



15
24

**Universidad Nacional Autónoma
de México**

FACULTAD DE CIENCIAS

**Sistema Medidor de
Desplazamiento Escalado
por Microcomputadora**

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

F I S I C O

PRESENTA

LUIS MANUEL CONTRERAS CHAVEZ

MEXICO, D.F.

1991.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

INTRODUCCION	4
1. TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO	
1.1 Antecedentes Históricos	7
1.2 Sistemas de Medida	10
1.3 Elementos de los sistemas de medida electrónicos	15
1.4 Aplicaciones de los transductores de desplazamiento	17
1.5 Transductores de desplazamiento	20
1.5.1 Transductores de desplazamiento resistivos	21
1.5.2 Transductores de desplazamiento inductivos	28
1.5.3 Transductores de desplazamiento capacitivos	29
1.5.4 Transductores de posición de otros tipos	35
2. SELECCION DE UN TRANSDUCTOR DE DESPLAZAMIENTO	
2.1 Evaluación de un potenciómetro deslizable de 100 Kohm	41
2.2 Evaluación de un potenciómetro helicoidal de 50 Kohm	48
2.3 Evaluación de un condensador variable de placas paralelas	50
2.4 Diseño de un condensador cilíndrico variable para el sistema de transducción	59
3. PROCESAMIENTO	
3.1 Descripción del Sistema	67
3.2 Oscilador	68
3.3 Señales Binarias	71
3.4 Compuertas y Lógica binaria	72
3.5 Códigos Binarios	75
3.6 Contadores	79
3.7 Procesamiento de la señal	84
4. INTERFACE Y ACCESO A LA MICROCOMPUTADORA	
4.1 Interface	94
4.1.1 Comunicación digital	94
4.1.2 Interface RS-232C	100
4.2 Acceso a la microcomputadora	105
4.3 Programación de la microcomputadora	109

5. EVALUACIONES Y RESULTADOS	
5.1 Linealidad y Repetibilidad	117
5.2 Análisis de resultados	127
5.3 Precisión	136

CONCLUSIONES

APENDICE A

APENDICE B

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION

En la actualidad la electrónica ha tomado un papel muy importante en el área científica y tecnológica. La mayoría de los sistemas y aparatos científicos utilizados en la Física experimental están apoyados en diseños electrónicos tales como los aparatos de medida, los sistemas de procesamiento de datos, los simuladores de eventos, las computadoras que controlan procesos experimentales, etc. Sin esos equipos electrónicos sería prácticamente imposible llevar a cabo la investigación experimental a los niveles que se realiza actualmente.

El trabajo que aquí se describe está enfocado precisamente en ese punto. Se trata de un sistema electrónico de medición de desplazamientos longitudinales, el cual puede resolver centésimas de milímetro en un intervalo de longitud de 20 cm.; siendo su aplicación directa, la medición de distancia, una de las cantidades fundamentales en la Física, y más importantes de medir en el campo de la instrumentación.

Sin tratar de competir con los fabricantes actuales de aparatos comerciales de este tipo, el sistema puede emplearse en proyectos de costo moderado que no requieran una precisión muy alta. Otra de sus ventajas es que puede crecer sin mucha dificultad para lograr un sistema no solo de medida de distancia,

sino también de control de desplazamientos; aspecto muy importante en los procesos científicos e industriales que se realizan actualmente.

El instrumento detecta desplazamientos por métodos analógicos y procesa la información digitalmente. Utiliza un condensador cilíndrico como transductor de posición a capacidad eléctrica. Los cambios de capacidad son transformados a variaciones de frecuencia de una señal de voltaje. La variación de frecuencia es medida por métodos digitales para, posteriormente, ser enviada a un microsistema de cómputo encargado de dar a la información recibida el escalamiento adecuado en unidades de longitud a escoger por programación; esta etapa también sirve para exhibir la lectura del desplazamiento realizado.

1 TRANSDUCTORES DE
DESPLAZAMIENTO

1.1 Antecedentes Historicos

Desde sus inicios, el hombre siempre ha querido encontrar una explicación a los fenómenos que observa, para lo cual las mediciones han jugado un papel muy importante. El medir es una de las necesidades más antiguas del ser humano por lo que la manera de medir se ha ido desarrollando a la par del conocimiento.

Actualmente el hombre realiza a diario una gran cantidad de mediciones de todos tipos, ayudándose de aparatos llamados instrumentos de medida. El grado de complejidad que comprenden los instrumentos de medida va desde algo tan simple como un lente de aumento con una regla graduada, hasta el microscopio electrónico más elaborado; mientras el lente de aumento puede amplificar diez veces la imagen, el microscopio electrónico puede lograr millones de veces tal amplificación.

Una de las primeras magnitudes que hubo necesidad de medir fue la longitud, a partir de la cual surgió el concepto de distancia. En este sentido se podían distinguir dos tipos de distancias: aquellas que estaban relacionadas con las necesidades humanas en forma directa, como la "longitud" de las tierras de siembra, la estatura de los miembros de una comunidad, etc.; y aquellas que en realidad no se podían medir pero que se percataba su existencia, tales como la "distancia al horizonte", la altura de las montañas, la "altura del cielo", etc. Es poco probable que los habitantes de las primeras comunidades humanas hayan tenido necesidad de medir longitudes más

pequeñas que el grueso de un grano de arroz o más grandes que unos cientos de kilómetros que separaban a un poblado de otro; además en ningún caso con gran precisión y/o exactitud.

A medida que la civilización se fue desarrollando, las actividades humanas requerían procesos de medida más refinados. Es así como encontramos que al principio la longitud se medía a base de unidades adoptadas como el brazo, el pie, etc. Posteriormente, en la Europa medieval se cambió el uso de unidades de longitud basadas en partes del cuerpo humano, a unidades hechas con objetos físicos, tales como una barra de metal o trozos de soga. En la actualidad la unidad de longitud está definida en términos de múltiplos de la longitud de onda de la radiación de una fuente específica (1).

Cabe mencionar que los chinos fueron los primeros en preocuparse por la precisión en las medidas de longitud que realizaban, ya que inventaron un instrumento conocido actualmente como "compas deslizable" (2), el cual es similar al vernier actual.

Para el siglo XVII ya se conocía la manera de traducir escalas radiales a escalas lineales dando lugar a la invención de un micrómetro de tornillo (3).

En el siglo XIX los instrumentos de medida sufrieron una revolución notable con el descubrimiento de las leyes de la electricidad. La necesidad de estudiar eventos que sucedían más rápido de lo que los sentidos humanos podían percibir, o tan lentos que era difícil percatarse de ellos, estimularon el desarrollo de

metodos de medicion y registro de esas medidas. Este siglo fue una epoca de gran desarrollo en los aparatos de medida. En la mayoria de los casos se buscaba poder convertir la magnitud a medir en señales eléctricas para poderlas manejar con la teoria contemporánea: el Electromagnetismo; y ya para principios del siglo XX existian instrumentos de medida bastante elaborados como el caso del "ultra-micrómetro", desarrollado en 1920 por R. Widdington (15), que convertia posicion, longitud y ángulo a señales eléctricas. El aparato funcionaba bajo un principio de variación de capacidad de una válvula termiónica que modificaba la frecuencia de oscilación de un circuito. El instrumento mostró que este principio podia usarse para detectar desplazamientos pequeños.

En esos años se desarrollaron algunos otros sistemas eléctricos de medición de posición entre los que se cuentan los de frecuencia variable, los micrómetros de válvula y varios sistemas de conmutación que medían posición por contacto. En la Figura 1.1 se muestra un sistema que funcionaba con dos grupos de discos de carbón.

En la actualidad, con el desarrollo de la electrónica, junto con los conocimientos que se tienen de óptica, termodinámica, mecánica y muchas otras áreas de la Física, se han logrado sistemas de medida bastante complejos que permiten mayor profundidad en el estudio de los fenómenos físicos.

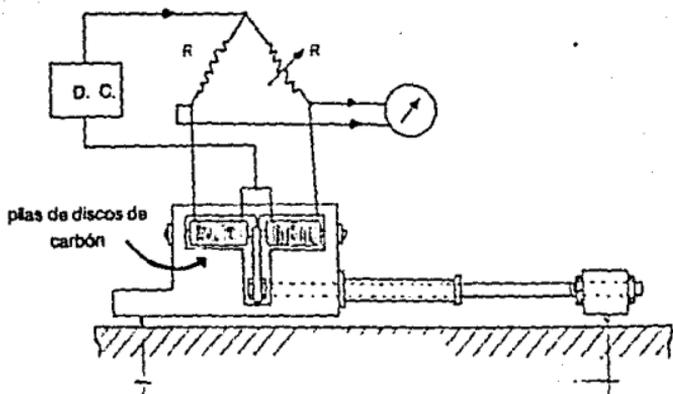


Fig.1 Sistema transductor de posición antiguo (1920) (P.H. Sydenham, MEASURING INSTRUMENTS: TOOLS OF KNOWLEDGE AND CONTROL, Fig. 6.35, p. 447)

1.2 Sistemas de medida

Como se ha mencionado, los sistemas de medida son de gran ayuda en el conocimiento del mundo físico. La naturaleza se manifiesta ante el ser humano en forma de señales físicas, entendiéndose por señal física aquella cantidad medible que varía con el tiempo y que

posee, en esas variaciones, información sobre la fuente de donde procede (6). Las señales físicas pueden ser de tipo mecánico, térmico, eléctrico, etc., dependiendo de la naturaleza del fenómeno de interés; y las variaciones pueden ser periódicas -como el desplazamiento que realiza un oscilador armónico-, o bien pueden no serlo, como en el caso de la temperatura de una habitación.

En general, las señales no se presentan en la forma más conveniente para su estudio, por lo que es necesario convertirlas en otras con características análogas pero de una naturaleza más "manejable". El proceso de transformación de una señal en otra análoga que contenga la misma información se denomina proceso de transducción y el instrumento empleado para ello es un transductor. Un transductor está definido como un dispositivo que recibe energía de un sistema y la retransmite, comúnmente en una forma distinta, a otro sistema (7).

Debido a que la electrónica ha tenido un desarrollo notable en las últimas cuatro décadas, se ha convertido en un auxiliar muy importante del experimentador y más del 80% de la física experimental está apoyada, ya sea directa o indirectamente, en técnicas electrónicas de manejo y procesamiento de señales. Es por esto que los transductores más comúnmente usados son aquellos que convierten las señales de cualquier tipo a señales eléctricas o viceversa. Este tipo de transductores se denominan transductores eléctricos.

En las actividades diarias existe un contacto frecuente con

diversos tipos de transductores, no sólo a nivel de investigación científica, sino también en la vida cotidiana. Por ejemplo, la reproducción musical de un disco de acetato es un proceso en el cual ocurre una doble transducción : primero, las vibraciones mecánicas de la aguja, que aparecen al pasar por el surco, se convierten en oscilaciones en la pastilla de la tornamesa -la señal eléctrica obtenida de esta manera posee la información de los surcos del disco- posteriormente, una vez que la señal eléctrica es procesada adecuadamente por el amplificador, y le proporciona la potencia necesaria para excitar la bocina, se produce la segunda transducción; en este caso la señal eléctrica se convierte en vibraciones del cono de la bocina y se produce el sonido.

En el ejemplo anterior la primera conversión es mecánico-eléctrica y el transductor (la pastilla del tocadiscos) es un transductor mecánico-eléctrico; mientras que la bocina realiza una transformación electro-mecánica y es por lo tanto un transductor electro-mecánico.

En los laboratorios de investigación se encuentran diversos tipos de transductores como el tubo de un contador Geiger, el termopar, el fotomultiplicador, la fotocelda, y muchos otros.

Se puede hacer la siguiente clasificación de los transductores de acuerdo a su forma de convertir la señal:

-Transductores activos o generadores. Estos transductores entregan una señal que es producida sólo por la energía del medio con el que tienen interacción.

Por ejemplo si se desea medir la temperatura de un medio ambiente se puede utilizar un termopar. Este transductor toma la energía térmica del medio y la convierte en un voltaje. Como el voltaje (energía por unidad de carga) es consecuencia de la temperatura a la que está sometido el termopar, éste último es un transductor activo.

-Transductores pasivos o moduladores. Estos transductores usan la energía del medio como un modificador de la energía de una fuente de polarización. Siguiendo con el ejemplo de la medición de la temperatura de un cierto ambiente, se puede utilizar también otro transductor como lo es el termistor. Este dispositivo varía su resistencia eléctrica de acuerdo con la temperatura del medio que lo rodea, para detectar esta variación es necesario alimentarlo con una fuente extra, usando la energía térmica del medio sólo para modificar la corriente o el voltaje a través de él.

Es importante señalar que, en general, los transductores son poco eficientes, es decir, la señal que entregan a la salida es pequeña comparada con la cantidad de energía que reciben a la entrada. Esto se atribuye a deficiencia natural por construcción y a que, en la mayoría de los casos, los transductores toman muestras de magnitud muy pequeña del fenómeno de interés, provocando que la

señal que entrega el transductor generalmente tenga que ser amplificada. Existen además otros parámetros importantes en un transductor, como son los:

- El principio de operación utilizado para realizar la transducción.
- Si se trata de un transductor pasivo o activo.
- La repetibilidad en el valor de la energía que entrega.
- La estabilidad de operación durante su vida útil.

En este sentido, todo transductor se aleja en mayor o menor grado de lo que es un transductor ideal, el cual transfiere toda la energía recibida, su repetibilidad es del 100 %, y funciona con estabilidad absoluta bajo cualquier condición ambiental. Es evidente que dicho transductor no existe en la realidad.

De lo anterior se pueden distinguir tres etapas en los sistemas de medición: la primera parte es una etapa de detección (transducción) que sensa la variable física a medir, por ejemplo la presión, la temperatura, la posición, etc.; y que la convierte en otra más accesible de manejar. Generalmente se sigue con una etapa intermedia, que modifica la señal que ofrece el transductor para obtener una señal de salida con características convenientes. Y al final, una fase de indicación o registro, que bien pudiera ser un segundo proceso de transducción.

Para cada una de las etapas anteriores existe una diversidad de formas de desarrollo, según la necesidad que se desea cubrir. Es así

que podemos tener un sistema de medida que conste de una etapa mecánica y otra etapa eléctrica u óptica; o bien se puede tener un sistema en su mayor parte electrónico, etc.

1.3 Elementos de los sistemas de medida electrónicos

Muchas veces se utilizan métodos electrónicos para la realización de mediciones ya que ofrecen las ventajas siguientes:

- a) Mayor rapidez de respuesta.
- b) Los instrumentos son versátiles y de fácil aplicación.
- c) Los instrumentos pueden adaptarse a condiciones difíciles para medir.
- d) No siempre es necesario que exista una conexión física entre el dispositivo de medida y el instrumento registrador.

La rapidez de respuesta de un sistema es un factor muy importante en el funcionamiento eficiente del mismo; ya que el efecto total de una señal de entrada al sistema, es decir, una variación en la magnitud medida, no aparece inmediatamente en su salida; inevitablemente, la respuesta está sujeta a algún retraso debido a la "inercia" natural del sistema. Este retraso entre causa y efecto se puede hacer bastante pequeño usando medios electrónicos

gracias a su rapidez de funcionamiento. Esta es una de las ventajas más importante de los sistemas electrónicos sobre otros tipos de sistemas de medición. Los instrumentos electrónicos pueden utilizarse para medir fenómenos que son función del tiempo y que cambian muy rápidamente, en donde por ejemplo, un sistema mecánico sería incapaz de responder satisfactoriamente.

Con la aplicación de la radiotelemetría la distancia que separa al aparato medidor y al instrumento indicador o registrador puede llegar a órdenes de magnitud astronómicas, por lo que se pueden realizar mediciones en ambientes peligrosos o lugares inaccesibles, como en el caso de la investigación espacial.

Una vez que la magnitud de interés ha quedado convertida en señal eléctrica, esta puede usarse para registrar resultados, o bien en el caso de sistemas retroalimentados, ejecutar alguna función controladora, dando lugar a sistemas más estables y/o automáticos.

Tal como se puntualizó en la sección anterior, los sistemas de medida electrónicos constan de tres elementos básicos: un transductor de entrada, que convierte una magnitud no eléctrica, a una señal eléctrica; un procesador de señal, que transforma la señal que entrega el transductor en otra modificada, como puede ser un filtro o un amplificador; y una etapa de salida, que convierte señales eléctricas a formas no necesariamente eléctricas, como un graficador, grabadora de cinta, etc. Este trabajo está dirigido al diseño y construcción de un sistema de medida como el aquí descrito. Por una parte se desarrolla un transductor pasivo de desplazamiento

que convierte posición a señales eléctricas el cual constituye la primera etapa del sistema. La fase de modificación se basa principalmente en la conversión de la señal que entrega el transductor a una señal digital que pueda ser procesada por una microcomputadora la cual constituye el elemento de la etapa de registro y exhibición.

1.4 Aplicaciones de los transductores de desplazamiento

Los transductores de desplazamiento tienen diversas aplicaciones en el campo de la investigación y la industria; y pueden ser usados para longitudes grandes o bien para microdesplazamientos. Su aplicación directa es la de medir distancias o espesores de objetos de prueba. Sin embargo, existen otras aplicaciones, como las que se mencionan a continuación.

En la práctica los transductores están expuestos a diversos factores ambientales como la humedad, la temperatura, la presión, etc.; los cuales afectan su buen funcionamiento. Sin embargo, es posible tratar el problema en forma sistemática, separando un sistema dado en otros subsistemas, cada uno realizando una diferente tarea para conjuntar un dispositivo eficiente. Es también de esta manera como se usan los transductores de desplazamiento, formando

parte de otros transductores. A continuación se dan algunos ejemplos (9).

-Transductores de velocidad o aceleración. Las señales eléctricas que son proporcionales a la velocidad, la aceleración, o más altas derivadas temporales del desplazamiento se pueden generar a partir de la diferenciación de la salida de un transductor de desplazamiento, como se muestra en la Figura 1.2. Se ha utilizado este método, para medir la fuerza con la que los músculos del ojo mueven el globo ocular (10).

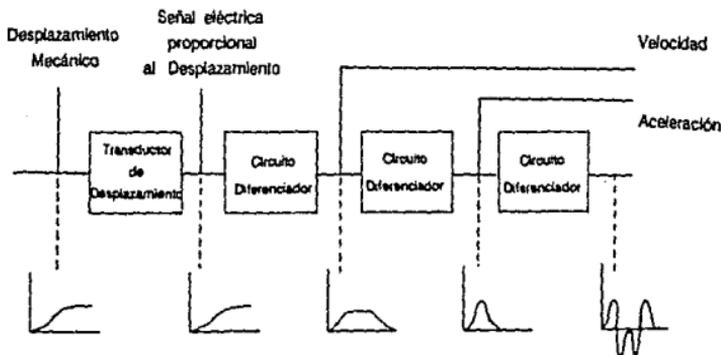


Fig. 1.2 Diagrama bloques de un sistema para obtener señales proporcionales a velocidad y aceleración usando un transductor de desplazamiento.

Usando este mismo principio, se puede producir un desplazamiento que sea proporcional a la velocidad o aceleración y convertir este desplazamiento en una señal eléctrica. Mediante una aceleración un objeto con masa puede experimentar una fuerza o causar un desplazamiento que es proporcional a la aceleración. La fuerza o desplazamiento pueden ser convertidos a una señal eléctrica utilizando un transductor de desplazamiento. Si la señal que entrega el transductor es integrada se puede obtener una señal proporcional a la velocidad. Repitiendo el proceso se puede obtener una señal proporcional al desplazamiento. La Figura 1.3 muestra lo anterior en forma esquemática.

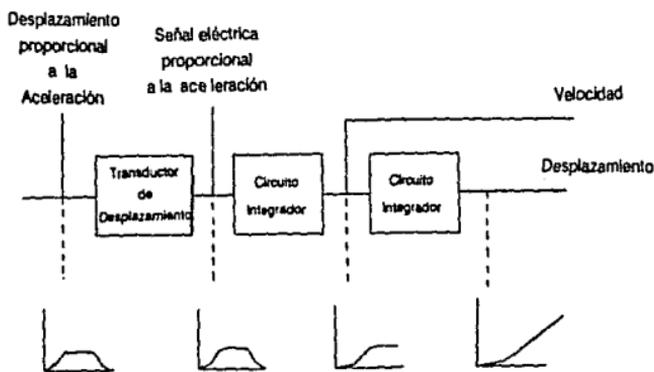


Fig.1.3 Diagrama a bloques de un sistema para obtener desplazamiento o velocidad proporcional a la aceleración.

-Transductores de nivel de líquido. La medición y/o control del nivel de líquido en tanques es muy importante en procesos industriales. En la mayoría de los casos la posición del nivel del líquido es detectada en forma indirecta, para lo cual se puede utilizar un flotador acoplado a un transductor eléctrico de desplazamiento, y de esta forma lograr una conversión directa de la posición del nivel líquido a una señal eléctrica.

Otra aplicación que tienen los transductores de desplazamiento es en la automatización de diversos sistemas en la industria. En este sentido un método muy utilizado es el de convertir movimiento lineal a movimiento rotacional, el cual es posteriormente transformado a alguna señal de control.

Los ejemplos anteriores no son las únicas aplicaciones de los transductores de desplazamiento, existen otras muchas formas de usos que tienen estos sistemas en todas las áreas de investigación o ramas industriales.

1.5 Transductores de desplazamiento

Existen diversos tipos de transductores de desplazamiento cada

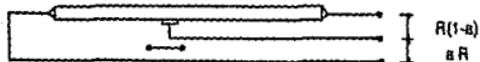
uno con atributos particulares que los hacen especiales para cada aplicación; y aunque los más utilizados son los de tipo eléctrico (cf. supra p.15) a continuación se da una lista de algunos otros tipos de transductores, también muy usados, además de aquellos que utilizan propiedades eléctricas para su funcionamiento.

1.5.1 Transductores de desplazamiento resistivos

Los principales transductores de desplazamiento resistivos son los siguientes:

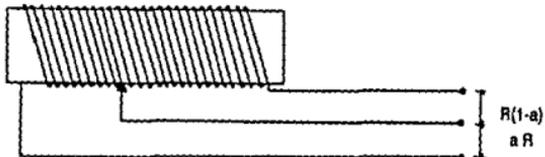
- Potenciómetros. La forma más simple de transducir movimiento mecánico a señales eléctricas es moviendo un contacto deslizable sobre un material resistivo como se muestra en la Figura 1.4. La variación de resistencia es continua desde un valor mínimo hasta un máximo.

Existen también otros tipos de potenciómetros que se fabrican enrollando un alambre alrededor de algún material aislante y moviendo el contacto sobre todo el arreglo como se muestra en la Figura 1.5.



$$0 < a < 1$$

Fig. 1.4 Potenciómetro deslizable



$$0 < a < 1$$

Fig. 1.5 Potenciómetro de espiras

La resistencia en éstos últimos se incrementa en pasos, es decir en una forma no continua, ya que el contacto se mueve de una espira a la otra, lo cual limita la resolución del dispositivo. Este defecto se corrige si se utiliza alambre muy fino en la construcción del potenciómetro permitiendo aumentar el número de espiras por unidad de longitud, disminuyendo así la magnitud de los saltos durante el movimiento del contacto.

Se puede aumentar la resolución del potenciómetro eliminando los saltos entre espira y espira si se utiliza un arreglo en forma de hélice tal como en los potenciómetros helicoidales.

La principal ventaja de los transductores en forma de potenciómetros es su precisión y su simplicidad de operación ya que sólo agregando una fuente de voltaje y un voltímetro se puede tener un dispositivo simple para transducir posición a voltaje y/o corriente.

- Transductor de resorte. Existen también transductores de desplazamiento hechos en forma de resorte cilíndrico con algún material conductor, -ver Figura 1.6-. Cuando una fuerza es aplicada a uno de los extremos del resorte las espiras comienzan a separarse dando lugar a un arreglo helicoidal, y la corriente aplicada a los extremos del resorte circula en la dirección de la flecha B; mientras que cuando el resorte está cerrado el arreglo es el de un cilindro circular y la corriente sigue la dirección de la

flecha A. La resistencia se incrementa con la elongación y se pueden lograr relaciones de 50 a 1 en la variación de resistencia desde espiras cerradas a espiras abiertas.

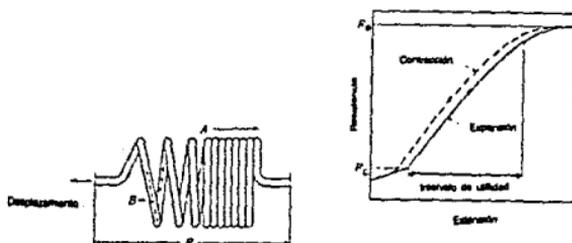


Fig. 1.6 Transductor de resorte cilíndrico

Aunque el transductor de resorte es sencillo y sensible, muestra desgaste, como todos los sistemas basados en variaciones por contacto, lo que limita su aplicación.

- Transductor por tensión. Otra forma usada para transducir desplazamiento a resistencia eléctrica es sometiendo algún material resistivo a una tensión, tal como se observa es la Figura 1.7.

