



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**MEDIDOR DE DESPLAZAMIENTO MECANICO POR
INDUCCION. BASADO EN LA EVALUACION DE LA
DESVIACION RELATIVA DE DOS CIRCUITOS IMPRESOS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

Ingeniero Mecánico Electricista

(AREA ELECTRICA - ELECTRONICA)

P R E S E N T A :

Jorge Armando del Moral Palacio

DIRECTOR DE TESIS :

DR. JAROMIR ZELENY

CO-DIRECTOR DE TESIS :

M. EN I. ROLANDO CARRERA MENDEZ



Ciudad Universitaria

1993

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

1. INTRODUCCION	1
2. ANTECEDENTES.....	3
2.1 Transductores resistivos.....	4
2.2 Transductores inductivos.....	5
2.3 Transductores capacitivos	6
3. PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO	8
3.1 OBJETIVO.....	8
4. PROPUESTA DE SOLUCION.....	10
4.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	10
4.2 ESPECIFICACION DE CADA BLOQUE	18
5. ANALISIS Y DISEÑO DE CADA BLOQUE	20
5.1 SUBSISTEMA ANALOGICO	20
5.1.1 TRANSDUCTOR	20
5.1.2 GENERADOR DE CORRIENTE	28
5.1.3 CONVERTIDOR MAGNITUD-FASE	32
5.2 SUBSISTEMA DIGITAL.....	40
5.2.1 GENERADOR DE LAS SEÑALES DE SINCRONIA	40
5.2.2 DETECTOR DE FASE	42
5.2.3 DESPLIEGUE DE INFORMACION	50
5.2.4 ETAPA DE COMPATIBILIDAD	52

6. PRUEBAS Y RESULTADOS	55
7. CONCLUSIONES	61
8. BIBLIOGRAFIA	64
APENDICE 1: DIAGRAMAS ELECTRONICOS	65
APENDICE 2: MAPA DE COMPONENTES.....	74
APENDICE 3: CIRCUITOS IMPRESOS.....	76
APENDICE 4: ESPECIFICACIONES TECNICAS	78

1. INTRODUCCION

Los sistemas de producción modernos han impuesto nuevas normas en la industria en cuanto al desempeño y resolución de dispositivos de medición y convertidores analógico-digitales de señales de posición. Esto ha sido impulsado primordialmente por las máquinas de control numérico y los centros de maquinado para sistemas de producción altamente integrados.

Las máquinas de control numérico actuales requieren sistemas de medición de alta precisión, para lograr el alto refinamiento requerido por la industria moderna.

Por lo anterior y como una inclinación de la electrónica, el desarrollo en este campo tiende a utilizar cada vez más sistemas digitales de medición en lugar de los analógicos, ya que estos últimos carecen de la capacidad de establecer una comunicación directa con sistemas de cómputo.

La circuitería analógica de los dispositivos internos de estos sistemas se reduce a un mínimo al utilizar métodos digitales, los que a la vez permiten una alta confiabilidad en diferentes condiciones de operación.

En el presente trabajo se describen los fundamentos y el diseño de un sistema digital de medición de desplazamiento basado en métodos de inducción magnética (realizado a partir de un transductor conocido como "*inductosyn*"), cuya aplicación mayor se encuentra en los sistemas de medición de máquinas de control numérico y control numérico computarizado. Este proporciona una alta resolución y es compatible con los sistemas ópticos de medición ya existentes. Este sistema es de tipo absoluto cíclico, ya que las

unidades de medición absolutas y absolutas cíclicas han demostrado ser muy adecuadas y avanzadas para aplicaciones de control numérico de máquinas herramienta.

Este trabajo constituye la continuación de un esfuerzo iniciado hace tres años en el centro de investigación de máquinas herramienta, VUOSO, ubicado en Praga. El propósito de dicho esfuerzo es provocar avances positivos de la precisión en la nueva generación de máquinas herramienta y sus dispositivos de medición, y desarrollar a la vez sistemas de control y servomecanismos basados en circuitos electrónicos de bajo precio y alto rendimiento.

2. ANTECEDENTES

Mediante sistemas electrónicos adecuados es posible la medición de distancias en muy amplios rangos, que pueden ir desde miles de kilómetros (en observaciones astronómicas), a fracciones de milímetros (en aplicaciones industriales o de laboratorio), por lo que se utilizan distintas técnicas, según los rangos de medida deseados.

La medición de grandes distancias se efectúa midiendo el tiempo empleado por una señal emitida desde un punto, en alcanzar un objeto y regresar al punto de su emisión al ser reflejada por el objeto alcanzado, conociendo con suficiente precisión la velocidad de propagación de la señal utilizada.

Pueden utilizarse señales luminosas o microondas para las distancias más largas, y señales ultrasónicas para medida de distancias de algunos metros.

En la medida de distancias menores, (inferiores a los 10 metros) se pueden emplear potenciómetros accionados a través de una adecuada transmisión mecánica.

Con objeto de evitar el empleo de elementos móviles, en algunos casos se utilizan reglas graduadas de lectura óptica.

Para la medida de pequeñas distancias o desplazamientos, los métodos empleados hoy en día son numerosos. Los transductores empleados suelen ser capacitivos o inductivos.

Los transductores utilizados para medición de desplazamientos se basan en la variación de capacidad obtenida al variar la distancia entre armaduras, mientras que los transductores inductivos se basan en la variación de inducción mutua obtenida entre dos devanados al variar la posición relativa entre ellos, o al variar la posición del núcleo, o también, modificando el entrehierro. Cuando el transductor es una impedancia variable, el circuito de medida está constituido por un puente de impedancias, normalmente con un transductor doble, para efectuar la medida diferencial y disminuir los errores debidos a las condiciones externas, principalmente temperatura.

En algunos casos el transductor inductivo o capacitivo forma parte de un circuito oscilante, cuya frecuencia generada es función de la magnitud medida.

MEDIDA DE PEQUEÑOS DESPLAZAMIENTOS

Para la medida de desplazamientos muy pequeños existen diversos procedimientos que se pueden clasificar según el transductor utilizado en cada caso que puede ser:

- Transductor resistivo.
- Transductor inductivo.
- Transductor capacitivo.

2.1 TRANSDUCTORES RESISTIVOS

Existen resistencias de hilo metálico o de material semiconductor, denominadas *bandas extensométricas*, construidas para variar su resistencia al ser deformadas. Las bandas extensométricas se adhieren sobre un soporte adecuado para medir su deformación, y se conectan a un puente de medición.

Para eliminar los efectos de la variación de resistencia por variaciones de temperatura en la medida, se utilizan montajes dobles, de forma que la deformación del sensor produzca los efectos contrarios sobre las dos bandas extensométricas utilizadas.

La utilización de las bandas extensométricas para medir pequeñas deformaciones es la base de una técnica, la extensometría, para la medida de muchas magnitudes, como pequeños desplazamientos, fuerzas, pares, presiones, aceleraciones, velocidades, caudales, viscosidades, etc.

2.2 TRANSDUCTORES INDUCTIVOS

Rangos mayores de desplazamiento pueden medirse mediante un sistema formado por dos devanados planos de igual paso, uno fijo y otro móvil que se desplaza sobre el fijo (sistema *inductosyn*). En este sistema se basa el funcionamiento del proyecto planteado, y se analizará más profundamente posteriormente.

Cuando el desplazamiento a medir es inferior a 1 cm, se utiliza frecuentemente el *transformador diferencial*. Su principio de funcionamiento se basa en un transformador con devanados primario y un secundario. Cuando el devanado secundario ocupa la posición central, los flujos iguales y de signos opuestos generados por los devanados primarios, hacen que el flujo total inducido sea nulo. Cuando el secundario, unido mecánicamente al sensor de posición, es desviado de su posición central, el flujo inducido aumenta linealmente, obteniéndose una tensión de salida creciente cuyo signo (la fase) dependerá del sentido del desplazamiento.

Existen transformadores diferenciales de devanado móvil, y transformadores diferenciales de núcleo móvil. En ambos casos se alcanzan

sensibilidades elevadas, del orden de las micras, y tienen la característica común de robustez y alta estabilidad en la medida.

2.3 TRANSDUCTORES CAPACITIVOS

Mediante transductores capacitivos es posible efectuar medidas de hasta algunos metros, formando, por ejemplo, un condensador variable con un tubo metálico aislado interiormente, y un líquido conductor, cuya altura se desea medir, contenido en su interior. Esta medida, sin embargo, es muy poco empleada debido a la poca precisión alcanzable.

Los transductores capacitivos se utilizan casi exclusivamente en la medición de muy pequeños desplazamientos.

La capacidad de un condensador está dada por la expresión $C = \epsilon(S/4\pi d)$ de donde se desprende que se puede variar la capacidad de un condensador variando la distancia d entre placas o variando la superficie S de éstas, dada una constante dieléctrica ϵ .

La variación de la distancia entre placas puede efectuarse mediante un condensador doble, formado por tres placas, dos fijas y una móvil accionada por un captador.

Otros transductores capacitivos están dispuestos para variar la superficie entre placas, ya sea por desplazamiento angular o por desplazamiento lineal de unas placas entre otras. En este caso se prefiere una estructura tubular, que permite una mecánica más robusta.

También se utiliza en algunos casos un condensador formado por una lámina flexible, que al apoyarse sobre un soporte curvo varía la capacidad del condensador formado. Con este método se consigue una buena sensibilidad, aunque la estabilidad no es buena.

En general, en los transductores capacitivos puede alcanzarse una muy elevada sensibilidad, pero es necesaria una calibración previa para evitar los efectos de la temperatura, humedad o capacidad de los cables de conexión.

3. PLANTEAMIENTO DEL PROYECTO

Las máquinas de control numérico son parte de sistemas de producción altamente automatizados, capaces de completar ciclos enteros del proceso de fabricación. Están equipadas con una instrumentación electrónica compleja que les permite determinar su estado (posición, velocidad, aceleración).

Por lo anterior es necesario contar con dispositivos de medición que permitan satisfacer las necesidades de estas máquinas en cuanto a resolución, exactitud, confiabilidad, etc. Dentro de esta categoría, y siguiendo la tendencia actual en la electrónica, se encuentran los sensores de desplazamiento digitales.

3.1 OBJETIVO

Se pretende construir un sistema de medición de desplazamiento mecánico con base en métodos inductivos, cuya aplicación principal se hallará en las máquinas de control numérico computarizado (CNC). Este será digital y proporcionará una resolución de 1 micra. Debe ser, además, un sistema inmune a la interferencia causada por las partículas suspendidas y a la suciedad acumulada, que provoca fallas en los sistemas ópticos convencionales.

Dado que los primeros dispositivos de medición de este tipo fueron ópticos, existe ya una estandarización respecto a las señales que deben generarse como salidas del sistema. Por lo tanto, es muy conveniente que

este sistema sea compatible con los dispositivos ópticos ya existentes, ya que de esta forma será posible sustituir el sistema de medición sin alterar en nada al resto del equipo.

Se propone una resolución de una micra, ya que corresponde al rango al que ha llegado este tipo de máquinas recientemente. Una resolución menor sería insuficiente para satisfacer los requerimientos de la industria moderna. Por otro lado, una resolución mayor no podría aprovecharse por los servomecanismos actuales, ya que su tecnología aún no les permite producir movimientos tan finos. Por lo anterior, una micra se considera como el valor adecuado para este tipo de aplicaciones.

El sistema debe ser inmune a los ambientes de operación sucios, que causan problemas en la operación de los dispositivos de medición ópticos, entendiéndose por ambiente sucio aquél en el que existen fuentes de partículas o sustancias que puedan obstruir el paso de la luz a los sensores ópticos.

4. PROPUESTA DE SOLUCION

Se propone para la solución del problema planteado un sistema de medición inductivo, que funcione con base en los principios de un *inductosyn*.

El sistema planteado contará con un transductor formado por dos circuitos impresos que funcionan como un transformador, en contraste con los dispositivos ópticos tradicionalmente empleados. El objetivo de reemplazar un sistema óptico por uno de tipo inductivo es eliminar la posibilidad de falla que presenta el primero debido a la acumulación de polvo, grasas y sustancias diversas resultantes del proceso de producción, y cuya consecuencia es la obstrucción del paso de la luz a los sensores ópticos, haciendo poco confiable este tipo de sistemas en ambientes de producción sucios.

En cambio, un sistema inductivo no se ve afectado por los factores anteriores, ya que el fenómeno de la inducción sigue realizándose aún cuando el sensor se encuentre cubierto por sustancias como las anteriormente señaladas. En esto reside la novedad o aportación del sistema propuesto.

4.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Como una forma de plantear inicialmente el modelo de funcionamiento del sistema, se establece el diagrama de bloques de la figura 4.1. En el se muestran los módulos básicos en los que basa su funcionamiento el sistema de una forma global. De esta forma será mas sencillo entender la relación

entre el *inductosyn*, y las secciones analógica y digital. Al final de este capítulo se especifica el diagrama de bloques completo del sistema.

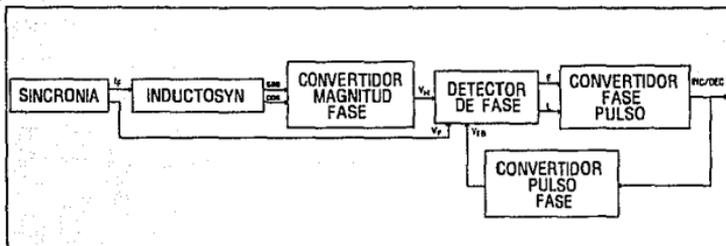


Fig. 4.1. Diagrama de bloques básico

El sistema propuesto basa su funcionamiento en un dispositivo llamado *inductosyn*, el cual tiene la característica de convertir un desplazamiento mecánico en una desviación de fase eléctrica, en una forma lineal. Este constituye el transductor del sistema.

Existen dos variantes básicas de generadores de fase electromecánicos basados en el *inductosyn*: el sistema bifásico y el sistema monofásico. En ambos casos se transforma el movimiento mecánico en una variación de la fase de salida.

El sistema utilizado corresponde a la configuración tipo monofásica. En la figura 4.2 se ilustra el tipo de generador de fase empleado, junto con sus circuitos de excitación.

