



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE CIENCIAS

CONTROL NUMERICO PARA MANEJO Y  
ADQUISICION DE DATOS DE  
INSTRUMENTOS ANALOGICOS

T E S I S  
Que para obtener el titulo de  
F I S I C O  
p r e s e n t a

FRANCISCO J. PENA BLANCO

México, D. F.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

1989



## **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 GENERAL

PAG.

## INTRODUCCION

### CAPITULO 1.- AUTOMATIZACION Y CONTROL.....1

1. 1.- MAQUINAS.....	1
1. 2.- CONTROL.....	2
1. 3.- MAQUINAS ELECTRONICAS.....	4
1. 4.- CONTROL NUMERICO.....	5
1. 5.- CONVERTIDORES D/A.....	6
1. 6.- CONVERTIDORES A/D.....	8
1. 7.- INTERFACES (RS-232C, IEEE-488).....	12
1. 8.- ESPECTROMETRO DE MASAS.....	15
REFERENCIAS DEL CAPITULO 1.....	19

### CAPITULO 2.- DISEÑO Y DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL NUMERICO ("HARDWARE").....20

2. 1.- CONVERTIDOR ANALOGICO /DIGITAL (A/D).....	20
2. 2.- PRINCIPIO DE OPERACION DE UN CONVERTIDOR VOLTAJE-FRECUENCIA (CVF).....	22
2. 3.- CIRCUITOS INTEGRADOS PARA CVF.....	24
2. 4.- AMPLIFICADOR "ESPEJEL" DE INSTRUMENTACION.....	26
2. 5.- EL XR-4151 COMO CVF.....	27
2. 6.- CONFORMADOR DE PULSOS.....	31
2. 7.- FRECUENCIMETRO.....	34
2. 8.- BASE DE TIEMPO.....	35
2. 9.- DIVISORES DE FRECUENCIA/TIEMPOS DE MUESTREO.....	35
2.10.- CONTADORES PARA SEIS DIGITOS.....	38
2.11.- CIRCUITO DE RETENCION MANUAL DE LECTURA.....	40
2.12.- INTERFACE IEEE-488.....	43
2.13.- INTERFACE PARA EL FRECUENCIMETRO.....	48
2.14.- NECESIDAD DEL CENTRADO DE PICO DEL ESPECTROMETRO.....	53
2.15.- LAZO DE RETROALIMENTACION (CONVERSION D/A).....	57
2.16.- INTERFACE PARA LA FUENTE DE CORRIENTE DIRECTA.....	62
REFERENCIAS DEL CAPITULO 2.....	64

### CAPITULO 3.- PROGRAMACION ("SOFTWARE").....66

3. 1.- PROGRAMA 1 "ADQUISICION DE DATOS": Idea Básica.....	66
3. 2.- PROGRAMA 2 "PROCESO NUMERICO": Idea Básica.....	69
3. 3.- PROGRAMA 3 "CONTROL DE DATOS": Idea Básica.....	71
REFERENCIAS DEL CAPITULO 3.....	73

CAPITULO 4.- EVALUACION DEL SISTEMA.....	74
--	----

4. 1.- EVALUACION DE LA INFORMACION DE ENTRADA DEL CVF.....	75
4. 2.- EVALUACION DE LA LINEALIDAD DEL CVF.....	76
4. 3.- EVALUACION DEL FRECUENCIERO.....	79
4. 4.- EVALUACION DEL CONVERTIDOR A/D.....	79
4. 5.- EVALUACION DEL CONVERTIDOR D/A.....	84
4. 6.- EVALUACION DE LAS INTERFACES.....	84
REFERENCIAS DEL CAPITULO 4.....	86

CAPITULO 5.- CONCLUSIONES.....	87
--------------------------------	----

APENDICE 1.- CODIGO ASCII.....	88
--------------------------------	----

## INTRODUCCION

En la actualidad, en diversos campos de la investigación científica experimental, se necesitan realizar procesos de manejo y adquisición de datos para el análisis de resultados y/o control de un experimento cada vez con mayor rapidez, precisión y volumen. El motivo de este trabajo, es presentar un Sistema de Control que permite automatizar este proceso.

En la tesis que se presenta, se describe el diseño e implementación de un Sistema por Control Numérico que automatiza los procesos de manejo y adquisición de datos que provienen de instrumentos analógicos.

El Sistema que se desarrolló, permite transferir la información que poseen señales eléctricas de instrumentos analógicos, a una microcomputadora para su proceso numérico, del resultado de éste, la computadora determina si es necesario regresar señales de control a otros aparatos para continuar la operación deseada del Sistema que forman.

El control que se desarrolló se aplica particularmente en algunos instrumentos que forman parte de un Espectrómetro de Masas, sin embargo, el método que se expone, permite su uso en campos distintos a la Espectrometría, donde se requiera de adquisición y procesos de datos provenientes de instrumentos analógicos. A continuación se describe el contenido general de cada uno de los capítulos que componen este trabajo.

Capítulo 1.- Automatización y Control: Este capítulo se considera como introductorio a los conceptos e ideas básicas que componen un Sistema de Control, se describen de forma general, los elementos que constituyen el Control Numérico que se desarrolló: Convertidores A/D y D/A, así como distintas alternativas para implementarlos y Protocolos de Comunicación, Serie RS-232C y Paralelo IEEE-488. Finalmente se hace una breve descripción de un Espectrómetro de Masas donde se mencionan los instrumentos a los que se les aplica dicho Control.

Capítulo 2.- Diseño y Desarrollo de un Sistema de Control Numérico ("Hardware"): En éste, se dan a conocer las necesidades de cada una de las etapas que forman el Sistema para justificar los métodos con los que se implementó, se describen con detalle: los componentes del convertidor A/D que utiliza un circuito convertidor de voltaje a frecuencia, la construcción de un frecuencímetro y las interfaces, que comunican a este último y a una fuente de voltaje de c.d. con una microcomputadora para el control digital del proceso de manejo y adquisición de datos.

Capítulo 3.- Programación ("Software"): En este capítulo se describen los programas que se desarrollaron para los siguientes propósitos: la adquisición de datos de un frecuencímetro, procesos numéricos y el regreso de señales de control a una fuente de voltaje de c.d.. La programación está estructurada en lenguaje BASIC y se proporciona el significado de los comandos utilizados en su desarrollo.

Capítulo 4.- Resultados: Se muestran las evaluaciones parciales y totales del convertidor A/D: impedancia de entrada, linealidad en la conversión voltaje frecuencia, resolución, errores de cuantización y de ganancia y precisión promedio de conteo del frecuencímetro comparado con uno comercial. Del convertidor D/A se evalúa su linealidad. Finalmente se verifica el funcionamiento de las interfaces en operación y su compatibilidad con otros dispositivos.

Capítulo 5.- Conclusiones: En este capítulo se presentan las conclusiones de los resultados que se obtuvieron y en general, del Sistema que se desarrolló. Se discuten además, las perspectivas en el campo de la instrumentación, del método empleado.

## CAPITULO 1.- AUTOMATIZACION Y CONTROL

Este capítulo introduce al lector a los términos y conceptos básicos empleados durante el presente trabajo. Aunque los temas que se describen son extensos, la intención aquí no es agotarlos por completo, sino enmarcar, en algunos, los aspectos necesarios para la comprensión de los objetivos de esta tesis y profundizar en aquellos cuya necesidad así lo requiere.

### 1.1.- MAQUINAS

La palabra Máquina deriva del vocablo griego "méchane" y su correspondiente en latín "machina", una definición (1)(\*) dice que es "Un conjunto de aparatos combinados para recibir cierta forma de energía, transformarla y restituirla en otra más adecuada, o para producir un efecto determinado."

Una definición más general y actualizada puede ser: "Sistema compuesto por partes mecánicas, hidráulicas, electrónicas, etc. que amplía las capacidades humanas.". Por ampliación de las capacidades humanas, debe entenderse el realizar actividades ya sea cotidianas o especializadas, cada vez con mayor precisión, rapidez, calidad y/o cantidad. Esto no significa que la máquina supera al hombre, más bien representa un auxiliar en la reducción del esfuerzo físico o mental, así como un medio de extensión de sus sentidos.

El generar recursos cada vez más diversos destinados a la comodidad humana, ha sido uno de los logros alcanzados a través de la evolución de las máquinas. En un principio la intervención del hombre era esencial para controlar cualquier proceso, hoy es muy común que una máquina esté dotada con algunas de sus cualidades, a saber: las sensoriales, las de decisión y las de ejecución, diferenciéndolas de aquellas que sólo cumplen una función preestablecida, a ese tipo de máquinas se les denomina automáticas.

Las máquinas automáticas cuentan con dispositivos que permiten el control de un proceso de manera eficiente. Existen diversos grados de automatización. Un grado bajo se presenta por ejemplo en un "automóvil automático", - en éste, el proceso que se controla es la aplicación de una marcha: lenta o rápida, según la presión que se ejerce en el acelerador, siempre y cuando la palanca de velocidades se encuentre en posición de conducir-. El grado más alto se encuentra hoy en las máquinas electrónicas híbridas (analógico-digitales, de las que se habla más adelante), este tipo de máquinas no sólo controla el funcionamiento de otras, sino que también se comunica con ellas y utiliza la información obtenida para corregir el proceso de operación mientras esta continúa con su objetivo.

(\*) Referencias al final de cada capítulo.

## 1.2.- CONTROL

La Teoría del Control es amplia y se aplica actualmente a muchos sistemas para la automatización de múltiples procesos, a continuación se describen algunos de sus conceptos básicos.

En dicha Teoría se aprecian dos clases elementales (2), una conocida por control a lazo abierto ("open-loop") y la otra llamada control a lazo cerrado ("closed-loop") o retroalimentada ("feedback"). La parte de un sistema que va a ser controlada se denomina "Planta" o "Proceso". Esta parte es afectada por las señales aplicadas "Entradas" y producen señales de interés particular "Salidas" (Fig. # 1.1).

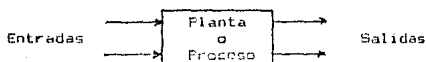


Fig. # 1.1.- Una Planta o Proceso.

Un sistema de control es de lazo abierto, cuando se utiliza un "regulador" o "controlador" que opera exclusivamente con las señales de entrada para producir las salidas esperadas, como se observa en la Fig. # 1.2, el controlador no es afectado por las salidas de la planta; es decir, no existe retroalimentación.

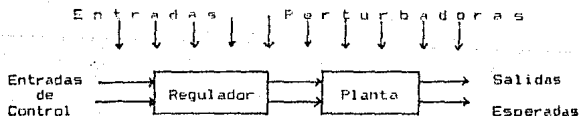


Fig. # 1.2.- Un Sistema de Control a Lazo Abierto.



Este sistema posee la ventaja de que es simple, pero su funcionamiento depende tanto de las propiedades de la Planta, las cuales pueden variar con el tiempo, como de las entradas ajenas al usuario (perturbaciones externas como ruido electrónico, cambios térmicos, etc.) las que pueden también crear respuestas indeseables.

Es significativa la diferencia que existe, entre el sistema de control que posee el motor de una lavadora para regular distintas velocidades, comparado con el que tiene un equipo de videograbación, una variación del 10 % en la velocidad del primero no produce cambios relevantes en el resultado, mientras que la misma variación en el segundo puede tener consecuencias desagradables.

Cuando las necesidades en un sistema no se pueden satisfacer con un control de lazo abierto, se utilizan los de lazo cerrado. En estos casos, una parte de las salidas o todas ellas, se procesan y se regresan para volver a ser utilizadas por el controlador (Fig. # 1.3).

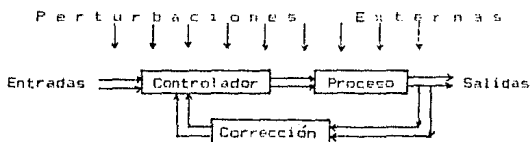


Fig. # 1.3.- Control a Lazo Cerrado. Sistema Retroalimentado.

De la comparación entre la salida que se desea y la que se obtiene, el controlador actúa en consecuencia para reducir el error entre ambas. Algunas de las ventajas que ofrece el control retroalimentado son: el incremento en la precisión y la reducción de efectos producidos por las perturbaciones externas.

### 1.3.- MAQUINAS ELECTRONICAS

En las últimas cuatro décadas, la electrónica se ha convertido en un auxiliar indispensable de la teoría del control. Más del 80 % de la Física Experimental utiliza estas técnicas para el manejo y proceso de señales.

Entiéndase por señal (3) a: "La cantidad medible que varía en el tiempo y que contiene en esas variaciones información de la fuente de donde procede.". Por lo tanto se pueden encontrar señales de tipo: mecánico, eléctrico, térmico, etc., en la experimentación es muy común encontrar señales de muchos tipos, sin embargo no todas se pueden aprovechar directamente para su estudio, es necesario convertirlas a otras de tipo eléctrico con elementos llamados transductores eléctricos. Un termistor por ejemplo, es un elemento cuya resistencia eléctrica varía con los cambios en la temperatura, a su vez, cuando una señal eléctrica guarda una relación análoga con otro fenómeno se dice que se trata de una señal análogica, es decir, existe una relación de semejanza entre ambos fenómenos.

También suele decirse, que una señal análogica es una función de una variable de tiempo continuo y es diferente de la digital, ya que ésta se define para intervalos de tiempo y niveles de voltaje específicos (Fig. # 1.4).

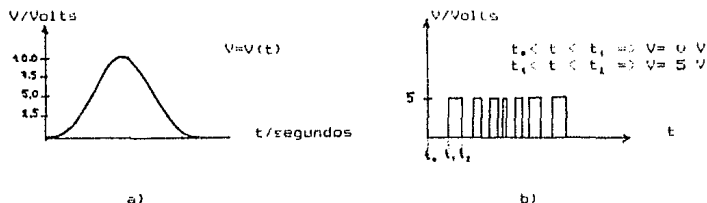


Fig. # 1.4.- Señales eléctricas: a) Analógica b) Digital.

Las figuras anteriores pueden corresponder a las señales eléctricas resultantes de la conversión de una señal de otro tipo, la señal digital se obtiene de la analógica y viceversa bajo un proceso que se describe posteriormente, cabe mencionar que ambas proporcionan información de un mismo fenómeno y que la ventaja de disponer de la información en una u otra forma, depende del interés que se tenga en la misma. Por ejemplo, si sólo se desea que al llegar a un cierto nivel de voltaje se active algún sistema, no es necesario digitalizar la señal para lograrlo, ya que esto se puede realizar por medios analógicos, en cambio, si el interés consiste en analizar por métodos estadísticos el comportamiento de esta señal, entonces resulta ventajoso digitalizarla para su manejo numérico a través de un sistema de cómputo.

En una época, el empleo de las grandes computadoras analógicas fue muy común (éstas operan con señales analógicas, como por ejemplo en el sistema de control de seguimiento de estrellas), posteriormente el avance tecnológico de la física del estado sólido aplicado a la electrónica, hizo posible el desarrollo de las computadoras digitales en los sistemas de control, ahora, dado el costo, tamaño y capacidad casi cualquier proceso es susceptible de controlarse digitalmente. Sin embargo, aún es necesario darse cuenta que el mundo físico es en gran medida analógico, de aquí que para comunicar a una microcomputadora con el exterior, se requiere de bramar la capacidad de interacción Analógica/Digital (A/D) y Digital/Analógica (D/A), para crear lo que se llama una Máquina Híbrida.

El sistema resultante, es un dispositivo de procesamiento de señales potencialmente ilimitado, opciones tales como raíz cuadrada, correlación, generación de funciones y análisis de espectros, son una tarea compleja por métodos analógicos, pero rutinaria en una computadora.

#### 1.4.- CONTROL NUMÉRICO

Un "Control Numérico" es un sistema híbrido que controla un proceso con escasa intervención humana mediante instrucciones alimentadas a una computadora, este tipo de controles se ha diversificado de manera sorprendente en varios campos, dos de los más comunes son: la industria y la investigación científica.

El propósito general de esta tesis es la automatización por control numérico, de sistemas formados por instrumentos analógicos donde exista la necesidad de adquirir y/o manejar señales de entrada, salida y operación para el sistema mismo.

El sistema que se desarrolló consta de los siguientes procesos (Fig. # 1.5): digitalizar una señal analógica, capturarla en una microcomputadora para análisis numérico y obtener resultados, regresar señales digitales de control y convertir estas señales a analógicas para instrumentos que realicen la operación deseada.

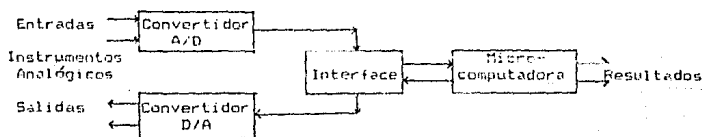


Fig. # 1.5.- Etapas del Sistema que se desarrolló.

Las etapas que forman al Control Numérico desarrollado son: Convertidores D/A y A/D, Interfaces de Entrada y Salida donde se utiliza el protocolo de comunicación IEEE-488 y una microcomputadora.

Como se mencionó en la sección 1.3, la forma en que instrumentos analógicos se comunican con la microcomputadora y viceversa, requiere de armonizar la capacidad de conversión de señales D/A y A/D, a continuación se describen distintos métodos para implementar este tipo de convertidores.

### 1.5.- CONVERTIDORES D/A

La implementación de un Convertidor D/A es de las más sencillas, por lo general, utilizan para su construcción una red resistiva junto con un amplificador operacional (4) (Fig. # 1.6).

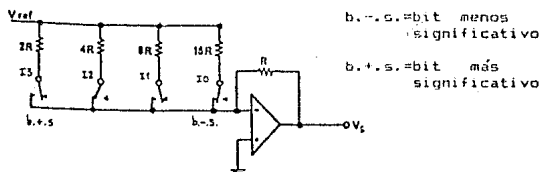


Fig. # 1.6.- Convertidor D/A simple.

En el arreglo de la figura anterior, el amplificador opera con una ganancia  $A_v$  dada por la ecuación:

$$A_v = V_s/V_{ref} = -n(1/16) \dots (1.1)$$

donde  $n$  es un número en el intervalo (0,15) y representa al número binario que se determina al colocar los interruptores ( $I_3$ ,  $I_2$ ,  $I_1$ ,  $I_0$ ) en la posición abierto que equivale a un cero lógico (0) o cerrado a un 1 lógico. Por ejemplo, si  $I_3I_2I_1I_0 = 0101$  implica que  $n = 5$  y  $A_v$  es igual a  $-5/16$ , es decir:

$$A_v = -0.3125$$

como se puede apreciar en la figura, al cerrar más de un interruptor, se forma un arreglo en paralelo cuya resistencia equivalente ( $R_e$ ) depende del peso de las resistencias que se involucran y este valor es muy parecido al que idealmente debe tener  $R_e = (n/16)R$ . Así, el voltaje de salida ( $V_s$ ) está en función del voltaje de referencia según la relación:

$$V_s = -(n/16)V_{ref} \dots (1.2)$$

desafortunadamente, el sistema anterior es sólo práctico para cuando se tiene una baja resolución (5 bits), ya que se requiere una gran cantidad de valores para las resistencias.

Otro método que se utiliza cuando se requiere de una mayor resolución, es el formado por la red conocida como "R-2R" y un amplificador operacional, en este caso sólo se necesitan resistencias de dos valores (Fig. # 1.7).

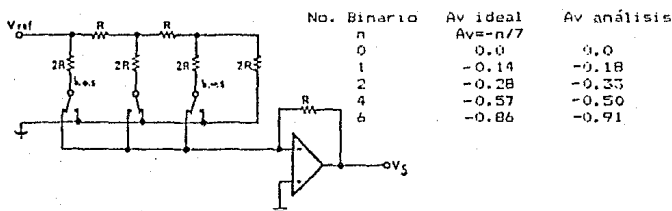


Fig. # 1.7.- Convertidor D/A utilizando la red R-2R.

Como se aprecia en la figura anterior, aunque el principio de operación es similar al primero, en este caso no es inmediato deducir la ganancia  $Av$  del amplificador, sin embargo también se reduce a una expresión parecida:

$$Av = Vs/Vref \approx -n(1/7) \dots (1.3)$$

donde  $n$  también es el número binario a convertir y para este caso (con tres bits) debe estar en el intervalo (0,7), para el circuito anterior, el cero y uno lógicos se determinan con la posición del interruptor en tierra (0 V) y voltaje de referencia ( $Vref$ ) respectivamente, la salida analógica es función directamente del número binario según la relación:

$$Vs \approx -(n/7)Vref \dots (1.4)$$

a diferencia del método anterior, el arreglo de resistencias que se forma al poner los interruptores en 0 o 1 lógicos, modifica no sólo la resistencia equivalente, sino que también el voltaje de entrada, en este caso el voltaje de entrada ya no es siempre  $Vref$ , sino que toma diferentes valores según el arreglo formado, por esta razón la ecuación (1.4) es aproximada. En la tabla adjunta al convertidor A/D que utiliza la red R-2R, se muestran algunos de los valores que se obtienen de la ec. (1.4) de la ganancia del amplificador y los que resultan del análisis de las redes formadas. Por último, cabe mencionar que este arreglo es de uso más frecuente en la implementación de circuitos convertidores D/A.

En la conversión A/D, la información proporcionada por una señal analógica se convierte a otra de tipo digital; vía un protocolo de comunicación, una microcomputadora puede capturar y procesar esta información de forma conveniente para su manejo.

#### 1.6.- CONVERTIDORES A/D

A diferencia de la conversión D/A, en la A/D existen muchos métodos para implementar circuitos que cumplen con este propósito, a continuación se describen algunos de los más utilizados (4) (5).

**CONVERSION VOLTAJE A FRECUENCIA (CVF):** En este método se utiliza un circuito con las siguientes características: dado un voltaje analógico ( $V_a$ ) en su entrada, lo convierte a una señal cuya frecuencia ( $f$ ) es directamente proporcional a ese voltaje. A este circuito se le llama normalmente Oscilador Controlado por Voltaje (OCV) y el método consiste en contar los pulsos durante un intervalo de tiempo conocido y constante con algún contador electrónico o frecuencímetro (Fig. # 1.8).

Este convertidor entra dentro de la clasificación de sistema a lazo abierto. Tiene la característica que, dependiendo del tipo de OCV utilizado, el rango de frecuencia puede ser programado según el voltaje de entrada y la precisión requerida, por citar un ejemplo, es posible programar para que dado un  $V_a$  entre (0,1) V, lo convierta a una  $f$  entre (0,10) Hz. o entre (0,100) KHz..