Cuando el material es tensionado su forma geométrica cambia, su longitud L aumenta y su área transversal A disminuye lo que provoca un cambio en la resistencia eléctrica R , ya que esta depende de la resistividad y de las propiedades geométricas del material.

Debido a que la resistividad de un material es función también de la temperatura, las variaciones en esta última causarán errores en el uso de este tipo de transductores, es por esto que además se deben usar sistemas que mantengan el dispositivo a temperatura constante.

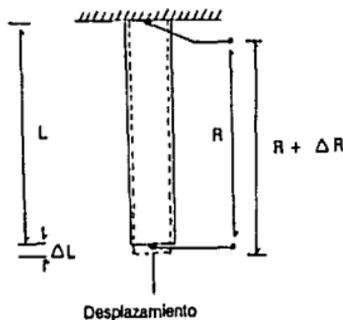


Fig. 1.7 Transductor por tensión

- Transductores semiconductores. Básicamente existen dos diferentes tipos de transductores de desplazamiento hechos con semiconductores; en uno la superficie de contacto entre

semiconductores (usualmente carbón) cambia cuando la distancia entre éstos se varia; y en el otro la resistencia de una película delgada fabricada con algun semiconductor tipo p o n varia con una fuerza aplicada.

Un transductor de carbón se muestra en la Figura 1.8 Consiste en dos o más discos de carbón montados entre un par de electrodos, uno fijo y otro móvil. Cuando una fuerza F es aplicada, los discos de carbón se mueven juntos en una distancia d y la resistencia R entre los dos electrodos disminuye. Este tipo de transductores existe en los auriculares telefónicos. La función de transferencia $R = f(d)$ es aproximadamente hiperbólica.

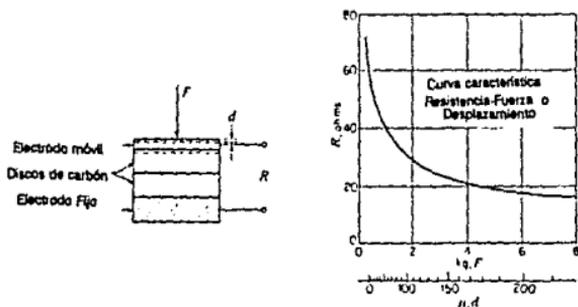


Fig. 1.8 Transductor de carbón

Los transductores de semiconductores tienen varias ventajas como lo son su alta sensibilidad, su masa pequeña, requieren de

fuerzas pequeñas para actuar, su impedancia de salida puede ser modificada para satisfacer los requerimientos del usuario y el transductor y equipo asociado son relativamente simples. Pero por otro lado este tipo de transductores presentan algunos defectos como son su alta dependencia con los cambios de temperatura, la histéresis y la humedad.

- Transductores de desplazamiento electrolíticos. La resistencia entre dos electrodos en contacto con un electrolito depende de la geometría de la trayectoria de conducción; cualquier cambio en la longitud o en el área transversal de la trayectoria de conducción provocará una variación en la resistencia.

En la Figura 1.9 se muestran algunos tipos de estos transductores.

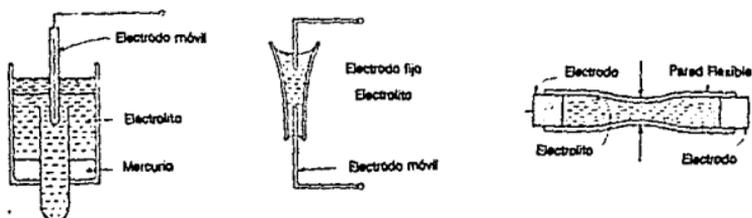


Fig. 1.9 Transductores electrolíticos

Este tipo de transductores ofrece una serie de ventajas: el transductor puede hacerse muy pequeño; la fuerza requerida para causar una variación de la trayectoria conductiva es por lo general muy pequeña; se puede seleccionar el valor de la resistencia calculando apropiadamente la concentración del electrolito, etc.

Los transductores electrolíticos son dependientes de la temperatura ya que debido a ese factor cambia la resistividad de la solución y por lo tanto su resistencia eléctrica. Otra dificultad, en particular si el transductor está operando con corriente directa, es una característica no lineal entre voltaje y corriente. El efecto puede ser eliminado colocando una fuente de corriente alterna de una frecuencia suficientemente alta, pero pueden surgir otras complicaciones como son los efectos capacitivos entre los electrodos y entre cada electrodo y tierra. Existen otras dificultades técnicas además de las descritas que hacen que este tipo de transductores sea poco utilizada o bien se utilice en aplicaciones en las cuales la precisión requerida sea moderada.

1.5.2 Transductores de desplazamiento inductivos

Un transductor de desplazamiento que opere bajo principios

inductivos consiste básicamente en una bobina con inductancia L ; un desplazamiento causa una variación en los parámetros de la bobina y en consecuencia un cambio en la inductancia ΔL .

La inductancia de una bobina está dada por ,

$$11.1) \quad L = n^2 G \mu$$

Donde n es el número de vueltas, G es un factor geométrico y μ la permeabilidad efectiva del medio. Como n , μ o G pueden ser cambiados existen tres grupos básicos de transductores de desplazamiento inductivos, según el parámetro que se modifica en función del desplazamiento.

Un importante transductor de desplazamiento por métodos inductivos es el Transformador Diferencial Lineal Variable que produce una salida eléctrica proporcional al desplazamiento de un núcleo móvil (12).

1.5.3 Transductores de desplazamiento capacitivos

La forma más general de un transductor de desplazamiento capacitivo se muestra en la Figura 1.10 . La capacidad entre las terminales (despreciando efectos de borde) es

$$11.2) \quad C = \frac{k \epsilon A}{d}$$

Donde ϵ es la constante dielectrica del medio entre las placas, k es una constante numerica, A es el área de las placas y d es la distancia entre ellas.

La capacidad puede ser variada de tres formas diferentes: variando la separación entre las placas d ; variando A , o sea moviendo una placa en la dirección y ; y cambiando ϵ , es decir, moviendo entre las placas un material dielectrico.

- Variación de distancia de separación. Para este tipo de transductores la característica $C = f(d)$ es hiperbolica y solo aproximadamente lineal en un pequeño rango de desplazamiento

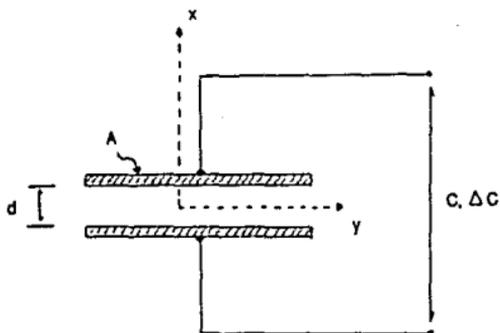


Fig. 1.10 Transductor capacitivo

aunque se ha logrado ampliar este rango de linealidad introduciendo entre las placas un material con características especiales (14).

La sensibilidad S para este tipo de transductores es

$$(11.3) \quad S = \frac{\Delta C}{\Delta d} = - \frac{c A}{d^2}$$

En teoría, esta sensibilidad puede aumentarse a cualquier grado haciendo muy pequeña la distancia de separación d , pero en la práctica existe un límite para esta distancia que es alcanzado cuando se llega al voltaje de rompimiento del dieléctrico ¹.

- Variación del área de las placas. La Figura 1.11 muestra un sistema de este tipo y su curva característica. Un desplazamiento longitudinal en una de las placas provoca un cambio en el área efectiva entre placas y por lo tanto un cambio en la capacidad.

En la parte central de la curva característica, la capacidad puede ser expresada como:

$$(11.4) \quad C = \frac{\epsilon l w}{d}$$

donde l es la longitud, y w el ancho del área de traslape entre placas, según la Figura 1.11.

¹ El voltaje de rompimiento del aire a una atmósfera de presión es de 30 KV/cm

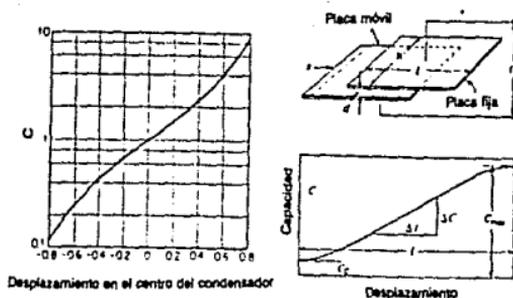


Fig. 1.11 Cambio de capacidad por variación de área

En este caso la sensibilidad está dada por

$$(1.5) \quad S = \frac{\Delta C}{\Delta l} = \frac{\epsilon v}{d}$$

La Figura 1.12 muestra dos transductores capacitivos para movimiento de rotación. La sensibilidad de este tipo de transductores es análoga a la del capacitor de movimiento lineal. La característica $C = f(\phi)$ puede ser modificada dando una forma apropiada a una de las dos placas.

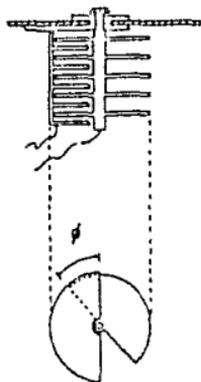


Fig. 1.12 Capacitor placas circulares

La sensibilidad de los transductores de placas puede incrementarse haciendo un arreglo de varias de estas colocadas en forma paralela.

Otro método para obtener alta sensibilidad es el uso de un transductor de placas dentadas, cuya sección transversal se muestra en la Figura 1.13. Un movimiento longitudinal de magnitud x de una de las placas tiene el efecto de cambiar la capacidad de un valor mínimo a un valor máximo. La curva característica es similar a la de la Figura 1.11 y se ha obtenido una sensibilidad del orden de $1 \text{ pF}/0.0001 \text{ pulgada}$ (isi).



Fig. 1.13 Capacitor de placas dentadas

Los transductores de desplazamiento capacitivos han sido utilizados para medir desplazamiento extremadamente pequeños (10^{-6} cm.) (16); y por otro lado se han propuesto para medir distancias entre 3 y 30 m en altímetros de aeroplanos pequeños (17). El método por cambio de distancia de separación entre placas se utiliza tanto para desplazamientos pequeños como muy grandes. El cambio de área es preferible para desplazamientos del orden de centímetros.

Existen diversos factores que afectan a los transductores de desplazamiento capacitivos, como son la histéresis, el desgaste mecánico, la temperatura y presión ambientales, etc.; y en particular la humedad puede inducir potenciales parásitos en la placa que no está aterrizada y sus conexiones. Generalmente las mayores dificultades mecánicas aparecen al tratar de mantener las

placas en su posición y aisladas.

Los transductores de desplazamiento capacitivos tienen la ventaja de que su funcionamiento no depende de variaciones de propiedades físicas en sus elementos; sino más bien de propiedades geométricas -con excepción de los que usan variación en materiales dieléctricos-, por lo que se puede obtener un alto grado de estabilidad y reproductibilidad. Sin embargo tienen otro defecto muy importante que es su alta impedancia de salida lo cual requiere cierta atención para las etapas subsecuentes.

1.5.4 Transductores de posición de otros tipos

A continuación se presentan algunos de los más conocidos métodos para medir desplazamientos pequeños uen, sin embargo existen muchas otras formas de lograr este tipo de mediciones y cada una tiene características especiales que van de acuerdo a las aplicaciones para las cuales se diseñan.

Métodos ópticos. En este tipo de transductores los desplazamientos mecánicos se convierten a movimiento de una fuente de luz que puede ser sensada por un detector óptico. En los arreglos más simples el haz es dividido en dos, cada semihaz alimenta a una

fotocelda o bien el haz puede caer directamente en algún dispositivo óptico sensible al movimiento. En cada caso se utiliza algún arreglo de puente diferencial para proporcionar salida cero si el haz está verdaderamente centrado, esta posición nula puede ser desplazada convenientemente por medios electrónicos.

Métodos radiactivos. Estos métodos se utilizan principalmente para medir el espesor de algunos materiales. Se utiliza una fuente radiactiva de longitud de onda pequeña (alfa, beta o gama) que se localiza a un lado del material a ser medido. El grado de absorción medido por un detector de radiación, colocado en el otro lado del material, es una medida del espesor. Existen algunas variaciones de esta técnica para otras aplicaciones como la medición de desplazamientos axiales en turbinas.

Métodos de ultrasonido. Si la velocidad de propagación dentro de un medio es conocida, midiendo el tiempo en que una onda acústica tarda en atravesarlo se obtiene una medida de su espesor. Este principio ha sido utilizado para medir pequeñas distancias. Se ha desarrollado un micrometro de ultrasonido en el Atomic Energy Research Establishment en Gran Bretaña con el cual se ha podido resolver hasta dos micras. (11)

Las técnicas de ultrasonido han sido usadas con éxito para medir el espesor de componentes para ingeniería, mediciones de espesores de residuos de corrosión en tuberías, y para aplicaciones médicas.

Métodos de difracción de rayo láser. Una fuente de luz coherente

se difracta con la presencia de un pequeño objeto produciendo un patrón de interferencia. Esto ha sido utilizado para medir el diámetro de alguna espira menor a diez micras. La posición de las franjas de difracción (que se producen mejor con una fuente de rayo láser) puede ser monitoreada por una fotocelda sensible al desplazamiento.

Método de ondas submilimétricas. En muchas aplicaciones de interferometría la longitud de onda de una fuente es tan corta comparada con el objeto a medir que es necesario utilizar un espejo en algún momento. El personal del National Physical Laboratory en Inglaterra ha desarrollado un interferómetro usando ondas submilimétricas con longitud de 50 a 1000 micras. Este instrumento ha sido denominado El Teramet logrando tolerancias de hasta dos micras (20).

Muchos de los dispositivos para medir desplazamientos pequeños han sido usados en una clase de aparatos llamados sensores de proximidad los cuales, sin que exista contacto mecánico, detectan la distancia que hay entre dos objetos.

Debido a que los transductores de desplazamiento son utilizados en circunstancias muy variadas es difícil que exista un diseño aplicable a todos los casos, por esta razón el mercado ofrece un amplio rango de dispositivos que utilizan métodos capacitivos, inductivos, ópticos, magnetoresistivos, efecto Hall, radiación, métodos de ultrasonido y otros principios.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- (1) Mc Grav Hill Encyclopedia of Physics. Ed.in Chief: *Wylie P. Parker*; asess.ed.: *Neil Jonathan, Ritchman Elliot*, Iv. New York, (c.1962), p.280.
- (2) F.H. Sydenham, *Measuring Instruments: tools of knowledge and control*, London England, Ed. Peter Peregrinus Ltd, (c.1979) p.185
- (3) *Ibid* p.250
- (4) *Ibid* p.284
- (5) *Ibid* p.446
- (6) A.Porta, A. Amano T., A. Masso O., *Boletín de difusión*, No.6; Editores: *Humberto Arce R., Sergio A. Ortiz R., Víctor Rodríguez P.*; Dpto. de Física, Fac. de Ciencias, U.N.A.M., 1980.
- (7) John A. Allocca y Allen Stuart, *TRANSDUCERS: Theory and Applications*; Reston, Virginia; Ed. Prentice Hall, c.1984., p.1.
- (8) *Ibid* p.2
- (9) Kurt S. Lion, *Instrumentation in Scientific Research*, New York, Edit. Mc Grav Hill, (c.1959) p.91,95 y 117
- (10) Vid Lion y E. R. Povner, *J. Appl. Physiology*, 4, 276 (1951) ver (también R. J. Brockhursts y K. S. Lion *Arch Ophthalmol* (Chicago), 46, 311 (1951). Apud Kurt S. Lion, op.cit. p.91
- (11) Kurt S. Lion op.cit. (passim)
- (12) *Id*
- (13) John A. Allocca y Allen Stuart op.cit.
- (14) *Ibid* p.66 y 67
- (15) Cfr. *Ibid*. p.70
- (16) *Id*
- (17) Vid P.C. Sandretto, *Proc. IRE*, 32, 167, (1944) Apud Kurt S. Lion Loc.cit.
- (18) Sydenham F. H. *General Principles of Microdisplacements Sensors* London, England.
- (19) *Ibid* p.7
- (20) *Id*

2 SELECCION DE UN
TRANSDUCTOR DE
DESPLAZAMIENTO

Se ha mencionado que existen diversos tipos de transductores de desplazamiento, que se pueden utilizar según las necesidades y requerimientos de cada aplicación. En el presente trabajo se desea una transducción de desplazamiento con una precisión a centésimas de milímetro en una distancia máxima de 20 cm. Para esto, y debido a lo que se puntualizó anteriormente, se ha optado por un transductor eléctrico.

Algunos de los transductores mencionados en el capítulo anterior requieren de alta tecnología para su fabricación; otros son poco precisos; o bien son muy sensibles a los cambios ambientales. Por ello, buscando un dispositivo sencillo, preciso, y que no requiera alta tecnología para ser implementado, se seleccionaron, para su evaluación, tres tipos de transductores: un potenciómetro de desplazamiento lineal, un potenciómetro helicoidal y un condensador variable de placas paralelas. A continuación se presentan las evaluaciones de cada uno de ellos para fundamentar la selección del óptimo.

2.1 Evaluación de un potenciómetro deslizable de 100 kohm

La primera parte de la evaluación consiste en la repetibilidad del valor de la resistencia que presenta el potenciómetro a distintas posiciones del cursor. La distancia de recorrido total del cursor (10 cm) se dividió en trece puntos para medir su resistencia. Se tomaron diez medidas en cada posición y los valores obtenidos se muestran en la Tabla 2.1.

Posición 0 (kohm)	Posición 1 (kohm)	Posición 2 (kohm)	Posición 3 (kohm)	Posición 4 (kohm)
4.213	7.293	14.890	23.01	30.64
4.325	7.180	15.181	22.90	30.54
4.346	7.171	15.068	23.04	30.59
4.366	7.210	14.894	22.78	30.44
4.328	7.368	15.181	23.06	30.82
4.321	7.202	14.895	23.03	30.34
4.320	7.192	15.110	23.06	30.63
4.297	7.195	15.153	23.01	30.55
4.320	7.254	15.176	23.07	30.47
4.346	7.070	15.080	22.90	30.57

Posición 5 (kohm)	Posición 6 (kohm)	Posición 7 (kohm)	Posición 8 (kohm)	Posición 9 (kohm)
38.90	47.10	54.31	62.27	69.69
39.01	47.08	54.75	62.22	69.92
38.81	47.23	54.66	62.48	69.68
38.49	47.00	54.64	62.41	69.86
38.80	47.11	54.57	62.28	69.68
38.54	46.93	54.55	62.33	69.58
38.55	47.02	54.58	62.34	69.68
38.58	47.47	55.01	62.59	69.95
38.49	47.30	54.48	62.62	69.96
38.57	47.29	54.55	62.38	69.96

Posición 10 (kohm)	Posición 11 (kohm)	Posición 12 (kohm)	Las incertidumbres de las medidas están dadas como sigue(1):
77.55	85.21	92.86	0.05 % Para valores entre 0.000 ohm y 10.000 kohm
77.63	85.27	92.90	
77.70	84.76	92.10	
77.61	84.73	92.74	
77.40	84.70	92.87	
77.38	85.27	92.77	0.04 % Para valores entre 20.000 ohm y 10.000 kohm
77.34	84.57	92.80	
77.38	84.86	92.66	
77.33	85.20	92.10	0.04 % Para valores entre 20.00 kohm y 100.0 ohm
77.46	84.86	92.81	

Tabla 2.1 Valores de resistencia medidos para el potenciómetro de desplazamiento lineal

Las posiciones del 0 al 12 fueron tomadas dividiendo la distancia total de recorrido del cursor en partes iguales sin darle mucha importancia al valor absoluto de la misma.

De los datos anteriores se obtuvo la Tabla 2.2 de valores de resistencia con su correspondiente incertidumbre para cada una de las posiciones de medición:

Posición	Resistencia	Incertidumbre Porcentual
0	4.330 ± 0.035 ohm	0.80 %
1	7.153 ± 0.056 kohm	0.79 %
2	15.063 ± 0.143 kohm	0.95 %
3	22.985 ± 0.145 kohm	0.63 %
4	30.559 ± 0.240 kohm	0.78 %
5	38.074 ± 0.260 kohm	0.67 %
6	47.153 ± 0.273 kohm	0.57 %
7	54.610 ± 0.224 kohm	0.40 %
8	62.392 ± 0.191 kohm	0.30 %
9	69.795 ± 0.192 kohm	0.27 %
10	77.478 ± 0.192 kohm	0.25 %
11	84.952 ± 0.350 kohm	0.41 %
12	92.870 ± 0.221 kohm	0.24 %

Tabla 2.2 Resistencia promedio para cada posición del cursor

Dado que el potenciómetro es un transductor pasivo, se conectó a este una fuente de corriente constante con valor de $I = 0.5000 \pm 0.0020$ mA para medir la caída de voltaje en cada posición del cursor. Se tomaron cinco medidas para cada posición y diez posiciones diferentes. Los valores obtenidos se muestran en la Tabla 2.3.

Posición 0 (mV)	Posición 1 (V)	Posición 2 (V)	Posición 3 (V)	Posición 4 (V)
2.143	3.498	7.425	11.392	15.192
2.147	3.625	7.454	11.565	15.270
2.139	3.498	7.461	11.425	15.115
2.141	3.618	7.538	11.562	15.262
2.145	3.578	7.530	11.370	15.180

Posición 5 (v)	Posición 6 (v)	Posición 7 (v)	Posición 8 (v)	Posición 9 (v)
19.159	23.49	26.99	31.04	34.88
19.385	23.45	27.52	30.92	34.53
19.180	23.42	27.18	31.00	34.52
19.359	23.44	27.21	31.03	34.75
19.298	23.44	26.99	30.94	34.67

Las incertidumbres están dadas por: (2)

0.04% Para valores entre 0.000 mv y 10.000 mv

0.03% Para valores entre 20.000 mv y 10.000 v

0.03% Para valores entre 20.00 v y 100.00 v

Tabla 2.3 Valores de voltaje para cada posición del cursor

Con los datos anteriores se elaboró la Tabla 2.4.

Posición	Voltaje	Incertidumbre Porcentual
0	2.143 ± 0.004 mv	0.18 %
1	3.555 ± 0.004 v	0.80 %
2	7.482 ± 0.056 v	0.75 %
3	11.463 ± 0.097 v	0.85 %
4	15.204 ± 0.077 v	0.50 %
5	19.275 ± 0.113 v	0.58 %
6	23.448 ± 0.035 v	0.15 %
7	27.178 ± 0.265 v	0.97 %
8	30.986 ± 0.060 v	0.19 %
9	34.670 ± 0.180 v	0.52 %

Tabla 2.4 Valores de voltaje promedio para cada posición del cursor

A continuación se obtuvieron los valores teóricos de voltaje utilizando la Ley de Ohm (ecuación 2.1), para calcular el valor de la tensión; y la expresión de incertidumbre relativa correspondiente para el cálculo del error (ecuación 2.5), a fin de comparar el comportamiento tanto experimental como teórico.

$$(2.1) \quad V = I R$$

Derivando parcialmente la ecuación anterior se obtiene:

$$(2.2) \quad dV = \frac{\partial V}{\partial I} dI + \frac{\partial V}{\partial R} dR$$

Dividiendo entre V se tiene que:

$$(2.3) \quad \frac{dV}{V} = \frac{dI}{I} + \frac{dR}{R}$$

Para funciones bien comportadas, continuas y sin cambios abruptos, como lo es la Ley de Ohm, es factible sustituir las diferenciales por diferencias, de tal manera que se obtiene:

$$(2.4) \quad \frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta R}{R}$$

Así, la expresión para el cálculo de la incertidumbre en el voltaje medido, ΔV , es:

$$(2.5) \quad \Delta V = V \left[\frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta R}{R} \right]$$

En donde ΔI y ΔR son las incertidumbres de las medidas la corriente y resistencia respectivamente.

Los valores obtenidos para el voltaje se muestran en la Tabla 2.5

Posición	Voltaje	Incertidumbre Porcentual
0	2.105 \pm 0.020 mv	1.20 %
1	3.576 \pm 0.042 v	1.18 %
2	7.532 \pm 0.101 v	1.35 %
3	11.493 \pm 0.118 v	1.02 %
4	12.279 \pm 0.179 v	1.18 %
5	19.337 \pm 0.206 v	1.07 %
6	23.576 \pm 0.227 v	0.97 %
7	27.305 \pm 0.217 v	0.80 %
8	31.196 \pm 0.217 v	0.70 %
9	34.898 \pm 0.232 v	0.67 %

Tabla 2.5 Valores teóricos de voltaje para cada posición del cursor

Se observa que la incertidumbre experimental es menor que la teórica.

Como dato adicional se obtuvo la relación resistencia-desplazamiento del dispositivo, resultando lineal con el siguiente valor:

Potenciometro lineal:
 (10.114 ± 0.035) kohm/cm o bien (1.0114 ± 0.0035) kohm/mm
 con un coeficiente de correlación de 0.999935.

La relación se muestra en la Figura 2.1.