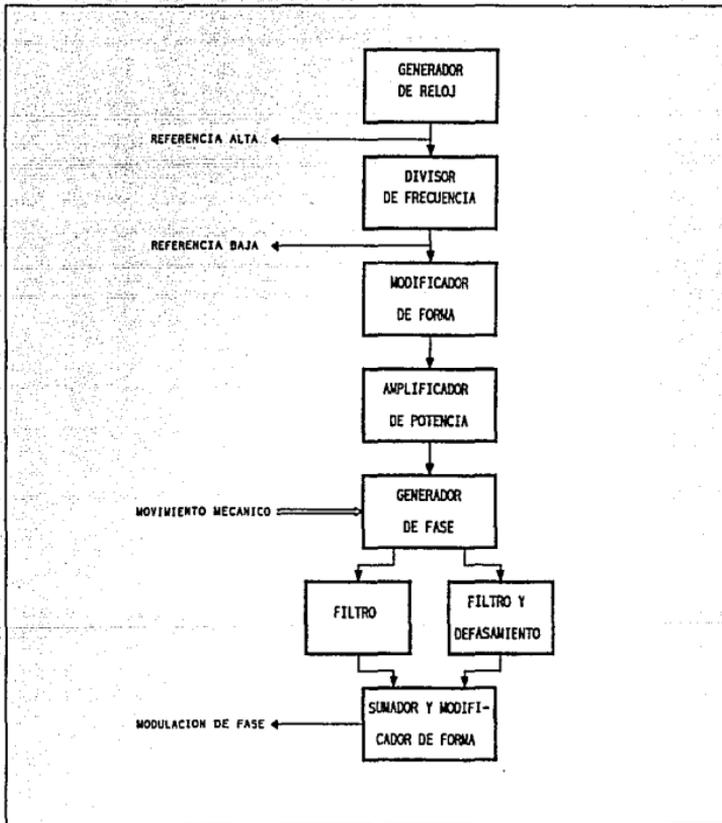


Fig. 4.2. Generador de fase

En la figura 4.2, se muestra un generador de fase excitado por un solo amplificador de potencia. El generador trabaja aquí como un modulador de

amplitud que varía la amplitud de sus dos salidas de acuerdo a la ley del seno y del coseno. Una de las salidas es defasada 90° y ambas señales son entonces aplicadas a un sumador. En esta forma, se convierte la modulación en amplitud en una modulación en fase. La señal modulada en fase es comparada con señales de referencia bajas (baja frecuencia). Las señales de referencia alta (alta frecuencia) son usadas para efectuar la medición digital, y cada pulso representa un incremento básico de fase, como se verá mas adelante.

Una primera propuesta para realizar la medición de la distancia podría ser medir los cruces por cero de la señal de salida del *inductosyn*, obteniéndose los puntos en que se da una desviación de fase de 180° . Sin embargo, para obtener la alta precisión que se planteó inicialmente, es necesario recurrir a técnicas digitales mas avanzadas.

Para obtener una mayor resolución, deben interpolarse los puntos intermedios. Esta interpolación se efectúa digitalmente a partir de la f.e.m. inducida. Se parte del hecho de que la fase de la señal proveniente del *inductosyn* varía linealmente con la distancia, de forma que una desviación de su fase implica una desviación en la posición del transductor.

Si se puede cuantificar la desviación de fase, es posible determinar la distancia recorrida, mediante la relación:

$$x = \frac{\alpha}{360^\circ} x_0$$

donde: x_0 ⁽¹⁾ es la distancia correspondiente a una desviación de fase de 360° , y α es el ángulo de desviación de fase.

(1) x_0 está determinada por el *inductosyn* empleado, y en el caso del proyecto propuesto, es igual a 2 mm, que corresponde a la separación entre conductores análogos del *inductosyn*.

Una desviación de fase de 360° equivale a un desplazamiento de un valor igual a x_0 . Si se divide el ángulo de defasamiento entre un número determinado, sea este n , cada desviación de fase de $360^\circ/n$ corresponderá a un desplazamiento de x_0/n . Se puede observar que haciendo n igual a un valor grande, la resolución del sistema se incrementa proporcionalmente. Teóricamente podrían alcanzarse resoluciones tan grandes como se deseen, sin embargo, el sistema debe ser capaz de detectar cambios de fase tan pequeños como $360^\circ/n$, que es la verdadera limitante de la resolución.

Podemos definir ahora la variación de fase mínima (v.f.m.) como la menor desviación en fase que el sistema es capaz de detectar, y que equivale a $360^\circ/n$.

Las diferencias de fase se cuantifican con un detector de fase. En la medida que éste tenga la capacidad de detectar variaciones pequeñas de fase, se incrementará la resolución del sistema.

Para determinar cuanto varió la fase, es necesario conocer la fase anterior para verificar la magnitud del cambio, así como su dirección.

Así, se plantea un detector de fase retroalimentado por una señal que tiende a seguir en fase a la señal del *inductosyn*. Una variación en fase de la señal del *inductosyn* provocará una variación igual en la señal de salida del detector, esta variación se puede cuantificar con sólo sumar el número de v.f.m.'s efectuadas. De esta forma se cuenta con la información de la fase previa de la señal, a fin de efectuar la comparación. Este comportamiento es muy similar al de un ciclo de fase cerrada (PLL, por sus siglas en inglés).

Se propone, sin embargo, una estructura diferente a la de un PLL, ya que está formada por un detector de fase que alimenta a un convertidor fase-pulso, que a su vez retroalimenta al sistema mediante un convertidor pulso-fase. Esta señal retroalimentada es la que sigue en fase a la señal del

inductosyn. Un PLL en cambio está formado por un detector de fase, un filtro paso bajas y un oscilador controlado por voltaje.

El convertidor fase-pulso (c.f.p.) genera una secuencia de pulsos cuyo número es proporcional al defasamiento producido. De hecho debe haber dos salidas, para diferenciar el tipo de defasamiento, atraso o adelanto. Esto es lo que define la dirección del movimiento mecánico producido. Dependiendo de cual salida produce pulsos se sabrá si el defasamiento fue positivo o negativo. Lógicamente no pueden activarse ambas salidas simultáneamente. Estas salidas las toma el convertidor pulso-fase para generar la señal de retroalimentación del sistema.

Las salidas del c.f.p. sirven además para contabilizar el número de pulsos generados, sean estos de atraso o de adelanto, que determinarán el desplazamiento realizado.

El convertidor pulso-fase (c.p.f.) genera una señal cuadrada, de la misma frecuencia que la señal del *inductosyn*, la cual es fija. En condiciones estáticas, es decir, cuando la velocidad del sensor es nula, también la fase de las dos señales coincide, por lo que la salida de este módulo permanece invariante.

Cuando se da una diferencia de fases, que puede ser de atraso o adelanto, hay que adelantar o atrasar, respectivamente, la señal de salida del c.p.f. Si se detecta una diferencia de fase equivalente a determinado número de v.f.m.'s, debe atrasarse (o adelantarse, según el caso) la salida en igual número de v.f.m.'s. La magnitud del defasamiento que debe provocarse lo define el número de pulsos generados por el c.f.p.. Esto se traducirá en que el flanco, ya sea éste el positivo o el negativo (los flancos contienen la información de la fase), sucederán un poco antes o un poco después. De

hecho, atrasar o adelantar la fase de una señal equivale a alterar momentáneamente su frecuencia.

Lo que se pretende es que si la señal retroalimentada sigue en fase a la señal del *inductosyn*, lo hará en un número de v.f.m. tales que, si no se pierde ninguna de ellas, se conocerá con exactitud el defasamiento de la señal, y por consiguiente, el desplazamiento relativo del sensor.

De ahí que la estructura no sea la de un PLL. Este está formado por un convertidor de fase a voltaje, un filtro paso bajas y un oscilador controlado por voltaje; sin embargo, este esquema permite la pérdida de pulsos en el seguimiento de la fase, por lo que la información perdería las ventajas de la exactitud propia de los sistemas digitales. Esto debido a que parte del proceso, que incluye al filtro, involucra una etapa analógica. Utilizando una proceso puramente digital se garantiza que todos los pulsos generados para alcanzar la fase del sistema serán tomados en cuenta

Dado que el sistema es lineal, el número de v.f.m.'s así obtenido será directamente proporcional al desplazamiento realizado, y la constante de proporcionalidad será precisamente x_0/n . Haciendo que x_0 sea una fracción decimal de 1m (v.gr. 1 micra), siempre que se trabaje en el sistema métrico decimal, puede utilizarse dicho número directamente, sin necesidad de escalarlo.

El sistema, en cuanto a su parte digital se refiere, es básicamente un circuito secuencial retroalimentado. La señal de entrada es el voltaje generado por el *inductosyn* y una de sus salidas es una señal que sigue en fase a la señal de entrada, esta es la señal que se retroalimenta. Las otras dos salidas proporcionan los pulsos generados al alcanzar la fase de la señal de entrada.

Si un desplazamiento de fase de 360° corresponde a una distancia de 2 mm, y lo dividimos entre 2000, tendremos una v.f.m. de $360^\circ/2000 = 0.18^\circ$.

Si el sistema es capaz de detectar diferencias de fase de esta magnitud, cada vez que la fase varíe 0.18° se habrá efectuado un desplazamiento mecánico de $2 \text{ mm}/2000 = 1 \times 10^{-6} \text{ m}$. Si la fase varía 47° , el desplazamiento habrá sido de $(47^\circ \times 2 \text{ mm})/(360^\circ) = 0.26 \text{ mm}$.

Este es un sistema de medición "absoluto cíclico", ya que el desplazamiento de la fase eléctrica sigue al desplazamiento mecánico lineal, pero dentro de un ciclo de 360° eléctricos. Dado que es de tipo incremental y no absoluto, puede definirse un origen donde se requiera, y medir incrementos de la distancia a partir de este punto.

Finalmente, se pueden contar los pulsos producidos por el c.f.p., convertir el número así obtenido a un formato de siete segmentos y mostrarlo en un despliegue numérico, o conectar dicho número a un bus de datos, enlazando el sistema con una computadora.

4.2 ESPECIFICACION DE CADA BLOQUE

De acuerdo con lo planteado en el principio de funcionamiento (sección 4.1), es necesario diseñar un sistema híbrido (analógico y digital). La parte analógica se encargará de generar y procesar las señales necesarias para el funcionamiento del transductor (*inductosyn*), generando una señal de referencia de tipo digital, la cual será convertida por la parte digital en un número, expresado en formato BCD.

La sección analógica tiene dos funciones específicas: generar la corriente de alimentación del *inductosyn*, que como transformador requiere la circulación de una corriente en su primario, y por otro lado la conversión de las dos señales de salida del *inductosyn* en una señal digital que contenga en su fase la información sobre la posición relativa del propio *inductosyn*. Esto implica un módulo de generación de corriente, y uno de conversión de magnitud en fase.

A su vez, la parte digital tiene la función de convertir una señal digital variante en fase en un número que indique el desplazamiento, mostrándolo en despliegues numéricos de siete segmentos, además de generar las señales de sincronía del sistema, para lo cual se necesitan, como ya se explicó, los siguientes módulos: Detector de fase, Convertidor fase-pulso, convertidor pulso-fase, despliegue de información, y generación de las señales de sincronía.

De esta forma, se plantea el diagrama de bloques de la figura 4.3, para la construcción del sistema.

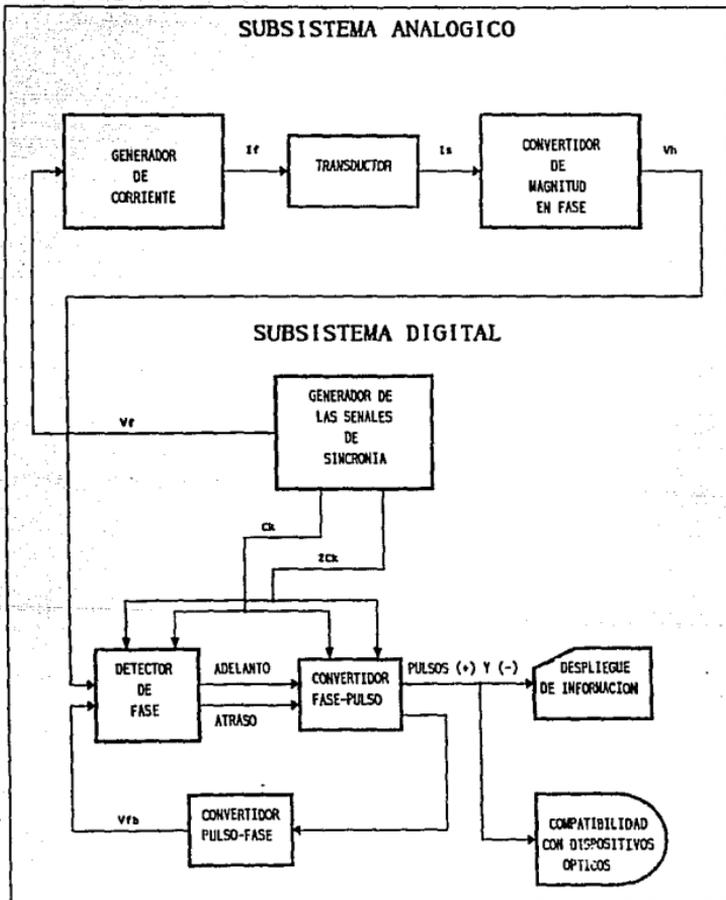


Fig. 4.3. Diagrama de bloques del sistema

5. ANALISIS Y DISEÑO DE CADA BLOQUE

El medidor de desplazamiento que se describe es un sistema híbrido compuesto por dos subsistemas: uno analógico y otro digital. A continuación se describen ambos subsistemas.

5.1 SUBSISTEMA ANALOGICO

La parte de detección de desplazamiento basa su funcionamiento en un transductor analógico, por lo que debe existir una parte del sistema dedicada a interactuar con éste. De esta forma, la circuitería analógica se encargará de generar las señales (en voltaje o corriente) necesarias para hacer funcionar al *inductosyn*, así como procesar las señales que de él provengan, adecuándolas para ser suministradas al módulo digital.

5.1.1 TRANSDUCTOR

El transductor de este sistema sensor, es un *inductosyn*. En forma general, un *inductosyn* es un juego de inductores que constituyen un par transformador, aunque a diferencia de un transformador convencional, permite el desplazamiento relativo del primario sobre el secundario. Esto es posible debido a que los inductores no se encuentran arrollados en forma circular, sino distribuidos a lo largo de un extensión plana, sobre la cual se efectúa dicho desplazamiento. En la figura 5.1 se muestran los devanados de un *inductosyn* convencional.

