

77  
2ej

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**Facultad de Ingeniería**



**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN MEDIDOR DE  
DESVIACION DE LA VELOCIDAD Y DE TORSION DE  
FLECHAS EN GENERADORES ELECTRICOS**

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**  
P R E S E N T A :  
**JORGE MENDOZA HERNANDEZ**



México, D. F.

1987



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

- I.- INTRODUCCION.
- II.- VISION GLOBAL DEL SISTEMA.
- III.- TRANSDUCTORES Y ADECUADORES DE SEÑAL.
  - III.1.- Descripción de la estructura de las puntas magnéticas o transductores.
  - III.2.- Medidor de proximidad.
  - III.3.- Bandas pulsadoras.
  - III.4.- Circuito acondicionador de entrada.
  - III.5.- Formador de pulsos de referencia.
  - III.6.- Circuito divisor entre "N".
- IV.- SISTEMA ELECTRONICO DE PROCESAMIENTO DE LA INFORMACION.
  - IV.1.- Diagrama a bloques del medidor de desviación de la velocidad.
    - IV.1.1. Descripción del diagrama de tiempos del circuito de sincronización del medidor de desviación de la velocidad.
    - IV.1.2. Contador síncrono de 16 bits para el medidor de desviación de la velocidad.
  - IV.2.- Diagrama a bloques del medidor de torsión.
    - IV.2.1. Circuito sincronizador del medidor de torsión.
    - IV.2.2. Descripción del diagrama de tiempos del sincronizador para el medidor de torsión.
    - IV.2.3. Descripción del contador síncrono de 16 bits para la medición del ángulo de torsión.
  - IV.3.- Circuito divisor analógico y circuito derivador.

IV.4.- Oscilador de 10 MHz.

V.- FUENTES REGULADAS.

VI.- METODOS DE PRUEBA.

VII.- ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

VII.1.- Gráficas de desviación de la velocidad.

VII.2.- Gráficas de torsión.

VII.3.- Perspectivas futuras.

VIII.- ANEXOS.

A) Impreso del medidor de proximidad.

B) Impreso del acondicionador de entrada.

C) Impreso del formador de pulsos de referencia.

D) Impreso del divisor entre "N".

E) Impreso del sincronizador y del contador síncrono de 16 bits del medidor de desviación de la velocidad.

F) Impreso de sincronizador y del contador síncrono de 16 bits para el medidor del ángulo de torsión.

G) Impreso del circuito divisor analógico y del circuito derivador.

H) Impresos de las fuentes reguladas.

I) Impreso del convertidor digital - analógico.

IX.- BIBLIOGRAFIA.

I.- INTRODUCCION

Desde hace algún tiempo (1970 - 1971); cuando ocurrió el incidente - de la falla en las flechas de la turbina - generador de la planta generadora de MOHAVE (Estados Unidos), se ha venido reconociendo la necesidad de tomar nuevas consideraciones en la aplicación de capacitores serie en México, esto es, el efecto de las corrientes de frecuencia subsíncrona; generadas - por la resonancia subsíncrona de la inductancia del sistema con la capacitancia serie, producen oscilaciones mecánicas torsionales en las flechas - de los generadores conectados a los extremos de la transmisión.

En México se han localizado lugares donde, la compensación de líneas de transmisión con capacitores serie, genera grandes beneficios económicos a la vez que resuelve o cuando menos mejora las condiciones de estabilidad. Tal es el caso de la región sureste donde, con gran éxito se encuentran - instalados y sin problemas nueve bancos de capacitores.

En la región norte del sistema eléctrico la planta termoeléctrica de Mazatlán se enlaza a la planta termoeléctrica de Gómez Palacios a través - de una línea de transmisión de 436 Km. Este lugar ofrece magníficas condiciones para intentar una compensación serie. Se pretendió una compensación del 50%, pero después de estudios realizados en computadora se llegó a la - conclusión de que el grado de compensación máximo permitido, sin arriesgar - plantas, era del 16%.

Este ha originado gran inquietud por lo que entre otras cosas, se - pretende desarrollar un medidor de torsión y de desviación de la velocidad - que nos auxilie en la protección de la flecha del turbo - generador y con - ella gran parte del mismo generador.

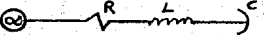
El análisis de la resonancia subsíncrona en sistemas de potencia com - pensados con capacitores serie, se ha tenido que llevar a cabo por causa -

del tendido de líneas muy largas resultado de la alta demanda de energía eléctrica del país.

La resonancia subsíncrona es una condición del sistema eléctrico de potencia, donde la red eléctrica intercambia energía con la turbina del generador a una o mas frecuencias abajo de la frecuencia síncrona del sistema.

Hay tres aspectos distintos para el análisis de la resonancia subsíncrona que son: Efectos de inducción en el generador, Interacción torsional y Análisis de torsión en un transitorio.

Un motor de inducción conectado a un sistema de potencia le transmitirá potencia al sistema si se maneja a una velocidad arriba de la velocidad síncrona, cuando opera de ésta manera, es llamado generador de inducción. La resistencia observada desde las terminales del motor de inducción es  $(R_r/s)$  donde  $R_r$  es la resistencia del rotor, y  $s$  es el deslizamiento. Arriba de la velocidad síncrona, el deslizamiento es negativo y la resultante negativa de la resistencia observada desde las terminales da el aumento en la generación de potencia. Una máquina síncrona funciona similarmente cuando gira a una velocidad síncrona y corriente subsíncronas se introducen dentro de las terminales de la armadura. La impedancia de la máquina a frecuencias subsíncronas contendrá una componente negativa de resistencia, causada por la resistencia del rotor y el deslizamiento negativo. Como las frecuencias subsíncronas aprovechan las frecuencias síncronas, el deslizamiento llega a ser pequeño y la resistencia negativa llega a ser grande.

Si una máquina es conectada a un bus infinito a través de una rama (RLC)  y, la resistencia negativa del generador a la frecuencia de resonancia del circuito es más grande que la resistencia  $R$  de la rama, el circuito llegará a excitarse sólo.

La interacción torsional ocurre cuando la frecuencia eléctrica de resonancia está cerca del "complemento" de una frecuencia resonante torsional de la flecha del turbo generador (T-G); La palabra "complemento" significa que la frecuencia síncrona es menor a la frecuencia natural torsional. Bajo estas condiciones, un pequeño voltaje inducido en la armadura mediante oscilaciones en el rotor, pueden provocar corrientes subsíncronas. Cuando la resistencia neta del circuito es positiva, estas corrientes producirán oscilaciones las cuales tenderán a torser el rotor.

El transitorio de torsión estudia la respuesta de la flecha del T-G durante la existencia de disturbios en el sistema. Cuando el sistema de transmisión tenga capacitores serie, el transitorio de torsión eléctrica puede tener una frecuencia con una amplitud grande cerca de las frecuencias de resonancia de la flecha. Esto puede ocasionar grandes torsiones en la flecha la cual puede dañar seriamente la unidad del T-G.



II.- VISION GLOBAL  
DEL SISTEMA

En base a todo lo anteriormente descrito se ha tenido que recurrir al diseño e implementación de un aparato que pueda medir la torsión y la desviación de la velocidad en caso de que surja lo que comunmente se conoce como resonancia subsíncrona.

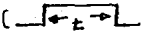

Para medir la desviación de la velocidad y la torsión en una flecha se utiliza en primera instancia medidores de proximidad y bandas pulsadoras, las cuales se encuentran abrazando diametralmente la superficie de la flecha.

Con una banda pulsadora la cual tiene aspecto de engrane, las puntas magnéticas (las cuales son parte de los medidores de proximidad) estarán detectando bordes y valles de la banda ocasionando con esto que a la salida del medidor de proximidad se obtenga una señal parecida a una senoidal, cuyo periodo es inversamente proporcional a la velocidad angular de la flecha.

Se colocan dos medidores de proximidad alrededor de la flecha diametralmente opuestos con el objeto de sumar las dos señales obtenidas y así compensar abultamientos de las bandas pulsadoras y vibraciones laterales de la flecha. Todo este proceso descrito anteriormente nos asegurará que la señal que se obtenga como resultado de la suma de las dos anteriores sea proporcional y representativa de la velocidad angular de la flecha.

Mediante el circuito acondicionador de entrada la señal senoidal es convertida en una señal compatible con TTL debido a que los siguientes circuitos electrónicos son digitales y manejan señales compatibles con TTL.

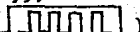
Para medir la desviación de la velocidad se necesita tener la señal ya acondicionada como se observa en cualquiera de los dos diagramas de bloques, mas adelante se pasa a un divisor programable donde el tiempo del es-

tado alto de la señal (  ) puede modificarse dependiendo de la -  
 velocidad de la máquina, ya que si esta gira muy rápido la cantidad de pul-  
 sos de 10 MHZ, que lleva el estado alto de la señal (dichos pulsos son de-  
 tectados por un contador el cual nos indicará una cifra representativa de -  
 la velocidad de la flecha  al salir del sincronizador es -  
 pequeña, repercutiendo ésto en la resolución de las mediciones de torsión -  
 o de desviación de la velocidad.

El objetivo que se persigue con medir la desviación de la velocidad  
 es la de poder controlar un freno dinámico. El control del freno dinámico  
 consiste en un reostato con capacidad de disipación de 48 MW. aproximada-  
 mente, el cual será introducido en una fosa de agua en el momento de que -  
 ocurra una falla en alguna línea de transmisión. De ésta manera el genera-  
 dor idealmente no resentirá la falla en la línea, ayudando ésto a la estabi-  
 lidad del sistema eléctrico.

¿Que tanto se sumerge el freno dinámico? dependerá del valor de la -  
 desviación de la velocidad que fué medido.

En caso de medir torsión, las etapas de acondicionamiento de entrada  
 y las de división programable funcionan igual que las anteriormente descri-  
 tas para la medición de desviación de la velocidad.

Al circuito de sincronización para medir la torsión llegan dos seña-  
 les procedentes de los medidores de proximidad, dichas señales serán compa-  
 radas para que de ésta manera se pueda conocer la diferencia de fase entre  
 ellas ( $\phi = \phi(PG/N1) - \phi(PG/N2)$ ), dicha diferencia estará representada por -  
 una señal en estado alto ( $\phi =$  ) dentro de la cuál habrá una -  
 cierta cantidad de pulsos de 10 MHZ, que de alguna manera indicarán una tor-  
 sión entre dos puntos sobre la flecha.

La magnitud de la torsión y de la desviación de la velocidad, se obtiene a través de los contadores síncronos de 16 bits, los cuales registran el número de pulsos que hay en el estado alto de la señal proveniente del circuito sincronizador. El último conteo que realicen los contadores lo registrarán los latches y el número que marquen los latches resultado del conteo se enviará al convertidor Digital - Analógico y así se podrá leer el período (  $T$  ) en base a magnitudes de voltaje, el período en caso de medir la torsión representará la diferencia de fase (  $\beta$  ).

El valor del período que se obtiene a la salida del convertidor Digital - Analógico en el caso de desviación de la velocidad, tiene que pasar a través de un Divisor Analógico para obtener el inverso del período (  $1/T$  ) - el cuál será proporcional a la velocidad angular de la flecha (  $\omega = \alpha/T$  ).

Como nos interesa conocer la desviación de la velocidad será necesario derivar la señal que viene del divisor; una vez que la señal haya pasado por el circuito derivador ésta recibe el nombre de aceleración (  $\alpha = d\omega/dt$  )

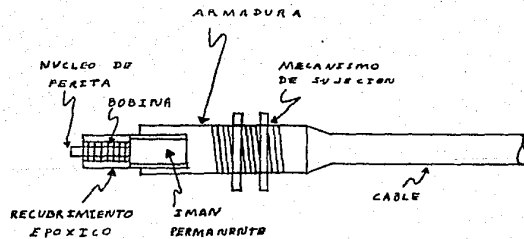
Las señales de salida del medidor de torsión y del medidor de desviación de la velocidad, podrán almacenarse en una grabadora de instrumentación para que posteriormente sean analizadas con una computadora y con aparatos de medición tales como el osciloscopio y el analizador de espectros.

### III.- TRANSDUCTORES Y ADECUADORES DE SEÑAL

### III.1.- DESCRIPCION DE LA ESTRUCTURA DE LAS PUNTAS MAGNETICAS O TRANSDUCTORES.

Cada transductor está constituido por una bobina, la cuál tiene 256 vueltas de enrollamiento con alambre de cobre # 32, tiene también un núcleo de ferrita cilíndrico y hueco. En la parte inferior se tiene un pequeño trozo de imán el cuál le dará más sensibilidad al medidor de proximidad (Fig. 1). El principio del funcionamiento de las puntas magnéticas o transductores es por medio de las pérdidas ocasionadas por las corrientes de EDDY inducidas en las bandas pulsadoras; El funcionamiento consiste en:

Aplicar una señal senoidal con una frecuencia de 455 KHZ la cuál a su vez genera un campo magnético en el punto "A" del transductor. A medida que acercamos el extremo "A" hacia la banda pulsadora se empiezan a inducir corrientes sobre la banda que abraza diametralmente la flecha. La inducción de corriente aumenta conforme se vaya acercando el extremo "A" del transductor a la banda pulsadora. Con las corrientes inducidas y la resistividad de la banda pulsadora se produce un fenómeno llamado pérdidas por corrientes parásitas, dichas pérdidas son detectadas por el medidor de proximidad en forma de variación de amplitud en la señal de 455 KHZ aplicada.



(FIG. 1) PUNTA MAGNETICA O TRANSDUCTOR

## III.2.- MEDIDOR DE PROXIMIDAD

Para un mejor análisis del medidor de proximidad fue necesario la - división de éste en varias etapas; la primera está constituida por un oscilador el cuál utiliza un circuito integrado inversor LS 7405, un arreglo de resistencias el cual incluye un potenciómetro de 5K, con él podemos variar la frecuencia del oscilador de 455 KHZ a 900 KHZ.

La segunda etapa utiliza un amplificador de señal pequeño acoplado - al oscilador a través de un condensador de 10 MF; dicho amplificador tiene una configuración de emisor común, el transistor que se utiliza en el simplificador es el 2N2222.

En la etapa tres tendremos una bobina exploradora en paralelo con un condensador variable, a la bobina exploradora le podemos llamar también punta magnética, la cual es una de las partes más importantes del medidor de - proximidad, ya que a través de él se detectan problemas tales como desviación de la velocidad, o de torsión, pudiendo dañar éstos la flecha. El condensador se utiliza para ajustar la sensibilidad del medidor de proximidad.

La cuarta etapa está formada por un amplificador no inversor dicha - amplificación se realiza con un AO - LM 318.

En la quinta etapa se observa un filtro paso bajas a la entrada del - segundo amplificador operacional LM - 318, cuya configuración es no inversora.

La sexta etapa la constituye un demodulador de AM.