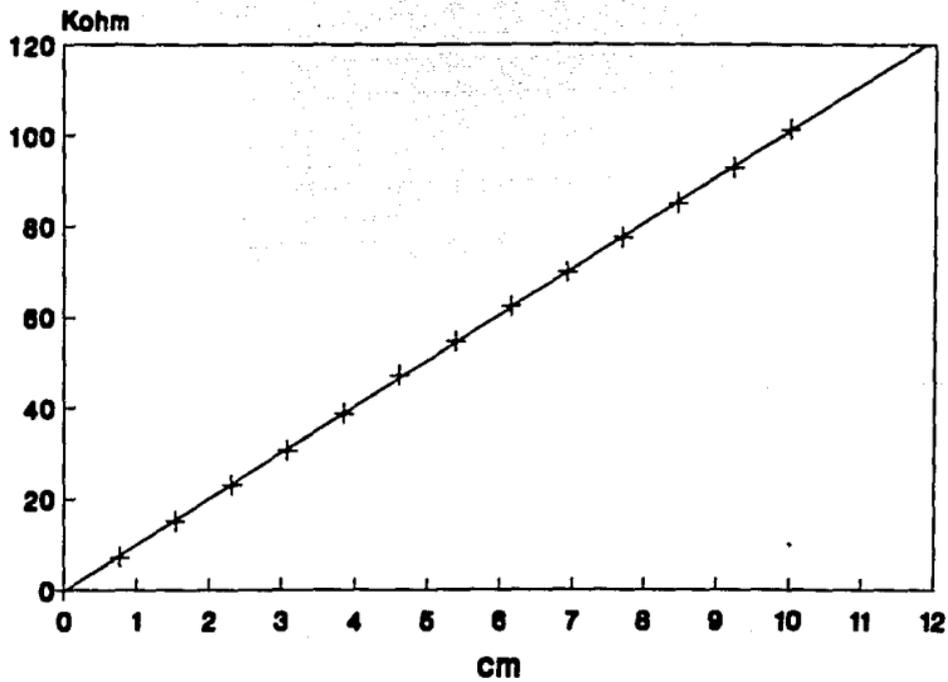


Fig.2.1

2.2 Evaluación de un potenciómetro helicoidal de 50 kohm

La evaluación del potenciómetro helicoidal se realizó bajo los mismos principios que en el caso del potenciómetro de desplazamiento lineal, y dado que en este caso el desplazamiento es circular, las mediciones tanto de resistencia como de voltaje se realizaron para cada una de las diez vueltas de que consta el dispositivo.

Después de tomar diez medidas para cada vuelta de 360 grados del eje, los resultados se muestran en la Tabla 2.6

Vuelta	Resistencia	Incertidumbre Porcentual
0	17.561 ± 0.205 ohm	1.170 %
1	5.0360 ± 0.0001 kohm	0.002 %
2	10.0347 ± 0.0003 kohm	0.003 %
3	15.024 ± 0.002 kohm	0.013 %
4	20.014 ± 0.003 kohm	0.015 %
5	24.996 ± 0.004 kohm	0.016 %
6	29.985 ± 0.004 kohm	0.013 %
7	34.976 ± 0.004 kohm	0.011 %
8	39.966 ± 0.004 kohm	0.010 %
9	44.959 ± 0.006 kohm	0.013 %
10	50.763 ± 0.589 kohm	1.160 %

Tabla 2.6 Valores de resistencia promedio para cada vuelta del potenciómetro helicoidal

Aplicando una corriente de $I = 0.5000 \pm 0.0020$ mA se obtuvieron los valores mostrados en la Tabla 2.7

Vuelta	Voltaje	Incertidumbre Porcentual
0	8.6428 ± 0.0735 mv	0.850 %
1	2.3022 ± 0.0015 v	0.060 %
2	4.9999 ± 0.0020 v	0.040 %
3	7.4947 ± 0.0010 v	0.013 %
4	9.9885 ± 0.0010 v	0.010 %
5	12.449 ± 0.001 v	0.008 %
6	14.929 ± 0.002 v	0.014 %
7	17.409 ± 0.001 v	0.005 %
8	19.884 ± 0.002 v	0.010 %
9	22.357 ± 0.002 v	0.009 %
10	25.121 ± 0.056 v	0.225 %

Tabla 2.7 Valores de voltaje medido para cada vuelta del potenciómetro helicoidal

Utilizando la Ley de Ohm y la respectiva expresión para la incertidumbre se tiene la Tabla 2.8 de valores teóricos.

Vuelta	Voltaje	Incertidumbre Porcentual
0	8.7805 ± 0.1037 mv	1.180 %
1	2.5180 ± 0.0003 v	0.012 %
2	5.0174 ± 0.0006 v	0.013 %
3	7.5120 ± 0.0017 v	0.023 %
4	10.007 ± 0.002 v	0.025 %
5	12.498 ± 0.003 v	0.026 %
6	14.992 ± 0.003 v	0.023 %
7	17.488 ± 0.004 v	0.021 %
8	19.983 ± 0.004 v	0.020 %
9	22.479 ± 0.005 v	0.023 %
10	25.381 ± 0.297 v	1.170 %

Tabla 2.8 Valores teóricos para cada vuelta del potenciómetro helicoidal

Se observa que al igual que en el caso del potenciómetro de desplazamiento lineal la incertidumbre experimental es menor que la teórica.

Como dato adicional se obtuvo que la relación resistencia-arco de giro, que es:

Potenciómetro helicoidal:
(5.028 ± 0.022) kohm/vuelta o bien (13.957 ± 0.056) ohm/gdo.
con un coeficiente de correlación de 0.999920

La relación se muestra en la Figura 2.2 .

2.3 Evaluación de un condensador variable de placas paralelas

A continuación se presenta la evaluación realizada de un condensador variable similar a los que son utilizados para sintonía en aparatos de radio (ver Fig. 1.12), que varían el valor de su capacidad mediante un cambio de área de traslape entre placas. Las posibilidades que se presentaron para la evaluación del condensador fueron las siguientes:

-Utilización de un capacímetro digital. Existen, hechos de manufactura, diversas clases de capacímetros digitales con los cuales se puede medir capacidad directamente; sin embargo, dada la

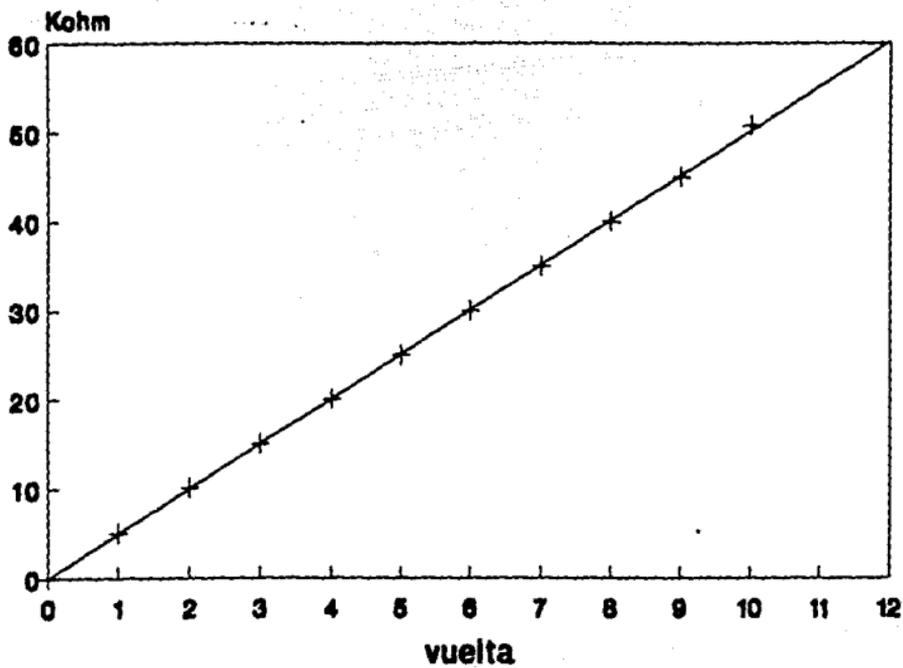


Fig.2.2

precisión que se requiere para la evaluación (difícilmente un capacímetro de este tipo resuelve capacidades del orden de picofaradios con una precisión superior al 0.01%), su utilización resultó inconveniente.

-Utilización de un puente de impedancias. Los puentes de impedancias, al igual que los capacímetros, presentan una resolución limitada (la mayoría no resuelve fracciones de pico faradios) por lo que tampoco se utilizó este aparato para la evaluación del condensador.

-Utilización de un circuito resonante. Se intentó evaluar el condensador usando un circuito resonante RLC en serie como el que se muestra en la Figura 2.3, ubicando la resonancia por medio de un osciloscopio. Sin embargo, dada las limitaciones en la precisión de la lectura mediante este instrumento, tampoco se utilizó para dicha evaluación.

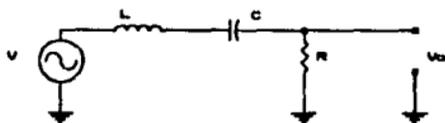


Fig. 2.3 Circuito RLC resonante en serie

-Utilización de un generador de rampa. Existía la posibilidad de evaluar el condensador en forma indirecta mediante un circuito que lo alimentara con una corriente constante y que después de alcanzar un nivel de voltaje específico se descargara y repitiera este proceso en forma ciclica. El circuito se puede apreciar en la Figura 2.4.

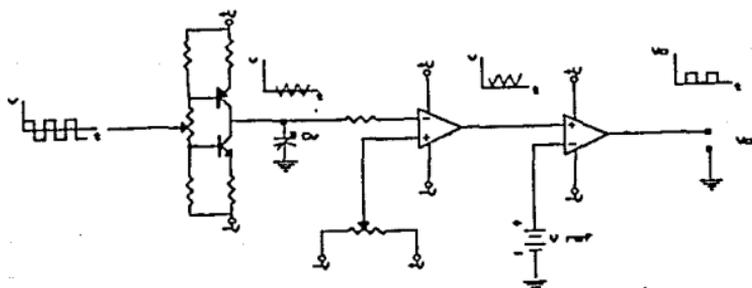


Fig.2.4 Circuito de carga y descarga para un condensador

Bajo este principio, la capacidad estaria dada por los periodos de carga del condensador. No se utilizó esta técnica debido a que el circuito mostraba inestabilidad temporal; además re

obtenía una aceptable repetibilidad (0.01 %) de tiempo de carga sólo para condensadores de alto valor (aproximadamente 170 μF).

-Utilización de un circuito oscilador. Otra posibilidad para evaluación del condensador consistía en utilizar un circuito oscilador cuya frecuencia de oscilación cambiara conforme a la variación del valor del condensador a evaluar.

Un oscilador es un circuito que entrega a la salida una señal de voltaje periódica sin requerir a la entrada una señal externa a procesar, y siempre tiene al menos un elemento reactivo -inductor o condensador-. Existen diversas configuraciones para circuitos osciladores y entre los más conocidos se encuentran los siguientes:

- Oscilador Colpitts
- Oscilador Hartley
- Oscilador por relajación
- Oscilador Controlado por Voltaje

Los osciladores mencionados anteriormente pueden ser diseñados con componentes discretos pero algunos se encuentran disponibles en el mercado nacional ya construidos en forma de circuito integrado lo cual simplifica su manejo; uno de ellos es el Oscilador Controlado por Voltaje (OCV o más conocido por sus iniciales en inglés de Voltage Controlled Oscillator, VCO). Existen en forma comercial varios dispositivos OCV pero uno de los más sencillos,

barato, y más comunmente usado es el denominado en el mercado como LM566, el cual posee además alta estabilidad y confiabilidad según especificaciones de sus fabricantes² (3). Por estas razones este fue el circuito elegido para la evaluación del condensador de sintonía. Así mismo se utilizó la configuración recomendada por el fabricante, cuyo diagrama se muestra en la Figura 2.5.

El LM566 es un circuito que contiene una fuente de corriente, un disparador Schmitt y dos amplificadores separados, uno para la onda cuadrada y otro para la onda triangular. En la Figura 2.6 se muestra un diagrama a bloques del circuito. Variaciones en el voltaje de control, aplicado en la terminal 5 del LM566, permite cambiar la frecuencia de salida a lo largo de una década, para una capacidad fija dada en la base de tiempo.

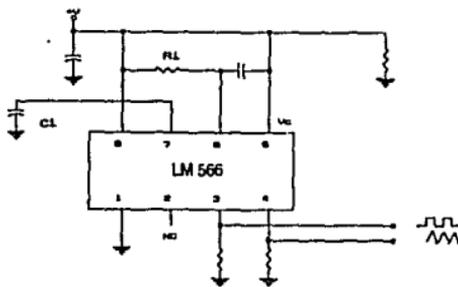


Fig. 2.5 Configuración utilizada para el LM566

² Las hojas de las características de los circuitos integrados utilizados en este trabajo se encuentran al final.

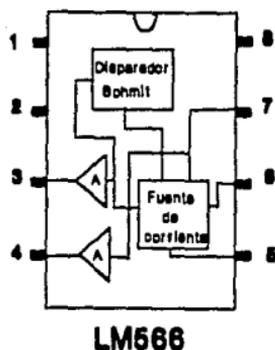


Fig. 2.6 Diagrama a bloques del LM566

La frecuencia, en función del voltaje de control V_c , el voltaje de polarización V_{cc} , la resistencia de control R_i , y el condensador de tiempo C_i es:

$$(2.6) \quad f = \frac{2(V_{cc} - V_c)}{R_i C_i V_{cc}}$$

Esta expresión es válida en la gama lineal del dispositivo y dentro de los límites de temperatura:

$$(2.7) \quad 0^\circ\text{C} \text{ a } 70^\circ\text{C}$$

para

$$(2.8) \quad V_{cc} > V_c > 0.75 V_{cc}$$

$$(2.9) \quad 2 \text{ Kohm} < R_i < 20 \text{ Kohm}$$

Bajo la configuración citada, el LM566 proporciona a la salida una señal de forma cuadrada de amplitud 5 volts montada en un nivel de C.D. también de 5 volts. Para la evaluación del condensador fue necesario quitar la componente de C.D. en la señal de salida; i.e. tener amplitud de 0 a 5 volts; lo cual se logró mediante el circuito de la Figura 2.7.

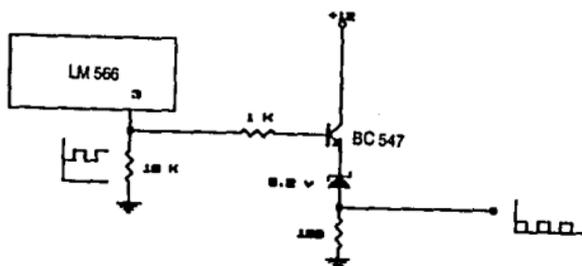


Fig.2.7 Circuito para adecuar la señal del LM566

Se puede lograr que la frecuencia de oscilación sea función sólo del valor del condensador de tiempo C_1 dejando un valor fijo a la resistencia de control R_1 (ver ecuación 2.6); de esta forma el voltaje de control también queda fijo y tres de los parámetros de los cuales depende la frecuencia permanecen constantes, quedando

solamente una dependencia con respecto al condensador C_1 .

De esta manera, si C_1 es un condensador variable, el sistema resultante bien puede ser denominado como un Oscilador Controlado por Capacidad (OCC) ya que al cambiar el valor del condensador C_1 la frecuencia de la señal también cambiará, existiendo una relación inversamente proporcional entre capacidad y frecuencia.

Fue el Oscilador Controlado por Capacidad (OCC) el que finalmente se utilizó para la evaluación del condensador de placas paralelas, ya que con este sistema sólo basta medir la frecuencia de la señal a diferentes posiciones del condensador variable para poder conocer el valor que presenta éste último; y la precisión de la medida está regida por la precisión del frecuencímetro utilizado, siendo posible conseguirlo de fábrica o bien diseñarlo a la precisión requerida. En este caso se utilizó un frecuencímetro HP5382A con una precisión de 0.001 % (4).

Para la evaluación de la repetibilidad en el valor que presenta el condensador variable en una misma posición, se procedió en forma análoga a como se evaluó el potenciómetro helicoidal. Las posiciones fueron tomadas sin darle mucha importancia al valor del ángulo de rotación ya que lo que se evaluó fue repetibilidad en la medida. Se tomaron diez posiciones y diez medidas de frecuencia para cada posición.

Los valores de capacidad obtenidos para cada posición fueron

los que se muestran en la Tabla 2.9

Posición	Capacidad	Incertidumbre Porcentual
1	113.736 ± 0.009 pF	0.009 %
2	110.695 ± 0.007 pF	0.007 %
3	107.802 ± 0.005 pF	0.005 %
4	102.542 ± 0.005 pF	0.005 %
5	96.472 ± 0.007 pF	0.007 %
6	90.195 ± 0.003 pF	0.003 %
7	81.659 ± 0.004 pF	0.005 %
8	71.535 ± 0.005 pF	0.007 %
9	66.417 ± 0.005 pF	0.008 %
10	64.172 ± 0.006 pF	0.001 %

Tabla 2.9 Valores de capacidad para diferentes posiciones del condensador

De los datos anteriores se observa una alta repetibilidad en el valor de capacidad, ya que en general la discrepancia de valores medidos para una misma posición está por debajo del 0.01%.

2.4 Diseño de un condensador cilíndrico variable para el sistema de transducción

De los datos obtenidos en las evaluaciones anteriores se puede

observar que tanto el potenciómetro helicoidal como el condensador de placas paralelas, proporcionan alta repetibilidad en las medidas de resistencia y capacidad respectivamente, cumpliendo con los requisitos de precisión que se busca en el sistema a desarrollar.

El potenciómetro helicoidal proporciona un valor de resistencia con doble dependencia mecánica (el movimiento del cursor sobre las espiras y el movimiento del eje de rotación) -ver Figura 1.5-, lo que propicia que, a largo plazo, los valores de resistencia no sean muy precisos por efectos del desgaste que inevitablemente se presenta en este tipo de dispositivos; mientras que en el condensador de placas paralelas, la dependencia mecánica es sólo con respecto al eje de rotación, y si sumamos a esto que la precisión en la medida de capacidad es todavía mayor que en el caso de la resistencia en el potenciómetro helicoidal, se tienen bases para elegir un sistema capacitivo para la transducción.

A continuación se presenta el diseño de un condensador variable para finalidades de transducción de desplazamiento.

En primer lugar el condensador debe cumplir ciertos requisitos:

- Debe ser relativamente sencillo de fabricar
- Su diseño debe minimizar los efectos externos a su funcionamiento (efectos de borde, esquinas, desgaste por rozamiento, etc.)

- De ser posible debe ser tal que el valor de la capacidad cambie en una relación lineal con respecto al desplazamiento, a fin de disminuir costo y complejidad en el procesamiento de las señales.
- Debe proporcionar una repetibilidad en medición tan alta (o más) como la que presentó el condensador de sintonía evaluado en este capítulo.

Un condensador de forma cilíndrica constituido por dos cilindros circulares rectos coaxiales, de manera que uno de ellos se mueva en forma longitudinal respecto al otro, cambia su capacidad debido a que el área entre placas también cambia con el movimiento de uno de los cilindros. El condensador está esquematizado en la Figura 2.8, y puede cumplir los tres primeros requisitos ya que su fabricación no necesita una alta tecnología, además su forma cilíndrica disminuye los efectos de borde que presentan los condensadores de placas rectangulares o circulares; y si el dieléctrico que se utiliza es el aire no existe desgaste. Por último, la relación que existe entre el desplazamiento de uno de los cilindros respecto del otro y la capacidad es lineal (ver Apéndice A).

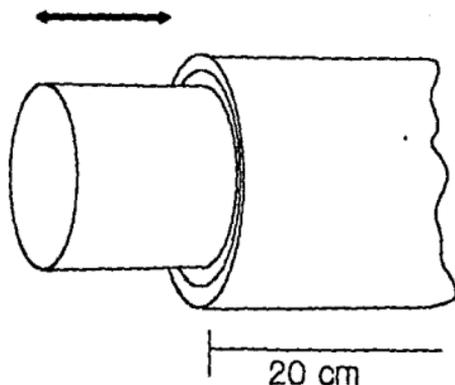


Fig. 2. # Capacitor cilíndrico

Para el sistema medidor de desplazamientos, se fabricó un condensador cilíndrico de las siguientes características:

Diámetro exterior del cilindro externo: 3.830 ± 0.003 cm.
Diámetro interior del cilindro externo: 3.460 ± 0.003 cm.
Diámetro exterior del cilindro interno: 3.354 ± 0.003 cm.
Longitud: 30.00 ± 0.05 cm.
Material: Cobre
Dieléctrico utilizado: Aire

La repetibilidad en valor de capacidad dada una posición, así como el grado de linealidad en su característica Capacidad-Desplazamiento, se evaluó con un puente de impedancias GENRAD 1657. Tomando lectura del valor de capacidad para desplazamientos relativos (distancia de traslape entre

conductores) de un centimetro cada vez, medidos con vernier. La Tabla 2.10 muestra los valores obtenidos.

Distancia de traslape (cm)	*Capacidad (nF)
5.000 ± 0.005	0.0624 ± 0.0004
6.000 ± 0.005	0.0757 ± 0.0004
7.000 ± 0.005	0.0886 ± 0.0004
8.000 ± 0.005	0.1020 ± 0.0004
9.000 ± 0.005	0.1148 ± 0.0004
10.000 ± 0.005	0.1283 ± 0.0004
11.000 ± 0.005	0.1417 ± 0.0004
12.000 ± 0.005	0.1553 ± 0.0004
13.000 ± 0.005	0.1688 ± 0.0004
14.000 ± 0.005	0.1823 ± 0.0004
15.000 ± 0.005	0.1956 ± 0.0004
16.000 ± 0.005	0.2096 ± 0.0004
17.000 ± 0.005	0.2229 ± 0.0004
18.000 ± 0.005	0.2357 ± 0.0004
19.000 ± 0.005	0.2489 ± 0.0004
20.000 ± 0.005	0.2618 ± 0.0004
21.000 ± 0.005	0.2751 ± 0.0004
22.000 ± 0.005	0.2888 ± 0.0004
23.000 ± 0.005	0.3026 ± 0.0004
24.000 ± 0.005	0.3154 ± 0.0004
25.000 ± 0.005	0.3285 ± 0.0004

Tabla 2.10 Valores promedio de capacidad para el condensador cilíndrico

La característica Capacitancia-Desplazamiento se muestra en la Figura 2.9; y los parámetros de la recta obtenida son los siguientes:

Pendiente: 13.341 ± 0.014 pF/cm.
 Ordenada al origen: 4.651 ± 0.229 pF
 Coeficiente de correlación: 0.999989

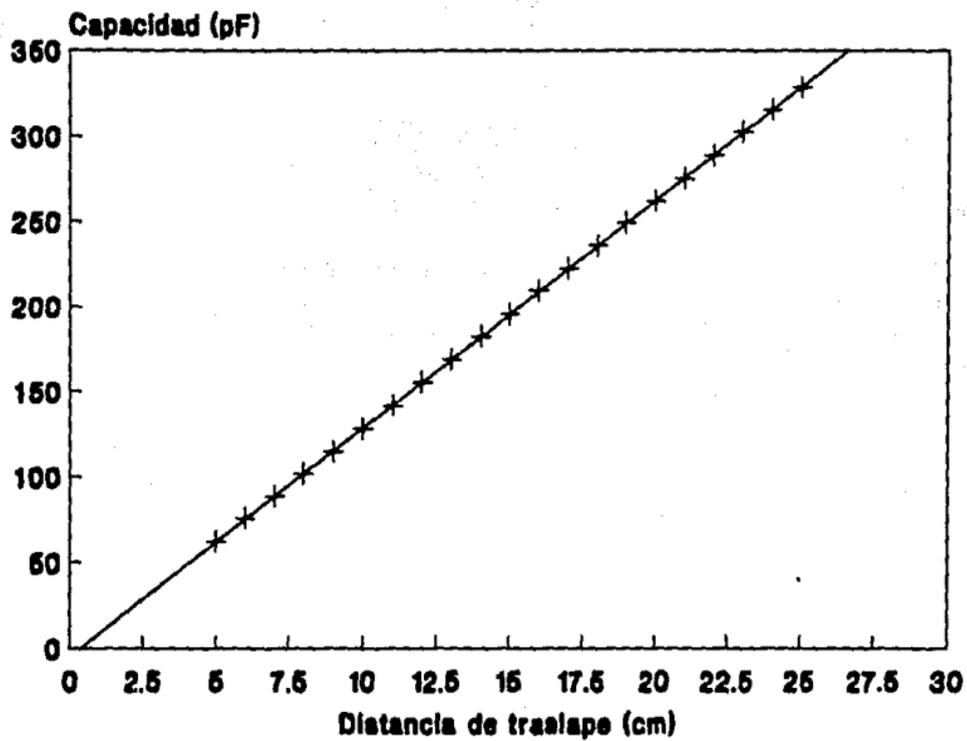


Fig.2.9

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- (1) Instruction Manual Digital Millimeter Model 177, Copyright 1978, Keithley Instruments, Inc., Primera Impresión, Agosto 1978, Cleveland, Ohio U.S.A., Documento No. 29683
- (2) Id
- (3) Handbook of Linear Devices, National, 1984, U.S.A.
- (4) Frequency Counter 5382A, Operating and Service Manual, Copyright 1974, Hewlett-Packard Company, Mayo 1974, Santa Clara, California U.S.A., Manual No. 05382-00001

3. PROCESAMIENTO

3.1 Descripción del Sistema

Una vez que se ha seleccionado el dispositivo de transducción -un condensador cilíndrico-, y dado que es un transductor pasivo, es necesario acoplarlo a un sistema que le proporcione una señal a modificar de acuerdo a los cambios de capacidad que sufre.

