

300617g



UNIVERSIDAD LA SALLE

**ESCUELA DE INGENIERIA
INCORPORADA A LA U. N. A. M.**

**"DISEÑO DE UN EQUIPO PORTATIL DE ADQUISICION DE
SEÑALES DE VIBRACION"**

**TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRISISTA
CON AREA PRINCIPAL EN INGENIERIA ELECTRONICA**

P R E S E N T A
JOSE MIGUEL AGUILAR GARAGORRI

DIRECTOR DE TESIS
ING. GUILLERMO ARANDA PEREZ

MEXICO, D. F.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

1991.



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.

INDICE

INTRODUCCION

1

CAPITULO 1 SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS Y EL EQUIPO PORTATIL

5

1.1. Sistemas de adquisición de datos

1.1.1. Componentes y sistemas

1.1.1.1. Digital y analógico

1.1.1.2. Sensores

1.1.1.3. Amplificadores operacionales

1.1.1.4. Circuitos de funciones analógicas

1.1.1.5. Muestreo y retención

1.1.1.6. Convertidores A/D

1.1.1.7. Filtros

1.1.2. Manejo de la información

1.1.3. Sistemas de conversión de 1 canal

1.1.3.1. Conversión directa

1.1.3.2. Conversión con muestreo y
retención

1.1.4. Sistemas multicanal

1.1.4.1. Multiplexado de salidas de
sistemas individuales

1.1.4.2. Multiplexado de entradas al
convertidor

1.2. Necesidad del desarrollo de un equipo portátil
de adquisición de señales de vibración

1.3. Descripción general del equipo portátil

- 2.1. Descripción general de los principales transductores de vibración
 - 2.1.1. Principios de operación
 - 2.1.2. Tipos principales de transductores
 - 2.1.2.1. Transductores de desplazamiento del tipo de corrientes inducidas
 - 2.1.2.2. Transductores sísmicos de velocidad
 - 2.1.2.3. Transductores sísmicos de aceleración
- 2.2. Eliminación de componentes de corriente directa
 - 2.2.1. Filtro paso altas
 - 2.2.2. Seguidor
- 2.3. Integración
 - 2.3.1. Conversión de velocidad a desplazamiento
 - 2.3.2. Conversión de aceleración a velocidad
 - 2.3.3. Interruptores analógicos
 - 2.3.4. Configuración del sistema de integradores
- 2.4. Convertidor analógico digital
 - 2.4.1. Definiciones fundamentales
 - 2.4.2. Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas
 - 2.4.3. El convertidor A/D AD1334

- 2.5. Generador de frecuencias programable
- 2.6. Adquisición síncrona. Medición de velocidad angular
- 2.7. Tarjeta procesadora de espectro lineal

CAPITULO 3 CARACTERISTICAS GENERALES DE LA TARJETA

"LITTLE BOARD/286"

101

- 3.1. El microprocesador 80286
 - 3.1.1. Juego de registros
 - 3.1.2. Juego de instrucciones
 - 3.1.3. Organización de la memoria
 - 3.1.4. Tipos de datos
 - 3.1.5. Espacio de entrada/salida
 - 3.1.6. Interrupciones
 - 3.1.7. Características adicionales
- 3.2. Tarjeta "Little Board/286"

CAPITULO 4 COMUNICACION CON EL USUARIO: TECLADO

Y PANTALLA

111

- 4.1. El 8255 como controlador de teclado y pantalla
- 4.2. Teclado
 - 4.2.1. Teclado de matriz
- 4.3. Pantalla de cristal líquido
 - 4.3.1. Características generales de las pantallas de cristal líquido (LCD)
 - 4.3.2. Interfaz del LCD al equipo portátil

CAPITULO 5 MEDICION DE TEMPERATURA CON EL EQUIPO PORTATIL

123

- 5.1. Conceptos fundamentales
- 5.2. Medición de temperatura por efectos termoelectricos
- 5.3. Acondicionamiento de la f.e.m. del termopar
- 5.4. Interfaz al equipo portátil

CAPITULO 6 ALIMENTACION DEL EQUIPO PORTATIL 133

- 6.1. Baterias
- 6.2. Convertidores c.d./c.d.
 - 6.2.1. Convertidor "Buck"
 - 6.2.2. Convertidor "Boost"
 - 6.2.3. Convertidor "Buck-Boost"

CONCLUSIONES 162

BIBLIOGRAFIA 167

APENDICES

- A. DIAGRAMAS DE DECODIFICACION DE DIRECCIONES
- B. DIAGRAMAS DE INTERFACES
- C. DIAGRAMAS DE DISEÑO DE LAS TARJETAS

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Convertidor A/D de un solo canal	14
Figura 1.2 Error en un convertidor de aproximaciones sucesivas de 8 "bits", con la entrada analógica variante	17
Figura 1.3 Convertidor como el de la figura 1.2 pero precedido de un circuito de muestreo y retención	19
Figura 1.4 Sistema multiplexado con muestreo simultáneo	22
Figura 1.5 Sistema multiplexado desde la entrada de señal	23
Figura 1.6 Diagrama de bloques del equipo portátil	30
Figura 2.1 Elementos de un transductor de desplazamiento	35
Figura 2.2 Corte de un transductor de velocidad típico	40
Figura 2.3 Acelerómetro piezoeléctrico	42
Figura 2.4 Filtro paso altas de primer orden	44
Figura 2.5 Respuesta de un circuito paso altas de primer orden	45
Figura 2.6 Representación del voltaje desviado de entrada	50
Figura 2.7 a)Seguidor de voltaje b)Amplificador no inversor	51
Figura 2.8 Circuito seguidor a bloques	52
Figura 2.9 Amplificador inversor a)Configuración b)Circuito equivalente	54

Figura 2.10 Integrador	58
Figura 2.11 Comparador para el manejo del interruptor analógico	62
Figura 2.12 Configuración de los integradores para un canal de adquisición	64
Figura 2.13 Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas	73
Figura 2.14 Diagrama a bloques del convertidor AD1334	75
Figura 2.15 Diagrama a bloques de la interface del convertidor al sistema digital	78
Figura 2.16 Diagrama a bloques de la interface del COP al sistema digital	91
Figura 2.17 Señal típica de tacómetro	94
Figura 2.18 Diagrama a bloques del circuito detector de velocidad angular	99
Figura 4.1 Diagrama a bloques de la interface del 8255 al sistema digital	113
Figura 4.2 Esquema de un teclado de matriz	114
Figura 4.3 Diagrama a bloques de la interface entre el LCD y el sistema digital	122
Figura 5.1 Circuito termopar simple	125
Figura 5.2 Ley de los metales intermedios	127
Figura 5.3 Ley de las temperaturas intermedias	127
Figura 6.1 Detector de nivel bajo de voltaje en baterías	143
Figura 6.2 Recargador del paquete de baterías	144

Figura 6.3 Transmisión de potencia a una carga a través de un control a)lineal b)conmutado	146
Figura 6.4 Convertidor Buck	148
Figura 6.5 Esquema conceptual del convertidor Buck	148
Figura 6.6 Formas de onda características del convertidor Buck y los circuitos equivalentes para cada ciclo	150
Figura 6.7 Sustitución del interruptor ideal por semiconductores	154
Figura 6.8 Convertidor Boost	155
Figura 6.9 Formas de onda características del convertidor Boost y los circuitos equivalentes para cada ciclo	156
Figura 6.10 Convertidor Buck-Boost	157
Figura 6.11 Convertidor bidireccional o de dos cuadrantes	160
Figura 6.12 Convertidor Buck-Boost de múltiples salidas	161

INTRODUCCION

Importancia del análisis de vibraciones.

El estudio de la relación entre el movimiento de sistemas físicos y las fuerzas que lo producen ha interesado al hombre desde hace ya mucho tiempo. Comenzando con Aristóteles y hasta Galileo y Newton se ha estudiado el fenómeno del movimiento y las leyes que lo rigen.

La relación existente entre las fuerzas y el movimiento que producen es ahora bien conocida como dinámica y las leyes que lo gobiernan son, como se sabe, las leyes de Newton.

El análisis y predicción del comportamiento dinámico de los sistemas es una rama muy importante de la Ingeniería. Y específicamente uno de estos comportamientos se refiere al movimiento vibratorio, particularmente en los sistemas mecánicos.

En la operación de estos sistemas es importante conocer el comportamiento de todas y cada una de sus componentes y procesos, para así maximizar su rendimiento y disponibilidad a través de un adecuado mantenimiento; es muy frecuente, sobre todo en equipos grandes, encontrar la necesidad de tener gran precisión en los diagnósticos, sobre todo si se refiere a partes internas o inaccesibles.

La mayoría de los equipos mecánicos, y en especial

los rotatorios, vibran constantemente lo que, por un lado, representa problema en cuanto a desgaste, roturas, etc., y que por otro puede aprovecharse si se utilizan adecuadamente las técnicas de análisis como indicadores de la máquina al operador.

Tanto es así, que el uso del monitoreo de vibraciones como protección contra fallas catastróficas en maquinaria y como medio de diagnóstico de la misma ha ido creciendo constantemente en la industria de máquinas rotatorias.

El término "monitoreo de vibraciones" pueda tener diversidad de significados: desde la tendencia que sigue el nivel de un conjunto de vibraciones hasta el análisis espectral de las mismas, en el que cada componente tiene un significado particular.

Efectivamente, cada pieza y proceso dentro de un equipo mecánico tiene ciertas características; las vibraciones de esas piezas deberán entonces reflejar dichas características; por ejemplo, un flujo rápido de vapor creará vibraciones de alta frecuencia en relación a la vibración de un rotor muy pesado. Es por ello que el análisis de vibraciones en maquinaria permite mejorar diagnósticos de fallas y sin necesidad de detener la operación de los equipos.

El análisis de vibraciones implica básicamente la detección de señales de vibración, lo que se refiere a la captura del movimiento vibratorio a través de transductores;

el acondicionamiento de estas señales para ser así adaptadas a los equipos que las procesan, almacenamiento de la información en algún tipo de dispositivo, manejo de la señal a fin de obtener lo que se desea de ella (filtrado, digitalización, gráfica de espectro, etc.), la presentación de la información en algún tipo de pantalla u otro instrumento que permita interpretarla y el análisis de los resultados a fin de evaluar una o más características del sistema que se esté verificando.

Equipos tales como turbogeneradores, bombas, motores eléctricos e incluso tuberías, válvulas, estructuras, cimentaciones, etc., son susceptibles de un análisis de vibraciones, con lo que es posible la identificación o diagnóstico de fallas como desbalances, flexiones permanentes, fisuras, rozamientos y piezas sueltas en rotores; inestabilidad fluido-dinámica en chumaceras o sellos, vibraciones inducidas por flujos, resonancias y vibraciones transmitidas entre partes o equipos o en cimentaciones, estructuras y soportes.

La creación de un equipo portátil de adquisición de señales de vibración permitirá llevar a cabo este tipo de tareas de análisis, dando así un apoyo enorme a los programas de mantenimiento de los equipos y revolucionando la tecnología que hasta ahora se ha venido aplicando en nuestro país; herramientas de análisis muy completas pueden obtener-

se combinando el uso de este equipo con el de una computadora personal y paquetes de "software" que existen actualmente.

Las ventajas que conlleva el uso de esta tecnología se hacen evidentes y, los resultados, inmediatos: desde la rapidez de adquisición de una señal con posibilidad de diagnóstico local, hasta la reducción substancial de los costos de mantenimiento, lo que va de la mano con incrementos en productividad.

CAPITULO 1 SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS Y EL EQUIPO PORTATIL

1.1. SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS

1.1.1. Componentes y sistemas.

1.1.1.1. Digital y Analógico

Cuando mencionamos el término digital nos podemos referir tanto a señales eléctricas que representan números, lógica de control o variables físicas que pueden medirse contando o identificando estados discretos, como a la circuitería relacionada con todo ello.

La palabra analógico se relaciona, por un lado, con variables físicas que son medidas o representadas mediante valores continuos y por otro, con sus circuitos relacionados. La medición de temperatura, como cantidad de movimiento de las moléculas, es un buen ejemplo de variable analógica.

El objeto principal de los circuitos analógicos es el de mantener cierta simplicidad, lograr altas velocidades y desde luego un bajo costo con la facilidad de reproducir lo más fielmente posible los fenómenos naturales mediante variables eléctricas. Tanto en teoría como en la práctica, debe considerarse que los circuitos analógicos tienen que ver con el mundo real, en donde los límites de resolución y exactitud dependerán del medio, interferencia eléctrica,

tolerancia de los componentes, magnitud de las señales manejadas y el paso del tiempo; a todo ello, el ancho de banda agrega un elemento que afecta todo lo anterior.

Los circuitos digitales, al manejar valores binarios tienen mucho mayor inmunidad al ruido, alta velocidad y bajo costo. En estos sistemas el principal problema consiste en reducir tanto su complejidad como su costo: los problemas que surgen al diseñar sistemas digitales siempre dependerán de la naturaleza de la circuitería utilizada y del lenguaje o "software" que los controle.

Cierto es que muchas de las funciones que se llevan a cabo en circuitos analógicos pueden realizarse en el dominio digital. La elección dependerá de un buen balance entre costo, rapidez, simplicidad y otros factores. Actualmente existe la tendencia al diseño de equipos y sistemas que efectúan funciones analógicas en forma digital; ejemplo de ello son los sistemas de filtrado digital, generadores de funciones a través de memorias de sólo lectura ("ROM") y todo el conjunto de operaciones lógicas y de control que llevan a cabo los microprocesadores.

La tabla 1.1. nos muestra la relación existente entre los elementos principales de un sistema de adquisición de datos dentro de ambos mundos, digital y analógico.

1.1.1.2. Sensores

Pudiera suponerse que el diseñador de sistemas electrónicos nada tiene que ver en la elección de un sensor, y que, por el contrario, se conforma con que exista la señal eléctrica que representa al fenómeno. Sin embargo, si se conoce el tipo y característica del sensor a utilizar, la

Fenómeno	Procesamiento
Proceso analógico	Proceso digital
Sensores	Programas
Transductores	Despliegue en pantalla
Preamplificadores	Transmisión
Amplificadores	Almacenamiento
Filtros	Control
Acondicionadores de señal	Procesamiento
Multiplexores	Lógica
Muestreo y retención (M/R)	
Conversión A/D	

Tabla 1.1. Elementos de un sistema de adquisición de datos.

tarea de diseño se facilita en gran medida.

Por ejemplo, si se desea controlar la rotación mecánica de una flecha, existen una serie de sensores distintos que llevan a cabo esta actividad: desde un potenciómetro hasta sofisticados codificadores ópticos. Para una tarea específica, cada sensor tendrá ventajas y desven-

tajas: la velocidad de repuesta, confiabilidad, exactitud, etc., que harán la interfaz para cada uno de ellos substancialmente diferente.

Debido a esto, es muy recomendable que al momento de diseñar la interfaz para un sensor se conozcan sus características así como las opciones existentes dependiendo de lo que se desea realizar con la señal; es mucho más fácil utilizar el sensor que más se adecúa a nuestras exigencias que tener que adaptar y forzar un diseño a los requerimientos de un sensor en particular.

1.1.1.3. Amplificadores Operacionales

No importando qué tipo de señal entregue un transductor y qué tan simple sea el manejo de la información (conversión de corriente a voltaje, amplificación, etc.), se requerirá de acondicionar la señal.

Los amplificadores operacionales ofrecen una magnífica opción tanto por su bajo costo como por su versatilidad: filtros, integradores, diferenciadores, amplificadores de distintas configuraciones y otros circuitos pueden implantarse en base al uso de estos dispositivos.

Si el sistema utiliza más de una señal analógica puede utilizarse un transductor para cada una de ellas y un acondicionador de señales común que efectúe un multiplexaje, siempre que sea más conveniente que hacer un manejo separado de la señal, es decir, cuando el acondicionamiento es muy

complicado y requiere de varias etapas.

Además de modificar la ganancia (escala de la señal), los amplificadores operacionales, como se ha dicho, pueden realizar diversas tareas de tipo matemático como linealización, suma o multiplicación de señales; existen además algunos diseños específicos para realizar ciertas tareas, como los amplificadores de aislamiento o de instrumentación, de modo que los hacen ser una opción muy efectiva no sólo en cuanto al aspecto de costo, sino también en facilidad de diseño.

1.1.1.4. Circuitos de funciones analógicas

Este tipo de dispositivos consiste en una serie de circuitos especiales que efectúan el acondicionamiento de la señal; si su exactitud, rapidez y costo son adecuados, pueden relevar al procesador central de una serie de tareas que consumen tiempo y líneas de programación.

Hay infinidad de elementos de este tipo y como ejemplos podemos encontrar los amplificadores logarítmicos, extractores de raíces, linealizadores, sumadores vectoriales, etc.

Estos circuitos pueden obtenerse en base a los amplificadores operacionales o bien en un solo dispositivo especializado; la elección dependerá, como siempre, de las características de exactitud, confiabilidad, espacio físico que ocupen, costo y, en una palabra, la eficacia de los

diseños según la necesidad específica

1.1.1.5. Muestreo y Retención

En diversidad de sistemas, la señal analógica varía rápidamente y puesto que las digitalizaciones ocurren en pasos discretos (muestreos), un convertidor analógico-digital (A/D) no puede hacer las conversiones instantáneamente, sino que mientras realiza esta tarea, la señal puede cambiar de valor en forma considerable, lo cual ocasiona errores en la conversión.

La cuestión es que el convertidor termina de hacer su tarea después de un cierto tiempo (no siempre igual) de que se le ordena sistemáticamente realizar la conversión, de modo que el código obtenido al final nunca correspondería al valor analógico existente en el momento en que se le indicó que digitalizara, a menos que el valor de la señal se congelara o retuviera en ese instante.

Esta es la función de los sistemas de muestreo y retención (M/R): adquieren una señal continua mediante un solo muestreo de la misma y posteriormente una retención del valor a la entrada del convertidor, de modo que éste se mantiene constante mientras dura la conversión.

Normalmente este circuito adquiere la señal en microsegundos, responde al comando de retención en un tiempo determinado, con una variación mínima y retiene el valor sin cambio significativo durante algunas décimas de microsegun-

do, mientras dure la conversión.

1.1.1.6. Convertidores A/D

Estos dispositivos, que pueden variar desde un simple circuito integrado hasta complicados módulos, convierten el valor analógico, normalmente voltaje, a su equivalente código digital. Las características principales de los convertidores A/D se refieren a su exactitud absoluta y relativa, linealidad, códigos no faltantes, resolución, velocidad, estabilidad y costo. Existen algunas otras características como rango de señal a la entrada, código de salida, memoria, interface al sistema, etc.; todas ellas se ampliarán más adelante en el capítulo correspondiente al procesamiento de señales analógicas.

Aunque la tendencia actual se basa en el uso de la técnica llamada de "aproximaciones sucesivas" debido al equilibrio que guarda entre velocidad y exactitud, existen diversas técnicas como la de doble rampa, pendiente cuádruple, voltaje a frecuencia, técnicas de conteo y comparación y conversiones de tipo "flash", que quedan fuera de los alcances de este trabajo.

Algunos diseñadores utilizan una técnica para la conversión A/D, que consiste de un comparador, un convertidor D/A y la lógica del procesador para llevar a cabo las aproximaciones; la desventaja de este método es que se requiere de una considerable cantidad de líneas de programa,

que representan un consumo de tiempo que para algunas aplicaciones puede ser intolerable.

1.1.1.7. Filtros

A menudo se utilizan filtros paso baja a la entrada de un sistema de conversión A/D con el fin de eliminar componentes de alta frecuencia que harían falsa o errónea esa conversión; esta función también puede atenuar el ruido, pero a expensas de reducir la respuesta a variaciones rápidas en amplitud.

Los filtrados pueden hacerse en el dominio digital con las técnicas adecuadas o bien en forma analógica, antes de haber realizado la conversión, como en el caso de las funciones de "anti-aliasing" mencionadas arriba, en donde se eliminan las componentes de frecuencia que falsean la información.

Este prefiltrado que precede a la conversión es importante cuando la información no se adquiere a una velocidad suficientemente elevada, puesto que el teorema del muestreo indica que ésta debe realizarse a una frecuencia tal que sea al menos del doble de la componente máxima de la señal muestreada. Si están presentes frecuencias más altas habrá como consecuencia errores en el proceso. Si por el contrario, las frecuencias de muestreo están muy por encima del teorema de Nyquist entonces el filtrado no se hace indispensable y deberá considerarse el compromiso entre este

filtrado y la rapidez de respuesta del sistema, considerando también que la fase de la señal puede alterarse al eliminar componentes de la misma.

1.1.2. Manejo de la Información

Las señales analógicas son digitalizadas con el fin de almacenarlas, procesarlas, transmitir las y/o desplegarlas.

Los datos pueden almacenarse por períodos cortos o largos, según la aplicación, transmitirse a grandes distancias o en forma local (por ejemplo, de una a otra parte dentro del mismo sistema digital) y el despliegue puede ser permanente, como en un graficador o una impresora, o bien momentáneo en alguna pantalla u otro medio que estimule los sentidos.

El procesamiento puede ir desde simples comparaciones hasta complicadas operaciones matemáticas, con una diversidad de fines que abarcan desde reunir la información, desplegar algo en pantalla o simplificar la tarea de cientos de personas. De cualquier manera, el procesamiento inicia en la adquisición de los datos en su representación digital.

En resumen, las cualidades que un sistema de adquisición de datos debe reunir dependen directamente de las propiedades de las señales analógicas procesadas así como de lo que se desee realizar con la información.

1.1.3. Sistemas de conversión de 1 solo canal

1.1.3.1. Conversión directa

El sistema más simple de digitalización consiste de un convertidor A/D que efectúa conversiones repetitivas a una velocidad determinada por el tiempo de conversión. Cuenta con una entrada de señal y sus salidas son palabras digitales -que pueden incluir alguna otra información, como sobrerango, polaridad de la señal e indicación de fin de la conversión- en forma serial o paralela. La figura 1.1. ilustra esta configuración.

Los convertidores diseñados para aplicaciones en sistemas pueden recibir órdenes externas para convertir o bien guardar o retener la información. En el caso de señales

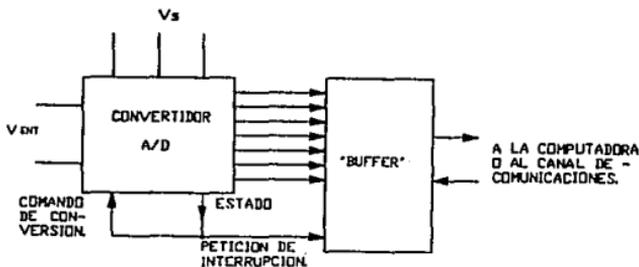


FIG. 1.1. CONVERTIDOR A/D DE UN SOLO CANAL

de baja frecuencia, el convertidor que comúnmente se utiliza es el de doble rampa, que tiene la ventaja de que es intrínsecamente un pasobajas, capaz de eliminar ruido de alta frecuencia. El valor momentáneo de una entrada que es

convertida por un dispositivo de este tipo puede considerarse como el promedio del valor obtenido durante el tiempo de la integración. Puesto que este intervalo es de aproximadamente de un tercio de la duración de la conversión, puede decirse que el código digital representa el valor más probable de la señal durante una porción significativa del tiempo de conversión.

Para conversiones repetitivas de señales que cambian continuamente, la máxima tasa de variación de la señal que permite al convertidor entregar el mismo código, es decir, no variar en su bit menos significativo para un valor dado, independientemente de la forma de onda, se expresa como:

$$dv/dt_{\max} = V_{fs}/(2^n * T) \quad (1.1)$$

donde V_{fs} es el rango total de entrada de señal al convertidor, n es el número de "bits" de código -de tal manera que $V_{fs}/2^n$ es el cambio en voltaje requerido a la entrada para desplazarse al precedente o posterior código binario-, T es el tiempo que dura la conversión y V representa la señal analógica. Nótese que, si graficáramos voltaje contra tiempo, el lado derecho de la igualdad representa la pendiente que existe entre dos puntos contiguos del muestreo, de tal modo que si esa pendiente sobrepasa al valor máximo, saldrá del código definido para ese rango.

Ahora bien, si consideramos que

$$V = (V_{fs}/2) * \text{Sen}(2\pi ft) \quad (1.2)$$

entonces:

$$dV/dt_{\max} = V_{fs}/2 * (2\pi f) \quad (1.3)$$

Comparando (1.1) y (1.3) obtenemos:

$$1/(2^n * T) = \pi f$$

o bien

$$f_{\max} = 2^{-n} / (\pi T) \quad (1.4)$$

Esta última ecuación nos relaciona el número de "bits" del convertidor y el tiempo entre conversiones, con la frecuencia máxima de la señal de entrada, en cualquier tipo de convertidor que no retenga la señal mientras realiza la conversión. Así por ejemplo, si $n = 12$ "bits" y $T = 0.05$ segundos (para un convertidor de doble rampa), la frecuencia máxima de la señal de entrada es de 0.019 Hz que equivale a un cambio máximo de 0.09 V/s para un rango de entrada V_{fs} de 20 Volts. ¡Casi corriente directa!. Para cambios más rápidos, habría variaciones en el código de salida, por ello es que este tipo de convertidor se usa para medir variables muy lentas como temperatura, descarga de baterías, etc.

Otro tipo de convertidor que es, por mucho, el más popular para trabajo dentro de algún sistema, es el de aproximaciones sucesivas, cuyo funcionamiento se detallará más adelante. Este dispositivo se fabrica en un solo circuito integrado, puede manejar una buena resolución (16 bits), alta velocidad (1 μ s para conversión de 12 "bits") y relativamente a bajo costo.

Este convertidor, por sí mismo, tiene el defecto de que a grandes velocidades de cambio en la señal de entrada

genera considerables errores de linealidad puesto que no puede tolerar cambios durante el proceso de comparación. El valor convertido se localizará entre los valores extremos que tomó la señal durante la conversión. La figura 1.2. muestra este hecho.

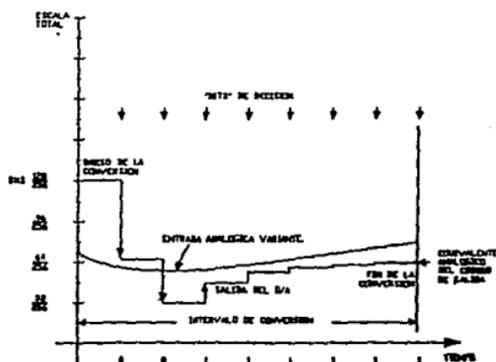


FIG 1.2. ERROR EN UN CONVERTIDOR DE APROXIMACIONES SUCESIVAS DE 8 "BITS" CON LA ENTRADA ANALOGICA VARIANTE

Si aplicamos las relaciones obtenidas anteriormente, dado que el valor de T es mucho menor en este tipo de convertidor, obtendremos mejores resultados. Para el mismo caso en que $n = 12$ "bits", con $T = 1.5 \mu s$, resulta $f_{max} = 52$ Hz, lo que representa un cambio máximo de 1.6 V/ms, que es una sensible mejoría, pero que todavía tiene muchas limitantes.

1.1.3.2. Conversión con muestreo y retención

Es posible realizar un convertidor con gran exacti-

tud, velocidad y precisión en los muestreos e independientemente de la duración de las conversiones, utilizando un circuito de muestreo y retención entre la señal de entrada y el propio convertidor. En el intervalo de las conversiones, el circuito puede adquirir la señal y justo antes de iniciar el proceso digitalizador, retiene el valor durante el mismo.

Se puede ver que si este circuito responde en forma adecuada, el convertidor puede adquirir señales con grandes velocidades de cambio y a una rapidez de muestreo máxima, aunque en los muestreadores/retenedores prácticos existen algunos errores introducidos por la variación en el tiempo de adquisición y de apertura.

Con esta técnica, la señal se "congela" a partir del momento en que inicia la retención; entonces el valor del parámetro T en las relaciones obtenidas ya no consiste en el tiempo de conversión, sino en la incertidumbre en los tiempos de apertura, cuyo valor típico no supera a 1 ns. Entonces, para 12 "bits" se tendrá que $f_{\max} = 155 \text{ khz}$, considerando $T = 0.5 \text{ ns.}$, es decir que se permite una rapidez de cambio en la señal de entrada de $9.76 \text{ V}/\mu\text{s}$ para un rango o "span" de 20 Volts. Hay que considerar el diseño del circuito retenedor en cuanto a que debe ser capaz de manejar adecuadamente las amplitudes de la señal de entrada, así como su propia rapidez de variación.

La figura 1.3 muestra el resultado, comparable con la ilustración anterior. Al final de cada comparación o

intervalo de conversión, el circuito entregará una representación digital adecuada al valor de entrada presente al iniciar la conversión, gracias a que el circuito de muestreo y retención mantiene constante dicho valor.

Por otro lado, y con objeto de evitar errores debido a un número insuficiente de valores tomados en un tiempo

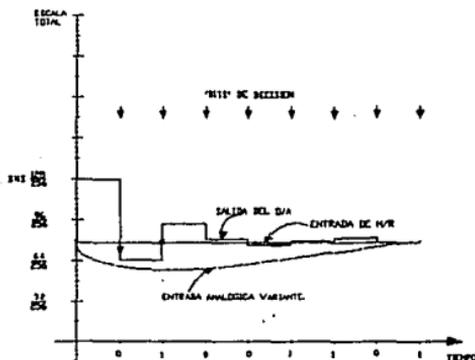


FIG. 1.3 CONVERTIDOR COMO EL DE LA FIGURA 1.2, PERO PRECEDIDO DE UN CIRCUITO DE MUESTREO Y RETENCIÓN.

dato, el teorema del muestreo, como se ha indicado ya, señala que deben adquirirse las muestras en intervalos igualmente espaciados y al menos a la velocidad de Nyquist, que es el doble de la máxima componente de frecuencia de la señal de entrada. Esto quiere decir que tanto un muestreo suficientemente rápido como el evitar que la señal sobrepase (junto con el ruido) de una frecuencia dada mediante un filtrado, son técnicas válidas para lograr un muestreo exitoso.

Puesto que los circuitos de muestreo y retención operan generalmente con ganancia unitaria, se requiere comúnmente una preamplificación con el objeto de aprovechar al máximo el rango de entrada al convertidor. Dicho preamplificador debe tener una baja impedancia de salida puesto que las entradas de algunos convertidores exigen grandes pulsos de corriente que cargarían al preamplificador y causarían errores. A menudo el convertidor incluye este preamplificador, incluso con ganancia seleccionable y que actúa como amortiguador para la sección de acondicionamiento. En general, los sistemas de adquisición de un solo canal incluyen un amplificador programable, el circuito de muestreo y retención y el convertidor A/D, en un solo módulo.

1.1.4. Sistemas multicanales

En sistemas con más de un canal de conversión, los elementos de adquisición pueden ser compartidos por 2 ó más señales de entrada. La forma de compartir tiene algunas variantes, dependiendo de las propiedades que se deseen obtener del sistema multiplexado.