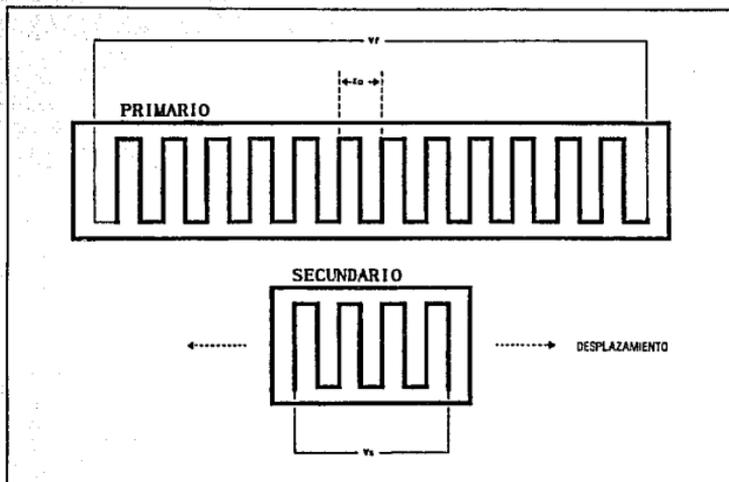


Fig. 5.1. Inductosyn

Como puede observarse, los dos inductores del *inductosyn* están constituidas por circuitos eléctricos que siguen un patrón periódico, teniendo la misma distancia entre pistas (x_0) ambos devanados. Podemos entonces definir como defasamiento entre inductores a la posición cíclica relativa entre las componentes verticales análogas de los dos devanados del *inductosyn*, expresada en grados.

De esta forma, si al situar ambos inductores uno sobre el otro, el patrón de sus circuitos coincide exactamente, se dice que su defasamiento es de cero grados. Si el secundario se mueve a partir de esta posición de forma que los circuitos queden intercalados e igualmente espaciados, llegamos a un defasamiento de 90° . Desplazando aún más el secundario llegaremos a una

posición tal que los circuitos eléctricos coinciden, pero las direcciones de las corrientes en ambos son contrarias. Esta posición corresponde a los 180°. Si continuamos moviendo al secundario, pasaremos por los 270° y llegaremos nuevamente a los cero grados, punto en el que los circuitos coincidirán de nuevo, aún cuando la posición relativa entre ambos haya cambiado.

El objetivo de hacer posible un desplazamiento relativo entre primario y secundario, es producir una señal en el secundario que dependa de la posición relativa de ambos. Supongamos que ambos circuitos se encuentran frente a frente, en una posición de defasamiento entre inductores de cero grados. Al circular una corriente I_p en el primario, se produce un flujo magnético que cruza al secundario produciéndose en este una fuerza electromotriz (f.e.m.). La f.e.m. será tal que tiende a provocar un flujo magnético contrario al que la produce, como lo indica la ley de Lenz:

$$fem = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (5.1)$$

Por la disposición entre primario y secundario (cero grados), la f.e.m. inducida es máxima, y está en fase con la corriente del primario.

Si en estas condiciones se conecta una carga al secundario que permita la circulación de corriente, fluirá a través de la carga una corriente I_s . Este caso se ilustra en la figura 5.2, mostrando únicamente una sección reducida del primario y secundario del *inductosyn* formada por dos ciclos, aunque el fenómeno se extiende a toda la longitud del transductor.

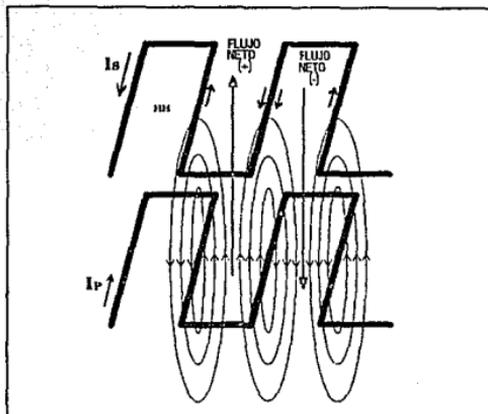


Fig. 5.2. Inducción electromagnética en el inductosyn

Cuando ocurre un desplazamiento relativo entre los devanados, la magnitud del voltaje inducido disminuye, ya que el flujo magnético total que cruza al secundario tiende a anularse por los efectos combinados de flujos magnéticos parciales que generan fuerzas electromotrices contrarias. De hecho, cuando se llega a un desplazamiento de 90° entre inductores, el flujo magnético que tiende a producir una corriente positiva iguala al que trata de producir una corriente negativa, haciendo que la salida del *inductosyn* sea nula.

Si se incrementa aún más el desplazamiento entre inductores, la magnitud de la salida empezará a aumentar también, sin embargo, su fase se habrá modificado 180° . Al llegar a este desplazamiento, se induce en el secundario una señal de polaridad contraria a la del primario (señal en

contrafase), con una magnitud máxima. A continuación se ilustran algunos casos:

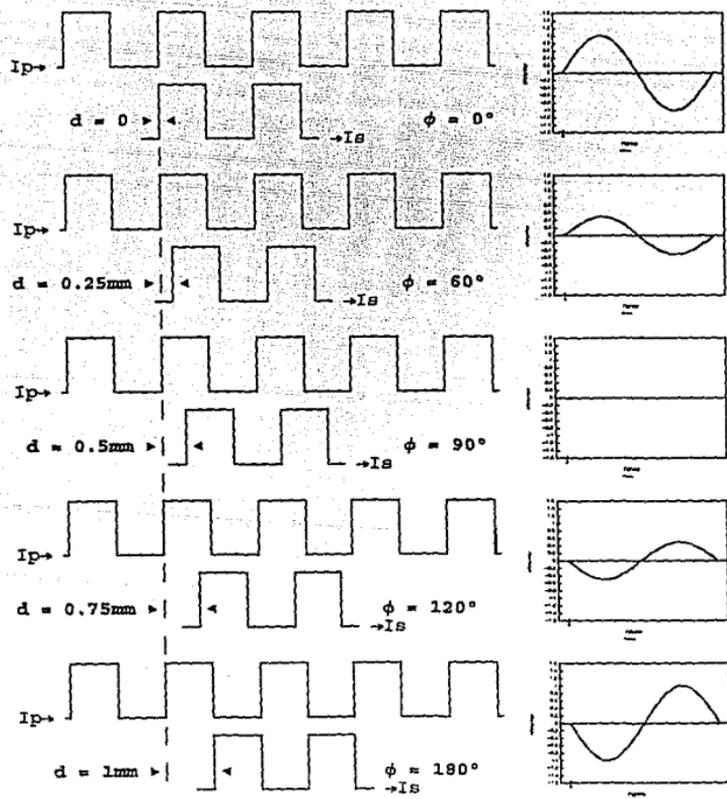


Fig. 5.3a. Señales dependientes de la posición del inductosyn

Como puede observarse en la figura 5.3a, se induce en el secundario del *inductosyn* una señal dependiente tanto de la corriente circulante en el primario, como de la posición relativa de ambos circuitos. La f.e.m. inducida se determina mediante el coseno del desplazamiento entre inductores, de acuerdo a la ecuación (5.2), la cual está representada en la figura 5.3b:

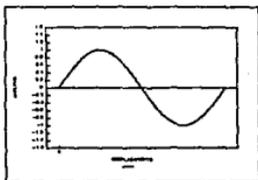


Fig. 5.3b. Amplitud dependiente de la posición del *inductosyn*

$$V_2 = V_0 \cos \phi_m \quad (5.2)$$

donde: V_2 es el voltaje inducido en el secundario

V_0 es el voltaje inducido en el secundario cuando los inductores están en fase

ϕ_m es el defasamiento entre inductores.

Hasta ahora se ha descrito el funcionamiento de un *inductosyn* convencional. Se propone, sin embargo, una nueva modalidad: un *inductosyn* con dos devanados secundarios en lugar de uno, separados entre sí una distancia $x_0/4$. Cada devanado secundario será independiente del otro, y se inducirá en ellos una f.e.m. determinada por la posición que ocupen en relación al primario.

Dado que estarán separados una distancia que corresponde a 90° , las señales que se inducirán seguirán las leyes del seno y del coseno:

$$V_{2A} = V_0 \operatorname{sen} \phi_m \quad (5.3)$$

$$V_{2B} = V_0 \operatorname{cos} \phi_m \quad (5.4)$$

siendo V_{2A} y V_{2B} los voltajes inducidos en los secundarios A y B respectivamente.

De acuerdo con estas ecuaciones, la diferencia entre las salidas de los dos secundarios son sus magnitudes. Mientras la magnitud de la salida del devanado secundario A sigue la ley del seno, la magnitud de B sigue la ley del coseno. Cabe hacer notar que ambas tienen la misma fase, ya que son afectadas por la misma senoidal V_0 ($V_0 = C \operatorname{sen}(wt)$).

Esto se hace necesario para conocer el sentido del desplazamiento mecánico efectuado. Si en un momento dado la señal tiene su magnitud máxima en el devanado A, un desplazamiento provocaría que la magnitud disminuyera, sin importar la dirección del desplazamiento. Una oscilación entre 0° y 180° se vería de la misma forma que un desplazamiento de 0° a 360° . Si se conoce además la forma en que varía la señal B, puede deducirse si la variación fue positiva o negativa. Si la señal A tiene su máxima magnitud, aunque disminuye igualmente si se efectúa un desplazamiento en ambos sentidos, no así la señal B, cuya magnitud aumenta en un sentido y disminuye en el otro. En un desplazamiento de 0° a 180° la señal B disminuye su magnitud, y de 180° a 360° su magnitud aumenta. Mas adelante se explicará la forma en que se manejan estas dos señales para producir una señal variante en fase. En la siguiente figura se muestran los dos devanados secundarios del *inductosyn* utilizado. Debe tenerse en mente que el *inductosyn* está construido en la forma de dos circuitos impresos (primario y secundario).

Surge ahora la pregunta de la calidad con que debe fabricarse el *inductosyn*, ya que si el sensor será capaz de medir micrómetros, se pensaría que debe construirse con precisión micrométrica, para que las lecturas obtenidas sean válidas. Sin embargo, no es necesario construir un circuito impreso con precisión micrométrica. Tanto para el primario como para el secundario, si los conductores individuales no están espaciados exactamente una distancia x_0 , sino ligeramente mayor en algunas zonas y ligeramente menor en otras, la señal total inducida corresponderá al promedio de todas las señales parciales, como si efectivamente estuvieran correctamente espaciados, es decir, las variaciones positivas anulan los efectos de las variaciones negativas. Por supuesto, la distancia promedio entre ellos si debe ser x_0 . Con esto se elimina el problema de construir un circuito impreso con precisión casi absoluta. En la figura 5.4 se muestra el secundario del *inductosyn* empleado en su tamaño natural.

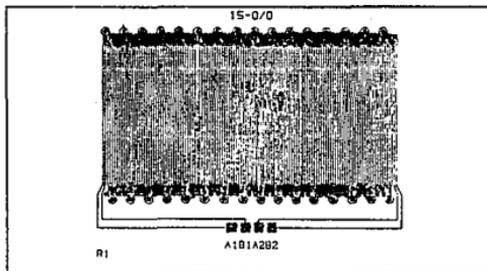


Fig. 5.4. Secundario del inductosyn

Puede observarse que ambos devanados secundarios se encuentran entrelazados, haciendo que la distancia entre ellos sea de $x_0/4$. Las

interconexiones para permitir la continuidad de los circuitos secundarios independientes están hechas en la cara posterior del circuito impreso.

5.1.2 GENERADOR DE CORRIENTE

Para hacer funcionar al *inductosyn*, es necesario suministrarle una corriente alterna a su devanado primario, de forma senoidal. Esta debe tener un valor mínimo de 200 mA RMS (este límite se determinó experimentalmente variando la magnitud de la corriente proporcionada al circuito, siendo 200 mA una corriente suficiente y adecuada para el funcionamiento del sistema), por lo que se requiere una etapa de potencia capaz de manejar dicha corriente. Además, debe estar sincronizada con el sistema, para tener un control de frecuencia preciso, por lo que su generación está controlada por una señal de sincronía (V_F) generada digitalmente (ver figura 5.5).

De esta forma, el primer paso es convertir V_F en una señal senoidal. V_F es una onda cuadrada con un ciclo de trabajo de 50%, y con una frecuencia 2000 veces menor que la del reloj del sistema (5 MHz), es decir, 2.5 KHz. Se pasa a través de un filtro paso-banda de tercer orden, resultando un voltaje senoidal que posteriormente se amplifica generando la corriente de entrada del *inductosyn* (I_F).

En la figura 5.5 se muestra el diagrama del circuito propuesto, formado por un filtro y por una etapa de potencia.

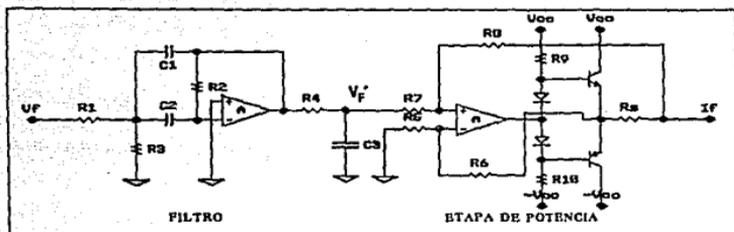


Fig. 5.5. Fuente de corriente

El objetivo del filtro es eliminar todas las componentes armónicas de la señal cuadrada diferentes a 2.5 KHz, las cuales son todos los múltiplos de la misma (5 KHz, 7,5KHz, 10 KHz, ...), lo que podría lograrse con un filtro paso bajas. Sin embargo, la señal cuadrada, generada por circuitos TTL varía entre 0 y 5 volts, por lo que es necesario eliminar también su componente de corriente directa. Además la frecuencia de la línea de alimentación (60 Hz) debe atenuarse debido a que su magnitud es considerable. Es por ello que se utiliza un filtro paso-banda en lugar de un filtro paso-bajas. Este filtro está formado por dos etapas: un filtro activo de segundo orden y un filtro RC.

Filtro activo de segundo orden. Dadas las condiciones expuestas, es necesario un filtro pasa banda de banda angosta. Un valor elevado para el factor de calidad es deseable, siempre que no se llegue a una configuración inestable. Se eligió un valor de $Q = 10$, que es un valor alto pero sin llegar a los límites propios de la configuración propuesta.

Sea A_R (Ganancia) = 2, y

$C1 = C2 = C = 10 \text{ nF}$

$\omega_R = 2\pi(2.5 \text{ KHz}) = 15700 \text{ rad/s}$

$$Q = 10$$

$$B = W_R/Q = (15700 \text{ rad/s})/(10) = 1570 \text{ rad/s}$$

$$R_2 = \frac{A_R}{BC} = \frac{2}{(1570)(10^{-8})} = 127 \text{ k}\Omega \approx 130 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2 A_R} = \frac{130 \text{ k}\Omega}{2(2)} = 32.5 \text{ k}\Omega \approx 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{4Q^2 - 2A_R} = \frac{130 \text{ k}\Omega}{4(10^2) - 2(2)} = 328 \text{ }\Omega \approx 330 \text{ }\Omega$$

Filtro RC:

$$RC = 1/W_R = 1/(15700 \text{ rad/s})$$

$$\text{Sea } C = 10 \text{ nF}$$

$$R = 1/WC = 1 / (15700 \text{ rad/s})(10^{-8} \text{ F}) = 6.3 \text{ k}\Omega \approx 6.8 \text{ k}\Omega$$

Por su parte, la etapa de potencia es un amplificador *push-pull*, que realiza la conversión del voltaje de entrada en corriente mediante una retroalimentación resistiva.