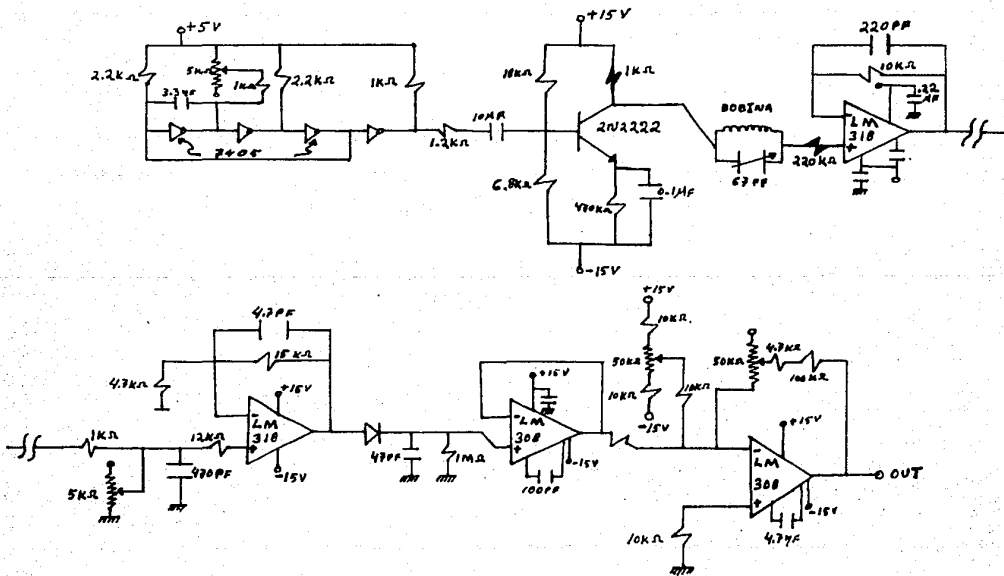
La séptima etapa es lo que se conoce como Buffer, el cual está cons-



tituido por el A.O. LM 308.

La octava etapa es de amplificación, donde se utilizan dos A.O.. El primero es un LM 308 y el segundo un LM 301.

El medidor de proximidad es un dispositivo electrónico, (Fig. 2) el cual a través de una punta magnética capta señales de variación de una banda pulsadora de metal que se encuentra adherida a la superficie de la flecha. La señal que capta la punta magnética es amplificada, filtrada, demodulada y amplificada. Una vez que la señal fué procesada como anteriormente se describió, obtendremos a la salida una señal aproximadamente senoidal, variando ésta en función de qué tan cerca se encuentre la punta magnética de la banda pulsadora y de qué tan rápido gire la flecha del generador.



(FIG. 2) DIAGRAMA ELECTRONICO DE LOS MEDIDORES DE PROXIMIDAD.

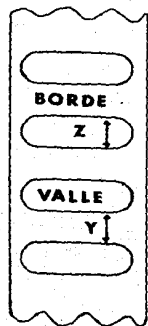
### III.3.- BANDAS PULSADORAS.

Las bandas pulsadoras tienen una forma parecida a la de un cinturón (Fig. 3), éstas van sujetas a la flecha como podrá observarse en los diagramas de bloques. (Fig. 9 y 13).

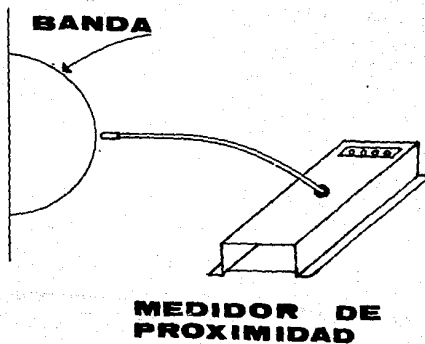
El objetivo que se persigue con ranurar las bandas es la de generar variaciones de proximidad, las cuales son detectadas por las puntas magnéticas.

La cantidad de ranuras y bordes depende de que tan grande se requiera el período (T) de la señal proveniente del medidor de proximidad.

Las dimensiones (Y, Z) de las ranuras y bordes estará sujeta al número de los mismos.



**BANDA  
PULSADORA**



(FIG. 3) BANDA PULSADORA

### III.4.- CIRCUITO ACONDICIONADOR DE ENTRADA

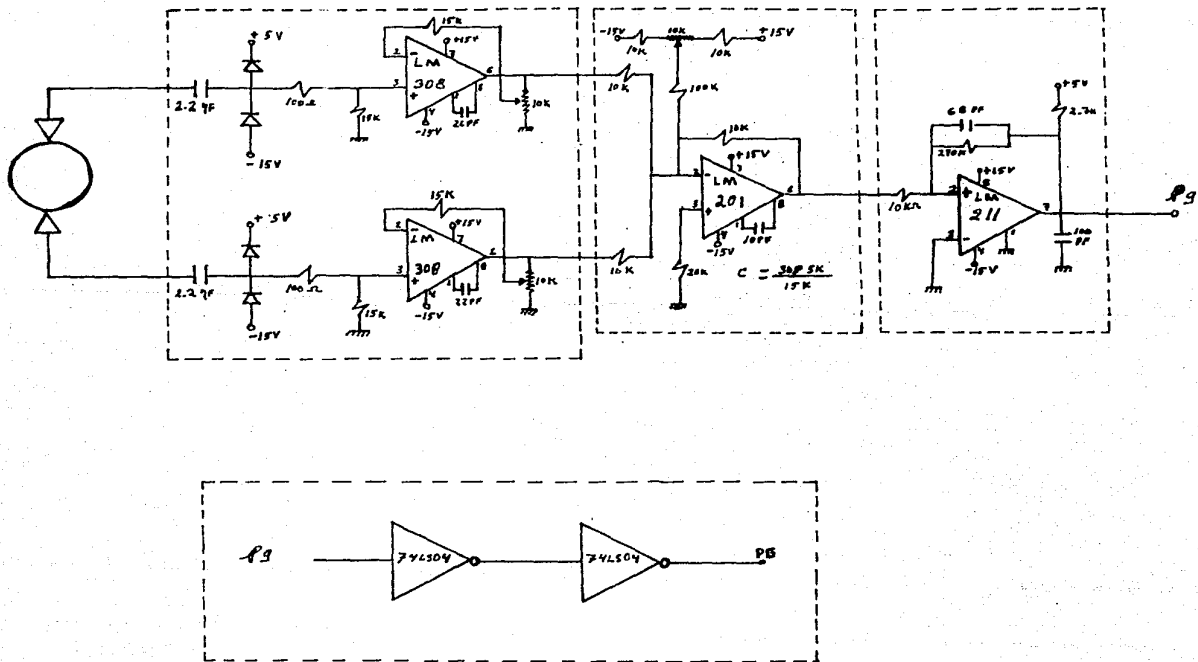
Como podemos observar en el diagrama electrónico (Fig. 4), los dos medidores de proximidad están registrando variaciones en dos extremos diametralmente opuestos de la flecha, ya que si medimos un solo extremo estaríamos obteniendo lecturas erróneas ocasionadas por la vibración de la flecha. También tendríamos que la señal proveniente del medidor de proximidad en algunos casos sería grande y en otros pequeña, repercutiendo esto en el momento de querer cuadrar la señal a través del comparador, ya que a la salida de éste obtendríamos pulsos diferentes en periodo, de ahí que se tengan dos medidores de proximidad que proporcionarán dos señales, las cuales serán fijadas en cierto voltaje, amplificadas y posteriormente sumadas para que en caso de que en uno de los medidores de proximidad la señal disminuya, en el otro medidor la señal aumente compensando de esta manera el error de medición por causa de vibraciones en la flecha.

En el bloque I las dos señales procedentes de los medidores de proximidad son conducidas a unos condensadores de 2.2 NF para quitar la componente de CD, después tienen un arreglo de diodos cuya función es limitar la señal de entrada, en seguida tienen una etapa de amplificación no inversora donde utilizan dos A.O. LM 308 de ganancia variable.

En el bloque II las dos señales son sumadas por un amplificador operacional LM 201.

Dentro del bloque III se encuentra el comparador de voltaje el cual se encarga de convertir la suma de las dos señales en una señal pulsada que sea compatible con TTL, dicha conversión se realizará con un comparador LM 211 con histéresis.

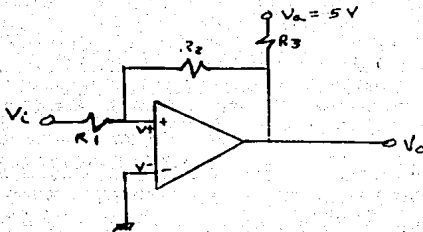
Por último tendremos el bloque IV en el cual utilizamos un buffer -  
con un arreglo de inversores CI 74LS04.



(FIG. 4)

CIRCUITO ADICIONADOR DE ENTRADA.

## ANALISIS DEL COMPARADOR CON HISTERESIS



$$V^+ = V_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V^- = 0 = V_{REF}$$

$$\text{Si } V^+ > V^- \Rightarrow V_o \rightarrow V_a$$

$$V^+ = V_a \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) > V_{REF}$$

$$V_i = 0 - V_a \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_i = -V_a \left( \frac{R_1}{R_2} \right)$$

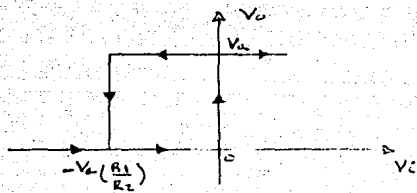
$$\text{Para } V^+ < V^- \quad V_o = 0$$

$$V^+ = (0) \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) < V_{REF}$$

$$(0) \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 0$$



$$V_i = 0$$



## III.5.- FORMADOR DE PULSOS DE REFERENCIA

En caso de que por alguna razón el medidor de proximidad no detecte uno de los pulsos que genera la banda pulsadora colocada en la superficie de la flecha, el formador de pulsos de referencia sincronizará el contador del circuito divisor entre "N" para que en la siguiente revolución parezca como si el pulso se hubiera recuperado. Perder un pulso al medir la desviación de la velocidad no es tan significativo, a diferencia del medidor de torsión donde el perder un pulso significa un defasamiento en la señal y esto a su vez representa una torsión en la flecha.

Analizaremos al circuito electrónico por bloques:

En el primer bloque llega la señal procedente de un medidor de proximidad, más adelante encontramos un arreglo de diodos (1N914), los cuales dan protección al circuito. Al final del bloque encontramos un filtro paso bajas.

En el segundo bloque tenemos un comparador de voltaje el cual se encarga de convertir la señal de entrada en una señal cuadrada compatible con TTL. El potenciómetro P1 a la entrada no inversora del comparador LM 211 nos sirve para variar el tiempo en estado alto del pulso a la salida del comparador, también usamos dicho potenciómetro para ajustar la señal a la entrada no inversora con respecto a la entrada inversora, es decir, se tienen que mantener en cierto rango de cruce para que se puedan comparar y así obtener una señal compatible con TTL a la salida; en caso de que no haya cruce lo único que se obtiene a la salida es un nivel de voltaje constante.

El tercer bloque está constituido por un multivibrador monoestable el cual nos permite tener control sobre el ciclo de trabajo además de cuadrar mejor la señal. Con un potenciómetro de 20 KOhms (P2) podemos contro-

lar el tiempo del pulso en estado bajo de la señal que sale del CI LS123B -- (terminal # 5), Fig. 5.

El CI LS123B se dispara con el flanco de subida del CI LS123A el -- cual invierte la señal.

El ancho del pulso está esencialmente determinado por los valores de los condensadores y por la resistencia  $R_t$ .

Quando  $C_{ext}$  es mayor a 1000PF, el ancho del pulso de salida estará -- definido como  $t_w = (.45) (R_t) (C_{ext})$

$C_{ext}$  ----- Está en pico farads (PF)  
 $R_t$  ----- " " K Ohms  
 $t_w$  ----- " " nano segundos (n seg.).

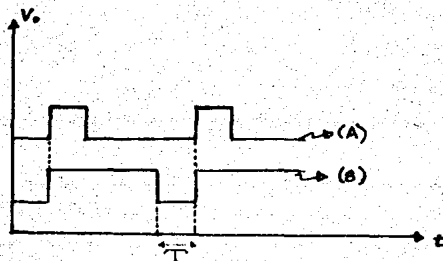
En nuestro caso el CI 74LS123A tendrá un:

$$t_w = .45 (1 \text{ K Ohm}) (P2) (.4 \text{ NF}) = 1.8(P2) \text{ micro seg.}$$

$t_w$  podrá variar desde 1.8 mic. seg. -- a 36 mili seg. dependiendo del valor de P2.

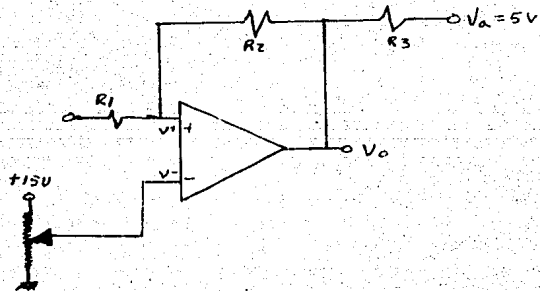
El CI 74LS123B solo invierte la señal manteniendola con un:

$$t_w = (.45) (10 \text{ K}) (.32 \text{ NF}) = 148.5 \approx 150 \text{ (micro seg.)}$$



(FIG. 5)

## ANÁLISIS DEL COMPARADOR CON HISTERISIS



Analizando por superposición.

$$\begin{array}{l} \text{Si } V_i = 0 \\ \text{y luego } V_o = 0 \end{array} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} V_o^+ = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ V^- = V_{REF} \end{array} \right\} \text{--- (1)}$$

$$\text{Si } V^+ > V^- \Rightarrow V_o \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] + V_i \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] = V_{REF} \text{--- (2)}$$

Despejando  $V_i$  de la EC. (2)

$$V_i = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - V_o \frac{R_1}{R_2} ; \text{ Como } V^+ > V^- \Rightarrow V_o \rightarrow V_a$$

$$V_i = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - V_a \frac{R_1}{R_2} ; V_{REF} = V_a$$

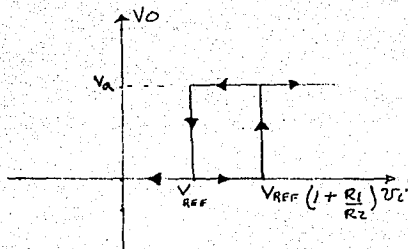
$$\therefore V_i = V_{REF}$$

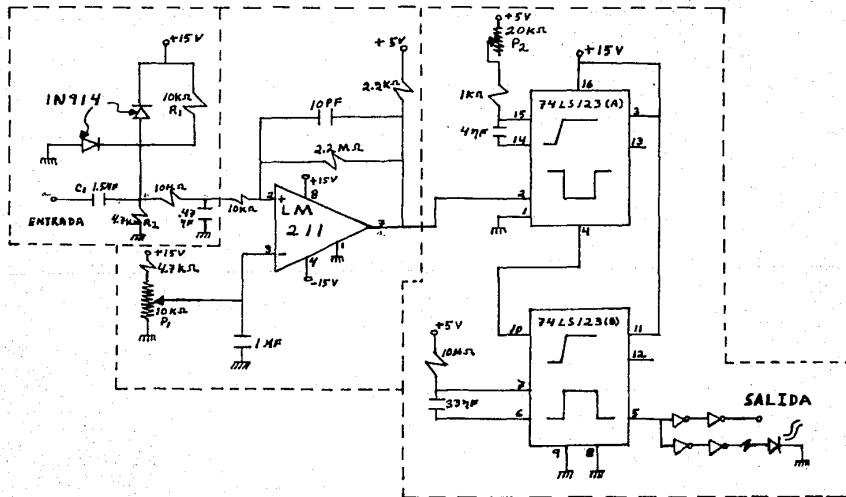
$$\text{Para } V_o = 0 \Rightarrow V^+ < V^-$$

$$V^+ = (0) \frac{R_1}{R_1+R_2} + V_i \frac{R_2}{R_1+R_2} < V_{REF}$$

$$V_i = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - (0) \left(\frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$\therefore V_i = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$





(FIG. 6) CIRCUITO FORMADOR DE PULSOS DE REFERENCIA

### III.6.- CIRCUITO DIVISOR ENTRE "N"

Con el circuito divisor entre "N" podemos variar el estado alto (Período T) de la señal PG según se requiera, por ejemplo:

Si la flecha gira a una velocidad demasiado rápida es conveniente -- hacer el estado alto de PG más grande para que los contadores registren más pulsos de 10 MHz y con ello tener una mayor resolución. En caso de que la flecha gire a una velocidad lenta convendrá disminuir el estado alto de PG y así evitar que los contadores tengan un desbordamiento.

