión al teclado matricial de 20 teclas se realiza en las terminales X1 - X4 y Y1 - Y5. La salida de datos es proporcionada al bus del sistema en las terminales D0 - D4; estas salidas tienen control de 3er estado y son compatibles con TTL.



150

Sistema de Grabacion Digital	
Title	
TSKBD10	
Size	Document Number
A	REV 1.0
Date:	July 16, 1992
3	Sheet 14 of 16

La salida DA (Data Available) va a nivel alto cuando se oprime una tecla, y regresa al nivel bajo (estado normal) cuando se libera la tecla. Para capturar la condición de tecla oprimida se dispone el flip-flop D U31A en la salida DA, de tal manera que la salida Q\* del f.f. vaya a nivel bajo cada vez que deba leerse un dato del teclado. El 8031, continuamente pregunta por el estado de esta señal (en la entrada T0) y cuando lo encuentra en nivel bajo, realiza una lectura del puerto 4000H, lo cual habilita la salida de U80 y pone el dato correspondiente a la tecla oprimida en el bus, a la vez que restablece la condición normal de U31A para que pueda capturar la siguiente tecla.

El dato obtenido del teclado es convertido a un equivalente numérico leyendo de la tabla KBD2HEX dentro de la misma rutina de lectura del teclado.

#### 4.9.3 Reloj de Tiempo Real.

Esta función del sistema es implementada con el circuito MM58167A mostrado en el diagrama TSRTC11. Este circuito requiere de dos componentes externos para realizar su trabajo: un cristal de 32.768 KHz y un circuito de detección de falla de energía y respaldo con batería.

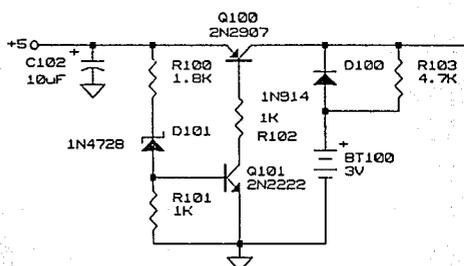
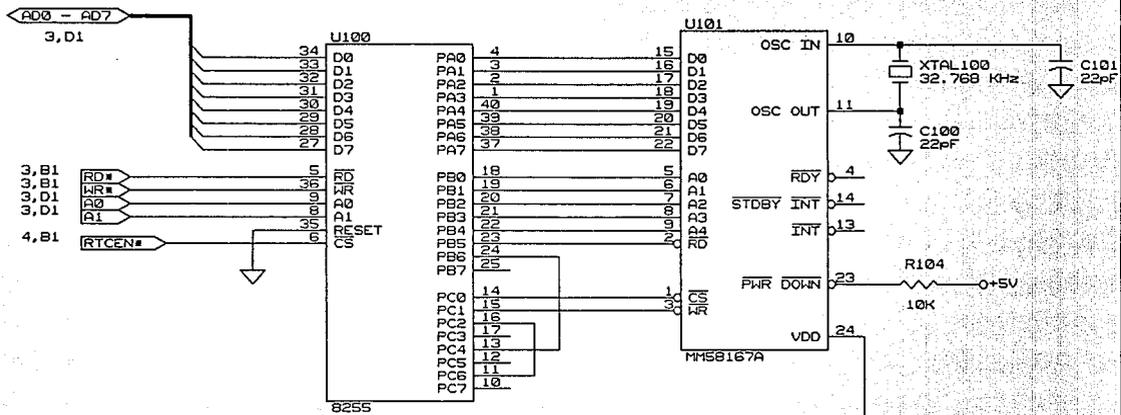
Debido a la incompatibilidad de tiempos en las operaciones de lectura y escritura entre el RTC y el 8031, se hace necesario el uso del circuito U100 para conectar el MM58167A al sistema. Las líneas D0 - D7 se conectan al puerto A, las direcciones A0 - A4 son proporcionadas en el puerto B, así como la señal de lectura RD\*, mientras que la señal de escritura WR\* y, la señal de habilitación CS\* son proporcionadas por el puerto C. El MM58167A tiene 32 registros internos que permiten programarlo y leer los datos de tiempo requeridos. Para realizar estas operaciones, deberá enviarse al puerto B del 8255 (dirección C001H del sistema) la dirección correspondiente en el RTC,

mientras que por el puerto A (dirección C000H del sistema) se lean o escriban los datos.

Una característica primordial de este circuito es su habilidad para operar alimentado por una batería. El conteo de tiempo continuará aún cuando la alimentación de C.A. se pierda. Una batería de 3V puede proporcionar la corriente necesaria (20  $\mu$ A). El circuito formado por Q100 y Q101 trabaja como un interruptor sensible al voltaje. Cuando la alimentación es normal (+5V), Q100 conduce, proporcionando el voltaje a U100. D100 bloquea el flujo de corriente hacia la batería. Cuando el sistema pierde la alimentación de C.A., la fuente de +5 cae a 0V, Q100 no conduce corriente, y BT100 proporciona la alimentación a U100 a través de D100. Al mismo tiempo, la terminal "PWR DOWN\*" de U100 detecta la condición de bajo voltaje y con ello fuerza a U100 a operar en el modo de bajo voltaje. En dicho modo, las líneas de entrada/salida pasan a la condición de alta impedancia, pero el circuito continúa contando tiempo.<sup>6</sup>

#### 4.9.3.1 Programación del Reloj de Tiempo Real.

Para programar el circuito de reloj, primeramente todos los contadores deben ser restablecidos escribiendo OFFH al registro 12H del propio circuito. Después, los nuevos valores para cada unidad de tiempo se cargan en los registros correspondientes (tabla 4-1). Los valores a escribir en los registros deben estar codificados en BCD.



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
Reloj de Tiempo Real (RTC)		
Size Document Number		REV
A	TSRTC11	1.1
Date: September 17, 1992	Sheet	15 of 16

Dirección	D7 D6 D5 D4	D3 D2 D1 D0
8	Milisegundos	No hay
9	Decimas de segundo	Centésimas de segundo
A	Decenas de segundo	Segundos
B	Decenas de minuto	Minutos
C	Decenas de hora	Horas
D	No hay	Día de la semana
E	Decenas día del mes	Día del mes
F	Decenas de mes	Mes

tabla 4-1 Mapa de memoria de RAM del MM58167A.

En cualquier momento puede restablecerse cualquier contador o registro de RAM, escribiendo a los registros 12H para los contadores ó 13H para RAM, y colocando el bit correspondiente de acuerdo a la tabla 4-2.

D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	
1	0	0	0	0	0	0	0	Milisegundos
0	1	0	0	0	0	0	0	Centenas y decenas seg.
0	0	1	0	0	0	0	0	Segundos
0	0	0	1	0	0	0	0	Minutos
0	0	0	0	1	0	0	0	Horas
0	0	0	0	0	1	0	0	Día de la semana
0	0	0	0	0	0	1	0	Día del mes
0	0	0	0	0	0	0	1	Mes

tabla 4-2 Especificaciones de bit para las funciones de restablecimiento de contadores y RAM.

#### 4.9.3.2 Lectura del Reloj de Tiempo Real.

El tiempo actual se obtiene leyendo el valor de los contadores correspondientes en los primeros 7 registros de U101:

Dirección	Función
0	Milisegundos
1	Centesimas y décimas de segundo
2	Segundos
3	Minutos
4	Horas
5	Día de la semana
6	Día del mes
7	Mes

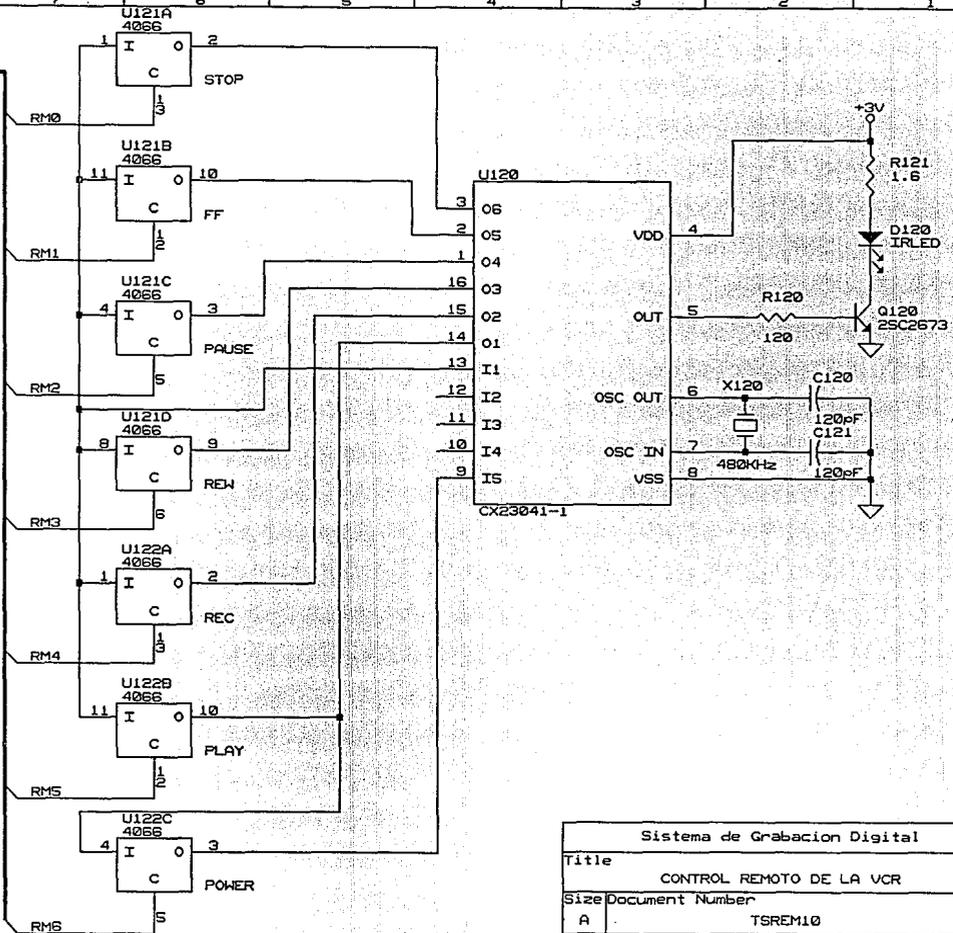
Los valores leídos están codificados en BCD.