Para lo anterior se utilizó un circuito oscilador tipo Colpitts, el cual entrega una señal de voltaje senoidal de frecuencia variable con una capacidad. De esta forma, el condensador cilíndrico junto con el oscilador forman un sistema que transforma cambios de distancia en cambios de frecuencia. La siguiente es una descripción breve del sistema completo.

El condensador cilíndrico acoplado al circuito oscilador constituyen una etapa de transformación de desplazamientos a cambios de frecuencia en una señal eléctrica. Posteriormente se requiere una etapa que se encargue de medir esos cambios de frecuencia. Para esto se utilizó un contador digital, que se encarga de esa tarea y de transformar la señal periódica que entrega el oscilador a una señal codificada, para que enseguida sea enviada a una microcomputadora. Finalmente, mediante técnicas de programación, se procesa la información que recibe la computadora, y se realiza el escalamiento adecuado en unidades de longitud para exhibir la magnitud del desplazamiento original. Un diagrama a bloques del sistema completo se muestra en la Figura 3.1.

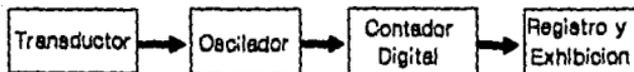


Fig. 3.1 Diagrama a bloques del sistema de medición de desplazamientos

A continuación se describen cada una de las etapas que forman al sistema, comenzando con el oscilador.

3.2 Oscilador

El circuito del oscilador utilizado para el sistema es tipo Colpitts III y su diagrama se muestra en la Figura 3.2.

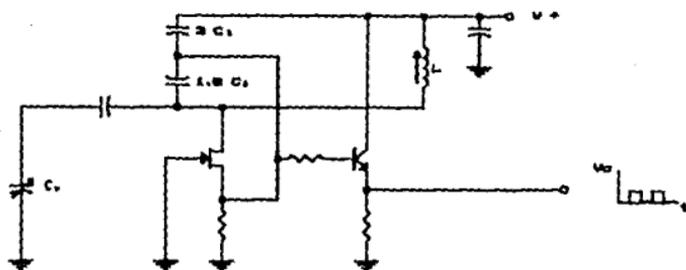


Fig. 3.2 Circuito Oscilador para un transductor capacitivo

La frecuencia de oscilación de la señal está dada por:

$$(3.11) \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_T}}$$

El valor de la capacidad total C_T es la suma de la capacidad variable C_v del transductor y un valor C_k , prácticamente constante, dado por $C_k = C_a + C_{de}$; donde C_a es la capacidad involucrada en la malla resonante LC (ver Figura 3.2), y C_{de} es la capacidad parásita que existe entre drenaje y compuerta del transistor de efecto de

campo empleado. El análisis completo del oscilador se encuentra en el Apéndice B.

Con base en lo anterior, existe una frecuencia máxima de oscilación f_0 , para el valor mínimo del condensador variable C_{v0} , dada por:

$$(3.2) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_{v0}}} \quad \text{con } C_0 = C_k + C_{v0}$$

Así, un incremento de capacidad ΔC_v en el transductor, da lugar a una frecuencia de oscilación dada por:

$$(3.3) \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L (C_0 + \Delta C_v)}}^{-1/2}$$

Donde, si el cambio ΔC_v es pequeño comparado con C_0 , puede hacerse una expansión del binomio en la ecuación anterior y despreciar términos $\Delta^2(\Delta C_v)$, lo cual conduce a

$$(3.4) \quad f = - \left(\frac{f_0}{2 C_0} \right) \Delta C_v + f_0$$

La ecuación 3.4 garantiza cambios en frecuencia directamente proporcionales a las variaciones de capacidad del transductor.

Los bloques etiquetados como Contador Digital y Registro y Exhibición en el diagrama de la Figura 3.1, se detallarán posteriormente. Antes conviene dar una descripción breve de algunos

conceptos utilizados para el desarrollo de esas etapas.

3.3 Señales Binarias

Los sistemas electrónicos digitales son aquellos que utilizan señales que sólo pueden tomar valores discretos distintos, a diferencia de los circuitos analógicos que abarcan un continuo. Las señales que se utilizan en los sistemas digitales se denominan señales binarias y los circuitos que las manejan se llaman circuitos digitales. Las terminales de un circuito digital aceptan y entregan señales binarias dentro de ciertas tolerancias permitidas, fuera de las cuales existe una zona de transición en la cual no debe caer ningún nivel de señal. Las señales con niveles dentro de las zonas de tolerancia permitidas representan variables binarias "0" o "1", dependiendo de la región donde se presenten y la convención preestablecida. En la Figura 3.3 se muestra una convención, a manera de ejemplo, de niveles de voltaje, donde 0.5 volts representan un "0", y 3 volts representan un "1". Así mismo se muestran las zonas de tolerancia permitidas.

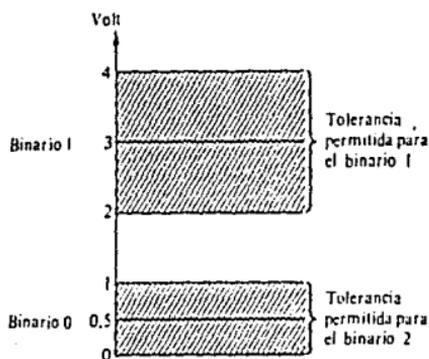


Fig. 3.2 Regiones de voltaje para señales binarias

Los niveles de tolerancia permitidos dependen de la tecnología con que se fabrica el circuito digital (22a). Las tecnologías existentes se muestran en la Tabla 3.1 con sus respectivos niveles de tolerancia.

3.4 Compuertas y Lógica binaria

El tratamiento de señales binarias se hace mediante circuitos

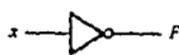
Tipo de familia IC	Voltaje de suministro (V)	Alto nivel de voltaje (V)		Bajo nivel de voltaje (V)	
		Márgenes	Típico	Márgenes	Típico
TTL	$V_{CC} = 5$	2.4-5	3.5	0-0.4	0.2
ECL	$V_{EE} = -5.2$	-0.95--0.7	-0.8	-1.9--1.6	-1.8
CMOS	$V_{DD} = 3-10$	V_{DD}	V_{DD}	0-0.5	0
			lógica 1		lógica 0

Tabla 3.1 Algunas familias de Circuitos Integrados y sus niveles lógicos de voltaje

digitales que se denominan compuertas, las cuales reciben y proporcionan información binaria en forma de 0 ó 1.

Existen tres compuertas básicas en los circuitos digitales a partir de las cuales puede ser implementado cualquier sistema digital, estas compuertas son: "AND", "OR" y "NOT". Reciben estos nombres debido a que existe un isomorfismo entre la lógica matemática simbólica y el comportamiento de estos circuitos; en donde, la compuerta AND puede ser asociada con la conjunción, la OR con la disyunción y la NOT con la negación. Por esta razón estos circuitos también reciben el nombre de circuitos lógicos, en los cuales el 1 puede ser asociado con el valor de Verdadero y el 0 con

el de Falso. Esto se puede ver más claramente en la Tabla 3.2 en la cual se muestran los símbolos que se utilizan para las tres compuertas básicas así como su tabla característica, también llamada tabla de verdad.



x	y	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

x	y	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

x	F
0	1
1	0

Tabla 3.2 Las tres compuertas básicas

Existe toda una teoría matemática sobre los circuitos lógicos, así como técnicas avanzadas de diseño de sistemas digitales que utilizan este tipo de compuertas. La fundamentación de tal teoría es la que se conoce como Álgebra de Boole.⁽⁴⁾

3.5 Códigos Binarios

En los sistemas digitales, la información de las señales binarias se representa en grupos de "bits". Un "bit" es un dígito binario con los posibles valores de 0 ó 1 (asociados directamente con los niveles de voltaje mencionados en la sección 3.3). Se puede lograr que grupos de bits representen números binarios, que son con los cuales trabaja internamente una computadora. Por medio de técnicas diversas de codificación y manejo, los dígitos binarios, o grupos de bits, pueden utilizarse para desarrollar números decimales, símbolos o conjuntos completos de instrucciones para realizar diversas tareas.

Con n bits se pueden formar 2^n grupos ordenados distintos de n bits cada uno. Por ejemplo, si se tienen 2 bits se pueden formar 4 grupos ordenados, de 2 bits cada uno:

0 0
0 1
1 0
1 1

Con tres bits se pueden formar 8 grupos, etc.

En base a lo anterior se pueden codificar los dígitos decimales en forma binaria utilizando cuatro bits. El llamado código BCD (en inglés Binary Coded Decimal) se encarga de esto. Cuatro bits pueden formar 16 combinaciones distintas, pero como sólo se codifican diez

digitos, las seis combinaciones restantes quedan sin asignar y no se utilizan. En la Tabla 3.3 se observan los diez digitos decimales y sus representación en el código BCD.

<i>Número decimal</i>	<i>Número decimal codificado en binario (BCD)</i>
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

Tabla 3.3 Código BCD

Es posible obtener varios códigos diferentes para los digitos decimales al ordenar cuatro bits en diez distintas posibilidades. Algunos de esos códigos son utilizados para aplicaciones especiales. En la Tabla 3.4 se muestran algunos códigos para los digitos decimales.

Las posibilidades de codificación no se restringen a cuatro digitos binarios; es posible codificar con un número mayor de bits, dependiendo de las necesidades específicas. Existe una diversidad de códigos de ese tipo. En la Tabla 3.5 se muestran tres de

Digito decimal	(BCD) 8421	Exceso-3	84-2-1	2421	(Biquinario) 5043210
0	0000	0011	0000	0000	0100001
1	0001	0100	0111	0001	0100010
2	0010	0101	0110	0010	0100100
3	0011	0110	0101	0011	0101000
4	0100	0111	0100	0100	0110000
5	0101	1000	1011	1011	1000001
6	0110	1001	1010	1100	1000010
7	0111	1010	1001	1101	1000100
8	1000	1011	1000	1110	1001000
9	1001	1100	1111	1111	1010000

Tabla 3.4 Códigos para dígitos decimales

ellos como son el código Gray, el código ASCII (American Standard Code for Information Interchange) y el código EBCDIC (Extended BCD Interchange Code). Los dos últimos se utilizan para representar caracteres alfanuméricos en los sistemas actuales de computación.

Se han desarrollado diversos tipos de códigos binarios y técnicas asociadas de acuerdo a las necesidades que los sistemas requieran. Actualmente existen códigos detectores de errores que son utilizados en los sistemas modernos de comunicación para reconocer si han existido errores en la transmisión de información entre dos equipos. Tal es el caso de los códigos de Hamming, Fire-Burton, Reed-Solomon, etc. (6)

Código Gray	Decimal
0000	0
0001	1
0011	2
0010	3
0110	4
0111	5
0101	6
0100	7
1100	8
1101	9
1111	10
1110	11
1010	12
1011	13
1001	14
1000	15

Posición de bits	7	6	5	4	3	2	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	NUL	DEL	SP	B	HT	LF	VT	FF	CR	SO	SI					
0	0	0	1	SOH	STX	DC1	1	1	A	Q	W								
0	0	1	0	STX	DC2		2	B	R										
0	0	1	1	STX	DC3	W	2	C	S	F									
0	1	0	0	ETX	DC4	1	1	D	T	R									
0	1	0	1	END	NAR	1	1	E	L	P									
0	1	1	0	ACK	SIH	A	B	F	T										
0	1	1	1	BEL	ETB		7	G	M	Z									
1	0	0	0	PS	CAH	1	1	H	A										
1	0	0	1	HT	EM	1	1	I	J										
1	0	1	0	IF	SLW			J	Z										
1	0	1	1	VT	ENC			K											
1	1	0	0	FF	ES			L											
1	1	0	1	CP	CS			M											
1	1	1	0	SO	RS		2	N											
1	1	1	1	SI	LS		1	O											

ASCII

Posición de bits	7	6	5	4	3	2	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	2	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	0	0																
0	0	0	0	NUL	SOH	STX	HT	HT	LC	DEL									
0	0	0	1	DC4	DC1	DC2	DC3	HEB	ML	RS	SL	CAH	EM	CC					
0	0	1	0	DS	SOB	FS		STP	LF	EOB	PHI			SM					
0	0	1	1		SIH		PH	RS	UC	EDT									
0	1	0	0	SP															
0	1	0	1																
0	1	1	0																
0	1	1	1																
1	0	0	0																
1	0	0	1																
1	0	1	0																
1	0	1	1																
1	1	0	0																
1	1	0	1																
1	1	1	0																
1	1	1	1																

EBCCD

Tabla 3.5 Códigos Gray, ASCII, y EBCCD

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

3.6 Contadores

Ya mencionados los códigos binarios se puede describir el funcionamiento de los contadores electrónicos que son uno de los medios más apropiados para medir frecuencia.

M. Morris Mano define (7): "Un contador electrónico es un circuito secuencial que pasa a través de una serie preescrita de estados bajo la aplicación de pulsos de entrada". Los pulsos de voltaje de entrada pueden ocurrir a intervalos de tiempo regulares o en forma aleatoria. Estos sistemas contadores están formados por multivibradores bistables comúnmente denominados "Flip-Flops" (en adelante los Flip-Flops se denotarán por FF).

Un FF puede mantener un estado binario (0 o 1) en forma indefinida hasta que recibe una cierta señal -generalmente a través de una entrada de pulsos de reloj- que le provoca un cambio de estado. es por esto que el FF es un dispositivo de almacenamiento de información.

Existen cuatro tipos diferentes de FF básicos: SR, JK, T y D³ los cuales difieren según sea la forma como procesen la señal. En la Figura 3.4 se muestra el símbolo gráfico de cada FF así como su tabla característica.

3

Los significados de las siglas son los siguientes:

SR: Set-Reset (Establecer-Reestablecer)

JK: (Ajuste-Despeje)

T: Toggle (Commutación)

D: Data (Data)

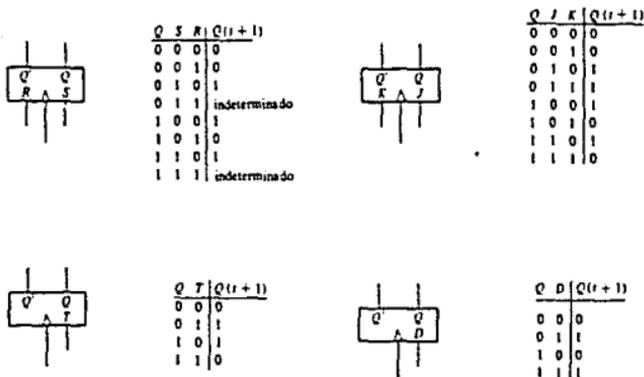


Fig. 3.4 Diferentes tipos de FF

Todo FF tiene dos salidas Q y Q', donde Q es la salida positiva y Q' es la salida negativa. En la tabla característica de cada FF la columna encabezada por Q(t+1) denota el estado de la salida Q inmediatamente después de recibir un pulso de voltaje en su entrada de reloj CK. En este sentido se definen dos tipos de excitación:

- Excitación por transición positiva. Cuando ocurre una transición de "0" a "1" en la entrada de reloj.
- Excitación por transición negativa. Cuando ocurre un cambio de "1" a "0" en la entrada de reloj.

Si cuatro FF tipo T se conectan en cascada, tal como se muestra en la Figura 3.5, se forma lo que se conoce como un contador binario.

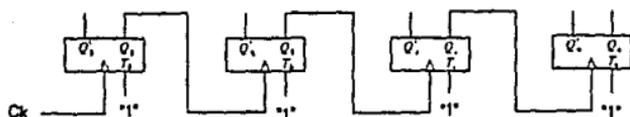


Fig. 3.5 Cuatro FF conectados en cascada

Las entradas T de cada FF están en "1", por lo tanto todos los FF conmutarán cada vez que se presente un pulso en su entrada de reloj CK. En el esquema el reloj de un FF es gobernado por la salida Q de su FF vecino. De esta manera un FF dado conmutará solo si en su vecino ocurre una transición negativa (ver Fig. 3.4)

Se puede analizar el funcionamiento del circuito y notar que si se introduce una serie de pulsos por su entrada de reloj, el contador entregará dieciséis salidas distintas antes de regresar a su estado inicial de todos los FF en 0. De ahí su nombre de contador binario, ya que los cuatro bits de salida proporcionan la representación binaria del número de pulsos que se han recibido.

El circuito mencionado es el modelo más simple de contador; existen otros muchos diseños cuya complejidad va de acuerdo a la

aplicación para la cual se requiera (a). No obstante, existe la ventaja de que algunos de los contadores más requeridos ya están diseñados y disponibles en el mercado en forma de circuito integrado (a).

En muchos casos se requieren contadores de década -también llamados contadores BCD- es decir, que cuenten de cero a nueve en forma cíclica. Tales contadores entregan grupos de cuatro bits para representar cada dígito decimal de conteo. El símbolo, como bloque, de un contador de década se muestra en la Figura 3.6.

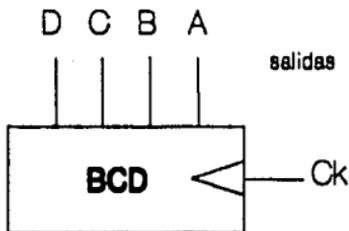


Fig. 3.6 Esquema de un contador de década

Al iniciar, un contador binario tendrá el siguiente estado:

D	C	B	A
0	0	0	0

Después de recibir el noveno pulso el estado del contador será:

D	C	B	A
1	0	0	1

y al recibir el décimo pulso el contador pasará al estado inicial.

Para contar cantidades mayores que 9 decimal, los contadores de década se conectan en cascada tal como se muestra en la Figura 3.7. El primer contador contiene la representación binaria de las unidades, el segundo contiene la representación de las decenas y el tercero cuenta las centenas. Este arreglo puede aumentarse para lograr contar unidades de millar, decenas de millar, etc.. El contador de decenas se incrementa en uno cada vez que el contador de unidades recibe diez pulsos. La relación entre el contador de decenas y el contador de centenas es exactamente la misma, y algo similar ocurre en las etapas subsecuentes.

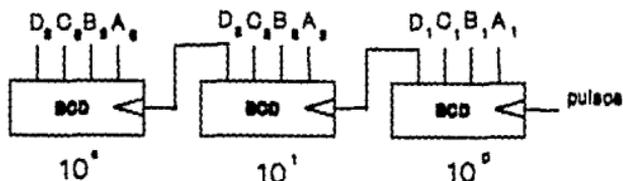


Fig. 3.7 Contador de décadas

Como es de esperarse, la precisión de los contadores, sobre todo a altas frecuencias, depende del tipo de dispositivos con los que fue implementado y la técnica bajo la cual se fabricó en forma de circuito integrado (TTL, CMOS, HMOS, etc.). Así mismo los diseños disponibles van desde un arreglo sencillo de FF hasta contadores con capacidad de reinicio (volver sus salidas a "0") en el momento que se desee; o bien que comiencen a contar a partir de un estado preestablecido; que cuenten en forma ascendente o descendente; que detengan su conteo aun si reciben pulsos de reloj, etc.

Los contadores son los dispositivos más comúnmente usados para medición de frecuencia, debido a su facilidad de manejo y a su disponibilidad de acoplamiento a los sistemas digitales de procesamiento.

3.7 Procesamiento de la señal

Una vez establecidos los conceptos de los elementos que se utilizaron en la etapa de procesamiento, se describe la forma en que se realizó éste último para la señal que entrega el oscilador al cual está acoplado el transductor cilíndrico. En estas circunstancias se puede detallar el bloque etiquetado como Contador Digital, que aparece en la Figura 3.1, como sigue:

El Contador Digital consta de un contador BCD de cinco dígitos, por lo cual es capaz de contar desde cero hasta 99999 en forma cíclica, pretendiendo que los dos dígitos más significativos representen los centímetros en la distancia medida y los restantes tres dígitos sean milésimas de centímetro. El circuito integrado utilizado para la implementación del Contador Digital es el MC14518 que contiene en un solo encapsulado dos contadores independientes basados en FF tipo D con líneas de entrada de reloj (clock) y habilitador (enable) intercambiables para poder incrementar la cuenta tanto en transiciones positivas como en negativas según se requiera. El diagrama a bloques del MC14518 se encuentra en la Figura 3.8.

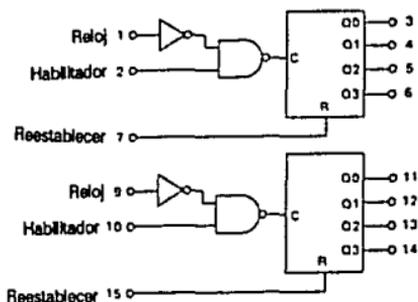


Fig. 3.8 Diagrama a bloques del MC14518

El MC14518 está fabricado mediante tecnología MOS lo cual lo hace de bajo consumo de potencia y alta inmunidad al ruido, en comparación a la familia TTL, motivos por los cuales fue elegido para formar parte del sistema. El diagrama del circuito contador que se utilizó como medidor de frecuencia, implementado con el MC14518, se muestra en la Figura 3.0.

Después del Contador Digital se requiere un sistema de almacenamiento temporal para retener durante un instante los cinco dígitos que entrega el contador mientras estos son cargados en la microcomputadora, o desplegados en exhibidor numérico de siete segmentos. Esto es necesario debido a que se requiere un cierto tiempo para introducir a la máquina los veinte bits que representan una "lectura" del contador.

El circuito integrado utilizado para este propósito es el 74LS373 fabricado a base de FF tipo D con tecnología TTL y son registros para ocho bits con tres estados a la salida (nivel 1, nivel 0 y alta impedancia) lo cual le permite ser acoplado a un sistema sin que interactúe directamente con él. El circuito posee dos líneas de control esenciales, el habilitador (enable), que en nivel 1 permite la carga en forma paralela de los ocho bits que están en sus entradas; y la línea de control de salida (output control) la cual mientras está en nivel 0 permite la salida en forma transparente de los ocho bits que se han cargado y cuando pasa a nivel 1 las salidas toman un estado de alta impedancia, como si

las ocho líneas se hubieran abierto ante la siguiente etapa. Estas características permiten al '373 funcionar como transeptor entre las salidas del Contador Digital y el circuito de entrada de la etapa de Registro y Exhibición. En la Figura 3.10 se muestra el circuito de almacenamiento temporal dispuesto a la salida del Contador Digital.

Hasta este punto la etapa siguiente del sistema de medición de desplazamientos es la de Registro y Exhibición la cual se tratará en el siguiente capítulo.