La función de transferencia del amplificador es la siguiente:

$$\frac{I_F}{V_F} = \frac{\left[1 + \frac{R_8}{R_7} \right] R_6}{\left[R_S + Z_L \left[\frac{(1 + R_8/R_7)R_6}{R_5 + R_6} - \frac{R_8}{R_7} \right] \right] (R_5 + R_6)} \quad (5.5)$$

Donde Z_L es la carga del amplificador. Para hacer que la corriente de salida sea independiente de la carga, se debe cumplir que:

$$\frac{(1 + R_8/R_7)R_6}{R_5 + R_6} = \frac{R_8}{R_7} \quad (5.6)$$

Simplificando, tenemos que: $R_6 R_7 = R_5 R_8$

Haciendo $R_5 = R_7 = 2R$ y $R_6 = R_8 = R$, la función de transferencia se reduce a la siguiente expresión:

$$\frac{I_L}{V_F} = \frac{1}{2R_S} \quad (5.7)$$

R_S debe ser pequeña, para no disipar mucho calor, aunque no influye en el circuito de carga.

Si el voltaje de entrada tiene una amplitud de 5 V, y la corriente primaria del *inductosyn* debe ser de alrededor de 200 mA, se tiene:

$$R_S = V_F / 2I_p = 5 / (2 \cdot 200) = 12.5 \Omega \approx 12 \Omega$$

Haciendo $R = 10k$:

$$R_5 = 20 \text{ k}\Omega \approx 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 20 \text{ k}\Omega \approx 22 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 10 \text{ k}\Omega$$

5.1.3 CONVERTIDOR MAGNITUD-FASE

Esta etapa lleva a cabo el procesamiento analógico necesario para convertir las dos señales senoidales variantes en magnitud que recibe como entradas en un voltaje senoidal variante en fase.

Las salidas del *inductosyn* son dos señales, I_{2A} e I_{2B} , cuya magnitud varía de acuerdo a la ley del seno y del coseno, teniendo la misma fase ambas. De acuerdo a la posición del *inductosyn*, será la magnitud de cada una de las señales, como se vio al explicar el funcionamiento del *inductosyn*:

$$I_{2A} = (\text{sen } \phi)(\text{sen } \omega t) \quad (5.8)$$

$$I_{2B} = (\text{cos } \phi)(\text{sen } \omega t) \quad (5.9)$$

Podamos aprovechar las propiedades de la suma de ángulos para generar una señal variante en fase a partir de estas dos componentes. La ley del coseno de la suma de dos ángulos es la siguiente:

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos\alpha \cos\beta + \text{sen}\alpha \text{sen}\beta \quad (5.10)$$

El segundo término de la ecuación (5.10) es similar a los componentes con que contamos (5.8) y (5.9). Ahora es posible provocar un defasamiento entre I_{2A} e I_{2B} de 90° , de tal manera que se puede contar con una señal senoidal y otra cosenoidal. Al hacerlo, se obtiene una nueva expresión que sustituye a (5.9), la ecuación (5.12):

$$I_{2A} = (\text{sen } \phi)(\text{sen } \omega t) \quad (5.11)$$

$$I_{2B} = (\text{cos } \phi)(\text{cos } \omega t) \quad (5.12)$$

Si ahora se efectúa una suma de (5.11) y (5.12), se obtiene una señal senoidal variante en fase, cuya variación es directamente proporcional al desplazamiento efectuado:

$$(\text{cos } \phi)(\text{cos } \omega t) + (\text{sen } \phi)(\text{sen } \omega t) = \text{cos } (\omega t - \phi) \quad (5.13)$$

La suma obtenida es una señal coseno de frecuencia $\omega/2\pi$, con un corrimiento de su fase ϕ grados (ϕ es el ángulo de defasamiento entre primario y secundario del *inductosyn*). Así, esta señal contiene la información de la posición del sensor en su fase eléctrica.

Esto puede interpretarse como la suma de dos señales ponderadas: cuando la magnitud de $\text{sen } \phi$ es nula, debido a la posición del *inductosyn*, la suma de las dos señales da como resultado la señal coseno ($\phi = 0^\circ$). Si se desplaza el *inductosyn* una distancia tal que la magnitud del coseno sea cero, la señal suma resultante será la señal seno ($\phi = 90^\circ$). Como se ve, al variar las magnitudes relativas de las dos señales como resultado de un desplazamiento, se produce un defasamiento de la suma de las dos señales. Un desplazamiento menor causará diferencias de fase menores, pero siempre observando un comportamiento lineal de la fase respecto a la distancia.

Se propone un circuito con un comportamiento como el arriba señalado formado por un preamplificador, un puente de Wien, una etapa de acoplamiento, un sumador, un amplificador y un detector de cruce por cero. A

continuación se muestra el diagrama del circuito propuesto (figura 5.6), y en seguida se explica su diseño y funcionamiento:

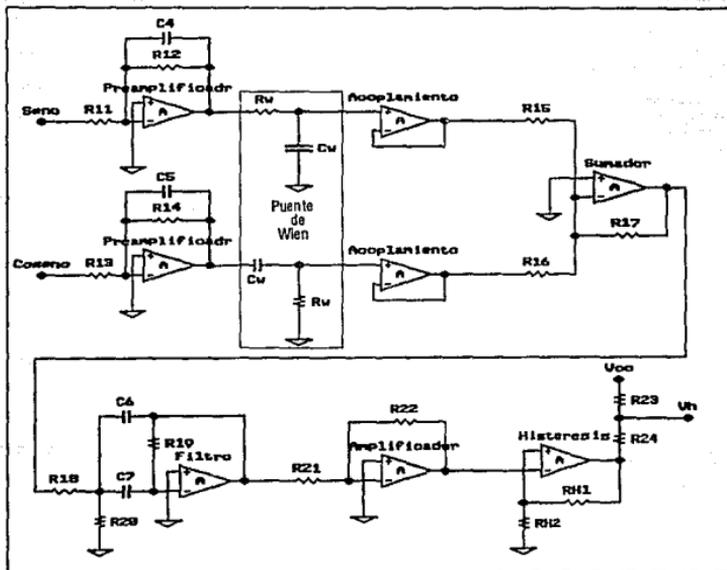


Fig. 5.6. Convertidor magnitud-fase

5.1.3-1 Preamplificador

Las señales que recibe como entrada vienen directamente del *inductosyn*, por lo que tienen una magnitud muy pequeña (del orden de los milivolts). Por lo anterior deben pasar por una etapa de amplificación.

Este circuito consiste en un amplificador operacional configurado como amplificador inversor, con un capacitor de retroalimentación para limitar el ruido.

Es necesario proporcionar una baja impedancia de entrada, que permita la circulación de corriente a través del secundario del *inductosyn*. Una impedancia alta de entrada haría al sistema más sensible al ruido, desperdiciando la capacidad de generación de corriente del transductor. Dadas las propiedades de la tierra virtual, la impedancia de entrada fija únicamente la resistencia de entrada, que por tanto debe ser de un valor pequeño. Experimentalmente se determinó como el valor más apropiado una resistencia de 150Ω (R_{11} y R_{13}). Un valor menor provoca la atenuación de la señal, de manera que éste es el que permite la circulación de la mayor corriente posible en el secundario del *inductosyn*.

Así, se calculó una resistencia de retroalimentación de $39\text{ K}\Omega$ (R_{12} y R_{14}), para lograr una ganancia de 260, llevando a la señal de entrada al rango de las decenas de milivolts.

5.1.3-2 Puente de Wien

A continuación, se lleva a cabo el defasamiento de 90° entre las dos señales mediante un puente de Wien. Este es un arreglo RC doble en el que se introducen las dos señales, como se muestra en la figura 5.7.

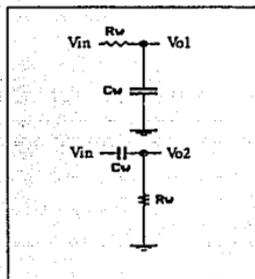


Fig. 5.7. Puente de
Wien

Los voltajes de salida son los siguientes:

$$v_{o1} = \frac{x_C v_{in}}{X_R + X_C} = \frac{1/j\omega C_W v_{in}}{R_W + 1/j\omega C_W} = \frac{v_{in}}{j\omega R_W C_W + 1}$$

$$v_{o1} = \frac{v_{in}}{(1 + \omega^2 R_W^2 C_W^2)^{-1/2}} \angle -\tan^{-1}(\omega R_W C_W) \quad (5.14)$$

$$v_{o2} = \frac{x_R v_{in}}{X_R + X_C} = \frac{R_W}{R_W + 1/j\omega C_W} = \frac{\omega R_W C_W v_{in}}{j\omega R_W C_W + 1}$$

$$v_{o2} = \frac{\omega R_W C_W v_{in}}{(1 + \omega^2 R_W^2 C_W^2)^{-1/2}} \angle \pi/2 - \tan^{-1}(\omega R_W C_W) \quad (5.15)$$

Para hacer iguales las magnitudes de v_{o1} y v_{o2} , debemos hacer $\omega R_W C_W = 1$:

$$\omega R_W C_W = 1 \Rightarrow R_W C_W = 1/\omega = 1/2\pi f$$

Haciendo $C_W = 10$ nF, y tomando la frecuencia de operación (2.5 KHz), tenemos:

$$R_W = 1/2\pi f C_W = 1/2\pi(2.5\text{KHz})(10^{-9} \text{ F}) = 6.366 \text{ K}\Omega \quad (5.16)$$

Sustituyendo los valores anteriores, obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$v_{o1} = \frac{v_{in}}{\sqrt{2}} \angle -45^\circ \quad (5.17)$$

$$v_{o2} = \frac{v_{in}}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ \quad (5.18)$$

Como se ve, al construir un puente de Wien con los valores especificados, se obtiene efectivamente un defasamiento de $\pi/2$ (90°) entre las dos señales (v_{o1} y v_{o2}). Aunque se da un defasamiento de 45° en ambas señales respecto a su fase original, lo importante es el defasamiento relativo entre ambas.

5.1.3-3 Etapa de acoplamiento

Una vez obtenidas dos señales defasadas 90° , se continúa el procesamiento analógico para obtener una señal variante en fase. Sin embargo, la salida del puente de Wien no permite la aplicación directa del sumador analógico, dada la impedancia de entrada de éste, ya que su funcionamiento se supuso integrado por un conjunto RC aislado. Cualquier elemento de carga adicional provocaría un funcionamiento distinto al requerido. Por ello es necesaria una etapa de acoplamiento que aisle el puente de Wien del resto del sistema. Un amplificador operacional configurado como seguidor de voltaje cubre este objetivo.

5.1.3-4 Sumador

Hecho lo anterior, se efectúa la suma de las señales con un amplificador operacional configurado como sumador inversor, con ganancia

unitaria. Se eligieron valores de 2.7 K Ω para las tres resistencias involucradas en el sumador, para evitar valores altos que facilitan la inducción de ruido.

5.1.3-5 Filtro

Por otro lado, es necesario filtrar la señal una vez sumada, para eliminar el ruido que pudiera infiltrarse al sistema. El ruido en esta señal es crítico, por que puede provocar que los cruces por cero sucedan en momentos diferentes a los normales. En un sistema altamente sensible como éste, una variación del cruce por cero de 0.2 microsegundos se interpreta como un desplazamiento de una micra. Así cualquier ruido que puede provocar diferencias de cruce por cero de esta magnitud debe eliminarse.

La señal suma tiene la misma frecuencia que sus componentes, 2.5 KHz. Se analizó esta señal en un analizador de espectros y se observó que tiene componentes armónicas de magnitud considerable en 1.25 KHz y en 5 KHz. Así se decidió eliminar el ruido mediante un filtro paso-banda con una frecuencia central de 2.5 KHz y una $Q = 5$, lo que elimina dichas componentes y produce una señal muy estable, como lo requiere el detector de fase. Además se proporciona una ganancia de 10, por que en esta etapa la amplitud de la señal aún es pequeña.

Los cálculos para el diseño del filtro, de acuerdo con lo anterior, son:

$$W_R = 2\pi(2.5 \text{ KHz}) = 15700 \text{ rad/s}$$

$$A_R = 10$$

$$Q = 5$$

$$C_1 = C_2 = C = 10 \text{ nF}$$

$$B = W_R/Q = (15700 \text{ rad/s})/5 = 3142 \text{ rad/s}$$

$$R_{19} = \frac{2}{BC} = \frac{2}{(3142)(10^{-8})} = 63 \text{ k}\Omega \approx 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_{18} = \frac{R_2}{2A_R} = \frac{63 \text{ k}\Omega}{2(10)} = 3.183 \text{ k}\Omega \approx 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = \frac{R_2}{4Q^2 - 2A_R} = \frac{63 \text{ k}\Omega}{4(5^2) - 2(10)} = 788 \Omega \approx 820 \Omega$$

5.1.3-6 Amplificador y detector de cruce por cero.

Finalmente, es necesario convertir esta señal senoidal en una señal cuadrada con niveles TTL, que son con los que trabaja el detector de fase. Para lograrlo se amplifica la señal, y se hace pasar por un detector de cruce por cero con histéresis. Esto con la finalidad de prevenir detecciones falsas de cruce por cero que desestabilizarían al sistema.

Para obtener una inmunidad al ruido de 50 mV, se calculan R_{H1} y R_{H2} (figura 5.6) de la siguiente manera:

$$V_{LT} = R_{H2}/(R_{H1} + R_{H2})V_{CC} \quad (\text{Voltaje de umbral})$$

$$\text{Sea } R_{H2} = 150 \Omega$$

$$R_{H1} = \frac{R_{H2}}{V_{LT}} (V_{CC}) - R_{H2} = \frac{150 \Omega}{0.05 \text{ V}} (12 \text{ V}) - 150 \Omega = 35.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{H1} = 35.8 \text{ k}\Omega \approx 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{H2} = 150 \Omega$$

La finalidad del arreglo de dos resistencias a la salida del amplificador operacional (R_{23} y R_{24}) es proporcionar una señal que varíe entre 0 y V_{cc} , en lugar de entre $-V_{cc}$ y V_{cc} , dándole el rango de valores compatibles con circuitos TTL.