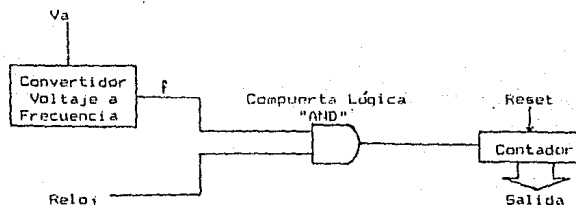


Fig. # 1.8.- Diagrama a Bloques de un CVF.

**CONVERTIDOR POR COMPARACION EN PARALELO:** Este requiere de un arreglo de comparadores, la cantidad de éstos depende de la resolución que se desee, es decir, si se necesita que el voltaje ( $V_a$ ) a convertir se represente con  $n$  bits, la cantidad de comparadores empleados para conseguirlo está dada por:

$$C = 2^n(n) - 1 \dots (1.5)$$

donde cada uno de éstos, compara el voltaje  $V_a$  contra otro de referencia ( $V_{rn}$ ). Éste último lo proporciona un divisor de voltaje (Fig. # 1.7). Si  $V_a > V_{rn}$  el voltaje de salida corresponde a un 1 lógico, en caso contrario  $V_{rn} = 0$  lógico. Finalmente, las salidas de los comparadores se codifican para obtener el resultado digital. Este convertidor se clasifica también como del tipo no retroalimentado.

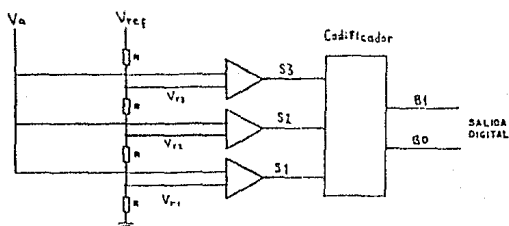


Fig. # 1.9.- Convertidor por Comparación en Paralelo.

Por ejemplo, si se desea convertir un voltaje  $V_a$  en un número binario con dos bits para escala completa;  $n=2$  y el número de comparadores utilizados según la ec. (1.5) es de:

$$C = 3 \text{ comparadores}$$

con lo anterior, la tabla para codificar las salidas de estos últimos se muestra a continuación:

Salidas del Comparador			Salida Digital Codificada	
S3	S2	S1	B1	B0
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	1	1	0
1	1	1	1	1

**CONVERTIDOR DE RAMPA:** Este convertidor lo componen básicamente: un comparador, un flip-flop SR (6), un generador de rampa que es un circuito que cuando se pone en operación, genera una señal en forma de rampa ascendente, un generador de pulsos de reloj, y un contador binario. La conversión se inicia con un pulso que habilita el flip-flop, el cual "abre" una compuerta lógica (AND) para dejar pasar los pulsos de reloj hacia el contador binario; al mismo tiempo, este pulso inicia la generación de una rampa ascendente que se compara directamente con el voltaje analógico ( $V_a$ ) de entrada. Cuando la rampa excede este voltaje, el flip-flop se reestablece y "cierra" la compuerta que detiene al contador, el cual contiene en ese momento el resultado de la conversión (Fig. # 1.10). Este convertidor es relativamente lento en la conversión y no resulta muy lineal.

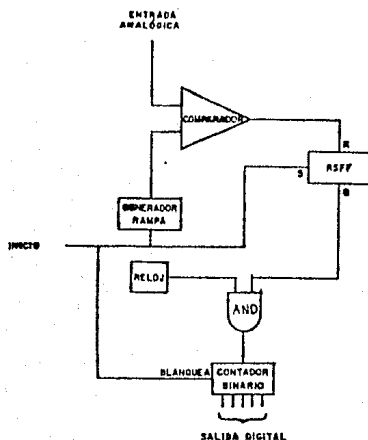


Fig. # 1.10.- Convertidor de Rampa.



**CONVERTIDOR DE APROXIMACIONES SUCESIVAS:** Este convertidor sí es del tipo retroalimentado y consta básicamente de: un registro de aproximaciones sucesivas, que es un circuito que almacena información binaria temporalmente y contiene lógica de control para su manejo, un convertidor D/A, un comparador y lógica de control. Funciona mediante el principio de ensayo y error que se repite tantas veces como el número de bits del convertidor (Fig. # 1.11). En el registro de aproximaciones se van probando cada uno de los bits comenzando desde el más significativo. El contenido del registro se convierte de digital a analógico y se compara con el voltaje analógico de entrada ( $V_a$ ); si la salida del convertidor D/A excede el voltaje  $V_a$ , entonces ese bit se pone en cero, si es menor, entonces se deja en uno y se continúa hasta terminar con el último bit.

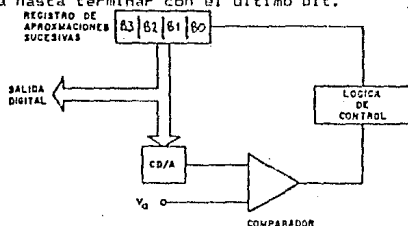


Fig. # 1.11.- Convertidor de Aproximaciones Sucesivas

A continuación, se muestra una tabla donde se resumen, a nivel comparativo, las principales características de éstos convertidores.

	ESTABILIDAD	TIEMPO DE CONVERSION	COSTO/BIT
V/F	REGULAR	VARIABLE	BAJO
COMPARACION EN PARALELO	BUENA	RAPIDO	ALTO
RAMPA	REGULAR	LENTO	BAJO
APROXIMACIONES SUCESIVAS	MUY BUENA	RAPIDO	REGULAR

Tabla 1.1.- Características de Convertidores A/D.

## 1.7.- INTERFACES (RS-232C, IEEE-488)

Los métodos de conversión A/D vistos en la sección anterior, hacen comprensible la información que un dispositivo periférico transfiere a una microcomputadora, sin embargo, esto no es suficiente para comunicar al sistema en cuestión con el exterior, para ello es necesario hablar de lo que se conoce como "Protocolo de Comunicación", entendiendo a éste, como el conjunto de señales que se requieren para el intercambio de información entre estos dispositivos, la implementación del sistema que hace posible lo anterior es llamado Interface.

El Protocolo de Comunicación puede ser de dos tipos: Serie y Paralelo, a continuación se describen dos de los más utilizados:

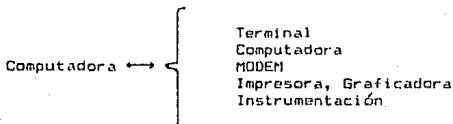
### 1.7.1.- Descripción de la RS-232C.

La norma más conocida que utiliza este Protocolo de Comunicación es la RS-232C de EIA (Electronic Industry Associates) (4). En ésta, es posible transmitir sólo un bit a la vez, utilizando en la forma más simple, tres líneas para la comunicación de datos: Habilitación, Transmisión-Recepción y Tierra. En algunas ocasiones, para distancias mayores a 20 metros, resulta conveniente convertir cada cero o uno lógicos a tonos de audio, de esta manera es posible transmitir información por medios telefónicos, utilizando para ello "MODEMs" (MODulador-DEModulador); permitiendo la comunicación remota entre terminales, periféricos y computadoras.

Aunque la línea telefónica sólo ocupa dos cables, la comunicación entre un MODEM y una computadora requiere de un protocolo que involucra líneas adicionales a las de datos.

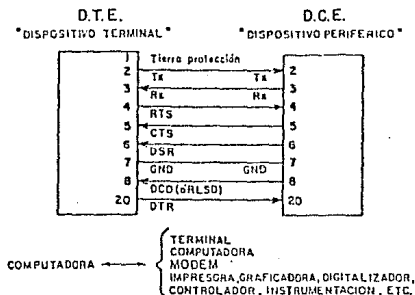
Para definir dichas líneas, se han clasificado los equipos de cómputo y periféricos en dos clases: Dispositivo Periférico, "Data Set" o DCE (Data Communications Equipment); y Dispositivo Terminal, "Data Terminal" o DTE (Data Terminal Equipment). La primera clase comprende a los MODEMs y ciertas configuraciones de computadoras y periféricos, la segunda clase comprende a computadoras y periféricos en general.

Como ejemplos de conexiones entre una computadora y equipos DCE se tienen los siguientes:

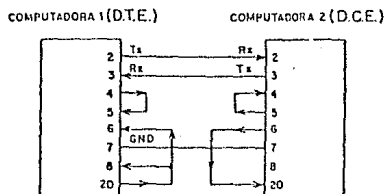


Las conexiones entre diversos dispositivos de una y otra clase se aprecian en la Fig. # 1.12.

### SEÑALES DE CONTROL RS232C



### CONFIGURACION USANDO 3 LINEAS



PARA CONECTAR UN D.T.E. CON UN D.T.E. O UN D.C.E. CON UN D.C.E., HAY QUE "CRUZAR" LAS LINEAS Tx y Rx (2 CON 3, 3 CON 2).

Fig. # 1.12.- Conexiones entre dispositivos DTE con DCE.

Los números indicados en la figura anterior, corresponden a las terminales en el conector RS-232C del puerto serie que poseen los dispositivos dotados con este Protocolo.

Utilizando este Protocolo, la comunicación puede realizarse de dos formas: Asíncrona y Síncrona. En la primera, la comunicación en serie no requiere de líneas que porten señales de sincronía, los dispositivos que intercambian información, "saben" que se está transmitiendo o recibiendo un byte (conjunto de 8 bits) de datos gracias a que la señal porta esta información a través de bits de COMIENZO y ALTO añadidos a cada byte de datos. Mientras no haya datos, la línea se mantiene en un estado de MARCA (que se describe en las especificaciones eléctricas), pero al aparecer una transición, el dispositivo asíncrono se prepara para recibir el dato, se finaliza la transmisión con bits de ALTO (de 1 a 2), tras lo cual se coloca la línea en estado de MARCA hasta la llegada del siguiente byte.

La comunicación de datos en serie en forma síncrona se caracteriza por una temporización de las señales en sincronía con los pulsos periódicos de un reloj de control, realizándose cambios en la línea de datos sólo cuando ocurran transiciones positivas (o sólo negativas) en la señal de sincronía. Este tipo de comunicación se usa cuando se requiere de altas velocidades continuas en la transmisión, por ejemplo en sistemas de cinta o disco magnéticos donde se transmite a velocidades de 1200 bits/segundo. En este modo, no se utilizan bits de COMIENZO o de ALTO para separar los bytes, sino que desde un principio se establece la sincronización entre el receptor y el transmisor mediante un patrón de sincronía sostenido durante un cierto lapso, después del cual se transmiten en forma ininterrumpida los datos.

#### 1.7.2.- Especificaciones Eléctricas de la RS-232C

- 1.- La magnitud del voltaje de salida a circuito abierto debe ser menor a 25 V.
- 2.- La magnitud de la corriente de salida en corto circuito no debe exceder los 0.5 Amperes. De darse este caso, el circuito debe soportar dicho corto sin daño propio o del equipo en línea.
- 3.- Se considera estado de MARCA ( 1 lógico, indicando "control apagado" o "línea ocupada") cuando el voltaje de la señal es más negativo que -3V y se considera señal en estado de ESPACIO ( 0 lógico, indicando "control encendido" o "línea disponible") cuando es más positivo que +3V . El margen de ruido en cada caso va de (-3 , -5) volts y de (+3 , +5) volts.
- 4.- Cuando la entrada se encuentra a circuito abierto, la salida del dispositivo receptor se encuentra en estado de MARCA.
- 5.- La impedancia de entrada del receptor debe ser menor a 7K ohms y mayor a 3K ohms, cuando se aplica un voltaje entre 3 y 25 V.
- 6.- Los niveles lógicos del circuito excitador, bajo la condición S, (carga entre 3K y 7K ohms) y voltaje cero (circuito abierto), deben encontrarse entre 5 y 15 volts en magnitud.

- 7.- Las velocidades de transición ("slew-rate") a la salida del circuito excitador no deben de exceder de 30 volts/msegundo, pero el tiempo requerido en pasar de la transición de -3 a +3 volts no debe ser mayor de 1 msegundo.
- 8.- La impedancia de salida del circuito excitador sin alimentación debe ser mayor a 300 ohms.
- 9.- La capacitancia en paralelo de la terminal no debe exceder de 2500 pFarads, incluyendo la del cable.

A continuación se describe el modo de comunicación en paralelo.

### 1.7.3.- Descripción de la IEEE-488.

Dentro de la comunicación en paralelo, el Protocolo más conocido es el GPIB (General Purpose Interface Bus) de "Hewlett-Packard" (7), que en 1978 el "Institute of Electrical and Electronics Engineers" adoptó como Estándar, hoy se conoce con el nombre de IEEE-488 o HP-IB.

En este tipo de comunicación, se pueden transmitir uno o más bytes a la vez en un canal de 8 o más líneas (8 por cada byte); además, se cuenta con líneas de control que permiten configurar el canal de datos para transmitir o recibir y también con líneas que se encargan del manejo general de la interface.

En este momento, no se hace una descripción más detallada del Protocolo en cuestión, ya que por ser el que se utilizó en este trabajo, su tratamiento merece una discusión más profunda y por tal motivo se desarrolla en el Capítulo 2 (Secciones 2.12, 2.13 y 2.16).

Una vez que se configura la interface adecuada para las necesidades de comunicación, se está en condiciones de recibir, procesar y transmitir información para poder controlar algún proceso.

Convertidores D/A y A/D; interfaces de entrada y salida utilizando el Protocolo IEEE-488 y procesos numéricos en una microcomputadora, forman el control numérico desarrollado en esta tesis; la aplicación particular para el que se implementó, se encuentra en un Espectrómetro de Masas (130°, 56°, 17.5) semiautomático que se construyó en el IFUNAM, el cual es un sistema que opera con instrumentos analógicos. Para entender las necesidades de esta máquina, conviene dar a conocer las bases físicas y de instrumentación en las que se apoya su funcionamiento.

### 1.8.- ESPECTRÓMETRO DE MASAS

Un Espectrómetro de Masas (8), -de isótopos estables-, mide la relación isotópica de los elementos, con ella es posible determinar la adulteración de productos naturales, la composición de petróleos, el análisis de agua de distinta procedencia, etc..

La función principal de este sistema, consiste en la separación de isótopos (por sus masas) de un elemento dado. Un elemento puede tener diferentes variedades llamadas isótopos; éstos son átomos cuyo número atómico es el mismo, pero que poseen masas diferentes; i.e., distinto número de neutrones en el núcleo. Como se sabe, la estructura electrónica determina, entre otros, el comportamiento químico, mientras que el núcleo es el responsable de algunas de las propiedades físicas. En este caso la masa constituye una de las cantidades de más interés para el análisis de sustancias.

Un Espectrómetro de Masas (B) consta principalmente de cinco partes: Sistema de Vacío, Sistema de Introducción de Muestras, Cámara de Ionización o Fuente de Iones, Analizador Magnético y Detector-Medidor de los Iones que han sido separados por el analizador (Fig. # 1.13).

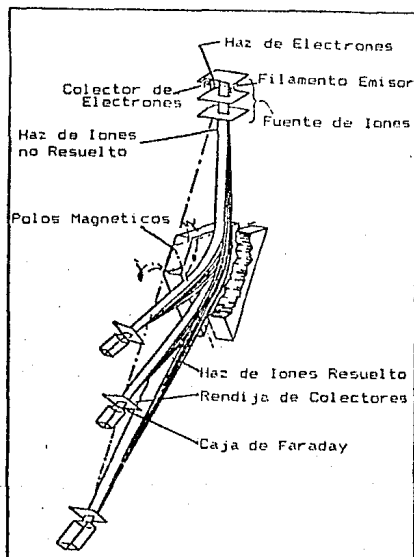


Fig. # 1.13.- Vista Esquemática de un Espectrómetro de Masas.

Para tener una idea más clara de su funcionamiento, se describe a continuación el proceso que sufre una muestra de alguna sustancia por analizar.

A través de un sistema de válvulas, la muestra en estado gaseoso se introduce en la cámara de ionización, en la cual, los átomos pierden un electrón convirtiéndose en iones que a su vez son acelerados por medio de una diferencia de potencial y penetran en un campo magnético (B) uniforme, como se sabe (9), la trayectoria descrita por los iones es circular y su radio está dado por:

$$R = mv/qB \dots (1.6)$$

donde q es la cantidad de carga [Coulomb], m la masa [kg] y B la densidad de campo magnético [Tesla] que es normal al movimiento de las partículas; en estas unidades, R está dado en metros.

La ecuación anterior muestra que como B, q y v tienen el mismo valor para todos los iones, aquéllos que presentan una mayor masa describen una trayectoria de mayor radio. Así, los isótopos se separan al penetrar en el campo magnético y son detectados en colectores ubicados a cierta distancia. Tanto la generación de los iones, como sus trayectorias, se efectúan en un medio en el cual se ha hecho vacío previamente a fin de minimizar pérdidas por colisiones.

Existen una gran variedad de tipos de Espectrómetros, cada uno utiliza sistemas que son adecuados a una aplicación particular de análisis, en esta sección no se discuten con profundidad todos ellos ni se agotan los procesos involucrados por no ser parte de los objetivos de la tesis.

Las etapas que componen el Control Numérico que se desarrolló, se discutieron en la Sección 1.4, los instrumentos a los que se les aplica (Fig. # 1.5) son: al Sistema de Detección y Medición de Iones y a una Fuente de Voltaje de corriente directa (c.d.). A través del primero, se realiza la adquisición de datos para su proceso numérico en una computadora, del resultado de éste, depende si es necesario modificar el estado del segundo; de ser así, la computadora envía señales de control a dicha fuente que se encuentra conectada en serie con otra de alto voltaje y que proporcionan el potencial necesario para la correcta operación de la Fuente de Iones, aspecto vital para el buen funcionamiento del Espectrómetro. A continuación se describen las características generales de ambos sistemas.

El sistema de Detección y Medición, se encarga de proporcionar una señal eléctrica de salida que corresponde al número de átomos presentes en el haz de iones, i.e., la señal que se genera es proporcional a la abundancia isotópica. Este sistema lo forman placas colectoras (caja de Faraday), un preamplificador para señales muy pequeñas ( $10^{-17}$  Amperes) y un Electrómetro (10) que es la última etapa de amplificación.

Las características eléctricas que se tomaron en cuenta para el óptimo acoplamiento entre este sistema y el circuito que digitaliza la salida se aprecian en el siguiente equivalente de Thévenin:

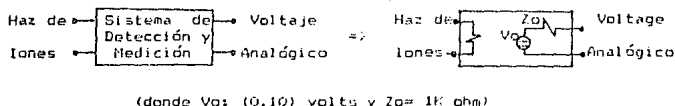


Fig. # 1.14.- Equivalente de Thévenin del Sistema de Colección y Medición de Iones.

La Fuente de Iones realiza simultáneamente dos procesos: acelera los iones a la energía deseada y enfoca el haz generado a su salida. Lo primero se consigue con la diferencia de potencial ( $V_{ac}$ ) que proporciona la fuente de alto voltaje (A.V) y lo segundo con los voltajes aplicados a las placas que forman la Fuente de Iones y que se obtienen de un divisor conectado a la fuente de A.V que se describe en la Sección 1.4, en esta Sección también se plantean algunas de las causas por las cuales es necesario modificar sensiblemente el voltaje  $V_{ac}$  en dicha fuente. La corrección se hace a través de una fuente de voltaje de c.d. (Sección 2.5), que utiliza un amplificador operacional de ganancia  $A_v = -100$ , dado un voltaje de entrada  $V_i$  entre (0,1) volt, se obtiene otro de salida  $V_o$  entre (0,-100) volts.

El voltaje  $V_i$  se controla digitalmente desde la computadora mediante un circuito convertidor D/A. La Fig. # 1.15 muestra la aplicación del control numérico que se construyó.

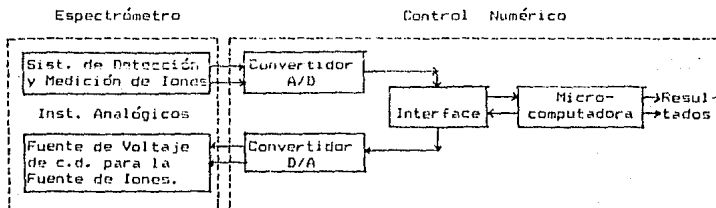


Fig. # 1.15.- Aplicación particular del Control Numérico que se construyó.

El desarrollo del Control Numérico se describe en el siguiente capítulo.



## REFERENCIAS DEL CAPITULO 1

- (1) Diccionario de la Lengua Española, Vol. II  
Vigésima Edición, Diciembre de 1984  
Ed. Espasa-Calpe S.A.  
pág. 874.
- (2) Sistemas de Control  
Hostettler, Savant, Stefani  
Ed. Interamericana, 1984  
págs. 1-5, 482-489.
- (3) Boletín de Difusión  
Dpto. de Física, Facultad de Ciencias  
"Señales y Transductores" por: A. Porta C., A. Amano T. y  
A. Masso O. págs. 7,8.
- (4) Notas del Curso: Diseño de Sistemas con Microprocesadores  
A. Enrique Díaz, Jorge A. Márquez, A. Solar S.  
Centro de Instrumentos UNAM, Segunda Edición 1986  
págs. 29-47.
- (5) Digital Integrated Electronics  
Herbert Taub, Donald Shilling  
Mc. Graw-Hill 1977  
págs. 49, 50, 516-543.
- (6) Basic Digital Electronics  
Ray Ryan  
Ed. Tab Books, Segunda Impresión Septiembre de 1975  
págs. 55, 86-118.
- (7) HP-IB Interface Owner's Manual, Series 80  
Hewlett-Packard, 1892
- (8) Tesis: "Espectrómetro de Masas y Técnicas de Medición para  
Relaciones Isotópicas de Carbono y Oxígeno"  
Pedro Morales Puente  
Facultad de Ciencias UNAM 1981. págs. 22-70
- (9) Fundamentos de la Teoría Electromagnética  
Reitz/ Millford/ Cristy  
Addison-Wesley Iberoamericana. Tercera Edición  
págs. 319-324
- (10) Operating and Service Manual. Vibrating Reed Electrometer  
Model 401 Serial No. 695  
Varian Instrument Division  
págs. (0-2)-(2-1)

## CAPITULO 2.- DISEÑO Y DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL NUMERICO ("HARDWARE")

El objetivo principal de este trabajo ha consistido en implementar un sistema tal que dadas una o más señales de entrada analógicas provenientes de una planta, éstas sean convertidas a tipo digital y alimentadas a una microcomputadora para su proceso numérico, parte de los resultados de dicho proceso, se regresa a los puertos de salida de la computadora como señales digitales, las cuales son reconvertidas a tipo analógico para su uso con fines de control en instrumentos analógicos.

