

74 21



Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO DE UNA MAQUINA PARA CONSTRUIR
DEVANADOS DE TRANSFORMADORES
APLICADOS A LA ELECTRONICA

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A
RAFAEL HERNANDEZ CRUZ

Director de Tesis:
ING. ROBERTO MACIAS PEREZ



TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

MEXICO, D. F.

1990



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

1.0.0	Introducción.	2
2.0.0	Antecedentes de diseño.	4
2.1.0	Construcción de devanados.	
2.3.0	Secuencia de construcción.	
3.0.0	Contadores.	8
3.1.0	Circuito de entrada.	
3.2.0	Compuerta Principal.	
3.3.0	Unidad de cuenta decimal.	
3.4.0	Circuito base de tiempo.	
3.5.0	Circuito de control.	
3.6.0	Causas de error en los circuitos contadores.	
4.0.0	Diseño del circuito electrónico.	16
4.1.0	Formación de la señal de reloj.	
4.2.0	Acondicionamiento de la señal de reloj.	
4.3.0	Unidad de cuenta decimal.	
4.4.0	Formación de la señal de paro del sistema.	
4.5.0	Etapa de potencia.	
4.6.0	Fuente de alimentación.	
4.7.0	Circuito auxiliar.	
4.8.0	Diagrama general.	
5.0.0	Sección mecánica.	55
5.1.0	Avance automático de alambre.	
5.2.0	Control de carrera y de avance.	
5.3.0	Gabinete.	
6.0.0	Conclusiones.	76
7.0.0	Bibliografía.	86

INTRODUCCION

1.0.0 En el proceso de fabricación de cualquier producto existe siempre un medio para optimizarlo, hacerlo mas eficiente ó barato. Con este fin se incorporan nuevas técnicas, personal calificado y/o máquinas más complejas.

Cuando se necesita una máquina, puede optarse por una de dos alternativas fundamentales; comprarla (dentro ó fuera del país) ó hacerla; si se decide por esta última alternativa debe efectuarse un estudio e investigación para definir el proceso que debe seguirse en su construcción así como el diseño de las partes que debe incluir para que realice correctamente la función para la cual fué diseñada, a la par ó posteriormente se construye el prototipo.

Este trabajo incluye el planteamiento del problema a resolver, así como la investigación, diseño y resultados obtenidos en la construcción de una máquina para realizar devanados de transformadores aplicados a la electrónica, es la respuesta a la necesidad que existe en una empresa pequeña que fabrica equipos electrónicos y que para reducir sus costos construye sus propios transformadores.

La secuencia que se sigue en la redacción de este trabajo es la seguida en el diseño y construcción del prototipo de esta máquina.

En el capítulo dos se describen las características que al usuario le facilitan la operación y hace más cómodo su trabajo, al mismo tiempo se describe como se cubren estos requisitos. Se define también su estructura y con ello se identifican las partes que conformarán a la máquina.

En el capítulo tres se muestran los antecedentes de cada una de las partes que integrarán al sistema.

En el capítulo cuatro se efectúa el análisis y el diseño de cada una de las partes del circuito electrónico principal, así como de los circuitos auxiliares que son necesarios para su correcto funcionamiento.

En el capítulo cinco se describe la sección encargada del

avance automático del alambre, tanto eléctrica como mecánica.

En el capítulo seis se consignan las conclusiones obtenidas a lo largo del trabajo.

ANTECEDENTES DE DISEÑO

2.0.0 DESCRIPCION.

Es importante para cada trabajo definir completamente el objeto de estudio, con el fin de que el lector no pierda de vista el objetivo de la obra, para tal fin se describen las consideraciones que deben tenerse en cuenta para cubrir las necesidades de operación y con ello fijar el alcance del diseño.

Se inicia con la descripción del método seguido para construir un transformador que se aplique a la electrónica.

Debe considerarse que generalmente son transformadores reductores y en la mayoría de los casos entregan una corriente que varía entre 100mA y 3 A; esto como consecuencia de que la corriente demandada por un circuito en la actualidad tiende a ser cada vez menor, debido a que se ha elevado la eficiencia de los componentes y del circuito en general.

Conocida la potencia máxima que demandará el circuito, se procede a calcular el número de vueltas del primario y del secundario, tomando en cuenta la sección transversal del núcleo.

2.1.0 CONSTRUCCION DE DEVANADOS.

Supóngase por un momento que no se cuenta con una máquina que nos auxilie; por lo que debe tenerse primero un carrete sobre el cual se construirán los devanados, el del primario vuelta a vuelta se contará hasta completarlo, se sacan las terminales del alambre magneto para posteriormente soldar los cables, se coloca una capa de papel aislante, para que sobre este se construya el devanado correspondiente al secundario con el número de vueltas calculado; se extraen nuevamente las terminales, para posteriormente soldar los cables; se coloca otra capa de papel y en esencia se ha concluido con la construcción de los devanados, lo que resta es colocar los cables, fijarlos para evitar desprendimientos, montar el núcleo, el marco y finalmente la impregnación.

2.2.0 SECUENCIA DE CONSTRUCCION.

De lo anterior pueden inferirse los pasos necesarios para realizar este proceso de manera semiautomática.

1.-Se fija el número de vueltas calculado para el devanado primario.

2.-Se construye el devanado primario y cuando se tiene el número de vueltas calculado se detiene el proceso de embobinado.

3.-Se extraen las terminales y se coloca el aislante para que sobre este se construya el devanado correspondiente al secundario

4.-Se puede observar que para la construcción del devanado secundario se repiten los pasos 1 y 2 con un número de vueltas diferente.

2.2.1 CONSTRUCCION AUTOMATICA DE DEVANADOS.

Para que la secuencia antes mencionada sea realizada por una máquina, esta debe tener al menos los siguientes elementos.

Un portacarrete giratorio que pueda soportar carretes de diversos tamaños y que tenga como medio de accionamiento a un motor, que constituye la sección puramente mecánica de la máquina.

Un circuito de control que sea capaz de iniciar y detener el proceso en el momento oportuno para que el número de vueltas del devanado no difiera del calculado, además que la distribución del alambre sea uniforme a lo largo del carrete.

Para cubrir los puntos antes mencionados el sistema debe tener los siguientes elementos fundamentales:

- Un sensor de vueltas que detecte cada vuelta dada por el carrete.

- Una vía de acceso para proporcionar el número de vueltas calculado.

- Un medio de almacenamiento de este dato para verificar que la totalización es menor que el número de vueltas programado.

- Un medio para detener el proceso cuando la totalización sea igual al número de vueltas que debe tener el devanado que se está construyendo.

- Un totalizador (contador de eventos).
- Opcional, una guía mecánica para tener avance automático del hilo conductor.

2.3.0 OBTENCION DE LA SECUENCIA DE OPERACION.

De los puntos anteriores, se llega al diagrama de bloques de la figura 2.1 donde se muestra la secuencia con la que se efectuará el proceso.

A continuación se expone la estructura y operación de los bloques propuestos.

Se observa que el diagrama de bloques nos representa en esencia un contador con características especiales dadas las necesidades anteriormente planteadas. Por lo tanto es importante analizar la estructura y principales aplicaciones de los contadores de década.