5.2 SUBSISTEMA DIGITAL

Una vez generada en el módulo analógico la señal correspondiente, que contiene la información sobre el desplazamiento del sensor, se procede a darle un manejo digital. Este consiste en utilizar dicha señal como entrada a un circuito digital secuencial, cuyos estados dependerán de la señal analógica, y cuya salida será el desplazamiento efectuado expresado digitalmente.

5.2.1 GENERADOR DE LAS SEÑALES DE SINCRONIA

Este módulo tiene como función producir las señales necesarias para sincronizar el funcionamiento del sistema. Estas son el reloj (Ck), el reloj doble (2Ck) y la excitación del generador de corriente (V_F , fig 5.8).

Es necesario contar con una sincronización de una frecuencia muy estable, dado que la resolución del sistema depende directamente de la frecuencia de operación. Por tanto, se decidió construir un oscilador de cristal. Este proporciona la señal 2Ck, la cual se divide entre dos mediante un biestable tipo D para obtener la señal Ck (ver figura 5.8). 2Ck es una señal cuadrada de 10 MHz, de la que se obtiene una señal Ck de 5 MHz, ambas con un ciclo de trabajo del 50%.

La señal V_F debe oscilar a una frecuencia 2000 veces menor que la frecuencia del reloj (2.5 KHz), esto es lo que da una resolución de $2\text{mm}/2000 = 1 \mu\text{m}$. V_F es una señal cuadrada simétrica que hará que la corriente del primario (y del secundario) del *inductosyn* trabajen en sincronía con el resto del sistema. Es importante que su ciclo de trabajo sea exactamente del 50% , porque alimentará a un filtro paso-bajas, que la transformará en una señal senoidal, ya que un ciclo de trabajo del 50% introduce un menor número de componentes armónicas indeseables.

De esta forma, para obtener V_F debe tenerse un divisor de frecuencia, un contador, de módulo 2000, cuyas salidas deben decodificarse para obtener un ciclo de trabajo del 50% exactamente, como se muestra en la figura 5.8.

El contador proporciona la frecuencia necesaria (2.5 KHz). Sin embargo, su salida "carry out" se activa durante un período igual a la duración del ciclo de reloj (señal Ck), y se requiere una señal con un ciclo de trabajo del 50%, por lo que esta señal no es útil directamente. El multiplexor se encarga de generar dos señales, que se activan en los momentos correspondientes a los flancos de la señal cuadrada deseada, decodificando las salidas decimales del contador. Estas señales tampoco tienen un ciclo de trabajo del 50%, sin embargo, ocurren en el momento preciso del flanco deseado. Aplicándolas como entradas a un biestable tipo RS, obtenemos como salida del biestable la señal deseada, ya que cuando una de las entradas se activa provoca un flanco positivo, y la salida del biestable permanece en estado alto hasta que la segunda señal se active.

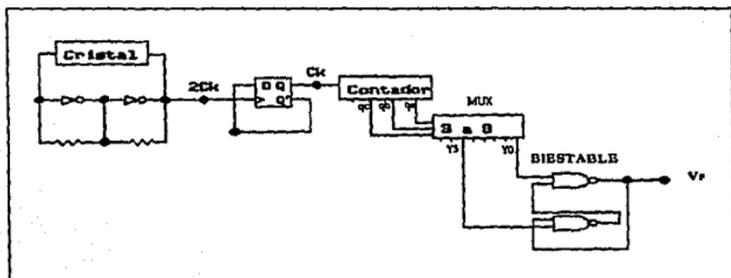


Fig. 5.8. Generador de reloj

5.2.2 DETECTOR DE FASE

La información de la fase de una señal digital está contenida en sus flancos de subida y de bajada. Cuando ésta permanece en un nivel lógico fijo no puede proporcionar ninguna información al respecto. De esta forma, para comparar la fase de dos señales digitales basta comparar el momento en que el mismo tipo de flanco ocurre en ambas. Si las dos señales tienen el mismo ciclo de trabajo, pueden tomarse tanto los flancos positivos como los negativos. Sin embargo, si su ciclo de trabajo es diferente, aunque el borde negativo coincida en ambas señales, el positivo no lo hará y vice-versa, por lo que en este caso sólo debe tomarse uno de los flancos.

En forma general, la señal proveniente del *inductosyn* (V_H) tendrá un ciclo de trabajo del 50%, y la señal de retroalimentación para el detector de fase (V_{FB}) tendrá un ciclo de trabajo menor a 50%, por lo que la diferencia de fases se tomará considerando únicamente uno de los bordes (el negativo) de las señales.

La función de detector de fase consiste no sólo en determinar si la fase de la señal V_{FB} está adelantada o retrasada respecto a la del *inductosyn*, en caso de existir una diferencia de fase entre ellas, sino también en que magnitud (temporal), lo cual se traducirá en una mayor o menor generación de pulsos de adelanto o atraso de fase.

De acuerdo a lo anterior, se propone un circuito digital secuencial, cuyas entradas son las señales digitales C_k y $2C_k$ y que cuenta con dos salidas: una de ellas (E) se activa cuando V_{FB} está atrasada respecto al *inductosyn* y la otra (L) se activa cuando está adelantada (figura 5.9). Ambas permanecen activas durante el tiempo que dura la diferencia de fase, es decir, desde la ocurrencia del borde negativo en una hasta la ocurrencia del borde negativo en la otra.

Un detector de fase ideal no proporciona ninguna señal de salida si la diferencia de fase entre sus entradas es cero, mientras que debe generar salidas positivas y negativas si ocurre una desviación de fase.

Las formas de onda de la figura 5.9 satisfacen estos requisitos:

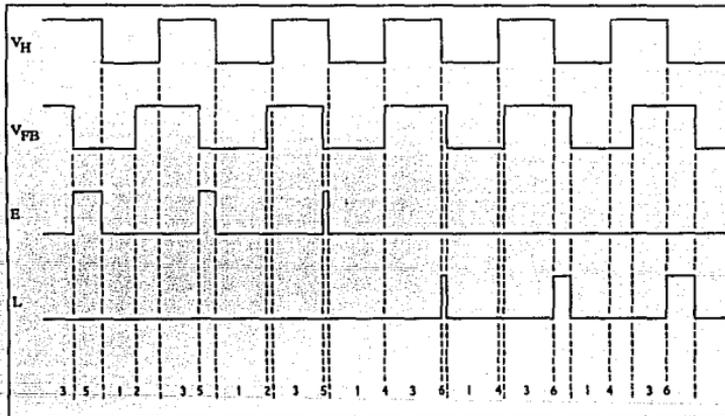


Fig. 5.9. Formas de onda del detector de fase

Si la señal V_{FB} se adelanta en fase respecto a V_H , aparecen pulsos E que provocan que el sistema retrase su fase. Si la fase de V_{FB} se atrasa en cambio, se generan pulsos L que tienden a adelantar la fase del sistema retroalimentado.

Se debe diseñar ahora un detector de fase, utilizando técnicas de diseño lógico secuencial asíncrono para producir las salidas mostradas. Las ondas de diseño anteriores pueden representarse mediante el siguiente diagrama de flujo lógico de señales

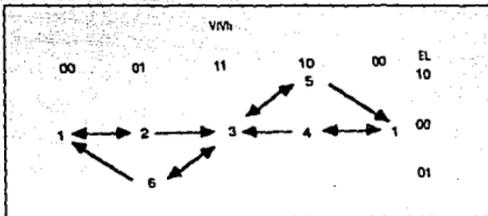


Fig. 5.10. Diagrama de flujo lógico

El diagrama de flujo lógico de señales tiene las siguientes características:

1. Muestra las transiciones que ocurren debido a determinadas entradas y salidas.
2. Permite evaluar la salida para cualquier secuencia de entrada.
3. Es posible evaluar el funcionamiento del circuito visualmente. Si V_{FG} está adelantada respecto a V_H la secuencia de entrada fluye de izquierda a derecha y sólo se producen pulsos E. Si por el contrario está atrasada, el flujo es de derecha a izquierda y sólo ocurren pulsos de tipo L.

Del diagrama de flujo lógico se obtuvo la siguiente tabla de flujo

Tabla 1: Tabla de flujo

VFBVH				
00	01	11	10	EL
1	2	3		00
1	2	3		00
	6	3	5	00
1		3	4	00
1		3	5	10
1	6	3		01

La tabla de flujo primitiva puede ahora mezclarse para proporcionar una tabla de flujo mezclada que puede entonces utilizarse para obtener las siguientes ecuaciones booleanas para el circuito:

$$F = V_F V_H + f V_H + f V_F$$

$$E = F V_F V_H'$$

$$L = F V_F' V_H$$

Cabe mencionar que en las ecuaciones anteriores, f es la misma señal que F . Aunque corresponden al mismo punto, se considera el caso en que una entrada cambia. El nuevo estado de F toma algún tiempo en propagarse a través del circuito, y durante ese tiempo, la señal F nueva y la señal f presente bien pueden variar. De esta forma se diferencia la salida (F) de la entrada (f), siguiendo la convención para la descripción de circuitos secuenciales asíncronos.

El diagrama del circuito correspondiente se muestra en la figura 5.11.

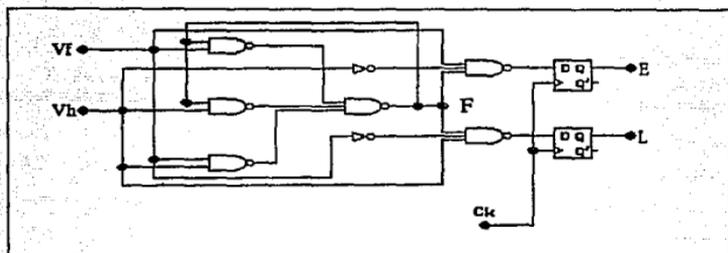


Fig. 5.11: Detector de fase

Como puede observarse este es un circuito secuencial asíncrono. Sin embargo, es necesario hacer que el sistema completo funcione respetando los tiempos de transición del sistema, por lo que a la salida del circuito anterior se coloca una etapa de sincronización. Esta consiste en un par de biestables tipo D, la entrada de datos de cada uno de los cuales es la salida asíncrona, y que funciona controlado por el reloj del sistema Ck , por lo que su salida se activará en intervalos múltiples del ciclo de reloj, permitiendo un funcionamiento síncrono con el resto del sistema.

El circuito es capaz de detectar diferencias de fase mínimas correspondientes a un ciclo de reloj, es decir, se determina que las señales están en fase si su borde negativo ocurre dentro del mismo ciclo de reloj, de manera que la resolución mínima del sistema depende de la frecuencia de reloj aplicada.

Se logra una alta resolución haciendo que el sistema funcione a una frecuencia n veces mayor que la frecuencia aplicada al *inductosyn*, como se verá más adelante.

5.2.2.1 CONVERTIDORES FASE-PULSO Y PULSO-FASE

Dada la estrecha relación entre el convertidor fase-pulso y el pulso-fase, se decidió considerarlos juntos en la etapa de diseño.

La función de ambos en conjunto es generar una señal modulada en fase (V_{FB}), figura 5.12, que siga a la señal de referencia del *inductosyn* (V_H). Si el detector de fase indica mediante sus salidas que la señal V_{FB} está adelantada respecto a V_H , se debe modificar V_{FB} de forma que se atrase, hasta que las fases de ambas se igualen, e igualmente si V_{FB} está atrasada debe hacerse que se adelante.

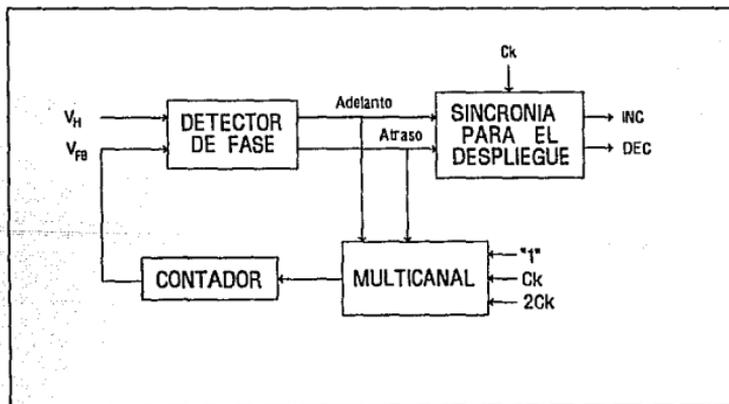


Fig. 5.12. Subsistema digital básico

Esto puede lograrse con un divisor de frecuencia, es decir, un contador (figura 5.13). Tomando como salida a la señal V_{FB} , podemos controlar la fase de dicha señal con los pulsos de entrada a dicho contador. Si son muchos los

pulsos de entrada (el contador es unidireccional), la fase de la señal se adelantará, y recíprocamente, si los pulsos de entrada son poco numerosos, su fase se atrasará. Para mantener la fase inalterada, se deben ingresar pulsos continuamente a una frecuencia fija.

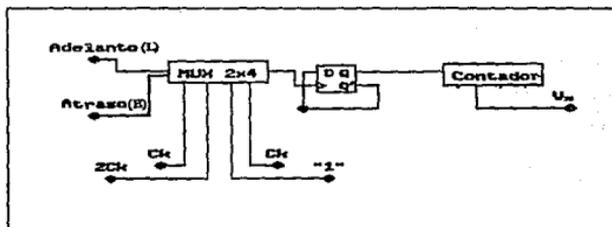


Fig. 5.13. Convertidores

De esta forma, se tiene un contador que recibe continuamente pulsos que lo hacen incrementar su valor. Si el detector de fase señala una diferencia de fase, ya sea esta positiva o negativa, será necesario modificar la fase de V_{FB} en la misma magnitud. Esto significa que a la secuencia de pulsos de entrada del contador hay que añadir o eliminar determinado número de pulsos que se manifestarán a la salida como la corrección de la fase deseada.

Tomando como base el período de un ciclo de reloj (Ck), si la diferencia de fase es de un Ck , debe agregarse o eliminarse un pulso, ya que un pulso añadido o sustraído provocará que el siguiente borde negativo de la señal ocurra un ciclo de reloj antes o después, respectivamente, igualándose las fases. Esto significa que durante el tiempo que se detecte una diferencia de fase, debe agregarse o eliminarse un pulso por cada pulso de los que en condiciones normales aparecerían.

Prácticamente, cuando debe adelantarse la señal, agregar un pulso significa doblar la frecuencia de los pulsos de entrada, y eliminarlo significa eliminar por completo el flujo de pulsos, haciendo la frecuencia igual a cero. Esto únicamente durante el período de tiempo en el que se manifiesta la diferencia de fases. Lo anterior significa que si la frecuencia de operación es de 5 MHz, momentáneamente debe cambiarse a 10 MHz o a 0 Hz, dependiendo del caso, es decir $5 \text{ MHz} \pm 5 \text{ MHz}$. De ahí la necesidad de contar con la señal 2Ck, cuya frecuencia es de 10 MHz.