Debemos tener cuidado en caso de querer más resolución, ya que podríamos salirnos del rango límite para muestrear una señal, el límite dice que la frecuencia de muestreo  $F_m$  debe ser por lo menos mayor o igual a dos veces la frecuencia muestreada  $f_m$  ( $F_m \geq 2f_m$  ó  $T_m = 1/2f_m$ ). Aunque para este caso práctico la relación fué  $F_m$  de (5 a 10)  $f_m$ .

En caso de exceder el límite de muestreo se corre el riesgo de no poder recuperar la forma de la señal y la información que ella representa.

Comenzaremos el análisis del circuito divisor entre "N" mediante el diagrama de tiempos. Consideremos que el contador se empieza a decrementar durante el segundo ciclo de reloj (señal PG). Cuando el contador llega al conteo de cero en el flanco de subida del reloj denotado por "A", la terminal de Load del contador se activa durante un ciclo, en ese transcurso el contador está preparado para leer el número donde comenzará a decrementar nuevamente, desactivandose la terminal de Load en el próximo flanco de subida enseguida del flanco de "A".

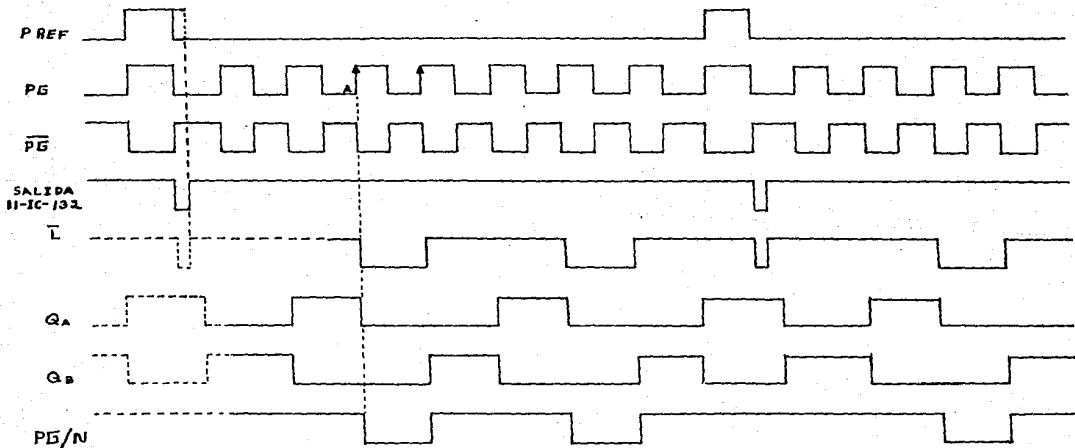
Observamos en el diagrama de tiempos que la salida de Carry (PG/N) es

tá en estado alto excepto cuando el contador llega al conteo de cero, ya - que en ese momento pasa a ser cero, al igual que la terminal de Load cambia su estado con el flanco de subida de PG regresando a su estado alto un ciclo después con el flanco de subida de PG.

El contador fué seleccionado por lo accesible para manipular su inicio de conteo a través de sus terminales de entrada. El switch nos sirve - para manipular la división y a su vez el tiempo del estado alto de la señal PG/N.

En conclusión podemos decir que el circuito divisor entre "N" sirve\_ para poder utilizar el resto del sistema en máquinas de diferentes velocida des, además de poder sincronizar la señal en un punto fijo sobre la flecha.





(FIG. 7) DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL DIVISOR ENTRE "N"



IV.- SISTEMA ELECTRONICO DE  
PROCESAMIENTO DE LA -  
INFORMACION

## IV.1.- DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD

En el diagrama a bloques observamos dos bandas pulsadoras que abarazan diametralmente a la flecha. (Fig. 9)

Alrededor de la flecha y apuntando hacia las bandas pulsadoras se encuentran ubicadas tres puntas magnéticas (transductores) dos de ellas opuestas en forma diametral sobre la flecha, la tercera se encuentra ubicada a la misma altura que las otras dos puntas pero apuntando hacia otra banda pulsadora. A través de las puntas magnéticas diametralmente opuestas los medidores de proximidad detectan dos señales generadas por la banda pulsadora, estas dos señales son conducidas a un acondicionador de entrada donde serán sumadas, eliminando así la influencia de abultamientos en la banda pulsadora en el momento de ser colocada en la flecha.

Dentro del acondicionador de entrada el resultado de la suma de las dos señales es convertida en una señal compatible con TTL denotándose ésta señal como PG. La señal PG se pasa a un divisor programable a donde llega también la señal de pulso de referencia proveniente de la tercera punta magnética a través del medidor de proximidad. La señal de pulso de referencia es también pasada por un acondicionador de entrada donde sólo es convertida en una señal compatible con TTL para poder ser introducida al divisor programable.

En el divisor programable el pulso de referencia sincroniza la cuenta de un contador, el cuál efectúa una división de la frecuencia de la señal PG para que se pueda utilizar todo el sistema en máquinas con diferentes velocidades. La señal a la salida del divisor programable es denotado como PG/N. Esta señal pasa al circuito sincronizador cuya función es la de

sincronizar la función del contador de 16 Bits.

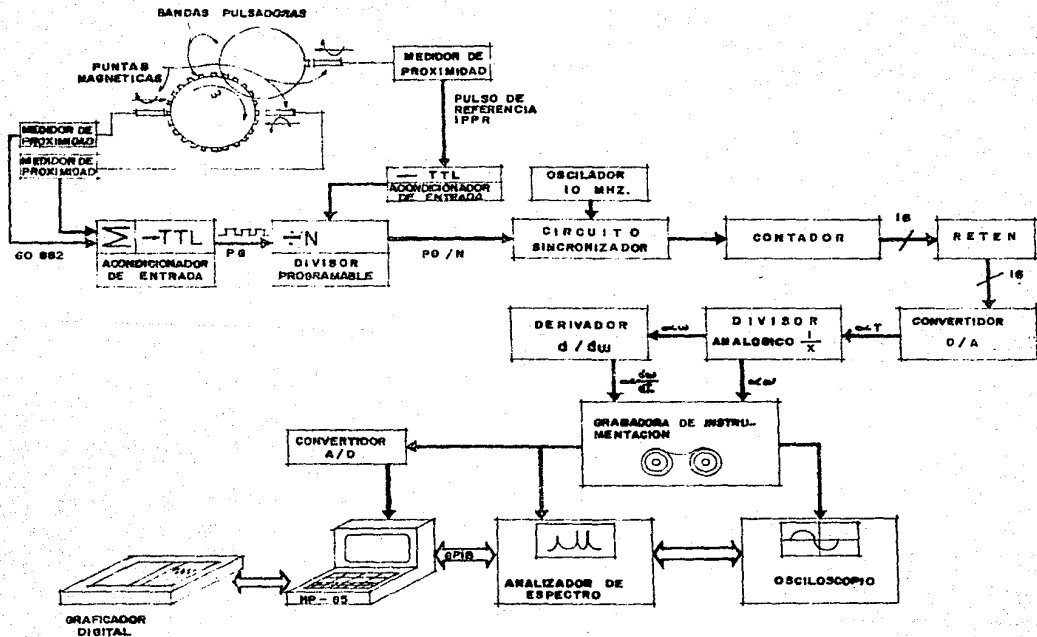
El oscilador de 10 MHz funciona en acción conjunta con el circuito - sincronizador a través del cual le envía al contador de 16 Bits un cierto - número de pulsos de reloj de 10 MHz para que los cuente. El número de pulsos de reloj de 10 MHz es proporcional al período de la señal de entrada.

La salida del circuito sincronizador va al contador síncrono de 16 - Bits el cual se encarga de contar los pulsos de 10 MHz que le envía el cir- cuito sincronizador. La cuenta registrada por el contador síncrono es en- viada a un retén el cual está representado por una serie de latches que con- servan la información para que enseguida sea pasada por un convertidor digi- tal-analógico y obtengamos mediante magnitudes de voltaje una representa- ción del período.

La señal ( $T\omega$ ) que sale del convertidor (D/A) se pasa a un divisor\_ analógico para invertir la señal ( $T\omega$ ) y así tener como resultado una medi- ción proporcional a la frecuencia ( $\omega$ ), ésta señal se envía por un lado - a un derivador para obtener la medición de la variación de la velocidad an- gular, ya que como sabemos la frecuencia es proporcional a la velocidad an- gular ( $F = \omega W$ ), por ésta razón a la salida del derivador tendremos como re- sultado lo que se conoce como aceleración ( $\omega \frac{d\omega}{dt}$ ), ésta señal será almace- nada en una grabadora de instrumentación al igual que la señal ( $\omega W$ ).

El guardar las señales ( $\omega W$ ) y ( $\omega \frac{d\omega}{dt}$ ) en una grabadora nos permi- te poder reproducir las señales cuantas veces sea necesario y así facilitar su estudio dentro de una computadora, pasando las señales por un converti- dor analógico digital antes de entrar a la computadora.

El osciloscopio, el analizador de espectros y el graficador digital\_ son instrumentos que sirven para complementar el análisis de las señales.



(FIG. 9) DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD

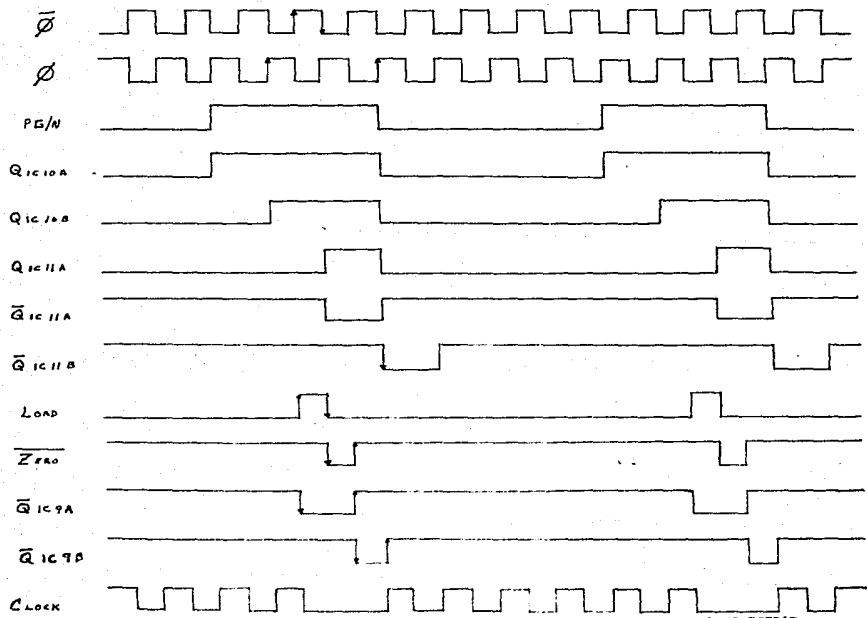
IV.1.1.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CIRCUITO DE SINCRONIZACION DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.

- PG/N - Esta señal constituye el reloj del CI74LS74 (10-A).
- Q(CI10-A) - Depende de la señal PG/N para pasar a un estado alto, para el cambio de estado tiene que esperar un flanco de subida de PG/N. Se desactiva cuando  $\bar{Q}$ (CI11-B) cambia a un estado bajo.
- Q(CI10-B) - Para activarse depende de la señal de  $\beta$ , Q(CI10-B) tiene que esperar un ciclo de  $\beta$  después de Q(CI10-A) para cambiar de estado. Se desactiva cuando  $\bar{Q}$ (CI11-B) pasa a un estado bajo.
- Q(CI11-A) - Se activa un ciclo de  $\beta$  después de Q(CI10-B) y con el flanco de subida  $\beta$ . Se tiene que desactivar con el estado bajo de  $\bar{Q}$ (CI11-B).
- $\bar{Q}$ (CI11-A) - Su funcionamiento es opuesto a Q(CI11-A).
- $\bar{Q}$ (CI11-B) - Se activa inmediatamente que Q(CI11-A) cambia de estado, su duración en estado bajo es de un ciclo de  $\beta$  ya que tiene que esperar el flanco de subida de  $\beta$  para desactivarse.
- LOAD - Esta señal depende de  $\beta$ , Q(CI10-B) y de  $\bar{Q}$ (CI11-A), para que LOAD cambie su estado inicial es necesario que las tres señales de las que depende permanezcan en un estado alto al mismo tiempo. La duración del pulso es pequeño debido a que  $\beta$  permanece sólo medio ciclo en alto como puede observarse en el diagrama de tiempos.
- ZERO - Depende de las siguientes señales:  $\beta$  y Q(CI11-A), la tercera entrada permanece en estado alto. ZERO cambia a un estado bajo sólo cuando las dos señales de las cuales depende directa-

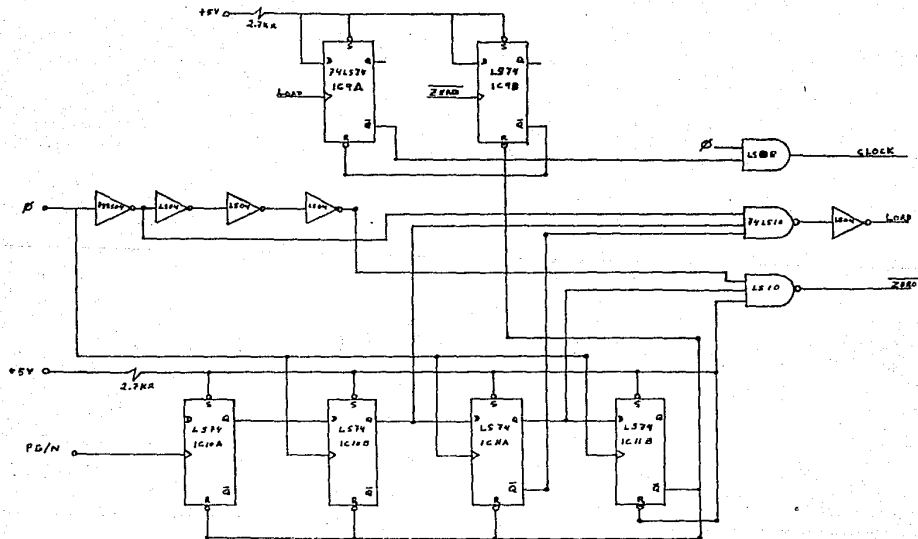
mente estén en un estado alto al mismo tiempo, en cualquier otro caso permanecerá en estado alto.