1.1.4.1. Multiplexado de salidas de sistemas individuales

Aunque la forma común de digitalizar las señales provenientes de varios canales es hacer el proceso compartido en la sección analógica del sistema multiplexando la entrada de un solo convertidor para las diferentes entradas, en secuencia, el proceso de conversión en paralelo se ha hecho cada vez más popular debido a la reducción del costo de los convertidores, de modo que es posible llegar al punto de usar uno para cada canal, mejorando el desempeño y a un costo razonable.

Este tipo de conversión tiene una gran ventaja: al manejar los convertidores a su máxima capacidad, el flujo de datos al sistema será mucho mayor, a pesar de que los convertidores no sean muy rápidos.

La estructura de los canales o "buses" en los sistemas digitales permite multiplexar mediante dispositivos de tres estados conectados directamente al sistema, en conjunción con señales lógicas de decodificación y control para realizar la operación. La línea de estado de cada convertidor puede utilizarse como señal de interrupción al sistema para indicar que ha finalizado su conversión.

1.1.4.2. Multiplexado de las entradas al convertidor

Puede buscarse ampliar el número de elementos compartidos o multiplexados. Es el caso en que se tiene un

convertidor A/D común pero un circuito muestreador/retenedor para cada canal, como aparece en la figura 1.4.

Esta configuración se encuentra en sistemas donde los circuitos M/R son actualizados rápidamente, inclusive todos a un mismo tiempo, o en instantes específicos para cada entrada, y leídos después con una orden externa. El multiplexaje puede ser secuencial o bien aleatorio cuando así se requiera, y los circuitos de muestreo y retención deben tener la capacidad de mantener el valor adquirido mientras espera a ser leído. Este tiempo puede ser mucho mayor que en el caso en que se utilizan convertidores individuales.

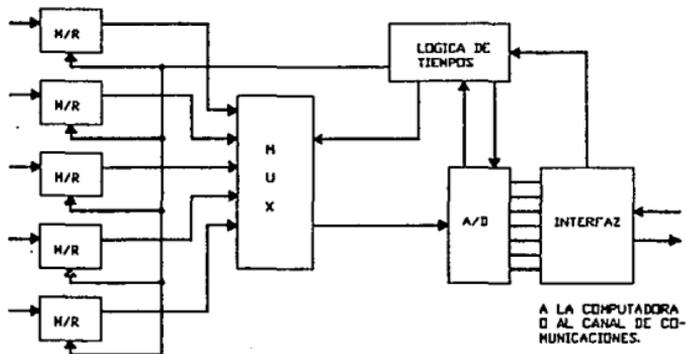


FIG. 1.4 SISTEMA MULTIPLEXADO CON MUESTREO SIMULTANEO.

Otra forma alternativa consiste en hacer el multiplexaje inmediatamente a la entrada, compartiendo así también el circuito M/R, como aparece en la figura 1.5. Para un aprovechamiento más eficiente del tiempo, el multiplexor

busca el siguiente canal a convertir mientras el circuito de retención permite la conversión actual. Cuando ésta ha terminado, la señal de estado causa que el M/R regrese a modo de muestreo y adquiera el siguiente valor. Luego, una vez terminada la adquisición del mismo, regresa a retención (ya sea inmediatamente o hasta que se requiere) comenzando la siguiente conversión a la vez que se vuelve a efectuar el multiplexaje.

Este sistema es más lento que los anteriores, pero permite compartir un mayor número de elementos, lo que optimiza espacio y costo.

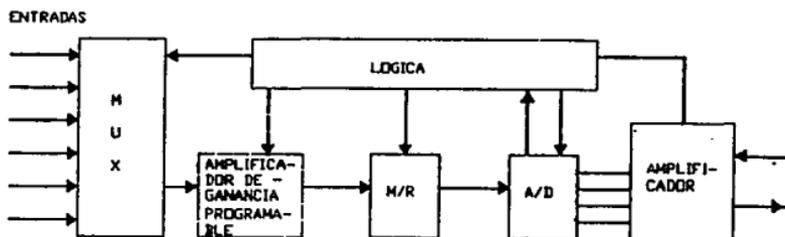


FIG. 1.5 SISTEMA MULTIPLEXADO DESDE LA ENTRADA DE SEÑAL.

1.2. NECESIDAD DEL DESARROLLO DE UN EQUIPO PORTATIL DE ADQUISICION DE SEÑALES DE VIBRACION

El mantener fuera de operación así como el reducir la carga en los equipos rotatorios de Centrales de Generación.

de Energía debido a fallas, es motivo principal de grandes pérdidas de disponibilidad; es por ello que el evitar paros forzados resulta en enormes beneficios, si adicionalmente tomamos en cuenta que esto representa pérdidas millonarias y que el mantenimiento por sí mismo cubre entre 15 y hasta un 40 % de los costos de operación.

Las técnicas de mantenimiento preventivo establecen ciertos períodos de tiempo en la revisión de las máquinas y el correctivo debe detener la operación puesto que la falla existe ya; en cambio, el mantenimiento predictivo puede determinar la condición y en su caso, la necesidad de revisión en los equipos, sin tener que alterar su operación, a través de una técnica de monitoreo continuo que es el análisis de vibraciones, permitiendo reducir en un 20 % ó más los costos de mantenimiento, además de lograr un incremento en la producción.

No está en discusión la utilidad de la medición de vibraciones como herramienta de análisis, sino más bien que siempre se ha puesto en duda su aplicación a gran escala por lo que esto pueda representar no sólo en costos de instrumentación sino también de personal.

La creación de un equipo de adquisición de datos de tipo portátil combinada con el apoyo de una computadora personal para llevar a cabo el análisis y manejo de la información en forma eficiente y comprensible para el usuario, ha permitido en otros países la implantación de

monitoreos sobre una base periódica en la industria de Generación, con lo que se ha logrado establecer programas de mantenimiento predictivo con un mínimo de inversión.

Dicho equipo portátil es una unidad ligera que se energiza con baterías recargables y capaz de adquirir y almacenar datos en forma temporal. Con él se pueden realizar una serie de funciones que van desde la adquisición de valores globales de vibración hasta el cálculo de espectros lineales. El tiempo que se requiere para adquirir los datos de un punto determinado, es realmente insignificante.

Ahora bien, el hecho de conocer dónde, cómo, cuándo y qué equipos monitorear no es una tarea fácil, y es recomendable que un analista con experiencia en este campo intervenga en la decisión, ya que la efectividad del programa de mantenimiento predictivo depende en gran parte de ello.

Después de realizar la planeación, el proceso restante de definición de los puntos de medición y las rutas es sencillo. Los datos cargados en una ruta específica pueden ser descargados en el equipo adquisitor, y si se siguen las localizaciones apropiadas, la información de cientos de máquinas puede obtenerse en un solo día. Al final, todos los datos son transferidos a una computadora personal, la cual lleva a cabo las tareas de análisis requeridas, y entrega la información mostrando aquellas máquinas que han tenido cambios significativos en sus características anteriormente medidas. Los paquetes o

"software" de mantenimiento predictivo permiten al analista desplegar y examinar las características particulares de las señales, así como la tendencia que éstas siguen.

Existe una serie de ventajas que estas técnicas tienen sobre los programas de monitoreo que no incluyen toda la serie de avances tecnológicos tanto en la adquisición como en el manejo y presentación de la información. Entre ellas están:

a) Los datos de vibración aparecen más detallados y no se requiere de técnicos muy especializados para adquirirlos.

b) El análisis y almacenamiento de datos se hace en forma automática, reduciendo requerimientos de personal y la posibilidad de introducción de errores humanos.

c) Puede dedicarse mayor tiempo al estudio de los problemas potenciales en las máquinas, pudiendo tomar decisiones más objetivas.

d) Los formatos de los reportes son normalizados, facilitando la transmisión de la información requerida y, además, el conjunto de datos de vibración está fácilmente disponible.

1.3. DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO PORTATIL

Para la adquisición de señales de vibración, el equipo cuenta con 2 canales de entrada para utilizarse con

transductores que midan desplazamiento, velocidad o aceleración, y una entrada para señal de referencia o tacómetro.

La señal o señales adquiridas, según la opción deseada para adquisición de 1 ó 2 canales en forma simultánea, podrán integrarse en forma opcional también, a elección del usuario, si es que se requiere obtener información de velocidad a partir de un sensor de aceleración o bien de desplazamiento a partir de velocidad. Algunos sensores entregan componentes de corriente directa; éstas son eliminadas antes de cualquier otro acondicionamiento, puesto que estas componentes no llevan ninguna información útil para el equipo.

Posteriormente la señal es muestreada por el módulo de conversión A/D. La rapidez del muestreo también es seleccionable por el usuario, así como el número de muestras que serán adquiridas para cada serie de tiempo.

La información obtenida se almacena en la memoria del sistema y queda así disponible para hacer algunos procesamiento que el equipo permite: obtención de valor pico a pico de la señal, valor RMS (ambos en unidades adecuadas a la vibración mecánica correspondiente), gráfica de señal en el tiempo así como de su espectro lineal, información de niveles de alerta o de alarma preestablecidos, etc., y todo ello desplegado en una pantalla de cristal líquido que posee el mismo equipo, y controlado a través de un teclado de membrana con 20 teclas que permiten manejar todas las

funciones disponibles.

La adquisición de la señal puede hacerse en forma asíncrona (en cualquier instante) o en sincronía con una referencia que proporciona la entrada de tacómetro, lo que nos permite conocer la velocidad angular del equipo (RPMs) y otra serie de parámetros útiles en el análisis de vibraciones.

Independientemente de la capacidad de procesamiento de la información del equipo, ésta está disponible para ser transferida a través de su puerto serie a una computadora personal, en donde se pueden llevar a cabo infinidad de análisis con las herramientas existentes para este fin.

Otras cualidades del equipo incluyen una entrada para medir temperatura superficial a través de una punta de prueba que está incluida con el mismo equipo, definición de comentarios para cada punto de la ruta, puntos de adquisición manuales en los que se podrá almacenar algún valor de presión, flujo, nivel, etc., que el operador conozca y que desee conservar. También existe la facilidad de adquirir señales de puntos que no han sido definidos en la ruta.

Cuenta con una tarjeta dedicada al procesamiento de la señal en el tiempo con objeto de obtener la información del espectro lineal, a velocidades mucho más elevadas que si se realizara a través de algoritmos especiales como el de FFT.

Además se dispondrá de un dispositivo de disco

flexible de 3.5" que se conecta externamente al equipo: en él se encontrará todo el "software" que controla las funciones (sistema operativo) y permite que se incluyan otras para futuros desarrollos de programas que corran en el equipo portátil, haciéndolo aún más versátil.

La parte medular del sistema consiste en una tarjeta basada en el microprocesador 80286, a 12 MHz, y que incluye el controlador de disco flexible, memoria RAM (hasta 1 Mb), ROM BIOS para las funciones básicas de un microcomputador, puerto serie RS-232 C y Centronix paralelo, además de las líneas o "buses" de expansión para dar cabida a las tarjetas de adquisición de señales y control de todos los elementos del equipo.

El uso de baterías recargables permite que el adquirente se utilice constantemente y se recargue mientras no está en uso; el indicador de nivel bajo de voltaje marca el momento en que esto es necesario.

Un diagrama a bloques sencillo aparece en la figura 1.6., en el que se muestran las relaciones funcionales entre las etapas.

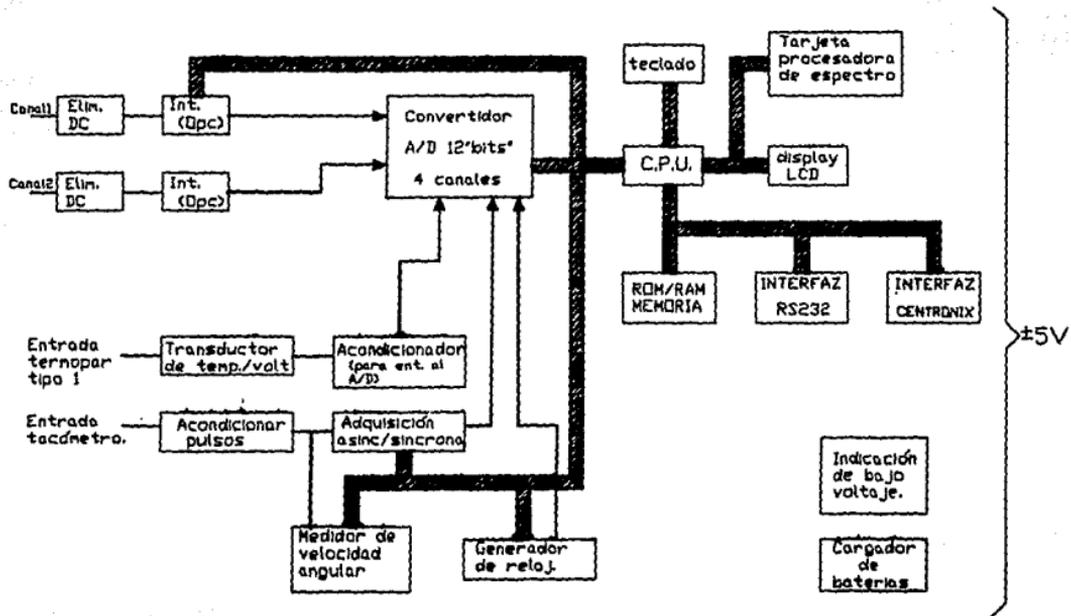


Figura 1.6 Diagrama de bloques del equipo portátil

CAPITULO 2 PROCESAMIENTO DE SEÑALES ANALOGICAS EN EL EQUIPO PORTATIL

2.1. DESCRIPCION GENERAL DE LOS PRINCIPALES TRANSDUCTORES DE VIBRACION

2.1.1. Principios de operación

Para la medición y análisis de una vibración se requiere primero de algún dispositivo que convierta la señal de vibración mecánica a un equivalente en forma eléctrica.

Se pueden clasificar los transductores de vibración en base a sus características intrínsecas como principio de operación o requerimientos de alimentación, aunque también pueden subdividirse de acuerdo a su capacidad en la detección de la vibración: parámetro a detectar, referencia respecto a la cual se mide o condiciones de detección.

Los transductores de vibración aprovechan fenómenos físicos que relacionen algún parámetro perceptible o controlable (como voltaje) con alguna de las variables que definen una vibración. Los principios más importantes que se utilizan son:

- a) Piezoeléctrico: puesto que estos materiales generan una carga entre sus caras y que es proporcional al esfuerzo a que es sometido, para una masa y área dadas, se tendrá relación directa entre acelera-

ción y voltaje.

b) Movimiento perpendicular de un conductor a un campo magnético, lo cual relaciona una corriente inducida con la velocidad del objeto que corta las líneas de flujo del campo. Si esta velocidad es la del movimiento oscilatorio observado, existe una señal eléctrica proporcional a esa velocidad.

c) Las corrientes de "eddy" generadas por una bobina pueden variar de amplitud según el sistema que las genere y de algún objeto metálico que se aproxime a la bobina, lo que puede representar el desplazamiento del cuerpo en vibración. Así, existe una relación entre ese desplazamiento y las variaciones de voltaje oscilatorio del sistema, las cuales, al demodularse, permiten tener una señal eléctrica relacionada con dicho desplazamiento.

Existen otros métodos que utilizan rayo láser, micrófonos, transductores de reluctancia, etc., pero la mayoría de ellos no se aplican por su complejidad, falta de precisión y elevado costo.

2.1.2. Tipos principales de transductores

Algunos transductores detectan su propia vibración respecto a un marco de referencia fijo (sísmicos) y se montan de modo que vibren junto con la pieza cuya vibración se desea detectar (vibración absoluta). Se basan en un

sistema masa-resorte.

Los demás tipos registran vibración relativa del objeto observado respecto al transductor. Si éste se monta de modo que no vibre, la detección corresponde a una vibración absoluta; de otro modo, se obtiene una lectura relativa de la vibración del objeto en relación a la del transductor. Dentro de este tipo existe una clasificación: aquellos que detectan la vibración por contacto físico con la pieza observada (indicadores de carátula) y los que no tienen contacto, como los de corrientes inducidas y los ópticos.

Sin embargo, con el fin de detectar vibraciones en forma conveniente y manejable, a fin de visualizar, acondicionar o almacenar ya sea en forma analógica o digital, lo más práctico es contar con una señal que varíe en voltaje y que sea proporcional al parámetro medido. Tres tipos de transductores cuentan con esa característica por lo que son los de uso más extendido en la actualidad. Estos son:

- a) Transductores de desplazamiento relativo, por corrientes de "eddy" o inducidas.
- b) Transductores sísmicos de velocidad, por inducción electromagnética.
- c) Transductores sísmicos de aceleración, basados en el principio piezoeléctrico.

Los transductores de vibración absoluta o sísmicos tienen la ventaja de que son de fácil y rápida instalación

cuando se usan bases magnéticas, sin embargo, tienen algunas desventajas:

- a) Requiere aditamentos especiales para detectar vibraciones de piezas en rotación.
- b) Tienen limitaciones al operar en bajas frecuencias.
- c) Si su masa es considerable, intervienen en el proceso vibratorio.
- d) Presenta problemas cuando se requiere información de fase.

Los transductores relativos, sobre todo los de desplazamiento, sin contacto, permiten observar las piezas en rotación a muy bajas frecuencias. Por otra parte, hay ocasiones en las que incluso se desea conocer la vibración relativa o bien la diferencia entre ésta y la absoluta es despreciable en relación al parámetro medido. También tienen la ventaja de no intervenir en el proceso vibratorio y no presentan problemas de fase. En cuanto a sus desventajas podemos anotar:

- a) Están restringidos para medir vibraciones de alta frecuencia.
- b) No es posible hacer mediciones en forma absoluta si no existe algún punto estático cercano.

2.1.2.1. Transductores de desplazamiento del tipo de corrientes inducidas

Este tipo de transductor es capaz de generar una señal eléctrica proporcional al claro existente entre el dispositivo y la superficie en vibración. Como las variaciones de este claro pueden ser debidas tanto al desplazamiento de la superficie como al del transductor, el voltaje generado es proporcional al desplazamiento relativo.

Los elementos que forman un transductor de desplazamiento son una sonda, cable de extensión y un oscilador demodulador, como aparece en la figura 2.1.

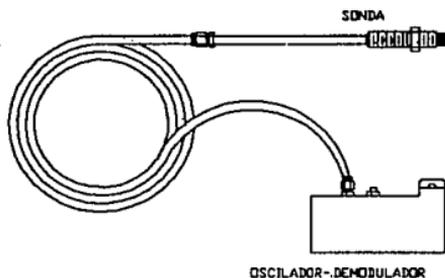


Figura 2.1. Elementos de un transductor de desplazamiento

La sonda es un cuerpo de acero con rosca que tiene en uno de sus extremos una bobina espiral cuyo plano es

perpendicular al eje axial del cuerpo, y en el otro la salida de un trozo de cable con el fin de ubicar la conexión de la sonda fuera de la cubierta de la máquina.

La bobina toma una corriente a muy alta frecuencia, induciendo un campo magnético a su alrededor. El objeto cercano induce corrientes de "eddy" y el campo magnético experimenta una pérdida de energía que es proporcional al claro existente.

El cable de extensión conecta la sonda al oscilador demodulador, y forma un circuito resonante L-C en el que el cable contribuye con la capacitancia mientras que la sonda es la parte inductiva. Dado que la capacitancia varía con la longitud del cable, sólo deben usarse aquellas sondas y cables para los que ha sido calibrado el oscilador demodulador.

Este último suministra la energía requerida para mantener las oscilaciones en el circuito resonante, a una frecuencia portadora de unos 2.5 MHz. Esta señal es modulada en amplitud por las variaciones en el campo magnético (y por tanto en el claro).

El demodulador de amplitud nos entrega la envolvente de la onda, la que a través de una amplificación no lineal permite obtener el voltaje proporcional al claro.

Este transductor puede utilizarse siempre que el material observado sea conductor, como acero, cobre, aluminio, etc. Sin embargo, cada tipo de material presentará

una característica de transferencia distinta debida a las propiedades intrínsecas del material, la influencia del medio y el oscilador demodulador si consideramos que el voltaje de alimentación y la frecuencia de la portadora en el oscilador son constantes y que el medio ambiente es prácticamente invariable, la curva característica dependerá sólo del material utilizado.

Así por ejemplo, para acero tipo 4140, que es el metal más comúnmente empleado para la manufactura de un rotor, la sensibilidad en la región lineal es de 8 V/mm. ó-200mV/mil (1000 mil = 1 pulgada).

Este transductor resiste al aceite, polvo y agua; los campos eléctricos a su alrededor no tienen gran influencia en su respuesta y debido a la alta frecuencia de la portadora es posible obtener información veraz a partir de corriente directa (frecuencia = 0 Hz) hasta alrededor de 10 kHz.

Puesto que existe un claro fijo a partir del cual la pieza observada se desplazará, el sensor entrega una componente de corriente directa proporcional a este claro inicial. Dicha componente es eliminada puesto que sólo nos interesa conocer las variaciones en el desplazamiento y no el valor fijo del claro.

Comunmente se utilizan estos sensores para medir vibración en sentido radial, medición de la posición de un eje en sentido axial o bien para generar pulsos por revolu-

ción (pulsos de referencia).

Finalmente, es importante tomar en cuenta que es posible que se detecten pseudo-vibraciones debido a defectos superficiales del rotor tales como raspaduras, ovalamientos, etc.

2.1.2.2. Transductores sísmicos de velocidad

Los transductores de velocidad que se basan en el principio de los instrumentos sísmicos fueron los primeros en ser utilizados para detectar vibraciones en máquinas rotatorias; a pesar de poseer partes móviles, son relativamente sencillos, no requieren de fuentes externas para producir una señal y tienen baja impedancia de salida, y por ser más económicos que otros tipos similares, son empleados comúnmente en equipos portátiles de monitoreo y análisis de vibraciones.

Estos dispositivos están constituidos por cuatro elementos fundamentales que son: a) Un imán permanente, b) Una bobina, c) Resortes y d) Carcaza.

Dentro de la carcaza se monta la bobina que se encuentra suspendida por dos resortes. El imán se sujeta a la carcaza, que presenta un entrehierro con objeto de que el campo magnético sea cortado perpendicularmente por la bobina. Al moverse ésta dentro del campo se genera un voltaje entre sus terminales, que es directamente proporcional a la velocidad relativa que existe entre la bobina y

la carcasa. Si la frecuencia natural del transductor, que es un sistema masa resorte, es inferior a la frecuencia de la velocidad de vibración, entonces puede considerarse que la bobina está suspendida en el espacio y el voltaje generado es proporcional a la velocidad absoluta de la carcasa. El principio de funcionamiento y bases teóricas acerca de los sistemas de vibración de primer o segundo orden, quedan fuera del alcance de este trabajo.

La figura 2.2. muestra un corte de un transductor sísmico de velocidad.

Si el campo magnético producido por un imán permanente es constante, y tiene una densidad de flujo β , entonces la diferencia de potencial generada entre terminales de la bobina que corta perpendicularmente el campo será proporcional a la velocidad con que lo haga. Entonces:

$$V = \beta l v \quad (2.1)$$

en donde V es el voltaje generado entre las terminales de la bobina, β es la densidad de flujo magnético en wb/m^2 , l es la longitud del conductor de la bobina, en m. y v es la velocidad relativa entre la bobina y el imán, en m/s.

Esto nos indica que si la bobina se encuentra dentro de un campo magnético constante, el voltaje generado será directamente proporcional a la velocidad de la bobina respecto al imán. Para lograr esto, se hace que el plano de la bobina sea más extenso que la superficie del imán.

Teóricamente un transductor de velocidad podría ser

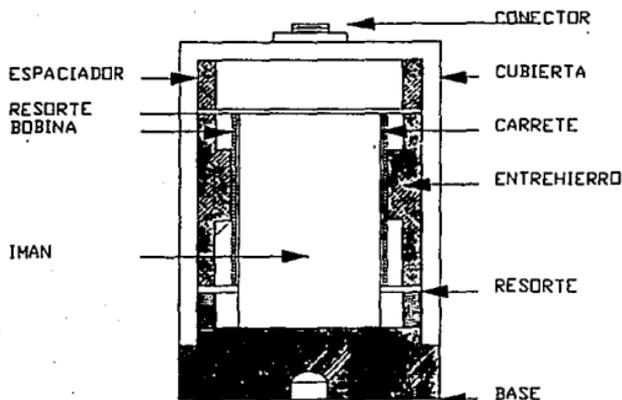


Figura 2.2. Corte de un transductor de velocidad típico

lineal hasta frecuencias infinitas; sin embargo, esto no es así debido a que existen resonancias secundarias a causa de la masa de los resortes, no linealidad en el amortiguamiento, etc.

2.1.2.3. Transductores sísmicos de aceleración

Las aceleraciones a las que se somete algún cuerpo pueden ser detectadas por este tipo de transductor. Dicha aceleración puede ser constante, como en el caso de la gravedad, o periódica, como las que experimentan los apoyos de algún cuerpo en rotación.

Existen diversos tipos de transductores de acelera-

ción, como capacitivos, magnéticos, de deformación mecánica, resistivos, piezoeléctricos y ópticos. El de uso más común en el análisis de vibraciones en máquinas rotatorias y turbomaquinaria es el de tipo piezoeléctrico.

Estos últimos no requieren de alimentación externa para su funcionamiento, pero como la señal que proporcionan es muy pequeña y de alta impedancia, requieren de un preamplificador para poder acondicionarla. Estos preamplificadores pueden ser externos al transductor o bien internos al mismo.

Los elementos fundamentales de un acelerómetro piezoeléctrico son una masa, un cristal o cerámica piezoeléctrica y una base. Una de las caras del cristal se sujeta a la base del acelerómetro y la otra se fija a la masa. La figura 2.3. muestra un corte del dispositivo.

El principio de funcionamiento se basa en que ciertos materiales generan una carga eléctrica cuando se les aplica una fuerza. Idealmente, dicha carga existente entre las caras de un disco piezoeléctrico es directamente proporcional a la fuerza aplicada, pero en realidad, otros factores afectan esta relación.

Se define como constante piezoeléctrica a la carga eléctrica que genera un material de este tipo por unidad de fuerza. Normalmente es expresada en pC/N (pico Coulomb/New). Sin embargo, existen varias constantes que dependen del corte del material y la dirección de aplicación de la

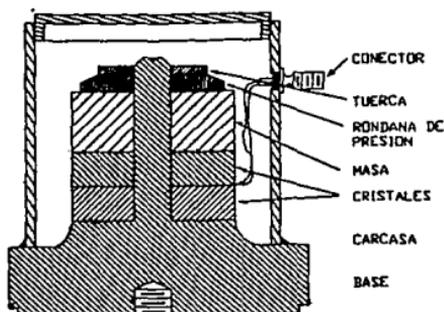


Figura 2.3. Acelerómetro piezoeléctrico

fuerza.

Se puede expresar la carga eléctrica generada entre las caras de un material piezoeléctrico como:

$$q = Ade \quad (2.2)$$

donde q es la carga eléctrica entre las caras del material, expresada en Coulombs, A es el área del cristal en m^2 , d representa la constante piezoeléctrica (C/Newton) y e es el esfuerzo al que se somete dicho cristal, dado en N/m^2 .

Esta relación indica que la carga generada es proporcional a la fuerza aplicada a un determinado material piezoeléctrico; sin embargo, como se ha mencionado, constantes tales como la capacitancia del material o la piezoeléctrica varían en función de parámetros como frecuencia, esfuerzo aplicado y temperatura.

Existe una serie de valores como la sensibilidad de carga y la sensibilidad de voltaje, que vienen especificadas

para cada acelerómetro en particular. Definimos la sensibilidad de carga como el valor de carga eléctrica que se genera por unidad de aceleración (S_Q) y la sensibilidad de voltaje a la diferencia de potencial que aparece entre las terminales de un acelerómetro por unidad de aceleración (S_V). Este voltaje es el cociente de la carga generada, entre el valor de capacitancia del cristal piezoeléctrico sumada a la capacitancia del cable de conexión, ya que forman un arreglo en paralelo.

Con lo anterior podemos inferir que la relación entre sensibilidades queda definida por:

$$S_V = S_Q / (C_D + C_C) \quad (2.3)$$

en la que C_D es la capacitancia del material y C_C es la correspondiente al cable de conexión.

2.2. ELIMINACION DE COMPONENTES DE CORRIENTE DIRECTA

Hemos mencionado antes que algunos transductores entregan componentes de corriente directa pero que no representan el comportamiento dinámico de la vibración; es por ello que el equipo tiene una sección inicial en la cual dichas componentes son removidas del resto de la señal.

El circuito utilizado para este fin es muy sencillo: simplemente un filtro paso altas con una frecuencia de corte suficientemente baja como para eliminar sólo la corriente directa, y un seguidor para acoplar esta etapa a la siguiente, sin cargar el filtro.

2.2.1. Filtro paso altas

Recordemos el funcionamiento básico de esta configuración. En la figura 2.4. aparece el circuito fundamental de un filtro paso altas de primer orden. Su función de transferencia se obtiene con un análisis sencillo; considerando estado senoidal permanente:

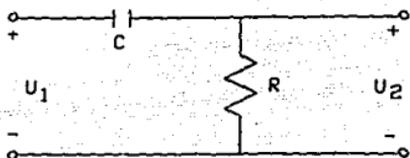


Figura 2.4. Filtro paso altas de primer orden

$$V_{ent} = (R + (1/j\omega C)) * i \quad (2.4)$$

en donde ω es la frecuencia de la señal y j es la unidad imaginaria. El voltaje de salida es:

$$V_{sal} = R * i \quad (2.5)$$

de modo que:

$$V_{sal}/V_{ent} = j\omega RC / (1 + j\omega RC) \quad (2.6)$$

La magnitud de la función característica es:

$$|V_{sal}/V_{ent}| = \omega^2 R^2 C^2 / (1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2} \quad (2.7)$$

y la fase:

$$\theta = 90^\circ - \tan^{-1} (\omega RC) \quad (2.8)$$

En la figura 2.5. aparecen las gráficas de magnitud y fase en contra frecuencia. Puesto que esta función de

transferencia proporciona la mayor parte de su transmisión en el intervalo de alta frecuencia y por poseer un elemento reactivo, el circuito recibe el nombre de filtro paso altas de primer orden.