De esta forma, podemos multicanalizar varias entradas de diferentes frecuencias (0, 5 MHz y 10 MHz) y seleccionar la frecuencia necesaria, de acuerdo con las condiciones de operación indicadas por el detector de fase, utilizando un multiplexor (figura 5.13). Este proporciona como entradas al convertidor fase-pulso dos señales activas altas de duración proporcional al desfase encontrado. Podemos utilizarlas como líneas de selección al multiplexor antes mencionado y así se proporcionará un flujo de pulsos al contador que durará el tiempo que dure activa la salida del detector de fase, proporcionando la frecuencia adecuada.

Es necesario, sin embargo, considerar la sincronía de las señales de entrada al multiplexor. Si al efectuar un cambio de frecuencia se da un cambio no sincrónico, puede ocurrir que estando la salida del multiplexor en un nivel alto, cambie momentáneamente a un nivel bajo y regrese a su nivel alto original, debido a que los flancos de la primera señal no coinciden con los de la segunda. Por ello se utilizan las señales 2Ck y Ck, ya que Ck se obtiene directamente de 2Ck.

Para la frecuencia de 0 Hz, se debe conectar la entrada correspondiente a Vcc. Esto por que el comportamiento normal del circuito indica que la señal sufre un cambio de frecuencia con el borde positivo de la señal, por lo que su

estado al darse el cambio es alto. Conectarla a tierra también equivale a una frecuencia de 0 Hz, pero provocaría un borde negativo, lo que equivale a estar fuera de sincronía.

Puede decirse de lo anterior que el multicanal actúa como convertidor fase-pulso y el contador como convertidor pulso-fase.

5.2.3 DESPLIEGUE DE INFORMACION

El módulo de despliegue de información puede considerarse como un convertidor fase-código, considerando como código la información digital paralela en formato BCD. La información se actualiza con una frecuencia de 2.5 KHz, que corresponde a la duración del ciclo de detección de fase.

En la figura 5.14 se muestra el diagrama esquemático del circuito planteado.

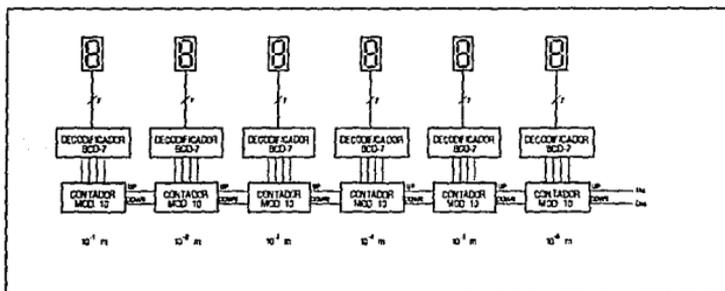


Fig. 5.14. Despliegue de información

Este convertidor recibe pulsos del circuito seguidor de fase, pulsos que pueden ser de atraso o adelanto (Dec e Inc). Su función es únicamente sumar

y substraer los pulsos, presentando la cuenta total en un sistema de despliegue numérico, convirtiendo su entrada serial en una salida en paralelo.

Un contador de décadas tipo "UP-DOWN" cumple con estos requisitos, acoplado a sus salidas un despliegue (mediante un decodificador BCD a 7 segmentos) se tiene la información en forma visual. Este contador es de tipo multietapa (una década por etapa), de forma que la etapa menos significativa contiene en sus salidas el número correspondiente a las micras, el siguiente decenas de micras, el siguiente décimas de milímetros, y así sucesivamente. Pueden colocarse tantas etapas como se desee, pero en este caso se limita el número a 6.

Cada pulso recibido corresponderá a un desplazamiento (positivo o negativo) de 1 micra. De esta forma, el primer contador proporciona el desplazamiento en micras (10^{-6} m), el segundo, decenas de micras (10^{-5} m), y así sucesivamente (figura 5.14)

5.2.4 ETAPA DE COMPATIBILIDAD

Como se mencionó antes, este sensor debe poder sustituir a los dispositivos ópticos de medición ya existentes en los centros de maquinado. Por ello es necesario generar señales de control que contengan la información sobre el desplazamiento, compatibles con este tipo de dispositivos.

Los dispositivos ópticos generan dos señales de salida, que, de acuerdo a sus valores lógicos, determinan el desplazamiento efectuado. De esta forma, si se reciben pulsos incrementales positivos, los valores de estas dos señales variarán, a partir de un estado inicial 10, 11, 01, regresando finalmente a 00. Si los pulsos son negativos, se recorrerá la secuencia en sentido contrario.

Esto se ilustra en la figura 5.13 mediante el diagrama de flujo lógico, que determina el funcionamiento de esta etapa:

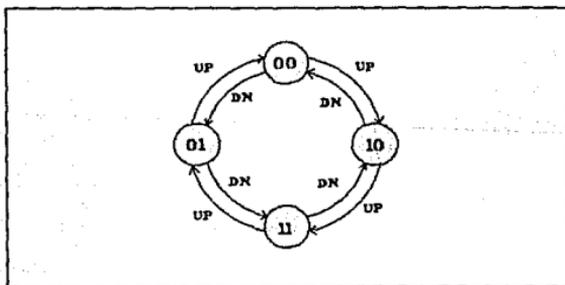


Fig. 5.15. Diagrama de flujo lógico de la etapa de compatibilidad

A partir del diagrama anterior, se obtiene la tabla de estados correspondiente:

ENTRADAS		ESTADO		ESTADO SIG		SALIDAS	
UP	DN	A	B	A	B	DA	DB
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1
0	1	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	1	1
1	0	1	1	0	1	0	1
1	1	0	0	*	*	*	*
1	1	0	1	*	*	*	*
1	1	1	0	*	*	*	*
1	1	1	1	*	*	*	*

Tabla 2: Tabla de estados

De la tabla anterior se obtienen las siguientes ecuaciones booleanas:

$$DA = UP \cdot B' + DN \cdot B \quad (5.24)$$

$$DB = DN \cdot A' + UP \cdot A \quad (5.25)$$

Las salidas se denominan DA y DB por ser estas provenientes de biestables tipo D. Cabe mencionar que el análisis anterior se hizo para biestables tipo D, J-K y T, resultando el menor número de compuertas necesarias para el tipo D.

En la figura 5.14 se muestra el diagrama del circuito lógico que realiza las operaciones mostradas en las ecuaciones (5.24) y (5.25).

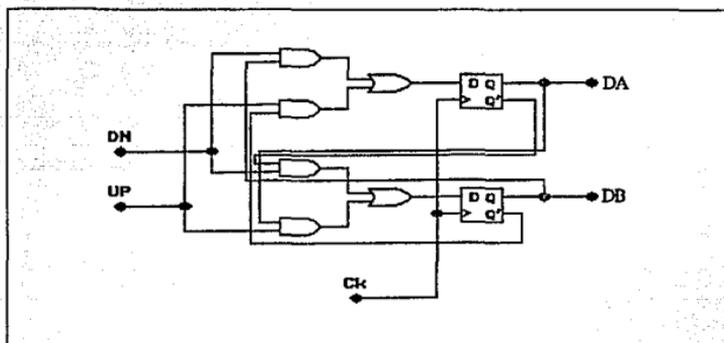


Fig. 5.16. Etapa de compatibilidad

6. PRUEBAS Y RESULTADOS

Este es un sensor de desplazamiento de tipo incremental, es decir, no mide la posición absoluta, sino la relativa, a partir de un punto de referencia. Esto significa que si se desplaza el sensor desde una posición x_1 a otra x_2 , y se regrese después a la posición inicial x_1 , el sensor debe indicar el mismo número que cuando por primera vez estuvo en la posición x_1 . De lo contrario, los pulsos positivos no se estarían considerando en la misma magnitud que los negativos. Se efectuó esta prueba, con resultados satisfactorios.

Como se mencionó anteriormente, existen dos configuraciones básicas de generadores de fase electromecánicos. También se mencionó que el sistema utilizado corresponde al tipo monofásico. Sin embargo, la propuesta inicial fue el tipo bifásico. Originalmente el sistema se diseñó de acuerdo a esta especificación, como se ilustra en el diagrama de la figura 6.1. En ella se muestra la excitación de dos fases. De la figura, vemos que el divisor de frecuencia tiene tres señales de salida, que son la señal de referencia alta y dos señales de referencia baja, defasadas 90° entre sí. Las tres son señales cuadradas obtenidas por medios digitales. A través de modificadores de forma se convierten las señales bajas en ondas senoidales, triangulares u otras propias para la excitación del generador de fase. En algunas aplicaciones, las ondas cuadradas pueden usarse directamente y no es necesario utilizar un modificador de forma.

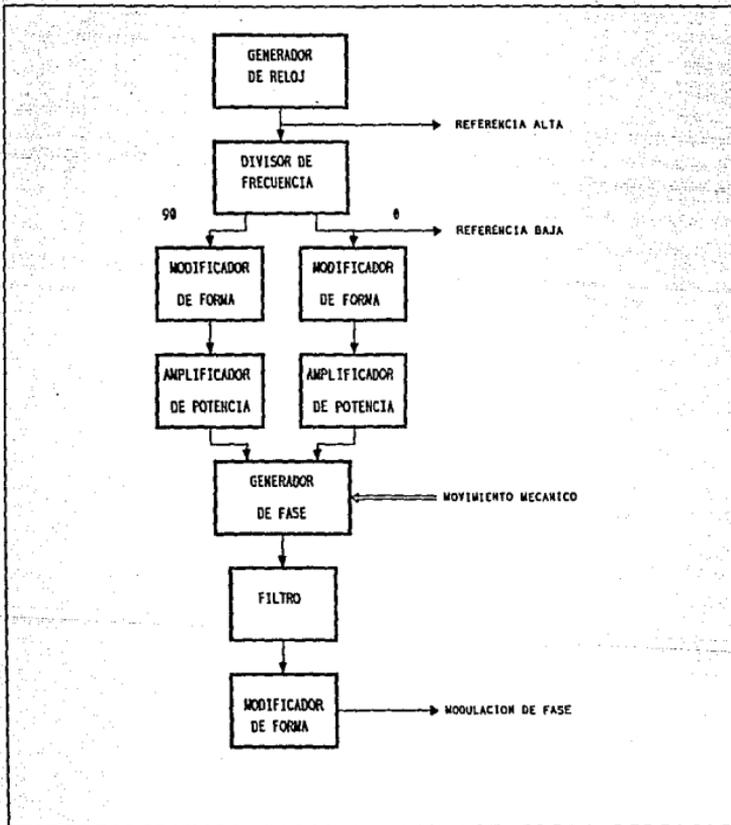


Fig. 6.1. Generador de fase bifásico

La excitación de generadores de fase de tipo *Inductosyn* mediante señales periódicas no senoidales es aceptable para frecuencias de excitación

de entre 2 y 10 KHz y simplifica notablemente los circuitos de excitación. Los circuitos de potencia para onda tanto cuadrada como triangular tienen la capacidad de mantener con precisión una diferencia de fase de 90°, y hasta sus amplitudes muestran desviaciones mínimas en condiciones de operación. La señal de salida contiene todas las armónicas incluidas en las señales de excitación. El filtro mostrado debe ser estable y de gran calidad.

Ambos métodos (el monofásico, explicado anteriormente, y el bifásico) fueron evaluados en prototipos de laboratorio, llegándose a la conclusión de que la excitación monofásica es más apropiada para este tipo de sistemas. El motivo principal fue el ruido inducido en el transductor.

En el sistema bifásico, el primario tiene una longitud pequeña, siendo el secundario un circuito impreso de longitud mayor. En el área en la que coinciden ambos se induce la señal deseada, pero el resto del circuito está expuesto únicamente al ruido ambiental.

El sistema monofásico es tal que el primario es el circuito de mayor extensión, y el secundario el menor. De esta forma, toda la extensión del secundario está sujeta a la inducción del primario, que es mayor al ruido que pueda existir. Esto reduce notablemente el ruido del sistema.

Por lo anterior se optó por configurar al *inductosyn* como un generador de fase con un devanado primario y dos devanados secundarios.

Una vez construido el modelo de laboratorio, se diseñó un método para probar el sistema. Someter a prueba a un sistema como este no es algo sencillo. No puede efectuarse el desplazamiento manualmente, ya que se transmitiría al sensor hasta el menor movimiento involuntario, y el paralelismo de los dos devanados del *inductosyn* no podría garantizarse, causando una lectura errónea.

Por lo anterior se decidió montar el sensor en una máquina de control numérico, en la que se programarían desplazamientos, provocando el desplazamiento del *inductosyn*, y proporcionando una lectura de referencia. Se optó por este camino debido a dos razones: Una máquina de control numérico, por su construcción, es un cuerpo muy sólido, prácticamente inmune a movimientos ajenos al propio desplazamiento de la máquina, lo que permite realizar las pruebas sin perturbaciones externas. Por otro lado, la máquina elegida tiene la capacidad de efectuar desplazamientos del mismo orden de magnitud que el sensor aquí planteado. Esto proporciona una referencia con base en la cual puede determinarse la fidelidad del sistema *inductosyn*. La máquina de control numérico usada se encuentra en los talleres del Instituto de Ingeniería.

Para realizar el montaje fue necesario construir un soporte mecánico capaz de sujetar uno de los devanados del *inductosyn*, que por otro lado pudiera acoplarse al brazo mecánico de la máquina CN, diseñado este para sujetar herramientas. Se fabricó con acrílico y una placa de acero, y se sujetó a la máquina mediante un tornillo soldado a la placa antes mencionada, con el fin de preservar la solidez mecánica en el experimento. El otro devanado se fijó a la mesa de la máquina CN.

Se programaron desplazamientos en incrementos de 100 micras, cubriendo una distancia de 1 cm, que equivale a cinco ciclos completos de defasamiento entre inductores del *inductosyn* ($x_0 = 2\text{mm}$). Esto con el fin de observar los errores periódicos que pueden surgir en la medición, y que seguirían un patrón igual en cada ciclo.

Finalmente, se efectuó la medición en sentido contrario, recorriendo de nuevo la distancia anterior (1 cm) hasta llegar al punto inicial, como forma de definir la precisión del sistema.

En la figura 6.2 se muestra la gráfica obtenida del experimento explicado.