- $\bar{Q}(CI9-A)$  - Esta señal se activa con un estado bajo con el flanco de subida de la señal de LOAD y regresa a su estado inicial con el flanco de bajada de la señal  $\bar{Q}(CI9-B)$ .
- $\bar{Q}(CI9-B)$  - Cambia a un estado bajo una vez que la señal  $\overline{ZERO}$  cambia al estado alto, debido a que la señal  $\overline{ZERO}$  representa el reloj de  $\bar{Q}(CI9-B)$ , éste debe esperar el flanco de subida de  $\overline{ZERO}$  para poder activarse. Se desactiva con el flanco de bajada de  $\bar{Q}(CI11-B)$ , pasando a su estado inicial ya que en ese momento el valor del clear (R) del (CI11-B) pasa a un estado bajo y de acuerdo a la tabla de verdad de los FF-D, cuando la terminal de clear esté en un estado bajo y la terminal de preset (S) esté en un estado alto, la señal de salida  $\bar{Q}$  permanece en un estado alto sin importar el estado de clock y de "D".
- CLOCK - Esta señal depende de las señales  $\beta$  y de  $\bar{Q}(CI9-A)$ , y debido a la señal  $\bar{Q}(CI9-A)$  la señal de reloj tendrá un periodo de no aceptación, como se indica en el diagrama de tiempos.





(FIG. 10) DIAGRAMA DE TIEMPOS PARA LA SINCRONIZACION DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.



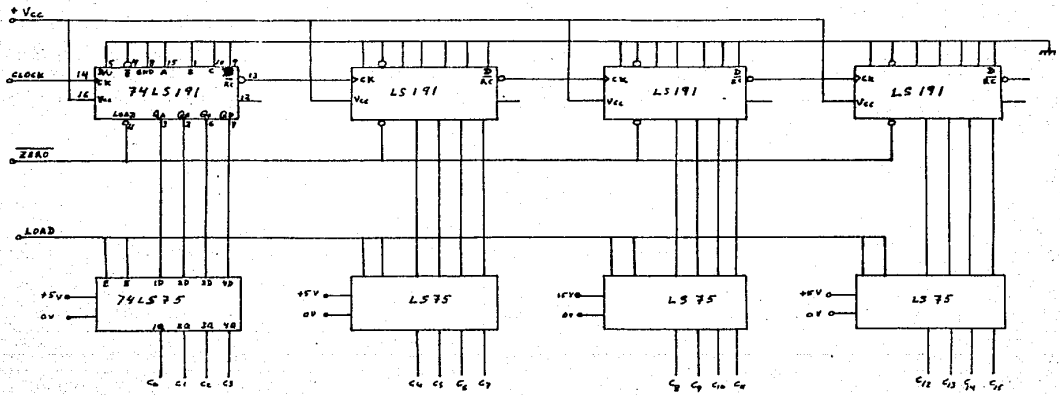
(FIG. 11) CIRCUITO ELECTRONICO DEL SINCRONIZADOR PARA EL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.

#### IV.1.2.- CONTADOR SINCRONO DE 16 BITS PARA EL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.

Este circuito se encarga de medir la desviación de la velocidad por medio de un conteo como se describe a continuación:

Considere que se experimenta con una flecha de generador eléctrico, - ésta flecha está girando; mediante la señal PG/N se mide la desviación de la velocidad, ésta medición se lleva a cabo por medio de un conteo de pulsos de 10 MHz; la cantidad de pulsos que son contados se encuentran dentro del estado alto de la señal PG/N. Una vez que se hayan registrado los pulsos de 10 MHz de la señal PG/N, se obtiene una cifra la cuál puede tomarse como referencia en caso de que la máquina varíe su velocidad, es decir, si la máquina disminuye su velocidad, el estado alto de la señal PG/N sería más grande y por consiguiente aumentaría la cantidad de pulsos de 10 MHz - viéndose aumentada la cifra de referencia. En caso de que la máquina aumente su velocidad, la cantidad de pulsos a medir sería menor, disminuyendo así la cifra de referencia.

Se debe hacer notar que la cifra de referencia es el valor del período (T) de la señal PG/N; la cantidad que representa el período (T) se pasa a través de un convertidor digital-analógico y enseguida se lleva al divisor analógico, el cuál se encarga de dividir la unidad entre el período ( $1/T$ ), obteniendo como resultado el valor de la frecuencia (F). Como sabemos que la velocidad angular es proporcional a la frecuencia ( $\omega = \alpha F$ ), bastará multiplicar una constante ( $\alpha = 2\pi$ ) por la frecuencia (F) para obtener el valor de la desviación de la velocidad.



(FIG. 12) DIAGRAMA ELECTRONICO DEL CONTADOR SINCRONO DE 16 BITS PARA EL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.

#### IV.2.- DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE TORSION

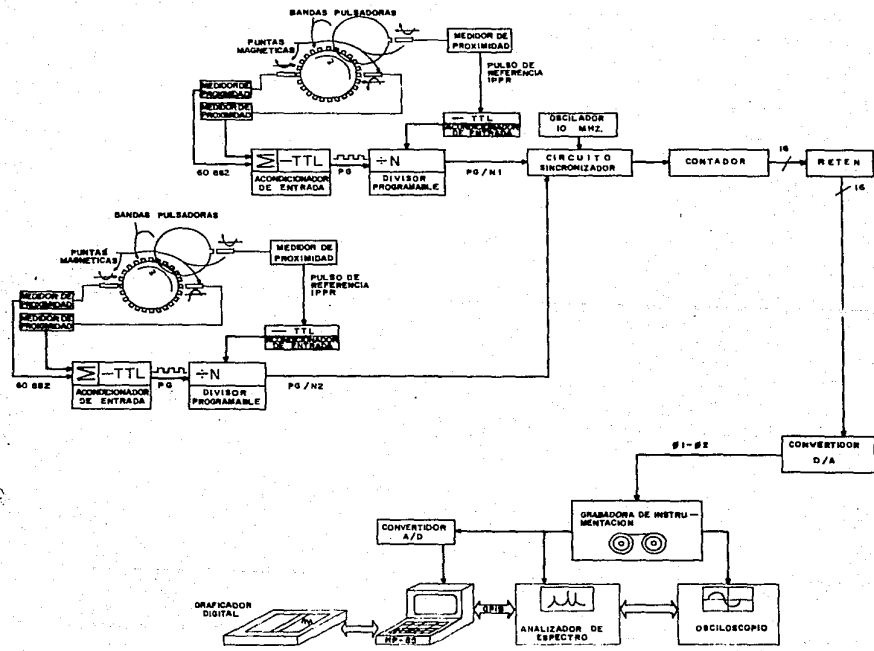
Para medir la torsión a lo largo de la flecha es necesario ocupar - seis medidores de proximidad, tres en un extremo y tres en el extremo opues - to como se ilustra en el diagrama a bloques. (Fig. 13)

Las señales  $PG/N_1$  y  $PG/N_2$  pasan por el mismo proceso que la señal -  $PG/N$  en el medidor de desviación de la velocidad antes de entrar al circui - to sincronizador. Las señales  $PG/N_1$  y  $PG/N_2$  entran al circuito sincroniza - dor donde se compararan y en caso de que haya un defasamiento entre ellas, - el contador lo detectará, ya que éste tiene una cifra como referencia, la - cuál no sólo nos ayudará a identificar la magnitud de la torsión sino tam - bién al sentido de la misma.

La información a la salida del contador se pasa a través de un re - tén, el cuál retiene la información para que sea procesada por el converti - dor digital analógico.

El resultado a la salida del convertidor (D/A) será una diferencia - de fase ( $\beta_1, \beta_2$ ) de las señales  $PG/N_1$  y  $PG/N_2$ . En caso de no haber defasa - miento entre las señales  $PG/N_1$  y  $PG/N_2$  el resultado dependerá de la cifra - de referencia que marque el contador.

Lo anteriormente descrito podrá ser grabado y procesado para su estu - dio de igual forma que en el medidor de desviación de la velocidad.



(FIG. 1.1) DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE TORSION

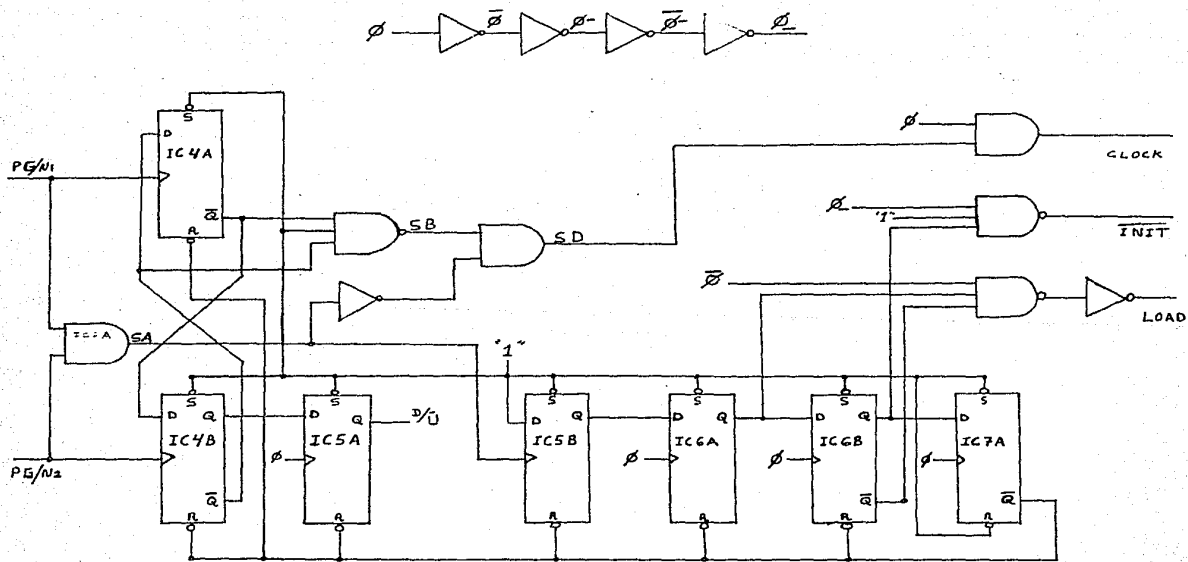
#### IV.2.1.- CIRCUITO SINCRONIZADOR DEL MEDIDOR DE TORSION

Este circuito se encarga de sincronizar las señales  $D/\bar{U}$ , CLOCK, INIT y LOAD. (Fig. 14)

La señal de  $D/\bar{U}$  se sincroniza con los siguientes FLIP-FLOPS (F/F'S)- CI4A, CI4B, CI7A, CI5A; de la señal  $D/\bar{U}$  depende que los contadores 74LS191 del circuito contador síncrono de 16 Bits funcionen en orden creciente o de decreciente.

La señal de CLOCK tiene una frecuencia de 10 MHz, la cuál está conectada a la terminal CK del CI9 - 74LS191.

La señal de LOAD varía su estado inicial antes que la señal INIT, ya que es necesario que los latches del circuito contador síncrono de 16 Bits estén preparados para recibir la información proveniente de los contadores antes que la señal de INIT envíe a los contadores (74LS191) al conteo de reinicio. Hay que hacer notar que todo el proceso de sincronización de este circuito es la base del funcionamiento del contador síncrono de 16 Bits. Un ejemplo donde se puede apreciar la importancia de la sincronización es: en caso de que la señal de INIT pase a un estado bajo antes que la señal de LOAD pase a un estado alto, ocasiona que los latches guarden el número de inicio de conteo de los CI 74LS191 y no el último número el cuál representa el pulso de defasamiento entre  $PG/N_1$  y  $PG/N_2$ .



( FIG. 14 ) CIRCUITO ELECTRONICO DEL SINCRONIZADOR PARA EL MEDIDOR DE TORSION.



#### IV.2.2.- DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL SINCRONIZADOR PARA EL MEDIDOR DE TORSION.

Las señales PG/N1 y PG/N2 vienen desde los medidores de proximidad.- En el momento que aparece un defasamiento entre PG/N1 y PG/N2 tendremos una torsión. (Fig. 15)

Mientras no haya torsión las señales que definen sus estados son:

SA.- Señal que se ubica a la salida del CI2A y su estado depende del PG/N1 y PG/N2. SA permanece en estado alto sólo cuando PG/N1 y PG/N2 estén en estado alto.

Q4.- Depende de la señal SA, ya que dicha señal está conectada a la terminal de clock del CI59. La señal Q4 cambia a un estado alto con el flanco de subida de SA, y permanecerá en ése estado hasta que la señal Q7 pase a un estado bajo y por convención de la tabla de verdad de los Flip Flops "D" las salidas  $\bar{Q}$  de los Flip Flops pasan a un estado alto y las Q a un estado bajo.

Q5.- Se pone en estado alto medio ciclo después de haberse activado la señal Q4 y ésto se debe a que la señal Q5 no podrá cambiar de estado mientras no haya leído el estado de la señal Q4. Como a la señal Q5 le llega la información durante un flanco de bajada, tendrá que esperar el flanco de subida  $\bar{Q}$  10 MHz para poder cambiar de estado.

Q6.- Esta señal tendrá que esperar un ciclo de Q5 para pasar a un estado alto; y pasará a un estado bajo con el flanco de bajada de la señal Q7

$\bar{Q7}$ ./ Con ésta terminal se controlan las terminales de clear (R) de -

todos los Flip-Flops, su estado bajo dura un ciclo de reloj.

CLOCK.- Esta señal cambia de estado cuando PG/N1 y PG/N2 tengan un estado diferente.

$\overline{\text{INIT}}$ .- Depende de la salida de la señal Q6; una vez que Q6 cambia a un estado alto, la señal de  $\overline{\text{INIT}}$  tiene medio ciclo de reloj en estado bajo cuando  $\beta$  y Q5 están en estado alto.

LOAD.- Cambia de estado cuando Q5 y  $\overline{\text{Q6}}$  coincidan en un estado alto y  $\beta$  esté en estado bajo, el tiempo que dura el estado alto de la señal LOAD es de medio ciclo de  $\beta$ .

Supongamos que aparece una pequeña torsión en la flecha, esto implica que las señales PG/N1 y PG/N2 se encuentren defasadas una con respecto a la otra.