#### 4.9.4 Control de la VCR.

El circuito mostrado en el diagrama TSREM10 realiza todas las funciones de control que se requieren para operar la video-grabadora. La comunicación con la VCR se realiza por luz infrarroja modulada que es emitida por D120. Cuando el sistema requiere indicar a la VCR que realice una función, simplemente envía el comando adecuado al puerto de control de la VCR (puerto A del 8255, dirección 8000H) y este se encarga de hacer la conversión para que la propia VCR lo ejecute. Las funciones soportadas son:

	COMANDO	
1) Encendido y Apagado.	POWER	--> 40H
2) Grabación.	REC	--> 10H
3) Reproducción.	PLAY	--> 20H
4) Paro.	STOP	--> 01H
5) Pausa.	PAUSE	--> 04H
6) Avance rápido.	FF	--> 02H
7) Retroceso rápido.	REW	--> 08H

RM0-6  
12, D1



Sistema de Grabacion Digital

Title		CONTROL REMOTO DE LA VCR	
Size Document Number		REV	
A	TSREM10	1.0	
Date:	July 16, 1992	Sheet	16 of 16

#### 4.10 TEORIA DE OPERACION.

Esta sección describe la operación del SGD partiendo de que el hardware esta listo para trabajar, y ahora el software debe definir la forma en que se van a aprovechar esos recursos.

##### 4.10.1 Configuración.

El 8031 contiene 128 bytes de RAM interna, que pueden emplearse para almacenar variables de byte o de bit. Estas pueden recibir nombres para su posterior referencia. La primera parte del programa SGD.ASM define las variables del sistema separandolas en tres grupos:

- Variables en el area de registros.
- Variables en ram interna.
- Variables en espacio direccionable por bit.

Para utilizar los recursos que proporciona el 8031, debe seleccionarse cuales de ellos se activarán y en que modo; esta labor es realizada por la rutina CONF\_CPU, y consiste en:

- [ 1 ] Puerto serie en modo 0 para transmitir 8 bits a frecuencia  $f = f_{osc}/12$  ( $f = 1$  MHz).
- [ 2 ] TIMER 1 en modo 2 (Contador de eventos), con valor inicial de FF y valor de recarga también de FF, para que cuente un sólo evento.
- [ 3 ] INTO e INT1 se activan por flanco de bajada

De manera similar se configuran aquellos periféricos que lo requieran:

- [ 4 ] PPI 8255 en Modo 1, con:
  - Puerto A ==> Salida
  - Puerto B ==> Entrada
  - Puerto C ==> Status y Control
  
- [ 5 ] Módulo de despliegue:
  - Interfaz de 8 bits
  - 2 líneas, caracteres de 5 X 7
  - Cursor apagado.
  - La posición del cursor se incrementa automáticamente con cada escritura.

La configuración e inicialización del módulo de despliegue es realizada por la rutina INIC\_LCD.

#### 4.10.2 Pruebas de confiabilidad.

La integridad de los elementos principales del SGD es verificada cada vez que se enciende o reinicializa el sistema, mediante una serie de pruebas realizadas por la rutina TEST; en caso de que alguna de las secciones del sistema no funcione adecuadamente se desplegará un mensaje de error.

#### 4.10.3 Inicialización.

Una vez que se asegura que todas las partes del sistema operan correctamente, la rutina INIC\_VAR procede a establecer las condiciones iniciales de trabajo:

- Todas las banderas en estado inactivo (0).
- Todos los contadores a cero.
- La dirección inicial del Multiplexor de entrada debe ser el canal 0.
- Modo inicial de Operacion = 0 (Normal).

#### 4.10.4 Modos de Operación.

El SGD desempeña varias funciones:

- Grabar información.
- Recuperar la información grabada.
- Transferir esa información a la PC.
- Recibir comandos del teclado.
- Recibir comandos el puerto paralelo.

Para determinar cual de esas funciones debe realizar, se han definido varios niveles de operación, a los cuales se tendrá acceso ya sea desde el teclado del propio sistema, o por un comando enviado por la PC:

- [0] Normal. Espera datos para cambiar a otro modo.
- [1] Programación del reloj.
- [2] Inicia adquisición/grabación de datos.
- [3] Pausa en la adquisición de datos.
- [4] Termina adquisición/grabación de datos.
- [5] Recuperación de datos / Transferencia a la PC.
- [6] Prueba de grabación.

##### 4.10.4.1 Normal.

Al encender el sistema este es el modo de operación inicial. Despliega un mensaje solicitando al usuario que elija el modo en el que desea operar el sistema. La rutina **NORMAL** realiza las siguientes funciones:

- Despliega mensaje para elegir modo de Operacion
- Lee el teclado en espera de un número que le indique a que modo cambiar.
- Lee el puerto paralelo en espera del comando para entrar al modo [5].

#### 4.10.4.2 Programación del Reloj.

Para que realice correctamente su trabajo, el reloj de tiempo real, debe programarse la primera vez que se enciende el sistema, o bien después de un cambio de batería. Para realizar esa tarea, la rutina PRELOJ solicita al usuario que le proporcione los datos correctos:

- Despliega mensaje indicando que esta en modo "Programa reloj" y solicita datos de fecha y hora.
- Envía los datos recibidos a los registros correspondientes en el RTC.

#### 4.10.4.3 Grabación de datos.

La adquisición de datos, es iniciada cuando el usuario solicita por el teclado que el SGD pase al modo 2. En primera instancia, el sistema solicita datos para el bloque de identificación de la información a grabar:

- a) Tipo de Cinta. 1) L-500, 2) L-750, 3) T-120
- b) Modo de grabación. 1)  $\beta$ II, 2)  $\beta$ III, 3) SP, 4) LP
- c) 4 dígitos para clasificar la cinta (por ejemplo, iniciales del paciente).
- d) ¿ Debe rebobinarse la cinta ? . 1) No, 2) Si

Una vez que se tienen los datos anteriores, se envían comandos al puerto A del 8255 para indicarle que:

- 1) Encienda la video-grabadora (POWER ON).
- 2) Avance la cinta durante 10 seg (FF).
- 3) Active el modo de grabación (REC).

Para asegurar que el mecanismo de la VCR se estabilice, se dispone un retardo de 10 seg.

El proceso completo de grabación de datos esta dividido en tres etapas:

- 1) Grabación del bloque de INICIO.
- 2) Grabación de bloques de DATOS.
- 3) Grabación del bloque de FIN.

Las tres etapas tienen algo en común, la transferencia de datos hacia el puerto serial (y con ello hacia la VCR) se realiza dentro de una rutina de atención a la interrupción 0 generada por la señal de sincronía horizontal. Para identificar en que etapa se encuentra el sistema, se emplean 4 banderas, mutuamente excluyentes.

Quando se entra al modo 2 se activa la bandera *MODO21* y se apagan todas las demás; de esta forma, cuando el 8031 atiende la interrupción sabe que debe transmitir el bloque de INICIO, mediante la rutina *TX\_INICIO*, de acuerdo a la estructura descrita en 4.4.1.

Al finalizar la transferencia del bloque de INICIO, se apaga la bandera *MODO21* y se enciende la bandera *MODO2* para indicar que pase a la etapa de grabación de DATOS. Así mismo, se arranca la operación del *TIMER 1*.

Al pasar al *MODO2*, la rutina que se encarga de atender a la interrupción 0 es *TX\_DATOS*, que realiza las siguientes operaciones:

- Envía 3 bytes a la VCR. Inicia cuando se llena el primer buffer de 256 bytes.
- Selecciona una entrada en el Multiplexor.
- Actualiza direcciones de RAM de salida.
- Lleva bytes en variables temporales a RAM.

- Actualiza direcciones de RAM de entrada.
- Calcula CRC.
- Cada 256 bytes de datos, envía un bloque de CRC.

El proceso de conversión se inicia con el flanco de bajada de la señal de sincronía horizontal. Cuando el ADC tiene listos los resultados, activa la interrupción del Timer 1, la cual al ser atendida:

- Lee byte ALTO del ADC y lo escribe en un registro temporal.
- Lee byte BAJO del ADC y lo escribe a otro registro temporal.
- Habilita la bandera HAYDATOS, indicando que hay datos listos para escribirse en RAM.

Se pasa al *MODO4* cuando ocurre alguno de los siguientes eventos:

- Finaliza el tiempo de grabación (que calcula el sistema de acuerdo con la información proporcionada inicialmente por el usuario).
- El usuario solicita mediante el teclado que finalice la grabación de información.

En el *MODO4* se envía un bloque de FIN, con la estructura indicada en la sección 4.3.1.

Al finalizar el proceso de grabación:

- Se deshabilita la interrupción 0 y la del Timer 1.
- Se detiene la operación de la VCR (STOP).