Como se mencionó en el capítulo anterior, este desarrollo se aplica particularmente a un espectrómetro de masas  $130^{\circ}, 56^{\circ}, 17.5^{\circ}$ , construido en el IFUNAM por el M. en C. Pedro Morales P., con el fin de optimizar su funcionamiento; sin embargo, el enfoque contenido en esta tesis, pretende ser lo suficientemente general para aplicar estas técnicas a otros campos donde se requiera adquisición y proceso de datos provenientes de instrumentos analógicos, además del control de los mismos por métodos numéricos.

Se describen en este capítulo los principios de cada una de las etapas que forman el sistema desarrollado (Fig.# 2.1), así como los criterios en la selección e implementación de los mismos.

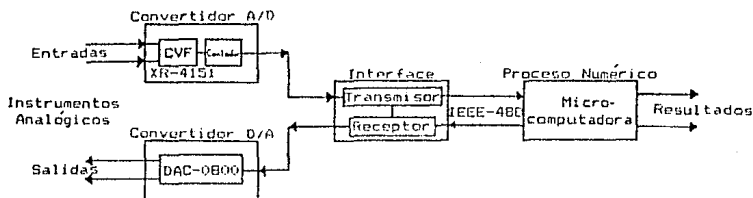


Fig.# 2.1.- Control Numérico

### 2.1.- CONVERTIDOR ANALOGICO/DIGITAL (A/D)

La elección de un convertidor en especial depende fuertemente de la aplicación particular que se le va a dar. Cada convertidor posee características que le son propias y que sirven al diseñador para poder implementar el sistema que mejor convenga a sus necesidades.

A continuación se describen algunas de las características que son de significativa importancia para el diseño de convertidores A/D, a saber (1):

**RESOLUCION:** Es el mínimo cambio en el voltaje analógico de entrada capaz de producir un cambio en el código digital de salida. Es numéricamente igual al voltaje del bit menos significativo y está dado por:

$$\text{Resolución (V)} = \text{Vec} / 2^{(n)-1} \dots (2.1)$$

(para un convertidor de n bits y con Vec= Voltaje para Escala Completa)

**ERROR DE CUANTIZACION:** Es la diferencia entre el voltaje de la entrada analógica y el que representa la salida digital, por lo tanto es un error variable. Un convertidor ideal tiene un error máximo de cuantización de la mitad del bit menos significativo, i.e., la mitad de la resolución en volts.

**ERROR DE DESPLAZAMIENTO:** Representa la desviación de la "mejor" línea recta con respecto al origen sobre el eje analógico (Fig.# 2.2). En algunos casos se debe a que la señal de entrada se ve afectada por un voltaje constante ("offset") y puede ser ajustado a cero.

**ERROR DE GANANCIA:** Referido algunas veces como error de factor de escala. Es la diferencia entre las pendientes de la "mejor" línea recta ajustada y la del caso ideal (Fig.# 2.2). En algunos casos, la pendiente representa la ganancia en un amplificador que se utiliza para programar la escala de conversión y se ajusta externamente.

**LINEALIDAD:** Se refiere a la máxima desviación de la mejor recta que se puede ajustar en la conversión con respecto a la ideal.

**MONOTONICIDAD:** Se refiere a que la salida nunca decrezca con un incremento en la entrada y viceversa.

**TIEMPO DE CONVERSION:** Es el tiempo requerido para que un convertidor A/D produzca una salida digital después de recibir una entrada analógica. En algunos convertidores suele ser función del voltaje de entrada, en cuyo caso se especifica el máximo. A veces se especifica su recíproco, o sea el número de conversiones por segundo y se le denomina frecuencia de conversión.

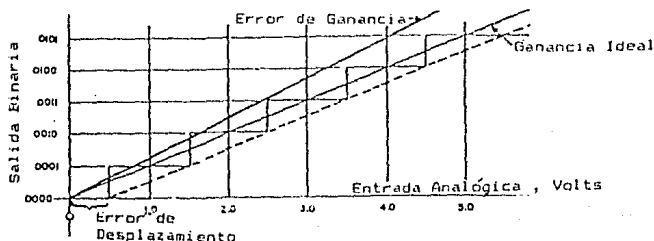


Fig.# 2.2.- Gráfica de Características de Convertidores A/D.

Para la aplicación particular elegida en esta tesis, se requiere en la conversión A/D un alto grado en la resolución (1 mV), en la linealidad ( $>0.1\%$ ) y tiempos de conversión variables (1 y 15 por lo menos).

De la descripción de convertidores vistos en la sección 1.6 y la tabla comparativa 1.1, se decidió por un convertidor V/F para satisfacer las necesidades antes descritas, además de las de acoplamiento a la salida del electrómetro; este último tiene una impedancia de salida de (aproximadamente)  $180\Omega$  y proporciona voltajes analógicos entre 0 y 1 Volt, mismos que se convierten a frecuencias entre 0 y 100 KHz respectivamente.

A continuación se describe el funcionamiento de convertidores V/F.

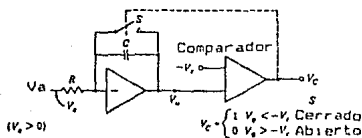
## 2.2.- PRINCIPIO DE OPERACION DE UN CONVERTIDOR VOLTAJE-FRECUENCIA (CVF).

Un modelo básico de CVF, es aquel cuyo voltaje analógico "Va" se aplica a un integrador seguido de un comparador, en donde la otra entrada de éste se encuentra referida a un voltaje negativo  $-V_r$  (Fig.# 2.3 (a)).

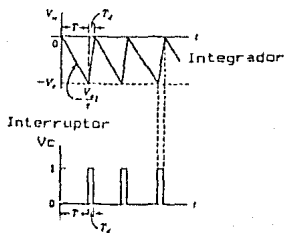
Su funcionamiento es como sigue; inicialmente, cuando el Switch "S" se encuentra abierto, el condensador se empieza a cargar y  $V_o$  (en un principio  $V_o = 0$  V) empieza a decrecer linealmente con el tiempo según la relación:

$$V_o = -V_a \cdot t / \tau \quad \dots (2.2)$$

con  $\tau = RC$  (Fig.# 2.3 b ).  $V_o$  decrece hasta  $V_o = -V_r$  después de un tiempo  $t = T$  durante el cual  $V_c = 0$  lógico, ya que por diseño:  $V_c = 0$  si  $V_o > -V_r$ . Cuando  $V_o < -V_r$  el voltaje en el comparador es  $V_c = 1$  lógico durante un intervalo de tiempo  $T_d$ , tiempo durante el que se descarga el condensador a través del corto que se produce cerrando el Switch S y en la salida del integrador  $V_o$  se vuelve a tener aproximadamente 0 V iniciando así un nuevo ciclo.



(a) Modelo Básico de un CVF.



(b) Formas de onda de  $V_o$  y  $V_c$ .

Fig.# 2.3 .- Modelo de CVF y formas de onda.

Las frecuencias de la forma de onda de  $V_o$  y de  $V_c$  son las mismas y están dadas por:

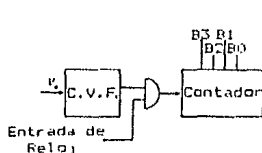
$$f = 1/(T+T_d) \dots (2.3)$$

cuando el tiempo de descarga del condensador  $T_d$ , es mucho menor que  $T$ , entonces:

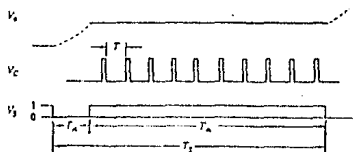
$$f = 1/T = V_a / T \cdot V_r \dots (2.4)$$

como se puede apreciar, bajo esta condición ( $T \gg T_d$ ) y por lo tanto  $f$  es directamente proporcional a  $V_a$ .

En ocasiones, el tiempo de descarga es comparable con  $T$ , en estos casos, un multivibrador monoestable (2) permite conseguir la condición antes citada para mantener la relación entre  $f$  y  $V_a$ , dicho circuito se interpone entre la salida del comparador y el interruptor  $S$ . En otras palabras, un CVF es un oscilador controlado por voltaje (OCV). Es preciso señalar que el modelo expuesto corresponde sólo a la conversión Voltaje a Frecuencia, que no es suficiente para disponer de la información del voltaje analógico de entrada  $V_a$  en forma binaria, ésto se consigue, al complementar el modelo antes visto con una compuerta lógica "AND" y un contador (Fig. # 2.4 a ).



a) Convertidor A/D con salida BCD.



b)  $V_a$ = Voltaje analógico,  
 $V_c$ = Voltaje convertido y  
 $V_s$ = Voltaje de conteo.

Fig. # 2.4.- Un Convertidor A/D utilizando un CVF.

De la manera anterior; es posible, mientras el voltaje analógico se presenta, convertir esta señal a frecuencia. Se cuentan los pulsos durante un intervalo de tiempo conocido y constante (Fig. # 2.4 b ) y después se obtiene la información requerida en algún código binario para su manejo. Si se llama  $\lambda$  al número leído por el contador, entonces, de la ecuación (2.4) se tiene que:

$$\lambda = f \cdot T_h = T_h \cdot V_a / T \cdot V_r \dots (2.5)$$

y el registro de la cuenta es proporcional a  $V_a$ . La salida del contador es leída cuando  $V_s$  está en 1 lógico.

### 2.3.- CIRCUITOS INTEGRADOS PARA CVF.

Los Convertidores que operan en la forma descrita anteriormente, se encuentran disponibles en el mercado nacional en circuitos integrados. La Fig.# 2.5, muestra una de las aplicaciones para el 555 como OCV (3).

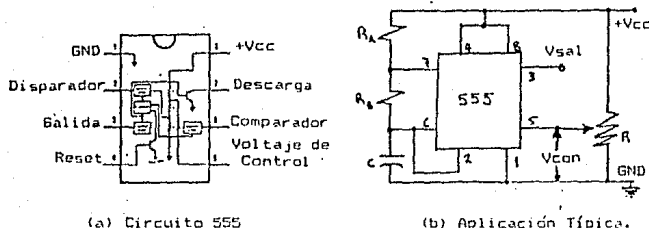


Fig.# 2.5.- Circuito 555 utilizado como OCV.

En este caso, la frecuencia de salida varía con el voltaje Vcon, (terminal 5) ya que al aumentar Vcon, el condensador tardará más en la carga y descarga, por consiguiente la frecuencia disminuirá según la relación:

$$f = 1/C(Vcon) (R_A + 2R_B)C \dots (2.6)$$

donde C(Vcon) es una variable que depende de Vcon.

El LM566 es otro circuito OCV utilizado para generar ondas de tipo triangular o cuadrada (3), cuya frecuencia de salida "fo" presenta una linealidad del .1% en escala de 0 a 100 KHz con respecto al voltaje de control Vcon (Fig.# 2.6).

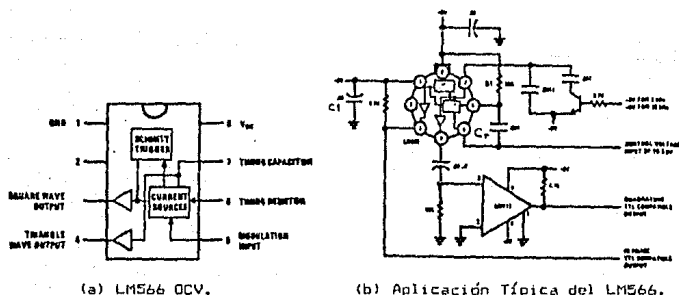


Fig.# 2.6.- LM566 OCV.

El LM555 puede ser operado con una sola fuente de voltaje, la onda cuadrada de salida (term.4) es compatible con circuitos TTL. Un condensador (Cr) de .001  $\mu$ F reduce los ruidos parásitos ocurridos durante la conmutación del VCO. La frecuencia de salida de esta onda está dada por:

$$f_o = 2(V^+ - V_S) / R1C1V \dots (2.7)$$

donde  $V_S$  es el voltaje aplicado entre la terminal 1 y 5 y  $2K\Omega < R1 < 20K\Omega$  es el rango recomendado por el fabricante para fines de estabilidad.

Los circuitos antes mencionados, son sólo ejemplos de diseños posibles con los cuales se puede implementar un CVF. En este trabajo se utilizó un convertidor formado básicamente por tres módulos; (Fig.# 2.7):

- i) Amplificador "Espejel" de Instrumentación (4) (Sec.2.4)
- ii) Circuito Integrado XR-4151 (Sección 2.5)
- iii) Conformador de Pulsos (Sección 2.6)

Con lo anterior se obtuvieron las siguientes características generales:

- a) Una alta impedancia de entrada (del orden  $10^6\Omega$ ).
- b) Dado un voltaje de entrada entre 0 y 1 V, lo convierte a una señal cuya frecuencia de salida es de 0 a 100 KHz.
- c) La amplitud del voltaje de la señal de salida es compatible con circuitos TTL.

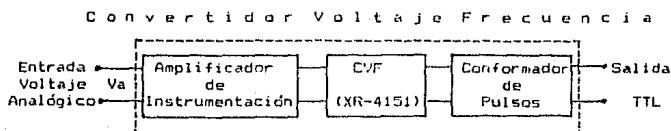


Fig.# 2.7.- Diagrama a Bloques del CVF.

A continuación se detalla cada módulo.

#### 2.4.- AMPLIFICADOR "ESPEJEL" DE INSTRUMENTACION.

Este Amplificador lleva el nombre "Espejel", en reconocimiento a Raúl Espejel, quien encontró en este diseño, características que lo hacen superior (4) en comparación con los amplificadores de instrumentación convencionales (a entrada no inversora).

En la construcción de este Amplificador se utilizaron Amplificadores Operacionales (Amp Op.) TL 083, éstos contienen en un solo encapsulado dos Amp Op TL 081 que tienen entrada a FET (Transistor de Efecto de Campo), lo cual proporciona una impedancia de entrada del orden de  $10^{12}\Omega$  (5). En la primera etapa (Fig. #2.8), se dispone de un arreglo típico a entrada diferencial para cuya ganancia es  $A_v = -1$ ; y en la segunda, la señal se amplifica 10 veces, esto porque el módulo que se utiliza posteriormente requiere de un rango de operación de 0 a -10 V para entregar una conversión de voltaje a frecuencia de 0 a 100 KHz.

En dicha configuración, la impedancia de entrada equivale al valor en serie de las resistencias utilizadas ( $R_{i1}=R_{i1'}=10\text{ M}\Omega$ ), con esto se logra un óptimo acoplamiento con instrumentos analógicos de donde se obtenga la señal de entrada cuya impedancia de salida sea muy inferior a  $20\text{ M}\Omega$ .

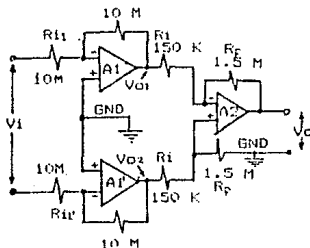


Fig. # 2.8.- Amplificador "Espejel" de Instrumentación.

La primera etapa la componen dos amplificadores de ganancia  $A_v = -1$ , esto proporciona un frente de entrada de  $2R_{i1} = 20\text{ M}\Omega$ , en la segunda etapa se dispone de un arreglo conocido como amplificador diferencial cuya ecuación de transferencia está dada por:

$$V_o = (R_f/R_i)(V_o2 - V_o1) \dots (2.8)$$

donde  $R_f = 1.5\text{ M}\Omega$ ,  $R_i = 150\text{ K}\Omega$ ,  $V_o2 = -V_i$  y  $V_o1 = 0\text{ V}$ , al sustituir estos valores en la ecuación anterior se obtiene:

$$V_o = -10V_i \dots (2.9)$$



## 2.5.- EL XR-4151 COMO C.V.F.

Las características por las cuáles, el circuito XR-4151 fue elegido como CVF son las siguientes (6):

- Conversión V/F y F/V
- Opera con un voltaje de alimentación de -8 V a +22 V
- Pulsos de salida compatibles con circuitos TTL
- Factor de escala programable
- Linealidad típica de  $\pm 0.05\%$  en modo de precisión
- Alta inmunidad al ruido
- Monotonicidad inherente
- Fácil acoplamiento

Tal integrado, está formado básicamente; por un comparador de voltaje, un multivibrador monoestable ("One-Shot") y una fuente de corriente de conmutación (Fig.# 2.9). En su aplicación como CVF presenta dos opciones: modo simple y de precisión.

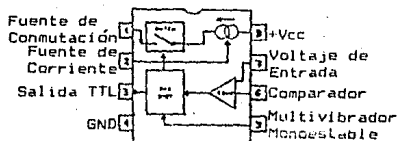


Fig.# 2.9.- Diagrama a bloques del XR-4151

En el modo simple (Fig.# 2.10, configuración sugerida por el fabricante), el comparador recibe dos voltajes positivos de entrada:  $V_{ref}$  (Voltaje de referencia) y  $V_e$  (Voltaje analógico a convertir). Si  $V_e > V_{ref}$ , el comparador activa el monoestable, la salida de este último está conectada a la fuente conmutable de precisión, la cual se abre o cierra según el comparador. Durante el período  $T$  del multivibrador, la Salida Lógica se encuentra en "BAJO" y la fuente de conmutación inyecta una corriente  $I_o$  a la malla R-C; al final del período  $T$ , la Salida Lógica se va a "ALTO" y la fuente de corriente se "abre", hasta este momento, la fuente ha inyectado una carga  $Q = I_o T$  en esa malla, si la cantidad  $Q$  no ha sido incrementada de tal forma que  $V_{ref} > V_e$ , el comparador vuelve a "cerrar" el interruptor y la fuente continúa suministrando corriente, este proceso se repite hasta que  $V_{ref} > V_e$ , cuando esta condición se presenta, la fuente de corriente se desactiva y el voltaje  $V_{ref}$  decae hasta  $V_{ref} = V_e$  completando así un ciclo. Cuando se desactiva la fuente de corriente ( $V_{ref} = V_e$ ), la descarga de  $C$  es proporcional a  $V_{ref}/R$ , y por lo tanto, la frecuencia de salida es proporcional también al voltaje de entrada. Este modo de operación tiene las siguientes desventajas: presenta una linealidad típica (para esos valores) del 1%; un "offset" en la entrada del comparador produce un offset en la frecuencia de salida del convertidor, el tiempo de respuesta para este circuito, está delimitado por la malla R-C, que en este caso es de 135 ms.

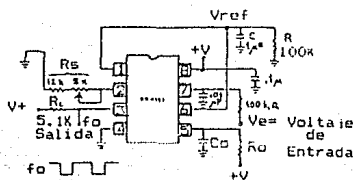


Fig.# 2.10.- CVF en Modo Simple.

En el modo de precisión (Fig. # 2.11, sugerida por el fabricante) se utiliza al XR-4151 junto con un Amplificador Operacional (AmpOp) como integrador, que proporciona una linealidad típica (para estos valores) del 0.05% sobre un rango de 0 a -10 V, el offset es ajustable a cero. A diferencia de varios diseños de CVF, con pérdida de linealidad por debajo de 10 mV, - dato proporcionado por el fabricante-, este circuito conserva dicha propiedad sobre todo el rango de voltajes de entrada. El integrador proporciona una linealidad más baja comparada con la de la Fig. # 2.10, ya que la salida de la fuente de corriente, se encuentra a un voltaje constante  $V_e$  0 volts, por lo tanto, el error en esta propiedad debido a la conductancia de la salida de la fuente es casi nula. El diodo (1N914) conectado a la salida del integrador, impide que se aplique un voltaje negativo de entrada al XR-4151. Se elige un diodo rápido de baja corriente de fuga, a fin de no afectar la precisión del convertidor. Este circuito puede ser operado con una sola fuente de voltaje positiva, sin embargo, es necesario hacer notar que el voltaje de entrada es necesariamente negativo.

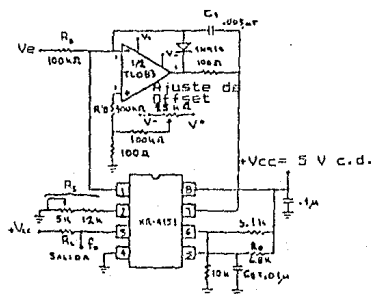


Fig. # 2.11.- CVF en Modo de Precisión.

Dada la comparación entre ambos modos, se seleccionó el de precisión y se calculó el circuito para operar con un voltaje de entrada  $V_e$ : (0 V, -10V), con esto se consigue una señal de salida cuya frecuencia  $f_0$  fluctúa entre (0 Hz, 100 KHz). A continuación se justifican los valores de las componentes para la correcta operación del circuito:

- i) Se utiliza una  $R_5 = 12 \text{ K}\Omega$  y un potenciómetro en serie de  $5 \text{ K}\Omega$  para ajuste de escala total, ( $R_5 = 13.7 \text{ K}\Omega$ ) ya que:

$$R_5 = KR_6R_0C_0/0.496 \dots (2.10)$$

donde  $K = 10 \text{ KHz/V}$  como factor de escala.

- ii) Se calcula  $R_o$  y  $C_o$  de tal manera que se ajuste a la escala deseada según la relación:

$$T = 1.1 R_o C_o = 0.75(1/f_o) \dots (2.11)$$

donde  $f_o$  es la frecuencia máxima de salida. Para una óptima operación, el fabricante recomienda valores comprendidos entre los siguientes intervalos:  $0.6 \text{ K} \leq R_o \leq 680 \text{ K}$  y  $.001 \mu\text{F} \leq C_o \leq 1 \mu\text{F}$ .

Ya que  $f_o = 100 \text{ Hz}$ ,  $T = 7.5 \mu\text{seg}$  y  $R_o = 6.8 \text{ K}\Omega$ ,  $C_o = 1000 \text{ pF}$ .

- iii) Para el Amp Op se usó la relación:  $C_i = 5 \cdot 10^{-5}(1/f_o)$  Farads. De esta manera el Amp Op como integrador tuvo una velocidad de respuesta de no menos de  $\text{SR} = 135 \times 10^{-6}(1/C_i)$  Volts/seg. cuando el valor de  $C_i$  esté dado en Farads.