Consideremos que PG/N2 se encuentra adelantada un pequeño tiempo con respecto a PG/N1, esto ocasiona que:

$\overline{\text{Q1}}$ .- Cambie a un estado bajo cuando la señal PG/N1 pase a un estado alto, dicho cambio de  $\overline{\text{Q1}}$  será durante el flanco de subida de PG/N1.  $\overline{\text{Q1}}$  pasa a su estado inicial en el momento en que  $\overline{\text{Q7}}$  cambia a su estado bajo.

$\overline{\text{Q2}}$ .- Permanece en un estado alto debido a que PG/N1 está en estado alto y PG/N2 en estado bajo. Observamos en el diagrama de tiempos que si la señal PG/N2 se encuentra en estado alto al igual que la señal PG/N1,  $\overline{\text{Q2}}$  se queda en estado alto debido que  $\overline{\text{Q1}}$  está en estado bajo ocasionando a su vez que la terminal denotada por la letra "D" del Flip-Flop CI4B permanezca en estado bajo. En una parte del diagrama de tiempos se observa que las señales PG/N1, PG/N2 y  $\overline{\text{Q1}}$  están en un estado alto y la razón por la cuál la

señal  $\overline{Q2}$  no cambia de estado es porque  $\overline{Q7}$  pasa a un estado bajo, provocando que la terminal de clear del Flip-Flop CI4B se ponga en estado bajo y que  $\overline{Q2}$  se mantenga en estado alto.  $\overline{Q2}$  varía sus estados en el momento en que la señal PG/N2 cambia de estado un instante antes que PG/N1, en ese lapso la señal  $\overline{Q1}$  pasa por la etapa anteriormente descrita para  $\overline{Q2}$ .

SA.- Esta señal va de sus estados bajo al estado alto cuando las señales PG/N1 y PG/N2 estén en estado alto simultáneamente.

SB.- Está en estado alto siempre que la señal  $\overline{Q1}$  esté en estado alto y que la señal  $\overline{Q2}$  esté en estado bajo, o bien que  $\overline{Q1}$  y  $\overline{Q2}$  tengan estados opuestos.

D/ $\overline{U}$ .- Varía su estado cuando el Flip-Flop CI4B cambia de estado y con el flanco de subida de  $\overline{p}$ . La sincronización de ésta señal es muy importante ya que de ella depende que los contadores incrementen su valor inicial o que lo disminuyan. Cualquier error de ésta señal altera el valor normal de la torsión.

#### IV.2.3.- DESCRIPCIÓN DEL CONTADOR SÍNCRONO DE 16 BITS PARA LA MEDICIÓN DEL ÁNGULO DE TORSIÓN.

Está constituido por cuatro contadores binarios de cuatro BITS cada uno, los cuales se encuentran conectados en cascada para formar un contador de 16 BITS a través de la terminal de RIPPLE CLOCK (RC) (Fig. 16)

La terminal de enable (4) se mantiene a tierra para que en cuanto llegue la señal de reloj el contador comienza a contar y no para a menos que la señal de reloj deje de mandar los pulsos.

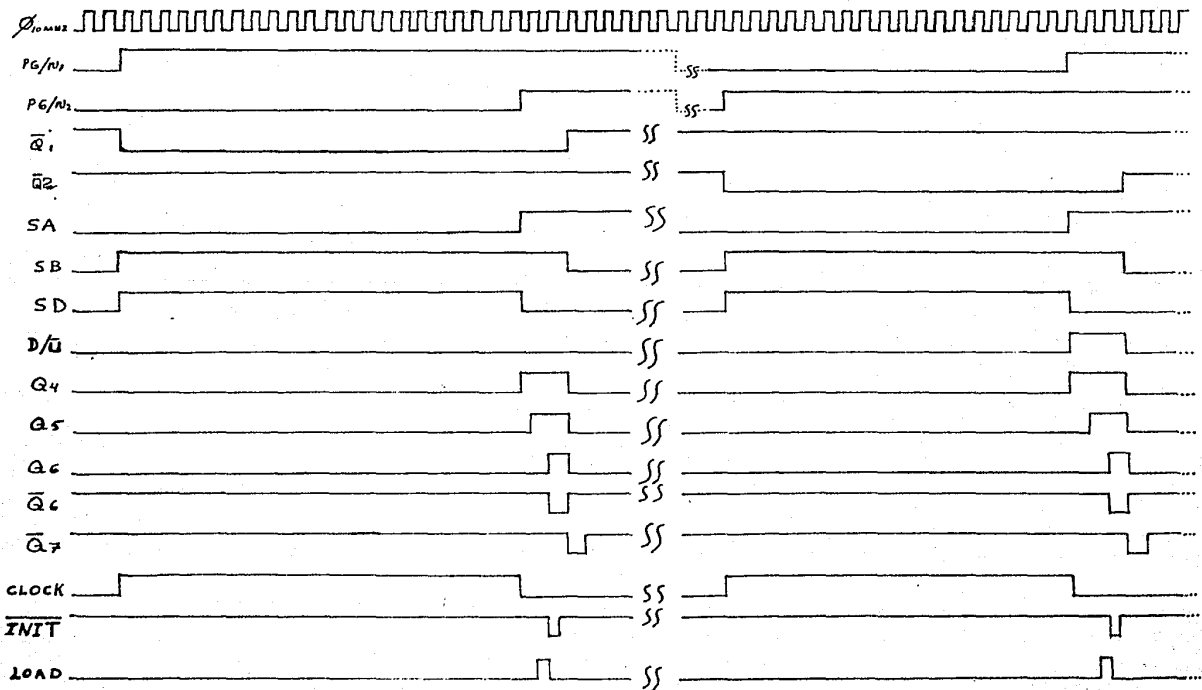
La terminal de D/Ū depende del circuito de sincronización para el medidor de torsión.

Las entradas A, B, C, D, sirven para colocar el contador en un estado de inicio de conteo, esto se lleva a cabo a través de los switches de cuatro terminales.

La terminal de Load se encarga de mandar al contador a su cuenta de inicio siempre que llegue un estado bajo. La parte de conteo del circuito es muy importante ya que se ocupa de contar los pulsos que representan el defasamiento de las dos señales PG/N1 y PG/N2 provenientes de los medidores proximidad, ya que dicho defasamiento representa una torsión en la flecha.

La función de los cuatro Latches es de guardar el último número que fué registrado por los contadores, dicho número es el último pulso de la señal de reloj.

Las terminales 1Q, 2Q, 3Q, 4Q, sirven como entradas de información a los latches, y las 1Q, 2Q, 3Q, 4Q, como salidas. La terminal denotada por "G" deja pasar la información de las entradas "D" a las salidas "Q" cuando la terminal "G" se encuentre en estado alto.



(FIG. 15) DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL SINCRONIZADOR PARA EL MEDIDOR DE TORSION.

Los cuatro switches forman una parte esencial en el funcionamiento del circuito contador síncrono de 16 Bits, ya que si en el momento de pegar las bandas pulsadoras sobre la flecha estas no coincidieran exactamente valle con valle y borde con borde tendríamos un pequeño defasamiento el cuál estaría detectando el sistema y éste a su vez nos indicaría la existencia de una torsión, lectura que sería totalmente errónea, ahora bien, por medio de los switches podemos corregir dicho defasamiento, cabe aclarar que el contador de 16 Bits se encuentra a la mitad de su resolución máxima  $[(2 \text{ EXP. } 16)/2-32768]$ , como inicio, y esto es que en caso de que llegue primero la señal PG/N1 que PG/N2 el conteo se hace hacia abajo. También nos facilita la compensación del defasamiento ocasionado al pegar las bandas pulsadoras. Por medio del conteo ya sea ascendente o descendente se puede medir magnitud y dirección del defasamiento de la torsión.

El cálculo de la torsión se realizará de la siguiente manera: suponemos que una flecha gira a 3600 RPM, lo primero que debemos encontrar es el periodo de la flecha ( $T_f$ ).

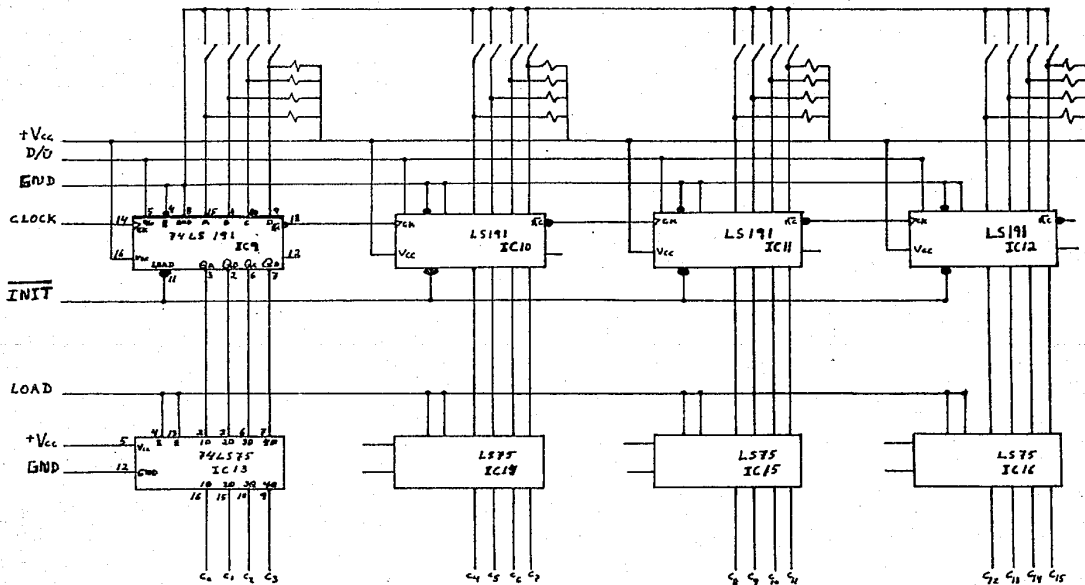
$T_f = \frac{1}{(3600/60)} = \frac{1}{(60 \text{ FPS})}$ ; una vez obtenido ( $T_f$ ) se busca el periodo de cada pulso de 10 MHz, los cuales representan el defasamiento entre las señales PG/N1 y PG/N2. Dicho periodo es denotado como ( $T_p$ ):

$$T_p = \frac{1}{10 \text{ MHz}} = \frac{1}{10 \times 10^6} = 0.1 \times 10^{-6} \text{ SEG.}$$

Ya obtenidos los dos periodos procedemos a encontrar el valor en grados de cada uno de los pulsos.

$$\begin{aligned} \text{Tenemos que: } & 0.01666 \text{ Seg. } (T_f) \times 360^\circ \\ & 0.1 \times 10^{-6} \text{ Seg. } (T_p) \times X \\ X = & \frac{360^\circ (0.1 \times 10^{-6} \text{ Seg})}{(0.01666 \text{ Seg})} = 2.16^\circ \times 10^{-3} \end{aligned}$$

Por lo tanto tendremos que cada pulso que sea detectado durante el - defasamiento de las dos señales PG/N1 y PG/N2 está indicando una torsión de  $2.16 \times 10^{-3}$  grados.



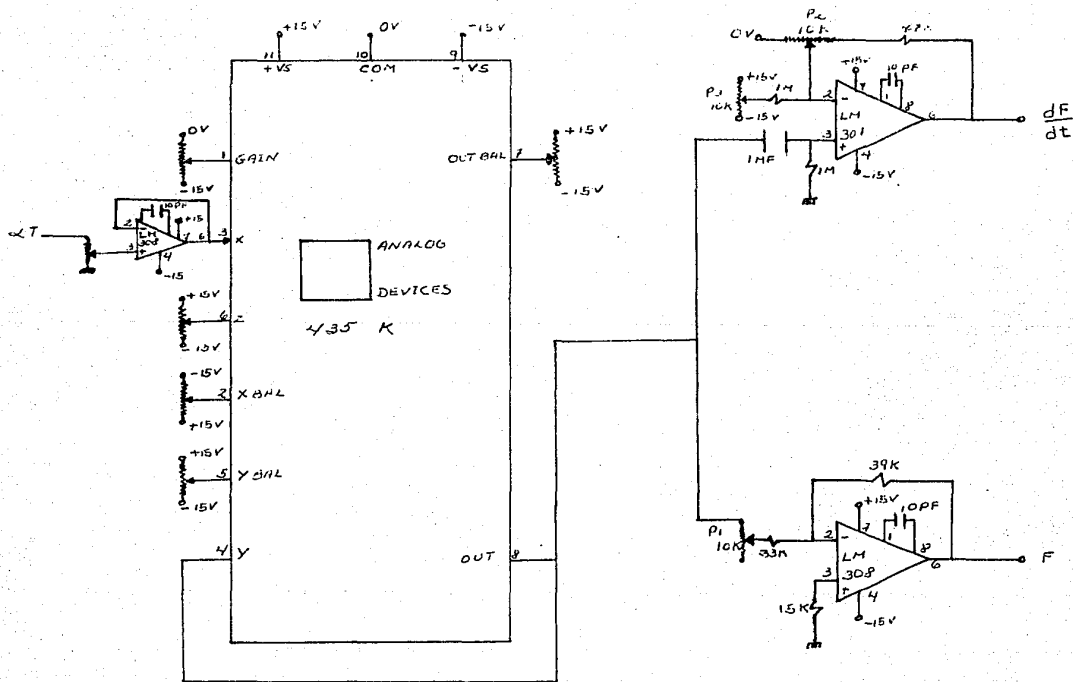
(FIG. 16) CIRCUITO ELECTRONICO DEL CONTADOR SINCRONO DE 16 BITS PARA LA MEDICION DEL ANGULO DE TORSION.



#### IV.3.- CIRCUITO DIVISOR ANALOGICO Y CIRCUITO DERIVADOR.

El circuito integrado analog. devices 435 K se encarga de dividir - la unidad entre el valor de la señal que proviene de la salida del buffer. A la salida del divisor analógico obtendremos  $1/\omega T$ , éste valor será amplificado a través de un amplificador operacional - LM308. El objetivo - del circuito no sólo es el de obtener la frecuencia sino también encontrar la variación de ésta con respecto al tiempo, la cual no es otra cosa que - la variación de la velocidad angular con respecto al tiempo ( $d\omega/dt=dF/dt$ )- llamada también aceleración angular.

Los resultados ( $dF/dt$ ) y ( $F$ ) serán guardados en una grabadora de - instrumentación para facilitar su estudio.



(FIG. 17) CIRCUITO ELECTRONICO DEL DIVISOR Y DERIVADOR.

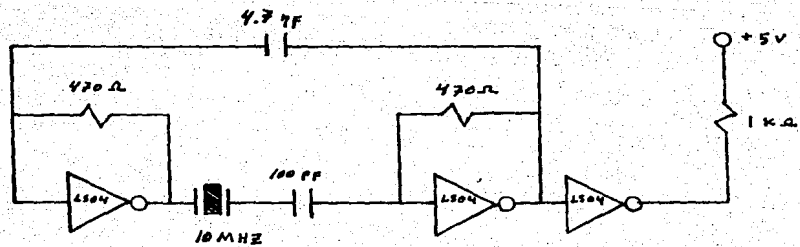
#### IV.4.- OSCILADOR DE 10 MHZ

El oscilador se encarga de sincronizar y dar la base de tiempo necesaria a gran parte del sistema. (Fig. 18.)