#### 4.10.4.4 Pausa.

Cuando se requiere interrumpir el proceso de grabación, se indica al sistema por medio del teclado que entre al *MODO3*, y que efectue una pausa. Para ello, se requiere:

- Activar la bandera *MODO3*.
- Cuando se detecte esta condición, se completará la transmisión del bloque actual de 256 bytes, calculandose el CRC correspondiente, y entonces se colocará la VCR en el modo de PAUSA mediante el envío del comando adecuado al puerto A del 8255.
- Deshabilitar las interrupciones.
- Mientras se encuentre en modo PAUSA, no se incrementará el contador de tiempo empleado para determinar el momento en que debe detenerse la grabación por estar aproximándose el final de la cinta.
- El usuario debe indicar desde el teclado el momento en que quiere finalizar la pausa; cuando eso ocurre, se restablece la operación en *MODO2*.

#### 4.10.4.5 Recuperación de datos.

Cuando se desea recuperar la información previamente grabada, y transferirla a una PC para su análisis, debe ejecutarse en la propia PC el programa *RECUPERA.EXE*, el cual presenta al usuario un menú, que le permite seleccionar la forma en que se recuperará la información. Dicho programa, también indicará al SGD el momento en que inicie la operación de recuperación. Para ello, la rutina *REPRODUCE* realiza las siguientes funciones:

- Habilita la bandera de *MODO5*.
- Despliega mensaje indicando que esta en modo

**RECUPERA.**

- Despliega mensaje para indicar como salir de modo RECUPERA.
- Enciende VCR.
- Envía comando de Reproducción al 8255, para activar el modo "PLAY" en la VCR.
- Activa Interrupción externa 1 (INT1\*).
- Retardo de 15 segundos para que la VCR se establezca.
- Cuando el separador de datos tiene un "paquete" (de tres bytes) listo, activa la interrupción 1, la cual, al ser atendida por el 8031 lee dos bytes de datos, y los lleva a RAM. La dirección en RAM será determinada por la información contenida en el byte de tipo del paquete; esto permitirá el desentrelazado de la información. Cuando completa 256 bytes, lee un bloque de CRC, y lo compara con el CRC calculado de los datos recibidos; si hay error, se llama a la rutina CORRIGE de corrección de errores y se restablece el valor original, o en su defecto se realiza la interpolación del byte anterior con el siguiente para proporcionar un valor aproximado.

El modo de recuperación finaliza cuando el programa corriendo en la PC le indica al SGD que ya tiene todos los datos que requiere.

**4.10.4.6 Prueba.**

Este modo permite al usuario evaluar las condiciones del sistema de grabación, en particular de las cintas, al escribir un patrón conocido en la misma, después recuperar lo grabado y compararlo con el patrón. Si la cantidad de errores es muy grande, se desplegará un mensaje indicándolo, de lo contrario, se considerará todo listo para trabajar. El modo de Prueba

emplea la rutina TX\_PRUEBA para la grabación del patrón y COMPARA para la recuperación y comparación. Estas rutinas realizan las siguientes funciones:

- Activa bandera de MODO6.
- Despliega mensaje indicando que esta en modo PRUEBA.
- Despliega mensaje para indicar como salir de modo PRUEBA.
- Encender VCR y activar RECORD - Pausa de 15 segundos para estabilizar la operación de la VCR.
- Habilitar interrupción externa 0 (INT0).
- Espera hasta que transcurra el tiempo de PRUEBA, o se oprima la tecla F2.

Cada ocasión que se presenta, la rutina de atención a la interrupción 0:

- Envía un paquete de datos a la VCR, de acuerdo a la estructura definida en 4.4.1.
- Pregunta si se agoto el tiempo de prueba o se oprimió la tecla "F2" para indicar la finalización de la prueba. Cuando esto ocurre:
  - Detiene la grabación en la VCR (STOP)
  - Deshabilita interrupción externa 0 (INT0)
  - Regresa la cinta al principio (REW)
  - Habilita Modo de Recuperación (PLAY) y Comparación.

#### REFERENCIAS.

- [ 1 ] TELEVISION TECHNOLOGY: FUNDAMENTALS AND FUTURE PROSPECTS  
A. Michael Noll  
ARTECH House Inc., U.S.A., 1988

- [ 2 ] BASIC TELEVISION AND VIDEO SYSTEMS  
Bernard Grob  
MC GRAW HILL, 1984, U.S.A.
- [ 3 ] WHY MICRONROLLERS? Part 1  
Steve Ciarcia  
BYTE, august 1988
- [ 4 ] LINEAR DATABOOK 2, 1988  
National Semiconductor Corporation
- [ 5 ] AB-39 INTERFACING THE DENSITRON LCD TO THE 8051  
Embedded Control Applications Handbook, 1989  
Intel Corporation
- [ 6 ] AN-353 A REAL TIME CLOCK DESIGN GUIDE  
Logic Databook Volume I, 1984  
National Semiconductor Corporation
- A SIMPLE REMOTE-CONTROL ANALYZER  
John Yacono and Marc Spiwak  
POPULAR ELECTRONICS, june 1992
- AN-159 DATA ACQUISITION SYSTEM INTERFACE TO COMPUTERS  
National Semiconductor Corporation
- AP-69 AN INTRODUCTION TO THE INTEL MCS-51 SINGLE-CHIP  
MICROCOMPUTER  
Embedded Control Applications Handbook, 1989  
Intel Corporation
- AR-526 ANALOG/DIGITAL PROCESSING WITH MICROCONTROLLERS  
Embedded Control Applications Handbook, 1989  
Intel Corporation

- CMOS LOGIC DATABOOK, Rev. 1, 1988  
National Semiconductor Corporation
- DESIGN AND VALIDATION OF COMPUTER PROTOCOLS  
Gerard J. Holzmann  
Prentice Hall, U.S.A., 1991
- EVERYONE CAN KNOW THE REAL TIME.  
Ciarcia, Steve.  
Ciarcia's Circuit Cellar Volume IV,  
Mc Graw Hill, U.S.A., 1984
- INFRARED DECODING AND VERTICAL SYNC EXTRACTION TECHNIQUES FOR  
AUTOMATIC HOME VIDEO EDITING  
Eddie Moon-Chung Wong  
IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 36,  
No. 4, november 1990
- LINEAR ELECTRONIC ANALOG/DIGITAL CONVERSION ARQUITECTURES,  
THEIR ORIGINS, PARAMETERS, LIMITATIONS, AND APPLICATIONS  
Bernard M. Gordon  
IEEE transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-25  
p.p. 391 - 418, jul. 1978
- MICROPROCESSORS AND INTERFACING. PROGRAMMING AND HARDWARE  
Douglas V. Hall  
Mc Graw Hill, U.S.A., 1986
- SRAM DATABOOK, March 1990  
HITACHI America, Ltd.
- THE ART OF DIGITAL VIDEO  
John Watkinson  
Focal Press, U.S.A., 1990

---

- VIDEOTEX FOR TV: HOW IT WORKS

Richard Larratt

RADIO-ELECTRONICS VOL. 52, No 12, december 1981

- WHY MICRONTROLLERS? Part 2

Steve Ciarcia

BYTE, september 1988

REALIZACION.

El diseño de la circuitería electrónica realizado en el capítulo 4, es sólo una de las partes en el proceso de desarrollo del sistema; el objetivo final es tener una "caja negra" que realice todas las funciones planteadas en el capítulo 3, para lo cual, la siguiente etapa será la implementación con componentes electrónicos de los circuitos propuestos. En esta etapa, la problemática es muy diferentes a la del diseño, ahora debe decidirse si el circuito integrado a emplear debe cumplir con tales o cuales especificaciones, elegir un tipo de encapsulado, el tipo de interfaces mecánicas (conectores) hacia los otros componentes del sistema, etc..

### 5.1 CONSIDERACIONES GENERALES.

Para la realización física del sistema deben recalcarse los requisitos planteados para el sistema:

- Bajo costo.
- Empleo de componentes de fácil obtención en el mercado nacional.
- No modificación a los otros elementos del sistema.

En base a los puntos anteriores, el sistema se realizará de acuerdo con las siguientes directrices:

- Los circuitos integrados a utilizar serán de encapsulado DIP y de especificaciones comerciales (0 a 70 °C). Para

facilidad de montaje y pruebas se emplearán bases.

- La salida y entrada de video se hará a través de conectores RCA.
- La entrada de datos analógicos empleará conectores DB-25 macho, y se dispondrá un cable DB-25 hembra a un conector tipo "latch", que es el empleado en muchos sistemas de acondicionamiento de señal.
- El conector para el puerto paralelo será DB-25 hembra. El cable para conectar el SGD con la PC será DB-25 macho a DB-25 macho 1 a 1.
- Para el montaje de los circuitos integrados se empleará un circuito impreso. Para el diseño del mismo se utilizará software especializado, tal como "PCB Orcad".
- Puede emplearse una sola tarjeta que contenga todos los componentes, que proporciona alta confiabilidad, pero no es flexible para futuras expansiones, o bien una tarjeta base y módulos, que puedan intercambiarse para ampliar la capacidad del sistema, pero que tienen el inconveniente de introducir problemas de falsos contactos.
- Todos los componentes, incluyendo la fuente de alimentación estarán contenidos dentro de un gabinete único.

## 5.2 CIRCUITO IMPRESO.

Por facilidad de diseño y por tener un costo menor, se utilizará una sola tarjeta de circuito impreso de dos caras para instalar todos los componentes del sistema, excepto el teclado, módulo de despliegue y conectores externos; estos se enlazarán a la tarjeta principal por medio de cables con conectores.