Se utilizó  $C_i = 500 \text{ pF}$ , con esto el integrador operará con un  $\text{SR} = 0.27 \text{ V/mseg}$ .

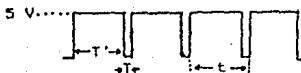
- iv) Por último, cuando  $V_o$  es máximo,  $R_b = V_o/100 \mu\text{A}$ . Esto es  $R_b = 100 \text{ K}\Omega$ .

Durante la implementación de este circuito se presentó un inconveniente; según la relación:

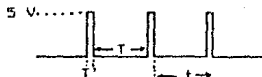
$$f_o = k V_i \dots (2.12)$$

donde  $k = 10 \text{ KHz/V}$ , y  $T = 7.5 \mu\text{seg}$ , para todo el intervalo de frecuencia

Se observa que el ciclo de trabajo  $T$  ("duty") no es de proporción constante es decir, a medida que la frecuencia cambia, la proporción entre el "duty" y el tiempo muerto no es la misma (Fig. # 2.12); conforme disminuye la frecuencia,  $T$  se hace más grande con respecto al tiempo muerto  $t$ , de tal forma que a frecuencias inferiores a los  $10 \text{ KHz}$ , un frecuencímetro HP-5384A (7), confundía los pulsos provocando una lectura incorrecta, esto era de esperarse, ya que a  $f_o = 25 \text{ KHz}$ ,  $t = 0.04 \text{ ms}$ , esto significa que  $T = 0.81t$ , lo que causa que los pulsos sean difíciles de detectar, por lo general, la condición de conteo para los frecuencímetros es que  $T < 0.75t$ .



(a) A Bajas Frecuencias.



(b) A Frecuencias altas.

Fig. # 2.12.- Características del Pulso de Salida del CVF.

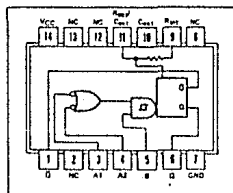
Este inconveniente se superó mediante un conformador de pulsos, i.e., un multivibrador monoestable no redispachable (8).

## 2.3.- CONFORMADOR DE PULSOS

El circuito integrado utilizado para este fin, es el 74121, con entradas de disparador de "Schmitt" y con compuerta "OR" (Fig.# 2.13).

FUNCTION TABLE					
INPUTS			OUTPUTS		
A1	A2	B	Q	Q'	
L	X	H	L	H	
X	L	H	L	H	
X	X	L	L	H	
H	H	X	L	H	
H	H	H	H	L	
L	L	H			
L	L	L			
L	X	L			
X	L	L			

(a) Tabla de Verdad



(b) 74121 con Disparador de "Schmitt".

Fig.# 2.13.- Multivibrador Monoestable 74121.

Según su tabla de verdad, al haber en sus entradas una transición positiva se produce el disparo del pulso, este pulso es positivo y ocurre a un nivel particular de voltaje y no está directamente relacionado con el tiempo de transición del pulso de entrada, este circuito está provisto de una excelente inmunidad al ruido (8). Ya disparado, las salidas son independientes de cualquier otra transición en las entradas y son función solamente de la constante de tiempo RC de las componentes, las cuales, según el fabricante, deben tener valores en los intervalos siguientes: para el condensador C\*(10 pF, 10 µF) y para la resistencia R\*(2KΩ, 40 KΩ). Dados los valores, la duración del pulso queda definida por:

$$t_o = RC \ln(2) \dots (2.13)$$

la cuál puede aproximarse a  $t_o = 0.7RC$ . Dado que la frecuencia máxima a operar es  $f_o = 100 \text{ KHz}$  o sea un período de  $10 \mu\text{seg}$ , se escogió la constante  $RC = 10 \mu\text{seg}$ , eligiendo para ello  $C = 1000 \text{ pF}$  y  $R = 10 \text{ K}\Omega$ .

Este circuito se coloca a la salida del convertidor, donde la duración del pulso es de aproximadamente el 70% de  $t$  para todo el rango de frecuencias (Fig.# 2.14), obteniendo así un ciclo de trabajo de proporción constante para todo el intervalo de frecuencias a manejar.

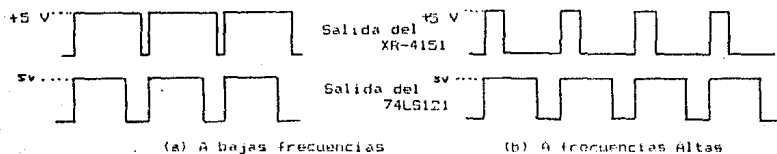


Fig.# 2.14.- Salida del Multivibrador 74121.

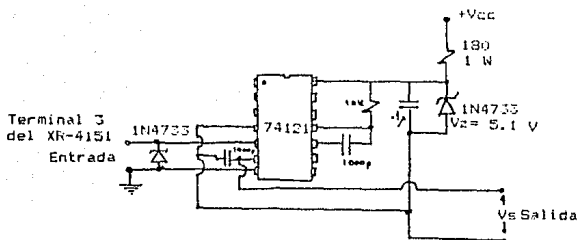


Fig.# 2.15.- Conformador de pulsos



## 2.7.- FRECUENCÍMETRO

Como ya se mencionó, el CVF es un componente del convertidor A/D, necesario para disponer de la información analógica en un código binario (Fig.# 1.11), para completarlo se requiere de un Frecuencímetro, es decir, un dispositivo que cuente los pulsos durante intervalos de tiempo conocido y constante.

Algunos de los Frecuencímetros que existen en el mercado, tienen por lo menos tres tiempos de muestreo (.1s, 1s, 10s), rangos de medida variable (según su aplicación); y disponen de la lectura tomada en algún código binario además del despliegue de la información convertida a decimal; en pantalla (display) de cristal líquido ("LCD") o de diodos emisores de luz ("LED's"), en algunos casos poseen ya la interface para comunicación digital.

Las características del frecuencímetro construido son:

- i) Compatible con Circuitos TTL
- ii) Rango de Medida de 0 a 1 Mhz (8 dígitos)
- iii) 3 Tiempos de Muestreo: .1s, 1s y 10s
- iv) Selector de opción: conteo libre, retención manual de lectura e interface
- v) Disposición de lectura en código BCD

El diagrama a bloques siguiente (Fig.# 2.17) muestra las etapas del frecuencímetro implementado, las cuales se describen a continuación:

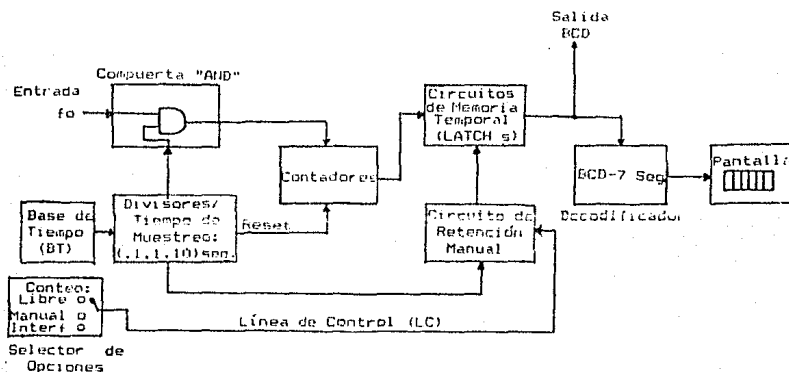


Fig.# 2.17.- Diagrama a Bloques del Frecuencímetro



## 2.8.- BASE DE TIEMPO

La base de tiempo (BT) es una de las etapas que más se cuidó en la construcción del contador, ya que a partir de ella se obtienen los tiempos de muestreo, los cuales si son imprecisos producen lecturas falsas. Para este propósito se utiliza el CI MM5367 (9), que es un divisor de frecuencia programable de 17 estados acoplado a un cristal de cuarzo comúnmente empleado en osciladores de croma de receptores de T.V (Fig.# 2.18).

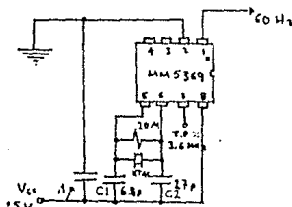


Fig.# 2.18.- Base de tiempo de 60 Hz

En la Figura anterior, se utiliza el circuito recomendado por el fabricante, donde C1 y C2 proporcionan la capacidad requerida para antonar el cristal de cuarzo a su frecuencia natural de oscilación (3.58 Mhz). La salida del circuito (terminal 1) entrega pulsos de 60 Hz con un error de  $\pm 2$  ppm, dadas las divisiones sucesivas desde 3.58 Mhz hasta 60 Hz.

## 2.9.- DIVISORES DE FRECUENCIA/TIEMPOS DE MUESTREO

Para obtener los tiempos de muestreo (TM) los pulsos de 60 Hz son divididos 6, 10, y 10 veces para obtener de esta manera 3 tiempos de .1s, 1s y 10s respectivamente, lo anterior se consigue con dos contadores de décadas CMOS MC 145100 (10).

Los contadores ordinarios están compuestos por varios multivibradores biestables, comúnmente llamados Flip-Flop's (F-F), donde cada uno de ellos tiene 2 estados lógicos: 0 y 1. Un arreglo de N F-F, tiene  $2^N$  estados; un contador es un arreglo de F-F interconectados de tal manera que cambia de un estado a otro con cada ciclo de la señal de entrada. Si el contador se inicia en un estado y regresa a ese mismo después de K ciclos, el contador es llamado de Módulo K. (Mod-K) o bien de Base K.

Los contadores de interés en este caso son uno de Mod-6 y dos de Mod-10, el primero recorrerá del estado cero (0000100=0000), de uno en uno, hasta el cinco (0000100=0101); y los segundos del cero al nueve; para ello se utilizan CI CMOS MC 14518B.

El MC 15518B es un Contador doble DCD (Fig.# 2.19), teniendo así dos contadores independientes, compuestos a su vez por F-F tipo "D", con líneas de "CLOCK" Y "ENABLE" intercambiables para incrementar la cuenta con una transición (Fig.# 2.20). Cada contador puede ser borrado aplicando un nivel ALTO en la línea de RESET, este circuito requiere de baja disipación de potencia y ofrece alta inmunidad al ruido (10).

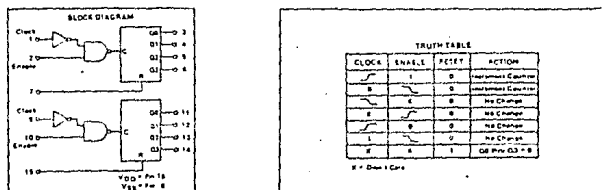


Fig.# 2.19.- Diagrama a Bloques y Tabla de Verdad del MC 14518B

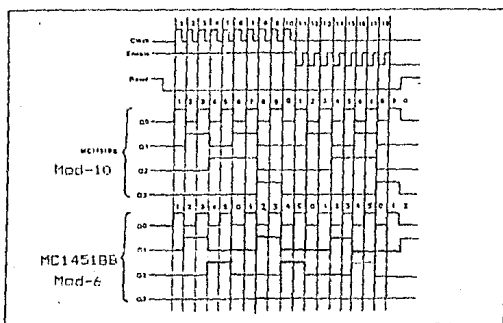


Fig. # 2.20.- Diagrama de tiempos de un contador Mod-6 y un Mod-10

Para implementar un contador Mod-6 con el MC14518B, basta tomar como condición de borrado (RESET) al producto lógico  $RESET = Q1Q2$ , así, el pulso que entra al "ENABLE" de 50 Hz, sale dividido 6 veces, es decir con una frecuencia de 10 Hz (.1s), el período de 1s, se obtiene retroalimentando este pulso (de 10 Hz), al ENABLE de otro contador y éste divide 10 veces esta señal (a 1 Hz), en este caso, la condición de  $RESET = 0$  lógico, finalmente, se repite este último proceso para tener el tercer período de .1Hz=10s (Fig.# 2.21). Un switch de 3 polos 2 tiros (3P-2T) selecciona y muestra con LED's el período elegido.

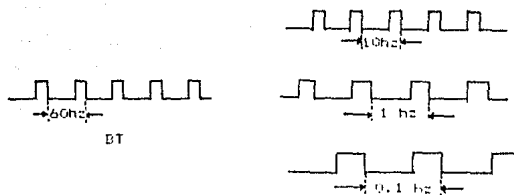


Fig.# 2.21.- BT y Periodos

Los tiempos antes descritos, son períodos más no tiempos de muestreo, ya que los intervalos de tiempo durante los cuales el frecuencímetro cuenta son los ciclos de trabajo de este período. Para obtener los tiempos de muestreo a partir de ellos, se utilizó un F-F "J-K" (CI 74LS73), configurado como F-F "T", donde según su tabla de verdad, con las líneas CLOCK=f, J=K=1 funciona como un divisor de frecuencia con respuesta de "Toggle" (Fig.# 2.22).

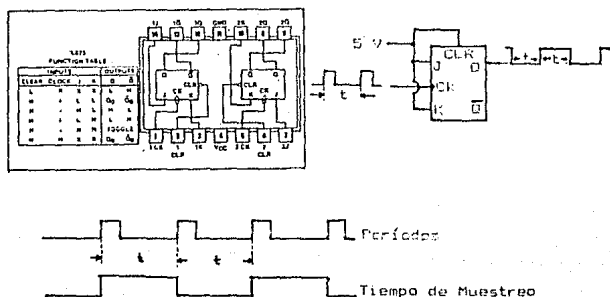


Fig.# 2.22.- Tabla de Verdad y Divisor de Frecuencia con el F-F JK

## 2.10.- CONTADORES PARA 6 DÍGITOS

El Frecuencímetro muestra la lectura tomada con seis dígitos, esto se consigue con 6 contadores Mod-10 en "Cascada", en este arreglo, el primer contador se habilita para contar con  $ENABLE=IM$  y  $CLOCK=IM$ , con esto, la salida  $Q_7$ , al tener una transición del estado 9 al 0, habilita la  $ENABLE=Q_3$  del otro contador y con  $CLOCK=Q_0$ , cuenta las decenas, esta última configuración se repite hasta el último contador, todos los RESET se encuentran en  $RESET=IM$ , ya que al término del tiempo de muestreo, los contadores se borran. Antes de que la condición de borrado se presente, la lectura tomada se guarda en memorias temporales "LATCHES" CI 74LS75, hasta el inicio del siguiente ciclo, ya que el dato que se presenta en las entradas ( $10203040$ ), es transferido a las salidas ( $10203040$ ) cuando el "ENABLE" G está en alto, en caso contrario, aún cuando el dato de entrada cambia, la salida sigue presentando el dato anterior (Fig. # 2.23), dicha ENABLE (entrada G) es gobernada por el tiempo de muestreo. De esta forma, la información es mantenida un tiempo igual al de conteo, esto siempre y cuando el selector de opciones se encuentre en nivel 0 (conteo libre), este último se describe posteriormente.

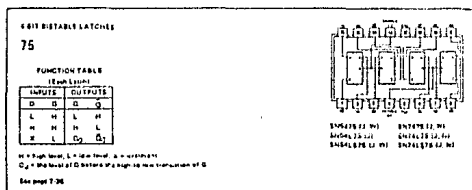


Fig. # 2.23.- Tabla de verdad y configuración del 74LS75

De la salida de los LATCHES, se tiene la información de la lectura en código BCD, la cual después se decodifica a siete segmentos (CI's 74LS47) y finalmente se envía a los displays (Fig. # 2.24).

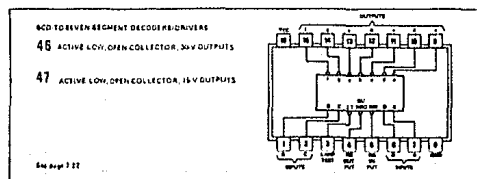


Fig. # 2.24.- Decodificador BCD a 7-Segmentos

El 74LS47 está compuesto por circuitos asíncronos y presenta en sus salidas inversores como amplificadores de corriente (buffers) a colector abierto, éstos son de utilidad para excitar a los displays de LED's en ánodo común que son los que se utilizan en éste trabajo. La resistencia de  $150\Omega$  colocada en cada segmento-led, es para limitar la corriente por éste a 18 mA (Fig.# 2.25).

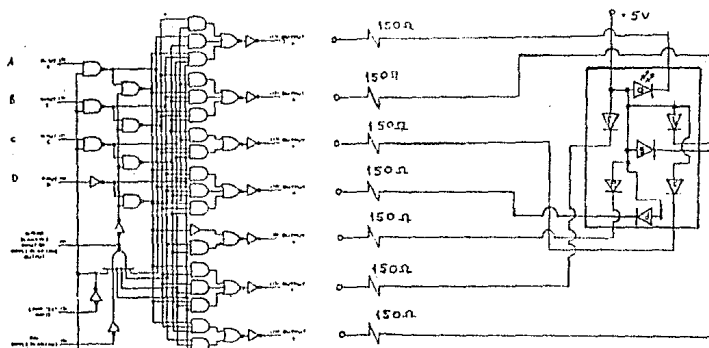


Fig. # 2.25.- Diagrama a Bloques del 74LS47 e Implementación en pantalla de Leds.

## 2.11.- CIRCUITO DE RETENCION MANUAL DE LECTURA

Este dispositivo tiene dos propósitos; para el primero, se observa que a tiempos de muestreo de 0.1s, la información del display cambia con esta rapidez y no es posible que un observador lea directamente el resultado del conteo, de esta forma, el propósito es que al activar dicho circuito con el selector de opciones en posición de retención manual (1 lógico), la información en los latches y por consiguiente en display, se mantiene con el último dato hasta que se cambie al selector a la posición de conteo libre (0 lógico). El segundo propósito, es que para realizar la transmisión de datos a la computadora de manera eficiente, en lugar de que un observador le "diga" al frecuencímetro: "Ya leí tu información, ya estoy listo para leer otra", lo haga la microcomputadora a través de la interface, etapa que se detallará más adelante.

El circuito está compuesto por un SCR (Rectificador Controlado de Silicio) C 203, una compuerta AND y una NOR (Fig.# 2.26).

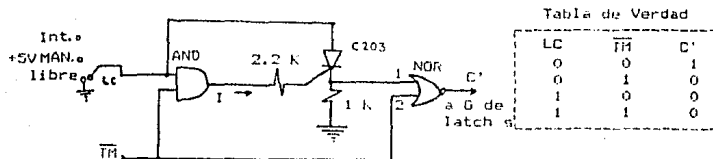
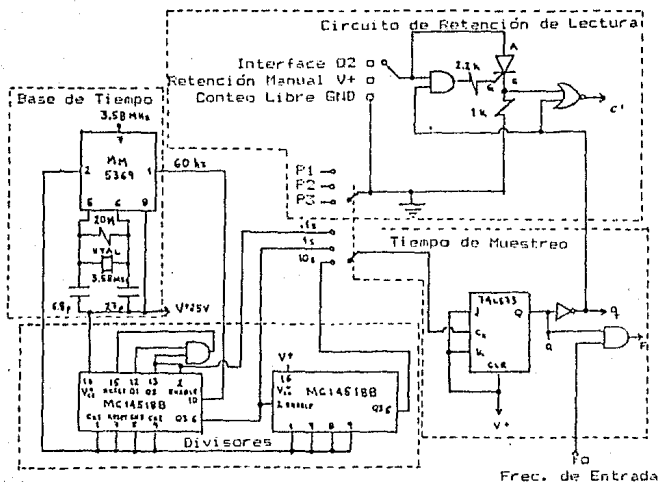


Fig.# 2.26.- Circuito y Tabla de Verdad del dispositivo de retención de lectura.

Al tener en la línea de control (LC) un 0 lógico, la salida de la compuerta AND es 0, la corriente de salida I es de -1.6 mA, misma que mantiene en estado de no conducción al SCR, de esta forma en la entrada 1 de la compuerta NOR se tendrá un 0 lógico y en su salida C'=TH, a este modo se le llama "conteo libre", ya que mientras el frecuencímetro esté contando (TH=1 lógico), la información es transferida a los displays y en el momento en que TH=0 lógico la última lectura es retenida un tiempo igual al de conteo hasta que se inicie un nuevo ciclo. El modo de "retención manual" se consigue cuando la LC se encuentra en 1 lógico (5V), de esta manera, la compuerta AND "espera" hasta que TH=1, así dicho, su salida presenta un estado alto que proporciona corriente, a través de R=2.2 K $\Omega$ , a la compuerta del SCR haciéndolo conducir; de esta forma se consigue tener en la entrada 1 de la compuerta NOR un 1 de manera permanente, -ya que el SCR se queda conduciendo hasta que la LC (ánodo del SCR) sea otra vez cero-; ese 1 produce en la salida de dicha compuerta un 0, condición que mantiene al display con la última lectura. En el modo de Interface, los cambios en la LC de 1 a 0 y viceversa las realiza la interface según sus necesidades.



... continúa

Fig. # 2.27.- Circuito final del Frecuencímetro.

# CONTADORES

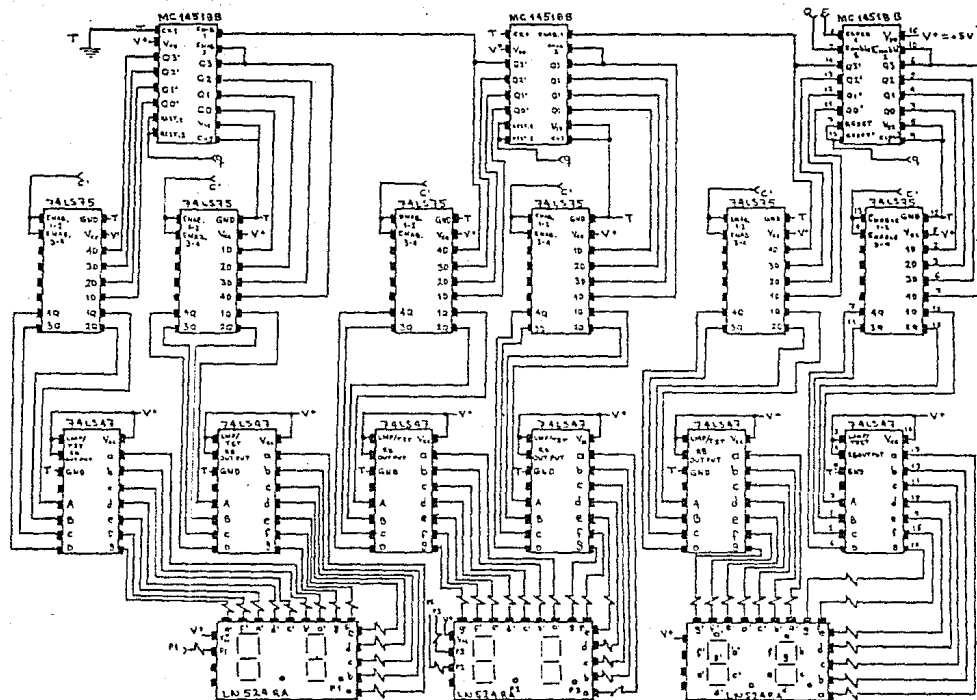


Fig. # 2.27.- Circuito final del Frecuencímetro.