A través de los pulsos generados por el oscilador se realiza la medición de desviación de la velocidad y torsión.

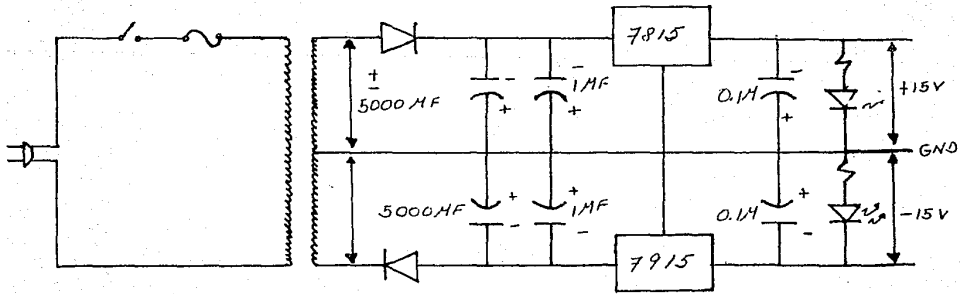
El circuito trabaja en base a un cristal de 10 MHZ, se puede utilizar cualquier otro cristal mayor o menor a 10 MHZ, esto dependerá de qué valores se esperen encontrar de  $T$  y  $dw/dt$  y qué tan rápido gire la flecha de la máquina.

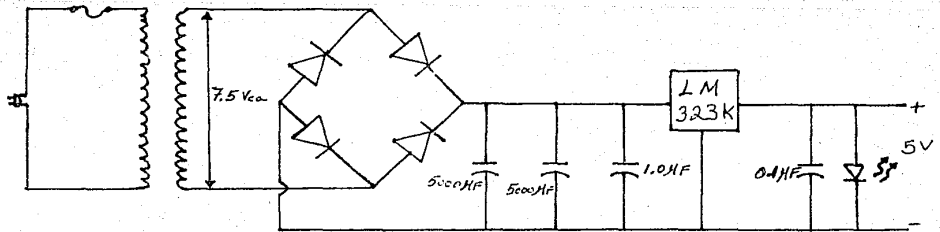
El poder cambiar el cristal es otra alternativa para evitar que saturen los contadores de 16 Bits o bien para obtener una mejor resolución.



(FIG. 1B) CIRCUITO ELECTRONICO DEL OSCILADOR DE 10 MHz.

**V.- FUENTES REGULADAS.**





## VI.- METODOS DE PRUEBA.



A través de una interfase se comunican el generador programable, el osciloscopio, el analizador de espectro, la grabadora de instrumentación, el graficador y la computadora HP-85 la cual se encarga de controlar todos los aparatos anteriormente mencionados con pequeños programas de uso específico.

Se utiliza un generador programable con el cual es factible barrer la frecuencia en cualquier rango útil, dicho barrido se podía realizar con incrementos de  $\mu$ HZ, 1HZ, 10HZ. Todos los datos relacionados con el barrido son programados en la computadora HP-85 la cual se encarga de programar el generador con el rango e incremento deseado para la simulación. Se tiene que mencionar que el medidor se tuvo que ajustar en ciertas tarjetas, (las cuales fueron descritas en capítulos anteriores) por citar alguna se ajustaba cada vez que se establecía un rango de frecuencias de interés y todo esto con el objeto de obtener una respuesta lo más lineal posible en la simulación de las variaciones de la velocidad angular de la flecha.

Se requiere de un par de generadores los cuales no son programables pero que interconectados entre sí ayudan a efectuar la simulación de la torsión.

La función que realiza el osciloscopio es la de retener las señales para que posteriormente se obtengan punto a punto en el graficador de la computadora HP-85. Una de las ventajas que presenta dicho osciloscopio es la de poder almacenar hasta cuatro señales al mismo tiempo, como ejemplo se puede hacer mención a las gráficas de torsión, y de la desviación de la velocidad.

La grabadora de instrumentación se encargará de guardar la información proveniente del medidor de torsión y de la desviación de la velocidad.

para que posteriormente sea analizada la información tantas veces como sea necesario.

Una vez estando en la grabadora de instrumentación la señal del medidor de desviación de la velocidad podrá ser estudiada por un analizador de espectros.

VII.- ANALISIS DE RESULTADOS

Y

CONCLUSIONES

Los resultados fueron obtenidos experimentalmente del laboratorio, - ya que no se dispone de una flecha que se pueda someter a distintas pruebas.

Se simularon los efectos de una flecha sometida a torsión o bien a - variaciones de velocidad angular.

La simulación de torsión se llevó a cabo con dos generadores, el objetivo de estos es generar dos señales cuadradas en fase y de la misma amplitud estas son introducidas a las entradas PG/N1 y PG/N2 de la tarjeta de torsión, la cual discernirá si están defasadas las dos señales, de no haber defasamiento a la salida del convertidor digital-analógica obtendremos una referencia de voltaje constante y a medida que las dos señales se van defasando tendremos a la salida un nivel de voltaje distinto al de referencia.

Para la simulación de la desviación de la velocidad se ocupó un generador con el cual se aplicaba una señal senoidal a una cierta frecuencia - tratando de simular la velocidad angular de la flecha.

La frecuencia se varió entre ciertos límites con el fin de detectar - la variación de la velocidad angular, es decir la aceleración angular de la flecha.

Como resultado de los experimentos se obtuvieron gráficas de torsión y de la desviación de la velocidad las cuales son parte importante del análisis de resultados ya que en base a ellos se detectan qué tan buena será - la respuesta a la salida del sistema y apoyándose en ellos determinar qué tan confiable es el aparato en sus mediciones.

A continuación se describen y se muestran las gráficas de torsión y - de la desviación de la velocidad.

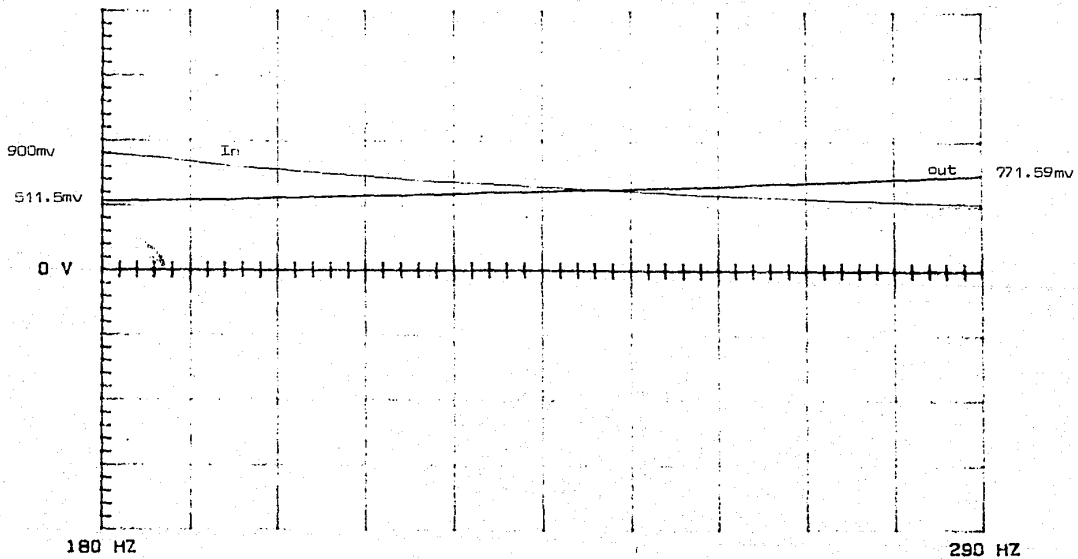
En las gráficas de torsión se observan tres casos diferentes: en el primer caso no existe defasamiento entre las dos señales PG/N2 y por lo tanto se obtiene a la salida un nivel de voltaje cte. de 7.2 VOLTS. en el segundo caso la señal PG/N1 se defasa  $45^\circ$  con respecto a PG/N2 y el nivel de voltaje disminuye hasta 4.5 VOLTS. para el último caso la señal PG/N1 se defasa  $75^\circ$  con respecto a PG/N2 y el voltaje decrece hasta un volt.

Los diagramas de la desviación de la velocidad ilustran la respuesta del medidor.

La primera gráfica tiene un intervalo de 180 HZ a 290HZ, debido a que se desea un rango en el cual operen la mayoría de las velocidades angulares de las flechas, este rango se utiliza para plantas hidroeléctricas.

La segunda gráfica tiene un intervalo de 1.3 KHZ a 3.6KHZ al igual que en la anterior tiene un rango de operación para la velocidad angular. La diferencia con respecto a la anterior es el rango de operación de la flecha; ya que en este caso el intervalo de KHZ se utiliza para plantas termoeléctricas.

En base a los resultados experimentales podemos concluir que el sistema cumple con los objetivos que se trazaron en un principio.