En la gráfica 2.5. (b) podemos ver que la fase de la señal se altera desde 90° en frecuencia nula hasta que va haciéndose igual a cero grados conforme ésta tiende al

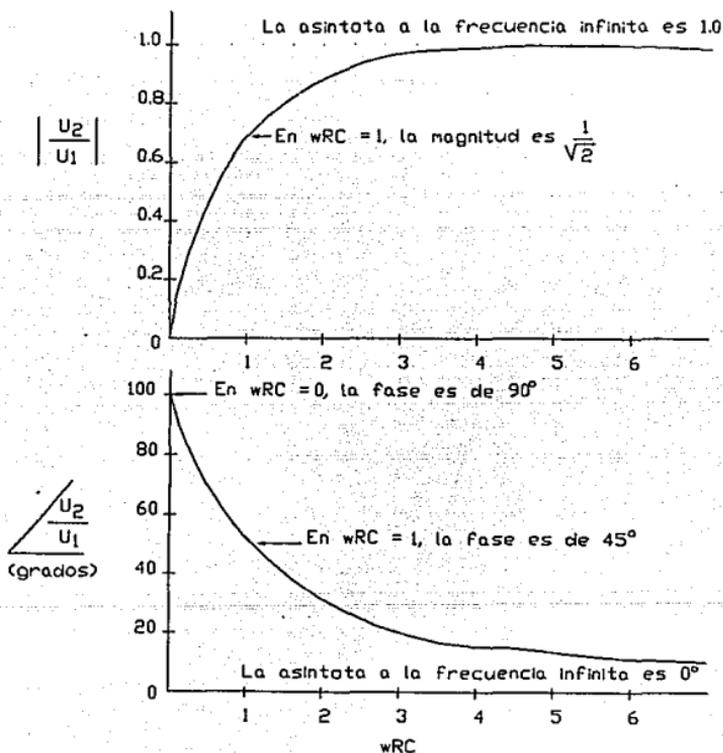


Figura 2.5. Respuesta de un circuito paso altas de primer orden

infinito. Este comportamiento puede inferirse al inspeccionar la ecuación (2.8).

Sabemos que la frecuencia de corte está definida como el valor para el cual la potencia de la señal de entrada transmitida a la salida se reduce a la mitad. Es decir, que si definimos en dB la potencia de cualquier señal S:

$$S = 10 \log A \text{ dB} \quad (2.9)$$

en donde A representa la magnitud de la función de transferencia de la red, por lo que

$$S_a = 10 \log(A/2) \text{ dB} \quad (2.10)$$

representa el valor, en dB, de la misma función pero con la potencia reducida a la mitad. Esta última relación puede escribirse como:

$$S_a = (10 \log A - 10 \log 2) \text{ dB} \quad (2.11)$$

$$S_a = (S - 3) \text{ dB} \quad (2.11)$$

Esto quiere decir que una señal cuya potencia se reduce a la mitad está 3 dB abajo de la señal original. En relación al voltaje de la misma, una diferencia de 3 dB puede traducirse como la reducción de esa señal en un factor de $1/2^{1/2}$, ya que si

$$S = 20 \log B \text{ dB} \quad (2.12)$$

entonces

$$S - 3 = 20 \log B - 10 \log 2 \text{ dB}$$

$$S - 3 = S - 20 \log(2^{1/2}) \text{ dB}$$

$$S - 3 = 20 \log(B/2^{1/2}) \text{ dB} \quad (2.13)$$

Para el circuito que nos ocupa, puesto que la

ganancia máxima ocurre en $w = \omega_c$ y su valor es la unidad, podemos obtener el valor de frecuencia para el cual la magnitud de la señal iguala al valor de $1/2^{1/2}$. Reescribiendo (2.6):

$$V_{sal}/V_{ent} = 1/(1 + (1/jwRC)) \text{ y}$$

$$|V_{sal}/V_{ent}| = 1/(1 + (1/w^2R^2C^2))^{1/2} \quad (2.14)$$

La frecuencia de corte se obtiene al multiplicar la ganancia máxima (en este caso, la unidad) por el factor de $1/2^{1/2}$. Así:

$$1/2^{1/2} = 1/(1 + 1/(w^2R^2C^2))^{1/2} \quad \delta$$

$$w^2R^2C^2 = 1 \text{ y}$$

$$w_c = 1/(RC) \quad (2.15)$$

Este es el valor de frecuencia para el cual la potencia de la señal de entrada al circuito cae a la mitad. Para este valor, la fase es exactamente de 45° , como lo podemos comprobar en (2.8).

Las relaciones (2.7) y (2.8) pueden reescribirse como:

$$|V_{sal}/V_{ent}| = 1/(1 + (w_c/w)^2)^{1/2} \quad (2.16)$$

$$\theta = \text{Tan}^{-1} (w_c/w) \quad (2.17)$$

El hecho es que debemos elegir un valor de w_c tal que no altere la señal en su comportamiento dinámico. Puesto que la frecuencia mínima que detectará el equipo se especifica en 0.5 Hz (30 RPM), utilizamos la relación (2.15) para definir los parámetros del circuito. Fijando el valor de R en 470 k Ω y C en 10 μ F, se obtiene una frecuencia de corte

de 0.033 Hz, de modo que la mínima frecuencia especificada para análisis tendrá las características de:

$$|V_{sal}/V_{ent}|_{min} = 0.9973 \text{ y}$$

$$\theta_{min} = 3.8744^\circ$$

lo que representa un error mínimo en el límite de frecuencia establecido. Evidentemente al aumentar dicha frecuencia, el desplazamiento de fase es prácticamente nulo y la amplitud, unitaria, de modo que no se requiere utilizar un filtro de mayor complejidad para efectuar esta función.

2.2.2. Seguidor

Con el fin de mantener las características de transferencia del filtro, es necesario que la carga de éste no represente una variación en dichas características. Es por ello que se coloca un amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje.

Antes de continuar con la descripción del circuito, es conveniente mencionar brevemente algunas de las características básicas de los amplificadores operacionales.

La impedancia de entrada se define en su forma más sencilla como el cociente del voltaje de entrada entre la corriente de entrada; debido a elementos parásitos, este parámetro siempre tendrá una componente reactiva, aunque para la mayoría de los casos se considera puramente resistiva y de valor infinito. La impedancia de salida se define en forma análoga y para cuestiones prácticas se considera

nula.

La ganancia de lazo abierto A_v se define como el cociente del voltaje de salida entre el de entrada. Este último se refiere a aquel que se aplica entre las terminales de entrada al amplificador. Este valor puede expresarse en V/V o bien en dB, y normalmente está entre 30 y 250 mil, aunque varía en función de otros parámetros como temperatura, frecuencia, etc.

El ancho de banda se refiere a la ganancia de lazo abierto respecto a la frecuencia. Idealmente la ganancia es constante a cualquier frecuencia, pero las capacitancias propias del amplificador actúan como un filtro paso bajas de modo que a partir de cierto valor de frecuencia, la ganancia comienza a disminuir, normalmente con una pendiente de atenuación de 20 dB por década.

Las corrientes de polarización a la entrada se refieren a aquellas pequeñísimas corrientes que demanda el amplificador en ausencia de señal. El valor de I_{B+} no siempre será igual a I_{B-} y por ello se especifica por lo general un valor promedio I_B , que en la práctica es de algunos picoamperes (pA).

La diferencia de magnitud entre I_{B+} e I_{B-} se denomina corriente desviada de entrada, I_{OS} , y se especifica para una condición en la que la salida del amplificador es 0 Volts.

Estos valores de corriente tienen influencia en el voltaje de salida. No es objeto de este trabajo presentar un

análisis de estos efectos, pero baste decir que es necesario tomarlos en cuenta en aplicaciones en donde se requiere de cierta precisión.

El voltaje desviado de entrada, V_{10} , es causado por desbalances internos del operacional y puede representarse como un potencial de c.d. a la entrada de un amplificador ideal, como se muestra en la figura 2.6. Inversamente,

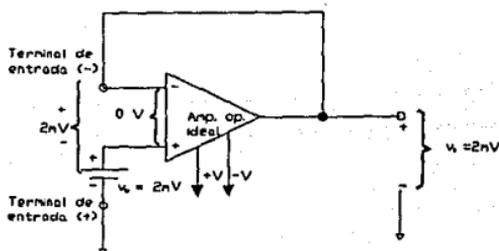


Figura 2.6. Representación del voltaje desviado de entrada

podemos definirlo como el valor necesario de voltaje a la entrada de un dispositivo real para que en la salida haya potencial cero.

El corrimiento o "drift" es una característica que especifica los cambios que hay en la corriente y voltaje desviados de entrada (I_{0S} y V_{10}) debidos a variaciones de temperatura y en ocasiones, respecto al tiempo.

Existen circuitos que incluyen terminales con objeto

de minimizar los efectos de estas variables y nulificar el voltaje de salida en ausencia de señal. Cada fabricante especifica la forma de llevar a cabo estas compensaciones y las configuraciones a utilizar.

Otras características de los operacionales se refieren al voltaje de ruido a distintas frecuencias, rangos de temperatura de operación, razón de rechazo en modo común, consumo, rapidez de respuesta a variaciones en el voltaje de entrada, etc.

Volviendo al circuito seguidor, lo único que se requiere es utilizar una configuración no inversora, con una resistencia de realimentación nula, como se muestra en la figura 2.7. (a).

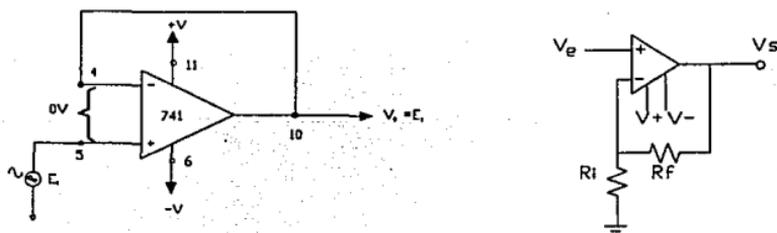


Figura 2.7. a) Seguidor de voltaje
b) Amplificador no inversor

El voltaje de entrada se aplica directamente a la terminal no inversora. Si hacemos la analogía con un amplificador no inversor como en la figura 2.7. (b) en el que $A_V = 1 + R_f / R_i$, tendremos que $R_f = 0$ y R_i tiende a infinito. Entonces $A_V = 1$ y la señal conserva la misma fase.

El análisis de este circuito puede hacerse en forma sencilla a través de diagramas de bloque, como en la figura 2.8.

Si β es la fracción de realimentación negativa de la salida y A la ganancia de lazo abierto entonces, según el

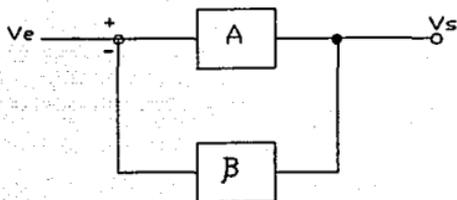


Figura 2.8. Circuito seguidor a bloques

álgebra de bloques:

$$V_{sal}/V_{ent} = A/(1 + A\beta) \quad (2.18)$$

Para el seguidor, toda la salida se realimenta negativamente de modo que $\beta = 1$. Como A es mucho mayor a la unidad,

$$V_{sal}/V_{ent} = 1$$

y obtenemos el mismo resultado. El objeto del seguidor es, como ya se dijo, lograr acoplar una fuente de alta impedancia con otra etapa distinta sin afectar el valor de la señal.

Hay que tener en cuenta que deben anularse los efectos de voltaje desviado que puede introducir el seguidor, de otro modo no habría tenido ningún sentido eliminar

la corriente directa de la señal original. De cualquier manera, otros filtros de c.d. serán introducidos más adelante conforme se incrementen las fuentes de error en otras etapas.

2.3. INTEGRACION

Las señales analógicas que el equipo puede procesar provienen de distintos sensores. Algunos entregan voltajes proporcionales al desplazamiento relativo (por ejemplo, del rotor de una turbina) y otros están relacionados con la velocidad o la aceleración absoluta en un punto en un equipo rotatorio, tal como en una chumacera.

A través de la opción de integración, es posible obtener información de desplazamiento a partir de un sensor de velocidad o de esta última a partir de aceleración, haciendo las conversiones adecuadas en las escalas.

Cada canal tiene su propio integrador y el programa principal controla estos dispositivos según la indicación del usuario, al momento en que se solicita integración opcional.

Para llevar a cabo esta etapa se han elegido amplificadores operacionales de precisión, ideales para equipos de instrumentación, en los que los errores introducidos son mínimos. Adicional a esto, un grupo de interruptores analógicos conforman la interfaz con el sistema digital, permitiendo flexibilidad en las opciones disponibles.

Comencemos por hablar brevemente del circuito integrador básico. La configuración de un amplificador inversor aparece en la figura 2.9. (a) y el circuito equivalente en 2.9. (b).

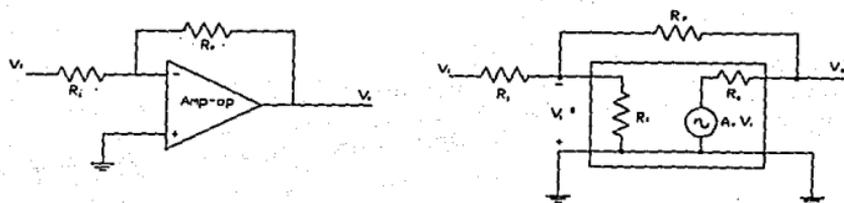


Figura 2.9. Amplificador inversor
a) Configuración b) Circuito equivalente

A es la ganancia de lazo abierto, Z_i y Z_o son las impedancias de entrada y salida del amplificador respectivamente y V_e es el voltaje a la entrada de la terminal inversora. Nótese el signo negativo de la fuente de voltaje debido al uso de una configuración inversora. Para un análisis práctico, consideremos que $Z_i = \infty$ y $Z_o = 0$. Con ello,

$$\begin{aligned} i_3 &= 0 \\ i_1 &= -i_2 \text{ y} \\ V_o &= -AV_e \end{aligned} \quad (2.19)$$

Entonces,

$$V_e = i_1 Z_1 - i_2 Z_2 - AV_e \quad (2.20)$$

$$V_e = -i_2 Z_2 - AV_e \quad (2.21)$$

Despejando V_e en (2.21):

$$V_e = -i_2 Z_2 / (1 + A) \quad (2.22)$$

Sustituyendo (2.22) en (2.19) y (2.20) respectivamente:

$$V_o = -A i_2 Z_2 / (1 + A) \quad (2.23)$$

$$V_e = i_1 Z_1 - i_2 Z_2 + A i_2 Z_2 / (1 + A) \quad (2.24)$$

Dividiendo (2.23) entre (2.24):

$$V_o / V_e = -i_2 Z_2 (A / (1 + A)) / (i_1 Z_1 - i_2 Z_2 + i_2 Z_2 (A / (1 + A)))$$

y como $A / (1 + A) = 1$:

$$V_o / V_e = -Z_2 / Z_1 \quad (2.25)$$

Esta relación es válida para cualquier componente pasivo con impedancia Z . En el caso particular en que Z_2 sea una reactancia capacitiva, entonces en régimen senoidal permanente:

$$V_o / V_e = -1 / (j\omega RC) \quad (2.26)$$

lo que indica que el circuito actuaría como un paso bajas, que produce un adelanto de 90° independiente de la frecuencia. Si esta relación se traslada al dominio del tiempo con una transformada inversa:

$$V_o = -1 / (RC) \int V_e dt \quad (2.27)$$

Esto indica que el circuito pasobajas se comporta como un integrador de cualquier señal, con lo que es posible efectuar el cambio de velocidad a desplazamiento o de aceleración a velocidad a través de un circuito analógico.

Es importante que el voltaje de entrada V_e no contenga elementos de corriente directa ya que éstos se

integrarían provocando la saturación del amplificador. Por otra parte, hay que elegir el valor de las constantes R y C de acuerdo a la escala que se quiera obtener en la transferencia. Un análisis más formal de esto nos permite obtener estas constantes para cada uno de los tres casos posibles de integración.

2.3.1. Conversión de velocidad a desplazamiento

Dado que comunmente se utilizan dos tipos de sensores de velocidad, el equipo permitirá entradas de cualquiera de ellos. La única diferencia consiste en la sensibilidad: uno de ellos es de $100 \text{ mV}_{pp}/(\text{in./s})$ y el otro de $500 \text{ mV}_{pp}/(\text{in./s})$.

a) Conversión de velocidad ($S_v=100\text{mV}_{pp}/(\text{in./s})$) a desplazamiento ($S_d=100\text{mV}_p/\text{mil}$).

Sea la señal de velocidad

$$v = A e^{j\omega t} \text{ in./s} \quad (2.28)$$

- Proceso teórico: integrando la expresión anterior obtenemos:

$$d_t = A/(j\omega) e^{j\omega t} \text{ in.}$$

Si invertimos esta señal tal como lo haría un circuito integrador y además eliminamos el parámetro imaginario del coeficiente:

$$d_t = A/\omega e^{j(\omega t + 90^\circ)} \text{ in.}$$

Ahora, si esta señal se hiciera pasar por un sensor de desplazamiento con $S_d = 100 \text{ mV}_p/\text{mil}$,

$$d_{vt} = 100A/w e^{j(\omega t + 90^\circ)} (1000 \text{ mil/lin.}) \text{ mV}_p \text{ in/mil}$$

$$d_{vt} = 200000A/w e^{j(\omega t + 90^\circ)} \text{ mV}_{pp} \quad (2.29)$$

-Proceso real: si ahora la señal (2.28) se hace pasar por un sensor de velocidad con $S_v = 100 \text{ mV}_{pp}/(\text{in./s})$, entonces:

$$v_{vp} = 100A e^{j\omega t} \text{ mV}_{pp}$$

y al ser integrada por el circuito:

$$d_{vp} = -100A/(RC) \int e^{j\omega t} dt$$

$$d_{vp} = -100A/(j\omega RC) e^{j\omega t}$$

$$d_{vp} = 100A/(\omega RC) e^{j(\omega t + 90^\circ)} \text{ mV}_{pp} \quad (2.30)$$

La ecuación (2.30) corresponde a la señal que entregaría un transductor de velocidad con la sensibilidad dada y que posteriormente fue integrada, dando finalmente un voltaje equivalente al desplazamiento. La relación obtenida en (2.29) es el proceso teórico. Si la señal mecánica de velocidad, v , se integrara y luego se hiciera pasar por un sensor de desplazamiento con el valor especificado de S_d y con los cambios adecuados de unidades, entonces debe ser equivalente a (2.30). Si igualamos estas expresiones tendremos:

$$100A/(\omega RC) = 200000A/w$$

y por tanto

$$1/(RC) = 2000 \quad (2.31)$$

Si el circuito integrador cumple con la relación (2.31) entonces podremos obtener información de desplazamiento, con $S_d = 100 \text{ mV}_p/(\text{in.})$ a partir de un sensor de

velocidad de $100 \text{ mV}_{pp}/(\text{in./s})$. Eligiendo un valor arbitrario de $C=0.1 \mu\text{F}$, entonces $R_1=5 \text{ k}\Omega$ y la frecuencia a la cual la ganancia del integrador es unitaria será:

$$f_{\text{unit}} = 1/(2 RC) = 318.31 \text{ Hz.}$$

El circuito resultante aparece en la figura 2.10.

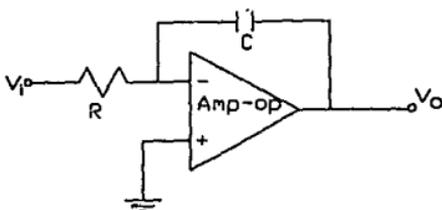


Figura 2.10. Integrador

b) Conversión de velocidad ($S_v=500\text{mV}_{pp}/(\text{in./s})$) a desplazamiento ($S_d=100\text{mV}_p/\text{mil}$).

Haciendo un proceso análogo al anterior y partiendo de (2.28) obtenemos las relaciones:

$$d_{vp} = 500A/(wRC) e^{j(wt+90)} \text{ mV}_{pp} \quad \text{y}$$

$$d_{vt} = 200000A/w e^{j(wt+90)} \text{ mV}_{pp}$$

de modo que ahora:

$$1/(RC) = 400$$

En este caso, si mantenemos $C=0.1 \mu\text{F}$, $R_2=25 \text{ k}\Omega$, la frecuencia a la cual la ganancia es unitaria corresponde en este caso a $f_{\text{unit}} = 63.66 \text{ Hz}$.

Con esto, el circuito permitirá simular un sensor de desplazamiento de $100\text{mV}_p/\text{mil}$ a través de uno de velocidad de

500mV_{pp}/(in./s).

2.3.2. Conversión de aceleración a velocidad

En el caso de transformar la señal de aceleración a velocidad, sólo utilizaremos un caso de integración, ya que el transductor que más comunmente se usa es el de sensibilidad $S_a=100\text{mV}_{pp}/G$ en donde G representa el valor de la aceleración de la gravedad (9.81m/s^2). La conversión se hará para simular el sensor de velocidad de $100\text{mV}_{pp}/(\text{in./s})$.

-Proceso teórico: sea la señal

$$a=B e^{j\omega t} \text{ in./s}^2 \quad (2.32)$$

Integrando esta expresión y anteponiendo un signo negativo se llega a:

$$v_t = B/\omega e^{j(\omega t+90^\circ)} \text{ in./s}$$

que a través del sensor de velocidad especificado:

$$v_{vt} = 100B/\omega e^{j(\omega t+90^\circ)} \text{ mV}_{pp} \quad (2.33)$$

-Proceso real: la señal original, (2.32), se hace pasar por un sensor de aceleración de $100 \text{ mV}_{pp}/G$:

$$a_p = 100B e^{j\omega t} (1G/9.81\text{m/s}^2) (1\text{m./}39.3701\text{in.}) \text{ mV}_{pp}\text{in./}(G\text{s}^2)$$

$$a_p = 0.2589193B e^{j\omega t} \text{ mV}_{pp}$$

que a través de un integrador se convierte en:

$$v_{vp} = 0.2589193B/(\omega RC) e^{j(\omega t+90^\circ)} \cdot \text{mV}_{pp} \quad (2.34)$$

Igualemos (2.33) y (2.34) para obtener:

$$0.2589193B/(\omega RC) = 100B/\omega \quad \delta$$

$$1/(RC) = 386.2207$$

Conservando nuestro valor de $C=0.1 \mu F$, $R_3=25.891 k\Omega$ y la frecuencia de ganancia unitaria es $f_{unit} = 61.47 Hz$.

Estos son los tres tipos de integrador con los que cuenta el equipo; ahora bien, sólo uno de ellos será el utilizado en la adquisición de una señal o quizá ninguno si es que no se desea hacer la integración. Es por ello que debe diseñarse la forma de poder obtener estas características; afortunadamente, un solo integrador dispuesto en un arreglo sumador y varios interruptores analógicos nos permiten llevar a cabo estas funciones y controlarlas a través del sistema digital.

2.3.3. Interruptores analógicos

Normalmente estos dispositivos se encuentran encapsulados en un solo circuito integrado y por lo general se desarrollan a partir de transistores de efecto de campo que, aunque no tienen la rapidez de los bipolares, su consumo es mucho menor y funcionan prácticamente como un interruptor convencional.

El objeto de esta sección no es exponer el funcionamiento de los FETS usados como "switches", de modo que se asumirá su función como una caja negra.

El dispositivo seleccionado es el CD4016, que posee un rango suficientemente amplio para el manejo de nuestras señales analógicas (hasta $\pm 7.5 V_p$), baja resistencia óhmica cuando el interruptor está cerrado, alta impedancia en la

entrada de control, baja distorsión y capaz de manejar señales de hasta 40 MHz. Además presenta 4 "switches" independientes en un circuito de 14 terminales.

Debido a que se manejan señales bipolares, el interruptor tiene que operar en todo el rango de la señal, esto es, para variaciones que van desde +5V hasta -5V; debido a esto el voltaje de control para cada interruptor deberá ser de +5V para interruptor abierto y -5V para cuando esté cerrado. Puesto que el sistema digital sólo entrega valores binarios correspondientes a +5V y 0V, debemos acondicionar o modificar la salida para que cuando exista un potencial de 0V, el control del interruptor aparezca con un valor de -5V.

El uso de comparadores convencionales permite realizar esta función. Si un amplificador operacional se usa de manera que la terminal inversora se mantenga a un potencial fijo de 2.5V y la terminal no inversora se conecte a la salida binaria, entonces al tener $V_+ = 5V$, la salida corresponderá al valor de saturación positiva del amplificador, es decir, +5V. Si por el contrario, $V_+ = 0V$, entonces el comparador conmutará en su salida al voltaje de saturación negativa, -5V. La figura 2.11. ilustra la configuración descrita.

Debido a que no se requiere gran precisión en los comparadores, pueden utilizarse operacionales de bajo consumo convencionales como el LM324. Además, como en un

solo circuito hay cuatro amplificadores, cada uno de ellos se puede usar para los 4 interruptores que contiene el

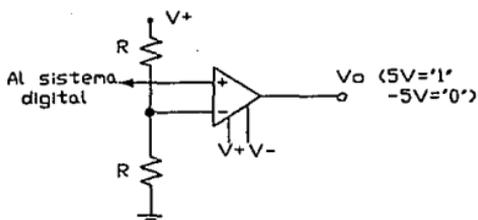


Figura 2.11. Comparador para el manejo del interruptor analógico

CD4016.

2.3.4. Configuración del sistema de integradores

Se había mencionado antes que es posible realizar varios circuitos de integración utilizando un solo operacional y una configuración sumadora. Esto permite aprovechar un mismo circuito integrado para varias funciones, lo que redundante tanto en optimización de espacio como en costo.

Por otro lado, debemos tomar en cuenta que existe la opción de no efectuar la integración si así lo define el usuario, de modo que uno de los caminos posibles de la señal debe ser "saltar" el circuito integrador para continuar a la siguiente etapa. Además, hay que recordar que si bien dicho integrador actúa también como inversor, lo mismo debe hacerse con una señal que no ha sido integrada, con objeto de conservar la misma fase en uno u otro caso.

Así que aquella señal que no ha sido integrada debe

pasar por un amplificador inversor de ganancia unitaria y posteriormente unirse a la salida del integrador a través de un sumador, también de ganancia unitaria para cada una de sus dos entradas. La configuración básica se muestra en la figura 2.12.

Hay varias observaciones alrededor de este esquema. Primeramente, los dispositivos marcados con A deben ser amplificadores de precisión puesto que son los que manejan la señal de vibración. Para ello se utiliza el operacional AD547, que es de muy bajo consumo y especialmente diseñado para aplicaciones de instrumentación. Además, en el caso del sumador, se introduce un potenciómetro en las terminales adecuadas que permite eliminar cualquier voltaje de desvío. Las especificaciones de componentes pueden consultarse en los manuales correspondientes.

Por otro lado, existe un interruptor "E" que se encuentra en paralelo con el capacitor de integración. El objeto de éste es el de iniciar el proceso bajo condiciones iniciales nulas, es decir, el condensador se descarga antes de integrar y posteriormente el interruptor se abre para iniciar la integración. Una vez adquirida la señal, y al momento de iniciar el siguiente proceso, el capacitor vuelve a descargarse (cerrándose el interruptor a través de "E") y permitiendo así integrar nuevamente con condiciones iniciales nulas, una vez que se volvió a abrir el interruptor.

Los otros cuatro "switches", "A", "B", "C" y "D" se

seleccionan para que sólo uno de ellos esté cerrado a un mismo tiempo, con el fin de que se logre la integración con

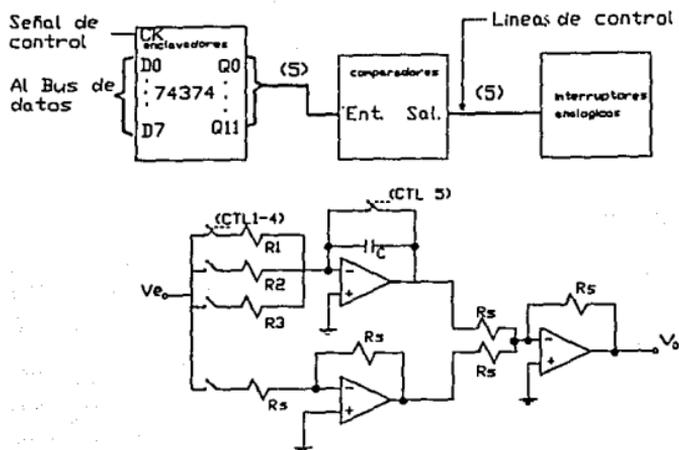


Figura 2.12. Configuración de los integradores para un canal de adquisición

la escala adecuada o bien saltar esta opción a través del interruptor "D".

También hay que tomar en cuenta que existe un pequeño valor de resistencia cuando el interruptor se encuentra cerrado. Este valor se pone en serie a las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_s (ver figura 2.12) según el caso. Entonces, éstas deben ajustarse de tal manera que igualen el valor calculado para cada una al sumarse con la resistencia del interruptor encendido o cerrado.

El sumador final sólo podrá tener presente una señal

en alguna de sus dos entradas, mientras que la otra debe permanecer en cero ya que la señal original sólo podrá atravesar uno de los 4 interruptores, pero siempre alguno de ellos.

Para la interfaz al sistema digital se utiliza un circuito de la serie 74, que es el 374. Consiste en 8 "flip flops" o enclavadores tipo D con entrada común de reloj. La señal de control proveniente de algún puerto de salida del sistema se conecta a este reloj de modo que al momento en que ocurre una transición positiva los datos presentes a la entrada conectada al "bus" de datos, aparecen en la salida programando así la etapa de integración. Las variaciones posteriores que haya en dicho canal de datos no influyen en las salidas de los enclavadores puesto que éstos sólo se afectan cuando hay transiciones positivas en la señal de control, que debe ser adecuadamente decodificada del "bus" de direcciones que emite el procesador. Información más detallada acerca de esta decodificación se localiza en el apéndice A y los diagramas completos de la circuitería, en el B.

Por último, debemos recordar que el equipo posee 2 canales de adquisición. Al momento de elegir la opción de integración adecuada al caso, ambos canales serán programados en forma idéntica. Esto quiere decir que puede utilizarse una sola interfaz al sistema digital (incluyendo los comparadores) para controlar los 2 canales que constan, cada

uno, de interruptores, integrador, inversor unitario y sumador.

2.4. CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL

En el capítulo 1 se abordó en forma general el tema de la conversión A/D: algunos principios fundamentales y estructuras básicas. En esta sección discutiremos acerca de un solo tipo de convertidor, por ser el utilizado en el equipo; detallaremos las funciones y características del circuito integrado que para este fin se ha adquirido e inicialmente definiremos algunos términos que especifican el desempeño de un convertidor A/D.