## 5.3 LISTA DE PARTES.

Cantidad	Referencia	Parte
GENERADOR DE SINCRONIA TSGSYN10		
1	1 U11	74LS90
2	2 U12,U15	4040
3	1 U13	4081
4	1 U14	4013
5	1 U10	8284
6	1 X10	14.318 MHz
7	2 R10,R11	510
8	1 C10	12 pF
GENERADOR DE SEÑAL DE VIDEO TSGVID20		
1	1 U16	4528
2	1 R12	10K
3	1 C11	470pF
4	1 RV10	5K
5	1 U17	4093
6	1 R14	12K
7	1 R15	15K
8	1 R16	6K8
9	1 Q10	2N3904
10	1 R17	1K
11	1 J1	SALIDA DE VIDEO
12	1 RV11	100K
13	1 R13	270K
14	1 C12	680pF
CPU TSCPU11		
1	1 U20	8031
2	2 C20,C21	27pF
3	1 XTAL20	12MHZ
4	1 U21	74LS373
5	1 U22	2732

## DECODIFICADOR DE DIRECCIONES TSDEC10

1	1	U23	74LS138
---	---	-----	---------

## CONVERTIDOR A/D TSADC11

1	1	U45	4081
2	1	U46	4001
3	1	U47	74LS74
4	1	U48	ADC1205
5	1	C40	10uF
6	2	VR40,VR41	10K
7	1	R40	470K
8	1	R41	2.7K
9	4	D40,D41,D42,D43	1N914
10	2	R42,R43	22K
11	1	U49	LM336-5

## MULTIPLEXOR ANALOGICO DE ENTRADA TSMUX10

1	4	U40,U41,U42,U43	RC4136
2	1	U44	4067

## CIRCUITO DE CONTROL DE INT1 e INTO TSGINT1

1	1	U14	4013
2	1	U31	74LS74
3	1	U30	4001

## RAM TSRAM10

1	1	U50	2016
---	---	-----	------

## SEPARADOR DE SINCRONIA TSSEP10

1	1	J2	Entrada de Video
2	1	C60	0.1
3	1	R60	100K
4	1	R61	1K
5	1	Q60	2N3904
6	1	U17	4093
7	1	U60	4049

## GENERADOR DE RELOJ DE RECEPCION TSGCLK10

1	2	U61,U47	74LS74
2	2	U62,U63	74LS161
3	1	U64	4067

4	1	U66	4093
5	1	U65	8284
6	1	X60	16 MHz
7	2	R62, R63	470
8	1	C61	10 pF
SEPARADOR DE DATOS TSSDAT10			
1	1	U60	4049
2	1	U66	4001
3	3	U67, U68, U69	4094
PUERTO DE SALIDA DE DATOS TSPPI10			
1	1	U70	8255
2	1	R70	1K
MODULO DE DESPLIEGUE (LCD) TSLCD11			
1	1	U66	4001
2	1	R90	10K
3	1	U90	AND491
TECLADO TSKBD10			
1	1	U80	74C923
2	1	C80	0.1
3	1	C81	1uF
4	1	U31	74LS74
RELOJ DE TIEMPO REAL (RTC) TSRTC11			
1	1	U100	8255
2	1	U101	MM58167A
3	1	XTAL100	32.768 KHz
4	2	C101, C100	22pF
5	1	R104	10K
6	1	C102	10uF
7	1	R100	1.8K
8	1	Q100	2N2907
9	1	D100	1N914
10	1	R103	4.7K
11	2	R102, R101	1K
12	1	D101	1N4728
13	1	Q101	2N2222

14	1	BT100	3V
CONTROL REMOTO DE LA VCR TSREM10			
1	1	U120	CX23041-1
2	1	D120	IRLED
3	1	R121	1.6
4	1	Q120	2SC2673
5	1	R120	120
6	1	X120	480KHz
7	2	C120, C121	120pF
8	2	U121, U122	4066

#### 5.4 PRUEBAS OPERATIVAS.

Una vez que se tiene listo el circuito impreso, deben irse montando los circuitos integrados por etapas, y asegurarse que cada etapa es completamente funcional antes de iniciar la siguiente. A continuación se describe brevemente el procedimiento seguido en la construcción final del sistema y la metodología de las pruebas.

##### 1) Generador de Sincronía (TSGSYN10).

a) Instalar U10 y sus componentes asociados. Verificar que a su salida (terminal 12) proporcione una señal TTL de 14.318 MHz.

b) Instalar U11. A la salida (terminal 11) debe existir una señal TTL de 2.045 MHz.

c) Instalar U12 y U13. En la salida de U13B (terminal 4) verificar la señal de 31,468.5 Hz. Instalar U14 y verificar que a su salida (terminal 1) exista la señal FRECHOR de 15,734.264 Hz.

d) Instalar U15 (U13 ya está instalado). Verificar la existencia de la señal FRECVVER de 59.94 HZ a la salida (terminal

## 3) de U13A.

## 2) Generador de la señal de video (TSGVID20).

a) Instalar U16 y sus componentes asociados. Verificar la señal SINCHOR a la salida (terminal 7) de U16A. Debe tener una frecuencia de 15,734.264 Hz. Ajustar su anchura de acuerdo al procedimiento descrito en 5.5.1.1. Verificar la señal SINCVER de 59.94 Hz a la salida (terminal 9) de U16B. Ajustar su anchura de acuerdo al procedimiento descrito en 5.5.1.2. Empleando ambos canales del osciloscopio, verificar que cuando la señal SINCVER es activa (esta en nivel bajo) no existe la señal SINCHOR.

c) Instalar U17. Verificar que a la salida (terminal 11) de U17D existe la señal de sincronía compuesta SINCOMP formada por las señales de sincronía horizontal y vertical. De ser posible, utilizar la función de "delay" del osciloscopio para verificar los dos campos (525 líneas) de cada cuadro. En caso necesario reajustar la anchura del pulso de sincronía vertical.

d) Instalar Q10 y sus componentes asociados. Verificar que en la salida de video (J1) se proporcione la señal de video compuesta con sus niveles adecuados (hasta este momento dicha señal sólo tiene las componentes de sincronía).

## 3) CPU (TSCPU11).

a) Instalar U20 y sus componentes asociados. Verificar la operación del oscilador interno mediante la presencia de una señal senoidal de 12 MHz en la terminal 19.

b) Instalar U21 y U22 (con un programa de prueba que active por ejemplo el bit P1.0 y luego lo desactive). Verificar la correcta operación del CPU mediante la señal presentada en P1.0 (terminal 1)

c) Verificar la operación del puerto serie del 8031, ejecutando un programa que envíe un byte a dicho puerto (registro SBUF). Comprobar la salida del byte por la terminal 10, y posteriormente su incorporación a la señal de video compuesta entregada en J1. En este momento puede aparecer desincronizada la señal de video-datos con respecto a la de sincronía.

d) Instalar U14 y verificar el reconocimiento de la interrupción por el 8031 desarrollando un programa que active la interrupción 0 por flanco de bajada, y al atenderla envíe un byte al puerto serie (la rutina de atención debe contener un retardo de aproximadamente 10  $\mu$ s antes de escribir a SBUF). Al desplegar la señal de video compuesta (en J1) en el osciloscopio, ésta debe aparecer con la señal de video-datos montada sobre el nivel de la de sincronía, y exclusivamente en el espacio destinada para ella entre los pulsos de sincronía horizontal.

e) Hasta aquí, el sistema es capaz de generar la señal de video compuesta. Grabar dicha señal en la VCR y después reproducirla para verificar la compatibilidad entre ambos sistemas. En caso necesario reajustar la anchura de los pulsos de sincronía.

#### 4) Decodificador de direcciones (TSDEC10).

a) Instalar U23. Verificar su operación ejecutando un programa que escriba a las direcciones de habilitación de los periféricos del sistema.

#### 5) Convertidor A/D (TSADC11).

a) Instalar U47. Verificar que a su salida (terminal 9) exista una frecuencia de 1.022 MHz.

b) Instalar U45, U47, U48, U49 y sus componentes asociados. Verificar que el ADC esta efectuando la conversión observando en un canal del osciloscopio la señal INTO\* (terminal 1 de U45A) y en el otro la salida INT\* (terminal 15); INT\* debe ir a nivel bajo entre 100 y 109  $\mu$ s después de que INTO\* paso a nivel bajo. Ajustar VR40 y VR41 de acuerdo a los procedimientos de 5.5.2.1 y 5.5.2.2.

c) Instalar U46. Ejecutar un programa que configure el timer 1 como contador, cargar un valor inicial y de recarga de FFH, para que se comporte como un contador de un evento, habilitar la interrupción del timer 1, y al atenderla leer dos veces del convertidor A/D (puerto A000H), y enviar los dos bytes al puerto serie (escribir a SBUF).

#### 6) Multiplexor analógico de entrada (TSMUX10).

a) Instalar U40, U41, U42, U43 y U44. Aplicar una señal de prueba a la entrada ENTO (terminal 5 de U40). Verificar la operación del multiplexor ejecutando un programa que habilite exclusivamente la entrada 0, escribiendo 0000 a P0-P3; posteriormente debe leerse el valor de la conversión del ADC, y enviarla al puerto serie. Probar con diferentes valores de entrada. Finalmente aplicar señales de prueba a las 16 entradas y modificar el programa para que habilite en secuencia cada una de ellas, para después leer del ADC y enviar al puerto serie. Las señales de prueba deben ser limitadas en frecuencia (filtradas) e inferiores a 500 Hz, y con voltaje entre +5 y -5 V.