## 2.12.- INTERFACE IEEE-488

Una vez resuelta la etapa de conversión A/D, el siguiente paso es la descripción de la interface, ésta hace posible el control y la adquisición de datos ya digitalizados, provenientes de instrumentos analógicos.

Dos de las interfaces más utilizadas para este propósito son: la RS-232C de EIA y la IEEE-488 de HP (11) (12) (13), en este trabajo se utilizó la segunda por los siguientes motivos:

- i) Por su transferencia en paralelo. Permite transmitir hasta 25 Mbytes por segundo (para las series 80).
- ii) Su estructura permite comunicar a un controlador (microcomputadora) hasta con 15 dispositivos periféricos, tanto para procesos de control como para la adquisición de datos.
- iii) El protocolo de comunicación empleado garantiza la recepción de datos.

Los dispositivos que utilizan esta interface pueden operar en uno de tres modos, a saber:

- |                        |  |
|------------------------|--|
| Transmisor ("Talker"): | Indica que se encuentra habilitado para enviar datos y/o instrucciones a otros dispositivos. |
| Receptor ("Listener"): | Éstos son capaces de recibir datos y/o instrucciones de otros periféricos.                   |
| Transmisor-Receptor:   | Son sistemas dotados con ambas cualidades; transmisión y recepción de información.           |

Es importante señalar que en un momento dado solamente un transmisor puede enviar información a los demás dispositivos, mientras que uno o varios receptores pueden estar recibiendo información al mismo tiempo; en este protocolo, el controlador coordina ambas funciones, realizando la transferencia de información en código ASCII (Apéndice 1).

En la interface son importantes dos funciones: la de Comando, que como su nombre sugiere, es un proceso de control; y la de Dato en el que la información es transferida desde el transmisor a los receptores.

La interface la componen 24 líneas; 8 son de tierra y las 16 restantes están divididas en 3 grupos: 8 son bidireccionales para datos, comandos o direcciones; 3 son líneas de reconocimiento ("Handshake") y 5 de mantenimiento general (Fig. # 2.28).

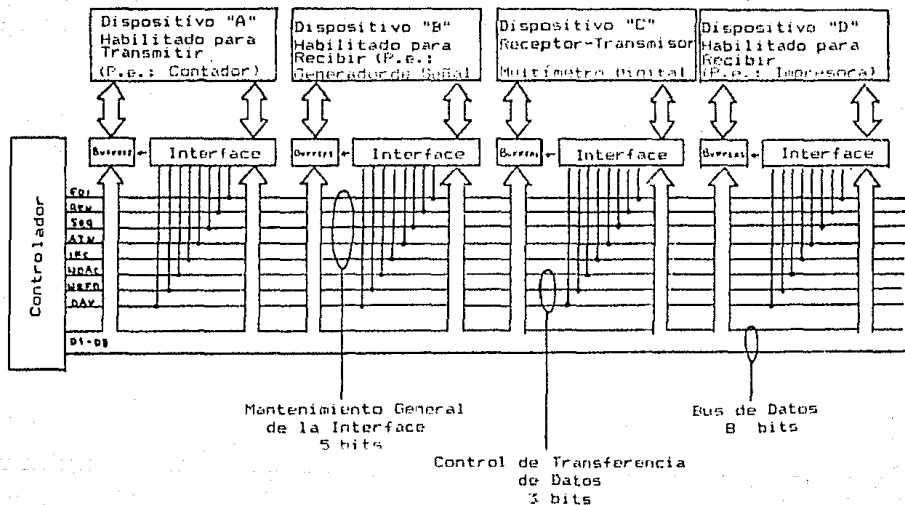


Fig. # 2.28.- Interface IEEE-489.

Las tres líneas de handshake: NRFD (No Listo Para Datos), DAV (Dato Válido) y NDAC (Dato No Aceptado); funcionan como sigue: cuando la información va a ser transferida, los receptores pueden estar o no listos para recibir el dato, si no lo están, la línea NRFD se pone en bajo (bajo es definido por la IEEE-488 como 1 y alto como 0 lógicos); cuando están ya listos NRFD se pone en alto; si los transmisores se encuentran listos para enviar el dato, ponen en DAV un estado bajo, cuando se cumplen ambas condiciones (NRFD=0 y DAV=1), el receptor acepta el dato hasta que la línea NDAC lo indica con un estado alto, completando así un ciclo de handshake (Fig.# 2.27). Este ciclo se repite para cada byte transferido.

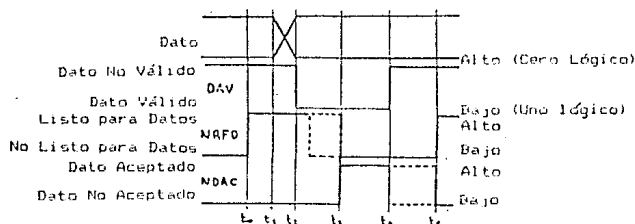


Fig.# 2.27.- Ciclo de Handshake.

De esta manera el receptor garantiza la captura de cada byte. Es posible visualizar al proceso lógico del ciclo de handshake que ocurre entre el transmisor y el receptor con el diagrama de flujo de la Fig.#2.30.

Las cinco líneas de mantenimiento general de la interface son utilizadas principalmente por el controlador, a continuación se describe la función de cada una de ellas:

- 1) ATN (Atención). Según el estado de esta línea, la información que se presenta en las líneas de datos pueden interpretarse de distintos modos: cuando ATN presenta un nivel alto, D1-DB se toman como datos y cuando en esta línea se tiene un nivel bajo, las líneas D5, D6 y D7 establecen comandos o direccionamiento de la interface según la tabla (Tabla 2.1) donde C son bits de comando, D de dirección y X no se usan:

TABLA 2.1

BITS DE LAS LINEAS DE DATOS								SIGNIFICADO
D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	
X	0	0	0	C	C	C	C	Comando Direccionado
X	0	0	1	C	C	C	C	Comando Universal
X	0	1	D	D	D	D	D	Direccionado Como Receptor
X	1	0	D	D	D	D	D	Direccionado Como Transmisor
X	1	1	D	D	D	D	D	Dirección Secundaria

DIRECCIONES Y COMANDOS (ATN BAJO)

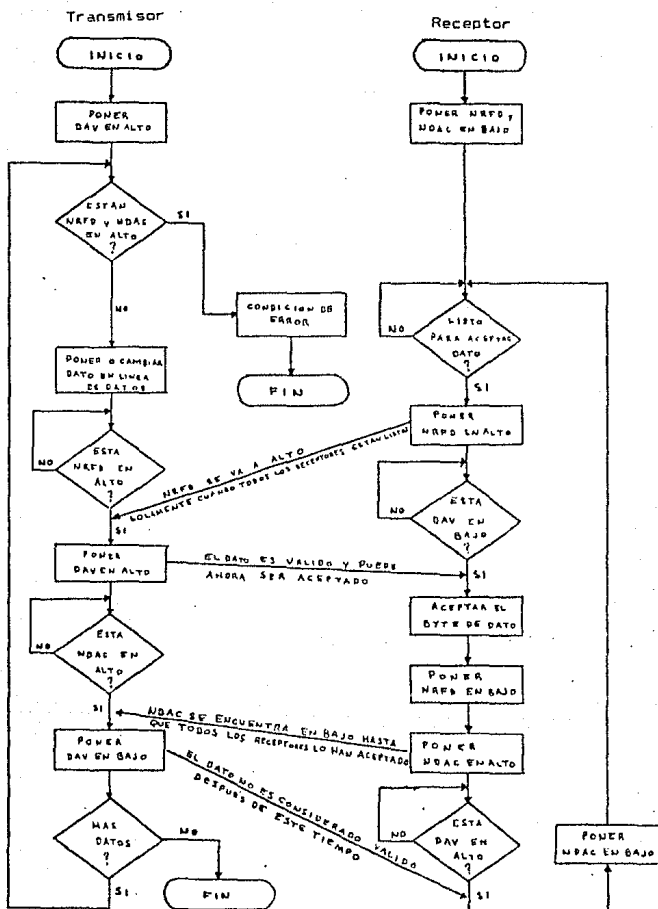


Fig. # 2.30.- Diagrama de flujo del ciclo de Handshake.

Los comandos direccionados son instrucciones para aparatos que pueden ser programados para su operación como receptor (p.e. una impresora); los universales son empleados para todo tipo de dispositivos (habilitados para recibir y/o transmitir como en el caso de una unidad de disco). Los aparatos direccionados como receptor, quedan habilitados para recibir datos y/o comandos y aquellos que están direccionados como transmisor, para enviarlos. La dirección secundaria es posible utilizarla para configurar el aparato previamente direccionado con una función específica, en ocasiones hace las veces de comando direccionado.

- ii) IFC (Borrado de la Interface). Cuando un periférico es preparado para recibir o transmitir, su interface almacena esta información (puede ser un bit) en algún circuito de memoria-latch, flip-flop, etc., esta última indica al dispositivo que se encuentra habilitado y hasta que en esta línea ocurre un pulso negativo la información es borrada, de esta manera el aparato queda deshabilitado.
- iii) SRD (Petición de Servicio). Cuando un dispositivo presenta un problema, manda al controlador un estado bajo que interrumpe el proceso que se encuentra realizando en ese momento, analiza el estado del aparato que lo solicitó y determina la naturaleza del problema para atenderlo, una vez atendido, regresa a la situación anterior a la interrupción para concluir el proceso. Este tipo de interrupciones es muy común en sistemas que continuamente requieren de atención por fallas en su funcionamiento, por ejemplo, una cámara que presenta fugas y necesita mantener un vacío constante para realizar eficientemente un proceso, esta interrupción puede darse cuando el controlador se encuentre atendiendo otro proceso, en este caso, se produce la secuencia arriba mencionada.
- iv) REN (Habilitación Remota). Se utiliza para programar un dispositivo desde el controlador con un estado bajo. Esta situación se presenta principalmente en dispositivos que poseen dos modos de operación: manual y remoto, de esta última es posible por ejemplo, que un frecuencímetro se programe vía el controlador, para tomar lecturas con un tiempo de muestreo de .1 s, con 5 cifras significativas y almacene el dato en memoria.
- v) EOI (Fin o Identificación). Cuando ATN está en alto el transmisor indica con un estado bajo en esta línea que terminó la transferencia de datos, cuando ATN está en bajo es utilizada por el controlador para preguntar a los periféricos si "no hay problemas".

En este trabajo existe la necesidad de comunicar a la microcomputadora con dos sistemas que no poseen interface: una fuente de voltaje de c.d. digitalizada (sección 2.15) y el frecuencímetro. La primera habilitada como receptor para un centrado de pico de voltaje (Sección 2.14) y la segunda, como transmisor, ésta para la adquisición de datos del sistema de detección y medición de iones, a continuación se describe la última.

## 2.13.- INTERFACE PARA EL FRECUENCIMETRO

Recuérdese que en el frecuencímetro, en la parte del convertidor A/D, antes del decodificador BCD a 7-Segmentos, existe una salida de información en código BCD; tal salida es considerada como puerto de dicho convertidor.

El propósito de la interface es hacer llegar esa información a la memoria de la microcomputadora a través de su puerto IEEE-488.

Para el desarrollo de esta interface se tomaron las consideraciones siguientes:

- Como el frecuencímetro transmite información, la interface construída debe direccionarse como transmisor y poseer un dispositivo que permita seleccionar la dirección deseada con un número binario entre 0 y 15.
- Dada la diferencia de velocidades de transferencia de información entre la microcomputadora y el frecuencímetro, resulta necesario sincronizar ambos sistemas.
- Cuando el frecuencímetro sea elegido por el controlador como transmisor, la interface debe almacenar esta información para indicar que ha sido seleccionado, además debe quedar habilitada para sincronizar el proceso de handshake y el borrado de la interface.
- Para un voltaje analógico de entrada  $V_e \leq 10.1$  Volt corresponde una señal de salida cuya frecuencia  $f_o \leq 10,100$  KHz; dicha frecuencia es leída por el frecuencímetro y mostrada en un display con seis dígitos y un punto decimal. Esta información puede dividirse en 4 bytes, donde tres de ellos corresponden a los dígitos, dos dígitos por byte, y el último proporciona la posición del punto decimal, dicha posición permite estimar el factor por el cual ha de multiplicarse la lectura tomada, para que sus unidades estén dadas en KHz.
- Los circuitos utilizados en la construcción de la interface deben ser compatibles con la familia LS TTL.

A continuación se describe la implementación de cada una de las etapas que posee la interface del frecuencímetro:

### 2.13.1- DIRECCIONADO COMO TRANSMISOR (Fig.#2.31)

Cuando ATN se encuentra en estado bajo, las líneas de datos son consideradas una dirección como transmisor sí y solo sí, el comparador (74LS85) indica con la salida A=B en estado alto que el código de selección de la interface coincide con el puesto en el switch múltiple S1-S4, - que en este caso se utiliza como dispositivo para seleccionar la dirección, y además D6 y D7 se encuentran en estados alto y bajo respectivamente, dicho ésto, en el clk del F-F JK ocurre una transición del estado bajo a alto, misma que produce en la salida O1 un estado alto, lo cual indica al usuario con un led encendido, que la interface a sido habilitada para transmitir.

Se utiliza la salida O2 del FF-JK como señal de sincronía para la transmisión de información entre el frecuencímetro y la computadora, para este propósito dicha señal se conecta en el selector de opciones visto en la Fig.# 2.27.

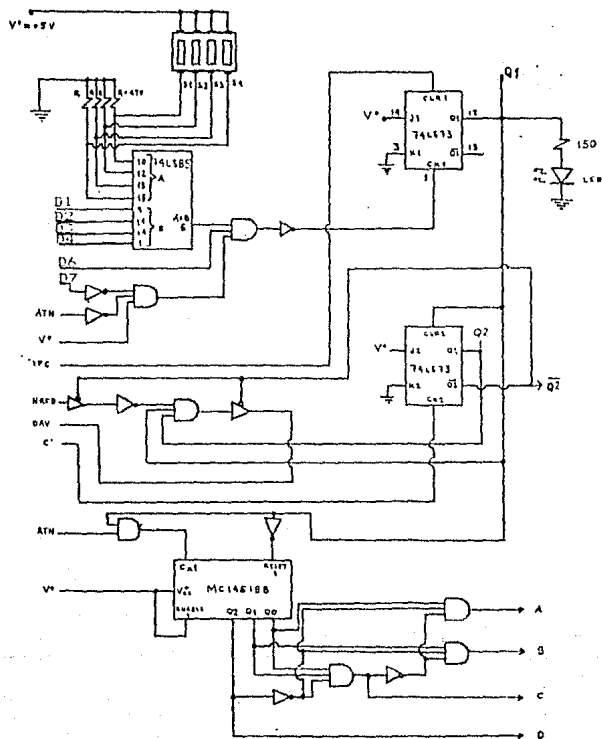


Fig. # 2.31.- Implementación de funciones: Direccionado como Transmisor, Sincronía, Handshake y Discriminador de byte a transmitir.



## 2.13.2- HANDSHAKE

Una vez que la interface se habilita para transmitir (Fig.#2.31.), ésta espera que la línea C' se ponga en alto (un tiempo durante el cual el frecuencímetro mantiene la información estable en display) para que Q2 junto con NRFD ambos en alto, digan al controlador, que el dato que se presenta en ese momento en D1-D8 puede ser considerado ya como válido, poniendo para ésto a DAV en estado bajo. Se realiza de esta forma la transferencia del primer byte y se repite el proceso para los restantes. Para deshabilitar la interface, se conecta la línea IFC a la terminal clri, cuando la primera manda un pulso negativo, la interface queda fuera de operación.

## 2.13.3.- SELECTOR DE BYTE A TRANSMITIR

La transferencia de la lectura del frecuencímetro se realiza transmitiendo 4 bytes a la microcomputadora, el primer byte comprende los dos dígitos menos significativos, por ejemplo, si la lectura en display es 123.456 kHz el primer byte enviado es el 56 que es configurado como D6D7D6D5D4D3D2D1=10101001, el segundo byte son los dígitos centrales (34 para éste caso). El tercero son los de mayor peso (12) y el cuarto el punto decimal, que dependiendo de su posición es uno de tres códigos distintos: 96, 160 y 192 (Fig.#2.32), para transmitir en orden la información se selecciona un bit de cada byte y se realiza el producto lógico con las líneas A,B,C y D, de las cuales sólo una presenta un estado alto en cada ciclo de handshake, después se hace la suma con compuertas OR y se niega el resultado, debido a la lógica empleada-. El discriminador de bytes: líneas A,B,C y D se implementa con un contador (Fig.#2.30), cuya tabla de verdad (Tabla 2.2) muestra su función, donde X es cualquier estado, ↑ es una transición de bajo a alto y 0 y 1 están definidos en lógica positiva; de esta manera el orden en que se transmite la lectura del frecuencímetro es: primero el BYTE1, después el BYTE2, siguiendo el BYTE3 y finalmente el BYTE4.

Tabla 2.2

Entradas		Salidas							
Reset1	Ck1	Q3	Q2	Q1	Q0	D	C	B	A
1	X	0	0	0	0	0	0	0	0
0	↑	0	0	0	1	0	0	0	1
0	↑	0	0	1	0	0	0	1	0
0	↑	0	0	1	1	0	1	0	0
0	↑	0	1	0	0	1	0	0	0

Los procesos de: direccionamiento, handshake, almacenamiento de datos en la memoria de la computadora y borrado de interface, se llevan a cabo vía un programa ("software") que se describe en el capítulo 3.

Una vez que los datos están en la memoria, se lleva a cabo en la computadora un proceso numérico, obteniendo resultados que son de utilidad para la eficiencia del espectrómetro; particularmente, se modifica el estado de una fuente de voltaje de c.d. según las necesidades que a continuación se mencionan.

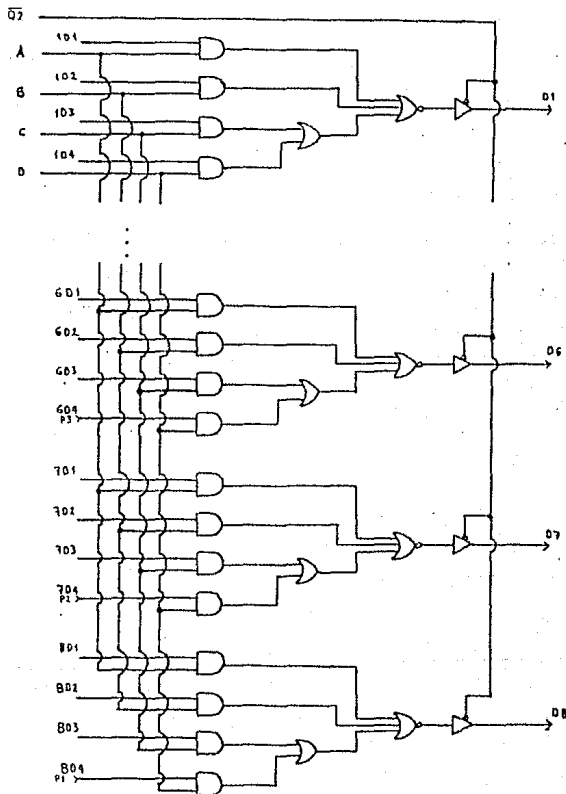
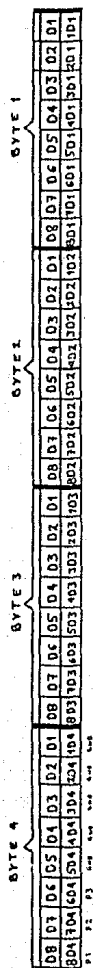


Fig. # 2.32.- Selector de byte a transmitir.

## 2.14.- NECESIDAD DEL CENTRADO DE FOCO DEL ESPECTRÓMETRO

En la sección 1.5 se mencionaron las partes que componen al espectrómetro de masas; en ella se describe el proceso que sufre una muestra en estado gaseoso por analizar, en este momento es necesario explicar el funcionamiento del sistema de introducción de muestras y de la cámara de ionización que utiliza el aparato al cual se aplica este trabajo para justificar un proceso que es de vital importancia para operar de manera eficiente el mismo.

El espectrómetro en cuestión está diseñado de manera tal, que los sistemas de introducción de muestras y cámara de ionización operan de la siguiente forma: una fracción de la sustancia por analizar se coloca en dos de los tres filamentos que componen el sistema de introducción de muestras, en donde cada uno de ellos opera a un potencial estimado para evaporar de manera homogénea dicha sustancia, de modo que, al chocar las partículas procedentes de la evaporación con el tercer filamento al cual se le ha aumentado la temperatura por efecto del paso de corriente, se genera la emisión por contacto, esta corriente también se regula por una fuente de poder.

El haz emitido se conduce a la cámara de ionización, en la que los iones formados son acelerados por la acción de unas lentes electrostáticas, éstas son placas que se encuentran a una diferencia de potencial para deflectar vertical y horizontalmente el haz de iones, y están localizadas entre la región de formación de iones y la entrada al analizador de masas (Fig. # 2.33).

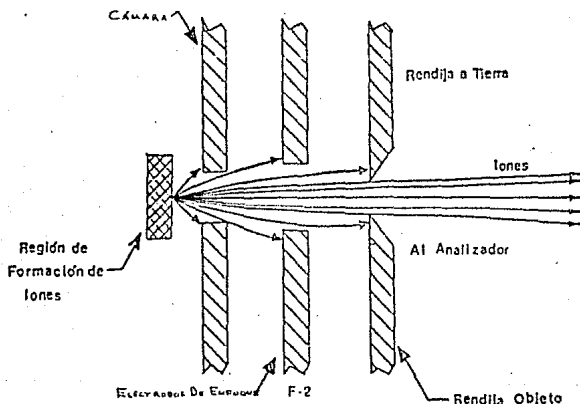


Fig. # 2.33.- Sistemas de introducción de muestras y fuente de ionización

Las lentes electrostáticas (16) (Fig.# 2.34 ), realizan simultáneamente dos funciones: la extracción de los iones de la región de ionización, acelerándolos a la energía deseada y el enfoque de éstos a la salida de la fuente de iones. El circuito que les proporciona el potencial, es un divisor (16) que se conecta a la fuente de alto voltaje (Fig.# 2.35), dicho circuito hace variar el potencial respecto a ellas mismas para obtener la máxima transmisión de iones.