2.4.1. Definiciones fundamentales

Para poder elegir correctamente un convertidor deben conocerse sus características y qué es lo que significa cada una de ellas, a fin de que esta elección sea la más adecuada a las exigencias del diseño. Existen gran cantidad de parámetros en torno a un convertidor A/D; puesto que nuestro objetivo no es el análisis de estos circuitos, sólo mencionamos aquí los más importantes.

a) Exactitud absoluta. Se define como un error en la exactitud absoluta de un convertidor A/D , para un código específico en la salida, como la diferencia entre la entrada analógica existente y la que teóricamente debería de estar presente para producir dicho código. Como existe una banda

finita de voltajes analógicos que producen un cierto código a la salida, el valor teórico se refiere al punto medio de esa banda. Si por ejemplo un convertidor de 12 "bits" produce teóricamente un código igual a 1000 0000 0000 para una entrada de 5V, y en realidad este valor binario aparece cuando la entrada varía entre 4.997V y 4.999V, el error absoluto será de $|\frac{1}{2}(4.997 + 4.999) - 5| = 2\text{mV}$. Las fuentes de error más comunes en este parámetro son mala calibración de ganancia, errores de linealidad y ruido.

b) Exactitud relativa. Este valor se expresa en %, partes por millón o fracciones del "bit" menos significativo. El error de exactitud relativa es la desviación del voltaje analógico, a cualquier código (relativo al rango total de la señal analógica) de su valor teórico (relativo a ese mismo rango). Como, idealmente, los valores análogos discretos (puntos medios) que corresponden a códigos digitales forman una línea recta, el peor caso se interpreta, para un convertidor lineal, como una medida de su alinealidad.

c) Tiempo de adquisición. En un circuito de muestreo y retención, es el tiempo que transcurre desde que se ordena adquirir la señal hasta que ésta alcanza su valor correcto en dicho circuito.

d) Tiempo de apertura. Se refiere al tiempo que transcurre desde que se indicó que se hiciera la retención del valor hasta que el interruptor del circuito M/R se abre

completamente.

e) Incertidumbre en la apertura. Es el rango de variación que existe en el tiempo de apertura. Si este último es conocido, el error en el muestreo será introducido por este parámetro.

f) Aislamiento entre canal y canal. En convertidores múltiples, es la porción de señal analógica de uno de los canales que aparece en la salida de otro. Se expresa en forma logarítmica (dB).

g) Amplitud del código. Se define como el rango de valores analógicos que a la entrada de un convertidor A/D producirán una salida o código específico. Este valor se obtiene como el voltaje equivalente a 1 BmS ("bit" menos significativo) del total de la escala. Si por ejemplo se tiene un código de 12 " bits" y un rango total de entrada de 10V, el ancho de un código es $10V/2^{12} = 2.44mV/código$. El ruido estrecha el valor efectivo de este parámetro, pero generalmente no debe ser menor a $\frac{1}{2}$ BmS ni mayor a $1\frac{1}{2}$ BmS.

h) Tiempo de conversión. Es simplemente el tiempo total que transcurre para que el convertidor entregue un código, y se mide a partir de la orden de inicio de conversión.

i) Velocidad de conversión. Se refiere a qué tan rápido es un convertidor y normalmente es el inverso del parámetro anterior, aunque ciertos dispositivos pueden operar aún a mayor velocidad debido a que mientras una

conversión está en proceso, se está ya adquiriendo la siguiente.

j) Cruzamiento ("crosstalk"). Este término se refiere a la pérdida que experimenta la señal, normalmente por la capacitancia existente entre circuitos o canales de un sistema, y se determina por los parámetros de impedancia del circuito físico, por lo que adicionalmente depende de la frecuencia.

k) Rango de plena escala (RPE). Es aquella magnitud de voltaje, corriente u otro parámetro de que el "bit" más significativo (BMS) representa exactamente la mitad. Es independiente de la resolución y el valor del BmS expresado en función de esa magnitud se obtiene como $RPE/2^n$, donde n es el número de "bits" del convertidor.

l) "Bit" menos significativo (BmS). En un sistema en el que una magnitud se representa por una serie de dígitos binarios, el BmS es aquel que lleva el menor valor, y representa una 2^{-n} parte del RPE si lo traducimos a cantidad analógica. En otras palabras, es el menor cambio que puede detectar un convertidor.

m) Linealidad. El error de linealidad en un convertidor se expresa en porcentaje o en partes por millón del RPE, o en fracciones del BmS, y consiste en la desviación de los valores analógicos que, en una gráfica de las conversiones, habría de una línea recta.

n) Linealidad diferencial. En un convertidor A/D, los

puntos medios entre dos códigos adjuntos deben estar separados por 1 BmS. Este término se refiere a la desviación que existe entre la diferencia real de estos puntos medios y 1 BmS, para códigos adjuntos. Si esta desviación es igual o mayor al BmS, habrá códigos faltantes. Normalmente se especifica como monotonicidad o ausencia de códigos faltantes.

o) Códigos faltantes. Se dice que un convertidor A/D tiene códigos faltantes cuando la transición del punto medio de un valor analógico al siguiente no produce cambio al próximo código, sino a otro más alejado.

p) "Bit" más significativo (BMS). En un sistema en el que una magnitud se representa por una serie de dígitos binarios, el BMS es aquel que lleva el mayor peso o valor, y corresponde en forma, en forma absoluta, a la mitad del RPE.

q) Resolución. Un convertidor de n "bits" debe ser capaz de entregar 2^n códigos diferentes a la salida, lo que define su resolución. El menor valor de variación en la entrada que puede registrar un convertidor A/D está dado por una 2^{-n} fracción del RPE.

r) Estabilidad. Este término se aplica a la insensibilidad del convertidor a efectos externos como temperatura y paso del tiempo.

s) Ajuste del cero. En un convertidor A/D, consiste en lograr que la transición del código nulo (ceros) al BmS ocurra, para un convertidor unipolar, en $\frac{1}{2}(2^{-n})$ de la escala

total. Por ejemplo, si ésta es de 10V, para 12 "bits" dicha transición deberá ocurrir en 1.22mV. En el caso de un convertidor bipolar, este valor se obtiene con la expresión $1 - 2^{-n}$ del valor más bajo de la escala.

2.4.2. Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas

Este tipo de dispositivo es ampliamente usado, especialmente para interfaces con computadoras, ya que son capaces de manejar una alta resolución (16 "bits") y gran velocidad (1 MHz). El tiempo de conversión es fijo e independiente del voltaje de entrada; además, cada conversión es individual puesto que la lógica interna se inicializa cada vez que comienza el proceso.

Algunos convertidores incluyen salidas de 3 estados y controles por medios digitales para facilitar las interfaces. Estas salidas de tres estados permiten que, adicionalmente a las condiciones binarias de "1" y "0" exista una desconexión del sistema, como si esas salidas no estuviesen presentes; esto permite a muchos dispositivos compartir las mismas líneas o "bus" de datos y sólo aquel que esté habilitado (a través del control del procesador) podrá usar dichas líneas.

Esta técnica de conversión consiste en comparar el voltaje desconocido de entrada con el producido por un convertidor D/A muy preciso y cuyas entradas son justamente la salida del A/D. El proceso de conversión es muy similar a

un sistema en el que, a base de distintas pesas de valores de fracciones binarias, se requiere encontrar el peso en la forma más aproximada; por ejemplo de 1/2 kg., 1/4 kg., 1/8 kg., 1/16 kg., etc., para conocer pesos de hasta 1 kg.

Una vez que se ha indicado que inicie la conversión y que el dispositivo ha sido inicializado, la salida del BMS del convertidor D/A, que representa la mitad de la escala total, se compara con el voltaje de la señal de entrada; si éste es mayor al BMS, permanecerá encendido ("1") y entonces el siguiente "bit" (1 de toda la escala) es probado. Si por el contrario el valor de entrada fuera menor que el BMS, entonces éste se apagará ("0") y de cualquier manera continúa con el siguiente "bit". Si este segundo "bit" no añade suficiente peso como para exceder el voltaje de entrada, entonces permanece en estado alto y se sigue con el tercero, pero si se pasa, entonces se regresa a "0" y continúa de todos modos con el tercero. El proceso sigue en orden descendente al peso de cada "bit", hasta llegar al BMS. Lo interesante es que no importando el valor de entrada, esta operación de comparaciones siempre se realiza, desde el primer "bit" hasta el último.

Una vez que finaliza, una línea de estado ("status") cambia de valor indicando que la salida es válida y que el código presente corresponde a la magnitud de la señal de entrada.

En la figura 2.13 aparece un diagrama a bloques de

un convertidor analógico digital de aproximaciones sucesivas.

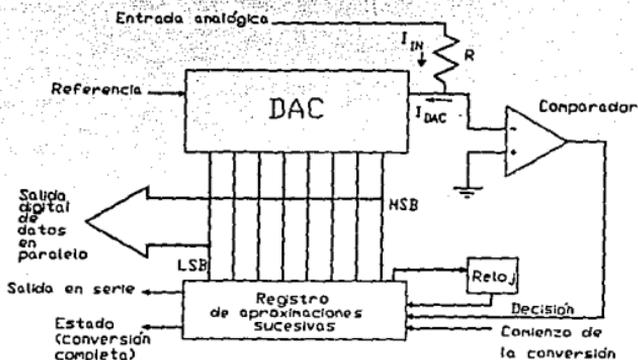


Figura 2.13. Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas

En este circuito, la entrada no debe cambiar durante la conversión; si así fuera, la salida no podría representar con exactitud el valor analógico, como si al momento de estar calculando con las pesas de $1/2^n$ kg., el otro lado de la balanza no fuera constante. Para evitar que ocurra esto es que se utilizan los circuitos de muestreo y retención, previamente descritos.

La exactitud, linealidad y velocidad del sistema de conversión son afectadas primordialmente por las características del dispositivo D/A y el comparador; para la fabricación de un convertidor A/D bipolar, así también tendrá que

ser el D/A, utilizando las escalas apropiadas.

2.4.3. El convertidor A/D AD1334

En esta sección describiremos las características generales de este circuito, que es el utilizado en el equipo de adquisición, así como de los elementos principales de la interfaz al sistema digital. No entraremos en los principios de las tecnologías de su fabricación puesto que cae lejos de los objetivos de este trabajo.

El AD1334 es un convertidor analógico digital de 12 "bits" con capacidad de hasta cuatro canales de entrada que pueden convertirse en forma simultánea (visto como bloque funcional) o bien independientemente.

La figura 2.14 muestra un diagrama a bloques del dispositivo. En él podemos ver que existe una interfaz completa al sistema digital, manejada por un controlador interno; cuatro canales de entrada, cada uno con su circuito de M/R y multiplexados hacia un solo convertidor A/D. Los canales pueden convertirse, como se ha mencionado, en forma simultánea o independiente, según el manejo de las entradas de muestreo para cada uno y de la terminal SIMULT. Se requiere de un reloj externo para manejar todas las funciones en forma adecuada y además cuenta con una memoria de hasta 32 conversiones que se controla a través de una palabra binaria entregada a través de la interfaz.

El controlador permite que el AD1334 aparezca como un dispositivo de 4 canales independientes, generando todas las señales necesarias para asegurar que la entrada muestreada

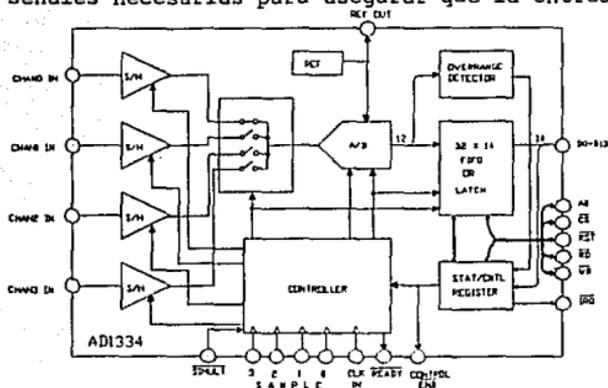


Figura 2.14. Diagrama a bloques del convertidor AD1334

se digitalice a su código de 12 "bits". En el momento en que se recibe el comando de conversión, se coloca al circuito M/R correspondiente en el modo de retención hasta que se realiza su conversión cuando así lo dispone el controlador. La entrada muestreada pasa por el multiplexor y luego es digitalizada. Una vez hecho esto, el M/R regresa al modo de muestreo para poder adquirir el siguiente valor. Estos circuitos de muestreo y retención tienen un mínimo valor de tiempo en la apertura para así optimizar su velocidad, sobre todo para aplicaciones en muestreos simultáneos.

Se pueden convertir señales en el rango de $\pm 5V$ y a una velocidad de hasta 67 kHz para un canal o bien dos en

modo independiente. En el caso de 2 canales simultáneos, se pueden lograr velocidades de conversión de hasta 46 kHz, cuando la frecuencia del reloj del controlador es máxima.

La transferencia de los datos o resultados de las conversiones se controla a través de una señal de interrupción que se puede generar bajo distintas condiciones según se haya programado inicialmente: cuando la memoria está llena (32 conversiones), a la mitad (16 conversiones) o simplemente cuando cada conversión está lista. Además, esta interrupción puede detectarse a través de la línea dedicada a este fin o bien leyendo el registro de estado.

En el caso del equipo de adquisición se genera una interrupción cuando existen 16 conversiones. De esta forma, éstas son leídas mientras, al mismo tiempo, continúa el proceso de conversión. Es evidente que la lectura de estos 16 valores es mucho más rápida (porque así lo permite la interfaz) que la conversión de los siguientes 16, de otra forma llegaría un momento en que la memoria del convertidor se llenaría y se perderían códigos. Con esta técnica, es posible convertir hasta 2048 muestras en forma continua, de 1 ó 2 canales en forma simultánea, lo que permite reconstruir adecuadamente las señales, siempre que la velocidad del muestreo haya sido la correcta.

La rapidez de conversión depende directamente del reloj externo que se aplica a la terminal CK, ya que cada proceso está definido en función de 18 ciclos de este reloj;

además, una vez finalizada la conversión debe darse tiempo a que el circuito M/R adquiera la siguiente muestra. Este tiempo está especificado como 7.5 μ s. Así, para efectuar la conversión de dos canales simultáneos, la frecuencia de muestreo debe tener un período de al menos 36 ciclos del reloj principal más el tiempo de adquisición de 7.5 μ s. Específicamente, el equipo usa un reloj de \approx 2.4 MHz, lo que significa que la conversión de un solo canal puede realizarse a una velocidad máxima de $1/(18*(1/2.4\text{MHz})+7.5\mu\text{s})$ ó 66.66 kHz. Este valor es meramente teórico e inclusive hay posibilidad de hacer el muestreo hasta a 100 kHz, ya que el tiempo de adquisición del M/R no siempre es de 7.5 μ s, sino que puede ser considerablemente menor, dependiendo de la rapidez de variación de la señal de entrada. Para dos canales simultáneos, la máxima velocidad de conversión es $1/(36*(1/2.4\text{MHz})+7.5\mu\text{s})= 44.44$ kHz, que se acerca a la especificación máxima para dos canales (46 kHz) ya que el reloj (CK) no se está utilizando a su máxima capacidad, que es de 2.5 MHz.

El reloj de muestreo se controla a través de un generador de frecuencias, que se discute en la siguiente sección. Lo importante aquí es que esta frecuencia de muestreo puede ser seleccionada por el usuario, desde un valor tan bajo como 500 Hz, hasta 100 kHz para un solo canal, dependiendo de la información que se quiera obtener de la señal así como de su frecuencia; así mismo, el número

de canales a convertir y la cantidad de muestras que se toman de cada canal son elegidos antes de iniciar el proceso.

La figura 2.15 muestra un diagrama simplificado de la conexión del circuito a todo el conjunto. Las terminales de

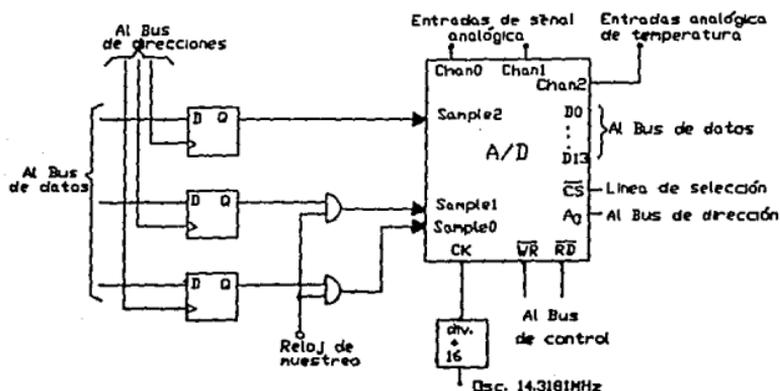


Figura 2.15. Diagrama a bloques de la interfaz del convertidor al sistema digital

muestreo de los canales 0 y 1 están conectadas a un habilitador individual para cada canal, diseñado a través de un "flip flop" tipo D y una compuerta AND. Si un canal va a ser convertido, entonces se envía un "1" a través de dicho enclavador y aparece en la entrada de la AND, habilitándola; si no se va a efectuar conversión, entonces un "0" inhabilita la compuerta. Las salidas de los enclavadores siempre están en "0" a menos que se les ordene lo contrario.

En la otra entrada de esta compuerta AND está el reloj de muestreo; dicho reloj aparece a la salida de la misma y por tanto a la entrada de la terminal "SAMPLE" del convertidor, siempre que esté habilitado por el sistema anteriormente descrito. Este reloj de muestreo permite iniciar la conversión con una transición positiva; ahora bien, esta señal debe permanecer en estado alto todo el tiempo que dure la conversión, es decir 18 ciclos de reloj para 1 canal ó 36 para 2 en forma simultánea. La transición negativa debe ocurrir ya que pasó este tiempo pero procurando que sea antes de que el M/R termine de adquirir el siguiente valor; esto es, una vez que terminó la conversión, no deben transcurrir más de 7.5 μ s para que ocurra la caída al estado bajo; la siguiente transición positiva (o siguiente muestreo) puede ocurrir en cualquier momento posterior, según la frecuencia de muestreo deseada, pero sin exceder el máximo permitido.

Puesto que las exigencias de tiempos para el muestreo son precisas y no es posible usar una señal que únicamente cumpla con la frecuencia de muestreo, se utiliza un generador de frecuencias programable, que permite obtener las características deseadas para cada caso y a través del sistema digital.

En la figura 2.15 notamos el uso de un tercer canal; éste permite realizar la conversión de una señal cuyo voltaje representa una temperatura (el circuito utilizado

para este fin se explica en el capítulo correspondiente) pero por el momento sólo nos interesa que forma parte del sistema de conversión A/D. Puesto que para adquirir temperatura 1 muestra es suficiente, no necesitamos usar un reloj, sino que basta que la entrada de reloj de este canal se conecte a la salida de un "flip flop". Cuando se envía un "1" a través del "software" del sistema, toma la muestra y luego (pasado el tiempo adecuado) se regresa a "0" para finalizar la adquisición. Así el valor de temperatura ha sido digitalizado.

Cuando se efectúa un muestreo individual (un solo canal de señal) no existe problema para identificar los resultados de las conversiones puesto que todas provienen del mismo canal; en el caso de 2 señales en forma simultánea, tampoco existe problema ya que instantáneamente se da prioridad al canal 0, de modo que los resultados de las conversiones aparecen en forma alternada, comenzando por este canal. Esto quiere decir que cuando se convierten dos señales, el programa lee los resultados pero ya conoce de antemano que las muestras vienen alternadas y que por tanto debe separarlas para poder reconstruir ambas.

Por otro lado, puesto que se tiene una resolución de n "bits" y que el rango de la señal de entrada puede variar desde $-5V$ hasta $+5V$, lo único que hay que hacer para obtener el valor de voltaje de la señal original a partir del código que entrega el convertidor es:

$$V_S = (\text{Código}_{10}/2^n) * (\text{RPE}) - 5V \quad (2.35)$$

donde n es el número de "bits" y RPE es el rango a plena escala, en este caso, 10 V.

Así por ejemplo, si el convertidor entrega una salida 0000 0000 0000 (todos ceros) entonces el voltaje de la señal original corresponde a

$$V_S = (0/2^{12}) * 10V - 5V = -5V.$$

Para el caso de "1" en todos los "bits" de salida,

$$V_S = 4.9975V.$$

Si expresamos en voltaje la resolución del convertidor, ésta se obtiene como:

$$\text{RPE}/2^n = 10V/2^{12} \text{ códigos} = 2.4414\text{mV/código}$$

Idealmente, el punto medio de la banda de valores analógicos para el código inicial (ceros) se localiza en $2.4414\text{mV}/2 - 5V = -4.9987793V$, y para el código adjunto, 0000 0000 0001 este valor será

$$-4.9987793V + 2.4414\text{mV} = -4.9963379V$$

y en forma generalizada,

$$V_{\text{med}}(n) = -4.9987793 + 2.4414\text{mV} * n \quad (2.36)$$

donde n es el código de salida, expresado en forma decimal, de modo que para el código más alto, el voltaje de la banda se localiza en el punto contrario al de "todos ceros", es decir, en 4.9987793V.

Las hojas técnicas del dispositivo pueden consultarse en el manual; la conexión completa está en el apéndice B.

Podemos notar que una de las terminales del converti-

dor está etiquetada como ENB. Esta funciona para que, cuando está aterrizada, el controlador está permanentemente habilitado permitiendo así conversiones en forma continua. La terminal SIMULT, al estar conectada a tierra, coloca al convertidor en modo simultáneo. De otra forma, estaría en modo independiente que es evidentemente más rápido que el primero en los casos en que se desea convertir más de un canal, pero que requiere de un reloj sincronizado e individual para cada entrada lo que representa mayor costo y espacio utilizado, que no compensa lo que se puede ganar en velocidad de conversión, sobre todo porque las señales de vibración que se manejan no son de muy alta frecuencia. Por ello, se elige el modo simultáneo, en el cual los M/R se mantienen en retención hasta que las entradas de todos los canales a convertir han sido digitalizadas completamente, lo que resulta en un mejor aislamiento entre canal y canal.

Por simplicidad, la señal de interrupción se lee a través de la palabra de estado del convertidor, de tal manera que cuando se detecta que existen ya 16 muestras listas, éstas se leen y almacenan, para nuevamente esperar por las siguientes 16.

El reloj principal se obtiene a partir del oscilador que aparece en el "bus" del sistema y cuya frecuencia es de 14.3181 MHz. Simplemente se hace pasar por un circuito, el 7492, que divide entre 6 esta frecuencia y entrega una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 50% para obtener así un

reloj de 2.38635 MHz. Es importante conservar dicho ciclo de trabajo puesto que el convertidor acepta como mínimo un tiempo de 200 ns., tanto en estado bajo como alto para la terminal CK.

El sistema digital tiene versatilidad gracias a la entrada A_0 . Este permite que, cuando su valor sea "1" los datos del "bus" del convertidor corresponden a una palabra de control, en caso de escritura, y de estado en caso de lectura. Si por el contrario $A_0="0"$, sólo puede haber lectura y ésta corresponde a los resultados de las conversiones, para los 12 "bits" más bajos, y al identificador del canal de donde proviene la conversión que se está leyendo, para los "bits" D_{12} y D_{13} . Estas lecturas pueden hacerse en un solo ciclo puesto que el sistema usa un canal de 16 "bits".

La terminal CS se conecta a alguna dirección decodificada, pero teniendo en cuenta que debe tener libertad para que A_0 tome ambos valores y el dispositivo siga seleccionando. Para mayor detalle respecto a la decodificación ver el apéndice A. Las terminales RD y WR están directamente acopladas al "bus" de control y dada la rapidez de acceso al convertidor, éste aparece como memoria para el procesador y no tiene ningún problema en cuanto al ajuste de tiempos para las señales del sistema, a pesar de que éste trabaja a 12 MHz (los tiempos mínimos de lectura y escritura del convertidor son 25 y 15 ns., respectivamente, mientras que un

ciclo de reloj del sistema equivale a 83.33 ns.).

Los requisitos de alimentación son de +5V para la sección digital (5mA) y de $\pm 12V$ para la parte analógica ($\pm 33mA$), que se obtienen a partir de convertidores DC/DC, que se detallan en el capítulo correspondiente a la alimentación del sistema.

Finalmente, la palabra de control permite programar al dispositivo para que interrumpa cuando las conversiones estén listas por grupos de 16, 32 ó bien individualmente (inhabilitando así la memoria). También habilita la capacidad de interrupción cuando se llegara a sobrepasar el rango del convertidor en la entrada. La palabra de estado contiene la información de esas interrupciones así como también del caso en que se haya sobrescrito en la memoria por no haberla leído oportunamente.

También, es importante mencionar que para un funcionamiento correcto debe existir una fuente de alimentación estable y utilizar una tierra común para todos los voltajes presentes; el uso de un plano de tierras permite un conducto de baja resistencia e inductancia para que las corrientes regresen a su fuente. Existen tres terminales de tierra en el convertidor: para el sistema digital, para la alimentación de la sección analógica y para la señal(es) de entrada; todas deberán conectarse a un mismo plano. Los capacitores utilizados en las terminales de alimentación proveen la corriente instantánea requerida, así como filtrado de altas

frecuencias, colocándoseles tan cerca como sea posible del propio convertidor; su valor es el especificado por el fabricante en las hojas técnicas.

2.5. GENERADOR DE FRECUENCIAS PROGRAMABLE

En la sección anterior, indicamos que para el funcionamiento del convertidor A/D se requiere de un reloj o señal que efectúe el muestreo y cumpla con ciertas características en cuanto a los tiempos de estado bajo y alto, lo que incluye naturalmente la frecuencia del muestreo.

Para ello se utiliza un circuito, el COP452 de National Semiconductor, que a través de una interfaz al sistema digital puede generar una onda rectangular con una cierta frecuencia y un determinado ciclo de trabajo.

El dispositivo se comunica al sistema a través de una línea de selección (CS), una entrada para el reloj interno que controla todas sus funciones (CK), una línea que recibe los datos así como las instrucciones que permiten al circuito ejecutar diversas tareas (DI) y otra línea que sincroniza la entrada de esos datos (SK).

El COP452 puede efectuar varias funciones; aquí sólo describiremos aquella que nos interesa, y que se refiere a la capacidad que tiene para generar señales de frecuencias específicas.

En forma general, el circuito tiene diez instrucciones distintas, así como 11 modos de operación, que se le

transmiten a través de una palabra de 6 "bits"; esta información se envía a través de la terminal DI, comenzando por el "bit" más significativo y, puesto que éste es siempre igual a "1" también se interpreta como un "bit" de inicio. El segundo "bit" distingue entre modo o instrucción y los otros 4 contienen la información de lo que se ordena o programa en el dispositivo, que tienen internamente 2 registros de 16 "bits" y 2 contadores con el mismo número de dígitos, organizados por parejas denominadas A y B. Para la generación de frecuencias, tanto registro como contador (A o B) son utilizados independientemente o bien en forma conjunta si es que se quiere controlar el ciclo de trabajo.

Cuando el COP se selecciona vía CS=0, éste aceptará datos a través de la entrada DI cada vez que ocurra una transición positiva en SK. Una vez programado, se regresa CS=1, pero el circuito continúa funcionando en el modo en el que se le indicó; es decir, CS sólo se coloca en estado bajo cuando se va a programar el modo o se dan instrucciones y datos, y durante el resto del tiempo el COP trabaja continuamente sin necesidad de distraer al procesador.

Para su operación, este circuito requiere de un reloj generado externamente y que maneja las funciones internas; su período funciona como base para la generación de distintas frecuencias; en el caso del equipo de adquisición, este reloj se genera a través de un cristal de 4 MHz, a fin de tener certeza en cuanto al valor de su frecuencia; el

crystal, un inversor y una red RC conforman dicho reloj. Posteriormente, un circuito contador, el 7492, divide la frecuencia entre 2 obteniendo así el reloj del COP que es de 2 MHz (f_{clk}). Interiormente el dispositivo divide este valor de f_{clk} entre 4 de manera que se obtiene una frecuencia interna de 500 kHz, que controla todas las funciones. A nosotros nos interesará el valor de 2 MHz ya que es el que se aplica en forma externa.

En el momento en que recibe alimentación, el circuito está en modo pasivo y no efectúa ninguna operación hasta el momento en que es programado. Lo primero que debe recibir es el modo en que va a trabajar y, posteriormente, las instrucciones que especifican lo que debe de hacer en ese modo. Para generar frecuencias como nosotros lo requerimos, se utiliza el modo 6, que es el llamado "Ciclo de Trabajo". Aquí el circuito genera una onda rectangular en su salida OA. El tiempo de estado alto se especifica en el contenido del registro A y el de estado bajo en el B. La relación que existe entre los contenidos de cada registro y la duración del pulso está dada por:

$$t_A = At \quad (2.37)$$

$$t_B = Bt \quad (2.38)$$

en donde A y B son los contenidos de los registros de 16 "bits", t es el período del reloj interno y t_A y t_B son los tiempos de estado alto y bajo respectivamente. El valor de t está definido por:

$$t = 4 / f_{clk}$$

y como en este caso $f_{clk} = 2 \text{ MHz}$, t tiene un valor de $2 \mu\text{s}$. Así, para obtener una frecuencia determinada en la salida OA,

$$f_{OA} = 1 / (t_A + t_B)$$

$$f_{OA} = 1 / (t(A + B))$$

$$f_{OA} = f_{clk} / (4(A + B)) \quad (2.39)$$

Esta última expresión nos permite relacionar el contenido de los registros A y B con la frecuencia que se obtiene en OA. Debe aclararse que el valor de los registros no puede ser cero y, como son de 16 "bits", su valor máximo es 65535. La mínima y máxima frecuencias obtenibles son:

$$f_{min} = 2 \text{ MHz} / (4(65535+65535)) = 3.81 \text{ Hz}$$

$$f_{max} = 2 \text{ MHz} / (4(1+1)) = 250 \text{ kHz}$$

Para la aplicación al equipo portátil, el tiempo de estado alto (t_A) está definido por la exigencia del convertidor A/D, y debe ser de 18 ciclos del propio reloj del convertidor para adquisición de 1 canal o 36 para 2. Como un ciclo de reloj del convertidor es $t_{A/D} = 1/2.4 \text{ MHz} = 0.4166 \mu\text{s}$, entonces los tiempos de estado alto para el muestreo de 1 y 2 canales son:

$$t_{H1} = 7.5 \mu\text{s} \text{ para un canal y}$$

$$t_{H2} = 15 \mu\text{s} \text{ para dos canales.}$$

Estos valores son los mínimos aceptables para el estado alto del reloj del muestreo. Podemos definir entonces que para el COP $A=4$ ($t_A=8\mu\text{s}$) para un canal y $A=8$ ($t_A=16\mu\text{s}$)

para dos canales.

Ahora lo que nos interesa es saber con que valor programar el registro B en función de la frecuencia que se quiera obtener en el muestreo. De la relación (2.39),

$$f_{OA} = 1/(t_A + Bt)$$

obtenemos

$$f_{OA} = 1/(t_A + 4B/f_{clk})$$

$$f_{OA} = f_{clk}/(4B + t_A f_{clk})$$

y despejando B,

$$B = (f_{clk}/4) * (1/f_{OA} - t_A) \quad (2.40)$$

Esta última expresión nos permite programar el dispositivo para obtener un valor de f_{OA} determinado, considerando $A=4$ para un canal y $A=8$ para dos. Podemos particularizar:

$$B_1 = (f_{clk}/4) * (1/f_{OA} - 8 \mu s) \quad (2.40 A)$$

$$B_2 = (f_{clk}/4) * (1/f_{OA} - 16 \mu s) \quad (2.40 B)$$

Es evidente que $1/f_{OA}$ debe ser mayor a t_A puesto que B debe ser un número positivo. Ahora bien, como además $B \geq 1$, y $f_{clk}/4 = 500\,000$ Hz,

$$1/f_{OA} - t_A \geq 1/500\,000 \text{ ó}$$

$$f_{OA} \leq 100 \text{ kHz para 1 canal y} \quad (2.41)$$

$$f_{OA} \leq 55.55 \text{ kHz para 2 canales} \quad (2.42)$$

Las mínimas frecuencias obtenibles están dadas por el valor máximo del registro B:

$$1/f_{OA} - t_A \leq 65535/(f_{clk}/4) \text{ ó}$$

$$f_{OA} \geq 7.629 \text{ Hz para 1 canal y} \quad (2.43)$$

$$f_{OA} \geq 7.628 \text{ Hz para 2 canales} \quad (2.44)$$

Puesto que el convertidor permite valores máximos de 67 kHz y 46 kHz en el muestreo de 1 y 2 canales respectivamente, las relaciones (2.41) y (2.42) nos indican que no existe problema para ello. Por otra parte, la frecuencia mínima de muestreo que maneja el equipo es de 500 Hz, tanto para uno como dos canales, aunque (2.43) y (2.44) nos dejan ver que se puede muestrear a frecuencias tan bajas como 8 Hz.