#### 7) RAM (TSRAM10).

a) Instalar U50. Verificar su operación escribiendo en ella todos los bytes leídos del ADC, para después leerlos (en bloques de 256 bytes por ejemplo) y enviarlos al puerto serie.

8) Separador de sincronía (TSSEP10).

a) Grabar un patrón de prueba en una cinta.

b) Instalar Q60 y sus componentes asociados.

c) Instalar U17 y U60. Verificar que a la salida de U60C (terminal 4) sólo existe la señal de video-datos sin ninguna componente de sincronía.

9) Generador del reloj de recepción (TSGCLK10).

a) Ejecutar un programa que genere un patrón de prueba de 3 bytes hacia el puerto serie durante la atención a INTO\*; agregar 2  $\mu$ s antes del patrón el bit de sincronía, escribiendo 0 y luego 1 al puerto P1.7.

b) Instalar U65 y sus componentes asociados. Verificar que entrega a su salida (terminal 12) una señal TTL de 16 MHz.

c) Instalar U61. Verificar que entrega en la terminal 5 una señal TTL de 8 MHz.

d) Instalar U30 y U31.

e) Instalar U47, U62 y U63. Ejecutar un programa que habilite la interrupción externa 1 (INT1\*) por flanco de bajada; al atender a dicha interrupción debe habilitar la señal CLRCLK\* (escribir 0 a P1.6). Verificar que el contador U62/U63 se habilita (1 en terminal 9 de U61B) cada vez que se presenta el flanco de subida del bit de sincronía presente en la señal de video-datos. Verificar también que se genera la señal XINT1\* cada vez que el contador llega a la cuenta de 255.

f) Instalar U64 y U66. Verificar que a la salida de U66C

(terminal 10) existe el reloj de recepción, formado por tres grupos de 8 pulsos de  $1 \mu s$  separados por un espacio de  $2 \mu s$ .

10) Separador de datos (TSSDAT10).

a) Instalar U66, U67, U68 y U69 (U60 ya esta instalado). Ejecutar un programa que al atender a la interrupción INT1\* lea de los puertos 6003H, 6004H y 6005H, y los envíe al puerto serie cuando se presente INTO\*.

11) Modulo de despliegue (TSLCD11).

a) Instalar U90 y VR90 (U46 ya esta instalado). Ajustar VR90 para que en el display se aprecie ligeramente la matriz de puntos.

b) Ejecutar un programa que inicialice el módulo para trabajar con interfaz de 8 bits, 16 caracteres por 2 renglones.

c) Ejecutar un programa que escriba un caracter a la primera posición del display.

12) Teclado (TSKBD10).

a) Instalar U31, U80 y componentes asociados y el teclado. Verificar que la señal DAKBD\* (terminal 6 de U31A) se activa cuando se oprime una tecla.

b) Ejecutar un programa que pregunte continuamente por el estado de la señal DAKBD\* (puerto T0 del 8031) y cuando la encuentre en nivel bajo, lea del puerto 4000H, convierta el byte leído en ASCII y lo envíe al módulo de despliegue.

13) Puerto paralelo (TSPPI10).

a) Instalar U70.

b) Configurar el 8255 para operar en modo 2, puerto A bidireccional con control de flujo y puerto B como salida; para ello desarrollar un programa que escriba al puerto de control (dirección 8003H) la palabra adecuada, y después escribir un byte al puerto A (dirección 8000H) y otro al B (dirección 8001H) y verificar que se entregan correctamente en las terminales PA0-PA7 y PB0-PB7.

14) Reloj de tiempo real (TSRTC11).

a) Instalar U100, U101 y sus componentes asociados.

b) Programar el reloj mediante una rutina que capture datos del teclado, los despliegue, y los envíe a la dirección correspondiente en U100. Posteriormente, leer los valores de fecha y hora y desplegarlos.

c) Apagar el sistema y después encenderlo y leer nuevamente los valores de fecha y hora y desplegarlos.

15) Módulo de control remoto (TSREM10).

a) Instalar el módulo de control remoto.

b) Ejecutar un programa que escriba al puerto B del 8255 (U70) cada uno de los bits que activan las diversas funciones de control remoto y verificar que estas se ejecutan en la VCR.

## 5.5 CALIBRACION.

Algunos de los circuitos requieren de un ajuste fino para realizar adecuadamente sus funciones; estos ajustes se realizan

por medio de potenciómetros instalados en la tarjeta. Los procedimientos para cada uno de ellos se describen a continuación:

#### 5.5.1 Generador de Sincronía.

Este circuito requiere ajustar la anchura de los pulsos de sincronía horizontal y vertical.

##### 5.5.1.1 Anchura del pulso de sincronía horizontal.

Conectar un osciloscopio con una base de tiempo de 2 ó 5  $\mu$ s a la terminal 7 de U16; por medio de RV10 ajustar la anchura del pulso a 4.7  $\mu$ s  $\pm$  0.5  $\mu$ s.

##### 5.5.1.2 Anchura del pulso de sincronía vertical.

Conectar un osciloscopio con una base de tiempo de 50 ó 100  $\mu$ s a la terminal 9 de U16; por medio de RV11 ajustar la anchura del pulso a 190  $\mu$ s  $\pm$  10  $\mu$ s.

#### 5.5.2 Convertidor A/D.

Para este circuito se requieren dos ajustes para asegurar que su precisión este dentro de los límites establecidos.

##### 5.5.2.1 Ajuste de cero.

El error de cero es la diferencia entre el voltaje de CD real para causar una transición de la salida digital de todos ceros a 0,0000,0000,0001 y el valor ideal de 1/2 LSB (0.61 mV para  $V_{REF} = 5$  VCD). El ajuste de cero se realiza forzando VIN- (terminal 2) de U48 a 0 V, mientras se aplican 0.61 mV a VIN+ (terminal 3). El potenciómetro VR40 se ajusta para que la salida digital cambie de todos ceros a 0,0000,0000,0001.

### 5.5.2.2 Ajuste de plena escala.

Aplicar un voltaje diferencial a la entrada de 1.5 LSB abajo del voltaje analógico de plena escala y ajustar VR41 para que  $V_{REF}$  (terminal 5 de U48) produzca un cambio en la salida digital de 0,1111,1111,1110 a 0,1111,1111,1111.<sup>1</sup>

### REFERENCIAS

- [ 1 ] LINEAR DATABOOK 2, 1988 p.p. 3-224 - 3-240  
National Semiconductor Corporation

## VALIDACION Y PRUEBAS DEL SISTEMA.

### 6.1 PRUEBA DE CINTAS DE VIDEO.

¿ Porqué razón algunas cintas de video en blanco cuestan dos, tres o más veces que otras, siendo que tienen el mismo tiempo de grabación total ?. ¿ Qué hace a algunas cintas de video "mejores" que otras ?. La respuesta a estas preguntas, basada en los resultados de las pruebas realizadas en los Laboratorios de Evaluación de Productos Avanzados (APEL por sus siglas en inglés) permitirá definir los criterios para la selección de cintas que proporcionen un rendimiento adecuado al Sistema de Grabación Magnética Digital de Señales Bio-eléctricas.

#### 6.1.1 "Dropouts".

Cuando se habla de rendimiento en grabación de video, hay cuatro parámetros a considerar. El primero, y el de mayor importancia es "dropouts". Un "dropout" de corta duración es aquel que tiene duración de  $5\mu s$  o menos, mientras que uno de larga duración se presenta por  $15\mu s$  o más. La fig. 6-1 muestra los resultados de las 22 peores cintas de grado estándar contra las 22 mejores de alto grado. Se encuentran tres valores, ya que por lo general, las tasas de "dropouts" tienden a ser mayores en el principio y fin de la cinta que en el centro (debido a la forma en que se fabrican las cintas).

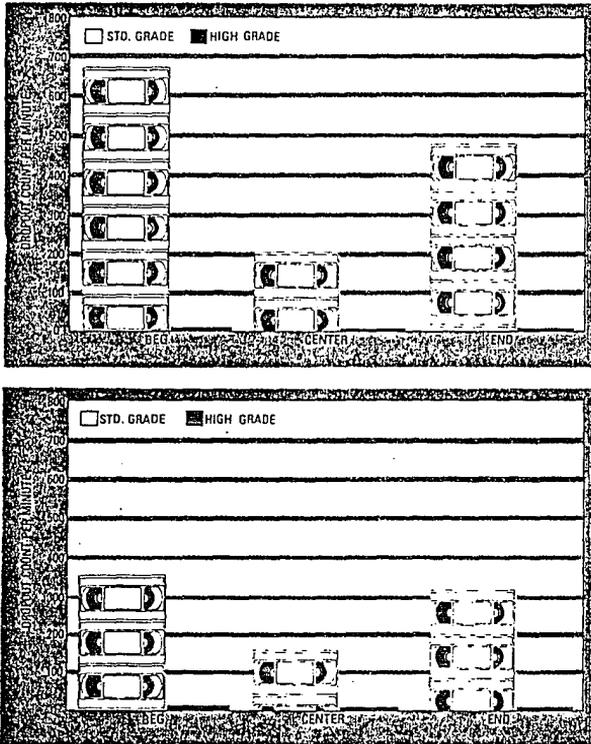


fig. 6-1 "dropouts" en cintas de grado estándar y alto.