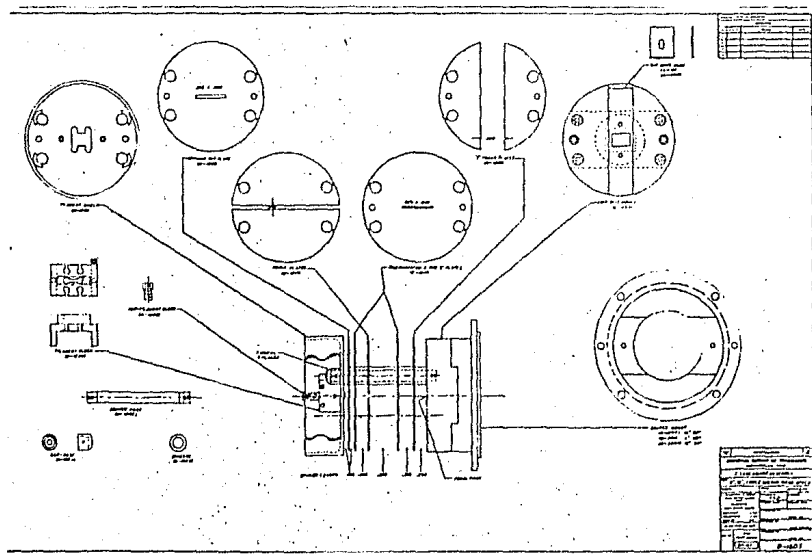


Fig.# 2.34.- Lentes electrostáticas de la fuente de iones.

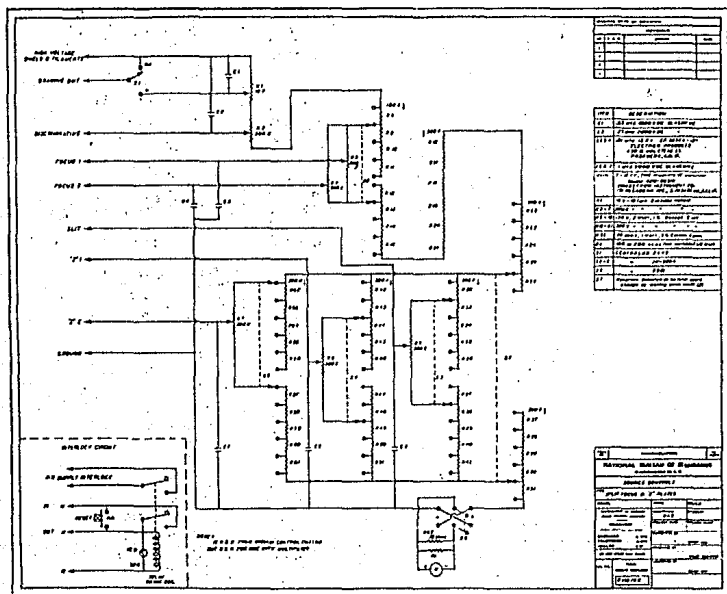


Fig.# 2.35 .- Divisor de voltaje para las lentes electrostáticas

En teoría, una vez que las partículas salen del analizador magnético, se vuelven a enfocar para hacerles incidir en los colectores ubicados a una distancia conocida (Fig.# 2.36), ésta distancia depende del radio de la órbita descrita por los iones según la ecuación (16):

$$R = 144 \sqrt{M V_a} / B \quad \dots (2.13)$$

donde  $M$ =Masa [U.A.M],  $V_a$ =Voltaje de aceleración [Volts] y  $B$ =Campo Magnético [Gauss].

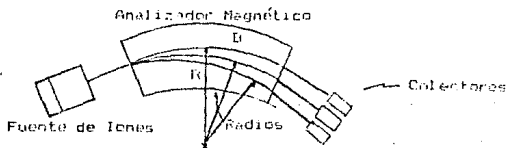
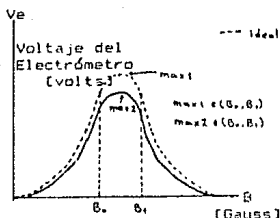


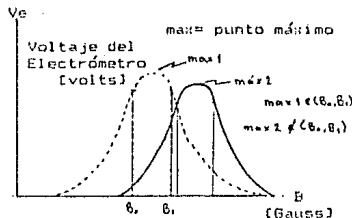
Fig.# 2.36.- Trayectoria de los iones

Cuando  $V_a$  permanezca constante para una cierta masa, la forma de la curva que se obtiene al graficar el voltaje ( $V_e$ ) proporcionado por el electrometro contra el valor del campo magnético ( $B$ ), es como el visto en la Fig.# 2.37 .

Se dice que el pico se encuentra centrado, cuando al repetir el mismo proceso para la misma muestra con los mismos parámetros, las máximos de las curvas coinciden en el mismo intervalo (Fig.# 2.37 a), ésto significa que la transmisión de iones es óptima.



a) Pico centrado



b) Pico no centrado

Fig. # 2.37.- Gráfica de V "vs" B

En la práctica esto no ocurre, existe un pequeño desplazamiento en las curvas (Fig. # 2.37 b) debido básicamente a fallas inherentes a la fuente, inestabilidad de la fuente de ionización, efectos de memoria y discriminación de masas, etc., sin embargo es posible centrar el haz modificando sensiblemente (1 parte en cien) el alto voltaje, a este proceso se le conoce como centrado de pico.

Este es un proceso de mucha importancia, ya que la medida de la abundancia isotópica de una masa se mide con respecto a otra de una masa patrón, si esta última no se mantiene constante para las mismas condiciones, entonces no se puede garantizar una medida correcta.

La idea aquí es que la microcomputadora evalúe los datos obtenidos en dos corridas y determine numéricamente la cantidad del voltaje  $V_a$  a aumentar o disminuir en la fuente, para que en la próxima corrida se obtenga la curva óptima y así realizar las demás medidas.

El alto voltaje lo proporcionan dos fuentes en serie; una de ellas entrega de 0 a 6 KVolts c.d. con ajuste discreto para la selección del voltaje de salida y la segunda de 0 a 100 V c.d. con ajuste continuo, por esta razón se fija la primera y para efectos del centrado de pico se ajusta la segunda con la microcomputadora según convenga.

## 2.15.- LAZO DE RETROALIMENTACION (CONVERSION D/A)

Para lograr lo anterior, se digitalizó una fuente voltaje de corriente directa "KEPCO" modelo DP5-BTA (18), para la cual también se construyó su interface HP-IB, con esto, la fuente se controla por la microcomputadora y se cierra así el ciclo para la automatización de este proceso. A continuación se describen las características de dicha fuente así como el procedimiento de conversión digital-analógico.

- Alimentación: 105 V a 125 V ca / 50 a 440 Hz
- Voltaje de salida: 0 a 100 V cd
- Impedancia de salida: inductiva ( $L=150$  mH,  $R_i=0.05\Omega$ )
- Velocidad de respuesta: 1.5 Volts/ seg.
- Estabilidad Temporal: menos del 0.05% a 100 V cd en 8 hs.
- Regulación "Vs" Línea: menos del 0.0001% a 100V cd para el rango (105, 125) V c.a..

El sistema de control del voltaje de salida ( $V_o$ ) de la fuente, está formado básicamente por un Amplificador Operacional (Amp-Op), con la ventaja el poder ajustar  $V_o$  de dos maneras: en la primera, basta modificar un voltaje de referencia ( $V_r$ ) fijo y por medio de una resistencia ( $R_f$ ) variable de retroalimentación variar la ganancia del amplificador (Fig.# 2.38); esta resistencia puede ser fija, de ajuste continuo o una combinación de ambas, donde el valor de  $V_o$  está dado por:

$$V_o = (V_r/R_r)R_f \dots (2.12)$$

en éste caso, el cociente  $V_r/R_r$  representa la corriente de control  $I_b = V_r/R_r$  que puede ser generada utilizando una fuente de regulada ( $V_r = 5.2 \text{ V}$ ) o un zener como regulador de voltaje junto con una  $R_r = 6.2 \text{ K}\Omega$ , ambos casos proporcionan una corriente  $I_b = 1 \text{ mA}$ , con ella por cada  $1000\Omega$  en  $R_f$   $V_o$  se incrementará en  $1 \text{ V}$ , i.e., para  $R_f = 100 \text{ K}\Omega$  corresponde un  $V_o = 100 \text{ V}$ . La segunda manera consiste en hacer  $V_r$  variable con una ganancia fija, así, la forma del voltaje aplicado a la entrada inversora del amplificador ( $V_i$ ) y el voltaje de salida  $V_o$  se relacionan según la Fig.# 2.39.

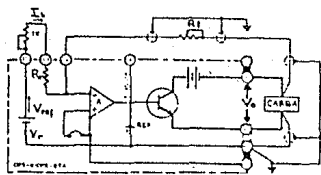


Fig.# 2.38.- Fuente de Voltaje original

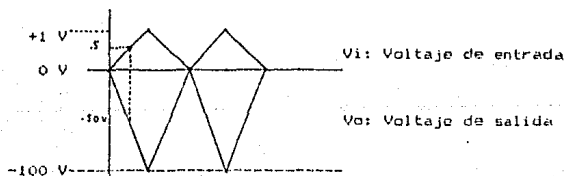


Fig.# 2.39.-  $V_i$  y  $V_o$  con Voltaje de referencia variable



Para los cambios en la fuente original, se consideró la segunda opción, de esta forma, para un  $V_i$  entre 0 y 1 Vcd con una resistencia ( $R_1$ ) de 1 K $\Omega$  a la entrada inversora y otra de retroalimentación ( $R_f$ ) de 100 K $\Omega$  se tiene una ganancia  $A_v = -100$  (Fig. #2.40) y el voltaje  $V_o$  queda en función del de entrada según la relación:

$$V_o = -A_v V_i = -100 V_i \dots (2.12)$$

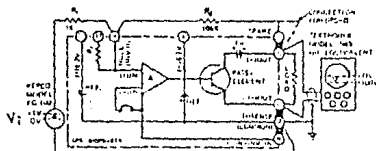


Fig. # 2.40 .- Fuente modificada

Como es de suponerse, el circuito que proporciona  $V_i$  deberá ser controlado por un código binario, ahora se describe el circuito que convierte un byte a un voltaje entre 0 y 1 Vcd, mismo que completa el sistema que digitaliza la fuente para el uso antes citado.

Se utiliza el Circuito Integrado (CI) DAC0800 (Fig. # 2.41) por las siguientes características (19):

- i) Capacidad: 8 bits
- ii) Tiempo de Conversión: 100 ns
- iii) Error para escala total:  $\pm 1$  bit menos significativo
- iv) Compatible con circuitos TTL

este CI tiene la propiedad de convertir un número binario de 8 bits a un nivel de voltaje de cd que es directamente proporcional a éste mismo según:

$$V_o = (V/255)n \dots (2.14)$$

donde  $n$  es un número entre 0 y 255, dicho número es el dato que envía la microcomputadora (en binario) según convenga y  $V$  es un voltaje constante que se programa con el CI DAC0800.

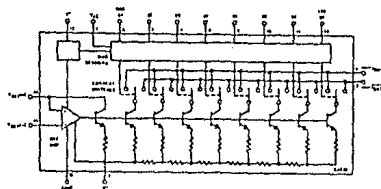
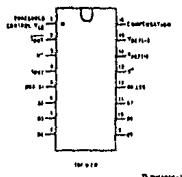
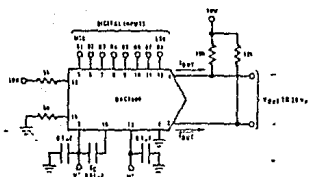


Fig. # 2.41.- Conexiones y Diagrama a Bloques del DAC 0800.

Se utiliza la aplicación que el fabricante recomienda (Fig. # 2.42), en ella se tiene en la salida 10 V c.d. para escala completa, i.e., para  $n = 255$ :



	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$I_{QA}$ mA	$I_{QB}$ mA	$E_Q$	$E_Q$
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	+8.050	0.000
Full Scale - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.994	0.009	+9.920	+0.040
Half Scale + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.034	+5.040	+4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.000	+5.000	+4.900
Half Scale - LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	+4.960	+5.000
Zero Scale + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.994	+0.040	+9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	+9.900

FIGURE 6. Basic Unipolar Positive Operation

Fig. # 2.42.- Aplicación típica y Tabla.

La salida del CI es atenuada 10 veces con Amp-Op para tener así la fuente que se requiere;  $V_i$  entre (0,1) V (Fig. # 2.43).

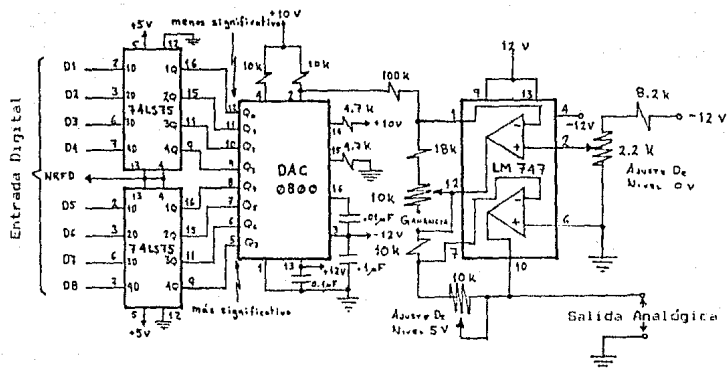


Fig. # 2.43.- Fuente Digitalizada.

El circuito anterior cuenta además con ajustes fino y grueso de ganancia y nivel de 0 volts.. La salida de este circuito es el Vi de la fuente de voltaje que se requiere para poder hacer el ajuste en el alto voltaje. Cabe hacer notar, que según sea necesario, la microcomputadora mandará la información requerida para modificar el estado de la fuente de c.d., esta información deberá almacenarse hasta que la computadora determine cambiar su estado, para ello se utilizan circuitos de memoria temporal (latch) en la entrada del circuito que digitaliza la fuente, éstos guardan la información según la línea NRFD de la interface para dicha fuente que se describe más adelante.

La interface que comunica a la microcomputadora con la fuente antes descrita, es análoga a la que se utiliza para comunicarse con el convertidor A/D; sólo hay que tomar en cuenta las diferencias siguientes:

- La fuente de voltaje recibirá información, i.e., la interface construída debe direccionarse como receptor.
- En este caso, el dato que el controlador transmite a la fuente está contenido en un sólo byte.

## 2.16.- INTERFACE PARA LA FUENTE DE CORRIENTE DIRECTA

La interface que se describe a continuación permite transferir un byte a la fuente de c.d.. Como se dijo en la sección anterior, esta información permitirá modificar el potencial  $V_a$  del alto voltaje vía una fuente de c.d.; la información debe mantenerse hasta que la microcomputadora después de realizar un proceso numérico estime sea necesario cambiar ese potencial, esta función se consigue cuando en la entrada "ENABLE" de los latches, que se encuentran a la entrada del circuito que digitaliza la fuente-, permiten con un 1 lógico, que la información que se encuentra en sus entradas (1D20:04050607080) pase a sus salidas (0102030405060708) y mantienen este dato cuando en la terminal "ENABLE" se pone en 0 lógico, el cambio en esta entrada lo gobierna la línea NRFD que se describe en la sección de handshake.

### 2.16.1.- DIRECCIONADO COMO RECEPTOR.

Cuando ATN presenta un estado bajo, las líneas de datos (D1-D8), son consideradas dirección como receptor si y solo si en D1-D4 se encuentra el mismo número que el seleccionado en el switch múltiple S1-S4 como dirección de la fuente, en este caso, el comparador pone en su salida A=B un estado alto y las líneas D6 y D7 se encuentran en estados bajo y alto respectivamente, esta condición produce, según la lógica utilizada (Fig.# 2.44), un cambio del estado bajo al alto en la entrada CK1 del F-F JK, esta transición origina un estado alto en la salida O1 del F-F que indica que la interface ha sido habilitada para recibir datos. Para deshabilitarla, basta que en la línea IFC que está conectada a la entrada CLR1, se produzca un pulso negativo, este pulso lo genera el controlador por programación (Capítulo 3).

### 2.16.2.- HANDSHAKE

Una vez que la interface ha sido habilitada para recibir, con un estado alto en la línea NRFD indica la disposición de la fuente para capturar datos, así dicho, esta línea se implementa con el producto lógico  $NRFD = O1DAV$ , en éste producto DAV es retrasada por dos inversores para que con un tercero ponga la línea NDAC en estado alto que indica que el dato ha sido aceptado (Fig.# 2.44).

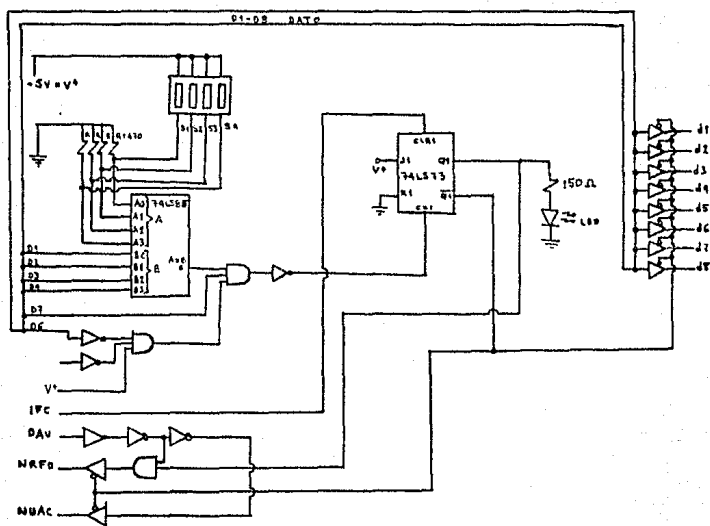


Fig. # 2.44.- implementación de funciones: Direcccionado como Receptor y Handshake.

## REFERENCIAS DEL CAPITULO 2

- (1) Notas del Curso: Diseños de Sistemas con Microprocesadores  
A. Enrique Díaz, Jorge A. Márquez, A. Soler Shultz  
Centro de Instrumentos UNAM. Segunda Edición 1980  
págs. 63-74.
- (2) Basic Digital Electronics  
Ray Ryan  
Ed. Tab Books Segunda Edición 1976  
págs. 55-59.
- (3) Linear Databook  
National Semiconductor Corporation 1982  
págs. 7-33, 7-4.
- (4) Revista Mexicana de Física 26 No. 7 (1980).  
Artículo: "Sistema Controlador de Temperatura"  
Por: E. Cabrera, R. Espinoza y R. Toca  
págs. 413-419.
- (5) Tree Brief Op-Amp Series from Texas Instruments  
Bulletin CL-309, Julio 1977.
- (6) XR Databook  
Eser, Segunda Impresión Marzo de 1985  
págs. (1-406)-(1-410).
- (7) Operating and Servicing Manual  
Frequency Counters 5384A, 5385A  
Hewlett-Packard Febrero 1987  
págs. (1-1)-(1-5).
- (8) The TTL Databook for Design Engineers  
Texas Instrument Corporation Segunda Edición 1976
- (9) MOS/LSI Databook  
National Semiconductor 1977  
pág. 2-77
- (10) Semiconductor Data Library CMOS  
Motorola Semiconductor Products Inc. Vol. 5/Serie B  
Segunda Impresión 1976  
pág. 5-296
- (11) Revista: "SCIENCE", Agosto de 1983  
Artículo: Interfacing for Data Acquisition  
Por: Thomas R. Clune.
- (12) Revista: "Electronics", Noviembre 14 1974  
Artículo: Stander Instrument Interface Simplifies System Design.  
Technical Articles.

- (13) IEEE-420 Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation  
IEEE-420 Instrumentation and Measurements Corp.  
The Institute of Electrical and Electronics Engineers  
1978.
- (14) HP-1B Interface Owner's Manual Series 80  
Hewlett-Packard 1972.
- (15) Analytical Mass Spectrometry, Section:  
Summary of Activities, July 1966 to June 1967  
NBS Technical Note (426), Dept. 15 1967.  
National Bureau of Standards.
- (16) Mass Spectrometry  
Mc. Dowell  
Mc. Graw-Hill 1963. pags. 7-107.
- (17) Operating and Service Manual  
Leppco model DFG-BTA  
pags. (1-2)-(1-7).
- (18) Linear Databook  
National Semiconductor Corporation 1980  
pag. 4-6.

### CAPITULO 3.- PROGRAMACION ("SOFTWARE")

La programación utilizada en esta tesis está estructurada en lenguaje BASIC, estos programas permiten la adquisición y el control de datos de instrumentos digitalizados en una microcomputadora Hewlett-Packard modelo 86. A continuación se describen dos programas realizados para ambos fines.

#### 3.1.- Programa 1 "ADQUISICION DE DATOS": Idea Básica

Este programa, a través de la interface IEEE-488, permite configurar al frecuencímetro que se construyó como transmisor; la lectura de éste, proporciona el voltaje del electrómetro que forma parte del sistema de detección y medición de iones (Sección 1.8, Figs. # 1.14 y 1.15). Como se observa en el diagrama a bloques (Fig. # 3.1) se habilita un BUFFER "A" que es un registro de 8 bits donde se almacena el byte que se transfiere a la microcomputadora mediante el comando TRANSFER en el modo FHS (Fast Handshake) (1); en él, la computadora y la interface se dedican a transferir información sin que ninguna interrupción (STATUS, HALT, RESET) detenga este proceso (a menos que se apague el sistema), en este modo es posible transferir hasta 20 Kilobytes/segundo (1).