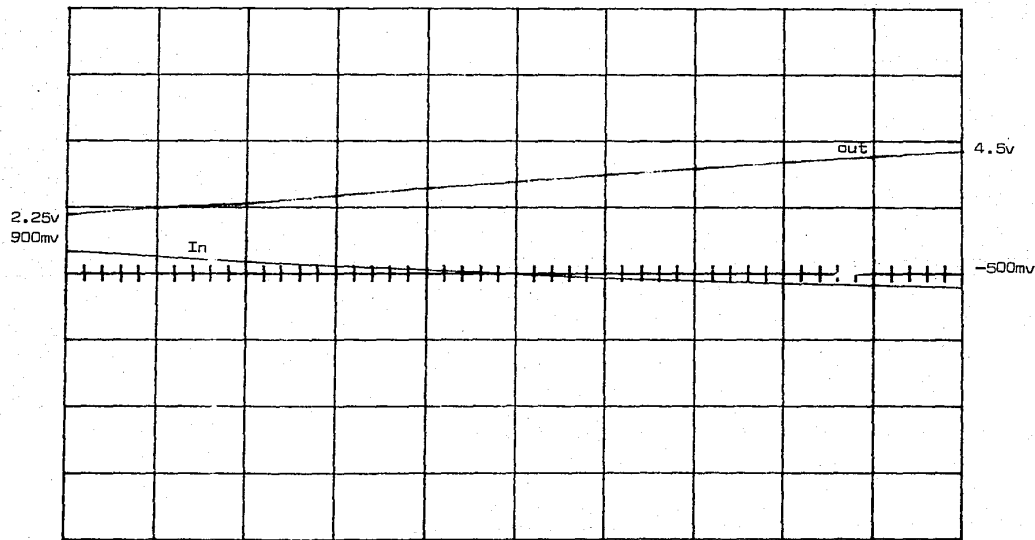


FREC. 11 HZ/DIV

DESV. DE VELOCIDAD

JORGE M. H.  
22 ENERO 1987

88

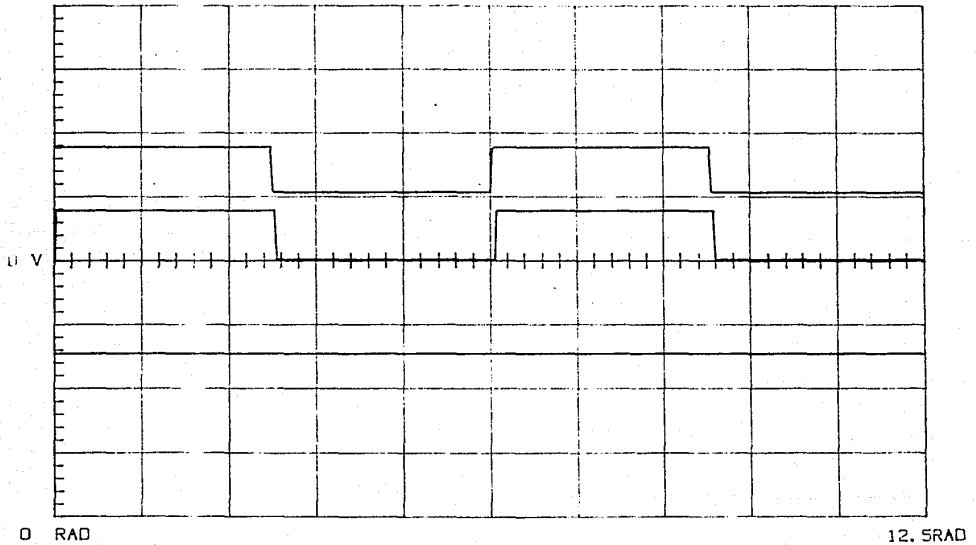


1.3 KHZ

3.6 KHZ

FREC. .23 KHZ/DIV DESV. DE VELOCIDAD

JORGE M. H.  
19 ENERO 1987 8

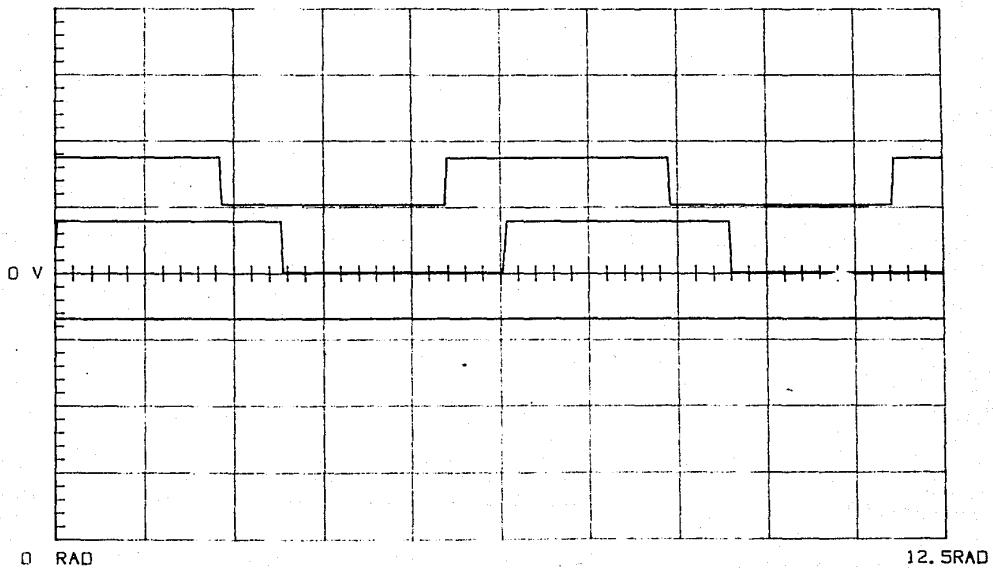


FASE 1.25 RAD/DIV

TORSION

JORGE M. H.  
3 FEBRERO 1987 88

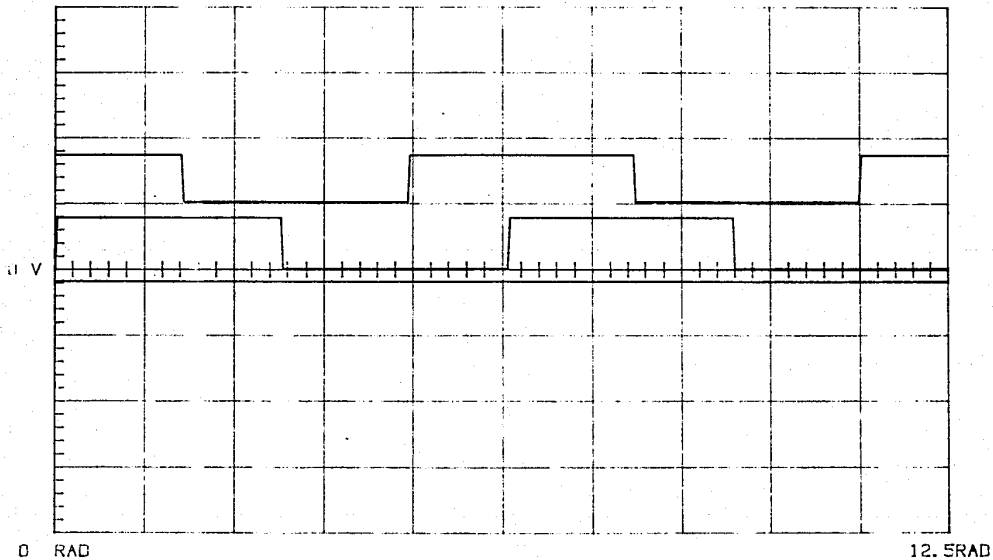




FASE 1.25 RAD/DIV

TORSION

JORGE M. H.  
3 FEBRERO 1987 8



FASE 1.25 RAD/DIV

TORSION

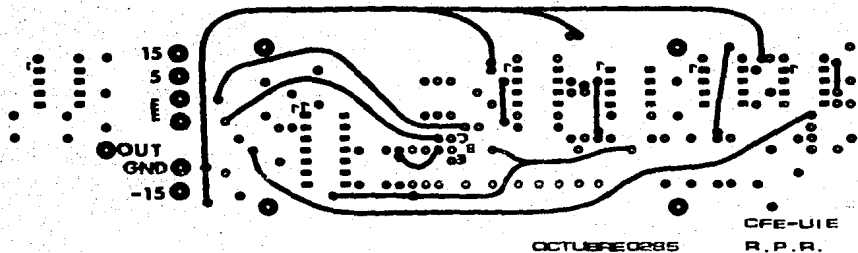
JORGE M. H. 70  
3 FERRERO 1987

### VII.3.- PERSPECTIVAS FUTURAS

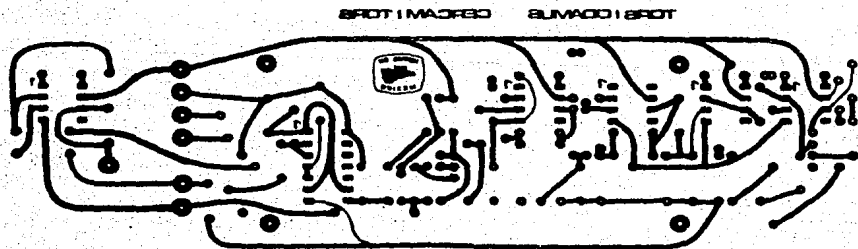
La perspectiva futura del medidor es detectar la variación de la velocidad y la torsión de una flecha ubicada en una planta hidroeléctrica (Santa Barbara) de la Comisión Federal de Electricidad. El medidor será un factor para determinar qué cantidad del reostato hidráulico se tendrá que sumergir en una fosa de agua en caso de presentarse una falla y así disipar la cantidad de energía necesaria para poder mantener la estabilidad del sistema.

## VIII.- ANEXOS

Lado Componentes.

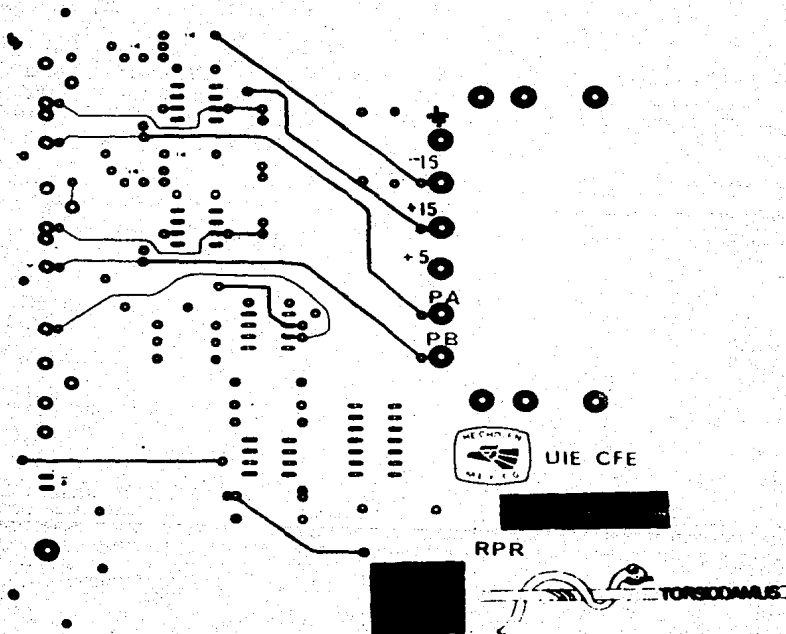


Lado Pistas

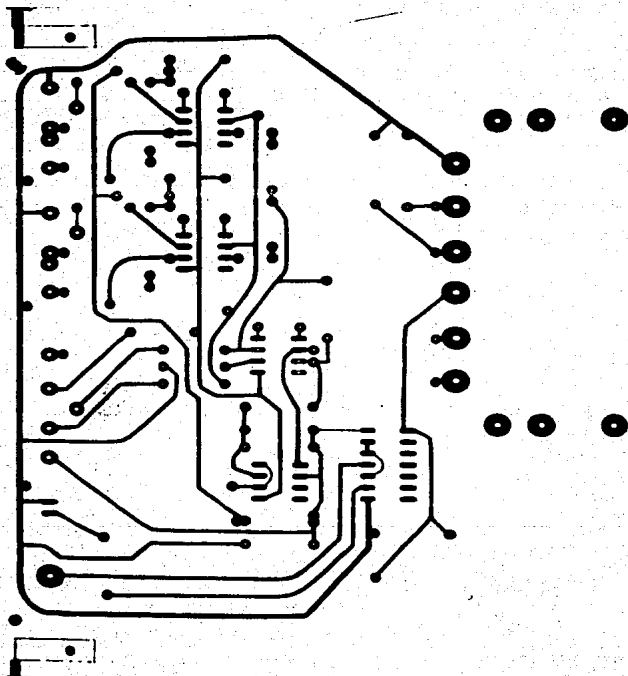


(ANEXO "A") IMPRESO DEL MEDIDOR DE PROXIMIDAD

Lado Componentes.

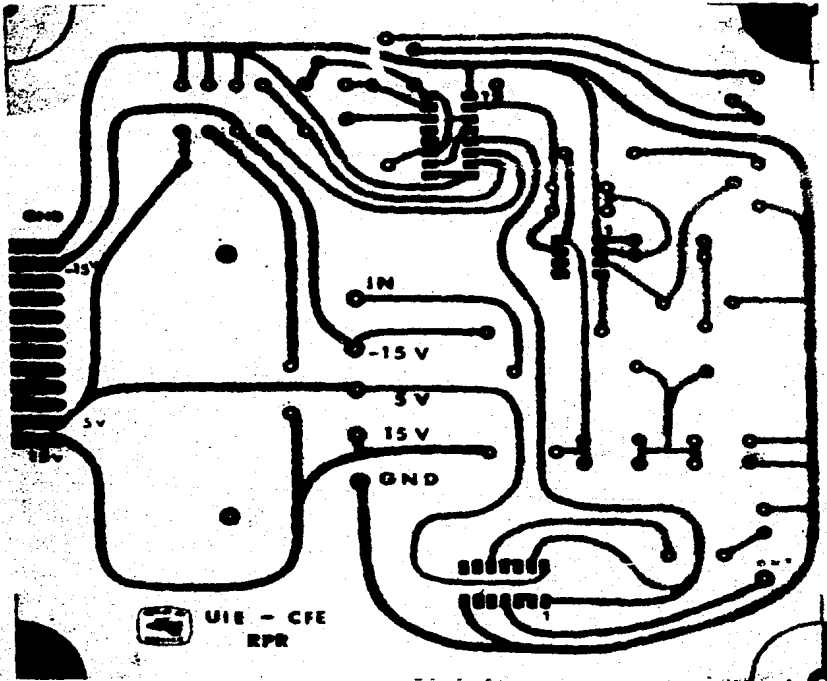


(ANEXO "B") IMPRESO DEL ACONDICIONADOR DE ENTRADA.



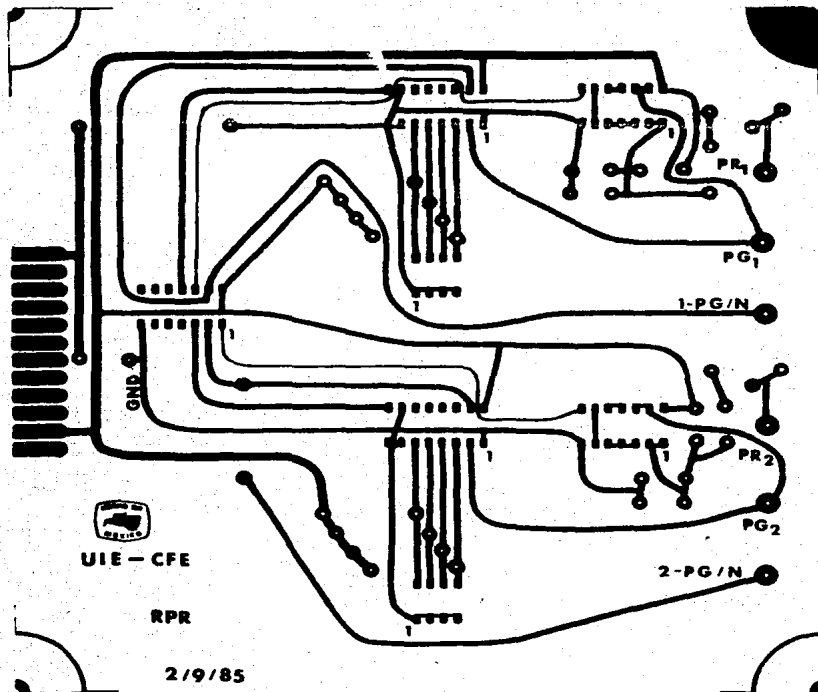
Lado Pistas

(ANEXO "B") IMPRESO DEL ACONDICIONADOR DE ENTRADA.

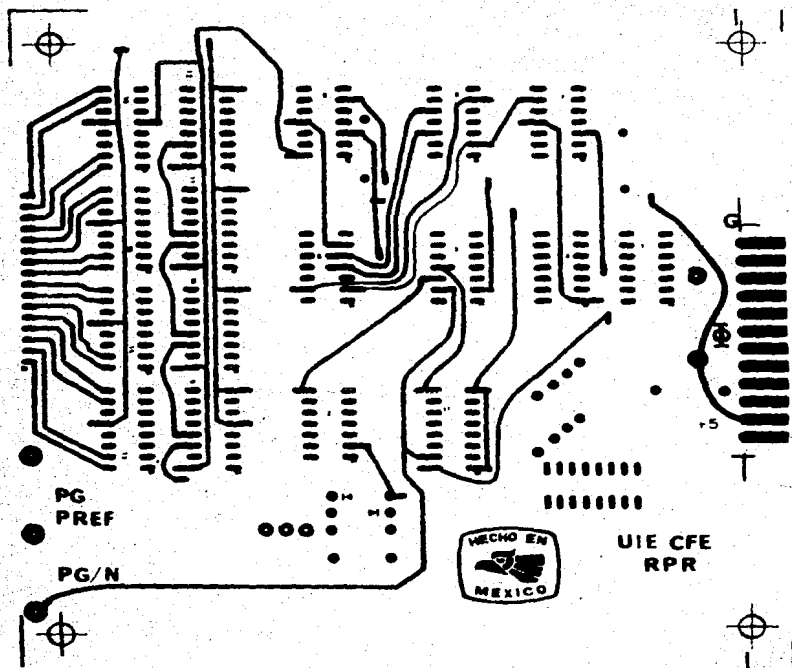


(ANEXO "C") IMPRESO DEL FORMADOR DE PULSOS DE REFERENCIA.



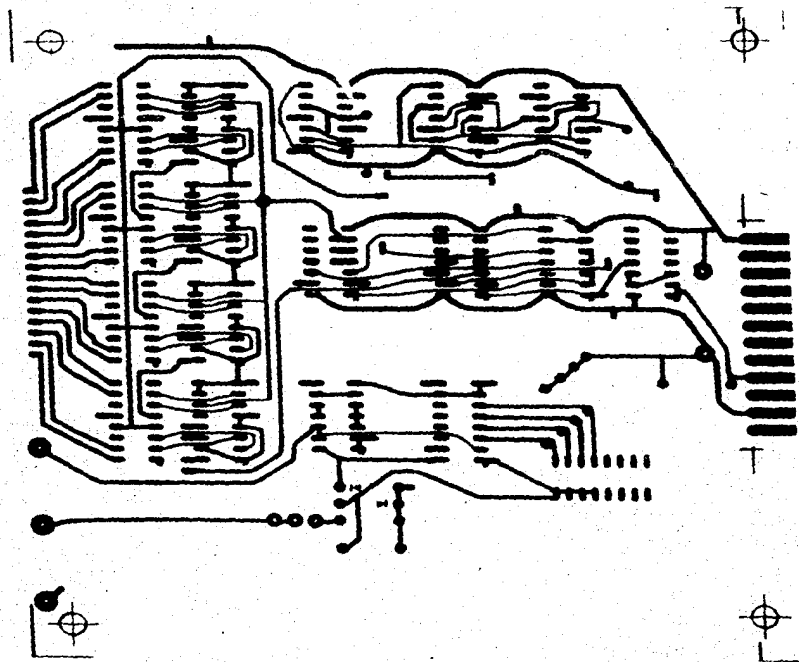


(ANEXO "D") IMPRESO DEL DIVISOR ENTRE "N".