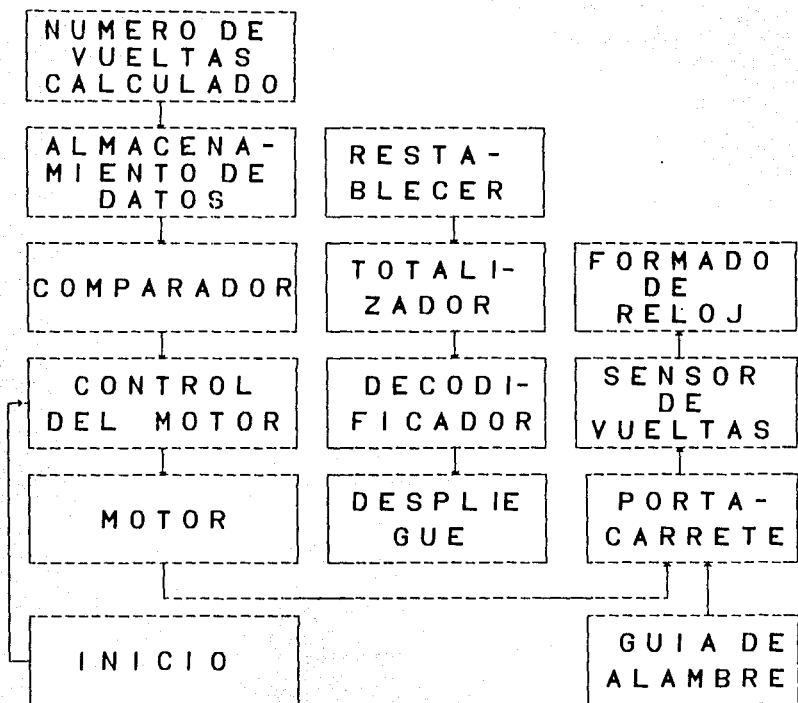


Figura 2.1
Diagrama de bloques del proceso

CONTADORES

3.0.0 Los contadores tienen una gran diversidad de aplicaciones entre las que pueden mencionarse, totalización de eventos, mediciones de frecuencia, de tiempo, medición de intervalos de tiempo, ancho de pulsos y otro tipo de mediciones donde se involucre el acto de contar como en este caso.

Un contador generalmente está compuesto por cinco unidades básicas que se enlistan a continuación:

- 1.-Circuito de entrada.
- 2.-Compuerta principal.
- 3.-Unidad de contar en forma decimal y despliegue.
- 4.-Base de tiempo.
- 5.-Unidad de control.

3.1.0 1.- CIRCUITO DE ENTRADA.

Este circuito es el encargado de acondicionar la señal que generalmente es analógica y ruidosa, convirtiéndola en una señal que sea compatible con la circuitería digital del contador; además de eliminarle el ruido presente, para tal fin este circuito contiene algunos o todos los siguientes puntos:

- Un circuito de acoplamiento AC-DC.
- Un atenuador ó amplificador.
- Limitador de voltaje para la protección del circuito.
- Convertidor de impedancia con nivel ajustable para poder seleccionar un punto de disparo óptimo.
- Monoestable ó disparador de Schmitt que convierte la señal de entrada a niveles lógicos.

Como se mencionó las señales de entrada pueden provenir de un ambiente ruidoso, por lo que si el caso se presenta debe utilizarse una configuración de entrada que sea poco sensible al ruido, y al mismo tiempo debe tenerse en cuenta a la señal en particular para determinar cuales etapas son necesarias.

Se muestra en la figura 3.1 un diagrama de bloques donde se localiza el sitio que ocupa el circuito de entrada dentro del contador; posteriormente se muestra la estructura de ésta unidad

dentro del diseño que se está planteando.

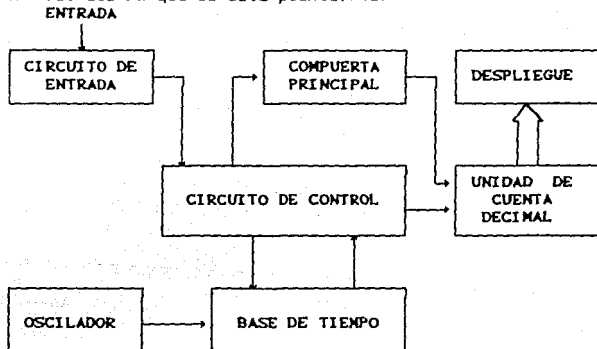


Figura 3.1

Diagrama de bloques de un contador.

3.2.0 COMPUERTA PRINCIPAL.

Ya acondicionada la señal por el circuito de entrada se hace pasar esta por una compuerta que generalmente es una compuerta lógica de dos entradas; a una de ellas se le suministra la señal acondicionada y a la otra la señal de control, como se observa la misión de esta compuerta es la de controlar el paso de la señal hacia los contadores; cuando se permite el acceso a la señal de información se tienen incrementos en el contador decimal, en caso contrario este será imposible.

Debe considerarse la respuesta en frecuencia (velocidad de respuesta) de los elementos componentes del circuito pues en altas frecuencias no se tiene el mismo comportamiento para las diferentes familias lógicas y debe elegirse la que opere adecuadamente según las necesidades propias de la aplicación.

3.3.0 UNIDAD DE CUENTA DECIMAL.

Esta unidad está constituida por circuitos independientes llamadas décadas; cada década consta de cinco unidades básicas que son:

Contador de década.

Memoria.

Un decodificador de BCD-siete segmentos.

Un manejador de indicador numérico.

Indicador numérico.

Cuando se conectan en cascada; cada contador de década efectúa el proceso 0-1-2-3...7-8-9-0-1...; cada vez que se llega a 9 y se regresa a cero la señal de acarreo es introducida a la siguiente década, debe notarse que esta señal se presenta una vez por cada diez pulsos de entrada.

En la actualidad las dos funciones (contador de década y memoria) son realizadas por un sólo circuito integrado, que generalmente es un contador síncrono; el decodificador y el manejador están integrados en un sólo circuito al igual que en el caso anterior y por último, el indicador numérico puede implementarse de varias maneras pues la tecnología actual ha puesto en manos de los diseñadores diversas maneras de hacerlo, tal es el caso de indicadores implementados con diodos de efecto luminoso, de cristal líquido, tubos fluorescentes de vacío, etc.

El despliegue puede implementarse de dos maneras distintas, según convenga a nuestras necesidades.

3.3.1 DESPLIEGUE ESTÁTICO.

En este sistema de despliegue cada indicador de siete segmentos es conectado a un decodificador, por lo que el número de decodificadores utilizado con este método es el mismo que el número de décadas presentes en el contador, teniéndose por lo tanto una eficiencia baja pues la corriente demandada por los indicadores es alta al efectuar la consideración del conjunto, además que el costo de los componentes se eleva.

3.3.2 DESPLIEGUE DINÁMICO.

Este tipo de despliegue únicamente mantiene encendido un indicador a la vez y el resto apagados, ya que se les enciende uno a uno de manera secuencial; el brillo y persistencia de la imagen dependen de la velocidad de muestreo; del tiempo que se

de servicio a cada uno de los indicadores y de la corriente que se haga circular a través de ellos.

Se muestra en la figura 3.2 un ejemplo en diagrama de bloques de un contador en el que se utilizó despliegue dinámico, para el caso de despliegue estático no se muestra puesto que se escogió para el diseño del que es parte esta descripción.

3.4.0 CIRCUITO DE BASE DE TIEMPO.

En algunas de las aplicaciones de los contadores se requiere de una base de tiempo que debe implementarse de acuerdo a las condiciones que satisfagan los requerimientos del diseño en particular, para ello la base de tiempo puede implementarse con osciladores de diversos tipos como son osciladores que involucren elementos activos, circuitos RLC, con compuertas, con circuitos integrados y osciladores de cristal.