Como se menciona en la sección 2.12, la interface transmite 4 bytes en orden, de los cuales, los primeros tres proporcionan la lectura del frecuencímetro, cuando la microcomputadora captura un byte (Fig. # 3.1); con las instrucciones: NUM(A), DTHS y VAL(V) se decodifica la información de ASCII a hexadecimal, que es el código al que se convierte la información original al juntar 2 números decimales en binario. Posteriormente con una rutina sencilla, en la cual se multiplican estos valores por un factor y luego se suman se recupera la cifra que corresponde a la lectura del frecuencímetro y se almacena en una localidad de memoria, el cuarto byte enviado por la interface proporciona el exponente de una potencia de 10 por la cual se multiplica el número guardado para que las unidades de la lectura se den en KHz, finalmente con la instrucción DISP se exhibe la información en el monitor de la microcomputadora.

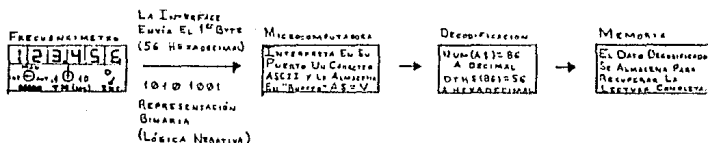
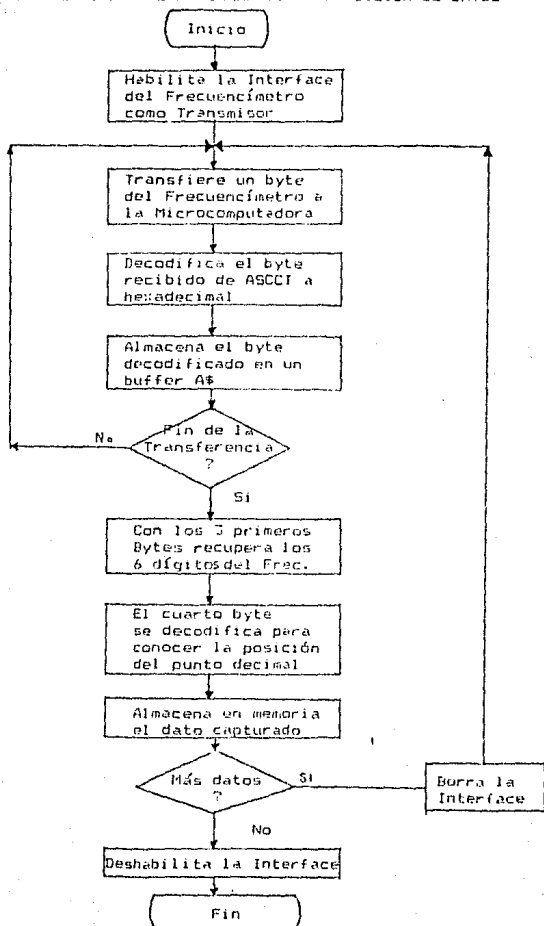


Fig. # 3.1.- Diagrama a bloques de la transferencia del primer byte.



DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA 1: "ADQUISICIÓN DE DATOS"



# PROGRAMA 1: "ADQUISICION DE DATOS"

```

10 REM *** ADQUISICION DE DATOS ***
20 DIM CON (2,10)
30 SUMA=0
40 X=0
50 IOBUFFER A$
60 TRANSFER 309 TO A$ FMS ; COUNT 1
70 X=X+1
80 Z=NUM (A$) @ Y$=DTH$ (Z) @ C=VAL (Y$)
90 CON(1,X)=C
100 IF X=4 THEN GOTO 120
110 GOTO 50
120 RESET 3
130 FOR I = 1 TO 3
140 IF I=1 THEN D=0 @ GOTO 170
150 IF I=2 THEN D=2 @ GOTO 170
160 IF I=3 THEN D=4 @ GOTO 170
170 CON(2,I)=CON(1,I)*10^D
180 SUMA=SUMA+CON(2,I)
190 NEXT I
200 IF Z=96 THEN E=1 @ GOTO 230
210 IF Z=160 THEN E=0 @ GOTO 230
220 IF Z=192 THEN E=-1 @ GOTO 230
230 DISP"EL VALOR DEL DISPLAY ES ";SUMA/1000;"X E=";E;"KHZ"
240 END

```

NOTA: El código de selección del controlador (computadora) utilizado es 3, el de la interface del frecuencímetro es 09, por lo tanto, el código completo para comunicarse con este último es 309.

### 3.2.- Programa 2: "PROCESO NUMÉRICO"

Este programa se encarga de estimar numéricamente el valor  $NV$  de la corrección que debe hacerse a una fuente de voltaje de c.d.. Para estimar dicho valor, la computadora sigue el procedimiento que a continuación se describe: Guarda en memoria los valores  $(B, V_e)$ , donde  $B$  es el campo magnético [gauss] y  $V_e$  el voltaje en el electrómetro [volts] que se obtienen experimentalmente en una corrida. Recuérdese que  $V_e$  es la señal que generan los iones que llegan al sistema de detección y medición (Sección 1.8) y que está directamente relacionada con  $B$  (ec. 1.5). Estos datos pueden visualizarse como los puntos, a los que se les calcula el máximo y también el intervalo del campo magnético  $(B_0, B_1)$  al cual le corresponde el voltaje  $V_e' = 0.8V_e$  (Fig. # 3.2) que se utiliza como criterio para el centrado de pico, éste intervalo se compara con uno de referencia  $(B_0, B_1)$ ; si el intervalo  $(B_0, B_1)$  no está contenido en  $(B_0, B_1)$ , se dice que el pico no está centrado, para corregir esta anomalía, se modifica el estado de una fuente de voltaje (Sección 2.15).

De la ecuación 2.13, el alto voltaje se relaciona con el campo magnético  $B$  según:

$$V_e = (1/M) (RB/144)^2 \dots (3.1)$$

si el pico se encuentra desplazado hacia la derecha del de referencia, entonces, de la ecuación anterior se infiere que  $V_e$  debe aumentar en la misma proporción que  $B$  para mantener la relación:

$$V_e/B^2 = \text{constante} = (1/M) (R/144)^2$$

en el caso contrario,  $V_e$  debe disminuir. El valor de la corrección se llama en este caso  $NV$  y se obtiene con una simple regla de tres y se normaliza para que se encuentre en el intervalo  $(0,255)$  que es el número que debe enviar a la fuente, cuando ambas curvas coinciden, no se hace corrección alguna y el espectrómetro continúa con su proceso.

La finalidad de este programa es estimar la cantidad  $NV$ , por motivos de extensión se omite su listado y se ofrece en cambio, el diagrama de flujo que esquematiza esta función.

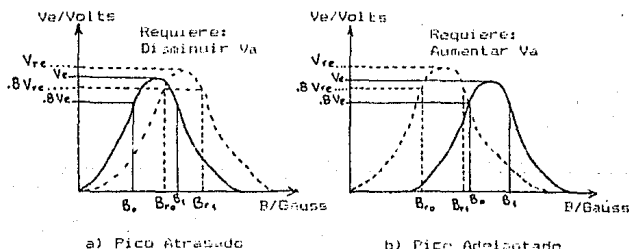
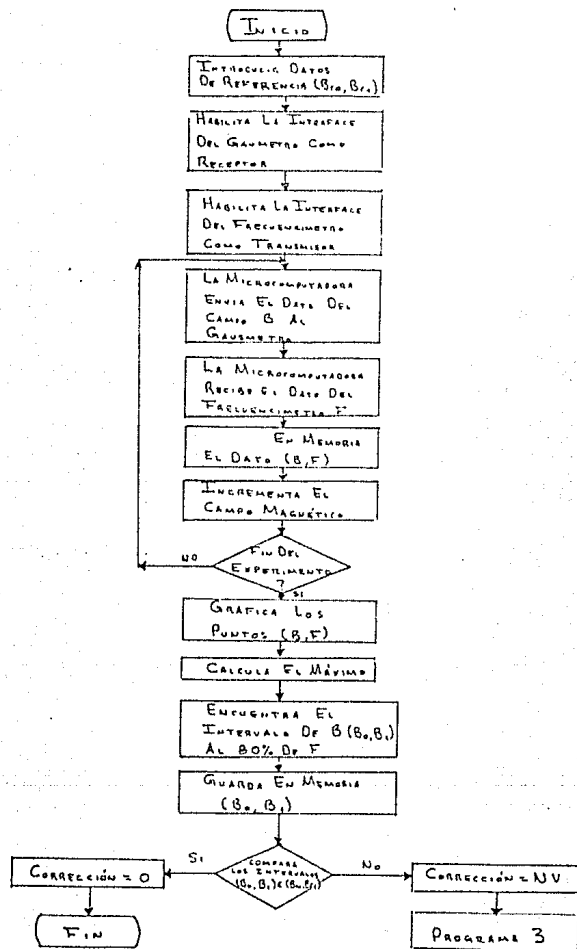


Fig. # 3.2.- Gráficas de  $V_e$  contra  $B$  de picos no centrados.

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA 2: "PROCESO NUMÉRICO"



### 3.3.- Programa 3 " CONTROL DE DATOS ": Idea básica

El programa que a continuación se describe, permite a través de la interface IEEE-488 comunicar a la microcomputadora con una fuente de c.d. configurada como receptor. Según lo visto en las secciones 1.8 y 2.14, la medida de la abundancia isotópica que es medida en el colector y amplificada en el electrómetro, depende de:

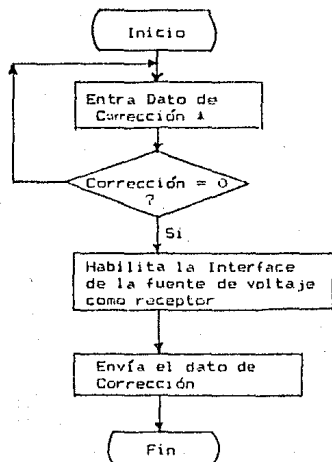
- El correcto enfoque del haz
- El radio de la trayectoria de los iones
- La densidad del campo magnético y
- El voltaje de aceleración en la fuente de iones (cc. 2.13)

Si es necesario, en este programa la microcomputadora indica a la fuente de c.d. que debe modificar su estado sensiblemente (una parte en cien), con ésto se logra corregir el centrado de pico del espectrómetro.

Mediante la ejecución de un programa (Sección 3.2) la microcomputadora determina numéricamente el valor del voltaje que la fuente de c.d. debe tener para que el pico se encuentre centrado, en el programa dicho valor se denomina NV, en este caso, la transferencia es directa, ya que no se necesita de hacer ningún arreglo para la conversión a otro código, puesto que la computadora maneja en su puerto la representación binaria de dicho dato.

La microcomputadora utiliza el comando TRANSFER FHS para transmitir a la interface un número en binario que puede ser cualquiera en el intervalo (0,255), a su vez ésta lo transmite a la fuente de c.d. que lo almacena en circuitos de memoria temporal hasta que el sistema determine la necesidad de un nuevo valor.

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA 3.- "CONTROL DE DATOS"



PROGRAMA 3.- "CONTROL DE DATOS"

```

10 REM "CONTROL DE DATOS"
20 CORRECCION= NV
30 IF CORRECCION <> 0 THEN GOTO 20
40 TRANSFER CORRECCION TO 303 FHS;
50 END
    
```

\* Ver DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA 2

NOTA: El código de selección de la microcomputadora es 3, el de la interface de la fuente de voltaje de c.d. es 03, por lo tanto el código completo para comunicarse con esta última es 303.

### REFERENCIAS DEL CAPITULO 3

- (1) Operating and BASIC Programming Manual HP-86/87  
Hewlett-Packard Diciembre 1982.
- (2) I/O ROM Owner's Manual Series 80  
Hewlett-Packard Agosto 1985.

#### CAPITULO 4.- EVALUACION DEL SISTEMA

En este capítulo se presentan las evaluaciones parciales de cada una de las etapas en el desarrollo del sistema de control numérico y la evaluación final del mismo.

Por seguridad, durante el desarrollo del sistema se evaluó cada una de las etapas terminadas, con ésto se pudo garantizar, cuando se acoplaron, un mínimo de errores en el funcionamiento general.

Recordando la Fig. # 2.1, las etapas que componen el control numérico son: convertidores A/D, D/A, interfaces para ambos convertidores y procesos numéricos (programación).

A continuación se presentan las evaluaciones siguientes:

- Impedancia de entrada del CVF. Esto para ofrecer un óptimo acoplamiento con la mayoría de instrumentos analógicos.
- Linealidad en la conversión del CVF y su comparación con otro comercial.
- Precisión promedio de conteo del frecuencímetro en comparación con uno comercial.
- Linealidad, resolución, errores de cuantización y ganancia del convertidor A/D completo.
- Linealidad del convertidor D/A.
- Verificación del funcionamiento de las interfaces.



#### 4.1.- EVALUACION DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL CVF

La impedancia de entrada del circuito convertidor V-F se determina experimentalmente de la forma que sigue:

- i) Se dispone de una fuente de voltaje de c.d. de 0 a 50 V Hewlett-Packard modelo 6265B (1) cuya impedancia de salida  $R_f = 0.02\Omega$ , un contador electrónico de la misma marca con capacidad de 12.5 Mhz y pantalla con 6 dígitos modelo 5216A (2) con impedancia de entrada  $R_c = 10\text{ M}\Omega$  y por la información que proporciona el manual (3), la impedancia de salida del multivibrador 74LS121 que es la salida del CVF construido es de  $R_{cvf} = 10\Omega$ , con estos datos es posible analizar el acoplamiento de estos sistemas con sus equivalentes de Thévenin según la figura siguiente:

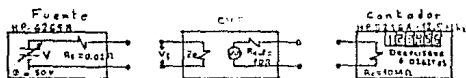


Fig.# 4.1.- Evaluación experimental de la impedancia de entrada del CVF.

- ii) Dado un voltaje V entre 0 y 1 Volt, se "mide" el voltaje de la fuente  $V_f$  a través del CVF y el contador, con esto se conoce  $V_f$ .
- iii) Se coloca una resistencia  $R_i$  en serie con la fuente y dado el mismo voltaje  $V_f$  se mide  $V_f'$  (Fig.# 4.2).

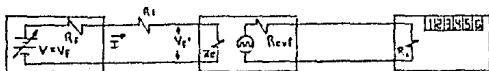


Fig.# 4.2.- Equivalentes de Thévenin del sistema acoplado.

iv) En este caso, la ecuación de malla es:

$$V_f = I(R_f + R_l) + V_f' \dots (4.1)$$

de la ecuación anterior, se tiene que:

$$I = (V_f - V_f') / (R_f + R_l) \dots (4.2)$$

y por lo tanto se conoce la corriente  $I$  a través de la malla.

v) Como  $V_f' = I Z_e$ , donde  $Z_e$  es la impedancia de entrada del CVF, se despeja  $Z_e = V_f' / I$  se sustituye en este término (4.2) y queda:

$$Z_e = V_f' (R_f + R_l) / (V_f - V_f') \dots (4.3)$$

donde:  $R_f$  y  $R_l$  son parámetros conocidos y  $V_f$  y  $V_f'$  son medidos según los incisos ii) y iii).

vi) Se utilizaron resistencias  $R_l \in (1, 10)$  M $\Omega$  y  $V_f \in (0, 1)$  V, midiendo  $V_f'$  según el inciso iii) se encontró para todos los casos:

$$Z_e = 20 \text{ M}\Omega$$

#### 4.2.- EVALUACION DE LA LINEALIDAD DEL CVF

El método para evaluar el CVF, consiste en medir con un frecuencímetro comercial (el mismo que el referido en el inciso i)) la frecuencia de los pulsos del voltaje  $V_f$  convertido, procedente de una fuente de voltaje (1) (Fig. # 4.1).

La fuente proporciona un voltaje  $V_f = 1\text{V} \pm 0.001\%$ , con la ayuda de un divisor de voltaje (4), se tienen fracciones de  $V_f$  con una resolución de 1 parte en cien mil, de esta manera se dispone de múltiplos de 50mV hasta 1 V, así, cada fracción de  $V_f$  es convertida a una señal cuya frecuencia  $F$  es medida con un frecuencímetro cuya precisión es de 0.005% en escala de 100 KHz. Se toman 8 muestras y se grafica  $F$  [KHz] contra  $V_f$  [volts], en teoría, la recta que se debería de obtener para un CVF ideal estaría dada por:

$$V_f = m f \dots (4.4)$$

donde  $m$  es la pendiente y  $m = 100 \text{ KHz/V}$ . Sin embargo esto no ocurre así, para las muestras tomadas se realizó un ajuste por el método de mínimos cuadrados encontrando los siguientes valores promedio:

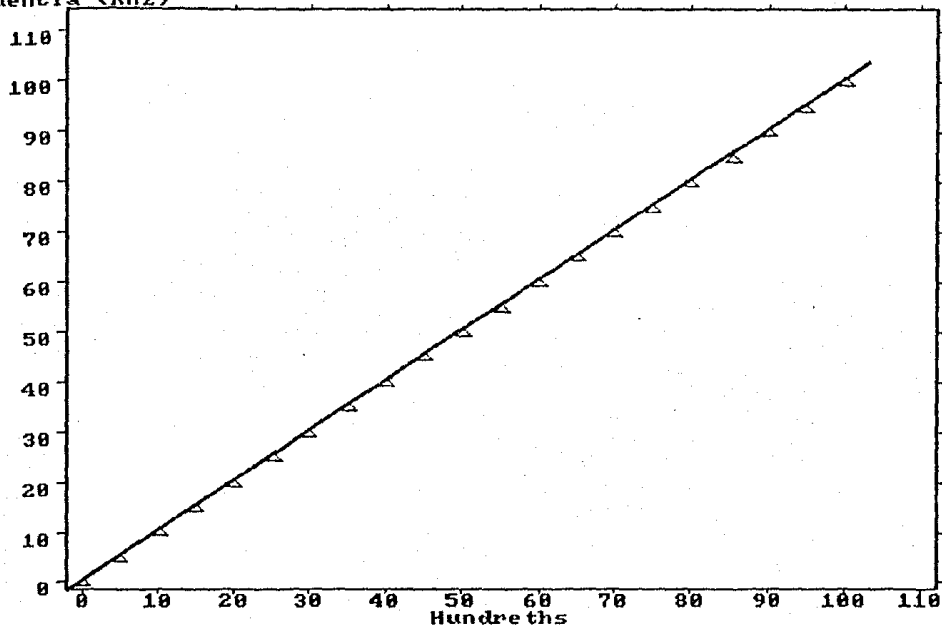
$$\begin{aligned} \text{Pendiente } m &= 100.928 \text{ KHz/volt} \pm 60 \text{ Hz/volt} \\ \text{Ord. al Origen } b &= -3.031 \text{ KHz} \pm 110 \text{ Hz} \\ \text{Coef. de Correlación } C &= 0.9999987 \end{aligned}$$

estos valores se compararon contra los obtenidos utilizando un CVF Hewlett-Packard modelo 2212B VFC (5) también sobre 8 muestras, mismos que a continuación se presentan:

$$\begin{aligned} \text{Pendiente } m &= 100.100 \text{ KHz/volt} \pm 61 \text{ Hz} \\ \text{Ord. al Origen } b &= -3 \text{ KHz} \pm 122 \text{ Hz} \\ \text{Coef. de Correlación } C &= 0.999999945 \end{aligned}$$

el último ajuste incluye la resolución del CVF. En las gráficas I y II se muestran los ajustes de los datos proporcionados por el CVF construido y el comercial respectivamente.

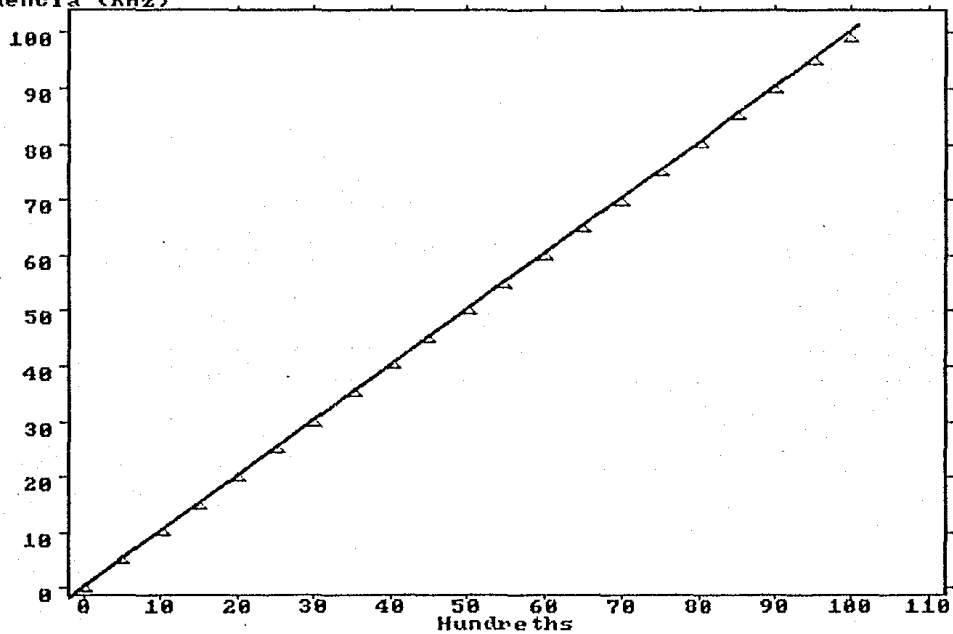
Frecuencia (KHz)



Voltaje (Volts)

GRAFICA I

Frecuencia (KHz)



Voltaje (Volts)

GRAFICA II

#### 4.3.- EVALUACION DEL FRECUENCIMETRO

Con el frecuencímetro construido y otro comercial (6), se toman 3 muestras de 21 lecturas cada una en cada escala (1, 1 y 10's, ambos frecuencímetros miden la misma señal que es proporcionada por un CVF de patente, se grafican la frecuencia (en KHz) obtenida del construido contra el de patente, en teoría la relación debe ser uno a uno y por lo tanto, la pendiente de la recta  $m=1$ , ésto no resultó así, para ello se hizo el respectivo ajuste por el método de mínimos cuadrados con los siguientes resultados promedio:

.1s	1s	10s
$m = 1.01584$	$m = 1.00848$	$m = 1.00633$
$b = -0.113735 \text{ hz}$	$b = -0.0609305 \text{ hz}$	$b = -0.0592683 \text{ hz}$
$C = 0.999973$	$C = 0.9999924$	$C = 0.9999727$

cabe mencionar aquí que ambos frecuencímetros se sincronizan para contar los pulsos durante los mismos intervalos de tiempo y el voltaje a convertir fué 10, 10V correspondiendo a una frecuencia de conversión de 0 a 100 KHz.