Así, el usuario indica la frecuencia de muestreo y el "software" se encarga de programar al COP adecuadamente a partir de la relación (2.40), particularizada para 1 ó 2 canales (2.40 A ó 2.40 B).

La forma de programar el dispositivo es la siguiente: se envía inicialmente la palabra de modo y luego se cargan los registros A y B con los valores adecuados. La secuencia es:

- a) Enviar la palabra de modo (6 "bits")
- b) Enviar la instrucción de cargar el registro A y dato del registro A (22 "bits")
- c) Enviar la instrucción de cargar el registro B y dato del registro B (22 "bits")

En total, 50 "bits" se envían en forma serial a través de la entrada DI para programar una forma de onda; cada uno de esos 50 "bits" entra al COP con una transición positiva de la línea SK.

Puesto que el procesador manda los datos en paralelo y el COP los recibe serialmente, es necesario introducir un registro paralelo serie, el 74165, que a su vez es controlado por pulsos enviados por el sistema, a través de un "flip flop" tipo D. La interfaz completa aparece en la figura 2.16.

El procedimiento es el siguiente: se envía la primera serie de 8 "bits" al registro paralelo serie, que a través de su línea SH/LO ("Shift/Load") permite cargar los datos que vienen por el "bus" del sistema, cuando su estado es bajo ("Load"). Este primer dato consiste en el modo de operación del COP, que como consta de sólo 6 "bits", los dos primeros son "0", ya que hay que recordar que el BMS que se carga al COP siempre debe ser "1".

Una vez cargado el dato en el registro, hay que

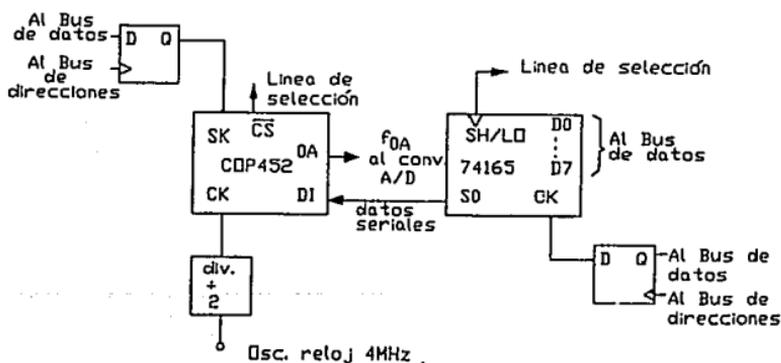


Figura 2.16. Diagrama a bloques de la interfaz del COP al sistema digital

vaciarlo al COP. Inicialmente, éste se habilita poniendo CS=0 a través del "flip flop" 7470, que está conectado a una línea de selección decodificada del "bus" de direcciones del sistema. La salida del 7470 está inicialmente en estado alto; al recibir un pulso en su entrada de reloj, conmuta a estado bajo poniendo CS=0 y permitiendo así programar el generador de frecuencias.

Ahora todo se maneja a través de los "flip flop" tipo D conectados al reloj del registro y a la terminal SK del COP: se envía un pulso que extrae el dato del registro por la línea SO (este pulso se recibe por la terminal CK del mismo registro y es originado en la salida del enclavador tipo D, que transmite un bit de la línea de datos del sistema a su salida; todo esto ocurre cuando el procesador ordena al "flip flop" transmitir dicho pulso). Una vez que sale el dato, ocurre un pulso en SK (de manera similar al pulso descrito para el reloj del registro) que permite que el COP reciba este dato a través de DI.

Este proceso se repite hasta que los 8 "bits" son leídos por el COP; después, se inhabilita éste poniendo CS=1 a través del 7470.

Hasta aquí se ha programado el modo; ahora deben enviarse tanto la instrucción que permitirá cargar el registro A del COP como el propio dato que irá en dicho registro. Se vuelve a habilitar el dispositivo con CS=0, cargamos el registro paralelo serie con la instrucción

adecuada, es leída serialmente y luego se carga otra vez el 74165, ahora con los 8 "bits" más significativos que contendrá el registro A del COP; son leídos por éste y al terminar, se envían los 8 "bits" restantes para que finalmente sean cargados al COP de la misma forma que todos los "bits" anteriores. Una vez hecho esto, se vuelve a inhabilitar el COP haciendo que CS=1.

Después de este proceso ha quedado cargado el registro A. Es necesario repetir ahora todo para el registro B; cuando esto ha sucedido, aparece instantáneamente la forma de onda programada en la salida OA del COP. Nada modificará esta señal hasta que el dispositivo vuelva a ser programado, ya sea con otro modo o bien modificando los contenidos de los registros.

El diagrama detallado de la interfaz se encuentra en el apéndice B y las especificaciones de los circuitos utilizados pueden verse en el manual adecuado. Las direcciones utilizadas para el manejo de estos circuitos a través de puertos de salida se detallan en el apéndice A.

2.6. ADQUISICION SINCRONA. MEDICION DE VELOCIDAD ANGULAR

El hecho de conocer la fase que mantiene una señal de vibración respecto a una referencia es una herramienta muy importante para el análisis de dicha vibración; es por ello que el equipo portátil se diseñó para poder iniciar la adquisición de la señal en base a alguna referencia, y que

es provista por una entrada de "tacómetro", que no es otra cosa que una señal eléctrica generada por algún tipo de sensor, en ocasiones, de desplazamiento. El proceso es colocar en el rotor o pieza que esté girando, alguna marca que pueda detectar el sensor, de modo que cada vez que esta marca es vista por dicho sensor, la señal que genera es un indicativo de que ha registrado la marca. Una señal típica se muestra en la figura 2.17.

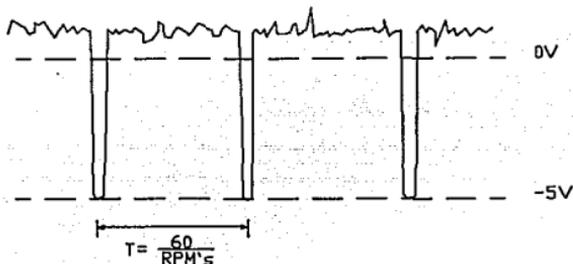


Figura 2.17. Señal típica de tacómetro

Para detectar que ha ocurrido una vuelta, se utiliza un comparador calibrado a cierto nivel límite, de manera que su salida sólo cambie de estado cuando efectivamente la marca del rotor cruce por el detector. El equipo consta de entrada de tacómetro para dos tipos de señal: con picos positivos o bien negativos, y tiene capacidad de medir hasta 30,000 RPM en forma confiable.

El proceso de medición se basa en un juego de contadores, que unidos entregan 20 "bits" proporcionales al valor de la velocidad de rotación; el objetivo es hacer que

los contadores inicien cuando se detecta un cruce por la marca del rotor (un pico en la señal, positivo o negativo según el tipo de sensor) y se detengan al siguiente cruce, así el valor de la cuenta puede relacionarse con el tiempo que tardó en dar esa vuelta, según la velocidad a la que se maneje el conteo, es decir, el valor de la frecuencia de la cuenta (f_{cuenta}).

La descripción del circuito es la siguiente: el detector de picos es un comparador, que entrega una señal que únicamente posee dos valores: 0V cuando no hay cruce y +5V en el momento en que cruza la marca; se dispone de dos comparadores, uno para cada tipo de sensor. En ausencia de señal, la salida de dichos comparadores es 0V; luego, estas salidas se suman (sólo uno tendrá señal, nunca los dos) con una compuerta lógica OR (7432) y se envía esto a un divisor de frecuencia, el 7473, que permite detectar el momento en que ha habido un cruce por la marca, ya que cada vez que hay una transición en su salida, no importa el sentido de dicha transición (positiva o negativa) es indicativo de que ha habido un cruce.

Así, el programa esta censando ("polling") la salida de este divisor y en el momento en que detecta una transición, ordena habilitar los contadores para que comiencen a medir el tiempo de una vuelta; cuando se detecta la siguiente transición, se detienen los contadores y se hace una lectura de los 20 "bits" que representan el tiempo que se

tardó en dar esa vuelta.

Son cinco circuitos 7493, conectados en cascada, los que forman el contador de 20 "bits", y se utilizan 3 "buffers" que aíslan la salida de los contadores del "bus" de datos, hasta que son leídos. Así, se hace primero una lectura de dos de dichos "buffers" (74244) que entrega los 16 "bits" menos significativos de la cuenta. La siguiente lectura, al tercero, entrega los 4 "bits" más altos. Es evidente que no es posible hacer la lectura completa en una sola vez, ya que el "bus" de datos del sistema es de 16 "bits".

Para habilitar e inhabilitar la cuenta, como se dijo antes, el programa debe censar el estado del 7473 y para ello se aprovecha una de las líneas libres del tercer "buffer" utilizado, ya que sólo se ocupan 4 "bits" de éste para la lectura del contador. El programa lee dicho "buffer" y hace una máscara para el "bit" que indica el estado del 7473. Cuando este "bit" tiene una transición se habilita la cuenta a través de un "flip-flop" cuya salida está conectada a una de las entradas de una compuerta AND (7404) junto con la señal que lleva la frecuencia que determina la velocidad de los contadores (f_{cuenta}). Es decir, la salida de dicho "flip-flop" es alta durante todo el tiempo que dura una vuelta; durante este tiempo, se habilita la AND para que permita que la f_{cuenta} llegue a los contadores. Así al finalizar el proceso, el estado de los contadores mantendrá

la siguiente relación con la velocidad angular:

$$\text{cuenta} = (60 * f_{\text{cuenta}}) / \text{RPM's} \quad (2.45)$$

Puesto que la máxima velocidad a medir son 30 000 RPM,

$$\text{cuenta}_{\text{mínima}} = f_{\text{cuenta}} / 500 \quad (2.46)$$

y la mínima velocidad es de 0.5 RPM:

$$\text{cuenta}_{\text{máxima}} = 120 * f_{\text{cuenta}} \quad (2.47)$$

Estas dos relaciones son importantes para determinar el valor que debe tener f_{cuenta} . Considerando que el contador es de 20 "bits", la cuenta máxima no puede exceder a 2^{20} , en tanto que la mínima debe ser tal que la variación de 1 BmS ("bit" menos significativo) no represente un porcentaje alto de variación en la velocidad medida. Esto se explica mejor con algunos ejemplos; si eligiéramos la $f_{\text{cuenta}} = 10 \text{ kHz}$, entonces

$$\text{RPM's} = 60\,000 / \text{cuenta} \quad (2.48)$$

En esta ecuación, para una cuenta máxima de 2^{20} , se podrían medir velocidades tan bajas como 0.05 RPM, sin embargo si tuviéramos una velocidad de 30 000 RPM la cuenta sería igual a 2. Una variación de 1 "bit" menos significativo en la cuenta (por ejemplo que en vez de 2 fuera 3) representa una variación de 10 000 RPM!, lo que nos quiere decir que para medir velocidades elevadas no es posible permitir que la cuenta sea muy baja.

Ahora supongamos que f_{cuenta} sea de 200 kHz. Resulta que

$$\text{RPM's} = 12\ 000\ 000/\text{cuenta} \quad (2.49)$$

y si se desea medir una velocidad de 30 000 RPM la cuenta sería de 400 y un cambio en un "bit" menos significativo no es muy importante (si cuenta fuera 401 la variación sería de 0.25%). Pero en el otro extremo, para una cuenta máxima de 2^{20} , la velocidad mínima medible es 11.44 RPM, que está muy por arriba de lo mínimo a detectar.

Para el equipo se seleccionó una frecuencia de cuenta de 50 kHz, que es generada a través de un operacional en configuración estable. Con esto, la fórmula que utiliza el programa para la conversión es

$$\text{RPM's} = 3\ 000\ 000/\text{cuenta} \quad (2.50)$$

Con esta frecuencia, el rango de velocidades medidas en forma confiable varía entre 3 y 30 000 RPM (esta última con una variación de $\pm 0.99\%$ por un cambio en el BmS); el llegar hasta el rango mínimo de 0.5 RPM implicaría forzosamente la presencia de al menos un contador de 4 "bits" adicional.

El circuito completo descrito aquí aparece en el apéndice B, y la figura 2.18. muestra un diagrama a bloques sencillo del esquema de funcionamiento.

2.7. TARJETA PROCESADORA DEL ESPECTRO LINEAL

Se ha agregado como opción una tarjeta independiente conectada al "bus" del sistema que permite realizar el cálculo del espectro lineal así como de la fase de la señal

(cuando existe referencia) ahorrando mucho tiempo en el procesamiento de la información y facilitando el programa que realiza estos cálculos.

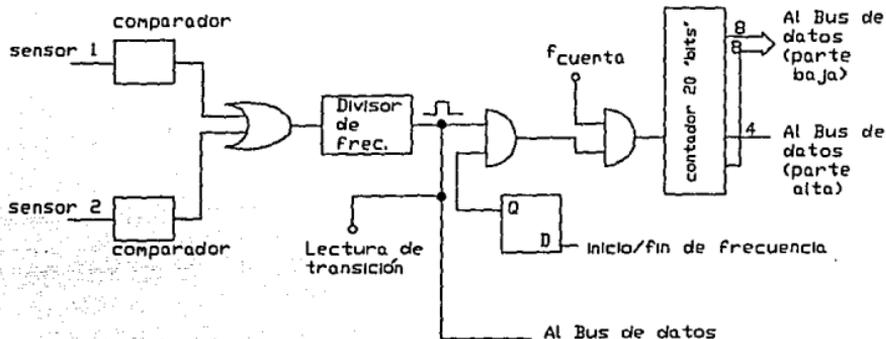


Figura 2.18. Diagrama a bloques del circuito detector de velocidad angular

Simplemente baste decir que el cálculo de un espectro, a través de un algoritmo como el FFT puede llevarse varios segundos (en un sistema de 12 MHz) mientras que lo mismo puede tomar algunos milisegundos si se realiza con una tarjeta dedicada al procesamiento de la señal digitalizada.

Es por ello que la inclusión de este elemento se justifica, ya que estamos hablando de un ahorro en tiempo de quizá más de diez mil veces; además el consumo de la tarjeta es bajo, no implica modificaciones en el diseño de equipo, el espacio que ocupa es mínimo y su costo no es elevado. Si

pensamos que el cálculo de un espectro se puede realizar en 2 milisegundos en lugar de 20 segundos, el ahorro es considerable, sobre todo si una ruta de mediciones requiere del cálculo de varios espectros y así tanto el cálculo de éstos como el de fase no sólo no representarán una carga de tiempo, sino que además proveerán de información muy importante para análisis posteriores.

CAPITULO 3 CARACTERISTICAS GENERALES DE LA TARJETA

"LITTLE BOARD /286"

3.1. EL MICROPROCESADOR 80286

Sería imposible el tratar de abarcar aquí todo lo referente al procesador 80286, así que nos limitaremos a mencionar características muy generales y, posteriormente, nos enfocaremos a los detalles de la tarjeta que se utiliza en el equipo portátil, la "Little Board /286".

Dependiendo de la aplicación, un 80286 corriendo a 8 MHz puede ser hasta 6 veces más rápido que un 8086 de 5 MHz, manteniendo compatibilidad con todo el conjunto de instrucciones de éste último. El procesador 286 opera en 2 modos: el llamado modo real, también llamado 8086 por ser totalmente compatible, y el modo protegido de direccionamiento virtual, el cual provee entrada al ambiente multitareas. Aquí nos interesará sólo el primer modo, puesto que es el utilizado por el "software" del equipo. En adelante, todo lo que se indique se referirá a este modo de operación.

Este procesador puede direccionar hasta 1 MByte de memoria y en su arquitectura interna, posee los mismos registros básicos de toda la familia 8086, y que se mencionan en la siguiente sección.

3.1.1. Juego de Registros

El 80286 posee 15 registros agrupados por función en cuatro categorías:

1.- Registros Generales: son 8 registros de 16 "bits" cada uno, y se utilizan para contener resultados de operaciones aritméticas y lógicas. Cuatro de ellos pueden ser usados como registros de palabras completas (16 "bits") o bien divididos en 2 subregistros de 8 "bits".

2.- Registros de segmento: son 4 registros de 16 "bits", y seleccionan, en cualquier momento dado, los segmentos de memoria que son direccionables para código, datos y pila ("stack").

3.- Registros base e índice: dentro de los registros de uso general, 4 pueden ser usados también para determinar direcciones de desplazamiento ("offset") a memoria. Estos registros pueden contener la base de una dirección o bien un índice a una localidad particular basada en un segmento.

4.- Registros de estado y control: este grupo se forma por 3 registros de 16 "bits" de uso especial, en los que se almacenan ciertos aspectos del control del procesador, incluyendo el apuntador de instrucciones (que contiene la dirección de la siguiente orden a ejecutar) y la palabra de estado (MSW). También se encuentra aquí el registro de banderas, que guarda características específicas de los resultados de operaciones aritméticas y lógicas, por un

lado, y contiene "bits" de control de operación del 286, por otro.

3.1.2. Juego de Instrucciones

El conjunto de instrucciones del 80286 se divide en 7 categorías: transferencia de datos, aritméticas, desplazamiento/rotación/lógicas, manejo de cadenas, transferencia de control, instrucciones de alto nivel y control del procesador.

Una instrucción puede referenciar a cero, uno o dos objetos u operandos; dichos operandos pueden localizarse en un registro, en la propia instrucción o bien en la memoria. Las instrucciones de dos operandos permiten 6 tipos diferentes de ejecuciones:

- Movimiento entre registros.
- Movimiento de memoria a registro.
- Movimiento inmediato (del operando de la instrucción) a registro.
- Movimiento entre memoria.
- Movimiento de registro a memoria.
- Movimiento inmediato a memoria.

Las instrucciones pueden constar de 1, 2, 3 y hasta 6 octetos de longitud, dependiendo de la operación a ejecutar. El contenido de este conjunto de instrucciones y la función de cada una de ellas es tema que está fuera del alcance de

esta breve descripción.

3.1.3. Organización de la memoria

La memoria está administrada en forma de juegos de segmentos de longitud variable. Cada segmento es una sección de hasta 2^{16} (64 K) octetos. La memoria se direcciona usando dos componentes: un selector o apuntador que consta de 16 "bits" y un desplazador de otros 16. El primero indica el inicio del segmento de memoria deseado para direccionar, pero no apunta directamente a la dirección específica, sino que es el segundo elemento (también llamado "offset") el que se suma de cierta manera al primero para determinar el elemento único de la memoria.

Todas las instrucciones que se refieren a operandos residentes en memoria deben especificar tanto el selector del segmento como el desplazamiento. Normalmente los selectores se almacenan en los registros de segmento, de modo que la instrucción sólo hace referencia al segmento deseado en lugar del contenido de dicho selector.

La mayoría de las instrucciones no especifican cuál es el segmento a utilizar y esto se debe a que existe una selección automática según el tipo de direccionamiento: a código, a dato, a "stack", etc. Puede haber sin embargo, modificaciones a la elección del segmento si no se quiere usar el que se elige automáticamente, mediante prefijos que

van en la instrucción.

3.1.4. Tipos de datos

El microprocesador 80286 puede manejar distintos tipos de datos:

- Enteros: es una cantidad que posee signo y puede ser de 8 ó 16 "bits". Si existe un coprocesador, un entero puede tener hasta 64 "bits".
- Enteros sin signo.
- Apuntadores: son elementos de 32 "bits" y están formados por un selector de segmento (16 "bits") y un desplazador, también de 16.
- Cadenas: son secuencia de octetos o de palabras (las palabras son elementos de 16 "bits"). Una cadena puede ser tan pequeña como 1 "byte" y tan grande como 64 KB.
- Punto Flotante: la representación de un número real con 32 ó 64 "bits", incluyendo el signo.
- ASCII y BCD: son octetos que representan cantidades en cada uno de estos códigos.

3.1.5. Espacio de entrada/salida

En el 80286 se pueden direccionar hasta 2^{16} puertos

de 8 "bits" cada uno (o bien 2^{15} puertos de 16 "bits") tanto para entrada como para salida de datos.

Las instrucciones de entrada/salida pueden ser de 8 ó 16 "bits" de dirección: en el primer caso, tal dirección se indica directamente en la instrucción, y para 16 "bits", ésta se lee del registro DX; que es uno de los de propósito general. En el equipo portátil, las direcciones a los puertos se dan explícitamente a través de las instrucciones INPORT y OUTPORT del lenguaje C; en ellas se indica si el dato a transferir es de 8 ó 16 "bits".

3.1.6. Interrupciones

Una interrupción transfiere el control de ejecución del procesador a una nueva dirección de memoria. La localidad en donde se encontraba antes de la interrupción, si ésta se lleva a cabo, se guarda en el "stack", junto con las banderas que indican el último estado en que se encontraba al responder a dicha interrupción.

Existen tres clases de interrupciones: las iniciadas por "hardware", las debidas a la instrucción INT y las causadas por "excepciones".

Las primeras ocurren en respuesta a una entrada externa y se subdividen en enmascarables y no-enmascarables. La diferencia estriba en que la enmascarable puede estar habilitada o no, según la palabra de estado del procesador,

en tanto que el otro tipo de interrupción por "hardware" siempre está habilitado y por tanto tiene una mayor prioridad.

Los programas utilizan directamente la instrucción INT para causar una interrupción cuando requieren la atención del procesador. Por otro lado, las llamadas excepciones ocurren cuando alguna condición irregular en la ejecución es detectada.

Una tabla de 256 apuntadores define la dirección hacia donde debe dirigirse el control cuando ha ocurrido una interrupción. Así, cada fuente que provoque estas interrupciones deberá proporcionar un vector de 8 "bits" que indique hacia qué región de la tabla debe darse atención; en otras palabras, la interrupción debe entregar un identificador único con el fin de que el procesador conozca cuál es el servicio que se dará según el valor del vector entregado.

En el caso de que ocurran dos interrupciones simultáneamente, se manejan prioridades según la fuente que provoque la interrupción.

3.1.7. Características adicionales

La palabra de estado (MSW) del procesador se almacena en un registro de 16 "bits" del cual sólo los 4 más bajos son utilizados. Uno de ellos es el que determina el modo de operación (real o protegido), mientras que los otros tres se

(2²⁰ "bytes"), a través de los pines A₀-A₁₉ y BHE, que distingue entre movimientos de 8 y 16 "bits" de datos.

El proceso de direccionamiento es muy sencillo: el selector de 16 "bits" se multiplica internamente por 16, de modo que los cuatro "bits" más bajos sean siempre ceros; esta cantidad se suma al "offset" de 16 "bits" dando así una dirección específica de 20 "bits" a una localidad de memoria. Es decir, que los selectores se van incrementando en múltiplos de 16, y por tanto, puede haber más de una forma de apuntar hacia una misma localidad; cada segmento apunta a una región de 64 kBytes y si toda su extensión no es ocupada, otros segmentos pueden apuntar hacia la parte libre, de manera que no es absolutamente necesario que cada segmento apunte a una región distinta de 64 kBytes, sino que éstas pueden traslaparse con el fin de reducir el consumo de memoria.

Las características de la interfaz del "bus" del sistema al equipo portátil aparecen en el apéndice A, que se refiere a la decodificación de direcciones y manejo de los canales de datos y de control. La tarjeta utilizada, que se detalla en la siguiente sección, provee una ranura o "slot" con todas las señales necesarias para construir adecuadamente la interfaz.

3.2. TARJETA "LITTLE BOARD /286"

La tarjeta Little Board /286, manufacturada por Ampro Computers Inc., es la parte medular del equipo portátil de adquisición de datos. En esta sección describiremos brevemente sus características generales.

Este componente provee un sistema equivalente a la tarjeta madre de una PC/AT convencional más dos o tres tarjetas de expansión. Es ideal para aplicaciones dedicadas, en donde se requiere tanto de "software" como de "hardware" y compatibilidad del "bus". Su disipación es mínima (8 Watts cuando se ocupan todos sus componentes) , la alimentación es sencilla (+5V) y sus dimensiones son reducidas: 5.75" x 8.00", con una altura máxima de 1.10", por lo que es ideal para aplicaciones portátiles.

La tarjeta incluye el microprocesador 80C286 (CMOS) corriendo a 12 MHz, capacidad para memoria RAM de hasta 4 MBytes y controlador de periféricos que incluye dos puertos serie, paralelo, bocina y manejo de unidades de disco flexible. Además posee el "bus" de expansión PC/AT necesario para adaptar las tarjetas de interfaz para el equipo portátil. Se tiene capacidad para que el sistema operativo, junto con el "software" del equipo resida en EPROM (hasta 256 kB) o bien cargarlo a través de la unidad de disco, como se hace en el caso del equipo. El espacio de RAM respaldado por batería es de hasta 1 MByte.

La tarjeta contiene una serie de conectores o "jumpers" que deben colocarse de acuerdo a la configuración del sistema que se desee: cantidad de memoria, tipo de unidad de disco, tipo de video (si se utiliza) y dispositivo ROM a utilizar.

No se requiere de más para que la tarjeta pueda funcionar; simplemente se conecta la alimentación en el lugar apropiado, se colocan las tarjetas de interfaz para el equipo portátil y se carga el "software" a través de la unidad de disco para iniciar la operación.

Las señales del puerto paralelo son idénticas a las de cualquier PC y lo mismo para los dos puertos serie de que se disponen (RS-232C). Cada puerto aparece en cierta dirección y se habilita a través de "hardware" (conectores) y de "software" (programa de inicialización del controlador de puertos, que está incluido con la tarjeta).

Respecto al "bus" de expansión, éste aparece como una serie de pines alineados (para conectores tipo "header") en lugar de ranuras o "slots". Se requiere el uso de una tarjeta pequeña que contiene dos de esas ranuras y que provee la interfaz adecuada entre la Little Board y las tarjetas del equipo portátil. Las señales de este "bus" pueden entregar o drenar hasta 24 mA cada una, lo cual es suficiente para los requerimientos de las tarjetas del equipo.

CAPITULO 4 COMUNICACION CON EL USUARIO: TECLADO Y PANTALLA

4.1. EL 8255 COMO CONTROLADOR DE TECLADO Y PANTALLA

El circuito 8255 es una interfaz programable para periféricos; su función es la de un componente de propósito general para entrada y/o salida de datos actuando como interfaz al "bus" del sistema. La configuración del 8255 se logra a través de una palabra de control, y existen tres modos básicos de operación: el modo 0, en el que dos grupos de 12 líneas de entrada/salida se programan en subgrupos de 4 para definirse específicamente como entrada o salida. Existen entonces 16 formas posibles de trabajar en el modo 0, según las combinaciones de los cuatro subgrupos.

Los otros dos modos, 1 y 2, utilizan las líneas de datos en modo bidireccional, incluyendo señales de "handshaking" (señales de control) para la comunicación a periféricos que las requieran.

En el equipo portátil, el dispositivo se programa en modo 0, de modo que el puerto A de 8 "bits" se usa para lectura, en conjunción con la parte alta del puerto C (4 "bits") que se programa para escritura, formando así la sección que rastrea el teclado de matriz. Adicionalmente, el puerto B de 8 "bits" se programa en modo de lectura para formar parte de la interfaz a la pantalla de cristal líquido.

El 8255 posee un "bus" bidireccional de 8 "bits" para

formar el enlace con el sistema del procesador. Los datos se transmiten o reciben cuando existen instrucciones de entrada/salida enviadas por el procesador; sin embargo, no es posible que responda a la velocidad de éste, que en el equipo portátil es de 12 MHz. Para ello se ha introducido un generador de estados de espera que permiten al 8255 funcionar adecuadamente cada vez que se envía o recibe una instrucción o dato. Este generador se basa en un circuito monoestable que se activa al momento en que se direcciona el dispositivo y el diagrama de conexión se encuentra en el apéndice B.

Se tienen 2 líneas del 8255 que van conectadas directamente al "bus" de direcciones y que son A_0 y A_1 ; éstas, en combinación con RD y WR permiten seleccionar uno de los tres puertos (A,B,C) ya sea para lectura o escritura, o bien enviar la palabra de control para la programación inicial.

Al encender o alimentar al 8255, todos sus puertos se ponen en modo de lectura y, por tanto, deberá programarse antes de intentar cualquier otra acción, como leer el teclado o el "display"; la palabra de control contiene información acerca del modo de operación y forma en que actuará cada uno de los 4 subgrupos (entrada o salida).

El "software" del equipo portátil programa al 8255 escribiendo un octeto en la dirección 359_H , que es como está configurada la tarjeta para este efecto. Posteriormente, y

cuando es necesario, se hacen lecturas y escrituras (según el puerto) a las direcciones 341_H (puerto A), 349_H (puerto B) y 351_H (puerto C).

En la figura 4.1. aparece un diagrama a bloques de la conexión del 8255 al resto del sistema. En el apéndice B aparece el diagrama completo, y más adelante se encuentran ilustraciones específicas para cada sección.

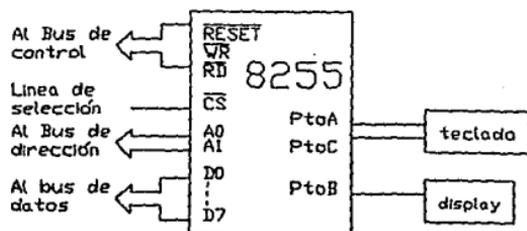


Figura 4.1. Diagrama a bloques de la interfaz del 8255 al sistema digital.

4.2. TECLADO

Una de las partes más importantes que constituyen un sistema de cómputo es el teclado, que es el medio por el cual el usuario indica a dicho sistema qué es lo que se desea. Sin teclado (u otro medio similar, como el ratón o "mouse"), no sería posible lograr que hubiera comunicación entre cualquier aplicación y el usuario.

Para el equipo portátil, es indispensable contar con dicha comunicación, ya que el programa funciona en base a menús de opciones. El hecho de integrar una señal, elegir un

tipo de sensor, seleccionar una frecuencia de muestreo, etc., son parámetros que el operador deberá elegir para que la adquisición de la señal se lleve a cabo de acuerdo a las necesidades de la medición particular. Puntos que se definen fuera de una ruta preestablecida, deben configurarse a través del teclado del equipo; el despliegue de gráficas, el cambio de "menú" y en general el control del programa, giran alrededor de la lectura del teclado.

4.2.1. Teclado de matriz

Existen diversos esquemas de funcionamiento para los teclados; uno de ellos, de los más sencillos, es el que se basa en una matriz, como en la figura 4.2.

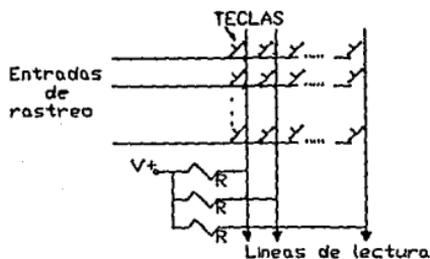


Figura 4.2. Esquema de un teclado de matriz

Se envían "ceros" (0) o niveles de voltaje "bajos" a través de las líneas R_1, R_2, \dots, R_n , en forma alternada. A su vez, se hace una lectura de las líneas L_1, L_2, \dots, L_m .