### 6.1.2 Relación Señal a Ruido.

Aunque muchos fabricantes destacan las altas relaciones señal a ruido de sus cintas de alto grado, la verdad es que la mayoría de las cintas (incluyendo las de grado estándar) son mejores en este aspecto que las características de la video-grabadora en que se emplean. La fig. 6-2 muestra los

resultados obtenidos de cintas de alto grado (alrededor de 50dB), sólo ligeramente mayores que las de grado estándar (48dB). Las video-grabadoras convencionales tienen relaciones señal a ruido no mayores a 43 ó 45 dB, independientemente de la cinta utilizada.

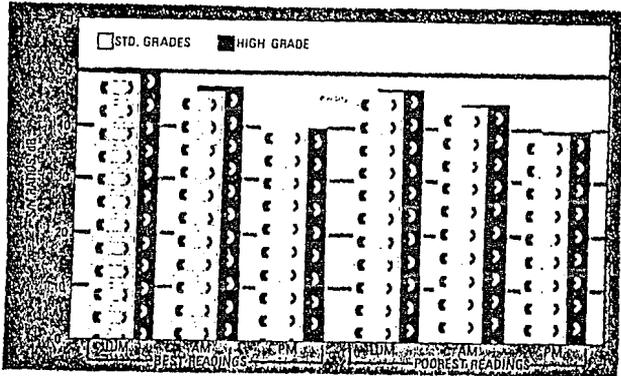


fig. 6-2 Comparación de la relación señal a ruido de cintas de grado estándar y alto.

### 6.1.3 Respuesta en frecuencia.

La resolución horizontal se define como el número de elementos distintos que pueden discernirse en una línea de barrido de una imagen de televisión. En video-grabadoras VHS, este valor es entre 240 y 260; para lograrlo, se requiere una respuesta en frecuencia de por lo menos 3 MHz. La fig. 6-3 proporciona la información relativa a la respuesta a una frecuencia de 3.58 MHz, para las mejores y las peores cintas de los dos grados analizados. Practicamente cualquier cinta ofrecerá mejor respuesta en frecuencia que las limitaciones de la video-grabadora. El caso especial es S-VHS, que proporciona

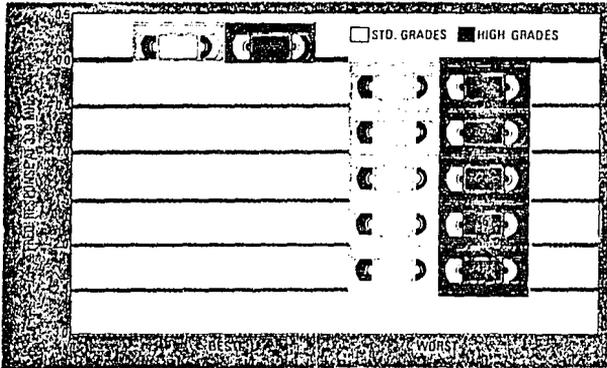


fig. 6-3 Respuesta en frecuencia de cintas de video.

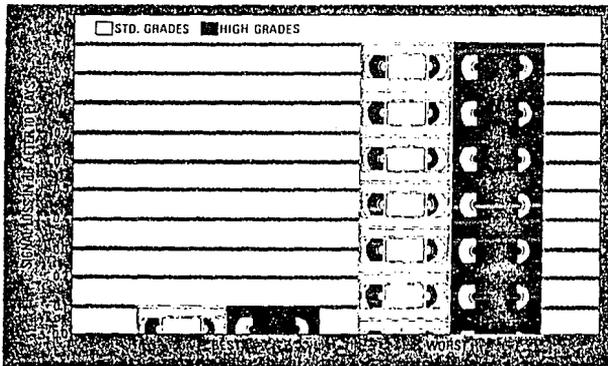


fig. 6-4 Degradación de la cinta después de 10 reproducciones.

una resolución horizontal de 400 ó más, pero requiere cintas de partículas metálicas en lugar de las tradicionales de óxido férrico. Las cintas de S-VHS generalmente tendrán una respuesta en frecuencia de 4.2 MHz o incluso 5 MHz.

#### 6.1.4 Repetición de reproducciones.

De acuerdo con los resultados de la fig. 6-4, la mayoría de las cintas son excelentes en su habilidad para preservar la imagen sin degradación después de reproducirla varias veces.

#### 6.1.5 Rendimiento de Audio.

Si se emplea una video-grabadora Beta o VHS con sonido "hi-fi", virtualmente cualquier cinta que tenga buena respuesta en video con mínimo "dropout", también tendrá buena respuesta en audio. Esto debido a que las señales de audio se graban como portadoras de F.M. junto a las señales de video, en la misma área de la cinta. Lo mismo es válido para video-cámaras de 8mm o video-grabadoras que empleen AFM (Audio Frequency Modulation). Por el contrario, si utilizan el sistema convencional de pista de audio lineal localizada en el borde de la cinta, la respuesta en audio es bastante pobre, llegando a 12 KHz en los mejores casos.<sup>1</sup>

## 6.2 SELECCION DE LA CINTA.

De acuerdo a los resultados mostrados en la sección 6.1, debe elegirse una cinta que presente un mínimo de "dropouts", es decir, en la medida de lo posible, una de alto grado.

Para verificar la calidad de la cinta, el sistema cuenta con un modo de prueba, en el cual se escribe un patrón predefinido (5555H) a la cinta durante 10 minutos, después se reproduce y verifica cuantos bytes erróneos existen; sí éste

número es muy alto, esa cinta no debe emplearse para el sistema. Se recomienda realizar varias pruebas en diferentes sectores de la cinta, para verificar la homogeneidad de la misma.

Para verificar la calidad de las cintas disponibles en el mercado nacional, se realizaron pruebas con varias de ellas, que produjeron los siguientes resultados:

Marca	Tipo	Grado	Errores
SONY	L-500	STD.	630
SONY	L-750ES-HGB	ALTO	13
FUJI	L-500	STD.	570
TDK	L-500	STD.	865
RADIO-SHACK	L-750HG	ALTO	28

Cabe aclarar que estos resultados no deben tomarse como concluyentes, ya que el tamaño de la muestra es muy pequeño, pero si proporcionaron información fehaciente para evaluar el desempeño general del sistema.

Considerando que el medio magnético introducirá algunos errores, el siguiente paso es evaluar el comportamiento del sistema para manejar esa situación; en este punto, se busca demostrar que el sistema de corrección de errores esta realizando su labor adecuadamente, para ello, en primer lugar se deshabilita éste, se introducen señales de prueba a ser grabadas, se reproduce y transfiere a la PC; posteriormente, se habilita y repite el procedimiento para finalmente comparar resultados sin corrección de errores y con ella.

### 6.3 OPERACION SIN CORRECCION DE ERRORES.

Sin corrección de errores, y empleando cintas de grado estándar, buscando tener una gran cantidad de "dropouts" con los

consiguientes errores, se obtuvieron resultados similares a los alcanzados empleando el modo de prueba del SGD, es decir, entre 600 y 850 errores en un período de prueba de 10 minutos. Al utilizar cintas de alto grado, los errores disminuyeron notablemente a valores entre 30 y 50 para el mismo período de prueba.

#### 6.4 OPERACION CON CORRECCION DE ERRORES.

Al activar el funcionamiento del sistema de corrección de errores, los errores no corregidos se redujeron a menos de 10 y se obtuvo en la PC una representación casi exacta de las señales de prueba aplicadas, excepto por los pequeños errores introducidos por el esquema de interpolación empleado para la corrección.

Los resultados obtenidos, sólo muestran que el sistema de detección de errores está cumpliendo su función, pero de ninguna manera quiere decir que en todos los casos se obtenga una tasa de errores de cero, ya que la eficacia del CRC es de 99.998%. Sin embargo, si puede concluirse que la gran mayoría de los errores serán detectados y corregidos.

#### REFERENCIAS.

[ 1 ] VIDEO TAPES. CHOOSING THE ONE THAT'S RIGHT FOR YOU

Len Feldman

RADIO-ELECTRONICS VOL. 60 No. 5, may 1989

## CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS.

El sistema desarrollado, cumple satisfactoriamente con su objetivo, el almacenamiento de señales bio-eléctricas, y además, debido a su diseño modular permite aplicarlo en otros campos de la investigación, y presenta la gran ventaja sobre los sistemas comerciales de ser fácilmente adaptable a necesidades específicas de operación. En éste capítulo se resumen las posibilidades del SGD, tanto presentes como futuras.

### 7.1 CUMPLIMIENTO DE OBJETIVOS.

El principal objetivo impuesto al inicio de éste proyecto: *contar con un sistema para la grabación de señales bio-eléctricas con un alto grado de confiabilidad*, fué alcanzado en forma satisfactoria; además, el sistema desarrollado cumple con otros objetivos: *operación automática, tiempo de grabación de hasta 8 horas, fácil de operar, el medio magnético es fácilmente obtenible y transportable, etc.*

Algunos aspectos que no pudieron cubrirse adecuadamente: se buscaba que el sistema pudiera trabajar con cualquier video-grabadora; al momento sólo puede operar en forma automática con SONY en formato Beta, debido a que la unidad de control remoto empleada es compatible únicamente con esos modelos, sin embargo, la operación con cualquier otra VCR es posible en forma manual. La transferencia de datos sólo puede realizarse con PC's que tengan un puerto paralelo bidireccional, ya sea nativo o modificado; esto último es

posible en la mayoría de las PC's, pero no en todas.