3.5.0 CIRCUITO DE CONTROL.

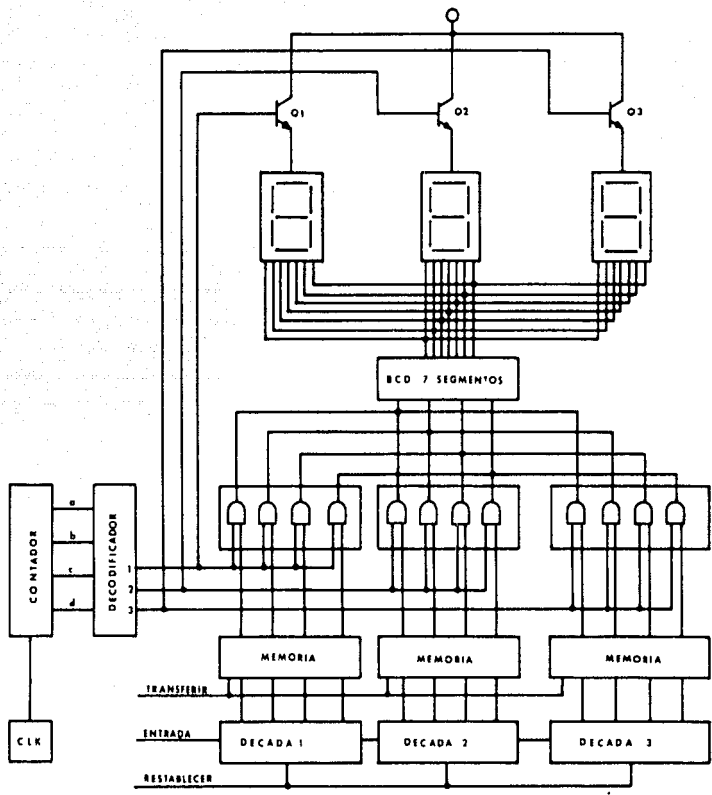
Dependiendo del modo de operación, varios comandos pueden suministrarse de manera manual; por control remoto ó puede ser generada por el mismo proceso de contar, con lo cual el circuito de control está facultado para efectuar las siguiente acciones:

- Control de la compuerta principal.
- Generación de los pulsos de restablecimiento para los contadores de década así como la base de tiempo con la cual se manejan los indicadores.
- Control del tiempo en que permanecen encendidos los indicadores.
- Generación de los pulsos de reloj necesarios para el manejo de despliegue dinámico.
- Control de algún otro dispositivo conectado a la salida.

3.6.0 CAUSAS DE ERROR EN LOS CIRCUITOS CONTADORES.

Debe tenerse en cuenta siempre que se diseña un circuito de cualquier tipo las variables que son causa de la falta de

En la página siguiente: Figura 3.2
Contador de década con despliegue dinámico.



exactitud y/o de precisión en este; para el caso de los contadores es importante conocer que condiciones de operación ó de la señal que hacen que esten presentes errores, para tal fin incluimos el siguiente estudio.

3.6.1 TIPOS DE ERRORES.

Una de las grandes ventajas que se tienen al utilizar contadores es la elevada exactitud que se logra; para ello debe conocerse en que casos la operación del sistema es errónea; con este fin se sugiere como punto crucial entender la operación de un contador de década para tener las herramientas necesarias para reconocer las fuentes de error y poder minimizarlas ó en el mejor de los casos eliminarla.

Los errores que presentan los contadores digitales pueden agruparse en dos categorías:

- Errores inherentes al sistema digital.
- Errores provocados por el modo de operación.

3.6.2 ERRORES INHERENTES AL SISTEMA DIGITAL.

Error en la cuenta de ± 1 .

Este es el error básico en todos los instrumentos digitales y es causado por dos señales aplicadas a una compuerta que no estan sincronizadas.

Esto puede verse claramente en la figura 3.3 donde se muestran dos señales (una de entrada y la otra de control), que por falta de sincronía presentan un error de ± 1 .

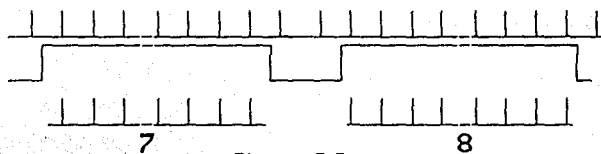


Figura 3.3

Diagrama de señales sin sincronía

En el diagrama de la figura 3.4 se muestran dos señales ya sincronizadas, donde ya no se presenta el error.

El error relativo introducido por el error de ± 1 es una función de la totalización y puede verse en la siguiente ecuación:

$$\% \text{Error relativo} = \frac{1}{\text{No. de cuentas}} \times 100$$

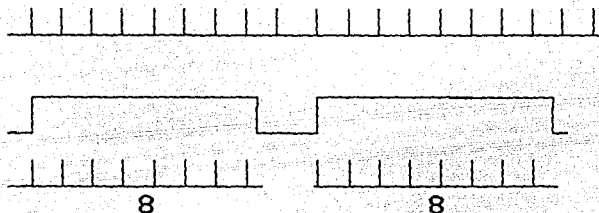


Figura 3.4

Diagrama de señales con sincronía.

Este error puede representarse de manera gráfica como se muestra en la gráfica de la figura 3.5.

Otro factor determinante en la exactitud de un contador es la estabilidad en la base de tiempo.

En muchos casos se utiliza un oscilador de cristal para la base de tiempo, pero si no se tiene cuidado este puede presentar errores debidos principalmente a la imposibilidad de obtener cristales con las dimensiones precisas que requiera una frecuencia de oscilación en especial por las variaciones en la temperatura de operación y a los cambios en la fuente de polarización.

La falta de exactitud en las dimensiones mecánicas del cristal se corrigen con un pequeño capacitor que se añade al circuito.

La dependencia de la temperatura se minimiza utilizando un cristal cuyo corte tiene un coeficiente bajo de temperatura ú operarlo a una temperatura a la cual su coeficiente sea cero.

Cuando en casos especiales donde se requiera de una excelente estabilidad ante la variación de temperatura se

utilizan los osciladores de cristal compensados en temperatura (TCXOs).

3.6.3 ERRORES DEPENDIENTES DEL MODO DE FUNCIONAMIENTO.

Este error es introducido generalmente por la falta de cuidado en la elección del punto de disparo en el disparador de Schmitt y al ruido presente en la señal, para minimizar este error debe concederse especial atención al proceso de digitalización de la señal particular con que se esté tratando; en nuestro caso como se mostrará en el capítulo cuatro el error que se puede presentar es de este tipo y para eliminarlo se aplica una técnica que se considera segura.

Con esto se concluye el estudio preliminar de cada uno de los diferentes elementos del circuito que se diseñará a continuación.

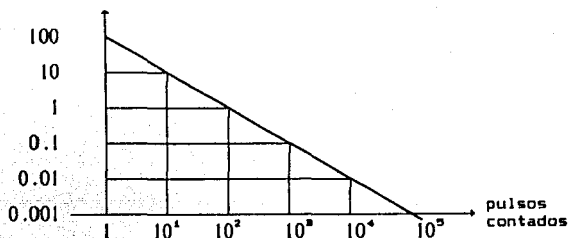


Figura 3.5

Error en la cuenta de ± 1 como función del número de pulsos contados

DISEÑO DEL CIRCUITO ELECTRONICO

4.0.0 El circuito electrónico que se diseña a continuación realiza las acciones definidas en el diagrama de bloques de la figura 2.1 que son:

- * Formación de la señal de reloj.
- * Módulo contador y despliegue.
- * Formación de la señal de paro del motor.

Al mismo tiempo debe cumplir con las necesidades del operador que son condiciones que definen el funcionamiento y a continuación se enlistan:

- 1.-Poder dar entre 1 y 10,000 espiras.
- 2.-El inicio de la operación lo decide el usuario cuando está preparado.
- 3.-El final debe darlo la máquina.