#### 4.4.- EVALUACION DEL CONVERTIDOR A/D

Una vez evaluadas las etapas de CVF y frecuencímetro por separado, se procedió a evaluar el conjunto, de esta manera se compara el resultado obtenido contra otro de patente cuyo principio de operación es el mismo.

Con el sistema (compuesto por CVF-Frecuencímetro) construido y otro comercial, los ya utilizados-, se toman lecturas de múltiplos de 50 mV hasta 1 volt mostrando la información del voltaje leído en kilohertz, se tomaron 21 lecturas por muestra y se realizaron 2 muestras en escala de 1s, se graficó la lectura de la frecuencia [KHz] contra la del voltaje [volts], los ajustes por el método de mínimos cuadrados se observan en la gráfica III para el construido y IV para el comercial, los datos que se obtuvieron son:

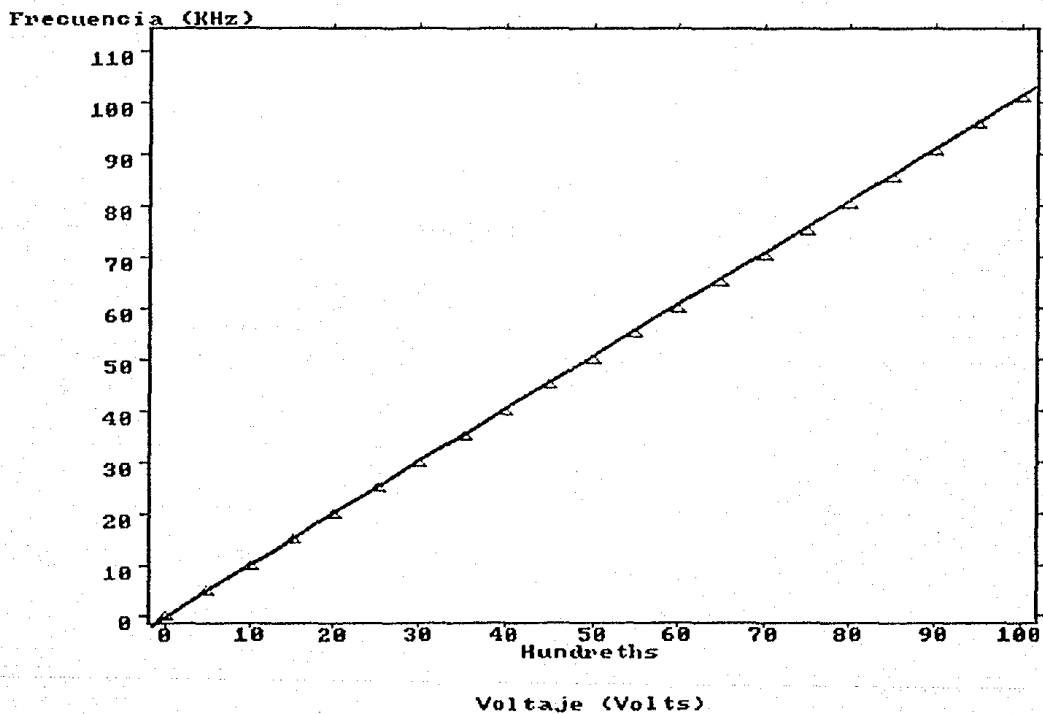
Construido	Comercial
$m = 101.0101 \text{ KHz/V} \pm 80 \text{ hz/volt}$	$m = 99.92446 \text{ KHz/ volt} \pm 50 \text{ hz/volt}$
$b = -3.73 \text{ KHz} \pm 160 \text{ hz}$	$b = -7 \text{ KHz} \pm 110 \text{ hz}$
$C = 0.9999980$	$C = 0.9999987$

Finalmente, de las evaluaciones y del tratamiento estadístico de los datos obtenidos, las características del convertidor A/D quedaron como sigue:

RESOLUCIÓN= 0.1 mV  
 ERROR DE CUANTIZACIÓN= 0.05 mV  
 ERROR DE GANANCIA= 930 hz/V  
 LINEALIDAD=  $\pm 0.05\%$

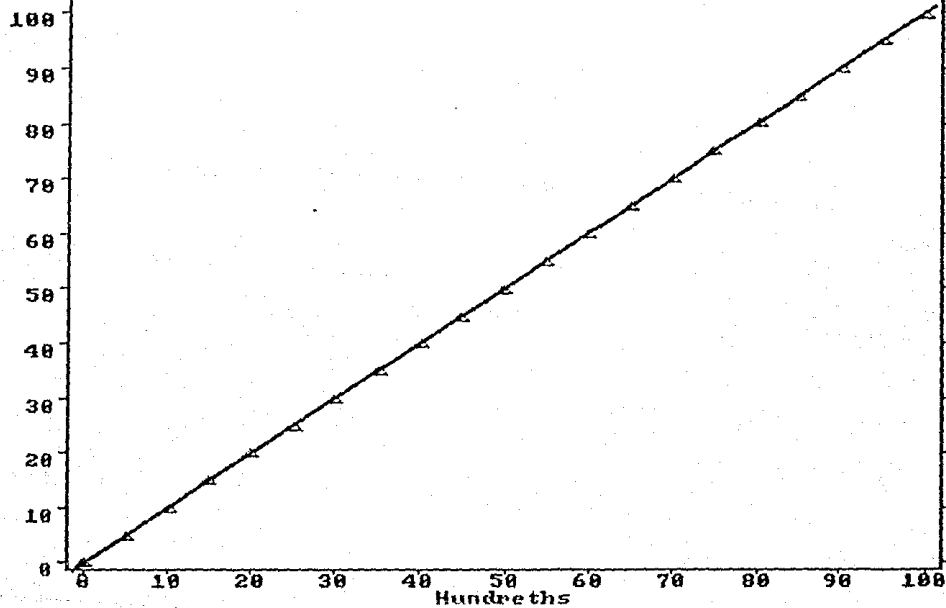
-79-

ESTA TESIS NO DEBE  
 SALIR DE LA BIBLIOTECA



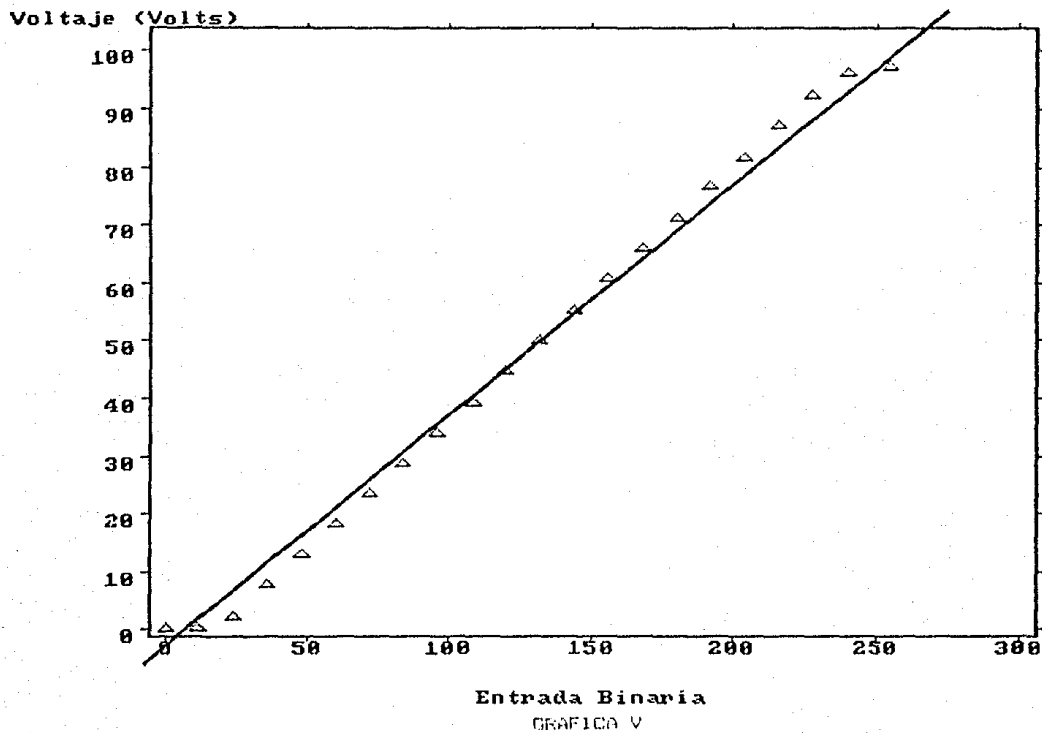
GRAFICA III

Frecuencia (KHz)



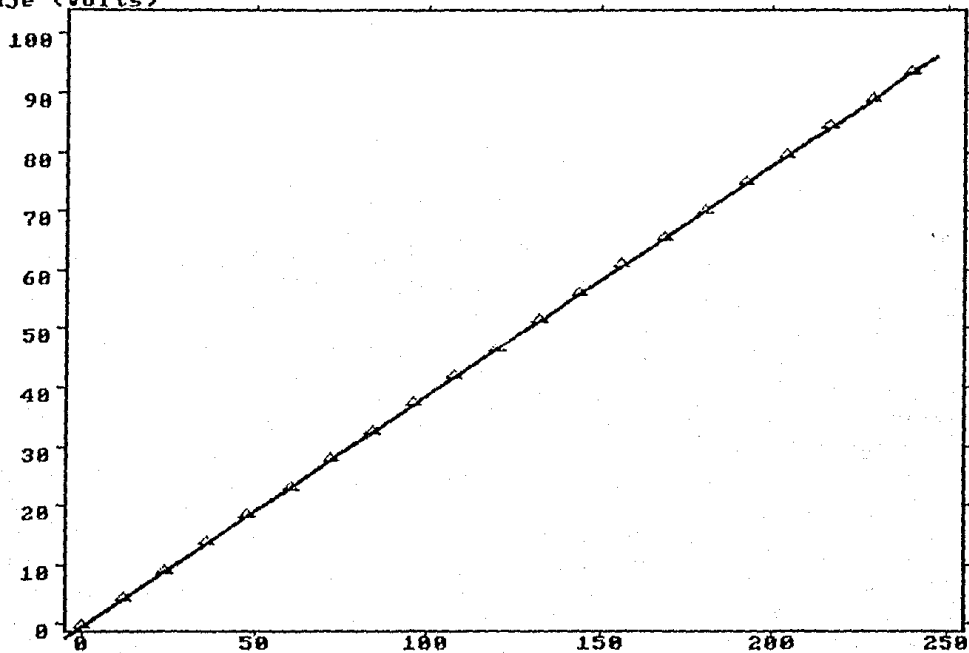
Voltaje (Volts)

GRAFICA IV





Voltaje (Volts)



Entrada Binaria

GRAFICA VI

#### 4.5.- EVALUACION DEL CONVERTIDOR D/A

Como se mencionó en la sección 2.15, el lazo de retroalimentación lo compone una fuente de corriente directa que sufrió un proceso de digitalización para la comunicación con la computadora, el circuito integrado que se utilizó para este fin es el DAC0800, cuyas características son proporcionadas por el fabricante:

Capacidad de conversión: 8 bits  
Tiempo de Conversión: 100 ns  
Error para escala total:  $\pm 1$  bit menos significativo  
Corriente de corriente para escala total:  $\pm 10$  ppm/ $^{\circ}$ C  
Voltaje de salida:  $-10$  V a  $+18$  V  
Compatible con circuitos: TTL, CMOS y otros  
Voltaje de alimentación:  $\pm 4.5$  V a  $\pm 18$  V  
Potencia de consumo: 23 mW a  $\pm 5$  V

Además, dado el circuito que se implementó para que opere con un voltaje de salida de 10 V para escala completa (Sección 2.15), se tomaron lecturas del voltaje de salida para cada una de las entradas binarias, se hizo la grafica del voltaje [Volts] contra la entrada [Binaria] y se realizó un ajuste por el método de mínimos cuadrados encontrando los siguientes resultados:

Pendiente  $m = 0.4297$  V  $\pm 20$  mV  
Ordenada al origen  $b = -0.0351$  V  $\pm 2$  mV  
Coef. de correlación  $C = 0.99909$

en la gráfica V se muestra el ajuste para los valores que se obtuvieron en este circuito y en la VI se muestra el caso ideal:  $m = 0.3921$  volts y  $b = 0$  volts.

#### 4.6.- EVALUACIÓN DE LAS INTERFACES

Las interfaces son sistemas que hacen posible la comunicación entre dispositivos, en este caso, las interfaces construidas fueron para un frecuencímetro (Sección 2.13) y una fuente de corriente directa (Sección 2.16), para ambas, el propósito es lograr establecer la comunicación con un sistema de cómputo. Características en la comunicación como: velocidad y capacidad de transferencia, las proporciona el fabricante en su manual y depende fuertemente de los dispositivos con los que se desee transferir información.

Por ejemplo, como ya se sabe, el frecuencímetro construido tiene tres tiempos de muestreo: .1, 1 y 10 segundos, en este caso la velocidad de transferencia es variable y depende del tiempo de muestreo mismo. En el caso de la fuente, como el circuito convertidor digital-analógico tiene un tiempo de conversión de 100 ns resulta evidente que la computadora puede transferir información mucho más rápido que con el frecuencímetro. En cuanto a capacidad, el frecuencímetro, para completar un dato necesita enviar información en 4 bytes, por otro lado la computadora sólo requiere mandar 1 byte a la fuente para lograr lo mismo.

Además de la dependencia de las características de los dispositivos con que se desee transferir datos, el modo de la transferencia,- distintos comandos para ello: ENTER, OUTPUT, TRANSFER FHS, TRANSFER INT entre otros.- y el procesamiento de éstos para considerar útil la información, hacen variar en forma considerable la velocidad de comunicación entre sistemas.

Dicho esto, la forma en que se probó la correcta operación de las interfaces, fue transmitiendo información y verificando la fidelidad en este proceso, en cuanto a la inmunidad y rechazo al ruido, se realizaron pruebas en la transferencia de datos junto a fuentes perturbadoras,-como controles de potencia por recorte de fase que utilizan circuitos de conmutación electrónicos (triac's), bombas de vacío, etc.,- a distancias muy cercanas a los cables que transmiten la información, estas pruebas se hicieron de manera repetitiva y en ningún caso se observó una transmisión deficiente.

#### REFERENCIAS DEL CAPITULO 4

- (1) Operating and Service Manual  
Power Suplay HP-6265B  
Hewlett-Packard 1976  
págs. (1-2)-(1-3).
- (2) Operating and Service Manual  
Electronic Counter HP-5216A  
Hewlett-Packard 1976  
págs. ((1-1)-(1-5).
- (3) TTL Databook.  
Fairchild Semiconductor  
pág. (7-21).
- (4) Operating and Service Manual  
Decade Voltage Divider  
Type 1455BH Ser. 239 1975  
General Radio Co. Concord Mass. USA.
- (5) Operating and Service Manual  
Voltage-to Frequency Converter HP-2212B  
Hewlett-Packard Agosto 1971  
págs. (2-1)-(2-7).
- (6) Operating and Service Manual  
Frequency Counters 5384A, 5385A  
Hewlett-Packard Febrero 1985  
págs. (1-1)-(1-5).

## CAPITULO 5.- CONCLUSIONES

El sistema por Control Numérico que se desarrolló en este trabajo, ofrece características que satisfacen las necesidades de adquisición y control de datos del Sistema para el que se diseñó.

Con dicho sistema, se consiguió automatizar el proceso de Centrado de Pico del Espectrómetro (Sección 2.14), un operador con experiencia puede centrarlo con relativa facilidad, sin embargo, en algunas ocasiones por circunstancias no controladas, es necesario repetir el proceso para corregir el centrado, lo anterior requiere de la presencia del operador durante todo el tiempo que dure el análisis, con el control descrito, este proceso se realiza de manera automática y precisa.

Este sistema proporciona además, una solución a bajo costo para otras necesidades dentro de la Espectrometría de Masas. A continuación, se describe una de ellas.

Para poder realizar el análisis de la abundancia isotópica de una sustancia, es preciso medir varios parámetros; en las condiciones actuales, - con colector sencillo-, para lograrlo se requiere de repetir un mismo proceso tantas veces como la cantidad de isótopos distintos se presente en la muestra por analizar, aunque la precisión que se obtiene con este método es aceptable, el rango de aplicación es reducido.

Con los sistemas desarrollados en este trabajo, además de abatir costos en la compra de Sistemas importados de uso similar, se puede adaptar un Sistema Colección Múltiple que permitirá realizar las medidas de estos parámetros en un sólo proceso. Con esta acción, el tiempo que dura el análisis se reduce considerablemente y se amplía el rango de aplicación a otras sustancias.

El sistema construido automatiza algunos de los procesos del Espectrómetro de Masas, sin embargo, la idea expuesta a lo largo de este trabajo, tiene aplicación inmediata en campos distintos a la espectrometría, donde se requiera de adquisición y control de datos procedentes de instrumentos analógicos.

El control numérico descrito en esta tesis, utiliza el protocolo de comunicación IEEE-488, éste surge de la necesidad de comunicar instrumentos programables con un sistema de cómputo para agilizar y optimizar los procesos de adquisición y control de datos.

Actualmente, este protocolo de comunicación ha evolucionado de manera sorprendente, aunque en esencia las bases son las mismas, los cambios en cuanto a velocidad de transferencia de datos (más de 1 Mbyte/seg.), de capacidad de interacción con dispositivos (31 en lugar de 15) y mayor distancia entre dispositivos a comunicar (hasta 50 metros), hacen aún más poderoso y versátil este protocolo que mantiene su preferencia para procesos de adquisición y control en el campo de la instrumentación.

# APPENDIX 1- CODING ASCII

EQUALLY WEIGHTED						EQUALLY WEIGHTED						EQUALLY WEIGHTED						EQUALLY WEIGHTED					
ASCH	Char	Binary	Oct	Hex	Dec	ASCH	Char	Binary	Oct	Hex	Dec	ASCH	Char	Binary	Oct	Hex	Dec	ASCH	Char	Binary	Oct	Hex	Dec
ALL	0000000	000	00	0		100	0010000	000	10	32	144	100	0100000	100	41	84	148	100	0100000	100	40	80	128
BCH	0000001	001	01	1	CTL	1	0010001	001	21	33	145	A	0100001	101	45	85	149	B	0100001	101	41	81	129
DEL	0000010	010	02	2		"	0010010	010	22	34	146	B	0100010	102	46	86	150	C	0100010	102	42	82	130
ETX	0000011	011	03	3		#	0010011	011	23	35	147	C	0100011	103	47	87	151	D	0100011	103	43	83	131
EOF	0000100	100	04	4	EOC	\$	0010100	100	24	36	148	D	0100100	104	48	88	152	E	0100100	104	44	84	132
ENQ	0000101	101	05	5	PAC	%	0010101	101	25	37	149	E	0100101	105	49	89	153	F	0100101	105	45	85	133
ACK	0000110	110	06	6		&	0010110	110	26	38	150	F	0100110	106	50	90	154	G	0100110	106	46	86	134
BELL	0000111	111	07	7		'	0010111	111	27	39	151	G	0100111	107	51	91	155	H	0100111	107	47	87	135
BS	0001000	010	08	8	LF	!	0011000	010	28	40	152	H	0101000	110	54	94	156	I	0101000	110	48	88	136
HT	0001001	011	09	9	TC	"	0011001	011	29	41	153	I	0101001	111	55	95	157	J	0101001	111	49	89	137
LF	0001010	100	0A	10		+	0011010	100	30	42	154	J	0101010	112	56	96	158	K	0101010	112	50	90	138
VT	0001011	101	0B	11		=	0011011	101	31	43	155	K	0101011	113	57	97	159	L	0101011	113	51	91	139
FF	0001100	110	0C	12		-	0011100	110	32	44	156	L	0101100	114	58	98	160	M	0101100	114	52	92	140
CR	0001101	111	0D	13		.	0011101	111	33	45	157	M	0101101	115	59	99	161	N	0101101	115	53	93	141
SO	0001110	110	0E	14		/	0011110	110	34	46	158	N	0101110	116	60	100	162	O	0101110	116	54	94	142
SI	0001111	111	0F	15		:	0011111	111	35	47	159	O	0101111	117	61	101	163	P	0101111	117	55	95	143
DLE	0010000	100	10	16		;	0011000	100	36	48	160	P	0110000	120	64	104	164	Q	0110000	120	56	96	144
DC1	0010001	101	11	17	LD	<	0011001	101	37	49	161	Q	0110001	121	65	105	165	R	0110001	121	57	97	145
DC2	0010010	110	12	18		=	0011010	110	38	50	162	R	0110010	122	66	106	166	S	0110010	122	58	98	146
DC3	0010011	111	13	19		>	0011011	111	39	51	163	S	0110011	123	67	107	167	T	0110011	123	59	99	147
DC4	0010100	100	14	20	OD	@	0011100	100	40	52	164	T	0110100	124	68	108	168	U	0110100	124	60	100	148
NAB	0010101	101	15	21	PU	A	0011101	101	41	53	165	U	0110101	125	69	109	169	V	0110101	125	61	101	149
BYNC	0010110	110	16	22		B	0011110	110	42	54	166	V	0110110	126	70	110	170	W	0110110	126	62	102	150
ETB	0010111	111	17	23		C	0011111	111	43	55	167	W	0110111	127	71	111	171	X	0110111	127	63	103	151
CAN	0011000	100	18	24	PE	D	0011100	100	44	56	168	X	0111000	130	74	114	172	Y	0111000	130	64	104	152
EM	0011001	101	19	25	PO	E	0011101	101	45	57	169	Y	0111001	131	75	115	173	Z	0111001	131	65	105	153
END	0011010	110	1A	26		F	0011110	110	46	58	170	Z	0111010	132	76	116	174	[	0111010	132	66	106	154
ESC	0011011	111	1B	27		G	0011111	111	47	59	171	[	0111011	133	77	117	175	\	0111011	133	67	107	155
FS	0011100	100	1C	28		H	0011100	100	48	60	172	\	0111100	134	78	118	176	^	0111100	134	68	108	156
GS	0011101	101	1D	29		I	0011101	101	49	61	173	^	0111101	135	79	119	177	_	0111101	135	69	109	157
US	0011110	110	1E	30		J	0011110	110	50	62	174	_	0111110	136	80	120	178	+	0111110	136	70	110	158
LN	0011111	111	1F	31		K	0011111	111	51	63	175	+	0111111	137	81	121	179	=	0111111	137	71	111	159