De la gráfica se obtuvieron los siguientes datos estadísticos:

Desplazamiento directo:

Total de puntos de datos	100
Valor mas bajo	-23.23
Valor mas alto.....	30
Media	10.73
Mediana	17
Desviación típica	15.87
Coefficiente de correlación.....	-0.09453
Cuadrado del coeficiente de correlación	0.008936

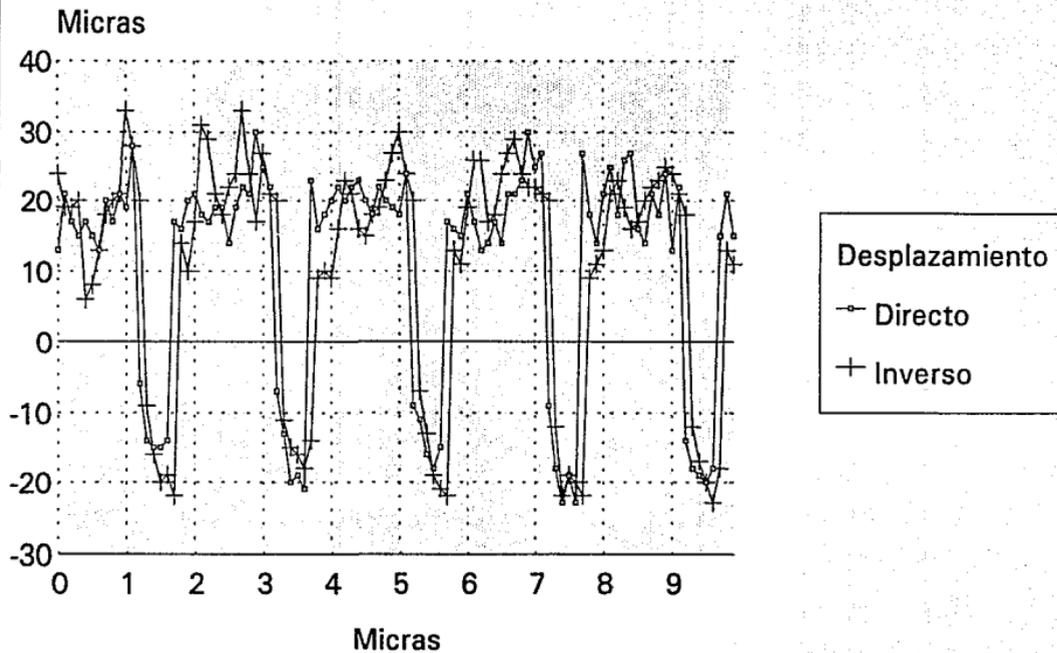
Desplazamiento inverso:

Total de puntos de datos	100
Valor mas bajo	-23
Valor mas alto.....	33
Media	10.55
Mediana	18
Desviación típica	16.92
Coefficiente de correlación.....	-0.1260
Cuadrado del coeficiente de correlación	0.01588

Fig. 6.2. GRAFICA DE ERRORES
Sistema inductosyn

60

Pruebas y resultados



7. CONCLUSIONES

Se implementó de manera eficaz un *inductosyn* en la forma de dos circuitos impresos. Su funcionamiento resultó satisfactorio, lo que constituye una innovación respecto a otros tipos de transductores de desplazamiento.

La salida del sensor se suministrará, por lo general, a un sistema de control computarizado que muestreará la salida numérica de este sensor. En este caso, pueden aplicarse filtros digitales por *software* dentro del equipo de cómputo para control, con el fin de eliminar el ruido que pueda infiltrarse al sistema.

El circuito debe su correcto funcionamiento al detector de fase. Este es el núcleo del subsistema digital, mediante el cual se convierten diferencias de fase en pulsos eléctricos. Su eficacia radica en que se comporta de manera similar a un PLL, pero de una forma totalmente digital, lo que permite cuantificar con una alta resolución el defasamiento efectuado sin perder información.

Por otro lado, del análisis de la gráfica de la figura 6.2, se puede concluir lo siguiente: el sistema funciona adecuadamente dentro de ciertos límites, lo que corrobora la validez del principio de funcionamiento, aunque es clara la necesidad de mejorar su desempeño.

Se observa que los errores son aproximadamente constantes durante la mayor parte del recorrido, sin embargo, periódicamente los errores incrementan su magnitud notablemente, regresando al cabo de cierta distancia a su valor normal. Este es uno de los errores periódicos

mencionados en el capítulo anterior. La frecuencia de repetición corresponde a desplazamientos de 2 mm, es decir, este error se repite una vez en cada ciclo de 2mm (equivalente a la distancia entre inductores análogos del *inductosyn*), y en cada ciclo el error se presenta en la misma posición relativa. Dada su repetibilidad se atribuye su presencia a factores tales como la geometría del sensor, aunque también se considera aquí la incorrecta calibración del equipo. Sin embargo, el conocimiento de su comportamiento periódico permite plantear métodos para compensar estos errores.

Otro punto que debe mencionarse es el relativo a la diferencia de comportamiento del sensor cuando el desplazamiento se realiza en uno u otro sentido. Al examinar la gráfica de la figura 6.2, se observa una diferencia pequeña, que asemeja un corrimiento de las dos curvas. La forma de ambas es, sin embargo, igual. De lo anterior se concluye que existe un efecto de histéresis mecánica en el soporte mecánico del sensor, por lo que, aunque pequeño, este no es atribuible al sensor.

A partir de los experimentos efectuados, pueden proponerse algunas soluciones para reducir los errores obtenidos. En principio se puede tratar de reducir el ruido eléctrico que se infiltra al sistema con otro tipo de filtros, así como mejorar la calidad de las señales analógicas utilizando componentes de mejor calidad. Esto, sin embargo, probablemente no se reflejará en una disminución importante en los errores de medición.

Una alternativa que sí puede mejorar notablemente el desempeño del sensor, es el manejo de los errores periódicos. Dado que estos son previsibles, se reduce grandemente la dificultad para eliminarlos. Se propone añadir al sistema una memoria ROM en la que se almacenará la información del comportamiento del sensor correspondiente a un ciclo de 2 mm, distancia sobre la que se repiten estos errores. Conociendo la diferencia entre el valor

real y el valor medido, puede efectuarse la compensación sumando al valor medido dicha diferencia, resultando una salida libre de errores periódicos.

Este método tiene la ventaja de no necesitar refinamientos extraordinarios en el sistema para mejorar su comportamiento. Por el contrario, este es un método directo, y aplicándolo al sistema en su estado actual pueden obtenerse muy buenos resultados. Por otro lado, la tendencia actual de la electrónica favorece la utilización de métodos digitales, por lo que este método se considera el más apropiado para compensar los errores periódicos.

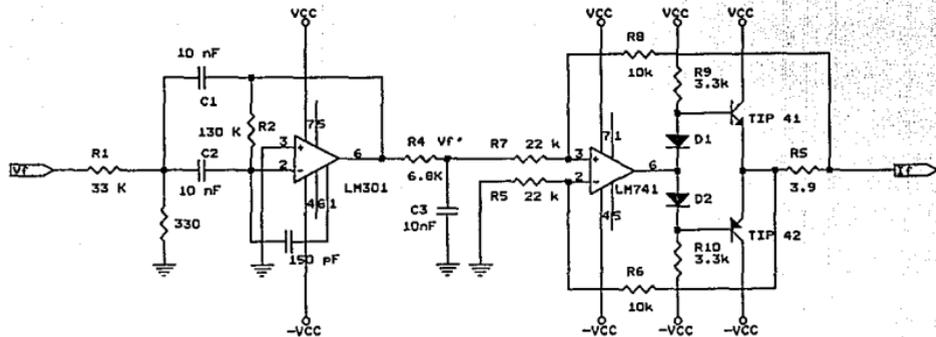
8. BIBLIOGRAFIA

1. **Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales**, Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll, Prentice Hall, México, 1987
2. **CMOS Logic Data**, Motorola Inc., U.S.A., 1991
3. **Designing with TTL Integrated Circuits**, Texas Instruments Incorporated, Tokio, 1981
4. **Fundamentals of digital logic design, with VLSI applications**, Douglas A. Pucknell, Prentice Hall, 1990
5. **Transductores y medidores electrónicos**, Varios autores, Marcombo Boixareu editores, Barcelona, 1987
6. **Electronics of Measuring Systems**, Tran Tien Lang, John Wiley & Sons, Gran Bretaña, 1987

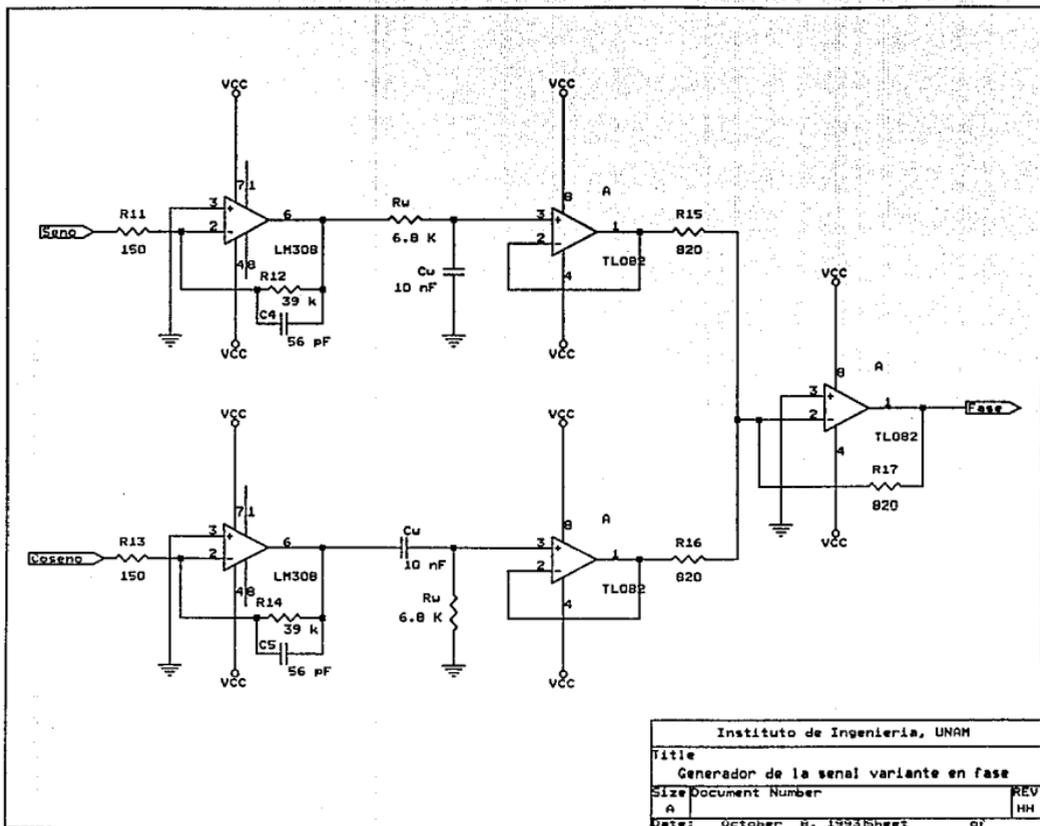
APENDICE 1: DIAGRAMAS ELECTRONICOS

A continuación se muestran los diagramas electrónicos de todos los circuitos descritos en el texto. Son análogos a los diagramas utilizados en la descripción del sistema. Sin embargo, los circuitos aquí presentados contienen toda la información necesaria relativa a su construcción física, como los números de los circuitos integrados utilizados, los valores de los componentes, las conexiones entre módulos, etc.

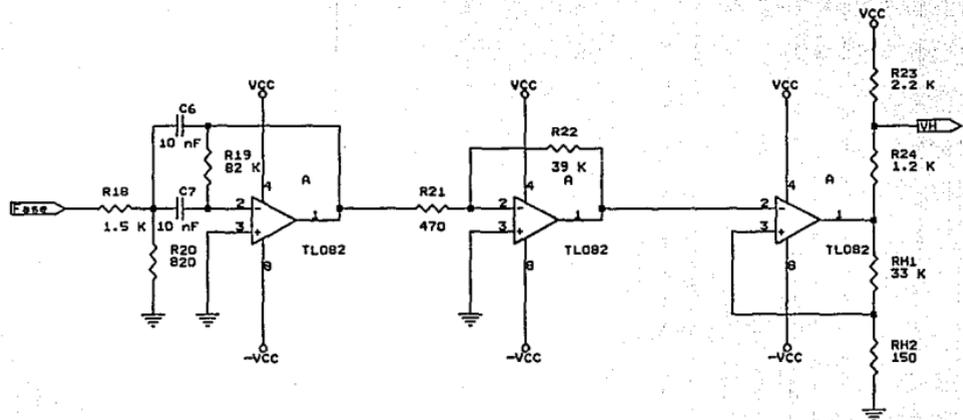
Estos diagramas se realizaron en OrCad, versión 4.01, el cual además permitió verificar las conexiones eléctricas entre los componentes, así como exportar un archivo de la red de nodos eléctricos a otro paquete para la construcción del circuito impreso.