## 7.2 COMPARACION CON SISTEMAS SIMILARES.

Para realizar una comparación homogénea y coherente, la evaluación de sistemas comerciales se restringió sólo a aquellos que emplean una video-grabadora para el almacenamiento de la información, sin importar el campo de aplicación particular de cada uno de ellos.

Se resumen en primer lugar las características relevantes comunes a todos los sistemas evaluados:

- Empleo de una video-grabadora modificada.
- No hay control automático de las funciones.
- No es posible hacer recuperación selectiva de la información almacenada.
- Dos canales para datos.
- Ancho de banda entre 9 KHz y 16 KHz.
- Costo elevado.
- No hay forma directa de evaluar la calidad de la cinta utilizada.
- Uso específico (respaldo de disco duro o almacenamiento de señales).
- En los sistemas para grabación de señales no se proporciona un puerto de comunicación estándar con una computadora.

El SGD presenta las siguientes ventajas sobre los sistemas evaluados:

- Operación completamente automática.
- Posibilidad de programarse para que inicie la captura de información en un tiempo específico.
- Total interacción con la video-grabadora.

- Hasta 16 canales para entrada de señales.
- Recuperación selectiva de la información, ya sea por canal, por tiempo de adquisición o ambas.
- Comunicación directa con una computadora personal.
- Diversidad de aplicaciones.
- No requiere modificación alguna en la videograbadora para funcionar a su total capacidad.
- Es fácilmente modificable o actualizable conforme se disponga de nuevas tecnologías.
- Incluye una prueba totalmente automática de la calidad de la cinta a emplear.
- Costo muy bajo (inferior a \$ 1,000 USD).
- Fácil mantenimiento y aseguramiento de refacciones por emplear sólo componentes disponibles en el mercado nacional.

### 7.3 APLICACIONES.

La aplicación principal, y para la cual fué diseñado el sistema es el almacenamiento de señales bio-eléctricas, sin embargo, esta preparado para trabajar con cualquier señal cuya frecuencia no sea superior a 4 KHz. Entre las aplicaciones desarrolladas hasta el momento (julio de 1992) destacan las siguientes:

#### 7.3.1 Grabación de señales bio-eléctricas.

Pueden grabarse hasta 16 canales de datos con una frecuencia de muestreo de 491 Hz por canal, es decir, acepta señales de hasta 245 Hz. Si se requiere mayor frecuencia de muestreo, deben reducirse los canales disponibles:

<i>fmuestreo</i>	<i>canales</i>	<i>entradas</i>
491 Hz	16	0 - 15
982 Hz	8	0 - 7
1966 Hz	4	0 - 3
3932 Hz	2	0 - 1
7867 Hz	1	0

La selección de cuantos canales se requieren se hace desde el menú de configuración del sistema, y automáticamente se ajusta la frecuencia de muestreo requerida.

### *7.3.2 Grabación de señales de voz.*

Empleando sólo el canal 0, se tiene una frecuencia de muestreo de 7867 Hz, que permite la grabación de señales de voz de un canal telefónico.

### *7.3.3 Respaldo de disco duro de PC.*

El sistema cuenta con el hardware necesario para recibir datos que la PC envíe por el puerto paralelo. Si esta información corresponde a archivos contenidos en el disco duro de la propia PC que se deseen respaldar, entonces el sistema podría emplearse para hacer respaldos. El software necesario para explotar esta posibilidad no ha sido desarrollado; se requiere un esquema de corrección de errores más sofisticado, ya que el actual sólo emplea interpolación cuando detecta algún error en los datos recuperados de la VCR, lo cual es completamente válido para las aplicaciones anteriores, pero nefasto para esta.

### 7.3.4 Monitoreo de línea eléctrica o de comunicaciones.

Con una interfaz adecuada, el sistema puede emplearse para monitorear la línea de alimentación de 120 VCA, en busca de interferencias aleatorias que puedan afectar el funcionamiento del equipo conectado a ella. De igual manera, pueden monitorearse líneas de comunicación de datos de baja velocidad. Ninguna de estas aplicaciones esta soportada actualmente, para hacerlo, se requiere desarrollar el software y las interfaces.

Otras áreas donde el sistema tiene aplicación:

- Geofísica.
- Astronomía.
- Sismología, etc.

### 7.4 PERSPECTIVAS DE DESARROLLO.

Actualmente el sistema cumple satisfactoriamente con el objetivo de almacenar señales bio-eléctricas, pero tiene algunos cuellos de botella que limitan su capacidad para otras aplicaciones; destacan la velocidad del convertidor A/D, que requiere 109  $\mu$ s para efectuar una conversión de 13 bits, esto limita la frecuencia de muestreo máxima a un poco menos de 10 KHz. Por otra parte, el procesador (8031) puede trabajar a un máximo de 1 MIPS. El espacio disponible en la señal de video para información es de 54  $\mu$ s con un ancho de banda seguro de 3 MHz, actualmente sólo se emplean 31  $\mu$ s a 1 MHz y sólo se aprovechan la mitad de las líneas disponibles (256 de 512).

El sistema puede incrementar notablemente su capacidad desarrollando alguna(s) de las siguientes posibilidades:

- Incrementar la frecuencia de muestreo agregando un

segundo convertidor A/D, o bien substituyendo el actual por uno más rápido (en la medida que se requiera).

- Incrementar la velocidad de procesamiento utilizando el circuito 80C31, que puede emplear un reloj de 16 MHz, o cambiar el actual por otro de mayor velocidad, 8096 de Intel por ejemplo.

- Conforme se tengan más datos para almacenar, se requerirá mayor memoria para realizar el entrelazado.

- Puede duplicarse la capacidad de almacenamiento aprovechando las 512 líneas por cuadro para colocar datos. De manera similar, pueden colocarse más de los tres bytes por línea que se manejan actualmente utilizando frecuencias de 2 ó 3 MHz para la señal de video-datos.

- Para hacer el sistema compatible con cualquier video-grabadora (en el aspecto de control automático) puede emplearse un circuito de control remoto universal programable, o desarrollar el software para realizar tal función por un puerto serial del microcontrolador.

- Para aplicaciones que requieran un esquema de corrección de errores más sofisticado, pueden emplearse (con un procesador más rápido) códigos como el de Reed-Solomon, o bien asignar esa tarea a un circuito especializado en detección y corrección de errores.

- Para incrementar la tasa neta de almacenamiento puede agregarse una etapa de compresión/descompresión que emplee un procesador digital de señales.

APENDICE A

## TEORIA DE OPERACION DE UNA VIDEOGRABADORA.

Aunque una videograbadora (VCR) es esencialmente una grabadora de cinta, hay dos problemas básicos que conducen a circuitos muy complejos, así como ensambles mecánicos precisos tanto para las VCR's Beta como para VHS o V8. Uno de los problemas es la alta frecuencia de las señales de video (4 a 5 MHz) empleadas en TV. No es práctico grabar esas frecuencias en cinta usando técnicas empleadas en audio. El otro problema es que debe haber una sincronización precisa entre audio y video tanto en la grabación como en la reproducción.

Hay tres métodos usados para incrementar la gama de frecuencias (o la velocidad de escritura) que una VCR puede manejar: "gaps" pequeños, modulación en frecuencia y cabezas rotatorias.

**Cabezas de video con "gaps" pequeños.**

Las cabezas de grabación de una VCR están formadas de un electro-imán con un núcleo y una bobina. Los polos magnéticos del electro-imán están colocados muy cercanos, pero siempre hay un espacio pequeño entre ellos, llamado "gap". Los límites de la frecuencia de grabación o reproducción son inversamente proporcionales al tamaño del "gap". Así el "gap" debe ser siempre menor que la longitud de onda de la frecuencia más alta a grabar. En las cabezas de video típicamente es de 0.6  $\mu\text{m}$  para Beta y 0.3  $\mu\text{m}$  para VHS. Obviamente hay un límite físico en cuán pequeño puede hacerse el "gap", así es que deben buscarse otros métodos para incrementar el límite de frecuencia.

### Modulación en Frecuencia.

El voltaje de salida de cualquier cabeza de reproducción varia en amplitud con los cambios en frecuencia. Esta variación produce una señal (en la cabeza) totalmente distorsionada comparada con la señal grabada. Una grabación en F.M. no tiene variaciones en amplitud (teóricamente), por lo cual la señal de video es modulada en frecuencia antes de ser grabada sobre la cinta. En la reproducción ésta señal se aplica a un demodulador para recuperar la señal de video original.

### Cabezas de video giratorias.

Considerando que la frecuencia máxima a grabar en un sistema de audio es de 20 KHz, en video es de 4 MHz (200 veces más), y que una velocidad de 19 cm-por-segundo es suficiente para una buena calidad de audio, en video se requeriría una velocidad de  $19 \times 200 = 3,800$  cm-por-segundo, lo cual implica un carrete de cinta del tamaño de una llanta de camión para una hora de grabación, lo cual es prácticamente imposible.

En lugar de desplazar la cinta a una gran velocidad, las cabezas de video se hacen girar para producir una velocidad relativa de la cabeza a la cinta de 6.9 mps en Beta y 5.8 mps para VHS. En ambos casos, las cabezas giran a una velocidad de 1,800 rpm.

### Grabación de la señal de video.

Durante la grabación, la señal de luminancia (desde los pulsos de sincronía hasta los picos de nivel blanco) es amplificada y convertida a una señal de F.M. que varia entre 3.5 y 4.8 MHz (en Beta) o 3.4 a 4.4 MHz (en VHS). En la reproducción la señal de F.M. es demodulada y se obtiene la señal de

luminancia original.