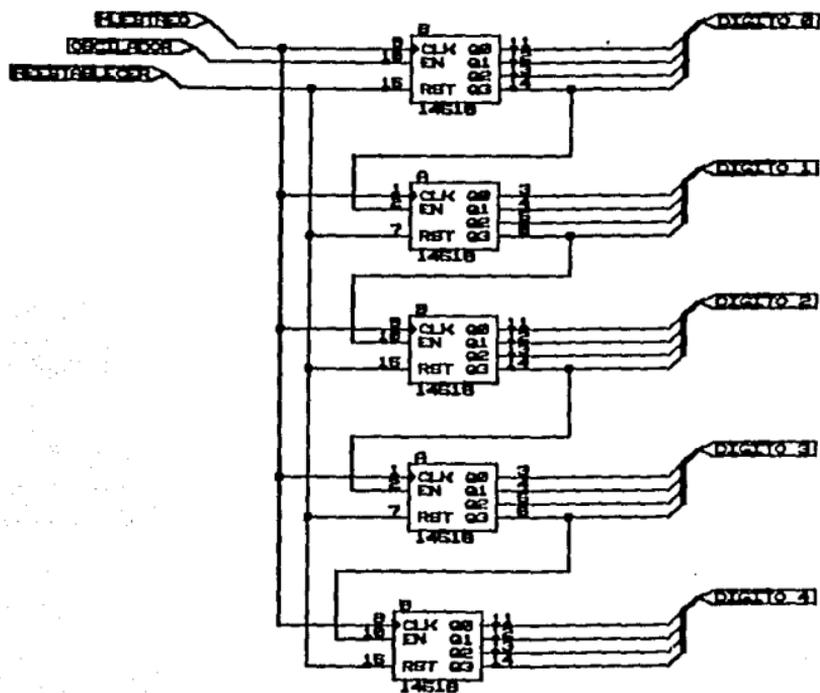


Fig. 3.0 Medidor de Frecuencia

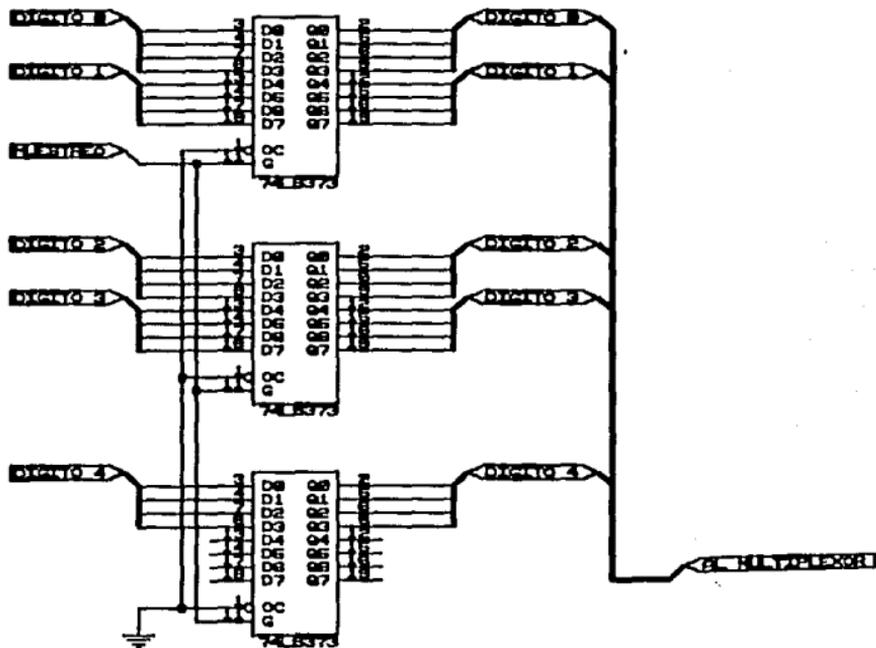


Fig. 3.10 Circuito de almacenamiento temporal para los cinco dígitos del Contador Digital.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- 11) Darol Vobeschall, Circuit Design for electronic instrumentation; Ed. McGraw Hill; New York, U.S.A., 1979.
- 12) Vid R. O. Hibberd, Integrated Circuits. Mc. Gray Hill, (c.1969) by Texas Instruments Incorporated, New York.
- 13) Vid VLSI Handbook, Ed. in Chief: Joseph Di Giacomo, Mc. Gray Hill Publishing Company (c.1980), New York.
- 14) Vid Frederic J. Mevle, A Systematic Approach to Digital Logic Design, Addison Wesley Publishing Company, 2a. imp. Julio 1977 (c.1976), Massachusetts, U.S.A.
- 15) Vid Richard A. Williams, Communication Systems Analysis and Design, A Systems Approach, Cap.11, Prentice Hall Inc., (c.1987), Englewood Cliffs, New Jersey 07632, U.S.A.
- 16) Vid Djimitri Viggerl, Codes For Error Control and Synchronization, Ed. Artech House, Inc. (c.1988), U.S.A.
- 17) M. Morris Mano, Diseño Digital, Tr. de Julio Fournier González, México, Ed. Prentice Hall, 1987 (c.1984) p.248
- 18) Vid John D. Lenk, Manual de Circuitos de Lógica, Tr. de Antonio Bosh T., México, Ed. Diana, 1a. ed. Marzo de 1975 (c.1972)
- 19) Vid TTL Logic Data Book, U.S.A., Texas Instruments, 1988 (c.1985)

4. INTERFACE Y ACCESO A
LA MICROCOMPUTADORA

La última etapa del sistema de medición consiste en la exhibición de la información proporcionada por los contadores BCD descritos en el capítulo anterior. Esto viene a constituir el bloque de Registro y Exhibición mostrado en la Figura 3.1. Para dicha etapa existían dos opciones posibles: la primera consistía en exhibir la información en indicadores alfanuméricos de siete segmentos, elección que obligaba a diseñar y añadir un circuito digital que se encargara de realizar el escalamiento adecuado de la información que entregan los contadores BCD, con el fin de poder exhibir la lectura del desplazamiento medido en la escala y unidades de longitud apropiadas.

La otra opción era utilizar una microcomputadora como unidad de registro y exhibición, brindando una mayor flexibilidad al manejo de la información, ya que en este caso el escalamiento se puede lograr mediante programación. Con esta opción se puede desplegar la lectura de posición en cualquier unidad de longitud -simplemente añadiendo pequeñas rutinas de conversión al programa de la máquina- ventaja que no se puede lograr tan fácilmente con "hardware".

Bajo estas consideraciones se eligió la segunda opción para completar el sistema de medición.

A continuación se presenta la manera como se realizó dicha etapa.

La etapa de Exhibición y Registro consta básicamente de dos partes, tal como se muestra en la Figura 4.1. La primera se encarga

de adaptar los datos del Contador Digital a un formato tal que la microcomputadora reconozca cada grupo de bits que forman una lectura de posición, a esa etapa se le llama "interface" y se describe en la siguiente sección de este capítulo. La segunda parte es la microcomputadora, elemento que se encarga de la reconstrucción de la lectura de posición y de proporcionar el escalamiento adecuado a ésta. La descripción de la forma como se logró esto se presenta en la sección 4.2.

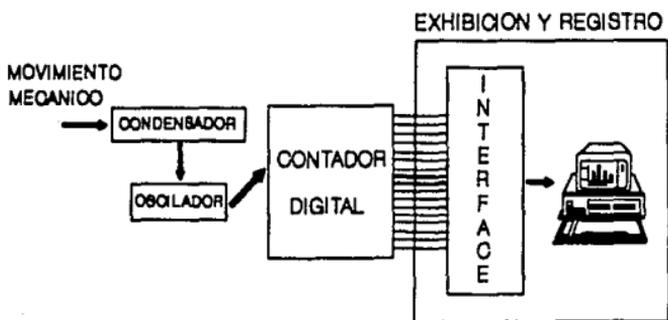


Fig. 4.1 Etapa de Exhibición y Registro

4.1 Interface

La interface es una etapa que existe entre dos sistemas electrónicos digitales para poder transmitir o recibir información. y abarca las especificaciones de la interconexión, como son la cantidad y función de los circuitos necesarios, así como el tipo y forma de las señales que se intercambian por estos circuitos III.

Bajo las especificaciones de la interface que se utilice se ajustan los parámetros necesarios para llevar a cabo la comunicación como son, el formato de la información, la sincronía, la rapidez de transmisión, etc.

Antes de describir la forma como se logró la transmisión de datos a la máquina conviene mencionar algunos aspectos importantes en lo que a transmisión de información se refiere.

4.1.1 Comunicación digital

Existen dos formas de transmitir información digital entre dos equipos; estas son:

- Transmisión en Paralelo
- Transmisión en Serie

En la transmisión en paralelo cada bit del dato es transmitido en forma simultánea. Y el número de líneas de comunicación que se

requieren es por lo menos igual al número de bits que tenga cada dato a transmitir. En realidad se requieren más líneas, ya que también se utilizan las señales de control. Aquí se hace referencia sólo a las líneas de datos a manera de comparación entre las dos formas de transmitir.

En la transmisión en serie cada elemento de información es transmitido (o recibido) en forma secuencial y solamente dos hilos se requieren para este tipo de transmisión.

En la Figura 4.2 se ilustran ambas situaciones.

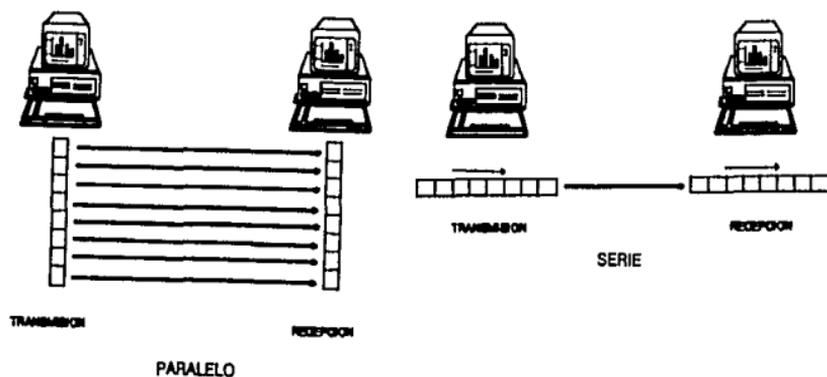


Fig. 4.2 Transmisión en paralelo y transmisión en serie

Para distancias largas, la transmisión en serie es preferible debido a que es menos costoso y más fácil tender sólo dos líneas entre las máquinas, que utilizar ocho, -por ejemplo-, por cada máquina. Sin embargo, es obvio que la transmisión en serie es más lenta que la transmisión en paralelo.

La transmisión en serie se divide a su vez en asíncrona y síncrona.

En la transmisión asíncrona cada formato de información posee sus propias señales de sincronía para dar a conocer al receptor la localización del primero y último bit del bloque que se está enviando, llamados bit de inicio y bit de término respectivamente. La transmisión asíncrona puede ser generada fácilmente, sin embargo es más lenta que la transmisión síncrona por que se utiliza tiempo para mandar los bits de formato, que no son datos. Un diagrama de tiempo en el cual se muestra un formato típico de un dato (ya sea un carácter codificado, un número binario, etc.) para transmisión asíncrona se presenta en la Figura 4.3.

Cuando un dato es transmitido lo primero que se manda es el bit de inicio, que convencionalmente es un "0" lógico. En la Figura 4.3 se observa justo después de una transición de "marca" a "espacio". Posteriormente se mandan los bits de datos seguidos de un bit opcional de paridad y finalmente los bits de término, que convencionalmente son uno o varios "1" lógicos.

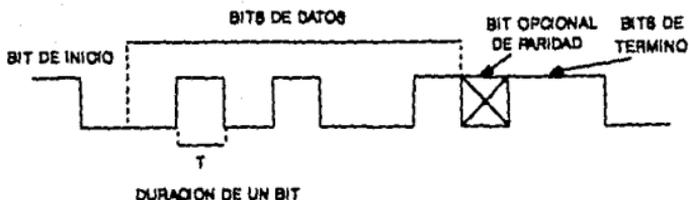


Fig. 4.3 Formato de la letra J en código ASCII para una transmisión asincrónica.

El receptor detecta el bit de inicio al notar una transición de "marca" a "espacio" y entonces registra los bits siguientes como un dato. Si hay más datos presentes el proceso es repetido. El número de bits de datos es variable y eso se controla por programación. Tanto el transmisor como el receptor poseen sus propios relojes en forma independiente, pero deben estar funcionando a la misma frecuencia para evitar errores en la transmisión.

En la transmisión síncrona no existen bits de inicio y término, sino que la sincronización se logra mediante el envío y recepción de señales especiales entre los dos equipos de comunicación.

En este trabajo se utilizó la comunicación en serie en forma asincrónica, ya que es sencilla de implementar y la rapidez de transmisión no representa un factor fundamental en el funcionamiento del sistema.

Además de la clasificación anterior la transmisión de información entre dos equipos puede caracterizarse en uno de los tres tipos siguientes:

- Simplex
- Semiduplex
- Duplex completo

En la operación Simplex, la transmisión se realiza sólo en una dirección. Es decir, un equipo terminal puede transmitir pero no recibir, o recibir pero no transmitir.



Fig. 4. 4 Operación Simplex

En la comunicación Semiduplex, puede existir transferencia de información en cualquiera de las dos direcciones pero solo en una dirección a la vez.



Fig. 4.5 Operación Semiduplex

En la operación Duplex completo, la transmisión de información puede suceder en cualquier dirección simultáneamente. Es decir, los dos equipos pueden estar transmitiendo y recibiendo al mismo tiempo.



Fig. 4.6 Operación Duplex completo

Para el presente trabajo se utilizó la modalidad de Simplex, debido a que la microcomputadora únicamente recibe la información que proporcionan los contadores BCD, sin necesidad de transmitir información alguna.

4.1.2 Interface RS-232C

Con el fin de poder interconectar varios tipos de equipo digital de manufactura distinta en un mismo sistema de comunicaciones, se han desarrollado interfaces estandarizadas a nivel mundial. La Organización Internacional de Estandarización (en inglés International Organization for Standardization, ISO) y la Comisión Consultativa para Telefonía y Telegrafía Internacional (Consultative Committee for International Telephony and Telegraphy, CCITT) frecuentemente definen una jerarquía de procedimientos para la interconexión de computadoras, computadoras a equipos periféricos y periféricos a periféricos (xx). Tales procedimientos definen una serie de convenciones para dar formato y temporización a mensajes, para hacer posible la comunicación entre dispositivos. Esto es lo que se conoce como protocolo de comunicación.

Dentro de esa jerarquía el nivel más bajo es el nivel físico.

Las funciones incluidas dentro de este estrato se encargan de activar, mantener y desactivar un circuito físico entre dos equipos de comunicaciones. Para el nivel físico se han publicado varios estándares; los más importantes son el RS-232C (Recommended Standard 232C) desarrollada por la Asociación de Industrias Electrónicas (Electronic Industries Association, EIA); y la V.24 desarrollada por la CCITT (4). Las especificaciones identifican la descripción eléctrica, mecánica y funcional de esta interface.

El DB-25 es el conector convencional asociado con la interface RS-232C y consta de 25 terminales. La Figura 4.7 muestra el tipo de conector y la Tabla 4.1 las especificaciones para cada terminal. Las dos letras mayúsculas que aparecen para cada terminal indican el tipo de circuito al que están conectadas, siendo las nomenclaturas las siguientes:

- A - Tierra o retorno común
- B - Circuitos de datos
- C - Circuitos de control
- D - Circuitos de tiempo
- S - Circuitos de canal secundario



Fig. 4.7 Conector DB-25

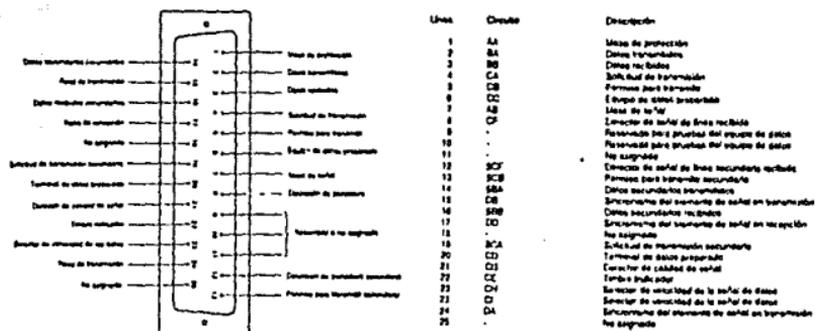


Tabla 4.1 Especificaciones de las señales para la interfaz RS-232C

Con excepción de la tierra de protección y el común, todas las otras terminales llevan señales bipolares de voltaje que en ningún caso deben exceder de +25 v. Cualquier terminal debe ser capaz de resistir un corto circuito con cualquier otra terminal sin sufrir un daño sustancial o dañar cualquier equipo asociado.

Con una carga de 3 Kohms a 7 Kohms, la salida representa un "0" lógico cuando proporciona voltajes entre +5 y +15 volts y un "1" lógico para voltajes entre -5 y -15 volts. Para la entrada, un voltaje de +3 a +15 volts representa un "0" y voltajes entre -3 y -15 volts representan un "1". Voltajes entre +3 y -3 volts quedan en la región de transición y no están definidos. La Figura 4.8 representa gráficamente la relación entre los niveles de voltaje y las condiciones de señal.

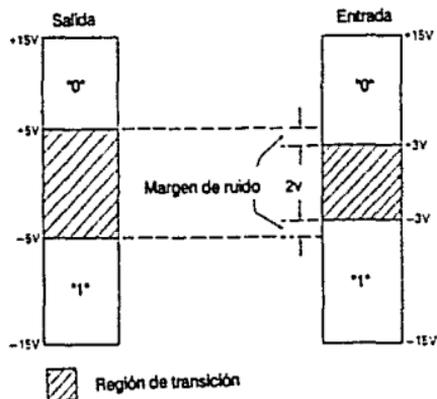


Fig. 4.8 Características eléctricas del RS-232C

En la Figura 4.9 se muestra el circuito equivalente de intercambio y debe seguir siempre los criterios siguientes:

- Voltaje a lazo abierto:
 $|V_o| < 25 \text{ v}$
- Resistencia de carga:
 $8000 \text{ ohm} < R_L < 7000 \text{ ohm}$
- Capacidad de carga:
 $C_L < 2500 \text{ pF}$
- Rapidez de respuesta (slew rate):
 $dV/dt < 30 \text{ v/us}$
- Tiempo máximo para que la señal pase a través de la región de transición:
 $\text{min} < 1 \text{ ms}$, 4% de la duración de la señal)

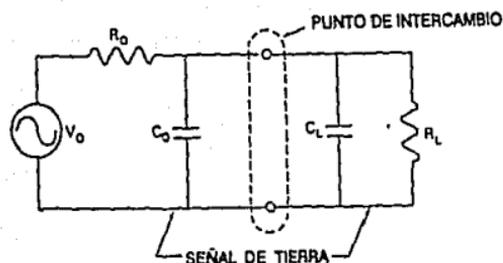


Fig. 4.9 Circuito equivalente de intercambio para el RS-232C

Los términos utilizados para las líneas de datos y control se resumen en la Tabla 4.2.

Términos para líneas de datos:		
Estado binario	"1"	"0"
Condición de señal	Marca	Espacio
Voltaje	Negativo	Positivo
Términos para líneas de control:		
Línea de control	"OFF"	"ON"
Voltaje	Negativo	Positivo

Tabla 4.2 Términos convencionales para el RS-232C

El estándar RS-232C es aplicable para transmitir hasta 20000 bits/s, y para distancias no mayores a 100 m.

Existen otras interfaces estandarizadas para comunicar a mayores distancias de lo que logra la RS-232C, como son la EIA RS-422A, la EIA RS-423A y la EIA RS-449. Para la información sobre estas, así como para profundizar sobre la RS-232C, se puede consultar la referencia (4) de este capítulo.

4.2 Acceso a la microcomputadora

El acceso a la microcomputadora se hizo a través del puerto serie via la interface EIA RS-232C. Como la comunicación es de tipo Simplex sólo se utilizaron las líneas de tierra, recepción de datos y detector de portadora como control. El formato de los datos de entrada fue en paquetes de seis bits más los bits de inicio y término.

Debido a que en el sistema de medición, la etapa previa a la de Registro y Exhibición consta de un contador de décadas de cinco dígitos, se enviaron a la máquina los cinco dígitos de cada lectura, uno a uno; y ya dentro de la computadora, por medio de programación se reconstruyó la lectura, dándole además el escalamiento necesario.

Justo después del contador de décadas se encuentra un sistema de almacenamiento temporal (vid. supra cap.3), que retiene por un momento los cuarenta bits que forman una lectura de "posición". Ese

tiempo que los datos permanecen almacenados en los registros es suficiente para mandarlos a la microcomputadora dígito por dígito, de tal manera que cuando se registra una nueva lectura en los contadores, los cinco dígitos de la lectura anterior ya han sido cargados a la máquina, y el proceso de transmisión se repite, mandando información a razón de 1200 bits/s.

Para lograr la transmisión, es necesario un circuito de interface que seleccione cada uno de los cinco dígitos de una lectura, y los mande a la línea de recepción de datos en la microcomputadora en el momento preciso. Esto se logra por medio de circuitos digitales llamados multiplexores.

La multiplexión significa transmitir un número de unidades de información sobre un número más pequeño de líneas. Un multiplexor digital es un circuito que selecciona información binaria de una de muchas líneas de entrada y la dirige a una sola línea de salida. La selección de una línea particular de entrada es controlada por un conjunto de líneas de selección. En un multiplexor básico hay m líneas de entrada y n líneas de selección, cuyas combinaciones de bits determinan cuál entrada se selecciona. Un diagrama en bloque de un multiplexor de 4 a 1 línea se encuentra en la Figura 4.10.

Utilizando cuatro multiplexores de 8 a 1, dejando tres entradas libres sin asignación se pueden seleccionar a un tiempo los cuatro bits que forman un dígito de lectura en el contador, para posteriormente pasarlos por un convertidor de paralelo a serie y

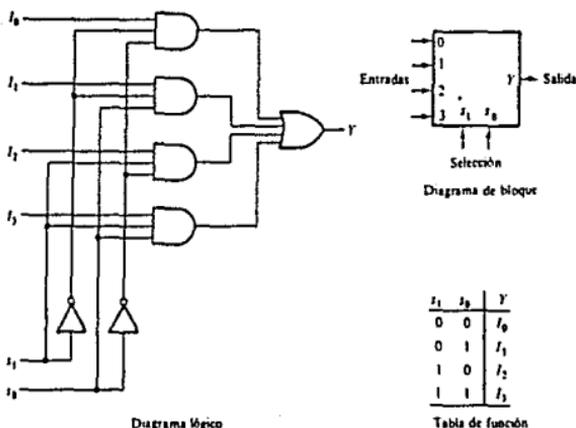


Fig. 4.10 Multiplexor de 4 a 1

enviarlos, -ya con el formato de dato (bits de inicio y de término)-, a la línea de recepción de datos de la computadora. Es claro que debe existir una sincronía en el circuito interface, para que la selección del dígito correcto se realice en el momento adecuado, y se alcancen a seleccionar y transmitir los cinco dígitos antes de que los circuitos de almacenamiento temporal carguen la lectura siguiente de los contadores. El diagrama del circuito interface se encuentra en la Figura 4.11 .

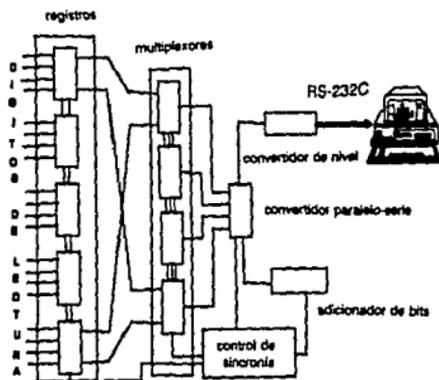


Fig. 4.11 Circuito interface para la transmisión de los datos de las lecturas del contador a la microcomputadora.

Dicha interface es la etapa requerida para introducir los datos que entrega el contador de décadas a la microcomputadora.

La parte referente a la programación de la máquina incluye la habilitación del puerto serie, la recepción de los datos, la recuperación de la lectura original del contador y el escalamiento adecuado referente a las unidades de longitud en las que se presenta la lectura de posición. Esto se describe en la sección siguiente.

4.3 Programación de la microcomputadora

Para el despliegue de la lectura de posición se puede utilizar cualquier microcomputadora IBM PC o compatible accediendo por el puerto serie. En este trabajo se utilizó una computadora compatible con IBM PC, Acer modelo 710 que posee un microprocesador 8088 operando a una frecuencia de 10 Mhz.

El programa para habilitar el puerto serie, recibir los datos y realizar el escalamiento adecuado de la lectura de posición se hizo en un lenguaje de alto nivel (Turbo Pascal versión 5.0), mostrándose al final de este capítulo la parte referente a la habilitación del puerto serie y recepción de datos.

El lenguaje Pascal tiene una instrucción para acceder a los registros internos de la máquina, y esta es: `port()`, con la cual es fácil manejar los datos que le llegan al puerto serie.

Para una comunicación por el puerto serie asincrónica, es necesario definir los parámetros de la transmisión, como son el tamaño del paquete de bits que constituyen un dato, la rapidez de transmisión (conocida como Baud Rate), y el formato de la palabra de información.

Para este trabajo se eligió una rapidez de transmisión de 1200 bits/s y un formato de palabra de seis bits de datos sin bit de

paridad, y un bit de término.

Es posible programar el UART (Unidad Asíncrona de Recepción-Transmisión) de la máquina desde un lenguaje de alto nivel, para recibir datos por el puerto serie, utilizando los registros con que cuenta para tal propósito. Los siguientes son los registros utilizados en:

3FBH	Registro de transmisión/recepción
3FBH y 3F9H	Divisores de Baud Rate
3FBH	Registro de Control de Línea
3FCH	Registro de Control de Modem
3FDH	Registro de Estado de Línea
3FEH	Registro de Estado de Modem

Cada uno de los registros anteriores es de ocho bits y contienen la información del estado de la máquina mientras dura la recepción de datos. En el Registro de transmisión/recepción se guarda el dato que llega por el puerto de la máquina y sirve también como selector de rapidez de recepción junto con el registro 3F9H. El Registro de Control de Línea se utiliza para fijar el tamaño de la palabra de información, la cantidad de bits de término y la existencia de bit de paridad. Con el Registro de Control de Modem se activan las líneas RTS y DTS (vid sec.4.1.2) que preparan a la máquina para la recepción. El Registro de Estado de Línea indica cuando el tren de bits que forman un dato ha entrado a la máquina y está listo para ser leído. Por último, con el Registro de Estado de Modem se detecta cuando el transmisor ha dejado de enviar datos, terminando así la comunicación.

De esta manera se lograron introducir a la microcomputadora lecturas de posición constituidas por cinco dígitos. Cada dígito está formado por cuatro bits; de manera que en cada formato de palabra que se recibía en la máquina se tenía un dígito de la lectura. Ya dentro de la microcomputadora los dígitos se "reacomodaron" para formar la lectura de posición; dándole después, el escalamiento en centímetros o pulgadas, y finalmente presentaría en el monitor de la máquina.