Estas últimas líneas estarán en estado "alto" (o entregando un "uno") si ninguna tecla se ha oprimido; en cambio, un "cero" aparecerá en una línea L_j cuando se haya presionado alguna de las teclas de dicha línea.

El programa detecta este hecho, y entonces puede identificar en qué línea R_j se había enviado un "cero", de modo que se conoce exactamente cuál fue la tecla oprimida.

El método se conoce como rastreo porque se envía, una por una, a las líneas R , el "bit" 0, y hasta que no se detecte otro 0 en alguna de las líneas L continúa dicho rastreo.

Las resistencias que aparecen en las líneas de lectura (L) son para forzar a que se encuentren en estado alto cuando no están recibiendo señal alguna proveniente de las líneas de escritura (R). Sólo hasta que exista la presión de una tecla y que la línea R correspondiente envíe un "cero", entonces la salida L adecuada podrá pasar a un estado bajo.

Quizá se podrá pensar, ¿qué ocurre si en el momento en que se presione la tecla, no se está escribiendo un "cero" en esa línea? Esto significaría que a pesar de haber presionado la tecla, no podría detectarse; no hay que preocuparse por esto, dado que la velocidad del rastreo es suficientemente elevada en comparación al tiempo en que una persona mantiene presionada una tecla y, es más, el problema surge porque a veces es demasiado el tiempo que transcurre

cuando se está presionando una tecla y el rastreo detecta varias veces dicha tecla; esto se corrige a través del programa que efectúa el rastreo y las lecturas.

Este es todo el principio de funcionamiento de la interfaz al teclado; el programa hace el resto: identifica la tecla oprimida y efectúa la acción adecuada.

El teclado utilizado es similar al de la figura 4.2., y tiene 5 filas de lectura ($L_0 - L_4$) y 4 de escritura ($R_0 - R_3$) contando así con 20 teclas distintas que cubren todas las funciones del equipo.

Las filas de lectura se conectan al puerto A del 8255, desde PA_0 hasta PA_4 , forzando $PA_5 - PA_7$ al estado alto. El rastreo se hace con el puerto de escritura C, desde PC_0 hasta PC_3 conectados a las cuatro filas de escritura del teclado, $R_0 - R_3$.

4.3. PANTALLA DE CRISTAL LIQUIDO

El complemento del teclado como elemento de comunicación con el usuario es la pantalla, medio principal que usa el sistema para dar a conocer los procesos que se están ejecutando, que fueron previamente realizados o bien se llevarán a cabo posteriormente.

A través de la pantalla el usuario puede conocer el estado en que se encuentra un programa de aplicación y así proceder según los resultados que se han venido dando. En el equipo portátil se utiliza una pantalla de cristal líquido,

a través de la cual el operador conoce en qué punto exacto de la ruta de mediciones se encuentra, o bien puede observar datos con los resultados de dichas mediciones, incluyendo gráficas en los dominios del tiempo y la frecuencia.

Primeramente hablaremos acerca de las características generales de las pantallas de cristal líquido, para posteriormente entrar a los detalles de la interfaz construida para el LM238 de Hitachi, que es el "display" usado para el equipo portátil.

4.3.1. Características generales de las pantallas de cristal líquido

Durante muchos años, el tubo de rayos catódicos (TRC) ha sido utilizado como medio para desplegar la información proveniente de un sistema de cómputo; el TRC es relativamente barato y tiene buena resolución, pero tiene el inconveniente de ser pesado, de gran tamaño y consumir mucha energía; mientras los circuitos internos de una computadora disipan algunos watts y pesan algunos gramos, el TRC por sí mismo multiplica estos parámetros 10 veces ó más. Cuando se toma en cuenta el peso de una fuente de energía, amplificadores de video, etc., resulta que una computadora portátil es irrealizable: sería imposible tener portabilidad con un TRC, pero no así si éste se sustituye con un "display" o pantalla plana, que cabe fácilmente en cualquier lugar, además de que reporta un gran ahorro en la energía consumida, por un lado, y en el peso del equipo, por otro.

Los competidores de los TRC son básicamente las pantallas de cristal líquido, pantallas electroluminiscentes y las de plasma. Todos ellos son evidentemente más ligeros, pero tienen la desventaja de que, en mayor o menor medida, su resolución es muy pobre en relación a la de un TRC. Inclusive todas estas nuevas tecnologías, excepto el LCD, resultan ser más caras que el propio TRC, y por ello es la pantalla de cristal líquido (LCD) la más usada comercialmente en aplicaciones portátiles.

Las tecnologías que compiten contra el TRC poseen una diferencia fundamental respecto a este último: se basan en una matriz de elementos de pantalla direccionables individualmente (pixels) para producir la imagen, en tanto que los pixels del TRC están definidos por el patrón de un haz de electrones que va rastreando una pantalla cubierta de fósforo dentro de un tubo al vacío. Mientras que en las pantallas planas se requieren cientos de alambres para esto, el TRC lo hace controlando la secuencia y duración de campos magnéticos variables.

En un LCD, un campo eléctrico conmuta cada elemento o pixel desde una polarización que deja pasar la luz a otra que la bloquea. Puesto que este tipo de pantalla no emite luz, es muy importante que la que se refleja para crear la imagen y las condiciones de luz ambientales sean favorables para obtener una buena resolución.

Por mucho, el LCD es el tipo de pantalla más utiliza-

da en aplicaciones que requieren portabilidad, por la sencilla razón de que son baratos y fáciles de conseguir, además de que su bajo consumo permite alargar la operación efectiva de las baterías. Tiene gran durabilidad, es ligero, delgado y, por todo ello, es el tipo de tecnología que se ha seleccionado para el equipo portátil.

4.3.2. Interfaz del LCD al equipo portátil

El modelo de pantalla seleccionado para el equipo portátil es el LM238 de Hitachi, y cuenta con 240 x 128 puntos o pixels, direccionables individualmente.

El dispositivo cuenta con un controlador interno, memoria ROM de caracteres y memoria RAM suficiente para refrescar una pantalla. El controlador provee casi la totalidad de la sincronía necesaria para que puede implantarse la interfaz al "bus" de datos y de direcciones del sistema, siendo necesario agregar algunos componentes externos para lograr conjuntar todas las señales y poder trabajar con el "display" como un periférico más.

Dado que el "bus" o canal de datos del "display" es bidireccional, se requiere de un elemento que pueda hacer lectura (para conocer el estado actual de la pantalla) y escritura (para enviar toda la información que se desee aparezca en dicha pantalla).

No es posible hacer la interfaz directa entre el "bus" de datos del sistema y del "display" ya que este

último requiere de señales especiales que no genera el "bus" AT, pero que son necesarias para poder leer y escribir al controlador de la pantalla. Específicamente es una señal la que requiere de especial atención, y es la de nominada "enable" (E). Dicha señal debe llenar ciertos requisitos en cuanto a los tiempos de estado alto y bajo, además de que debe generarse antes de direccionar al propio display por lo que, para producirla, no es posible usar el "bus" del sistema, sino que se agrega un "flip-flop" que permite escribir en un puerto dedicado exclusivamente a controlar esta señal "E", como si se tratara de otro periférico.

En resumen, lo que se ha hecho para poder comunicar al dispositivo es que las señales de control como la citada "E", además de "R/W" (lectura/escritura), "RS" (necesaria para que el controlador distinga entre un dato o una instrucción que se envíe al "display") y la señal de direccionamiento, "CS" se han conectado al "bus" de datos a través de un 74374 (serie de "flip-flops") de manera que el control se hace indirectamente, ya que todo va a través de este "bus" de datos en lugar de canalizarse por el de control y el de direcciones. Esto hace, efectivamente, que el acceso al "display" sea más lento y que el "software" para controlarlo sea más elaborado, pero evita el agregar circuitería que podría resultar muy complicada y costosa.

Adicionalmente, el propio "bus" de datos del "display" está unido al sistema a través de otro 74374, para

escritura, y del puerto B del 8255 para lectura, de modo que todo el manejo de la pantalla se hace a través de los 374 y el 8255, sin haber acceso directo al LCD.

El programa maneja los accesos al "display" a través de instrucciones de entrada y salida a la circuitería descrita arriba. El controlador posee un juego de instrucciones que permiten el uso de toda la pantalla, ya sea en modo de texto (accesando la memoria interna de caracteres) o bien en modo gráfico, direccionando punto por punto.

Para la alimentación de la pantalla se requieren dos voltajes: +5V para todas las funciones lógicas, y -13.5V para la propia pantalla. Este último voltaje se consigue gracias a un convertidor CD/CD, descrito en el capítulo 6. El consumo es mínimo, especificándose en un límite de 250mW, y adicionalmente, la sección que requiere de -13.5V demanda tan solo 2mA, por lo que no es necesario un convertidor grande para obtener esta corriente.

La figura 4.3. muestra un diagrama que sintetiza la conexión entre LCD y sistema.

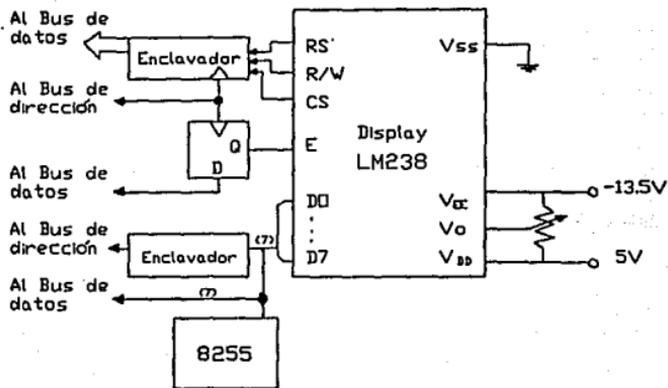


Figura 4.3. Diagrama a bloques de la interfaz entre el LCD y el sistema digital

CAPITULO 5 MEDICION DE TEMPERATURA CON EL EQUIPO PORTATIL

5.1. CONCEPTOS FUNDAMENTALES

Para la mayor parte de las personas, la temperatura es un concepto intuitivo, que nos permite distinguir entre "frío" o "caliente"; sabemos que la temperatura se relaciona con el calor, y que éste fluye exclusivamente de un cuerpo con mayor a otro con menor temperatura (en ausencia de otros efectos). La teoría cinética de los gases y la termodinámica muestran que la temperatura se relaciona con la energía cinética promedio de las moléculas de un gas ideal.

Puesto que la presión, volumen, resistencia eléctrica, coeficiente de expansión y otros factores se relacionan con la temperatura mediante la estructura fundamental molecular, es posible medir ésta basándose en los cambios de aquéllas.

Es por ello que existe gran diversidad en los métodos usados para medir temperatura, y entre los más comunes encontramos el termómetro de gas ideal, medición por efectos mecánicos (como el termómetro de líquido en vidrio usando alcohol o mercurio), la cinta bimetalica utilizando el coeficiente de expansión de un material o también por efectos de expansión en fluidos.

También puede medirse la temperatura de un cuerpo por medio de la radiación térmica que emite (pirómetros), o bien por efectos eléctricos, siendo éstos los más ampliamente

aprovechados, debido a que proporcionan una señal que puede detectarse y amplificarse con facilidad y, por lo general, son bastante exactos cuando están debidamente calibrados.

Dentro de este tipo de medidores por efectos eléctricos, encontramos el termómetro de resistencia que se basa en el cambio que presenta ésta en cierto material (normalmente platino) expuesto a la temperatura que se va a medir; el termistor es un dispositivo que también modifica su resistencia según la temperatura, sólo que la relación de proporcionalidad es inversa; el termómetro de cristal de cuarzo se basa en la sensibilidad al cambio de temperatura de la frecuencia resonante de dicho cristal, y en la termografía de cristal líquido, éste exhibe los colores del espectro visible en una gama de temperaturas.

El método eléctrico de medición de temperatura más popular usa el termopar, y por ser el utilizado en el equipo portátil, será descrito brevemente en la siguiente sección.

5.2. MEDICION DE TEMPERATURA POR EFECTOS TERMOELECTRICOS

Uno de los elementos más útiles para medir la temperatura es el termopar, y su historia inicia cuando Seebeck, en 1821, descubrió que una corriente eléctrica fluye en un circuito continuo de dos metales A y B, como el de la figura 5.1, siempre que ambas juntas, T_1 y T_2 estén a diferente temperatura.

Existen otros dos efectos termoeléctricos que se

combinan para producir el fenómeno de circulación de corriente observado por Seebeck. El efecto Peltier consiste

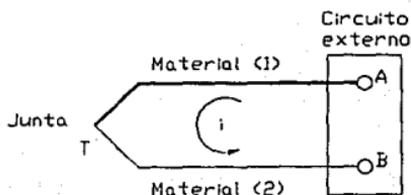


Figura 5.1. Circuito termopar simple

en la absorción o liberación de calor en una junta de dos metales distintos, al momento en que circula corriente a través de dicha junta. La tasa de transferencia de calor está dada por PI , donde P es el coeficiente de Peltier también llamada f.e.m. de Peltier (expresada en Watt/Amp).

Adicionalmente, el efecto Thomson tiene que ver con la absorción o liberación de calor cuando fluye corriente a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperatura. El calor desarrollado o absorbido en un tiempo determinado en una sección del conductor es proporcional a la corriente que fluye y a la diferencia de temperaturas en dicha sección. La constante de proporcionalidad depende del material conductor y la relación existente para determinar la cantidad de calor es $\sigma I(T)$, donde σ es el coeficiente de Thomson, dado en $W/(A^{\circ}C)$, por lo que también se denomina la f.e.m. de Thomson por unidad de

temperatura.

Así pues existen tres f.e.m.s en un circuito termoe-
léctrico: la de Seebeck, causada por la unión de dos metales
distintos, la Peltier, debida al flujo de corriente por la
junta y la Thomson, por el gradiente de temperatura de un
material. La primera es la más importante ya que depende de
la temperatura de las juntas. Si la f.e.m. generada en la
junta de dos metales distintos se mide como función de la
temperatura, entonces la junta puede utilizarse a fin de
conocer esta temperatura. El problema principal surge al
intentar medir el potencial, ya que cuando los dos materia-
les distintos se conectan al dispositivo de medición, hay
otra f.e.m. térmica generada en la junta de estos materiales
y los alambres conectados al instrumento de medición; esta
f.e.m. depende de la temperatura de la conexión y debe
preverse en la medición.

Diversos estudios han llevado a formular tres leyes
que son esenciales para analizar los circuitos termoelectrí-
cos:

1.- Ley del circuito homogéneo. Una corriente
eléctrica no puede ser mantenida en un circuito de un metal
homogéneo único.

2.- Ley de los metales intermedios. Si un tercer
metal se conecta a un circuito termoelectríco, como en la
figura 5.2., la f.e.m. neta del circuito no se altera
siempre que las nuevas conexiones se encuentren a la misma

temperatura.

3.- Ley de la temperaturas intermedias. La f.e.m. termoeléctrica desarrollada por un termopar de metales homogéneos con sus juntas a 2 temperaturas cualquiera T_1 y T_3 (figura 5.3.(c)), es la suma algebraica de la f.e.m. del termopar con una junta a la temperatura T_1 y la otra a un

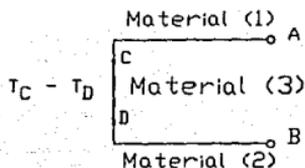


Figura 5.2. Ley de los Metales Intermedios

valor dado T_2 (figura 5.3(a)) y la f.e.m. del mismo termopar con sus juntas a temperaturas T_2 y T_3 (figura 5.3.(b)).

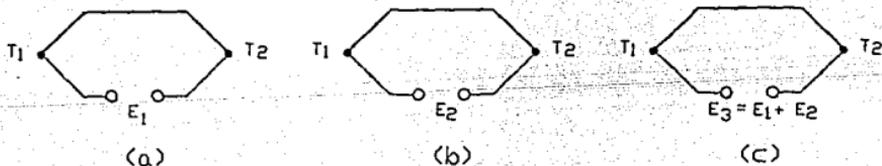


Figura 5.3. Ley de las Temperaturas Intermedias

Los materiales que se usan para los termopares

comerciales son tales que el efecto Thomson no se toma en cuenta; además, si la temperatura en una junta se mantiene constante (junta de referencia), la f.e.m. efectiva generada es la debida a los cambios de temperatura de la junta no compensada, que es la que se desea medir.

La ley de temperaturas intermedias nos permite relacionar la f.e.m. generada por un termopar en condiciones ordinarias con un valor de temperatura estandarizado. Así, si la f.e.m. de un termopar A, con una de sus juntas a 0°C y la otra a la temperatura de referencia se suma a la de otro B, con una de sus juntas a dicha temperatura y la otra a la temperatura a medir, es equivalente a tener un solo termopar C con sus juntas a 0°C y a la temperatura a medir. La idea es que, teniendo el termopar B, se añade la f.e.m. que generaría el A para así obtener la medición que generaría el C referido a 0°C .

Hay que notar que todos los circuitos termopares involucran al menos 2 juntas y por ello, si la temperatura de una de ellas se conoce, se puede calcular la otra usando las propiedades termoeléctricas de los materiales; es común expresar las f.e.m. termoeléctricas en función del potencial generado por una junta de referencia a 0°C , y así las tablas estándar de termopares se preparan con estas bases.

En la siguiente sección hablaremos del circuito utilizado para linealizar y amplificar el voltaje que entrega un termopar tipo J (Hierro-Constantán), que es el

seleccionado para el equipo portátil; una punta para medir temperatura superficial forma la junta tipo J y los alambres de extensión deben conectarse directamente al circuito medidor, sin la presencia de otros materiales ya que éstos proporcionan f.e.m.s adicionales si no se les mantiene a una temperatura fija, según la ley de los metales intermedios.

5.3. ACONDICIONAMIENTO DE LA F.E.M. DEL TERMOPAR

Sabemos que el voltaje que entrega un termopar, además de ser muy pequeño, no es lineal respecto a la temperatura. Por ello, un circuito, el AD594 de Analog Devices, se utiliza para acondicionar dicha señal, haciendo la tarea de amplificación y linealización, de modo que a la salida exista una relación de transferencia de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.

Esto se logra combinando el uso de una referencia interna a la junta fría (0°C) y un amplificador precalibrado para corregir las alinealidades, entregando además una señal de baja impedancia.

Para poder lograr la salida de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, el amplificador tiene que estar ajustado a las características de transferencia del termopar utilizado, que en este caso es el tipo J, con una sensibilidad de $51.7\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, a 25°C . Así, la ganancia total del amplificador deberá ser $(10\text{mV}/^{\circ}\text{C})/(51.7\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C})$ ó 193.4.

El AD594 es un dispositivo que, si se conecta a una alimentación de 5V, puede medir temperaturas que van desde 0

a 300°C; si se utiliza un potencial mayor (hasta 30V), puede llegar a medir temperaturas de hasta 750°C. También es posible manejar fuentes dobles, siempre que la diferencia absoluta no exceda a 30V; por ejemplo, con una alimentación de -5V y 12V se podrán hacer mediciones entre -200°C y 500°C. Los voltajes inducidos en las terminales del termopar son atenuados considerablemente debido a que dichas terminales se conectan en forma interna a un amplificador diferencial; la terminal positiva (hierro) deberá conectarse a tierra si el termopar no está aterrizado en forma local.

Aquí, la junta de referencia está formada por la conexión de los alambres del termopar a las pistas del circuito impreso (hierro cobre y constantan cobre), y deben mantenerse a la misma temperatura que el propio AD594 de modo que la referencia interna a la junta fría funcione adecuadamente; esto es posible ya que las terminales 1 y 14, que son las entradas de la señal del termopar, están térmicamente unidas y además, las pistas se encuentran sobre una misma tarjeta impresa.

El AD594 se comporta como dos amplificadores diferenciales cuyas salidas son sumadas y amplificadas nuevamente. La señal que proviene del termopar es amplificada con un factor G, para después pasar al amplificador principal, de ganancia A, cuya salida se realimenta a un segundo dispositivo amplificador de ganancia G, en configuración inversora; esta señal que sale del segundo amplificador es la que se

suma a la salida de la señal del termopar, con lo que se logra estabilidad en la ganancia. La red de realimentación está calibrada para que a la salida exista una relación de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.

El voltaje de referencia a la junta fría es generado internamente y se aplica al segundo amplificador de ganancia G; este voltaje es proporcional a la temperatura del propio AD594 y se añade al voltaje del termopar; si la junta de referencia (unión del termopar y el circuito) se mantiene a la temperatura del dispositivo, la salida equivaldrá a la lectura que se hubiera obtenido de amplificar y linearizar la señal del termopar referida a la junta fría, ya que hay que recordar que el voltaje del termopar está en función a la junta de referencia, que se encuentra a la temperatura del circuito. Podemos expresar esto como:

$$\begin{aligned} & \text{Voltaje dif. termopar en función de la ref: } V_x - V_{AD} \\ + & \text{ Voltaje dif. en función de junta fría: } V_{AD} - V_0 \cdot C \end{aligned}$$

El resultado de esto es:

$$\text{Voltaje de salida: } V_x - V_0 \cdot C, \text{ con } 10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$$

en donde V_x es el valor del voltaje que genera el termopar.

La disipación mínima y la baja resistencia térmica del AD594 hacen que los errores por calentamiento sean prácticamente nulos. Por ejemplo, al aire libre, la resistencia térmica es de $80^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$; para una disipación típica de $800\mu\text{W}$, el calentamiento será de 0.065°C .

5.4. INTERFAZ AL EQUIPO PORTATIL

El equipo utiliza una terminal especial de termopar tipo J manufacturada por Omega, y que permite medir temperatura superficial o bien sumergirse en algún medio.

La lectura de las mediciones que hace el AD594 es capturada por el convertidor A/D AD1334 usado para digitalizar las señales de vibración; con un solo muestreo se convierte la señal y, con los cambios de escala apropiados, se encuentra el valor actual de temperatura.

Cuando se solicita medir temperatura, el "software" envía una señal de control (a través de un flip-flop o enclavador) al canal de muestreo 2 del convertidor A/D. Simplemente se envía un "1" y luego un "0" para formar el pulso de muestreo único. El convertidor digitaliza, se lee el resultado por el "bus" de datos (12 "bits") y se procesa para obtener la temperatura. Puesto que puede haber algunas fluctuaciones en la señal de entrada (ya que cada 10mV representan un cambio de 1°C), el programa entra en un ciclo de lecturas al convertidor y no cesa hasta obtener 2 valores consecutivos idénticos (dentro de cierta resolución), que resultan en la temperatura válida. En la figura 2.15 del capítulo 2 aparece el diagrama del conjunto.

CAPITULO 6 ALIMENTACION DEL EQUIPO PORTATIL

Hemos podido ver hasta ahora, que las necesidades de alimentación que el equipo portátil de adquisición de señales de vibración tiene no son muy diversas; sin embargo, requerimos de cuatro voltajes distintos para el funcionamiento apropiado de todos los elementos: $\pm 5V$ para el manejo de las funciones digitales y $\pm 12V$ para la sección analógica. Adicionalmente, se requiere de un potencial de $13.5V$ para el manejo de la pantalla de cristal líquido.

Es evidente que la fuente principal de alimentación debe provenir de un conjunto de baterías, si se trata de un equipo portátil; ahora bien, puesto que el valor de $+5V$ es el que mayor carga representa, éste debe obtenerse directamente a través de un regulador cuya entrada está constituida por el voltaje de dichas baterías; los demás potenciales se logran a partir de $+5V$ gracias a los convertidores CD/CD utilizados, con las capacidades apropiadas para cada carga.

En esta sección inicialmente se expone el tema de las baterías: tipos, principios de funcionamiento, ventajas y desventajas de unas contra otras y la elección final para alimentar al equipo. Posteriormente hablaremos de los convertidores CD/CD, su funcionamiento básico y las características de los circuitos utilizados en el equipo para este fin.

6.1. BATERIAS

Por lo general, los terminos "batería" y "celda" son usados indistintamente, sin embargo, las celdas son los pequeños bloques que conforman una batería, y que están interconectados eléctricamente entre sí. El tipo de conexión determina los dos parámetros básicos de una batería: voltaje y capacidad.

Una celda está formada por cuatro componentes principales: un electrodo positivo recibe electrones del circuito externo cuando la celda se descarga; un electrodo negativo dona estos electrones a dicho circuito externo; el electrolito que reacciona químicamente con los electrodos y lleva cargas eléctricas (iones) entre positivo y negativo y finalmente un aislante eléctrico que separa ambos electrodos.

El flujo de corriente en un circuito externo formado por conductores metálicos como cobre o aluminio consiste básicamente de la circulación de electrones y no sigue un patrón complicado como en los semiconductores, en los que existe flujo tanto de electrones como de "huecos". Dentro del electrolito de la celda, la corriente viaja de un electrodo a otro en forma de iones que transportan tanto material del electrodo como del mismo electrolito.

En el electrodo negativo, una reacción química de oxidación ocurre con el electrolito, y los electrones

excedentes se donan al circuito externo; cuando el electrodo positivo los recibe, ocurre una reacción de reducción con el electrolito. Por cada electrón generado en la oxidación, éste se consume en la reducción. Conforme continúa el proceso, el material activo de electrodos y electrolito se va agotando hasta que ocurre la descarga de la batería.

En las celdas de tipo primario (no recargables), estas reacciones son irreversibles; en las de tipo recargable o secundarias, se invierte el flujo de la corriente en los electrodos, lo cual hace reversible la reacción y reestablece el material activo que se ha agotado. En conexiones de celdas en serie, el voltaje de la batería es la suma de los voltajes individuales, pero su capacidad corresponde a la de la más débil de las celdas. En paralelo, las celdas deben entregar el mismo voltaje y la capacidad total es la suma de las capacidades individuales. Si se requiere gran capacidad, es mejor el uso de una celda grande que pequeñas conectadas en paralelo, puesto que, si en este último caso el voltaje individual no es idéntico en todas las celdas, las corriente puede regresar a aquellas de menor potencial, originándose pérdidas.

De cualquier forma, no importando la conexión, las celdas de una batería deben ser idénticas. El voltaje de la celda, resulta de la diferencia de energía química existente entre oxidación y reducción. Cada reacción provee un

potencial eléctrico; por ejemplo, la reacción de reducción en un electrodo positivo de Níquel-Cadmio (Ni-Cd) produce un potencial de 0.5V y la correspondiente oxidación en el electrodo negativo genera un voltaje inverso de 0.8V. Así, el potencial total que una celda de Ni-Cd puede entregar es de 1.3V; sin embargo, las pérdidas reducen este voltaje a un valor práctico de 1.2V. Otros materiales generan, con distintas reacciones, potenciales diferentes: en las celdas de plomo, 2V, en las de litio, hasta 4V. Normalmente las baterías de Ni-Cd, por ejemplo, existen con voltajes de 2.4V, 3.6V, 4.8V o cualquier otro múltiplo de 1.2V, ya que las celdas se conectan en serie.

Mientras que el tipo de reacción química determina el voltaje de la celda, su capacidad depende de la cantidad de material activo que contenga. Cada molécula de este material entrega un número de electrones (según la valencia del material) cuando la celda reacciona. Así, la capacidad se mide normalmente en corriente contra tiempo es decir, en amperes-hora o cantidad de electrones.

Básicamente son cuatro los tipos de celdas que se usan en forma comercial para la fabricación de baterías: carbón-zinc y alcalinas en el terreno de las no recargables y níquel-cadmio y plomo-ácido para las secundarias. Existen otros tipos como las de mercurio, plata-zinc y litio, que normalmente se usan para aplicaciones en las que la demanda

de corriente es baja.

La celda de carbón-zinc es de bajo costo, ofrece un desempeño moderado, existe en diferentes tamaños, tiene buena retención de carga (vida de almacenamiento) y son muy populares; la celda alcalina tiene gran capacidad y una tasa de descarga más aceptable que la de carbón-zinc; son más eficientes para uso continuo y mantienen el voltaje mejor que las primeras, pero su costo es más elevado, aunque quizá, en promedio el costo por hora sea menor que para una celda idéntica de carbón-zinc. Las celdas de litio son una opción muy atractiva para baterías primarias puesto que tienen alta densidad de energía, larga vida de almacenamiento y más altos voltajes de operación; sin embargo, su construcción es muy complicada por la alta reactividad de litio ya que debe aislarse perfectamente del aire o del agua y el mismo cuidado debe existir una vez que se desecha la pila, por ello es que hasta ahora sólo se utiliza para aplicaciones de baja demanda.

Por el lado de las baterías recargables, las celdas de níquel-cadmio y de plomo-ácido son las más usadas; los últimos avances en cuanto a las densidades de energía y relación entre precio y desempeño han hecho que su uso se incremente notablemente; las celdas selladas ofrecen excelentes densidades, altas tasas de descarga y muchos ciclos de carga-descarga (vida de la celda); el sellado,

además, evita la corrosión de la batería.

En las celdas de níquel-cadmio, el material activo del electrodo positivo es oxihidróxido de níquel que se reduce a hidróxido de níquel en la descarga. En el electrodo negativo, el material activo es el cadmio, que se oxida produciendo hidróxido de cadmio. El electrolito es hidróxido de potasio diluido y el material aislante usado es plástico poroso. Su voltaje nominal es de 1.2 V.

Las baterías formadas con estas celdas se usan en aplicaciones que exigen gran flujo de corriente y existen en tamaños que van desde AAA hasta el D; también se fabrican en pequeños "botones" de distintas formas y dimensiones y las capacidades que manejan van desde 0.1 hasta 10 A-h.

En el caso de las baterías plomo-ácido, se manufacturan sólo en tamaños grandes que pueden energizar hasta motores para sillas de ruedas. El electrodo negativo usado es plomo, el positivo es dióxido de plomo y ácido sulfúrico como electrolito. A circuito abierto, generan un potencial de 2 V. por celda.

Para el diseñador, lo principal es igualar los requerimientos de energía de un equipo con la batería más adecuada, y, gracias a la variedad que ahora existe, esto puede no ser una tarea complicada.

En cualquier aplicación, se deben de tomar en cuenta muchos factores, pero los principales son el voltaje

requerido, el punto hasta donde debe regularse este voltaje (y por tanto los requerimientos del regulador), la demanda de corriente, la temperatura de operación y el tiempo que se espera dure en el equipo.

Si el voltaje de la batería se graficara contra el tiempo durante el cual está en uso, la pendiente de la curva dependerá del tipo de pila que se trate, el diseño de la celda y las condiciones de descarga (lenta o rápida, a baja o alta temperatura).

Para algunos tipos de batería, como las de litio y las recargables, el voltaje se mantiene esencialmente constante durante su operación y cae repentinamente cuando se ha descargado, por lo cual se utilizan para equipos de cómputo o cualquier otro que requiera de un potencial constante para operar en forma adecuada; en otras baterías, como las de carbón-zinc, el voltaje baja lentamente conforme se va descargando.