Este diseño comienza con una etapa que involucra a un transductor que entrega una señal eléctrica cuya frecuencia es directamente proporcional a la velocidad de giro del portacarrete.

4.1.0 FORMACION DE LA SENAL DE RELOJ.

Recordando el diagrama de bloques de la figura 2.1 , en el se define que la señal de reloj consistirá de un pulso por cada vuelta efectuada por el portacarrete y con ella el contador incrementará su cuenta en uno.

El circuito encargado de esta función es crucial pues si por alguna razón el ruido lo hace fallar y no entrega por cada vuelta un pulso, simplemente el devanado no presentará el número de vueltas calculado, con lo que se modifican sus características, por esto el circuito de entrada debe ser confiable.

En primer lugar debe tenerse un sensor que nos proporcione un pulso por cada vuelta y puede ser:

4.1.1 SENSOR MAGNETICO.

Un sensor magnético está integrado por un imán que se monta

en la flecha que mueve al portacarrete para que gire con ésta; en la proximidad de su trayectoria se coloca una bobina de tal manera que en el viaje del imán las líneas de campo magnético corten a las espiras de la bobina y se tenga según la ley de Faraday una tensión inducida proporcional a la velocidad de variación de las líneas de campo que la atraviesa.

$$E_{med} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8} \text{ (volts)}$$

donde

ϕ - # número de líneas de campo que atraviesa durante,

t - tiempo en segundos,

10^{-8} número de espiras que deben concatenarse para generar un volt.

El arreglo proveerá un pulso de voltaje cada vez que se enfrenten el imán y la bobina; es conveniente que la bobina pase frente a un polo del imán y que la distancia entre ellos sea lo mas pequeña posible pues esto hace que la reluctancia del circuito magnético formado sea pequeña.

Una vez que se tiene el pulso puede amplificársele al mismo tiempo que se le elimina el ruido y se le hace compatible con la lógica utilizada.

4.1.2 SENSOR OPTICO.

Un sensor óptico (fotointerruptor), esta constituido por un arreglo de un diodo emisor de luz infrarroja y un fototransistor ó fotodarlington como detector de la luz emitida por el diodo, el fototransistor sólo detecta presencia ó ausencia de la luz proveniente del diodo emisor de luz, así que para el emplazamiento de este sensor sólo hace falta colocar el arreglo de fotointerruptor (se le encuentra comercialmente) en un punto cercano a la trayectoria de la flecha del portacarrete y sobre esta se monta un disco ranurado que pase entre el diodo y el fototransistor, permitiendo que un haz de luz pase hacia el fototransistor cada vez que la ranura del disco pase entre ellos, convenientemente polarizado el arreglo se obtiene en el

colector del fototransistor voltajes que son los de saturación y corte de un transistor.

Se eligió un sensor óptico para este diseño por lo que a continuación se efectúa su análisis.

La configuración para polarizar un fotointerruptor como es el TIL 144 ó el TIL 145 es la que se muestra en la figura 4.1.

Calculando los valores de R y R_c para:

$$I_D = 20 \text{ mA}$$

$$V_D = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{CC} - I_D R - V_D = 0$$

$$R = \frac{V_{CC} - V_D}{I_D}$$

$$R = 190$$

$$\text{valor comercial } R = 220 \Omega$$

Para el transistor se desea:

$$I_{C\text{sat}} = 120 \mu\text{A}$$

$$\text{Si } V_{CE\text{sat}} = 0.2 \text{ V}$$

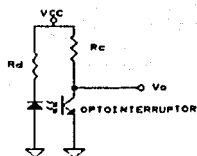


Figura 4.1

Polarización del TIL 144

Con estos datos se plantea la siguiente ecuación de malla

$$V_{CC} - R_c I_{C\text{sat}} - V_{CE\text{sat}} = 0$$

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE\text{sat}}}{I_{C\text{sat}}}$$

$$R_c = \frac{5 - 0.2}{120 \times 10^{-6}} = 40\,000 \Omega$$

Valor comercial 39 K Ω

4.2.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE RELOJ.

La salida del circuito de la figura 4.1 será acondicionada para obtener la señal de reloj que maneja a los contadores; esta señal debe permitir contar a una frecuencia que varía de 0.5 Hz a 60 Hz.

Se considera también que la señal presenta rebotes causados principalmente por reflejos del rayo luminoso que deben eliminarse.

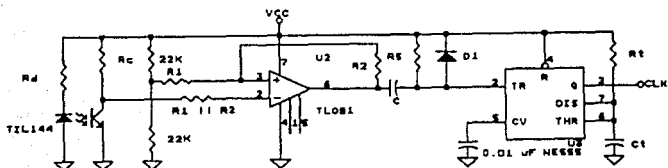


Figura 4.2
Circuito de entrada

Al considerar la última condición (1/2 Hz una revolución cada dos segundos y 60 Hz 3600 RPM) se debe tomar en cuenta que el periodo de la señal en alta velocidad debe ser mayor que la duración del pulso a la salida del monoestable puesto que si no se cumple esta condición se pierden pulsos.

En la figura 4.2 se muestra el diagrama propuesto como circuito de entrada.

4.2.1 COMPARADOR CON HISTERESIS.

La sección marcada con el número dos en la figura 4.2 corresponde a un comparador con histéresis.

Al efectuar el diseño se considera el rango de 0.5 Hz a 60 Hz; cuando se tiene la velocidad (0.5 Hz) más baja el potencial en el colector del fototransistor varía lentamente, si se utiliza un comparador de malla abierta, su salida también variará lentamente, lo que constituye una desventaja cuando su

salida se utiliza como señal de disparo de un circuito monoestable.

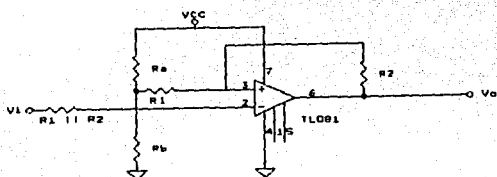


Figura 4.3

Comparador con histéresis

Una solución al problema es la introducción de realimentación positiva en el comparador como se muestra en la figura 4.3, lo que trae como consecuencia una transición instantánea de un estado lógico al otro en su salida.

Mediante esta configuración la señal de salida es alimentada a la terminal no inversora del amplificador operacional a través de R_1 ; si la salida es alta, R_2 puede realimentar una señal que se suma a la referencia, con lo que se tendrá un incremento en la señal de referencia según se muestra a continuación:

$$\Delta V_{ref} = (V_{oout} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Obteniendo la nueva referencia de voltaje;

$$V_{ref} = V_{ref} + \Delta V_{ref}$$

$$V_{ref} = V_{ref} + (V_{oout} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Esto introduce un nuevo nivel V_{ref} mayor que el anterior debido al término suma que aparece en la ecuación anterior.

Cuando V_{in} cruza este valor de voltaje en sentido decreciente, inmediatamente la salida también lo hace; condición que es sensada en R_1 , con ello la entrada no inversora es polarizada con un valor de voltaje negativo.

Esta realimentación es regenerativa y la salida cambia instantáneamente hacia el nivel opuesto. El efecto final es que la salida permanece indiferente a los cambios de la entrada en el periodo de transición, para cualquier velocidad de variación

de la señal de entrada.

V_o está en la región de saturación negativa y el incremento de voltaje de realimentación a través de R_1 es.

$$\Delta V_{ref} = (-V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Obteniendo la nueva referencia de voltaje:

$$V_{ref_} = V_{ref} + \Delta V_{ref}$$

$$V_{ref_} = V_{ref} + (-V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La realimentación positiva introduce nuevos términos; ahora existen dos puntos de umbral en vez de uno.