En la Figura 4.12 se muestra un diagrama completo del Sistema Medidor de Desplazamientos Escalado por Microcomputadora.

(Programa para recibir datos por el puerto serie)

```
PROGRAM SERIE;  
USES CRT;
```

```
PROCEDURE INICIA;  
BEGIN
```

```
    PORT($3FB):=$B4;    ( Parámetros de recepción )  
    PORT($3F8):=$B0;  
    PORT($3F9):=$00;  
END; ( INICIA )
```

```
PROCEDURE PIDE_DATOS;  
VAR ESTADO:INTEGER;
```

```
BEGIN  
    PORT($3FC):=$01;    ( DTR EN "ON", RTS EN "OFF" PARA RECIBIR )  
    ESTADO:=PORT($3FE);  
    ESTADO:=ESTADO AND $80;    ( REVISAR SI DCD ESTA EN "ON" )  
    WHILE ESTADO=$00 DO  
        BEGIN  
            Writeln('SE REQUIERE DCD, ACTIVA DCD Y PRESIONE <RETURN>...');  
            READLN;  
            ESTADO:=PORT($3FE);  
            ESTADO:=ESTADO AND $80;  
        END;  
    CLFSCR;  
END; ( PIDE DATOS )
```

```
PROCEDURE RECIBE;
```

```
VAR TERMINA:BOOLEAN;  
    INICIAL,ESTADO,DATO:INTEGER;
```

```
PROCEDURE LEEDATO;
```

```
VAR AVISO,CONTROL,BAUD:INTEGER;
```

```
BEGIN  
    REPEAT  
        AVISO:=PORT($3FD);  
        AVISO:=AVISO AND $01;    ( REVISAR SI HAY UN DATO EN EL PUERTO )  
    UNTIL AVISO=$01;  
    BAUD:=PORT($3FB);    ( SE PREPARA EL REGISTRO DE RECEPCION )  
    CONTROL:=PORT($3FB);  
    PORT($3FB):=PORT($3FB) AND $00;  
    DATO:=PORT($3FB);    ( LEE EL DATO DEL REGISTRO DE RECEPCION )  
    PORT($3FB):=BAUD;  
    PORT($3FB):=CONTROL;  
END; ( LEEDATO )
```

```
BEGIN < RECIBE >  
  TERMINA: =FALSE;  
  WHILE TEFMINA=FALSE DO  
    BEGIN  
      LEEDATO;  
      WRI TECDATO;  
      ESTADO: =PORTI($3FE);      < REVISAR SI ESTA ACTIVADO EL DCD >  
      ESTADO: =ESTADO AND $90;  
      IF ESTADO=$00 THEN TERMINA: =TRUE;  
    END;  
    WRITELN 'TERMINA LECTURA, PRESIONE <RETURN>...';  
    READLN;  
  END; < RECIBE >
```

```
< PRINCIPAL >
```

```
BEGIN  
  CLPSCP;  
  INICIA;  
  PIDE_DATOS;  
  RECIBE;  
END.
```

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] I.E.E.E. Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, Ed. in Chief: Frank Jay; Published by Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc.; Distributed in cooperation with Wiley-Interscience, (c.1984), New York, N.Y.
- [2] Cass Levart, Modem Handbook for the Communications Professional, Elsevier Science Publishing Co., Inc.; (c.1987)
- [3] Vid William Sinnema, Digital, Analog, and Data Communication, Cap.4: 2a. ed., Prentice Hall, Inc., (c.1986), Englewood Cliffs, New Jersey 07032
- [4] Mc Gray Hill Compilations of Data Communications Standard, Ed. in Chief: Harry R. Karp, Edited by Harold C. Folts, (c.1978), New York, N.Y.
- [5] Vid Richard A. Williams, Communication Systems Analysis and Design, A Systems Approach, Prentice Hall, Inc., (c.1987), Englewood Cliffs, New Jersey 07032
- [6] Reference Guide Turbo Pascal, v.5.0, Borland International, c.1989, U.S.A.
- [7] David C. Willen, Jeffrey I. Krantz, 8088 Assembler Language Programming: The IBM PC; Howard W. Sams Co. Inc. U.S.A.; 1a. ed., 2a. Imp., 1983

5. EVALUACIONES Y
RESULTADOS

5. EVALUACIONES Y
RESULTADOS

Una vez que la lectura de frecuencia dada por el contador digital se encuentra dentro de la computadora, se despliega en la pantalla la lectura, en unidades de longitud convencionales, del desplazamiento realizado por el cilindro móvil. Con el sistema funcionando de esta manera se realizaron las evaluaciones finales, en lo que a linealidad, repetibilidad y precisión se refiere. No se incluyeron evaluaciones de estabilidad térmica y temporal dados los argumentos que se incluyen en las conclusiones. El método, y resultado de las evaluaciones efectuadas, se presenta a continuación, así como el análisis de las mismas y la comparación con un instrumento de patente.

5.1 Linealidad y Repetibilidad

Esta prueba se realizó para determinar el grado de veracidad que tiene la característica de frecuencia contra capacidad, dada por la ecuación (3.4). Esta evaluación se hizo montando al transductor cilíndrico en un torno mecánico, el cual tiene de fábrica un modificador digital que permite resolver desplazamientos de 0.005 mm. (1).

En primer lugar, se realizaron pruebas barriendo todo el intervalo de distancia -0 a 20 cm., en desplazamientos de un

centímetro a la vez. Los datos obtenidos se muestran en la Tabla 5.1, encontrando repetibilidad en cada dato dentro del margen de incertidumbre indicado.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia capturada (hz)
0.0000 ± 0.0005	291550 ± 3
1.0000 ± 0.0005	292958 ± 3
2.0000 ± 0.0005	294366 ± 3
3.0000 ± 0.0005	295770 ± 3
4.0000 ± 0.0005	297163 ± 3
5.0000 ± 0.0005	298574 ± 3
6.0000 ± 0.0005	300428 ± 3
7.0000 ± 0.0005	302016 ± 3
8.0000 ± 0.0005	303602 ± 3
9.0000 ± 0.0005	305219 ± 3
10.0000 ± 0.0005	306862 ± 3
11.0000 ± 0.0005	308480 ± 3
12.0000 ± 0.0005	310165 ± 3
13.0000 ± 0.0005	311950 ± 3
14.0000 ± 0.0005	313742 ± 3
15.0000 ± 0.0005	315592 ± 3
16.0000 ± 0.0005	317451 ± 3
17.0000 ± 0.0005	319368 ± 3
18.0000 ± 0.0005	321290 ± 3
19.0000 ± 0.0005	323252 ± 3
20.0000 ± 0.0005	325230 ± 3

Tabla 5.1 Datos de la evaluación de linealidad de 0 a 20 cm.

La gráfica de estos datos se muestra en la Figura 5.1, en la cual se ha incluido el escalamiento realizado en la computadora.

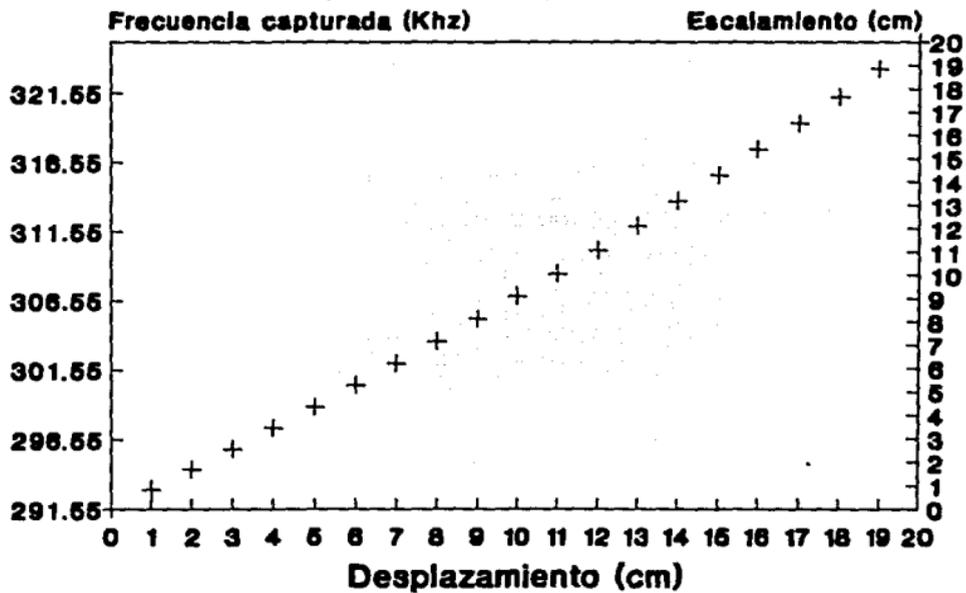


Fig.5.1

En la gráfica anterior se puede observar que no existe una relación lineal entre la capacidad que presenta el medidor, y la frecuencia de la señal que entrega el oscilador. Más adelante se analiza el resultado obtenido en esta evaluación. *

La segunda prueba de linealidad fue realizada para un intervalo de distancia de 0 a 1 cm., con desplazamientos de 0.05 cm. Los datos obtenidos son mostrados en la Tabla 5.2, donde la repetibilidad se mantiene dentro del margen de incertidumbre indicado.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia capturada (hz)
0.0000 ± 0.0005	201647 ± 3
0.0500 ± 0.0005	201716 ± 3
0.1000 ± 0.0005	201793 ± 3
0.1500 ± 0.0005	201862 ± 3
0.2000 ± 0.0005	201931 ± 3
0.2500 ± 0.0005	202007 ± 3
0.3000 ± 0.0005	202070 ± 3
0.3500 ± 0.0005	202143 ± 3
0.4000 ± 0.0005	202213 ± 3
0.4500 ± 0.0005	202289 ± 3
0.5000 ± 0.0005	202357 ± 3
0.5500 ± 0.0005	202425 ± 3
0.6000 ± 0.0005	202493 ± 3
0.6500 ± 0.0005	202562 ± 3
0.7000 ± 0.0005	202641 ± 3
0.7500 ± 0.0005	202712 ± 3
0.8000 ± 0.0005	202775 ± 3
0.8500 ± 0.0005	202850 ± 3
0.9000 ± 0.0005	202919 ± 3
0.9500 ± 0.0005	202989 ± 3
1.0000 ± 0.0005	203050 ± 3

Tabla 5.2 Datos de la evaluación
de linealidad de 0 a 1 cm.

La gráfica de los datos de la tabla anterior se encuentra en la Figura 5.2, en la cual se ha incluido el escalamiento hecho por la computadora. En este caso los puntos si generan una línea recta cuyos parámetros son los siguientes:

Pendiente: 1408.753 ± 2.655 hz/cm
 Ordenada al origen: 201650.1 ± 3.7 hz
 Coeficiente de correlación: 0.999933

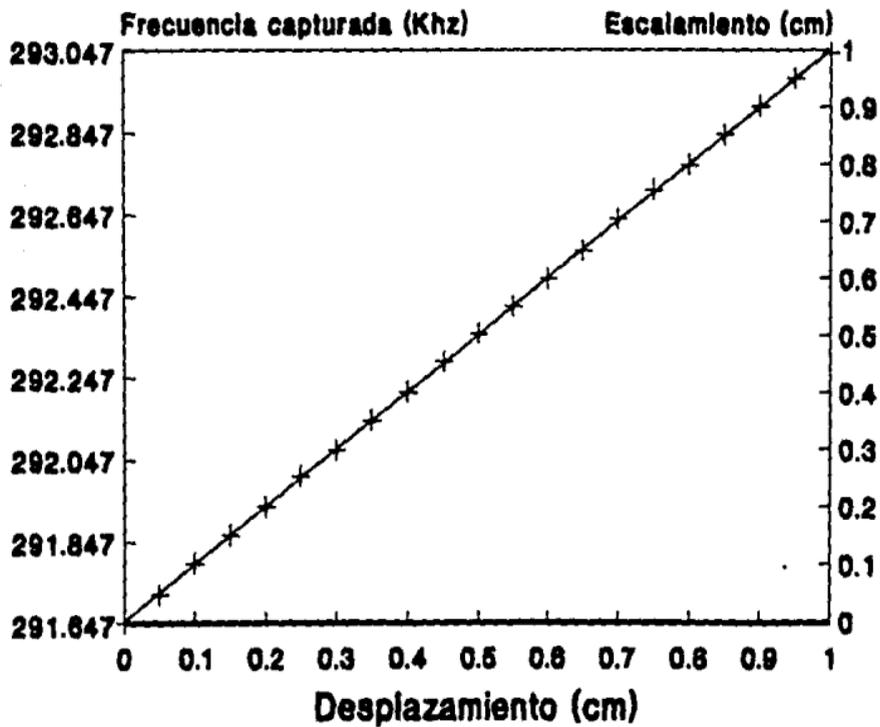


Fig.5.2

Se realizó una tercera evaluación de linealidad, pero esta vez en el intervalo de 19 a 20 cm., con desplazamientos de 0.05 cm. Los datos obtenidos son los mostrados en la Tabla 5.3, manteniéndose la repetibilidad en las lecturas, al igual que en los casos anteriores.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia capturada (hz)
19.0000 ± 0.0005	322857 ± 3
19.0500 ± 0.0005	322953 ± 3
19.1000 ± 0.0005	323052 ± 3
19.1500 ± 0.0005	323156 ± 3
19.2000 ± 0.0005	323260 ± 3
19.2500 ± 0.0005	323365 ± 3
19.3000 ± 0.0005	323461 ± 3
19.3500 ± 0.0005	323563 ± 3
19.4000 ± 0.0005	323666 ± 3
19.4500 ± 0.0005	323770 ± 3
19.5000 ± 0.0005	323873 ± 3
19.5500 ± 0.0005	323973 ± 3
19.6000 ± 0.0005	324079 ± 3
19.6500 ± 0.0005	324188 ± 3
19.7000 ± 0.0005	324286 ± 3
19.7500 ± 0.0005	324393 ± 3
19.8000 ± 0.0005	324489 ± 3
19.8500 ± 0.0005	324596 ± 3
19.9000 ± 0.0005	324704 ± 3
19.9500 ± 0.0005	324804 ± 3
20.0000 ± 0.0005	324904 ± 3

Tabla 5.3 Datos de la evaluación de linealidad de 19 a 20 cm

Los datos de la tabla anterior están graficados en la Figura 5.3, con el respectivo escalamiento hecho con la computadora. En

este caso también se generó una recta y sus parámetros son los siguientes:

Pendiente: $2055.662 \pm 2.812 \text{ hz/cm}$
Ordenada al origen: $283790.4 \pm 3.9 \text{ hz}$
Coeficiente de correlación: 0.999964

Se puede observar que existe un buen grado de linealidad para intervalos de desplazamientos pequeños, i.e. de 0 a 1 cm. y de 19 a 20 cm. Para estos datos, y una vez realizado el escalamiento en la computadora, se obtuvieron los valores de distancia mostrados en la Tabla 5.4.

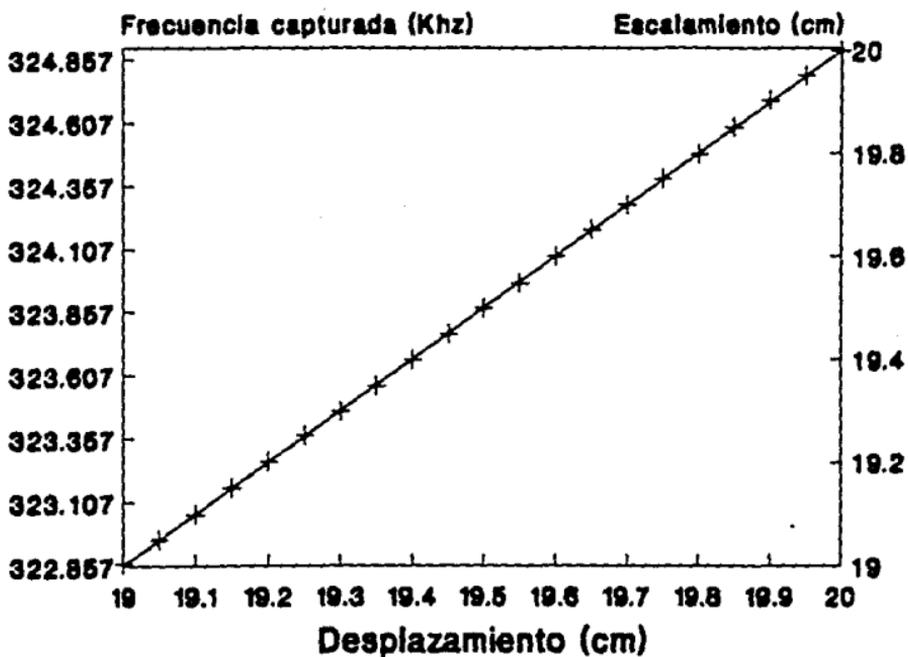


Fig.5.3

Desplazamiento (cm)	Escalamiento (cm)
0.0000 ± 0.0005	-0.002 ± 0.003
0.0500 ± 0.0005	0.047 ± 0.003
0.1000 ± 0.0005	0.101 ± 0.003
0.1500 ± 0.0005	0.150 ± 0.003
0.2000 ± 0.0005	0.199 ± 0.003
0.2500 ± 0.0005	0.253 ± 0.003
0.3000 ± 0.0005	0.298 ± 0.003
0.3500 ± 0.0005	0.350 ± 0.003
0.4000 ± 0.0005	0.400 ± 0.003
0.4500 ± 0.0005	0.454 ± 0.003
0.5000 ± 0.0005	0.502 ± 0.003
0.5500 ± 0.0003	0.550 ± 0.003
0.6000 ± 0.0003	0.598 ± 0.003
0.6500 ± 0.0003	0.647 ± 0.003
0.7000 ± 0.0003	0.703 ± 0.003
0.7500 ± 0.0003	0.754 ± 0.003
0.8000 ± 0.0003	0.799 ± 0.003
0.8500 ± 0.0003	0.852 ± 0.003
0.9000 ± 0.0003	0.901 ± 0.003
0.9500 ± 0.0003	0.950 ± 0.003
1.0000 ± 0.0003	0.994 ± 0.003

Tabla 5.4 Datos del escalamiento
para desplazamientos 0 a 1 cm.

La recta obtenida con los datos anteriores generó los
parámetros siguientes:

Pendiente: 1.0002 ± 0.0019
 Ordenada al origen : -0.0001 ± 0.0026 cm
 Coeficiente de correlación: 0.999934

Para desplazamientos de 19 a 20 cm. se obtuvieron los datos
mostrados en la Tabla 5.5.

Desplazamiento (cm)	Escalamiento (cm)
19.0000 ± 0.0005	19.004 ± 0.003
19.0500 ± 0.0005	19.051 ± 0.003
19.1000 ± 0.0005	19.099 ± 0.003
19.1500 ± 0.0005	19.150 ± 0.003
19.2000 ± 0.0005	19.200 ± 0.003
19.2500 ± 0.0005	19.252 ± 0.003
19.3000 ± 0.0005	19.298 ± 0.003
19.3500 ± 0.0005	19.348 ± 0.003
19.4000 ± 0.0005	19.398 ± 0.003
19.4500 ± 0.0005	19.449 ± 0.003
19.5000 ± 0.0005	19.499 ± 0.003
19.5500 ± 0.0005	19.547 ± 0.003
19.6000 ± 0.0005	19.599 ± 0.003
19.6500 ± 0.0005	19.652 ± 0.003
19.7000 ± 0.0005	19.700 ± 0.003
19.7500 ± 0.0005	19.752 ± 0.003
19.8000 ± 0.0005	19.798 ± 0.003
19.8500 ± 0.0005	19.850 ± 0.003
19.9000 ± 0.0005	19.903 ± 0.003
19.9500 ± 0.0005	19.952 ± 0.003
20.0000 ± 0.0005	20.000 ± 0.003

Tabla 5.5 Datos del escalamiento
para desplazamientos de 19 a 20 cm

La recta obtenida con los datos anteriores generó los
parámetros siguientes:

Pendiente: 1.0002 ± 0.0014
 Ordenada al origen: -0.0045 ± 0.0020 cm
 Coeficiente de correlación: 0.999983

5.2 Análisis de resultados

Los resultados obtenidos en las pruebas de linealidad mostraron que la aproximación realizada a la expresión de la frecuencia como función de la capacidad -ecuación (3.4)- se cumple para desplazamientos pequeños (de un centímetro o menos). Sin embargo para desplazamientos grandes (en este caso los veinte centímetros de desplazamiento total del capacitor), la aproximación ya no es válida, y la característica Frecuencia con Capacidad muestra la concavidad proporcional a $1/\sqrt{C}$. Ello puede deberse, a que se manifiestan los términos $\Delta^2(\Delta C_v)$, que fueron despreciados para llegar a la ecuación (3.4). Ante tal inconveniente se plantearon dos soluciones posibles:

- 1) Construir un transductor capacitivo, tal que su variación total ΔC_v en los 20 cm. de desplazamiento, fuese relativamente menor a la del actual, a fin de evitar la pérdida de aproximación debida a los términos mencionados.

- 2) Dado que se tiene en la etapa final del procesamiento de la señal a un microsistema numérico; aprovechar a éste para generar una función de corrección con el fin de compensar la pérdida de linealidad encontrada.

Dada la repetibilidad que se manifiesta en la curva de la Figura 5.1. y el hecho de que la linealidad obtenida en las

relaciones de las Figuras 5.2 y 5.3 es susceptible de mejoras mediante funciones de corrección, para pretensiones futuras de mejorar la resolución del instrumento, se optó por la segunda alternativa.

Conociendo la ecuación que describe el comportamiento de la curva en la Figura 5.1, la cuál es:

$$(5.1) \quad f(x) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left(\frac{C_{\text{máx}} + C_{\text{mín}}}{X_{\text{mín}} - X_{\text{máx}}} x + C_{\text{máx}} \right)}}$$

Donde: x es el desplazamiento realizado; $C_{\text{máx}}$ y $C_{\text{mín}}$ son los valores, máximo y mínimo respectivamente, que puede tomar C_r (ver ecuación 3.1) en el circuito oscilador; $X_{\text{máx}}$ y $X_{\text{mín}}$ son los extremos del desplazamiento total que se puede medir, i.e. 20 cm. y 0 cm. respectivamente; y L es el valor del inductor utilizado en el circuito.

Es posible obtener una función de corrección para linealización encontrando la función inversa $h(f)$ de (5.1). En este caso la función inversa es:

$$(5.2) \quad h(f) = \frac{1}{16\pi^2 L} \left(\frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}}{C_{\text{mín}} - C_{\text{máx}}} \right) \frac{1}{f^2} - C_{\text{máx}} \left(\frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}}{C_{\text{mín}} - C_{\text{máx}}} \right) + f_{\text{mín}}$$

Donde: f_{\max} y f_{\min} son los valores máximo y mínimo respectivamente obtenidos en la gráfica de la Figura 5.1; y f es el valor de la frecuencia capturada por la computadora para un desplazamiento realizado.

Una rutina que aplica la ecuación (5.2) a los datos obtenidos en la computadora se incluyó en el programa de procesamiento de información, linealizando así la característica Frecuencia-Capacidad, para posteriormente realizar el escalamiento debido en las unidades de longitud adecuadas. En la Tabla 5.6 se muestran los datos correspondientes a la evaluación de linealidad, ya procesados por la rutina de compensación para linealización. En la misma tabla se muestran los valores de desplazamiento una vez que la computadora ha realizado el escalamiento en centímetros.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia (hz)	Escalamiento (cm)
0.0000 ± 0.0005	201550 ± 3	0.064 ± 0.002
1.0000 ± 0.0005	203195 ± 3	1.041 ± 0.002
2.0000 ± 0.0005	204838 ± 3	2.017 ± 0.002
3.0000 ± 0.0005	206490 ± 3	3.003 ± 0.002
4.0000 ± 0.0005	208180 ± 3	4.006 ± 0.002
5.0000 ± 0.0005	209852 ± 3	4.994 ± 0.002
6.0000 ± 0.0005	301530 ± 3	5.994 ± 0.002
7.0000 ± 0.0005	303230 ± 3	6.999 ± 0.002
8.0000 ± 0.0005	304805 ± 3	7.988 ± 0.002
9.0000 ± 0.0005	306505 ± 3	8.980 ± 0.002
10.0000 ± 0.0005	308237 ± 3	9.973 ± 0.002
11.0000 ± 0.0005	309857 ± 3	10.935 ± 0.002
12.0000 ± 0.0005	311517 ± 3	11.920 ± 0.002
13.0000 ± 0.0005	313240 ± 3	12.947 ± 0.002
14.0000 ± 0.0005	314952 ± 3	13.960 ± 0.002
15.0000 ± 0.0005	316674 ± 3	14.983 ± 0.002
16.0000 ± 0.0005	318392 ± 3	16.002 ± 0.002
17.0000 ± 0.0005	320124 ± 3	17.031 ± 0.002
18.0000 ± 0.0005	321829 ± 3	18.043 ± 0.002
19.0000 ± 0.0005	323537 ± 3	19.058 ± 0.002
20.0000 ± 0.0005	325229 ± 3	20.062 ± 0.002

Tabla 5.d Datos de la evaluación de linealidad de 0 a 20 cm. después de incluir la rutina de corrección.