En los equipos en los que debe mantenerse un rango muy limitado de voltaje es necesario el uso de un regulador; esto puede reducir la vida útil de las baterías, según el dispositivo que se use o bien, si el equipo está diseñado para operar aún cuando dichas baterías están casi descargadas, esto no representará ningún problema.

Por otro lado, la descarga que ocurre cuando las baterías están sin utilizarse puede afectar su desempeño;

esto depende de la química utilizada en las celdas y es otro factor que debe tomarse en cuenta: las no recargables tienen un promedio de vida de almacenamiento de tres años, en tanto que las de tipo secundario no durarán más de un año almacenadas sin que necesiten ser recargadas.

Para un equipo portatil, debe decidirse entre utilizar las baterías de tipo primario o las recargables, que se usan cientos de veces. Las primeras pueden utilizarse directamente y no requieren de carga previa, tienen mayor densidad de energía que las recargables, son más baratas y retienen más su carga; por el otro lado, las baterías de tipo secundario funcionan mejor que las primeras cuando la demanda de corriente es elevada y las temperaturas de operación son bajas y evidentemente, su principal ventaja es que son recargables, pudiendo representar menor costo a largo plazo.

Después de haber decidido entre uno y otro tipo así como el sistema o reacción química de la batería, debe elegirse la mejor configuración posible de éstas para un equipo en particular. ¿Cuántas celdas deberán conectarse en serie para lograr el voltaje de operación requerido y cuál debe ser la capacidad?

Esta decisión debe basarse considerando que el voltaje de la celda variará cuando sea conectada a la carga. Por ejemplo, el voltaje nominal para las celdas de Ni-Cd es

de 1.2V, sin embargo, al operar con carga, éste valor se reduce a aproximadamente 1.1V.

El tamaño de la celda o celdas debe basarse en la máxima demanda esperada, así como en la temperatura de operación más baja, puesto que son los dos factores determinantes de la capacidad.

En resumen, para aplicaciones de tipo industrial, de comunicación y equipo electrónico en general, las baterías recargables resultan más económicas, a pesar de que su costo inicial (celda y recargador) es más elevado y que requiera de recarga antes de su uso.

Dentro de las baterías de este tipo, hemos dicho que las de tipo Ni-Cd son para gran demanda de corriente y, como mantienen un voltaje constante durante el 95% del tiempo de operación, son las más usadas para equipo electrónico de cómputo, en el que la regulación de voltaje es esencial.

A pesar de que las celdas de plomo-ácido ofrecen algunas ventajas sobre las de Ni-Cd, como el rango de operación en función de la temperatura, éstas últimas son las más ampliamente usadas, sobre todo en aplicaciones de tipo portátil, puesto que su peso por unidad de energía (lb/W-H) es mucho menor. Por ejemplo, una celda de plomo-ácido de 2.5 A-H de capacidad pesa 6.4 onzas, lo que significa una relación de 12.5 WH/lb, en tanto que una celda de Ni-Cd de 4 A-H y del mismo tamaño peso sólo 4.7 onzas, lo

que significa una densidad de energía de 16.3 W-H/lb, una mejoría del 30% sobre la primera.

El uso de un regulador permite mayor flexibilidad en el manejo de los voltajes; en el caso del equipo portátil, las baterías deben entregar un potencial de 5V, con el cual, a través de convertidores CD/CD, podrá trabajar toda la circuitería. Una configuración de cuatro celdas de Ni-Cd en serie entregarán un voltaje nominal de 4.8V así que, con carga, este valor irá muy por abajo de 5V. Para 5 celdas, nominalmente se tienen 6V y, con carga, esto puede descender a 5.5V, por lo que se requeriría de un regulador; sin embargo, estos dispositivos requieren de un potencial mínimo a la entrada, sobre todo si la carga a regular es elevada.

El equipo portátil está diseñado con un regulador LM338, que puede drenar corrientes hasta de 5 A (muy por encima de la demanda del equipo); el punto es que el potencial mínimo a la entrada para poder regular es de 7.5V. Un juego de 7 celdas en serie entregará un voltaje efectivo de 7.7V, que se mantendrá durante la mayor parte de la operación de la batería, por lo que se aprovecha casi toda la carga de la celda. Adicionalmente, un detector de nivel bajo de voltaje avisará antes de que el equipo comience a fallar por falta de regulación.

Este detector funciona con un comparador sencillo construido con un LM741, como aparece en la figura 6.1.

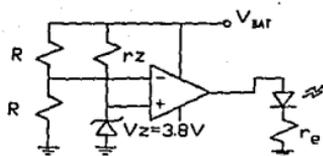


Figura 6.1. Detector de nivel bajo de voltaje en baterías

Mientras el potencial de la batería se mantenga por encima de 7.6V, el LED permanecerá apagado. Al descender de este valor (es decir, cada celda tiene un voltaje menor a $7.6V/7=1.08V$) se encenderá el indicador, previniendo que es necesario recargar el paquete. La duración que tendrá éste a partir de que se encienda el indicador dependerá de la demanda; en condiciones normales de operación, la indicación debe ocurrir cuando se ha agotado un 90% de la carga de las celdas y puesto que más allá del 95% podemos considerar el límite inferior de operación, un 5% de carga, para una celda de 4.4 A-H de capacidad, implica 0.22 A-H de carga restante. Para una demanda normal de 1.5 A, esto representa unos 10 minutos más de operación confiable, antes de que ocurran fallas impredecibles.

Las celdas elegidas, de Ni-Cd, son tamaño D con 4.4 A-H de capacidad y voltaje nominal de 1.2V. Para la carga de 1.5A, la duración mínima de operación será de casi 3 horas. El tiempo que debe darse para recargar es de 15 horas

(recomendado por el fabricante) a una corriente constante de 440 mA. El recargador puede diseñarse a partir de un LM317, en una configuración en la que entregue corriente constante, como en la figura 6.2.

La corriente constante de salida está dada por $I_{cte} = 1.25V/R_1$, por tanto el valor de la resistencia debe ser $R_1 = 1.25V/440mA = 2.8 \Omega$ con una disipación de 540mW. La condición para obtener una corriente constante es que el voltaje pico de la onda senoidal rectificada sea de $1.5V_{BAT} + 3V$ como mínimo. Si V_{BAT} es 8.4V nominalmente, se necesita

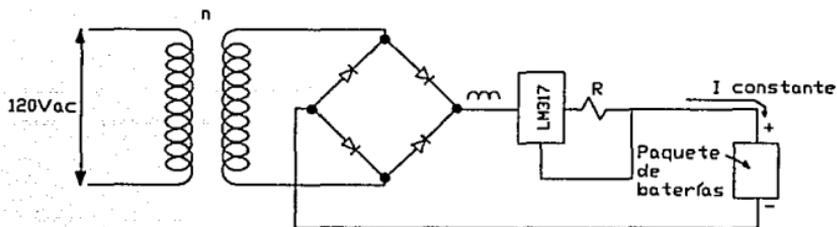


Figura 6.2. Recargador del paquete de baterías

un mínimo de $15.6V_{pico}$. Considerando $0.7V$ de caída en los diodos rectificadores, el voltaje en el secundario debe ser de $16.3V_{pico}$ como mínimo; si la entrada más baja de c.a. que podemos tener en el primario del transformador es $110V_{RMS}$ ($156V_{pico}$) se requiere de una relación de transformación

máxima de 9.5.

La capacidad del transformador puede obtenerse si consideramos que se diseña como $I_{tRMSsec} = I_{carga} * 1.8$.

Así, como $I_{carga} = 440mA$, $I_{tRMSsec} = 0.792$ A y la capacidad del transformador es, considerando una relación de transformación $N=9$:

$$P_t = V_{tRMSsec} * I_{tRMSsec}$$

$$P_t = (110V)(0.792A)/9$$

$$P_t = 9.68 \text{ VA.}$$

Finalmente, agregaremos que las celdas de Ni-Cd pueden recargarse unas 500 veces, aunque esta cifra puede bajar si las condiciones de temperatura no son las más adecuadas. El invertir la polaridad de las celdas también reduce su vida útil y esto ocurre cuando se conectan en serie celdas que no son de la misma capacidad.

6.2. CONVERTIDORES C.D./C.D.

Existen 2 formas básicas de entregar energía proveniente de una fuente de corriente directa (c.d.) a una carga: en forma lineal o continua y por conmutación. En la figura 6.3. se ilustran ambas formas.

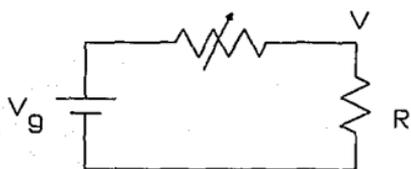
En la forma lineal (a), controlada ya sea a través de un resistor variable o bien de un transistor polarizado en la región activa, la corriente total de la carga atraviesa el elemento de control, de modo que mientras mayor sea la

diferencia entre los voltajes de entrada y salida, más potencia se perderá en el control.

En cambio, en la forma conmutada (b), el elemento controlador es un interruptor (ya sea mecánico o electrónico). Manejando la relación existente entre el tiempo en que se encuentra abierto y cerrado (es decir, el ciclo de trabajo), el flujo de potencia puede controlarse mucho más eficientemente. Es obvio que aunque un transistor es menos eficiente que un interruptor ideal, éste es ampliamente usado por permitir el control electrónico de la conmutación.

El voltaje obtenido así en la carga no es desde luego

a) Modo lineal



b) Modo conmutado

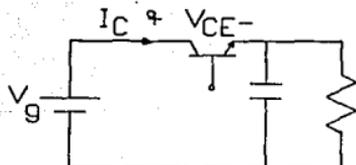
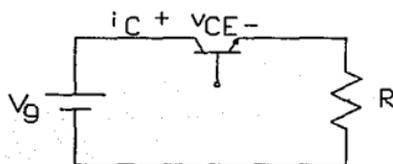
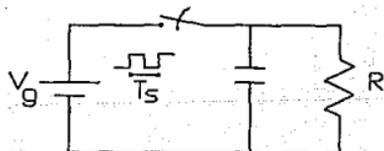


Figura 6.3 Transmisión de potencia a una carga a través de un control (a)lineal (b)conmutado

c.d., como en el caso del modo lineal y por el contrario, se obtiene una potencia entregada en forma pulsante. En algunas aplicaciones, esto puede ser intolerable, y un filtro paso bajas LC se añade para "alisar" dicha salida.

Así pues, si queremos hacer la conversión de potencia en forma eficiente debemos utilizar el método de conmutación. Si además requerimos c.d. en la salida, es necesario disponer de elementos que almacenen energía, capacitores e inductores, de modo que la salida pulsante se acerque lo más posible a corriente directa.

Dado que estos elementos pueden arreglarse en distintas configuraciones, existen diversidad de convertidores, pero todos deben formar un filtro paso bajas a fin de obtener el comportamiento más aproximado a c.d. en la salida. No existen convertidores 100% eficientes dado que tanto los elementos semiconductores como elementos pasivos, capacitores e inductores, experimentan pérdidas. Así que el objeto del diseño es realizar la función deseada pero con el menor número de componentes, aumentando así no sólo su eficiencia sino su confiabilidad.

6.2.1. Convertidor "Buck"

El convertidor CD/CD más simple consiste de un interruptor sencillo, de 1 polo y 2 tiros, un inductor y un

capacitor, como se muestra en la figura 6.4.

En forma conceptual, este convertidor consiste de un

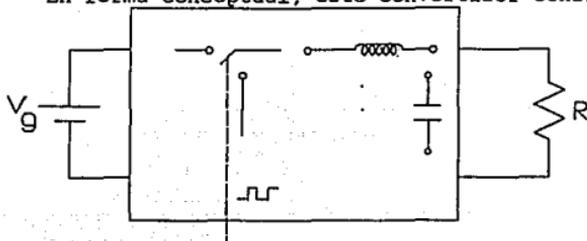


Figura 6.4 Convertidor Buck

circuito paso bajas LC alimentado por una onda cuadrada cuyo ciclo de trabajo depende de la conmutación del interruptor. En la figura 6.5, como veremos más adelante, el filtro paso bajas permite que a la salida aparezca un voltaje $V_O = DV_G$, en donde D es la fracción del periodo de la conmutación durante la cual la entrada al filtro es igual a V_G , el valor pico de voltaje en la onda cuadrada. Así, controlando D , se puede calcular el voltaje que aparecerá en la salida.

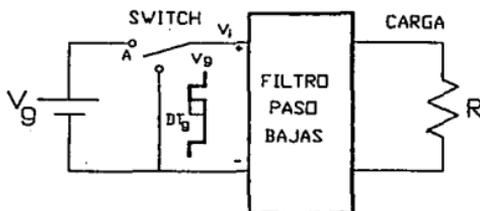


Figura 6.5 Esquema conceptual del convertidor Buck

Es claro que este voltaje de salida V_O no es puramente C.D., sino que presenta un rizo V_O a la frecuencia de conmutación f_S ; en el dominio de Fourier, podemos decir que la onda cuadrada de frecuencia f_S atraviesa el filtro paso bajas dando como resultado la componente de C.D. mencionada y otras componentes a múltiplos de la frecuencia f_S , pero en forma muy atenuada.

La frecuencia resonante del filtro, f_C , es igual a $1/(2\pi(LC)^{1/2})$ y es lógico que f_S debe ser mucho mayor que la primera, al menos unas 10 veces, en cuyo caso la componente f_S estará atenuada 40 dB respecto al valor de C.D., ya que se trata de un filtro de 2 polos.

Suponiendo una variación de voltaje muy pequeña en la carga, consideremos la diferencia de potencial en la inductancia L esencialmente constante para ambos ciclos, DT_S y $D'T_S$, de modo que $V_L = V_G - V_O$ durante el primero, y $V_L = -V_O$ durante el segundo, como se ve en la figura 6.6. Esta consideración nos lleva a que la corriente en el inductor es:

$$\int di_L = (1/L) \int V_L dt \quad \text{ó}$$

$$I_L = (V_G - V_O) / L * t \quad (6.1)$$

$$I_L = -V_O / L * t \quad (6.2)$$

para cada ciclo. De esta manera, I_L se puede obtener substituyendo en cualquiera de estas dos expresiones el intervalo correspondiente. Para la bajada, en valor absolu-

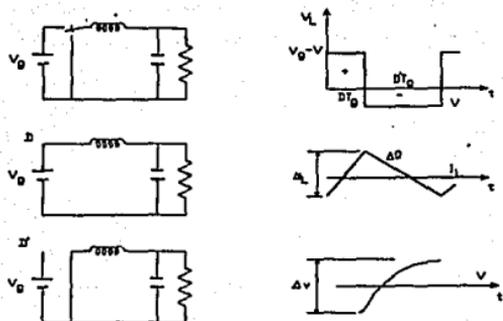


Figura 6.6 Formas de onda características del convertidor Buck y los circuitos equivalentes para cada ciclo

to:

$$I_L = V_C/L * D'T_S \quad (6.3)$$

Si consideramos que la corriente promedio I_L fluye a través de la carga y el rizo I_L a través del capacitor para producir V (lo cual es una buena aproximación cuando el rizo es pequeño), éste puede calcularse como $V = Q/C$ donde Q es la carga almacenada en todo el ciclo y se obtienen calculando el área bajo el rizo de corriente de la inductancia; de la figura 6.6.,

$$Q = \frac{1}{2} (I_L/2) * ((DT_0 + D'T_2)/2) = (I_L T_S)/8 \quad (6.4)$$

Entonces:

$$V = (I_L T_S)/(8C)$$

y de (6.3),

$$V = V_O / (8LC) * D' (T_S^2) \quad (6.5)$$

o en forma relativa:

$$V/V_O = D' T_S^2 / (8LC) \quad (6.6)$$

Dado que para un paso bajas LC la frecuencia de resonancia es $1/(2\pi(LC)^{1/2})$ y además $f_S = 1/T_S$, sustituyendo en la expresión (6.6):

$$V/V_O = \pi^2 D' f_C^2 / (2f_S^2) \quad (6.7)$$

Esta relación nos permite obtener la razón del rizo deseado en función de las frecuencias de conmutación f_S , de resonancia del filtro paso bajas, f_C y del ciclo de trabajo expresado en términos de D' . Mientras mayor sea la frecuencia de conmutación que la de resonancia, menor será el rizo.

Las ecuaciones (6.1) y (6.2) pueden igualarse si tomamos intervalos de tiempo para todo el rizo de corriente I_L de modo que:

$$(V_G - V_O) / L * D T_S = V_O / L * D' T_S \quad 6$$

$$V_G D T_S = V_O T_S$$

$$D = V_O / V_G \quad (6.8)$$

lo que nos permite conocer el ciclo de trabajo en función del voltaje de entrada V_G y el requerido en la salida, V_O (es la ganancia del convertidor).

Puesto que un requerimiento básico en un convertidor CD/CD es que el rizo sea pequeño, la forma de onda en el inductor debe ser cuadrada, y esta es la base para el análisis de otros convertidores de conmutación.

En el convertidor "Buck" la función de conmutación y el filtro están perfectamente delineadas puesto que se encuentran en cascada; en otros convertidores, como el "boost", la acción de conmutación está inmersa en el filtrado y el análisis se vuelve un poco más complicado.

Sabemos que en la inductancia $V_L = L di/dt$ y, a través de todo un ciclo T_S ,

$$1/L \int_0^{T_S} V_L dt = \int_0^{T_S} di = i_L(T_S) - i_L(0) = 0 \quad (6.9)$$

puesto que en un estado estable, la corriente en el inductor debe ser igual tanto al inicio como al final del ciclo.

Esto quiere decir que para un estado estable debe cumplirse que

$$\int_0^{T_S} V_L dt = 0$$

lo que se conoce como el balance voltaje-tiempo (volt-s) a lo largo del ciclo. Para dos intervalos de conmutación,

$$\int_0^{DT_S} V_L dt = - \int_{DT_S}^{T_S} V_L dt \quad (6.10)$$

en donde el primer término se refiere a los volt-s almacenados y el lado derecho de la igualdad son los volt-s liberados.

El requerimiento que mencionamos anteriormente para un bajo rizo es el de que V_L tome valores constantes (es

decir, tenga forma de onda cuadrada). Si esto sucede, la ecuación (6.10) se transforma en una multiplicación:

$$(V_g - V_o)DT_s = V_oD'T_s \quad 6$$

$$D = V_o/V_g$$

que es la expresión (6.8) obtenida anteriormente, confirmando la necesidad de tener voltaje constante en las terminales del inductor.

La relación entre las corrientes de entrada y salida será:

$$1/D = I_o/I_g \quad (6.11)$$

aunque es evidente que nos referimos a valores promedio de corriente en todo el ciclo y no a valores instantáneos puesto que a la entrada se demanda una corriente pulsante I_g (debido a que V_g se desconecta durante todo el lapso $D'T_s$) y la salida I_o tiene un rizo pequeño.

La inclusión de semiconductores en lugar de un interruptor manual, como en la figura 6.7, permite controlar la conmutación a través de medios electrónicos. Al encenderse el transistor, el diodo no conduce y estamos en el ciclo DT_s ; al apagarse éste, el voltaje inverso de la inductancia polariza en forma directa al diodo simulando la conexión a tierra durante $D'T_s$.

Es claro que no se dispone de un interruptor idéntico al mecánico puesto que, por un lado, este último no presenta pérdidas al momento de conducir, y por otro, permite el



Figura 6.7 Sustitución del interruptor ideal por semiconductores

flujo de corriente en cualquier sentido además de que puede bloquear el voltaje de cualquier polaridad cuando está abierto, en tanto que el conjunto diodo transistor permite el flujo de corriente en un solo sentido y obstaculiza el voltaje de una polaridad (interruptor de 1 cuadrante). Esto significa que sólo un voltaje y flujo de corriente en 1 sentido pueden obtenerse a la salida. Es posible llevar a cabo interruptores de 2 ó 4 cuadrantes a base de semiconductores, con dispositivos un poco más elaborados para obtener así salidas más versátiles.

6.2.2. Convertidor "Boost"

El convertidor "Buck" expuesto anteriormente es muy eficiente, pero tiene una limitación: el voltaje de salida, V_o , nunca puede ser mayor a V_g , ya que $D < 1$. Sin embargo, un cambio muy sencillo puede introducirse para permitir esto, formando el convertidor "Boost" mostrado en la figura 6.8.

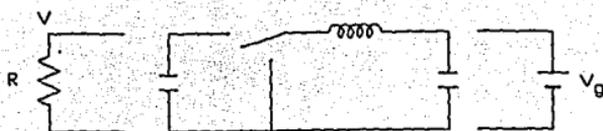


Figura 6.8 Convertidor Boost

Lo único que se ha hecho es intercambiar la posición de V_G con la del arreglo RC, donde R representa la carga.

La línea punteada muestra un capacitor C extra, idéntico al anterior. Con él se reduce el rizo de corriente que puede regresar a la fuente y, además, permite que la única diferencia entre ambos convertidores sea que V_G y R están intercambiados.

La ganancia en C.D. de esta configuración es similar al recíproco de la correspondiente al "Buck". La aplicación práctica de este convertidor aparece en la figura 6.9.

En esta ocasión, el filtro LC está dividido por los elementos de conmutación. Sin embargo, el balance volt-s encontrado anteriormente debe conservarse. De la figura 6.9:

$$\begin{aligned}
 V_G D T_S &= (V_O - V_G) D' T_S & \text{ó} \\
 V_O / V_G &= 1 / (1 - D) & (6.12)
 \end{aligned}$$

Nuevamente D determina la ganancia del convertidor, sólo que aquí ésta es mayor a la unidad.

No es objeto de este trabajo profundizar en el análisis de estos circuitos, pero mencionaremos que la ganancia del convertidor "Boost" decae conforme D aumenta en demasía (a pesar de que, según (6.12), conforme D tiende a 1

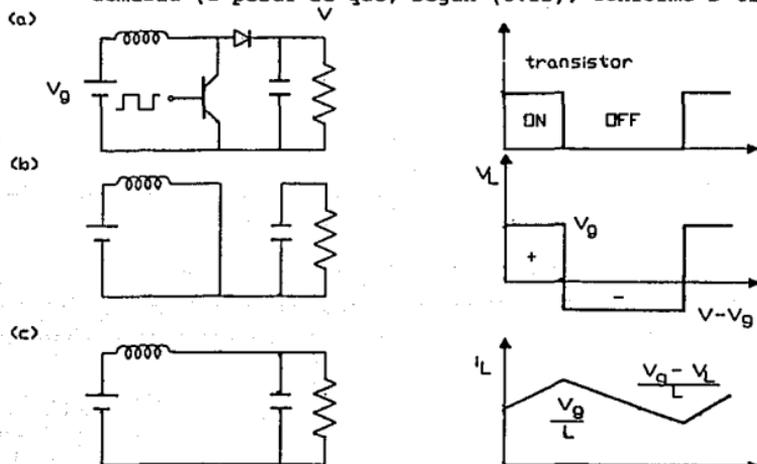


Figura 6.9 Formas de onda características del convertidor Boost y los circuitos equivalentes para cada ciclo

la salida sería infinitamente grande). La expresión que nos indica la eficiencia está dada por:

$$\eta = (1 - D)^2 / ((1 - D)^2 + \alpha) \quad (6.13)$$

donde $\alpha = R_1/R$ y R_1 es la resistencia-parásita del inductor.

La ganancia real viene expresada en:

$$V_o/V_g = (1 - D) / ((1 - D)^2 + \alpha) \quad (6.14)$$

La eficiencia es máxima en $D=0$, e igual a $1/(1+\alpha)$ (equivaldría a un filtro LC permanente) pero en este caso la

ganancia es mínima $[1/(1+\alpha)]$; en contraste, al derivar (6.14) vemos que la ganancia es máxima cuando $D=1-\alpha^k$, y su valor es $V_O/V_G=1/(2\alpha^k)$. En este caso la eficiencia es $\eta=k$.

Hemos visto que la topología "Buck" disminuye el voltaje ($G<1$) en tanto que el "Boost" sólo tiene ganancia mayor a la unidad. Existe una tercera configuración que reúne ambas características, y que se denomina "Buck-Boost".

6.2.3. Convertidor "Buck-Boost"

Las dos configuraciones anteriores se basaban en la conmutación del inductor entre la entrada y la salida. La tercera posibilidad consiste en aterrizar permanentemente este elemento y conmutarlo hacia uno u otro lado, como se muestra en la figura 6.10(a).

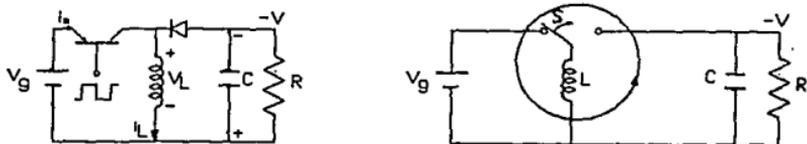


Figura 6.10 Convertidor Buck-Boost

Si hacemos el balance voltaje-tiempo para ambos estados de la conmutación:

$$V_G D T_S = V_O D' T_S \quad 6$$

$$V_O/V_G = D/(1 - D) \quad (6.15)$$

En este caso se presentan ambas posibilidades: si $D > 0.5$ se trata de una ganancia mayor a la unidad, en tanto que si $D < 0.5$ el voltaje de salida será menor al de entrada. Asimismo, la resistencia parásita del inductor limita la ganancia máxima.

En términos de las pérdidas en los elementos semiconductores de la figura 6.10(b), la eficiencia se obtiene con la expresión:

$$\begin{aligned} \eta &= V_O I_L D' / (V_G I_L D) \\ \eta &= (V_O / V_G) / (D / D') \end{aligned} \quad (6.16)$$

Si la caída en el transistor saturado es V_S y la del diodo en conducción, V_f , entonces el balance obtenido en (6.15) se transforma a:

$$\begin{aligned} (V_G - V_S) D T_S &= (V_O + V_f) D' T_S \quad 6 \\ D / D' &= (V_O + V_f) / (V_G - V_S) \end{aligned} \quad (6.17)$$

Si sustituimos (6.16) en (6.17),

$$\eta = (V_G - V_S) * V_O / (V_G * (V_O + V_f)) \quad (6.18)$$

Esto nos lleva a que mientras más pequeños sean los voltajes que maneje el convertidor (V_G y V_O), menor será la eficiencia, en tanto que semiconductores con menores caídas de potencial aumentarán este parámetro. Además, existe otro factor adicional que disminuye aún más la eficiencia y que se refiere al tiempo en que un transistor tarda en conmutar de un estado al otro, ya que en esa transición se atraviesa por la región lineal, en que la disipación es mucho mayor.

Existe un modo de operación llamado discontinuo, en el que, por diversos factores, la corriente del inductor decae a cero una fracción de ciclo D_3 , definiéndose $D' = D_2 + D_3$. Simplemente mencionaremos que un convertidor "Buck-Boost" de este tipo trabaja en modo continuo si:

$$K > (1 - D)^2 \quad (6.19)$$

donde $K = 2L / (RT_S)$.

Es decir, que debe cuidarse que la relación entre los valores de inductancia (L), carga (R) y frecuencia de conmutación ($1/T_S$) sean tales que cumplan con (6.19); de otro modo, la ganancia del convertidor es:

$$V_O/V_G = D/K^{1/2} \quad (6.20)$$

y trabajará en modo discontinuo.

Uno de los factores más importantes que deben considerarse para evitar el modo discontinuo es el de la carga: en su ausencia, R tiende a infinito y K a cero, de modo que al operar el convertidor sin carga (o con un valor de R muy grande) es posible que no se obtenga la ganancia deseada.

Para evitar esto, se han diseñado convertidores bidireccionales, en el que no importando el sentido de la corriente, ésta puede fluir libremente, como en la configuración de la figura 6.11.

No obstante que la corriente del inductor, I_L , puede volverse negativa, el promedio siempre será positivo, puesto

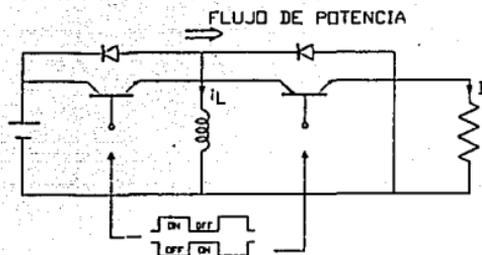


Figura 6.11 Convertidor bidireccional o de dos cuadrantes

que la potencia se entrega y no se recibe desde la carga. Es posible, sin embargo, sustituir dicha carga por una fuente y así lograr una inversión total en la transmisión de energía.

Existen un tipo de convertidores llamados de aislamiento que, aunque conservan la misma configuración, entrada y salida son independientes, pero ligadas a través de un transformador, pudiéndose así obtener múltiples voltajes de salida y de distinta polaridad, como en la figura 6.12.

Una relación de transformación N_2/N_1 y las polaridades del secundario y del diodo adecuadas, permiten que:

$$V_{O1}/V_G = (-N_2/N_1) * (D/(1 - D))$$

$$V_{O2}/V_G = (N_2/N_1) * (D/(1 - D))$$

Los convertidores utilizados para el diseño del equipo portátil sólo requieren de la conexión de elementos capacitivos en entrada y salida. Para el convertidor de

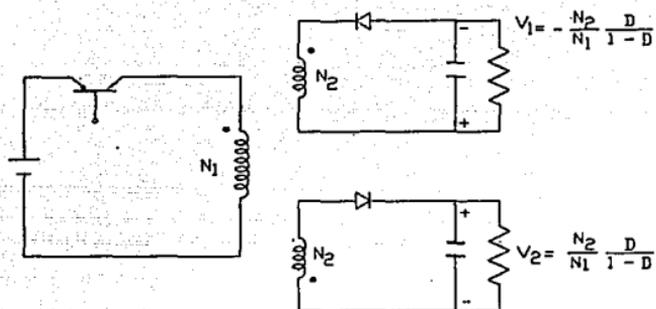


Figura 6.12 Convertidor Buck-Boost de múltiples salidas

+5V/-5V se tiene una capacidad de 60mA, y se utiliza para el manejo de comparadores e interruptores analógicos. El convertidor de +5V/±12V tiene una capacidad de ±125mA y es requerido para el manejo de las señales analógicas de vibración, acondicionamiento de pulsos de referencia y alimentación del convertidor A/D en su sección analógica. El transductor de temperatura puede alimentarse con +5V o +12V, dependiendo del rango que se quiera tener en las mediciones. Finalmente, el convertidor de +5V/-13.5V se usa para alimentar la pantalla de cristal líquido exclusivamente, y tiene una capacidad de 3.3mA.

CONCLUSIONES

Hemos mencionado ya que en la operación de sistemas mecánicos sometidos a vibración es muy importante el que se conozca el comportamiento de cada uno de sus componentes, y es precisamente la misma vibración la que nos aporta información acerca de ese comportamiento.

El monitoreo de vibraciones como medio de protección contra fallas, incluso catastróficas, se ha ido popularizando en la industria a nivel mundial, gracias a la utilización de equipos como los portátiles, que para este fin, se han venido desarrollando en los últimos años.

Existen herramientas de análisis muy completas que, en base a los datos obtenidos de una vibración y a través de un computador, pueden proporcionar información muy valiosa acerca del equipo monitoreado.