Uno de ellos es el punto de umbral inferior (LTP) y el otro es el punto de umbral superior (UTP). La diferencia entre estos dos puntos de umbral es la histéresis que se requiere.

Gráficamente este efecto se puede ver en la figura 4.4; si se elige:

$$V_{ref} = 2.5 \text{ volts.}$$

$$V_{osat} = 5 \text{ volts.}$$

$$V_{osat} = 0 \text{ volts.}$$

$$\text{Se desea un } \Delta V_{ref} = 0.5 \text{ volts.}$$

Con estos datos se calcula el valor de R_1 si R_2 es de 330K Ω .

$$\Delta V_{ref} = (V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$0.5 = (5 - 2.5) \frac{R_1}{R_1 + 330K}$$

$$\frac{0.5}{5 - 2.5} = \frac{R_1}{R_1 + 330K}$$

$$0.2(R_1 + 330K) = R_1$$

$$R_1 = \frac{66K}{0.8}$$

$$R_1 = 82\,000 \, \Omega$$

Con el resultado anterior se continúa con el trazo de la función de transferencia que se muestra en la figura 4.4 y el resto de los cálculos.

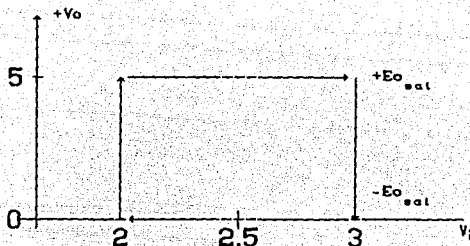


Figura 4.4
Gráfica de histéresis

$$V_H = V_{ref+} - V_{ref-}$$

$$V_H = V_{ref} + (V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \left(V_{ref} - (-V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_H =$$

$$V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{osat} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - \left(V_{ref} - V_{osat} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} \right)$$

$$V_H =$$

$$V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{osat} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - V_{ref} + V_{osat} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref}$$

$$V_H = \frac{2 R_1}{R_1 + R_2} V_{osat} ;$$

este resultado es válido cuando :

$$|V_{osat+}| = |V_{osat-}|$$

Si la polarización es $V_{osat} = V_{cc}$ y $V_{osat} = 0$ volts, el análisis anterior se reduce a:

$$V_{ref+} = V_{ref} + (V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{ref-} = V_{ref} + (-V_{osat} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_H = V_{ref+} - V_{ref-}$$

$$V_H = V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{osat} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref}$$

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{osat})$$

Que es el resultado que rige a el comparador con histéresis que se utiliza en el circuito.

Se observa que los comparadores con histéresis reducen el tiempo de respuesta con respecto a un comparador de malla abierta

4.2.2 ETAPA DERIVADORA.

Esta etapa es necesaria para efectuar correctamente el disparo del CI 555; el fabricante sugiere que se coloque en la terminal dos del CI 555 cuando se configura como monoestable.

Cuando la salida de un circuito RC se toma sobre la resistencia R, la señal obtenida es la derivada del voltaje de entrada, al igual que en el caso de la integral; la relación entre la constante RC y el ancho del pulso de entrada es importante, por lo que es necesario examinar los casos más significativos; para ello se utiliza la figura 4.5.

El voltaje através de la resistencia R está definido por:

$$V_R = R i_c; \quad i_c = i_R$$

Donde i_c es la corriente de carga del capacitor.

Se toman tres casos para el análisis

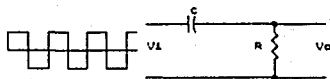


Figura 4.5
Circuito derivador

a).- $RC = 10 T_a$

donde T_a es el ancho del pulso.

Cuando la constante de tiempo RC es 10 veces el ancho del pulso ó mayor; el capacitor carga muy poco durante éste periodo de tiempo y la corriente de carga disminuye apenas desde su

valor inicial; el voltaje V_a permanece casi constante durante el periodo T_a . Cuando la señal se hace negativa, el capacitor se descarga e i_c es negativa; el voltaje en el resistor es ahora negativo y al igual que en la parte positiva de la señal permanece casi constante en el periodo de descarga; este comportamiento se muestra en la figura 4.6.

b).- $RC = T_a$

En este caso el voltaje en el capacitor crece hasta casi el 60% del voltaje de entrada al terminar el periodo alto, y la corriente de carga del capacitor cae a aproximadamente al 60% de su valor inicial, dando como consecuencia una forma de onda muy pronunciada que se consigna en la figura 4.7.

c).- $RC \leq \frac{1}{10} T_a$

Cuando RC es menor a un décimo del ancho del pulso, el capacitor es cargado muy rápidamente; únicamente un pequeño pulso de corriente es necesario para cargar y descargar a este al inicio del periodo alto y justo al final respectivamente.

La forma de onda resultante en la resistencia es una serie de picos positivos y negativos que se suceden en los flancos de subida y de bajada del pulso (figura 4.8).

Se conoce que la derivada de una cantidad cualquiera indica que tan rápido cambia ésta; así para este caso el flanco positivo de la señal de entrada cambia rápidamente, como consecuencia de la respuesta de los circuitos que le anteceden, hacia el valor positivo, en el flanco negativo el cambio es brusco hacia el valor negativo, debe observarse que después de los flancos la señal permanece invariante; de aquí se concluye que sólo en este caso se ha obtenido la derivada de la onda cuadrada y en los anteriores es otra la salida del circuito.

Esta etapa es necesaria puesto que se debe garantizar que el circuito monoestable se dispara únicamente una vez por cada pulso, los picos para efectuar el disparo son los negativos y deben ser menores a un tercio de V_{cc} , si no se cumple con esta última condición el 555 en configuración monoestable no se

dispara, D_1 se coloca para anular el pico positivo (la derivada del flanco positivo).

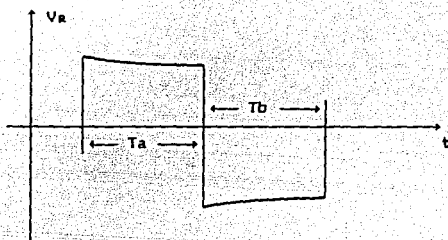


Figura 4.6
Gráfica para $RC = 10 T_a$

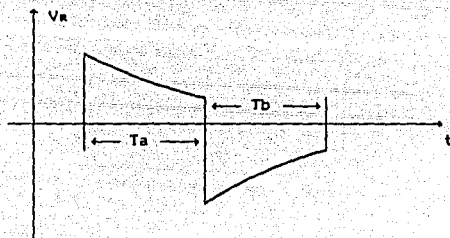


Figura 4.7
Gráfica para $RC = T_a$

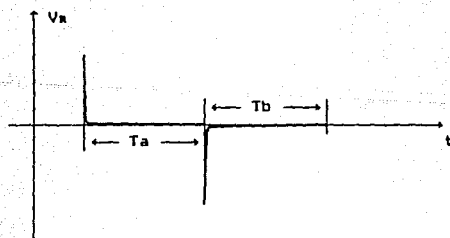


Figura 4.8
Gráfica para $RC \leq 0.1 T_a$

Aplicando la condición del inciso c se obtienen los valores

para el circuito derivador.

Se desea:

$$RC \leq 1/10 T_a$$

recordando que :

$$V_1 = 30 \text{ RPM}$$

$$V_2 = 3600 \text{ RPM}$$

$$\text{y si } T_a = 30 T_b$$

De V_1 y V_2 obtienen los siguientes resultados.

$$T_{a1} = 2 \text{ s.}$$

$$T_{a2} = 0.0166667 \text{ s.}$$

$$\text{si } C = 0.1 \mu\text{F}$$

Para V_1 .

$$RC = 0.1 T_a$$

$$0.2 = RC$$

$$R_1 = \frac{0.2}{0.1 \times 10^{-6}}$$

$$R_1 = 2 \text{ M}\Omega$$

Para V_2 procediendo de la misma manera llega a:

$$R_2 = 16 \text{ K}\Omega; \text{ comercial } R_2 = 15 \text{ K}\Omega.$$

El último valor de R_2 es el que cubre con los requisitos planteados por lo que éste será el valor utilizado.