Se realizó una gráfica con los datos de la tabla anterior, la cual se muestra en la Figura 5.4. Los parámetros de la recta son los siguientes:

Pendiente: 0.999988 ± 0.001497
 Ordenada al origen: 0.000165 ± 0.041553 cm
 Coeficiente de correlación: 0.999957

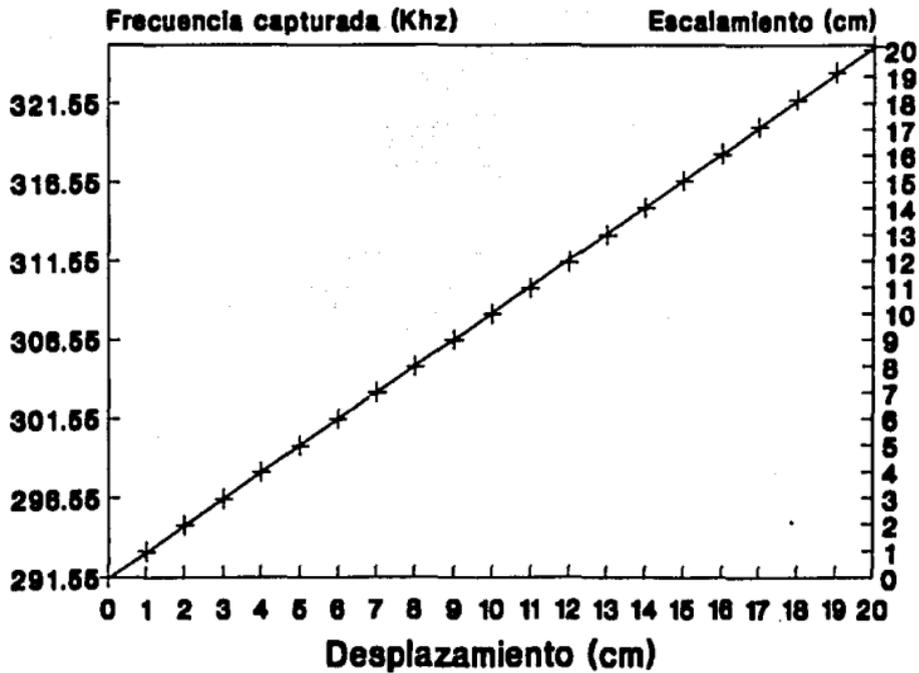


Fig.5.4

En la Tabla 5.7 se muestran los datos ya compensados para la evaluación de 0 a 1 cm.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia (hz)	Escalamiento (cm)
0.0000 ± 0.0005	201664 ± 3	-0.003 ± 0.002
0.0500 ± 0.0005	201745 ± 3	0.046 ± 0.002
0.1000 ± 0.0005	201826 ± 3	0.101 ± 0.002
0.1500 ± 0.0005	201917 ± 3	0.150 ± 0.002
0.2000 ± 0.0005	201998 ± 3	0.199 ± 0.002
0.2500 ± 0.0005	202087 ± 3	0.254 ± 0.002
0.3000 ± 0.0005	202160 ± 3	0.298 ± 0.002
0.3500 ± 0.0005	202240 ± 3	0.350 ± 0.002
0.4000 ± 0.0005	202328 ± 3	0.400 ± 0.002
0.4500 ± 0.0005	202416 ± 3	0.454 ± 0.002
0.5000 ± 0.0005	202496 ± 3	0.502 ± 0.002
0.5500 ± 0.0005	202575 ± 3	0.551 ± 0.002
0.6000 ± 0.0005	202654 ± 3	0.599 ± 0.002
0.6500 ± 0.0005	202735 ± 3	0.648 ± 0.002
0.7000 ± 0.0005	202827 ± 3	0.704 ± 0.002
0.7500 ± 0.0005	202909 ± 3	0.754 ± 0.002
0.8000 ± 0.0005	202982 ± 3	0.799 ± 0.002
0.8500 ± 0.0005	203060 ± 3	0.851 ± 0.002
0.9000 ± 0.0005	203150 ± 3	0.900 ± 0.002
0.9500 ± 0.0005	203231 ± 3	0.950 ± 0.002
1.0000 ± 0.0005	203301 ± 3	0.993 ± 0.002

Tabla 5.7 Datos de la evaluación de linealidad de 0 a 1 cm. después de incluir la rutina de corrección.

La gráfica con los datos de la tabla anterior se muestra en la Figura 5.5. Los parámetros de la recta son los siguientes:

Pendiente: 1.000208 ± 0.002065
 Ordenada al origen: -0.000101 ± 0.002885 cm
 Coeficiente de correlación: 0.999919

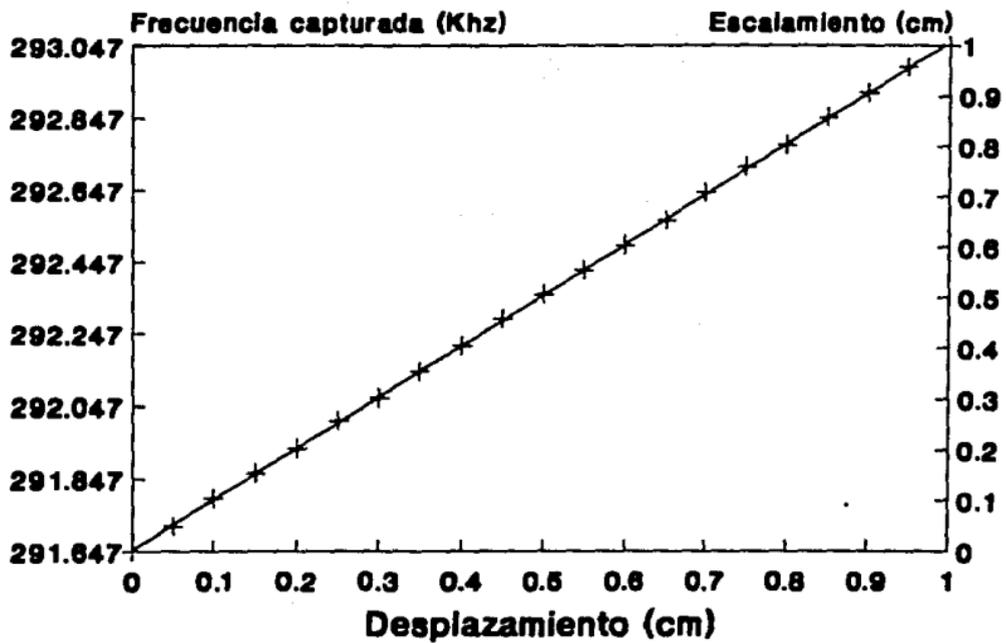


Fig.5.5

Finalmente, para la evaluación de 19 a 20 cm se obtuvieron los datos de la Tabla 5.8.

Desplazamiento (cm)	Frecuencia (Hz)	Escalamiento (cm)
19.0000 ± 0.0005	323196 ± 3	19.003 ± 0.002
19.0500 ± 0.0005	323279 ± 3	19.050 ± 0.002
19.1000 ± 0.0005	323364 ± 3	19.099 ± 0.002
19.1500 ± 0.0005	323454 ± 3	19.150 ± 0.002
19.2000 ± 0.0005	323544 ± 3	19.200 ± 0.002
19.2500 ± 0.0005	323635 ± 3	19.252 ± 0.002
19.3000 ± 0.0005	323717 ± 3	19.299 ± 0.002
19.3500 ± 0.0005	323805 ± 3	19.349 ± 0.002
19.4000 ± 0.0005	323894 ± 3	19.399 ± 0.002
19.4500 ± 0.0005	323983 ± 3	19.449 ± 0.002
19.5000 ± 0.0005	324072 ± 3	19.500 ± 0.002
19.5500 ± 0.0005	324157 ± 3	19.548 ± 0.002
19.6000 ± 0.0005	324248 ± 3	19.600 ± 0.002
19.6500 ± 0.0005	324342 ± 3	19.653 ± 0.002
19.7000 ± 0.0005	324426 ± 3	19.700 ± 0.002
19.7500 ± 0.0005	324517 ± 3	19.752 ± 0.002
19.8000 ± 0.0005	324599 ± 3	19.798 ± 0.002
19.8500 ± 0.0005	324690 ± 3	19.850 ± 0.002
19.9000 ± 0.0005	324782 ± 3	19.902 ± 0.002
19.9500 ± 0.0005	324867 ± 3	19.950 ± 0.002
20.0000 ± 0.0005	324952 ± 3	19.999 ± 0.002

Tabla 5.8 Datos de la evaluación de linealidad de 19 a 20 cm, después de incluir la rutina de corrección.

La gráfica con los datos de la tabla anterior se muestra en la Figura 5.6. Los parámetros de la recta son los siguientes:

Pendiente: 0.999714 ± 0.001092
 Ordenada al origen: 0.005367 ± 0.001516 cm
 Coeficiente de correlación: 0.999968

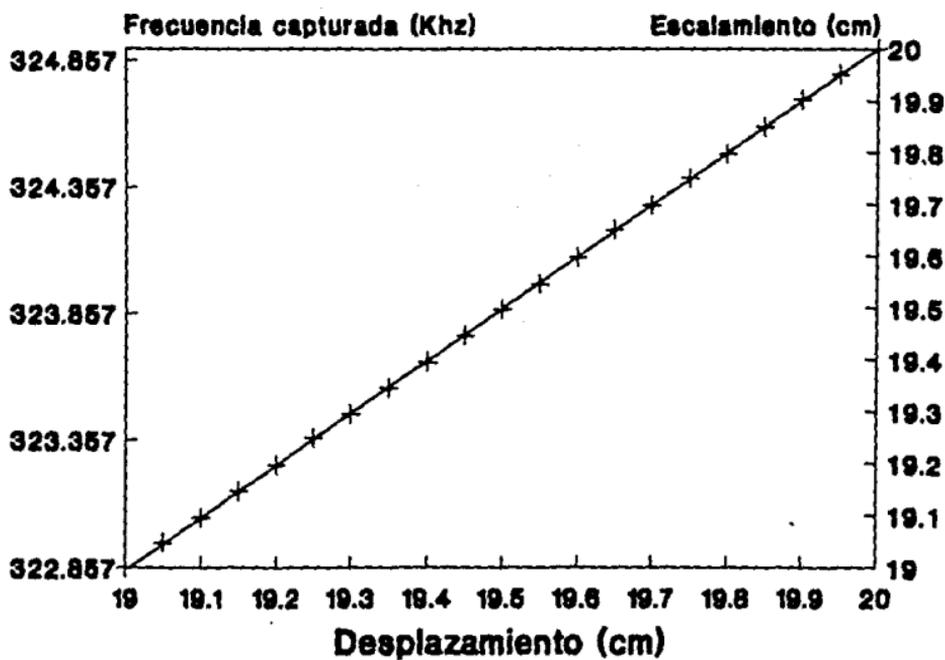


Fig.5.6

Se puede observar que las características de Frecuencia-Capacidad son, en los tres casos anteriores, lineales. Conviene ahora mencionar la precisión.

5.3 Precisión

Esta prueba tiene una estrecha relación con la evaluación de linealidad, ya que en ella se hace una comparación del sistema desarrollado en este trabajo contra un lector de posición de patente que utiliza métodos ópticos y proceso numérico, como lo es el torno con medidor digital.

Con las lecturas de desplazamiento obtenidas para la prueba de linealidad, -ver Tablas 5.6, 5.7, y 5.8-, se obtiene que el sistema posee una precisión del 0.66 % para el rango total de 0 a 20 cm.; de 0.70 % para el rango de 0 a 1 cm.; y de 0.016 % en el rango de 19 a 20 cm.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] User's Guide Position Transducer, Mitutoyo, 1961.

CONCLUSIONES

El sistema transductor de desplazamientos escalado por computadora ha mostrado ser un instrumento de precisión media, en comparación con los aparatos que existen actualmente para medir desplazamientos del orden de decenas de micras. En contraposición a esto, el dispositivo es de bajo costo, ya que está hecho con componentes y elementos que se pueden adquirir fácilmente en México, por lo que el sistema puede ser utilizado en proyectos económicos, y que requieran precisiones moderadas, que son los objetivos que se plantearon al inicio.

Por otra parte, la importancia del trabajo radica en la posibilidad de lograr un instrumento de medida de desplazamientos cuyo muestreo de distancias, aun cuando se realiza en principio por métodos analógicos, es capaz de memorizar y procesar digitalmente una serie de medidas en el tiempo, para fines de retroalimentación y control híbrido de otros sistemas. También es importante mencionar que utilizando métodos capacitivos para sensar desplazamientos pequeños, se puede lograr un instrumento de excelente precisión y alta resolución, factores que dependen del oscilador que se utilice; siendo la resolución, una función del valor de la frecuencia de oscilación; y la precisión un parámetro relacionado con la estabilidad de la misma.

Todo sistema, como el desarrollado en este trabajo, está expuesto a una serie de factores externos que pueden causar problemas en su funcionamiento, dos de ellos, y en este caso los dos más importantes, son la temperatura y el ruido. La forma en que afecta la temperatura es que cuando se miden distancias de magnitudes de decenas de micras, se está intentando resolver distancias comparables a la dilatación térmica lineal que tiene el cobre ($\cong 3.4$ micras / $^{\circ}\text{C}$, para una longitud de 20 cm), que es el material con el que está fabricado el condensador cilíndrico. Por lo que, para trabajos más elaborados, es recomendable utilizar el aparato en un ambiente de temperatura controlada, o bien construir condensadores de transducción con materiales de menor coeficiente de dilatación. Cabe mencionar que los cambios de temperatura también afectan el funcionamiento del circuito oscilador, provocando un corrimiento en la frecuencia de operación; por lo que es recomendable incluir circuitos de compensación térmica en éste.

Por otra parte, el ruido es un factor indeseable que se presenta en todo sistema electrónico, sin embargo en este caso sus efectos son muy perjudiciales, en especial para el circuito oscilador, ya que se requiere que opere con una frecuencia relativamente alta y con estabilidad casi absoluta, situación muy difícil de lograr, pese a los blindajes incluidos, sobre todo para un oscilador implementado con elementos discretos.

Aún con los inconvenientes que provocan los factores, -por el momento incontrolados-, que se han mencionado, el sistema llega a resolver desplazamientos de 0.001 cm. con un error de 0.015 %, en el mejor de los casos, objetivo fundamental que se persiguió desde el principio.

APENDICE A

Condensador Cilindrico

Un condensador cilindrico se compone de dos cilindros coaxiales -en este caso circulares-, de radios R_a y R_b , con $R_a < R_b$ y longitud L . Supongamos que $L \gg R_b$, de tal manera que se pueden ignorar los efectos de borde en los extremos del condensador.

Por definición, la capacidad está dada por:

$$(A. 1) \quad C = \frac{q}{V}$$

Donde q es la carga en el condensador y V es la diferencia de potencial entre las placas.

Supongamos el cilindro de radio menor tiene una carga $+q$ distribuida uniformemente sobre su superficie, y el cilindro de radio mayor tiene una carga $-q$, también distribuida uniformemente en su superficie. En la región comprendida entre los cilindros se forma un campo eléctrico E con dirección radial. Se puede concluir que el campo fuera del cilindro de radio mayor y dentro del cilindro de radio menor es cero, ya que al aplicar la ley de Gauss:

$$(A. 2) \quad Q = \epsilon_0 \oint_A E \cdot d\mathbf{A}$$

sobre una superficie gaussiana cilíndrica coaxial de radio r menor a R_a o mayor R_b , de longitud L con tapas planas, la carga total que encierra la superficie es cero. Por lo tanto:

$$(A. 3) \quad \epsilon_0 \oint_A E \cdot d\mathbf{A} = 0 \quad \rightarrow \quad E = 0$$

Tomando el cilindro coaxial de radio r tal que $R_a < r < R_b$, y longitud L , cerrado con tapas planas, como se muestra en la Figura A.1, se tiene:

$$(A. 4) \quad \epsilon_0 E (2 \pi r) (L) = q$$

de donde

(A. 5)

$$E(r) = \frac{q}{2\pi\epsilon_0 L r}$$

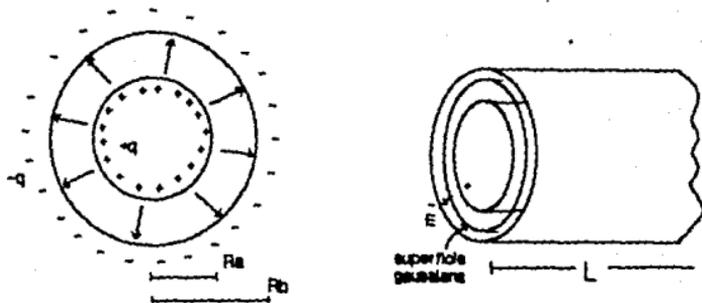


Fig. A.1 Condensador cilíndrico

La diferencia de potencial entre los cilindros está dada por

$$V = - \int_{R_a}^{R_b} E \cdot dr$$

Por lo cual

$$\int_{R_a}^{R_b} E dr = \int_{R_a}^{R_b} \frac{q}{2\pi\epsilon_0 L r} dr = \frac{q}{2\pi\epsilon_0 L} \ln\left(\frac{R_b}{R_a}\right)$$

Finalmente, de la ecuación A.1, la capacidad está dada por:

(A. 7)

$$C = \frac{2 \pi \epsilon_0 L}{\ln (R_b / R_a)}$$

De donde se observa que la capacidad en un condensador cilindrico es directamente proporcional a la longitud de este.

REFERENCIA BIBLIOGRAFICA

Francis Bitter, Currents, Fields and Particles, c. 1950,
by Massachusetts Institute of Technology.

APENDICE B

Analisis del circuito oscilador Colpitts utilizado para convertir cambios de capacidad a cambios de frecuencia de una señal de voltaje.

En la Figura B-1 se muestra el diagrama del circuito oscilador utilizado en el sistema transductor de desplazamientos, implementado mediante un Transistor de Efecto de Campo (FET). En el esquema, el capacitor variable está representado por C_v .

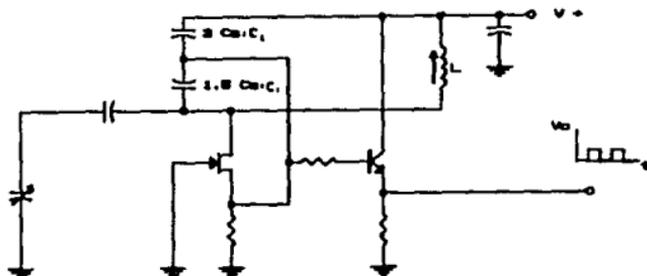
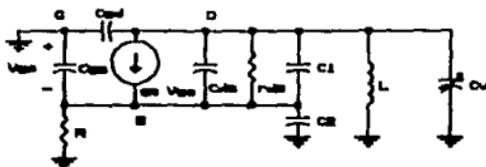
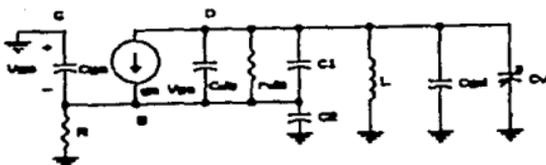


Fig. B-1 Circuito Oscilador para el transductor de desplazamientos

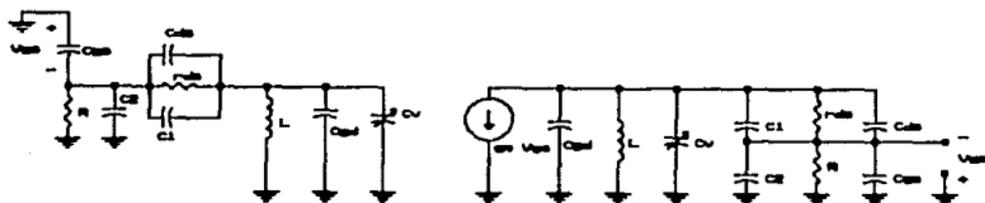
Sustituyendo al transistor por su circuito equivalente a frecuencia alta se tiene:



El circuito también puede verse de la siguiente forma:



El cual a su vez puede verse como:



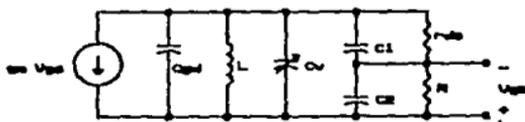
Se requiere obtener la función de transferencia $AL(s)$ del sistema:

$$(B-1) \quad AL(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{v_{gs}}{v_{gs}}$$

Por lo que la parte del circuito correspondiente a la fuente controlada es suficiente para obtenerla.

En casos prácticos $C_1 \gg C_d$ y $C_2 \gg C_{gs}$, ya que comúnmente en un FET, C_d y C_{gs} tienen un valor de algunas decenas picofaradios, o menos; mientras que C_1 y C_2 generalmente se utilizan de valores de cientos o miles de picofaradios.

Con estas aproximaciones el circuito se reduce a lo siguiente:



Ahora bien, el arreglo en paralelo que forman r_{ds} y C_1 constituyen una impedancia Z_i de magnitud:

$$(B-2) \quad |Z_i| = \frac{1 / C_1}{\sqrt{(1 / C_1 r_{ds})^2 + \omega^2}}$$

Pero cuando $\omega \gg 1 / C_1 r_{ds}$ se tiene que

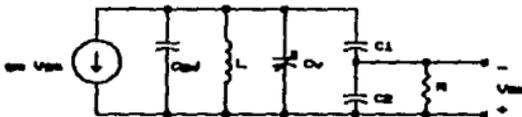
$$|Z_i| \approx 1 / \omega C_1 \quad \text{y} \quad Z_i \approx 1 / s C_1$$

Para un FET típico, r_{ds} es del orden de 100 K Ω , y tomando un valor práctico para C_1 de 1000 pF se obtiene:

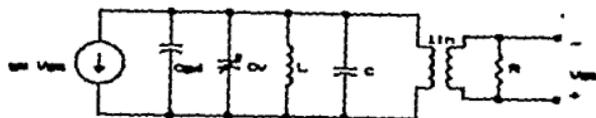
$$\frac{1}{2 \pi r_{ds} C_1} \approx 1600 \text{ hz}$$

que es un valor pequeño comparado con la frecuencia de oscilación del circuito (aproximadamente 0.7 Mhz).

Así, el circuito toma la forma siguiente:



Realizando una transformación circuital se obtiene:

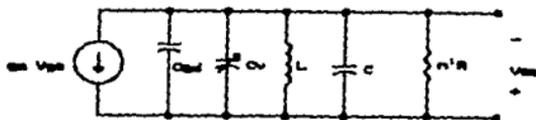


en donde:

$$(B-3) \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$(B-4) \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Finalmente, por equivalencia de impedancia a transformador:



Del circuito anterior se puede obtener directamente que:

$$(B-5) \quad v_{gs} = Z_T g_m v_{gs}$$

en donde Z_T es la impedancia total, y está dada como:

$$(B-6) \quad \frac{1}{Z_T} = sC_v + sC_{gd} + sC + \frac{1}{sL} + \frac{1}{R n^2}$$

de aquí se obtiene que:

$$(B-7) \quad Z_T = \frac{sL}{s^2 C_T L + s (L / n^2 R) + R n^2}$$

en donde $C_T = C_v + C_{gd} + C$ es la capacidad total.

Entonces, utilizando las ecuaciones B-1 y B-2, se encuentra la función de transferencia $A_L(s)$:

$$(B-8) \quad A_L(s) = \frac{v_{gs}}{v_{gs}} = \frac{s g_m L}{s^2 C_T L + s (L / n^2 R) + 1}$$

Reescribiendo la ecuación se tiene:

$$(B-9) \quad A_L(s) = \frac{s g_m / C_T}{s^2 + s (1 / n^2 R C_T) + (1 / C_T L)}$$

Esta función tiene un cero en el origen y dos polos:

$$P_1 = -\frac{1}{2 n^2 R C_T} + \sqrt{\frac{1}{4 n^2 C_T^2 R^2} - \frac{1}{C_T L}}$$

$$P_2 = -\frac{1}{2 n^2 R C_T} - \sqrt{\frac{1}{4 n^2 C_T^2 R^2} - \frac{1}{C_T L}}$$

Si $\frac{1}{4 n^2 C_T^2 R^2} - \frac{1}{C_T L} < 0$ los polos son complejos

y si $\frac{1}{4 n^2 C_T^2 R^2} - \frac{1}{C_T L} \geq 0$ los polos son reales

Se sabe que para que un sistema de segundo orden, pueda oscilar en forma estable sus dos polos deben ser complejos.

Por lo tanto se desea:

$$\frac{L}{4 n^2 C_T R^2} < 1$$

En el caso de este trabajo:

$$n = \frac{1}{3}; \quad R = 1.2 \text{ K}\Omega; \quad L = 70 \mu\text{F};$$

mientras que $C_T = 780 \text{ pF}$ tomando a C_{gd} de 10 pF típicos, y C_v de 70 pF totales en su mínimo valor.