Todo esto viene a representar una serie de ventajas sobre los métodos tradicionales utilizados para el mantenimiento de equipos: la señal es adquirida rápidamente, existe la posibilidad de diagnósticos locales en base a la información que proporciona el equipo y además los mantenimientos no tendrán que ser periódicos (lo que implica detener la máquina y con ello las consecuentes pérdidas en productividad) sino que éstos se efectuarán sólo cuando el equipo monitoreado los necesite.

El equipo portátil consta básicamente de tres

secciones: una analógica, que maneja señales de vibración y temperatura provenientes de los sensores; el convertidor analógico digital, que constituye la interfaz entre ambos dominios: toda señal que entra al equipo debe llegar aquí para poder ser manipulada por el sistema digital, que constituye la tercera sección en que se ha dividido al equipo. En esta última se incluye al microprocesador 80286, que controla los movimientos de datos así como a los accesorios que están a su alrededor: pantalla de cristal líquido, teclado y puertos que controlan funciones internas.

Por lo que corresponde a la primera sección, hubieron de hacerse pruebas constantes con circuitos integradores, eliminadores de c.d. e interruptores analógicos; todo ello conjuntarlo para lograr la mejor calidad en la señal: buena respuesta a la frecuencia, baja distorsión y precisión en el manejo de las ganancias. Los dispositivos semiconductores utilizados deben tener la capacidad de cumplir esos requisitos.

En la parte de la conversión analógico-digital, básicamente había que controlar dos cosas: los tiempos de muestreo que exige el convertidor y los canales que se deseaban muestrear (cuántos y cuáles). El circuito empleado, el AD1334 respondía excelentemente mientras el manejo de las variables antes mencionadas se cumpliera en forma adecuada.

La última parte es la más extensa, ya que abarca una serie de dispositivos que conforman todo lo que es el manejo

de la información en el dominio digital, además de que debe mantenerse una estrecha relación con el programa que controla a todo este sistema. Entre dichos dispositivos contamos los siguientes:

- Puertos que controlan a los interruptores analógicos para el proceso de integración.
- Puertos que controlan la entrada de datos al sistema, provenientes del convertidor A/D, así como el manejo del generador de pulsos que define el muestreo que utilizará el convertidor.
- Control de pantalla de cristal líquido y del teclado, a través de un circuito de manejo de periféricos (8255).
- Puertos que controlan todo el proceso de medición de velocidad angular (RPM's).

Todo ello requirió de pruebas con el microprocesador, medición de tiempos de sincronización de las señales, cálculos acerca de las capacidades en el manejo de corrientes, voltajes máximos y mínimos, etc. Adicionalmente, hubo que reunir todo esto para comprobar que todas las partes funcionaran en forma adecuada al trabajar en forma conjunta.

Una sección adicional la constituyó el diseño de la fuente de alimentación del equipo: desde el estudio de los distintos tipo de baterías (duración, capacidades, medidas, etc.) hasta el uso de convertidores c.d./c.d. adecuados

las demandas de este sistema.

Una de las ventajas del equipo portátil es que puede adaptarse a diversas necesidades de diagnóstico aprovechando el mismo "hardware"; es posible desarrollar sistemas que utilicen de una u otra forma las capacidades del equipo y la información que éste puede entregar.

El desarrollo de este trabajo de tesis es el resultado de un esfuerzo conjunto con investigadores del Instituto de Investigaciones Eléctricas y está por demás decir que la utilidad que tiene para desarrollos futuros es muy grande, puesto que esto representa de alguna manera el inicio de una tecnología propia que irá creciendo paulatinamente.

Por otro lado, cabe mencionar que este tipo de desarrollo lleva consigo muchas dificultades no sólo a nivel de investigación, sino que también en cuanto a que la mayor parte de los elementos que se requieren son de procedencia extranjera, y los problemas vienen desde conseguir al proveedor hasta ver cómo llegarán hasta nuestras manos: no es posible estar haciendo pruebas con distintos componentes hasta elegir el más adecuado, ya que esto puede representar un atraso de años en el desarrollo y por ello se requiere de un estudio profundo de lo que existe, para así elegir de primera instancia lo que sea más cercano a las necesidades de la investigación.

Para terminar, a manera de resumen de este trabajo,

habrá que decir que el monitoreo de vibraciones como herramienta de trabajo para el mantenimiento predictivo de maquinaria ocupa un lugar muy importante en la industria, y el aportar un desarrollo como este representa el principio de una modernización que deberá darse, tarde o temprano, en toda la industria nacional.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Aguirre Jorge, Murphy Edupardo, "Manual de Instrumentación para Análisis de Vibraciones"; Instituto de Investigaciones Eléctricas, Agosto 1985.
- 2.- Ampro Computers Incorporated, "Little Board /286. Technical Manual"; Copyright 1988,89 Ampro Computers Incorporated, Sunnyvale CA. U.S.A.
- 3.- Analog Devices Inc., "Data Acquisition DataBook 1984 Volumes 1 and 2"; Analog Devices Inc, Boston MA. U.S.A. 1984.
- 4.- Boylestad Robert, Nashelsky Louis, "Electrónica Teoría de Circuitos"; Edición Revisada, Prentice Hall Hispanoamericana, México 1986.
- 5.- Considine Douglas M., "Process Instruments and Controls Handbook"; Mc. Graw Hill, U.S.A. 1972.
- 6.- Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F., "Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales"; Segunda Edición Revisada, Prentice Hall Hispanoamericana, México

1986.

7.- Engineering Staff of Analog Devices Inc., "Analog-Digital Conversion Handbook"; Third Edition, Prentice Hall, U.S.A. 1986.

8.- EPRI, "An Expert System for Machinery Diagnostic"; EPRI, U.S.A. 1987.

9.- Hallman Jack P., "Métodos Experimentales para Ingenieros"; Segunda Edición, Libros Mc. Graw Hill de México S.A. de C.V., 1985.

10.- Hitachi, "Hitachi Dot Matrix Liquid Crystal Display Module"; Hitachi Co., Japan, 1989.

11.- Huelsman P. Lawrence, "Teoria de Circuitos"; Segunda Edición, Prentice Hall Hispanoamericana, México 1988.

12.- Institute for Nuclear Engineering and Non Destructive Testing, "Vibration Analysis"; University of Hannover, West Germany, 1989.

13.- Intel Corporation, "Intel Component Data Catalog"; Intel Co., Santa Clara CA., U.S.A. 1980.

- 14.- Intel Corporation, "Intel 8086 Data Catalog"; Intel Co., Santa Clara CA., U.S.A. 1987.
- 15.- Kallen Howard P., "Handbook of Instrumentation and Controls"; Mc. Graw Hill, U.S.A., 1972.
- 16.- Merirovitch, "Elements of Vibration Analysis"; U.S.A., 1986.
- 17.- National Semiconductor, "CMOS Logic Databook"; California, U.S.A., 1989.
- 18.- National Semiconductor, "Component Databook"; California, U.S.A., 1986.
- 19.- National Semiconductor, "Microcontroller Databook"; California, U.S.A., 1988.
- 20.- Office of Naval Research, "Basics of Switched Mode Power Conversion: Topologies, Magnetics and Control"; Washington, D.C., 1982.

Articulos:

"Analog Devices A/D Converters equiped for DSP tasks"; Electronic Products, January 1, 1988.

"Choosing the Best Battery for Portable Equipment"; IEEE Spectrum, March 1988.

"Display Focus"; IEEE Spectrum, July 1985.

"Focus on Rechargeable Batteries: Economic Portable Power"; Electronic Design, March 3, 1988.

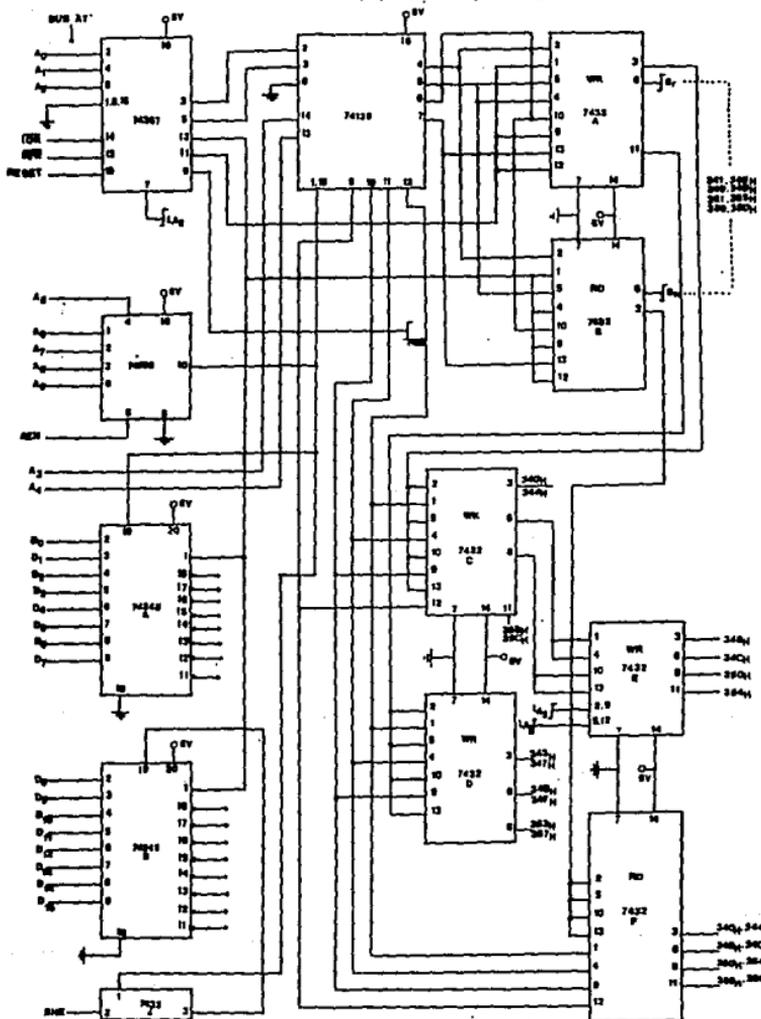
"Know the basic of Batteries to select and use them properly"; Electronic Design, June 1989.

"Selecting Batteries makes or breaks Design Performance"; Electronic Design, June 1988.

APENDICE A

DIAGRAMAS DE DECODIFICACION DE DIRECCIONES

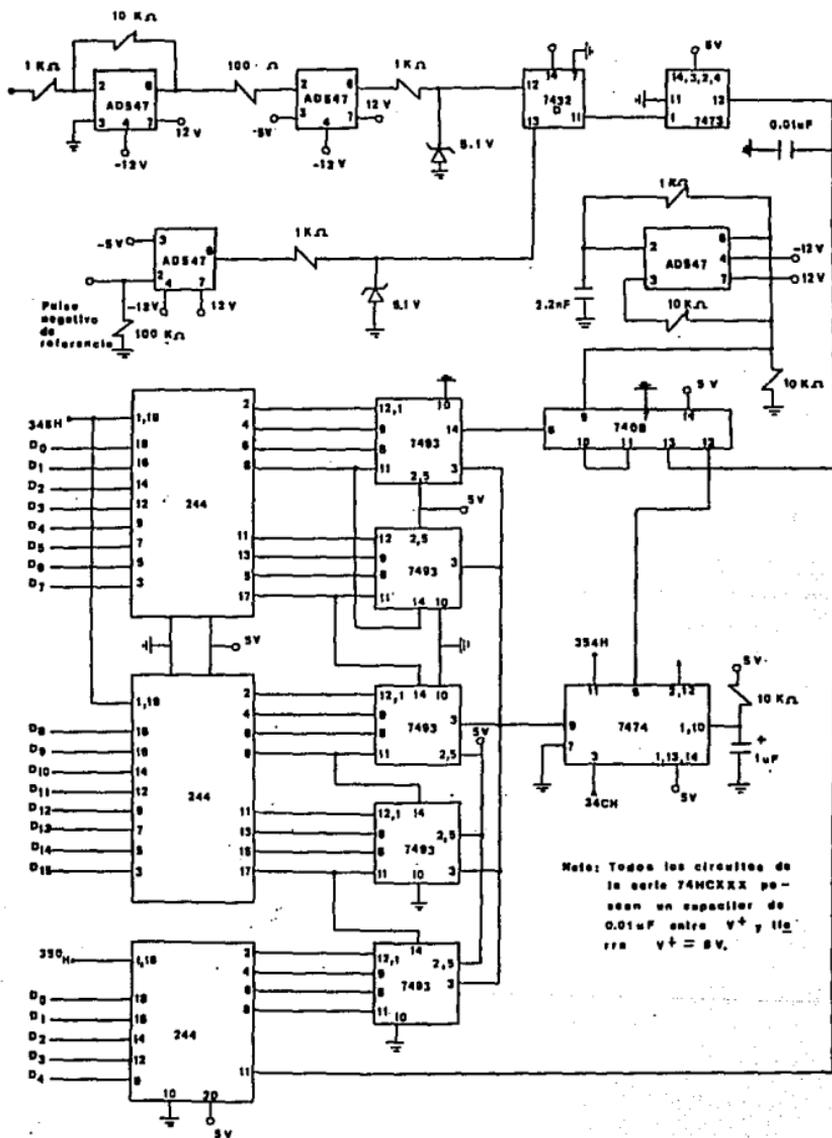
Decodificación de direcciones en el equipo portátil y manejo de líneas de datos



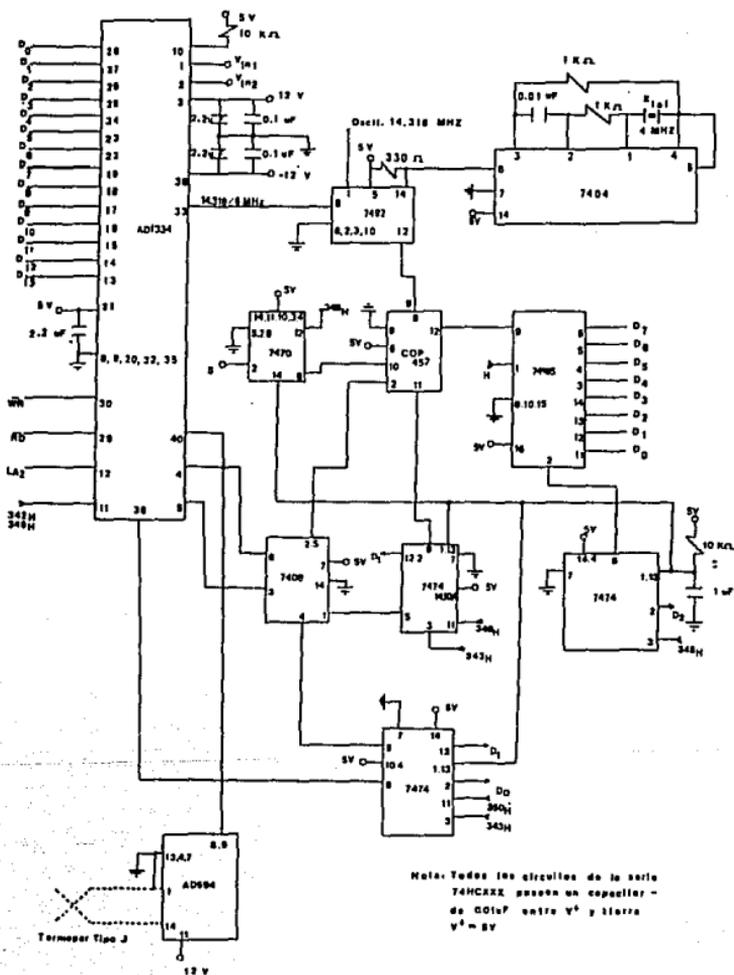
Nota: Todos los circuitos de la serie 74NCXX se conectan un capacitor de 0.01 μ F entre V^+ y I_{DD} con $V^+ = 5V$

APENDICE B
DIAGRAMAS DE INTERFACES

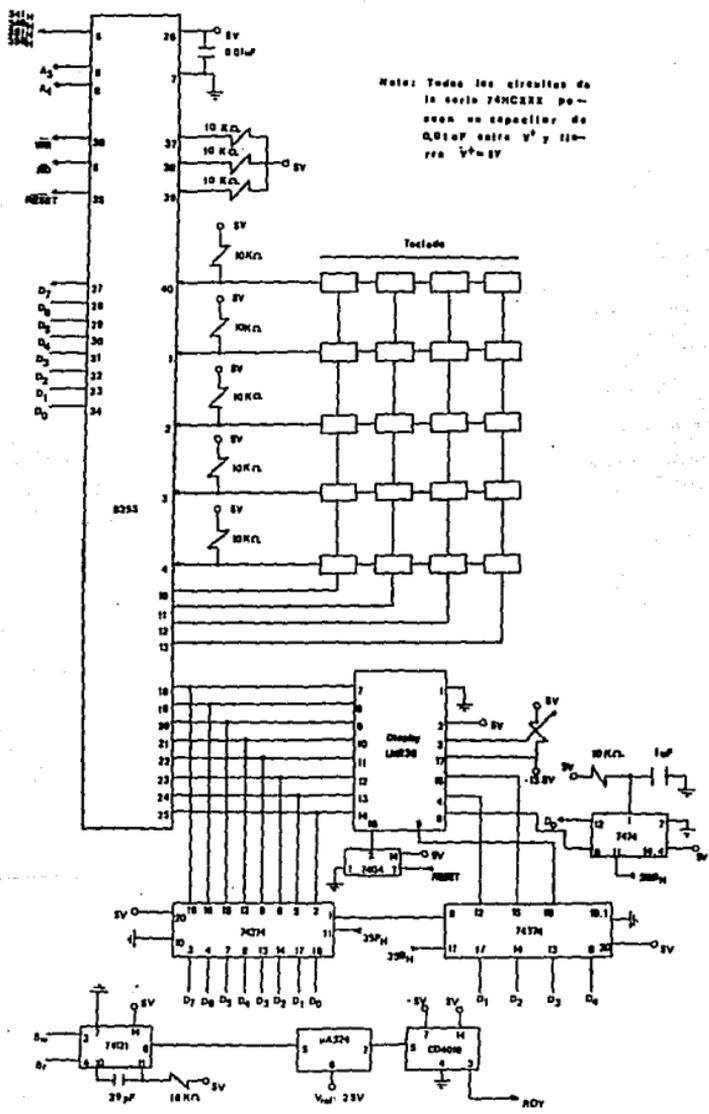
Configuración del sistema de medición de velocidad angular (RPM's)



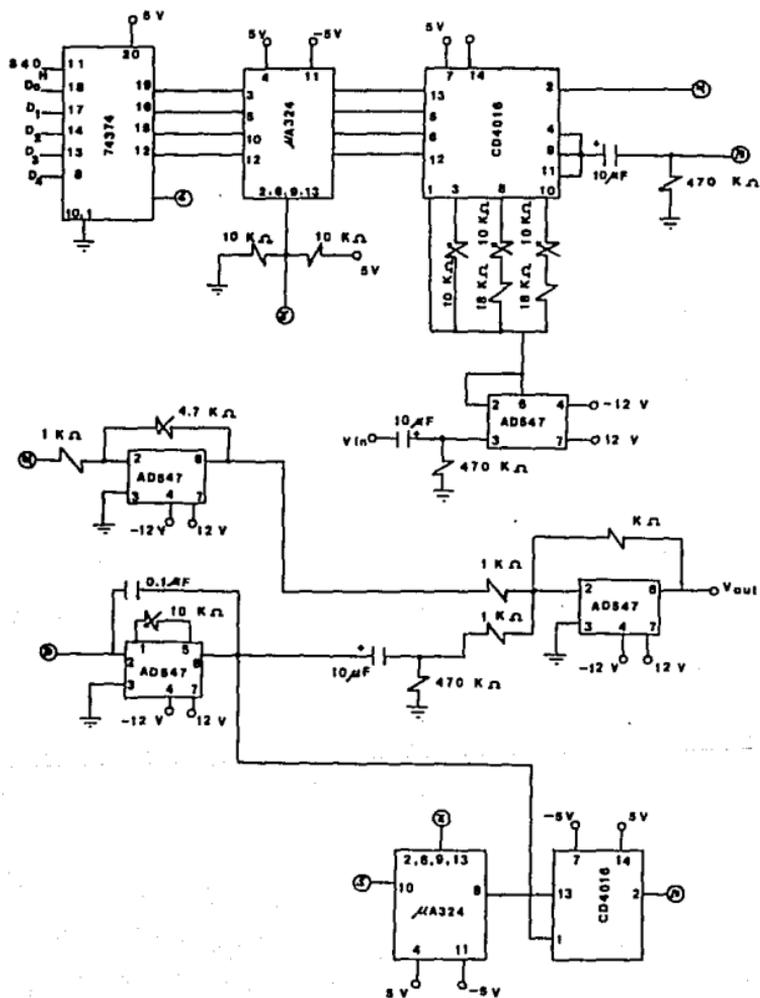
Configuración del convertidor A/D y medidor de temperatura



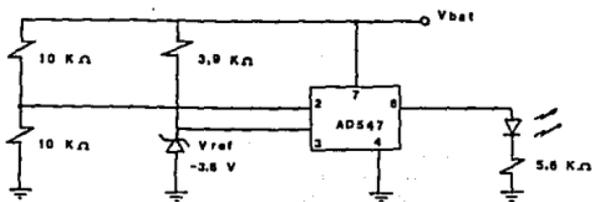
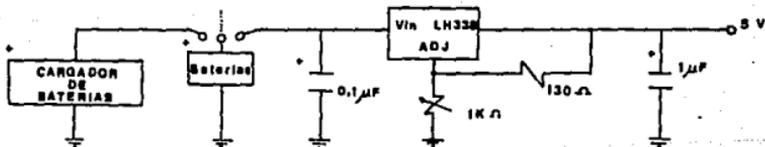
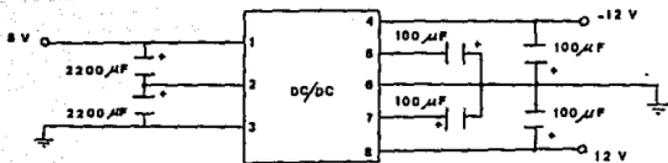
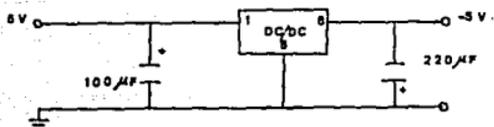
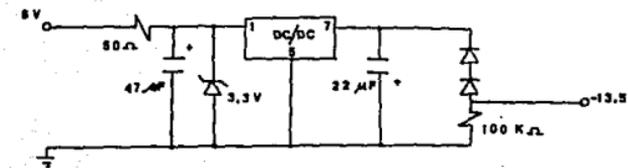
Configuración de la interfaz para teclado y pantalla de cristal liquido



Configuración de los integradores para un canal de adquisición



Configuración de los convertidores c.d./c.d. y baterías



APENDICE C

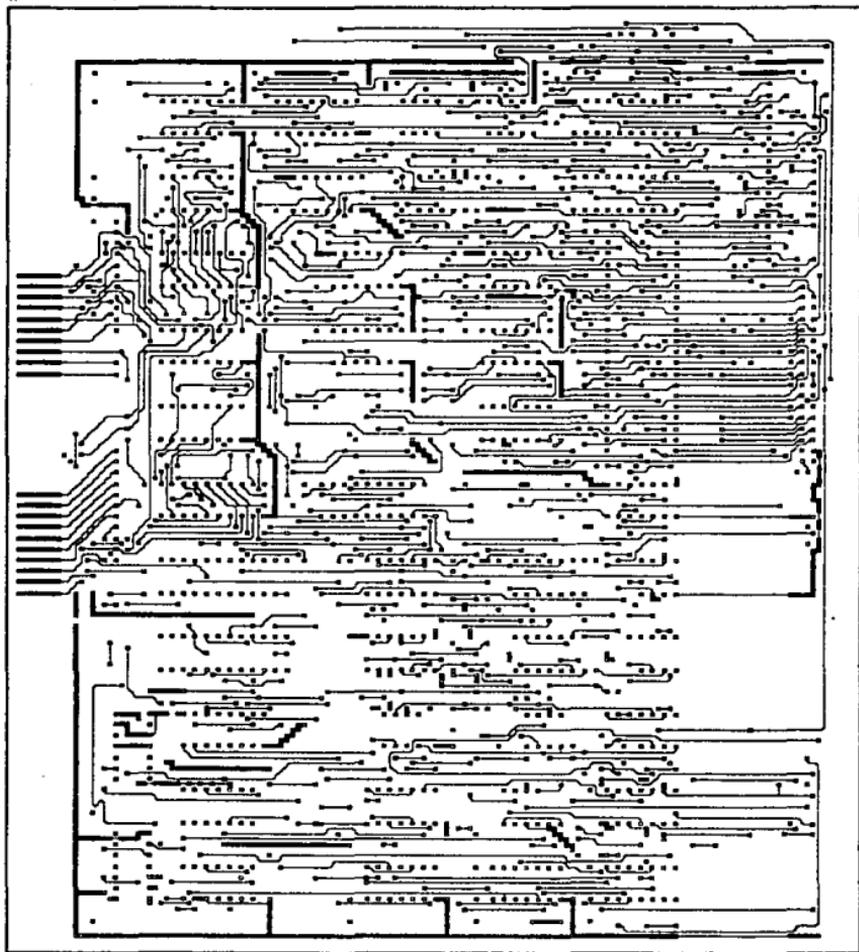
DIAGRAMAS DE DISEÑO DE LAS TARJETAS

II dwgplot 20 Aug 1988 15:04

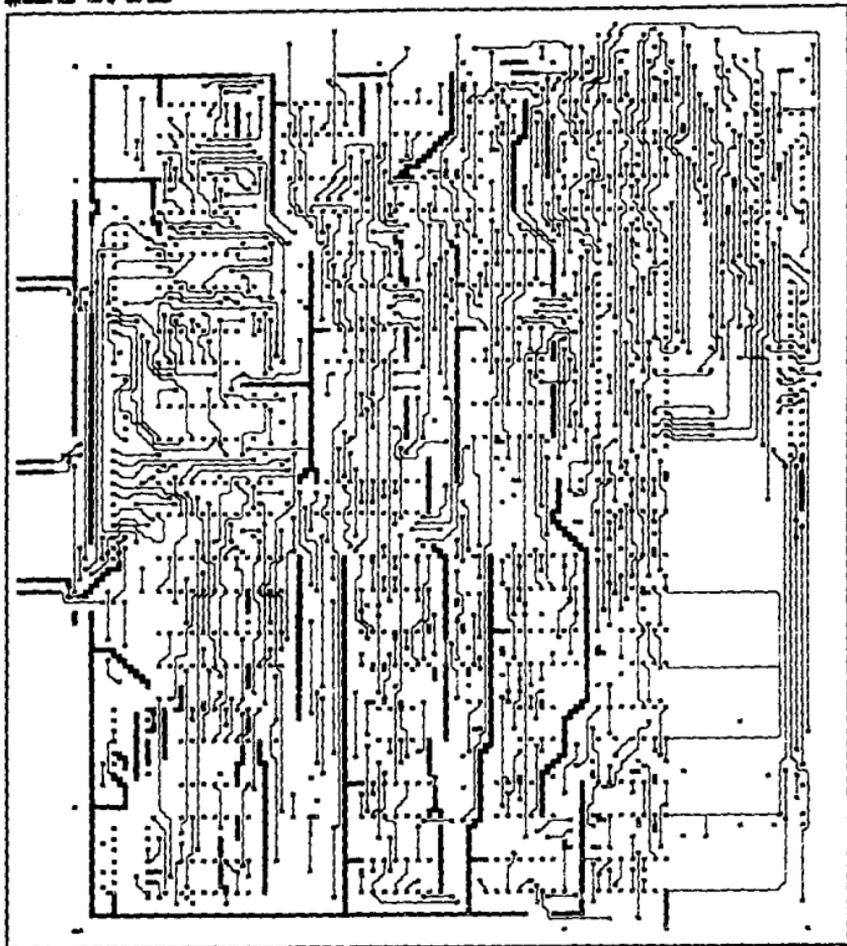
starjca.net

4.2 x4 holes 002 component side

approximate size 7.28 by 6.65 inches



SI design 27 Aug 80 1004
star/jam
42 75 holes 800 4000 400
approximate size 1.50 by 0.50 holes

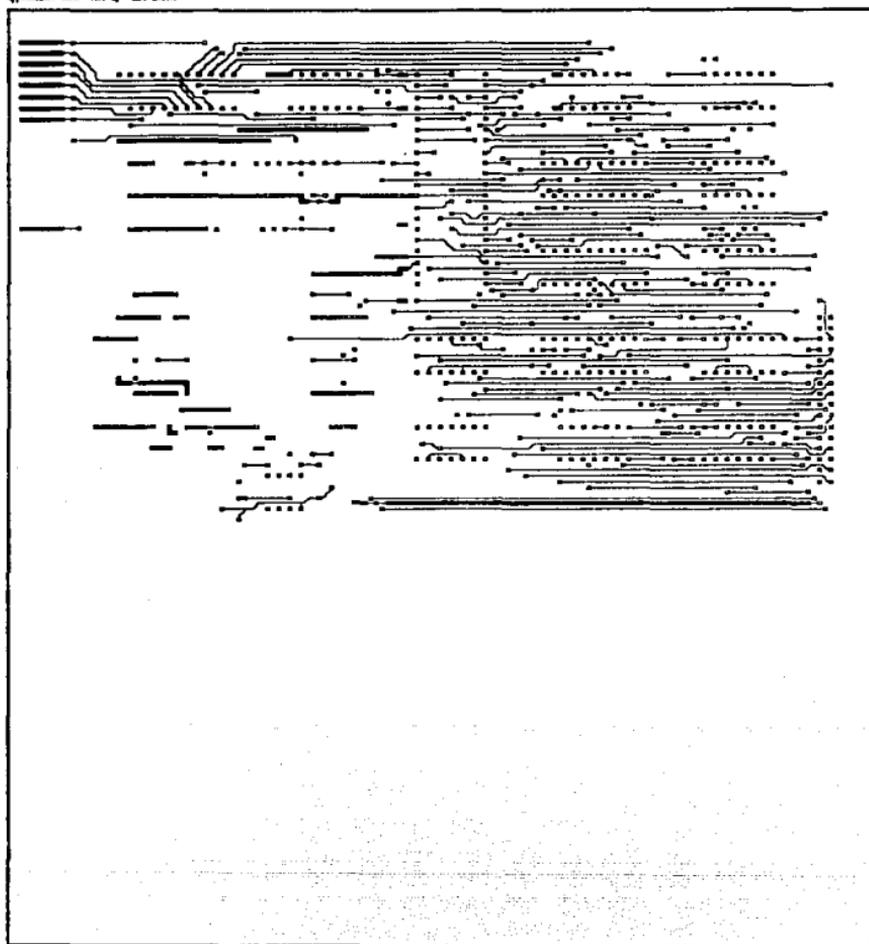


18 sheets 20 Aug 1950 10000

1 sheet

4.1 x 6.5 inches 754 component side

approximate size 1.25 by 4.25 inches



II sheet of 20 Aug 1950 02043

Mat

4.2 (3) holes 754 solder side

approximate size 7.55 by 6.35 inches