4.2.3 ETAPA QUE ELIMINA DISPAROS FALSOS.

Se analiza ahora la sección cuatro de la figura 4.2.

El objetivo de colocar el monoestable como etapa final del circuito de entrada es tener unicamente un pulso por cada vez que se establezca e interrumpa el rayo de luz, si éste se omite existe un número aleatorio de pulsos cada vez que se establece el rayo de luz entre el diodo emisor y el fototransistor; en la figura 4.9 se muestra una gráfica donde se pueden observar los pasos de depuración de la señal.

La configuración monoestable que se propone está basada en el circuito integrado 555 que es uno de los temporizadores mas populares entre los diseñadores debido a su gran versatilidad pues permite la solución a un gran número de problemas, entre

las que podemos mencionar a monoestables, astables, generadores de rampa, temporizadores secuenciales, etc.

Internamente está construido según se muestra en la figura 4.10.

Se observa que está integrado por:

Una red divisora de voltaje constituida por R_1 , R_2 , R_3 .

Dos comparadores de voltaje C_1 y C_2 .

Un Flip-Flop R-S

Un impulsor (buffer) inversor de salida.

Dos transistores

El valor de la fuente de alimentación puede estar entre

4.5 y 18 volts.

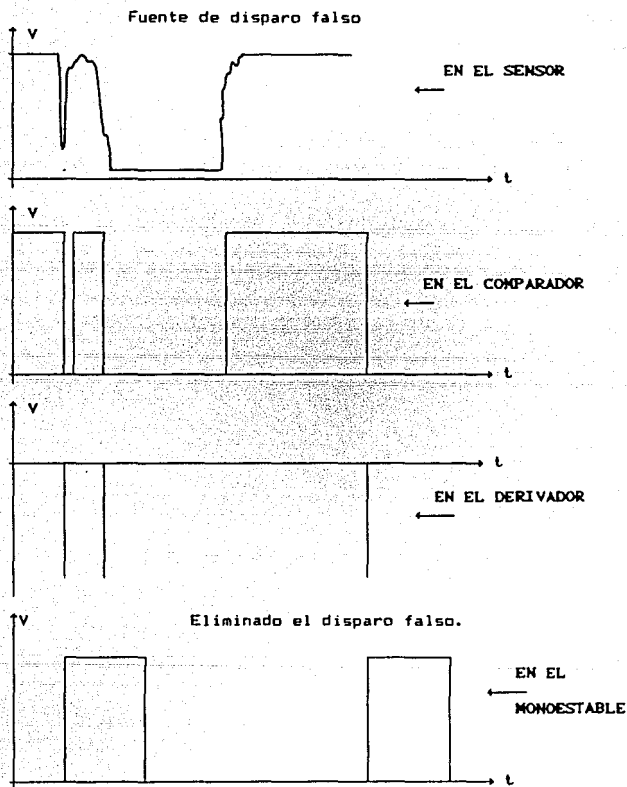


Figura 4.9
Depuración de la señal de reloj

Para comprender el funcionamiento del circuito debe recordarse que la salida del FF R-S es baja cuando una entrada alta se aplica a la terminal habilitar (Set) y cambia hacia un nivel alto cuando se aplica una entrada positiva a la terminal de

restablecimiento (Reset.)

La red divisora de voltaje provee de voltajes de polarización de $1/3 V_{CC}$ a la terminal no inversora del comparador 2 y de $2/3 V_{CC}$ a la terminal inversora del comparador 1; la polarización de los dos terminales de los comparadores faltantes se efectúa desde el exterior a través de los terminales 2 disparo (trigger) y 6 umbral (threshold) respectivamente.

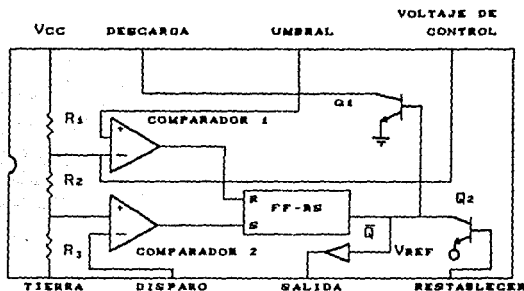


Figura 4.10
Estructura interna del CI 555

Los niveles obtenidos a la salida de los comparadores se aplican al flip-flop R-S; cuando la salida \bar{Q} (del FF) es alta el transistor Q_1 enciende y esta condición es usada para la descarga de un capacitor conectado al terminal 7; Q_1 apaga cuando la salida \bar{Q} del FF es baja.

Debe notarse que la salida baja ocasiona que la salida del circuito sea alta.

La corriente máxima que puede proporcionar el circuito es de 200 mA.

Operación de un monoestable.

En la figura 4.11 se muestra la configuración de un circuito

monoestable basado en el CI 555; que corresponde a la última etapa para la formación de la señal de reloj; para comprender como opera este circuito se consideran tres estados fundamentales:

Estado inicial.

Estado de disparo.

Estado final.

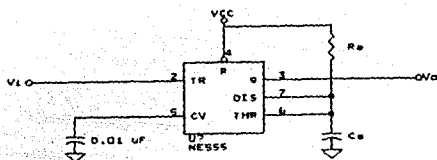


Figura 4.11

Monoestable basado en el CI 555

Estado inicial.

El nivel aplicado a la terminal 2 en este estado debe ser alto.

La salida del comparador 2 (C2) es baja porque a su entrada inversora (terminal 2) se le aplica un nivel alto y a la terminal no inversora se le aplica V_{AS} .

$$V_{AS} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} V_{CC} = \frac{1}{3} V_{CC}$$

La salida del comparador 1 (C1) es baja porque la entrada no inversora (6) es baja y su entrada inversora tiene aplicado:

$$V = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} V_{CC} = \frac{2}{3} V_{CC}$$

La salida del flip flop es alta y esta condición es la de restablecimiento (reset).

El transistor Q_1 enciende con la condición anterior.

Las terminales 6 y 7 tienen un nivel bajo porque el transistor Q_1 está saturado.

La salida del circuito terminal 3 es baja porque la salida \bar{Q} del FF es alta.

Estado de disparo.

Una transición negativa aplicada a la terminal 2 es la señal de disparo, que lleva al voltaje a un nivel inferior al aplicado a la terminal no inversora que es de $\frac{1}{3} V_{cc}$ en C2.

La condición anterior lleva a la salida de C2 a un nivel alto.

El flip-flop pasa a la condición habilitar (nivel bajo a la salida) a causa de la salida alta del comparador 2.

Q1 es apagado a causa de que \bar{Q} del FF es baja.

La salida (terminal 3) pasa a un nivel alto, cuando \bar{Q} del FF pasa al nivel bajo.

Con Q1 apagado el capacitor C_a conectado a las terminales 6 y 7 comienza a cargarse exponencialmente a través de R_a .

Aunque la señal de disparo (terminal 2) pase a nivel alto y como consecuencia la salida del comparador 2 pase a nivel bajo, la salida del FF permanece en la condición de habilitar (set).

Estado final.

La salida de C1 permanece en nivel bajo mientras el voltaje en el capacitor es menor que $\frac{2}{3} V_{cc}$, justo cuando el voltaje en el capacitor (V_c) es igual a $\frac{2}{3} V_{cc}$, la salida en este comparador pasa a un nivel alto.