Instituto de Ingeniería, UNAM	
Title	
Filtro y etapa de potencia	
Size Document Number	
A	REV
	HH
Date: October 21, 1993	Sheet or

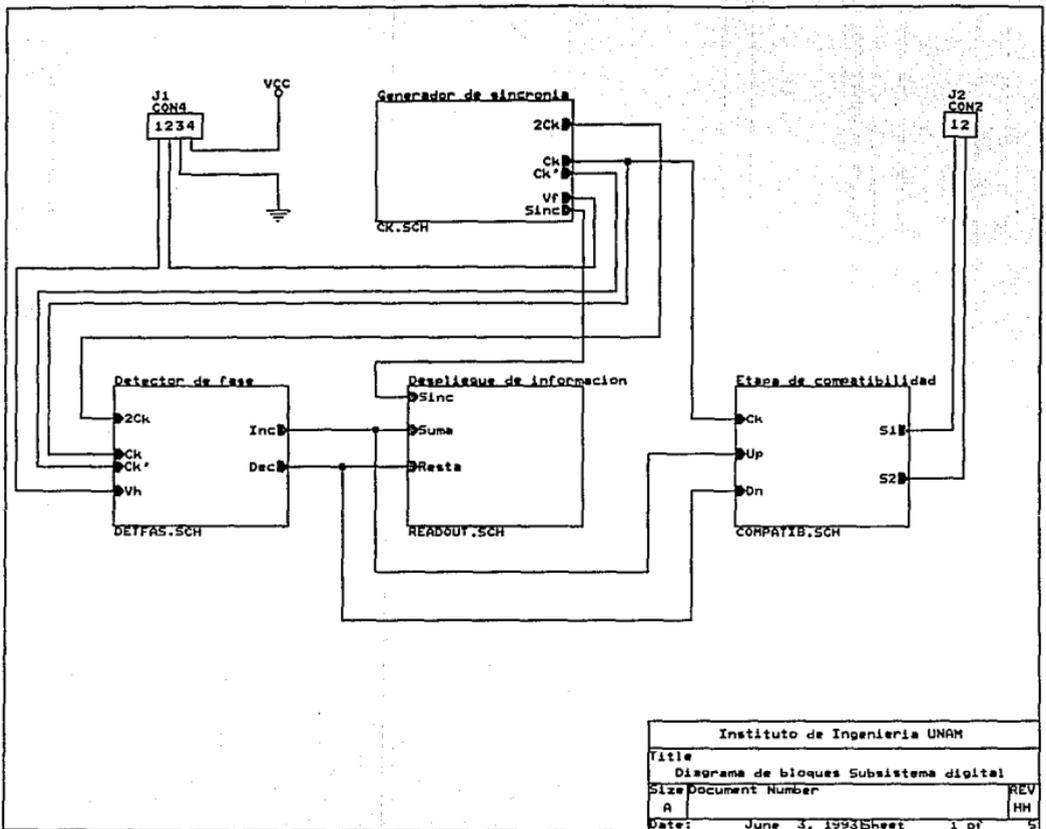


Instituto de Ingeniería, UNAM		
Title		
Generador de la señal variante en fase		
Size	Document Number	REV
A		HH
Date:	October 8, 1993	shwet 07

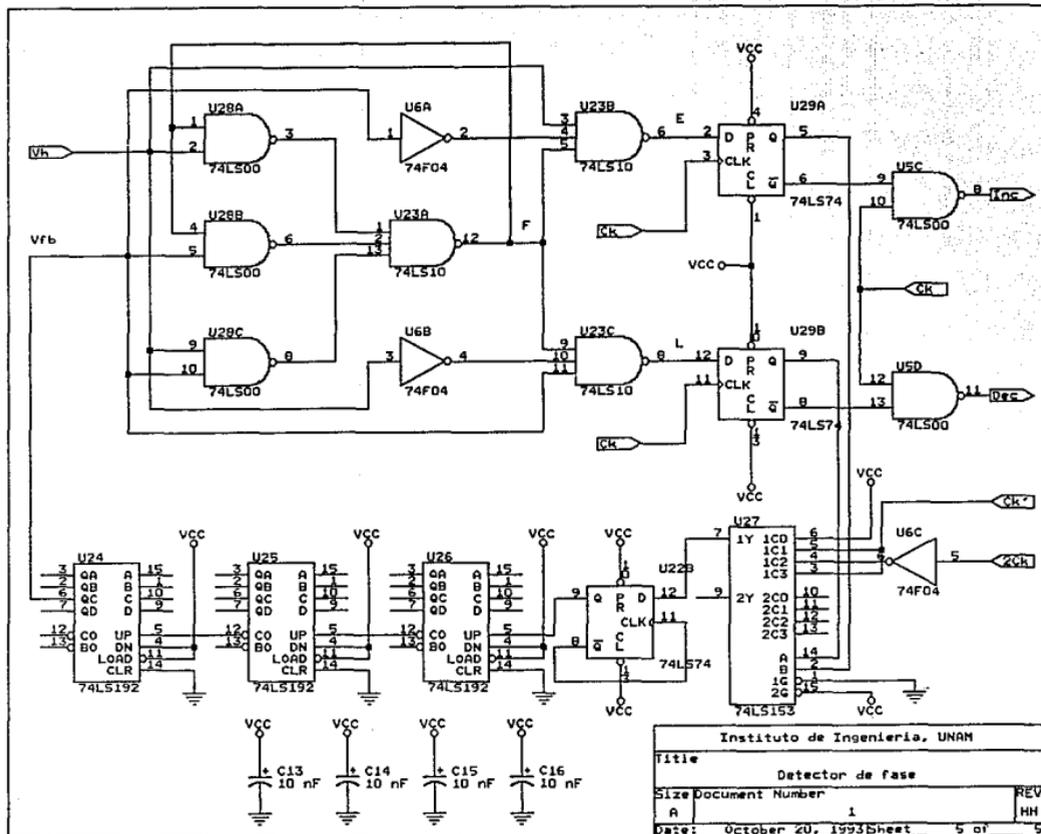


Instituto de Ingeniería, UNAM	
Title Procesamiento de la señal analógica	
Size Document Number	
A	REV HH
Date: October 8, 1993 Sheet of	

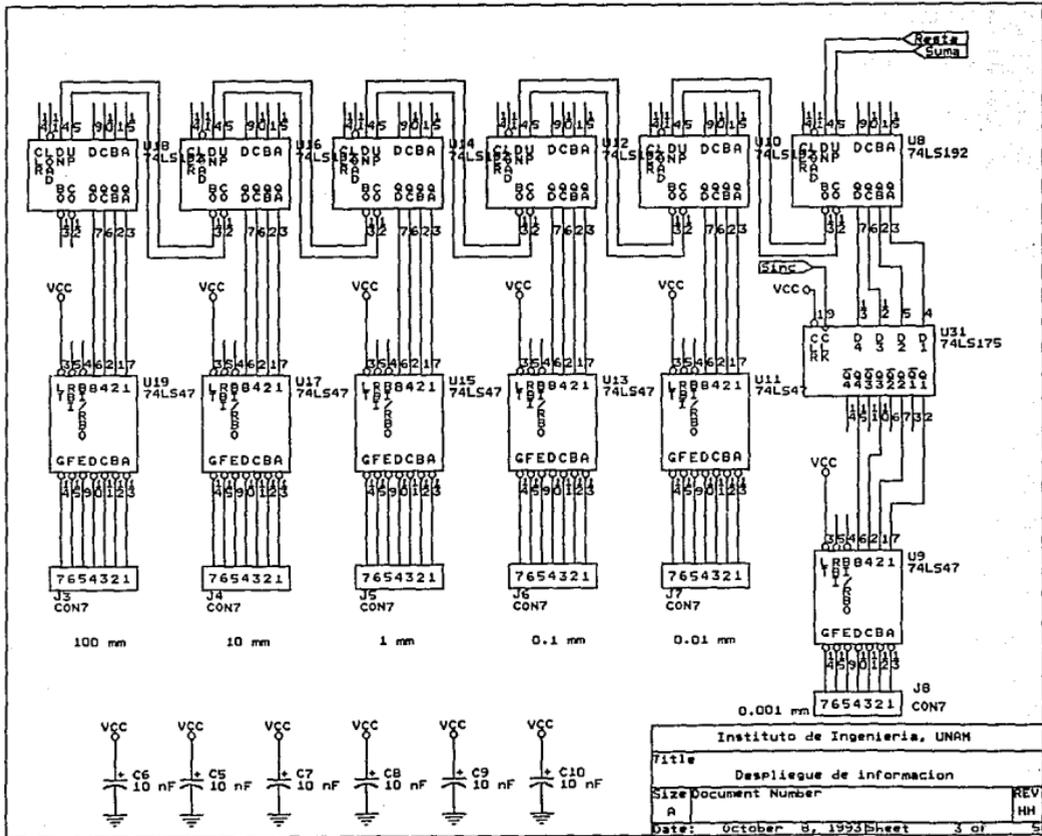
ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

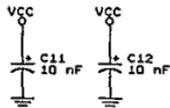
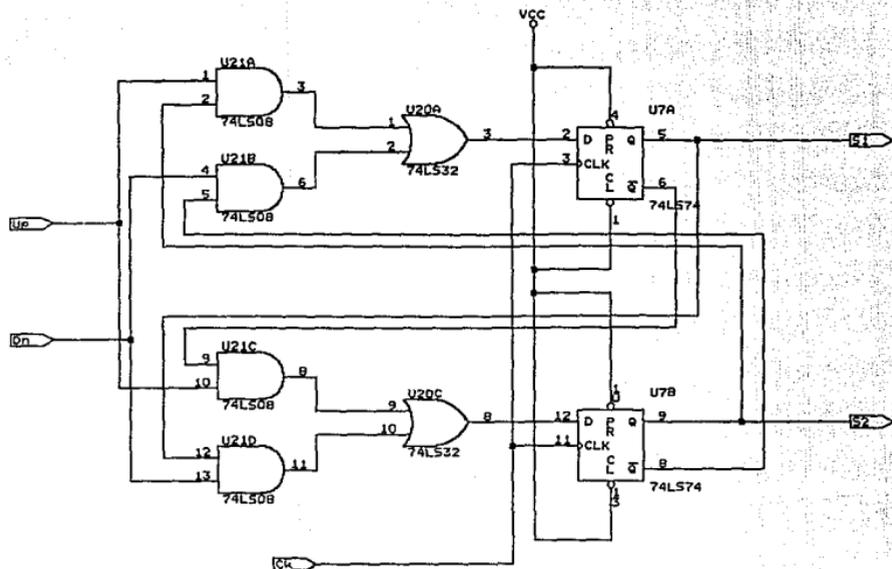


Instituto de Ingeniería UNAM	
Title	
Diagrama de bloques Subsistema digital	
Size	Document Number
A	
Date:	June 3, 1993 Sheet 1 of 5
REV	HH



Instituto de Ingeniería, UNAM		
Title	Detector de fase	
Size	Document Number	REV
A	1	HH
Date:	October 20, 1993	Sheet 5 of 5

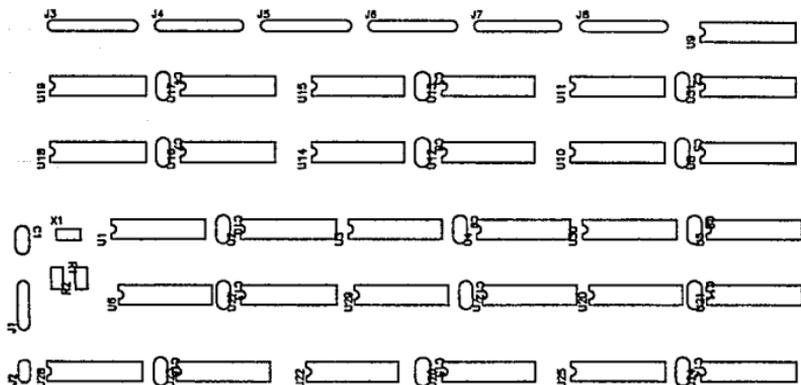




Instituto de Ingeniería, UNAM	
Title	Etapas de Compatibilidad
Size	Document Number
A	REV HH
Date:	October 8, 1993 Sheet 2 of 5

APENDICE 2: MAPA DE COMPONENTES

El mapa de componentes define la posición de cada elemento en el circuito impreso. Los componentes corresponden a los mostrados en los diagramas electrónicos, lo que facilita su localización en el circuito real.

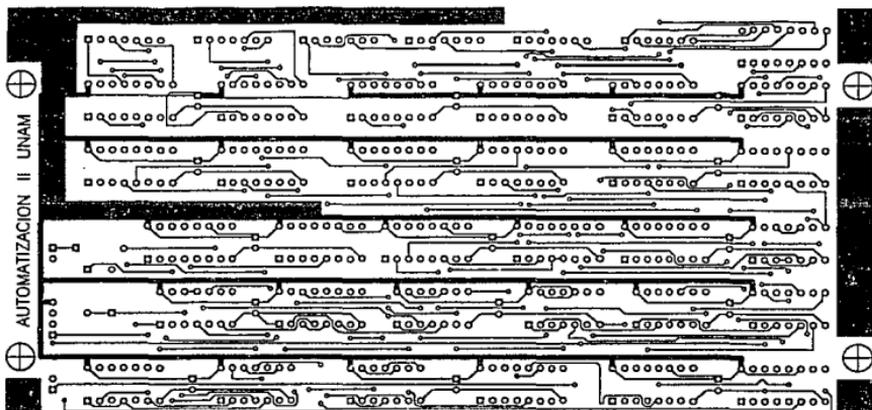


APENDICE 3: CIRCUITOS IMPRESOS

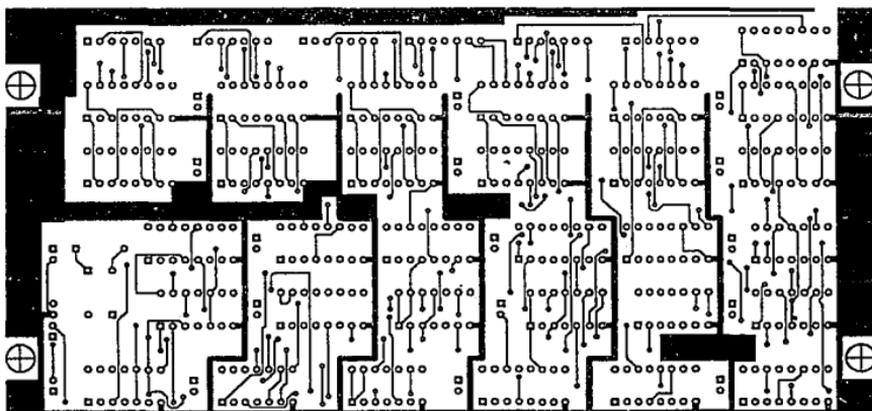
El circuito impreso (C.I.) se realizó con un paquete de CAD-CAM, llamado Tango. Mediante este paquete, se importó el archivo de la red de nodos eléctricos de los diagramas esquemáticos de OrCad. Una vez ubicados los componentes en el área del C.I., esa información se utilizó para realizar el "ruteo", es decir, la conexión entre pines de los componentes de acuerdo a las rutas más eficientes.

El circuito impreso utiliza dos caras, una de las cuales está formada por pistas que tienden a ser horizontales, y la otra cara tiende a las pistas verticales. Esto con el fin de reducir la inducción mutua entre pistas que podría provocar un funcionamiento erróneo del sistema.

Una vez diseñado el C.I., se mandó fabricar en una empresa especializada. A continuación se muestran las dos caras del C.I.:



CARA SUPERIOR



CARA INFERIOR

APENDICE 4: ESPECIFICACIONES TECNICAS

CARACTERISTICAS

Descripción	Sensor de desplazamiento mecánico , con salida digital compatible con dispositivos ópticos y despliegue numérico.
Modo de operación:	Un primario y dos secundarios.
Sensor:	Inductosyn.
Polarización externa:	$\pm 5V$, $\pm 12V$.
Resolución:	10^{-6} m.
Velocidad máxima:	5 m/s.
Tecnología:	TTL Shottky de bajo consumo (LS).
Corriente en el primario del <i>inductosyn</i> :	200 mA RMS (283 mA pico).
Consumo:	400 mA @ 5 V 300 mA @ 12 V 300 mA @ -12 V
Error medio:	10.64×10^{-6} m