La información de color es transmitida en la sub-portadora de 3.58 MHz. En la VCR esta sub-portadora es heterodinada a una frecuencia de 680 KHz (Beta) o 629 KHz (VHS), y es grabada directamente en la cinta (en A.M.).

#### Pistas, campos y cuadros.

Existen dos cabezas de grabación de video, cada una hace contacto con la cinta cada 1/60 seg., es decir, cada cabeza completa una rotación en 1/30 de segundo, y una pista de video se graba en la cinta durante media rotación. Puesto que la cinta esta en movimiento, después de que la primera cabeza ha completado una pista, la segunda graba otra pista inmediatamente. Un campo de video es grabado como una pista en la cinta, y dos campos (pistas adyacentes A y B) hacen un cuadro completo. En ambos sistemas (Beta y VHS) se presenta un efecto de "overlap". Por ejemplo, la señal de video grabada por la cabeza A (saliendo de la cinta) también es aplicada a la cabeza B (entrando a la cinta). Durante la reproducción, este efecto es eliminado conmutando electrónicamente de tal forma que la señal de salida aparece como continua.

#### Grabación con banda de guardia cero.

En las videograbadoras profesionales (empleadas en estudios de TV), hay un espacio vacío entre las pistas de video. Esta área vacante, o banda de guardia, es necesaria para eliminar la interferencia por "crosstalk". En VCR's de consumo, no existen tales bandas de guardia, con el fin de obtener una densidad de grabación neta más alta. Sin precauciones especiales, "crosstalk" puede ocurrir. Tanto en Beta como en VHS, el problema es eliminado con dos técnicas: grabación acimutal e

inversión de fase.

#### Grabación acimutal.

Quando ocurre una diferencia en el ángulo de la cabeza entre la grabación y la reproducción, se produce una considerable pérdida en alta frecuencia. En VCR's, éste principio es empleado para eliminar el "crosstalk". Las dos cabezas están montadas a diferentes ángulos; la cabeza A esta a +7°. de un punto de referencia, mientras que la otra cabeza esta a -7°. VHS emplea ± 6°. Durante la reproducción sólo se recibe una señal intensa cuando la cabeza A registra la pista A. Si la cabeza A pasa por la pista B, la señal obtenida es muy débil y por tanto no produce interferencia.

#### Sincronización de la imagen.

No importa cuán precisas sean grabadas las pistas, la imagen no podrá ser reproducida si dichas pistas no son recorridas exactamente durante la reproducción.

Los pulsos de sincronía vertical son empleados para sincronizar las cabezas giratorias con el movimiento de la cinta. La señal de 60 Hz se aplica a un divisor entre 2 para producir la señal de control CTL, que se graba en un pista independiente por medio de una cabeza estacionaria (la cabeza de control).

Una señal pulsante (llamada "30 PG") se genera detectando la velocidad rotacional actual de las cabezas; esta señal se compara con la señal CTL de 30 HZ, y cualquier diferencia (señal de error) es usada para controlar un freno magnético que a su vez controla la velocidad de las cabezas.

APENDICE B

## PUERTO PARALELO BIDIRECCIONAL EN LA PC.

El puerto paralelo de las primeras PC's, fué diseñado como salida de datos exclusivamente. A partir de la aparición de las PS/2 modelo 70, dicho puerto puede recibir datos también. En las PC 386 también es bidireccional. Cuando encontramos un puerto de sólo salida, este puede convertirse fácilmente en bidireccional. Todo el hardware necesario para leer o escribir 8 bits de datos esta presente, pero hace falta una conexión para habilitar esa función. El diagrama TSPPBID muestra el corte y reconexión necesarios para convertir un puerto paralelo estándar en bidireccional.

El manejo del puerto paralelo en la PC es realizado a través de tres registros:

DATOS                    0378H

bits 0 - 7            datos de entrada/salida

STATUS                    0379H

bit 0 - 2            No utilizados  
 bit 3                Error (15)  
 bit 4                Select (13)  
 bit 5                Out of Paper (12)  
 bit 6                Acknowledge (10)

bit 6                Acknowledge (10)

CONTROL	037AH
bit 0	Strobe (1)
bit 1	Auto Feed (14)
bit 2	Initialize Printer (16)
bit 3	Select Input (17)
bit 4	Enable Interrupt
bit 5 -7	No utilizados

El bit 5 del registro de control será utilizado para habilitar la operación bidireccional del puerto paralelo. Cuando este bit es 1, el latch de datos de salida (74LS374 en TSPPBID) se lleva a tercer estado, y por tanto lo que se lea en el registro de datos será lo que esta entrando por el conector del puerto paralelo. Por ejemplo, las siguientes instrucciones en ensamblador habilitan el puerto paralelo para entrada:

```

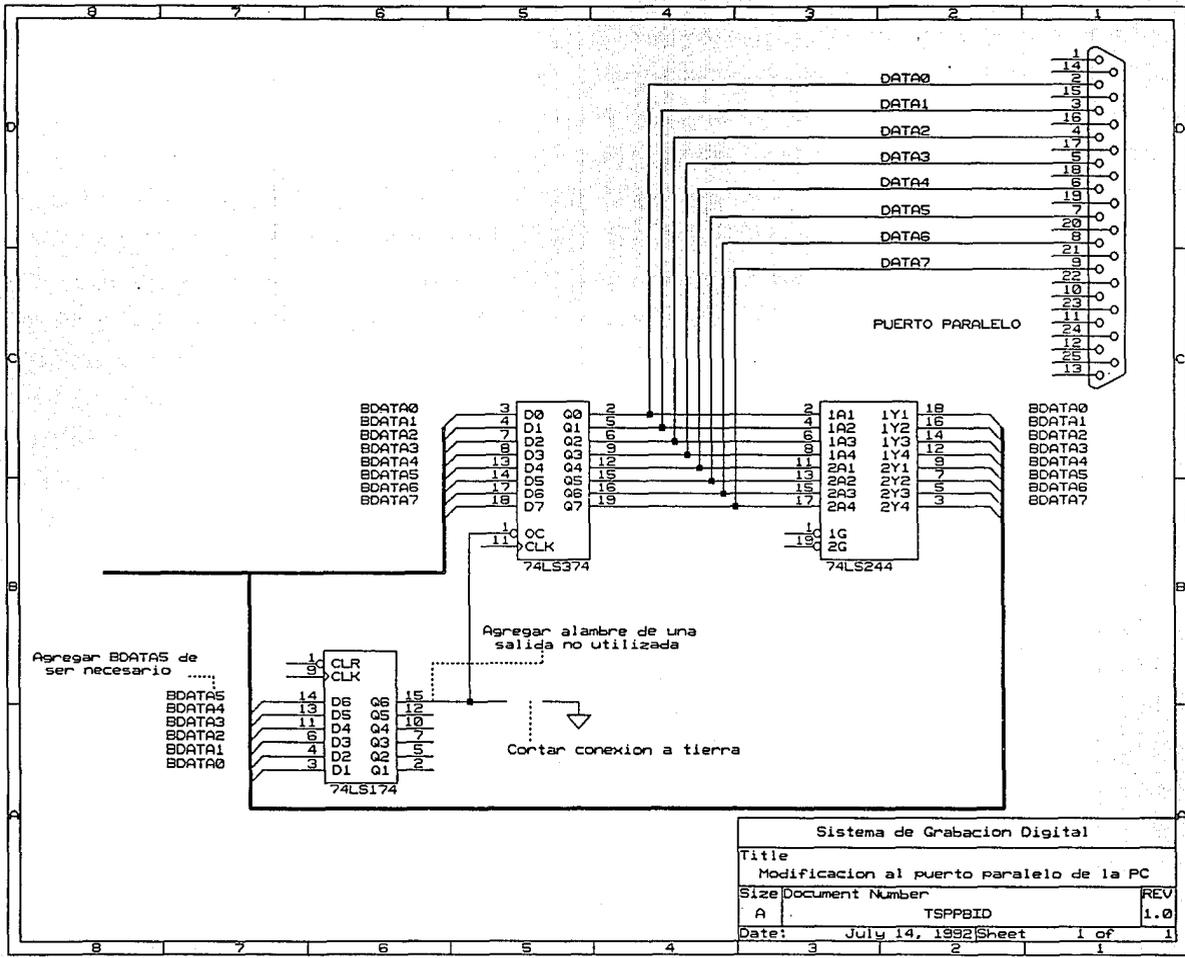
MOV AL,0100000B    ; bit 5 = 1
MOV DX,037AH      ; DX <-- reg. de control
OUT DX,AL         ; habilita p.p. como entrada

```

Para verificar que el latch de salida esta siendo deshabilitado, y evitar conflictos por aplicar una señal a una salida, puede emplearse el siguiente procedimiento:

- 1) Desconectar cualquier cable externo del puerto paralelo.
- 2) Escribir un byte (55H) al registro de datos del puerto paralelo (0378H).
- 3) Leer el registro de datos (0378H) del puerto paralelo. El byte leído debe ser el que previamente se escribió.
- 4) Deshabilitar el latch de salida escribiendo un 1 al bit 5 del registro de control (037AH).

5) Leer el registro de datos (0378H) del puerto paralelo. El byte leído debe ser FFH pues el transceiver de entrada (74LS244) tiene sus entradas al aire (nivel 1 en TTL).



Sistema de Grabacion Digital		
Title		
Modificacion al puerto paralelo de la PC		
Size Document Number		REV
A	TSPPID	1.0
Date:	July 14, 1992	Sheet 1 of 1