La salida del FF es conducida por la condición anterior a un estado alto (condición de Reposición) aunque sea alta la salida del comparador 1.

Q1 enciende a causa de la salida alta del FF.

C_a se descarga rápidamente a través de Q1 y el nivel de voltaje en 6 y 7 cae instantaneamente.

La salida del circuito (3) cambia a nivel alto a causa de la salida baja en \bar{Q} del FF.

La salida de C1 cambia a nivel bajo porque el voltaje en la terminal 6 es menor a $\frac{2}{3} V_{cc}$ y el FF permanece en la condición de reposición (Reset).

El estado final del circuito es el mismo que el estado inicial y está listo para un nuevo disparo.

La salida del circuito monoestable presenta un pulso por cada disparo y el ancho de este es función de los valores de R_a y C_a y de los niveles internos del CI 555.

Se analiza ahora como se obtiene el valor del ancho del pulso.

Si el ancho del pulso está definido por el valor del voltaje en el capacitor y este voltaje tiene los límites siguientes.

$$\text{Para } t = 0 \quad v_c(0) = 0 \text{ volts.}$$

$$t = t_c \quad V_c(t_c) = \frac{2}{3} V_{cc}$$

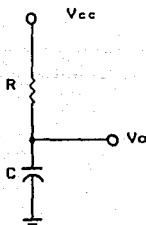


Figura 4.12
Circuito RC

Del circuito de la figura 4.12 se puede obtener la siguiente ecuación de malla.

$$V_{cc} = V_R + V_C \quad (1)$$

La ecuación de corriente es:

$$i_c = i_R = C \frac{d V_C(t)}{dt} \quad (2)$$

El voltaje en R es:

$$V_R = R i_R = RC \frac{d V_C(t)}{dt} \quad ; \text{ si } \tau = RC$$

$$V_R = \tau \frac{d V_C(t)}{dt}$$

sustituyendo 2 en 1 se obtiene:

$$V_{cc} = \tau \frac{d V_c(t)}{dt} + V_c$$

$$\frac{V_{cc}}{\tau} = \frac{d V_c(t)}{dt} + \frac{V_c}{\tau}$$

$$\frac{d V_c(t)}{dt} = \frac{V_{cc}}{\tau} - \frac{V_c}{\tau}$$

Esta ecuación diferencial tiene como solución.

$$V_c(t) = K_1 + K_2 e^{-t/\tau}$$

Su solución general es:

$$V_c(t) = V_{cc} + K_2 e^{-t/\tau}$$

Aplicando las condiciones de frontera se obtiene:

Con $V_c(0) = 0$

$$V_c(0) = 0 = V_{cc} + K_2 e^{-0/\tau}$$

$$0 = V_{cc} + K_2$$

$$K_2 = -V_{cc}$$

$$\text{y } V_c(t) = V_{cc}(1 - e^{-t/\tau})$$

$$V_c(t) = V_{cc}(1 - e^{-t/\tau})$$

Obteniendo la solución particular para $V_c(t_c) = \frac{2}{3} V_{cc}$

$$\frac{2}{3} V_{cc} = V_{cc}(1 - e^{-t_c/\tau})$$

$$\frac{2}{3} = 1 - e^{-t_c/\tau}$$

$$e^{-t_c/\tau} = 1 - \frac{2}{3}$$

$$-\frac{t_c}{\tau} = \ln\left(\frac{1}{3}\right)$$

$$t_c = -\tau \ln\left(\frac{1}{3}\right)$$

$$t_c = 1.0986 \tau$$

$$t_c = 1.0986 RC$$

$$t_c = 1.1RC$$

De aquí se observa que el ancho del pulso puede modificarse dando valores a R y a C; además de que es una función lineal de estos elementos.

4.2.4 DISEÑO DE UN MONDESTABLE.

A continuación se describe el proceso de diseño de un

circuito monoestable.

La condición crítica de este circuito se presenta cuando circula la mínima corriente de carga del capacitor (cuando V_c es casi igual a $2/3 V_{cc}$), en este momento el voltaje a través de la resistencia de carga R es:

$$V_R = V_{cc} - \frac{2}{3} V_{cc} = \frac{1}{3} V_{cc}$$

Y la corriente de carga a través del capacitor es:

$$I_{c_{min}} = \frac{V_{cc}}{3R}$$

De donde

$$R = \frac{V_{cc}}{3 I_{c_{min}}}$$

Debe tenerse en cuenta que $I_{c_{min}} \gg I_{th}$

donde I_{th} es la corriente de polarización.

De lo anterior se deduce que los pasos de diseño son los siguientes:

1.- Considerar el valor de I_{th} que es de $0.25 \mu A$.

2.- Seleccionar $I_{c_{min}} \gg I_{th}$; un buen valor es:

$$I_{c_{min}} = 100 I_{th}$$

3.- Calcular R según:

$$R = \frac{V_{cc}}{3 I_{c_{min}}}$$

4.- Calcular C según:

$$C = \frac{T_a}{1.1R}$$

Para $N = 3600$ RPM debe tenerse un pulso (T_a) menor a 0.0166667 s.

$$T_a = 0.5 * 0.016667 = 0.00833 \text{ s.}$$

Siguiendo los pasos de diseño antes mencionados.

$$I_{c_{min}} = 25 \mu A$$

$$R = \frac{V_{cc}}{3 I_{c_{min}}} = \frac{5}{3 \times 25 \times 10^{-6}}$$

$$R = 66.6666 \text{ k}\Omega$$

Comercial $R = 68 \text{ k}\Omega$.

con $T_a = 1.1 RC$

Figura 4.13

Diagrama de bloques del circuito necesario para la lectura de datos a través de teclado.

Cada codificador consiste de un bloque de cuatro escobillas que rozan con un circuito impreso de forma circular que tiene pistas de forma especial para que por ejemplo en el caso del número 5 (decimal) la salida sea 0101 (BCD), este elemento debe polarizarse como se muestra en la figura 4.14.

Con el uso de este dispositivo se elimina el circuito antirrebotes y la unidad de memoria ya que los codificadores son en si una unidad de memoria.

Los datos leídos con cualquiera de los dos métodos antes descritos pueden utilizarse con cualquiera de las dos técnicas que a continuación se describen; la primera de ellas utiliza un proceso de cuenta ascendente y requiere de cuatro contadores de década simples conectados en cascada para cubrir el rango de 0001 a 9999 .

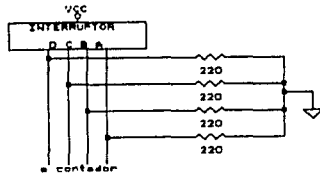


Figura 4.14

Polarización del interruptor Thumbwheel

Las salidas de los contadores se suministran junto con las provenientes de la memoria (mecánica ó electrónica) a comparadores digitales de 4 bits para generar posteriormente la señal de paro del sistema.

Otra manera de utilizar los datos almacenados en memoria es la siguiente.

Para ello se necesita de un contador que efectúe conteo descendente y que pueda leer el dato desde el cual se iniciará la cuenta.

La señal de paro del sistema mecánico se genera con las señales de propagación del valor de la cuenta 0000 a 9999, ya que los contadores de década emiten este pulso cada vez que se pasa de 0 a 9; las cuatro décadas que se utilizan presentan unicamente en el caso antes mencionado las cuatro señales al mismo tiempo.

Para este caso se eligen a los codificadores mecánicos como unidades de lectura del dato y al proceso de cuenta descendente para resolver nuestro problema, ya que ésta solución nos elimina circuitería, teniéndose con ello una solución mas eficiente pues se simplifica notablemente el circuito.