Con estos datos

$$\frac{L}{4 n^2 C_T R^2} \approx 0.144 < 1$$

entonces p_1 y p_2 son complejos conjugados.

El circuito oscilará si su función de transferencia cumple con el criterio de Barkhaussen:

$$(B-10) \quad |P_e \langle AL(j\omega) \rangle| = 1$$

$$(B-11) \quad \angle P_m \langle AL(j\omega) \rangle = 0$$

Con el cual, de la condición B-10, se obtiene la ganancia mínima requerida para la oscilación. Mientras que la condición B-11, permite conocer la frecuencia a la que oscilará el circuito.

Evaluando $AL(s)$, ecuación B-9, en $s=j\omega$ se obtiene:

$$(B-12) \quad AL(j\omega) = \frac{(\omega^2 L^2 g_m / n^2 R) + j(1 - \omega^2 C_T L) \omega L g_m}{(1 - \omega^2 C_T L)^2 + (\omega L / n^2 R)^2}$$

Aplicando la condición B-11 se tiene que:

$$\frac{(1 - \omega^2 C_T L) \omega L g_m}{(1 - \omega^2 C_T L)^2 + (\omega L / n^2 R)^2} = 0$$

lo cual implica que

$$(1 - \omega^2 C_T L) \omega L g_m = 0$$

y como ω , L , y g_m son distintos de cero, la única posibilidad es que

$$1 - \omega^2 C_T L = 0$$

esto conduce a que la frecuencia de oscilación del circuito sea:

$$(B-12) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{C_T L}}$$

en donde $C_T = C_v + C_{gd} + C$

Entonces, la frecuencia de oscilación del circuito está determinada por el valor del inductor y la suma de los valores de la capacidad variable, la capacidad que existe entre compuerta y drenaje en el transistor, y la capacidad C que está dado por la ecuación B-4.

Para el caso particular del sistema transductor de desplazamientos:

$$(B-13) \quad C_1 = 1.5 C_0 \quad \text{y} \quad C_2 = 3 C_0$$

entonces:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{(1.5 C_a)(3 C_a)}{(1.5 C_a) + (3 C_a)} = C_a$$

por lo que $C_T = C_v + C_g + C_a$

REFERENCIA BIBLIOGRAFICA

Clark Kenneth K. y Donald T. Hess: COMMUNICATIONS
CIRCUITS: ANALYSIS AND DESIGN; Reading, Mass.: Addison-Wesley
c. 1971.

BIBLIOGRAFIA

- ALLOCCA John A. y Allen Stuart. Transducers: Theory and Applications; Reston, Virginia; Ed., Prentice Hall, c.1984, 497p.
- BAIRD, D. C. Experimentation, an introduction to measurement theory and experiment design; 2a. ed., Prentice Hall, c.1988.
- BITTER Francis. Currents, Field, and Particles, c.1956 by Massachusetts Institute of Technology.
- CHUTE George M. & Robert D. Chute. Electronics in Industry. International Student Edition, McGraw Hill International, c.1981, 5a. ed.
- CMOS LOGIC DATA, Motorola, Serie B, 1988.c.1985.
- DOEBELIN Ernest O. Measurement Systems, International Student Edition, McGraw Hill, Kogakusha LTD, c.1966, 1975.
- Frequency Counter 5382A, Operating and Service Manual, c.1974 HewlettPackard, Mayo 1974, Sta. Clara, Cal., U.S.A., manual No.05382-90001.
- Handbook of Linear Devices, National, 1984, U.S.A.
- HARDY James. High Frequency Circuit Design, Reston Publishing Co. Inc. Prentice Hall Co., Reston Virginia, c.1979.
- HIBBERD, P. G., Integrated Circuits, McGraw Hill, c.1989 by Texas Instruments Inc., New York.
- HOPE, A. D., Mediciones en Ingenieria, Ed. Gustavo Gili S.A. Barcelona 1970.
- I.E.E.E. Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, Ed. in Chief: Frank Jay; published by Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc.; Distributed in corporation with Wiley Interscience, c.1984, New York.
- Instruction Manual Digital Multimeter Model 177, c.1978, Keithley Instruments Inc., Cleveland, Ohio, U.S.A. Doc.296813.
- JUNG Walter G., I.C. Timer Cookbook, Ed. Howard W. Sans & Co. Inc., c.1977, by Howard Indianapolis, Indiana.
- KAUFFMAN Milton y Arthur H. Seidman, Manual para ingenieros y

Técnicos en electrónica, Mc.Graw Hill, c. 1982.

KENNETH K. Clark and Donald T. Hess. Communications Circuits: Analysis and Design, Addison Wesley Publishing Co., Reading Massachusetts, c.1971.

LENK, John D., Manual de circuitos de lógica, Mexico Ed. Diana, 1975.

LEWART Cass, Modem Handbook for the Communication Professional, Elsevier Science Publishing Co., Inc.; c.1987.

Linear and Interface Integrated Circuits, Motorola Inc., 1988, c.1985, U.S.A.

LION Kurt S. Instrumentation in Scientific Research, New York, Ed. por McGraw Hill, c.1959.

MALONEY Timothy J. Electrónica Industrial, Dispositivos y Sistemas, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., c.1983.

MAJIO Morris H., Diseño Digital, Ed. Prentice Hall, México 1987, c.1984.

McGraw Hill Compilations of Data Communications Standard, Ed. in Chief: Harry R. Karp, Ed. by Harold C. Folts, c.1978, New York.

McGraw Hill Encyclopedia of Physics, Ed. in Chief: Sybil P. Parker; assoc. ed.; Weil Jonathan, Ritchman Betty, New York, c.1983.

NOWLE Frederick J. A Systematic Approach to Digital Logic Design, Addison Wesley Publishing Co., 3a. Imp., Julio 1977, c.1976, Massachusetts, U.S.A.

Nonlinear Circuits Handbook. Designing with Analog Function Modules and IC's by the Engineering Staff of Analog Devices Inc., Ed. por Daniel H. Sheingold, publicado por Analog Devices, Inc. Norwood, Massachusetts, 2a. ed. 1978, c.1976.

OLIVER Bernard M. & John M. Cage. Electronic Measurement and Instrumentation, International Student Edition, Mc Graw Hill International, c.1971.

PORTA A., A. Amano, A. Masso, Boletín de difusión, No. 6, Editores: Humberto Arce R., Sergio A. Ortiz R., Víctor Rodríguez P., Dpto. de Física, Fac. de Ciencias, U.N.A.M., 1980.

- Reference Guide Turbo Pascal, v.5.0, Borland International, c. 1989, U.S.A.
- SINNEMA William, Digital, Analog, and Data Communication, 2a. ed. Prentice Hall Inc., c.1986, Englewood Cliffs, New Jersey.
- SYDENHAM P. H., Measuring Instruments: Tools of knowledge and control, London, England; Ed. Peter Peregrinus Ltd, c.1979.
- SYDENHAM P. H. General Principles of Microdisplacements Sensors, London, England.
- TTL Logic Data Book, Texas Instruments, c.1985, 1986, U.S.A.
- User's Guide Position Transducer, Mitutoyo, 1981.
- VLS Handbook, Ed. in Chief: Joseph Di Giacomo, McGraw Hill Publishing Co., c.1989, New York.
- WIGBERT Dimitri, Codes for Error Control and Synchronization, Ed. Artech House, Inc. c.1988, U.S.A.
- WILLEN David C. y Jeffrey I. Krantz, 8098 Assembler Language Programming: The IBM PC, Howard W. Sams Co. Inc., U.S.A.
- WILLIAMS Richard A. Communication Systems Analysis and Design, A system approach, Prentice Hall Inc., c.1987, Englewood Cliffs, New Jersey.
- WOBSCHALL Darold Circuits Design for Electronic Instrumentation, McGraw Hill Company, c.1979, New York.



Industrial Blocks

LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves. The frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C commercial range.

Features

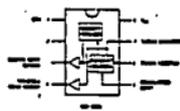
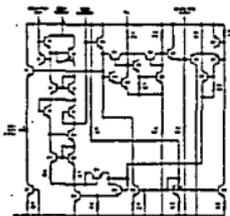
- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- High temperature capability
- Extensive supply voltage protection
- 10 to 1 frequency range with base oscillator
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

Applications

- FM Modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

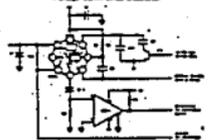
Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM566C
See 98 Package 10000

Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible
Voltage Controlled Oscillator



Applications Information

The LM566 may be connected with either a single supply or shown in the top section, or from a dual (+) ground supply. When operating from a dual supply, the square wave output (pin #1) is TTL compatible. It also operates well with the addition of a 1.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to eliminate spurious oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2V_c - V_{cc}}{R \cdot C \cdot V_c}$$

Pin 4, $R < 50k$

Pin 10, $C < 100nF$

Pin 10, $V_c < 10V$ (square wave) and 5 and pin 1

Absolute Maximum Ratings

Power Supply Voltage	26V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
LM566	0°C to 70°C
LM566C	300°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	

Electrical Characteristics $V_{cc} = 12V, T_a = 25°C, AC Test Circuit$

PARAMETER	CONDITIONS	LM566		LM566C		UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	
Maximum Operating Frequency	RD = 2k CD = 2.3 μF	1		1		MHz
Input Voltage Range Pin 5		3/4 VCC	VCC	3/4 VCC	VCC	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency		100		200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10-20V	0.1	1	0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1	0.5	1	MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-12V, $t_D = 10 \mu s$	0.4	0.8	0.8	0.8	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation	0.2	0.75	0.2	1.0	%
Maximum Sweep Rate		800	1	800	1	MHz
Sweep Range		10-1		10-1		
Output Impedance						
Pin 3		80		80		Ω
Pin 4		80		80		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	0.0	0.4	0.0	0.4	Vpp
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4	2.0	2.4	Vpp
Square Wave Duty Cycle		45	80	55	80	%
Square Wave Rise Time		30		30		ns
Square Wave Fall Time		80		80		ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment #1 1/2 VCC	0.2	0.75	0.3	1	%

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 180°C, and that of the LM566C is 300°C. For assurance of intended junction temperature, designs in the TDA package must be derated based on a thermal resistance of 180°C/W. The thermal resistance of the package is 180°C/W.

LM566/LM566C

LM566/LM566C

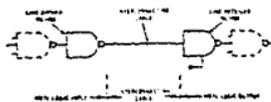
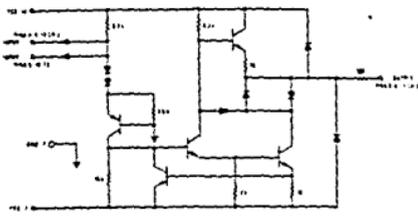
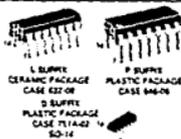
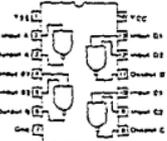
9

QUAD LINE DRIVER

The MC1488 is a monolithic quad line driver designed to interface data terminal equipment with data communications equipment in accordance with the specifications of EIA Standard RS-232C.

Features

- Current Limited Output
210 mA typ
- Power Off Source Impedance
200 Ohm min
- Simple Drive Pulses Correlate with External Capacitor
- Positive Operating Supply Range
- Compatible with All Motorola MDTL and MTL Logic Families

TYPICAL APPLICATION

**CIRCUIT SCHEMATIC
(LINE DRIVER SECTION)**

MOTOROLA LINEAR-INTERFACE DEVICES
**QUAD MDTL LINE DRIVER
EIA-232C
SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT**

PIN CONNECTIONS

MAXIMUM RATINGS (Tc = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Limit
Power Supply Voltage	VCC	+10	Vdc
VEE	-15	Vdc	
Input Voltage Range	Vin	+15 + Vd + Vdc	Vdc
		-15	Vdc
Output Signal Voltage	VQ	+15	Vdc
Power Dissipation (Maximum Junction, Ceramic and Plastic Dual-In-Line Packages)	Pd	1000	mW
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +175	°C
Operating Ambient Temperature Range	Ta	0 to +75	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +175	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = +5.0 ± 1% Vdc, VEE = -10 ± 1% Vdc, Tc = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Ceramic		Max	Typ	Min	Unit	
	1	2	1	2	1	2	
Input Current - Low Logic State (IiL)	1	2	1	1	1	1	µA
Input Current - High Logic State (IiH) @ 5.0 Vt	1	2	1	1	1	1	µA
Output Voltage - High Logic State	1	2	1	1	1	1	Vdc
VtH = 0.8 Vdc, RL = 2.0 kΩ, VCC = +5.0 Vdc, VEE = -10 Vdc							
VtH = 0.8 Vdc, RL = 2.0 kΩ, VCC = +12 Vdc, VEE = -12 Vdc							
Output Voltage - Low Logic State	2	1	2	2	2	2	Vdc
VtL = 1.8 Vdc, RL = 2.0 kΩ, VCC = +5.0 Vdc, VEE = -10 Vdc							
VtL = 1.8 Vdc, RL = 2.0 kΩ, VCC = +12 Vdc, VEE = -12 Vdc							
Maximum Output Short-Circuit Current (Isc) @ 5.0 Vt	3	3	3	3	3	3	mA
Maximum Output Short-Circuit Current (Isc) @ 12 Vt	3	3	3	3	3	3	mA
Output Resistance (Roc) @ Vt = 0, Vt = 12.0 Vt	4	4	4	4	4	4	Ohms
Passive Supply Current (Is) @ 0	5	5	5	5	5	5	µA
VtH = 1.8 Vdc, VCC = +5.0 Vdc							
VtH = 1.8 Vdc, VCC = +12 Vdc							
VtL = 1.8 Vdc, VCC = +5.0 Vdc							
VtL = 1.8 Vdc, VCC = +12 Vdc							
Maximum Supply Current (Is) @ 11	6	6	6	6	6	6	µA
VtH = 1.8 Vdc, VEE = -10 Vdc							
VtH = 1.8 Vdc, VEE = -12 Vdc							
VtL = 1.8 Vdc, VEE = -10 Vdc							
VtL = 1.8 Vdc, VEE = -12 Vdc							
Power Consumption	7	7	7	7	7	7	mW
VCC = 5.0 Vdc, VEE = -10 Vdc							
VCC = 12 Vdc, VEE = -12 Vdc							

SWITCHING CHARACTERISTICS (VCC = +5.0 ± 1% Vdc, VEE = -10 ± 1% Vdc, Tc = 25°C)

Characteristic	Symbol	1	2	1	2	1	2	Unit
Propagation Delay Time (tpd) @ 2.0 kΩ and 15 pF	tpd	1	2	1	2	1	2	ns
Set Time (ts) @ 2.0 kΩ and 15 pF	ts	1	2	1	2	1	2	ns
Propagation Delay Time (tpd) @ 100 Ω and 15 pF	tpd	1	2	1	2	1	2	ns
Rise Time (tr) @ 2.0 kΩ and 15 pF	tr	1	2	1	2	1	2	ns

Note 1: Maximum Package Power Dissipation must be maintained if all conditions are satisfied simultaneously.

MOTOROLA LINEAR-INTERFACE DEVICES



MOTOROLA

MC14518B
MC14520B

DUAL UP COUNTERS

The MC14518B dual BCD counter and the MC14520B dual binary counter are constructed with CMOS technology and feature an advanced input structure. Each counter of the counter combination internally generates a clock output. The counter outputs are 100% D flip-flops with near transparent clocks and enable gates for programming to either the active going or rising edge of the clock to insure correct counting multiple cycles. Each counter can be loaded by applying a high level to the \overline{LD} input. In addition, the MC14518B also counts out of all unclocked states which has three advantages. These complementary CMOS up counters find primary use in multi-stage synchronous or master-slave counting applications requiring the power dissipation and/or high noise immunity.

- Quiescent Current = 50 nA (typ) per input B & VCC
- Input capacitance = 65 pF (typ) per input
- Data Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Low-Power Consumption = 50 μ W (typ)
- Inherently Low-Propagation Delay to Input and External Loads
- Load Flip-Clock-As-Output - Incremented on Positive Transition of Clock or Negative Transition on \overline{EN}
- 88-ns Output Delay
- Custom of Driving Two Low-power TTL Loads One Low-power Sensitive TTL Load in Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range

MAXIMUM RATINGS (Maximum unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{CC}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage on All Inputs	V _I	-0.5 to V _{CC} + 0.5	Vdc
DC Current per Input	I _I	-10 to +10	μ A
Operating Temperature Range	T _{OP}	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to +175	°C

TRUTH TABLE

CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
0	0	0	Unaffected
0	0	1	Unaffected
0	1	0	Unaffected
0	1	1	Unaffected
1	0	0	Unaffected
1	0	1	Unaffected
1	1	0	Up Counter
1	1	1	Up Counter

0 = 0 Volt Level

CMOS MSI

NON-VOLATILE COMPLEMENTARY MOS

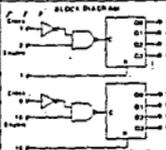
DUAL BCD UP COUNTER
(MC14518B)
DUAL BINARY UP COUNTER
(MC14520B)



1. DUAL IN LINE PACKAGE
2. PLASTIC DIP PACKAGE
3. CERAMIC DIP PACKAGE
4. CERAMIC DIP PACKAGE

PACKAGING INFORMATION

- Pin 1 Location: Pin 1 is marked with a dot on the package.
- Lead Form: Standard lead form.
- Lead Spacing: Standard lead spacing.
- Lead Length: Standard lead length.
- Lead Angle: Standard lead angle.



This device contains a 100% D flip-flop. The output of the flip-flop is used to generate a clock signal for the counter. The counter is a synchronous counter and the output of the counter is used to generate a clock signal for the next counter in the chain. The counter is a 100% D flip-flop and the output of the counter is used to generate a clock signal for the next counter in the chain.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Units	T _{amb} = 25°C		T _{amb} = 0°C		T _{amb} = -55°C	
			Min	Max	Min	Max	Min	Max
Supply Current	I _{CC}	μ A	1.0	2.0	0	0	0	0
Input Current	I _I	μ A	0	0	0	0	0	0
Output Current	I _O	mA	0	0	0	0	0	0
Propagation Delay	t _{pd}	ns	10	15	10	15	10	15
Setup Time	t _{su}	ns	10	15	10	15	10	15
Hold Time	t _h	ns	10	15	10	15	10	15
Output Delay	t _{od}	ns	10	15	10	15	10	15
Power Dissipation	P _D	mW	10	15	10	15	10	15
Operating Temperature Range	T _{OP}	°C	-55	125	-55	125	-55	125

SN54150, SN54151A, SN54151, SN54S151,
SN74150, SN74151A, SN74151, SN74S151
DATA SELECTORS/MULTIPLEXERS
DELTA 1967-10-12, REVISED 1968-11-18

- 150 Selects One of Sixteen Data Sources
- Others Select One of Eight Data Sources
- All Perform Parallel to Serial Conversion
- All Form Multiplexing from N Lines to One Line
- Also For Use as Boolean Function Generator
- Input Clamping Does Not Simplify System Design
- Fully Compatible with Most TTL Circuits

TYPE	TYPICAL AVERAGE PROPAGATION DELAY TIME DATA INPUT TO OUTPUT	TYPICAL POWER DISSIPATION
150	12 ns	250 mW
151A	8 ns	145 mW
151S	12 ns	30 mW
151T	8 ns	275 mW

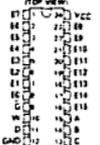
Description

These monolithic data selector/multiplexers contain built-in logic circuitry to select the desired data source. The 150 selects one of sixteen data sources, the 151A, 151S, and 151T select one of eight data sources. The 150, 151A, 151S, and 151T have a control input which must be at its own logic level to enable these devices. A high level at the enable forces the Y output high, and the Y output low speed-up time.

The 150 has data on its inverted Y output, the 151A, 151S, and 151T feature complementary Y and Y outputs.

The 151A and 151A packages address buffers that have a complementary propagation delay times through the complementary paths. This reduces the possibility of race-around occurring at the buffers due to changes made at the select inputs even when the 151A outputs are disabled by a enable input.

SN54150 16 OR W PACKAGE
SN74150 16 PACKAGE



SN54151A 8 OR W PACKAGE
SN74151A 8 PACKAGE

SN74S151 8 OR W PACKAGE

SN74S151 8 OR W PACKAGE

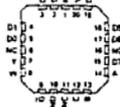


SN54151S 8 PACKAGE

SN74151S 8 PACKAGE

SN74S151S 8 PACKAGE

SN74S151S 8 PACKAGE



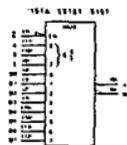
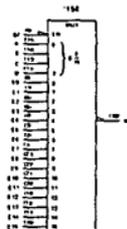
NC: Not connected

TTL Devices

TTL Devices

SN54150, SN54151A, SN54151, SN54S151,
SN74150, SN74151A, SN74151, SN74S151
DATA SELECTORS/MULTIPLEXERS

Logic Symbol 1



¹These symbols are in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1964 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are D, J, A, and W packages.

150
FUNCTION TABLE

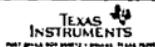
INPUTS					OUTPUT
SELECT	STRONG	Z	W		
D	C	B	A	E	Y
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	1
0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	0	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	1
1	0	1	1	0	0
1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	0
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

151A, 151S, 151T
FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
SELECT	STRONG	Z	W	Y	Y-bar
C	B	A	E		
0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	1
0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	0	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	1
1	0	1	1	0	0
1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	0
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

0 = high level, 1 = low level, Z = impedance
 0Y, 0Y-bar = the complement of the output of the respective E input
 00, 01 = 0 = the state of the D-selected input

PRODUCTS ARE NOT AVAILABLE UNTIL THE DATE INDICATED BY THE DATE CODE. THESE PRODUCTS ARE AVAILABLE IN QUANTITIES OF 1000 UNITS OR MORE. ORDERING INFORMATION: PRODUCT NUMBERS WITH THE DATE CODE AND THE DATE CODE.



SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374,
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

OCTOBER 1974 - REVISED MARCH 1988

- Sets of 8 Latches or 8 D-Type Flip-Flops in a Single Package
- 3-State Non-Driving Outputs
- Full Parallel Access for Loading
- Synchronized Control Inputs
- Data/Enable Input Has Hysteresis to Minimize Race Reaction (LS373 and LS374)
- J-K Input Reduce D-C Loading on See Lines LS373 and LS374

LS373, LS374
FUNCTION TABLE 1

INPUT ENABLE	DATA D	OUTPUT
L	H	H
L	H	L
L	L	Qp
L	L	Z

LS374, LS374
FUNCTION TABLE 2

INPUT ENABLE	CLOCK	D	OUTPUT
L	L	H	H
L	L	L	L
L	L	X	Qp
L	L	X	Z

DESCRIPTION

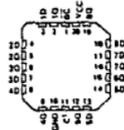
These 8-bit registers feature three-state outputs designed specifically for driving high-impedance or actively low impedance loads. The high impedance load state and increased high input impedance provide load capacity with the capability of being controlled directly to and driving the bus, limit or a bus-oriented output without need for tristate or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and memory registers.

The eight latches of the LS373 and LS374 are transparent D-type latches ensuring that, unless the master CE is high (the D outputs) and before the clock input. When the enable is low the output will be locked at the level of the data that was set.

SN54LS373, SN54LS374, SN54S373,
SN54S374 - 16 PIN PACKAGE
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373,
SN74S374 - 20 PIN PACKAGE



SN54LS373, SN54LS374, SN54S373,
SN54S374 - 20 PACKAGE



1 for LS373 and LS374; 2 for LS374 and LS374

2 TTL Devices

2 TTL Devices

SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374,
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

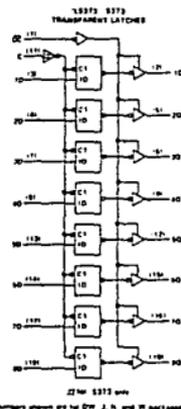
DESCRIPTION (continued)

The eight flip-flops of the LS373 and LS374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock, the outputs will be set to the logic states that were stored at the D inputs.

Outputs trigger surface-mount in the smaller chip sizes of the LS373 and LS374 devices. Surface-mount design is not possible because a minimum 400 microsecond delay is required to place the output in a normal logic state. High or low logic levels of a high-impedance state. The high impedance state the output register load may drive the bus lines significantly.

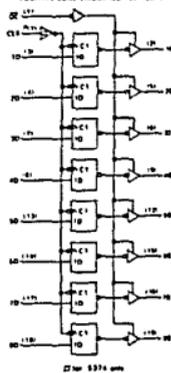
The output current does not affect the normal operation of the latches or flip-flops. That is, the pin does not need a new state can be entered even while the outputs are set.

logic diagrams (positive logic)



The numbers shown are for DTP, J, K, and M packages

LS374, LS374
POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS



2 for LS374 only

TI'S NEW DATA Acquisition system...
TI'S NEW DATA Acquisition system...
TI'S NEW DATA Acquisition system...

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 500717 • DALLAS, TEXAS 75251

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 500717 • DALLAS, TEXAS 75251