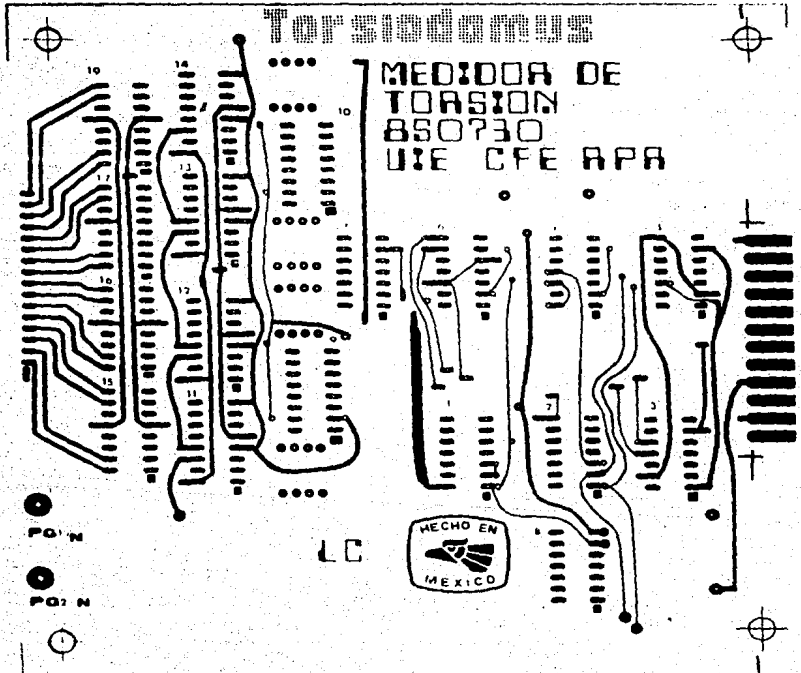
Lado Componentes

(ANEXO "E") IMPRESO DEL SINCRONIZADOR Y DEL CONTADOR SINCRONO DE  
16 BITS DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.



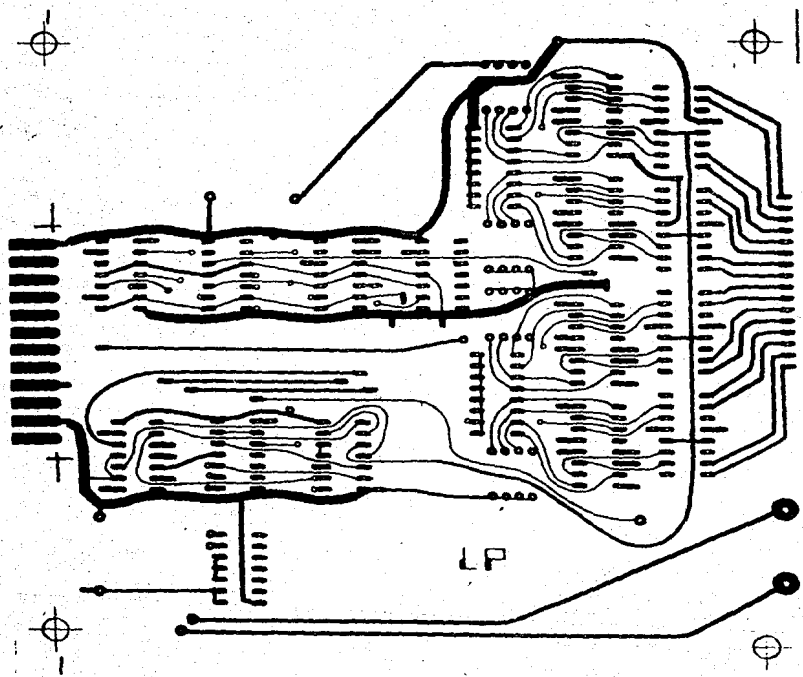
Lado Pistas

(ANEXO "E") IMPRESO DEL SINCRONIZADOR Y DEL CONTADOR SINCRONO DE  
16 BITS DEL MEDIDOR DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD.



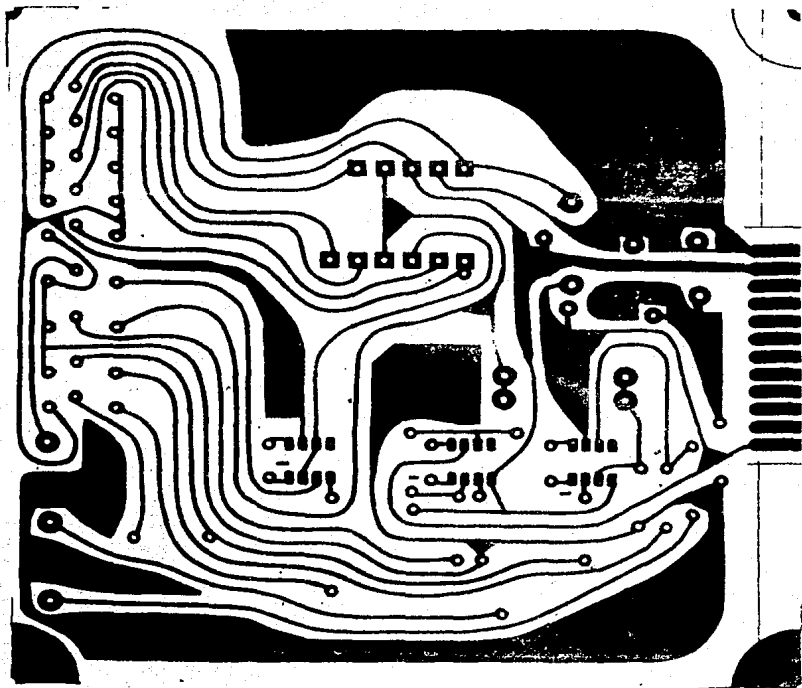
Los Componentes

(ANEXO "F") IMPRESO DEL SINCRONIZADOR Y DEL CÓNTOADOR SINCRONO DE  
16 BITS PARA EL MEDIDOR DEL ANGULO DE TORSION.

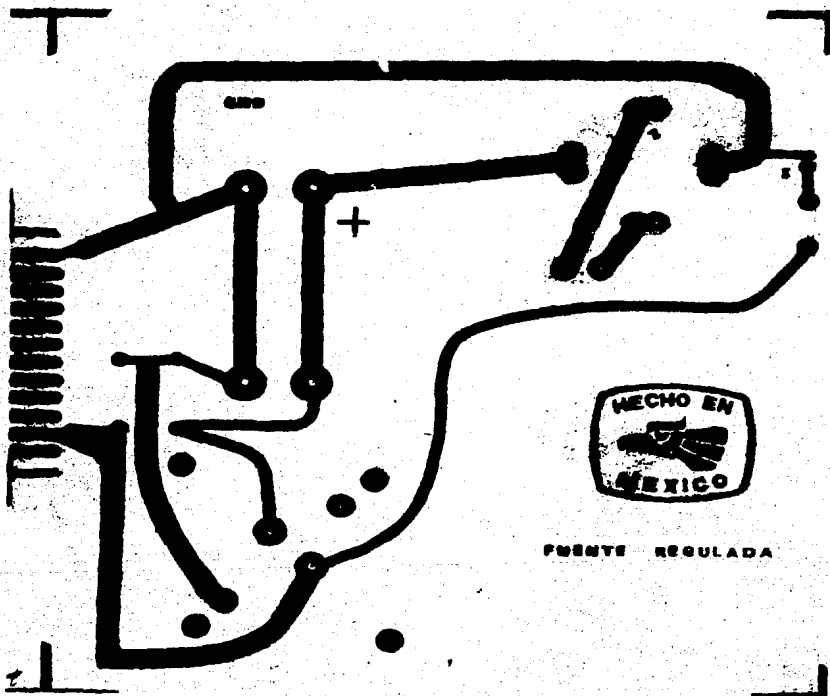


Lado Pistas

(ANEXO "F") IMPRESO DEL SINCRONIZADOR Y DEL CONTADOR SINCRONO DE 16 BITS PARA EL MEDIDOR DEL ANGULO DE TORSION.

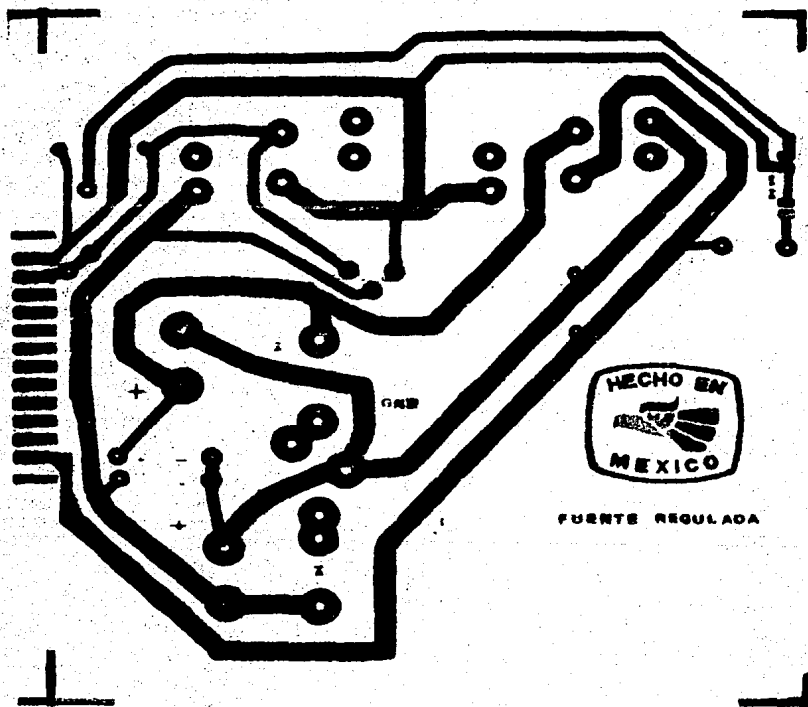


(ANEXO "G") IMPRESO DEL CIRCUITO DIVISOR ANALOGICO Y DEL CIRCUITO DERIVADOR.



Fuente de + 5 volts.

(ANEXO "H") IMPRESOS DE LAS FUENTES REGULADAS.



Fuente de  $\pm$  15 volts.

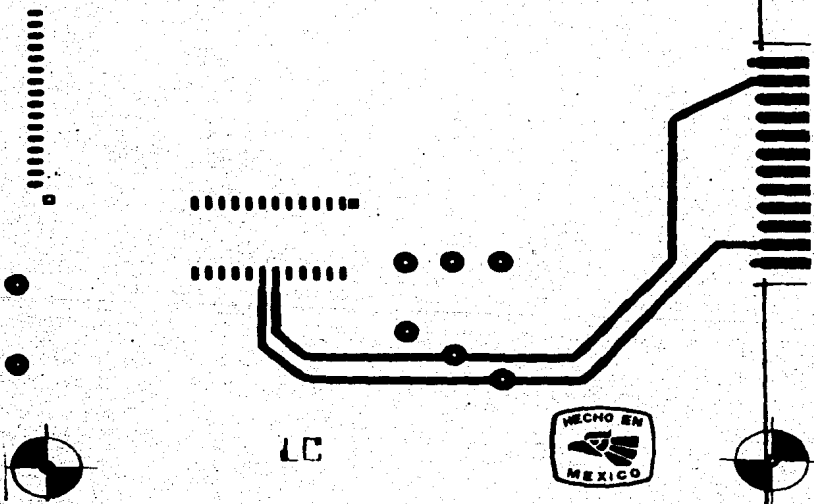
(ANEXO "H") IMPRESOS DE LAS FUENTES REGULADAS.





# Torsiodamus

DAC 71 850524  
 UIE CFE RPA

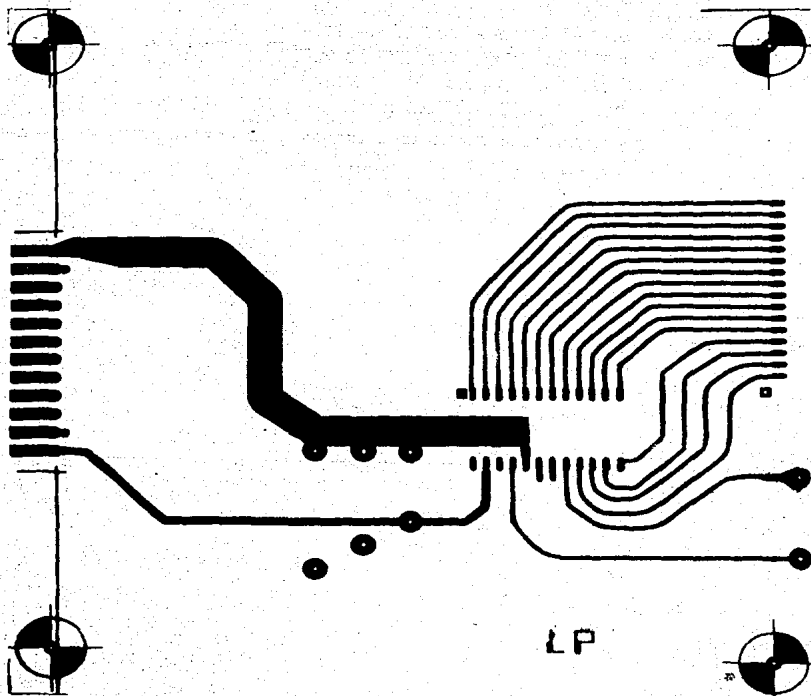


LC



Lado Componentes

(ANEXO "I"). IMPRESO DEL CONVERTIDOR DIGITAL-ANALOGICO.



Lado Pistas

(ANEXO "I") IMPRESO DEL CONVERTIDOR DIGITAL - ANALOGICO

IX.- BIBLIOGRAFIA

E. JAMES ANGELO JR.

Electronics: Bits, Fets, and microcircuits. U.S.A., Mc Graw-Hill, 1969.

MILLMAN, JACOB

Microelectronics: Digital and Analog. Circuits and systems.

U.S.A., Mc Graw-Hill, 1979.

MORRIS MAND

Lógica digital y diseño de computadores. México, Prentice Hall Hispanoamericana. S.A., 1979.

TEXAS INSTRUMENTS.

The TTL data book for design engineers. 2 ed. U.S.A., 1976.

M. C. Hall and D. A. Hodges, "Experience with 500 Kv Subsynchronous Resonance and Resulting Turbine Generator Shaft Damage at Mohave Generating Plant", IEEE Special Publication 76 CH1066-O-PWR, presented at the PES Winter Meeting and Tesla Symposium.

"A Bibliography for Study of Subsynchronous Resonance Between Rotating Machines and Power Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Vol. PAS-95, p. 216, January/February 1976, an IEEE Committee Report.

"First Supplement to A Bibliography for Study of Subsynchronous Resonance Between Rotating Machines and Power Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, p. 1872, November/December 1979, an IEEE Committee Report.

"First Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, p. 1565, - - September/October 1977, an IEEE Committee Report.

"Proposed Terms and Definitions of Subsynchronous Oscillations", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, p. 506, March/April - 1980, an IEEE Committee Report.

"Countermeasures to Subsynchronous Resonance Problems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99 No. 5, p. 1810, September/October 1980.

"Series Capacitor Controls and Settings as Counter Measures to Subsynchronous Resonance", Paper 81WM009-0, presented at the Winter Meeting of the IEEE Power Engineering Society, February 1-6, 1981.

R. G. Farmer, A. L. Schwalb, and Eli Katz, "Navajo Project Report on Subsynchronous Resonance Analysis and Solutions", IEEE Special Publication 76CH1056-0-PWR, presented at the Power Engineering Society Winter Meeting and Tesla Symposium.