4.3.2 CONTADOR CMOS Y TTL.

A continuación se presentan los contadores que existen en el mercado y que admiten la lectura de una palabra en código BCD, para que de éste valor se inicie la cuenta

En el mercado existen dos contadores que admiten la lectura de un palabra de 4 bits en BCD.

Contador de decada CMOS MC14510b

Este es un contador en BCD arriba/abajo construido con tecnología CMOS que se aplica donde sea necesaria una disipación baja de potencia y/o alta inmunidad al ruido.

Sus características relevantes son las mostradas en la tabla de la figura 4.1.

Corriente en estado inactivo 5 nA a 5Vcc. Inmunidad al ruido 45% V _{DD} típico. Rango de la fuente de polarización 3 Vcc a 18 Vcc. Sincronía interna para alta velocidad. Velocidad de cuenta 5 MHz.

Tabla 4.1

Contador de década 74LS192

Este es un contador construido con tecnología TTL, sus características se muestran en la tabla 4.2.

Este es un contador síncrono reversible, lo que significa que puede efectuar el conteo ascendente/descendente.

V _{cc}	7 v
Voltaje de entrada	7 v
Rango de temperatura de operación	0 a 70 °C
Rango de temperatura de almacenamiento	-65 a 150 °C

Tabla 4.2

La operación síncrona se obtiene suministrando la señal de reloj a los cuatro flip-flops simultáneamente con lo que se obtienen transiciones de la salida al mismo tiempo, según las instrucciones dadas por la secuencia lógica de operación.

El fabricante indica que con este modo de operación se eliminan los picos de voltaje a la salida, normalmente asociados con los contadores asíncronos.

Los cambios a la salida de los flip-flop maestro - esclavo son ocasionados por el flanco de subida de la señal de reloj.

Las salidas del contador son programables; esto es que a cada una de ellas se presenta el valor de la señal en la entrada correspondiente a cada una de ellas cuando se presenta la señal de carga (load), y es completamente independiente del reloj.

Es posible conectarlos en cascada mediante la señal de acarreo (Carry) ó con la señal de prestado (borrow) según sea necesaria la dirección del conteo.

Se examina el diagrama de tiempos pues es de interés para el análisis (fig 4.15).

4.3.3 CONFIGURACION PARA LA OPERACION.

Con la descripción anterior se definen las condiciones de operación del módulo contador de cuatro décadas que se implementará con el contador 74LS192.

La señal de reloj debe suministrarse por la terminal 4.

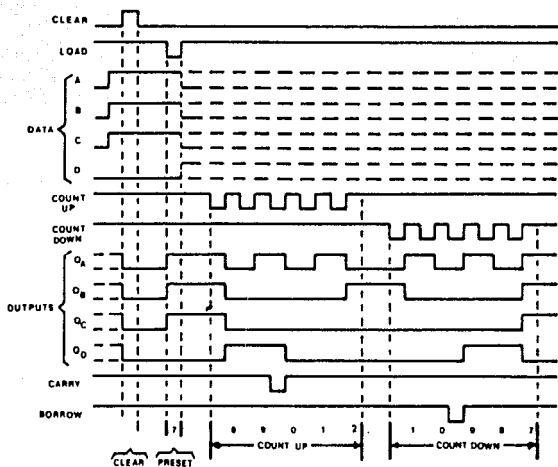


FIGURA 4-15
 DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL CI 74192

La terminal 5 debe estar al nivel de 1 lógico.

La terminal 11(carga) de todas los contadores de década deben manipularse en paralelo por el operador para que en el momento deseado se efectúe la carga del dato.

Acarreo en modo descendente (terminal 13) será la señal de reloj para las décadas que le preceden a la que corresponde a las unidades; por lo que esta se conectará a la terminal 4(Cuenta descendente) de la siguiente etapa.

Acarreo en modo ascendente (terminal 12) no es de interés para este caso queda desconectada.

Borrar (terminal 14) tampoco es necesaria por lo que la se deja en su nivel inactivo.

Los puntos antes mencionados permiten tener un contador con las siguientes características.

Permite la entrada de datos.

Efectúa conteo descendente.

Puede manejar cualquier número entre 0000 y 9999, con sus cuatro contadores de década conectados en cascada.

4.3.4 DESPLIEGUE.

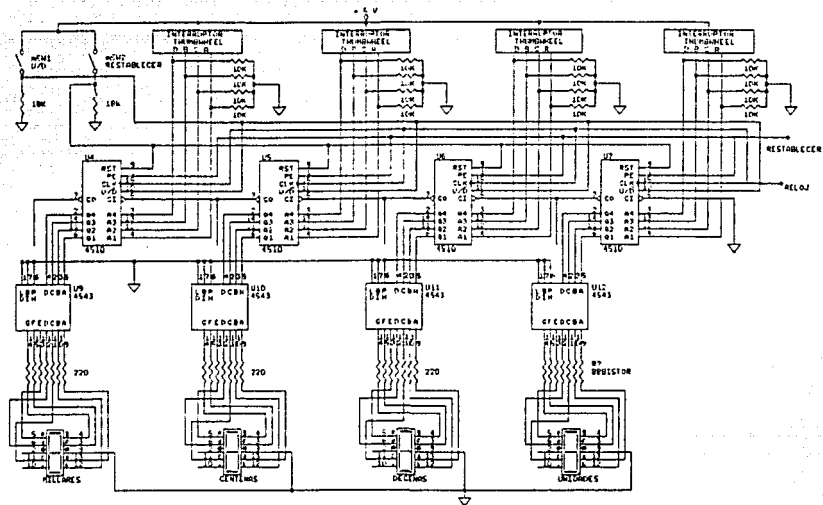
Se ha elegido el despliegue estático pues es sencillo de implementar y dado el número de etapas no es necesario involucrar despliegue dinámico.

Los decodificadores utilizados son el CI 7448 que es un decodificador BCD - 7 segmentos con manejadores adecuados para indicadores implementados con diodos de efecto luminoso, del tipo cátodo común.

El circuito final de la unidad de cuenta decimal se muestra en la figura 4.16.

4.4.0 FORMACION DE LA SENAL DE PARO DEL SISTEMA.

Esta señal es importante pues de ella dependerá que se cumpla con la condición fundamental en la construcción de un devanado pues con ésta indica el final del proceso y con ello el número de vueltas exacto y que además sea repetitivo para cada vez que se construya un devanado.



41

Figura 4.16
Módulo contador de cuatro dígitos

La señal de paro se utiliza para:

Detener el motor y en su caso activar el freno para consumir la energía del sistema si esta se considera lo suficientemente grande como para repercutir en el número de vueltas del devanado.

Control de la señal de reloj.

La señal de paro se genera a partir de las cuatro señales de prestado (Borrow) de los contadores.

Como se observa en la figura 4.15, esta señal existe durante el periodo bajo del ciclo de reloj cuando un contador de década pasa de 0 a 9 en conteo descendente.

Se observa que por ejemplo en la totalización de 4598 existen:

4598 ciclos de reloj

459 pulsos de la señal de prestado en las unidades.

45 pulsos de la señal de prestado en las decenas.

1 pulso en los millares.

Pero solamente en la transición de 0000 a 9999 existen las cuatro durante la parte baja del ciclo de reloj, situación que es aprovechada para generar la señal de paro.

Es necesario que para cualquier combinación que no sea 0000 se tenga un 1 lógico, lo que nos lleva a la definición de la compuerta OR, ya que la salida de una compuerta or es un 1 lógico si y sólo si una ó mas de sus entradas tiene un nivel de 1 lógico.

La ecuación Booleana de una compuerta OR es:

$$X = A + B$$

Y su tabla de verdad es.

A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabla 4.3

Tabla de verdad de una OR

Su símbolo:



Figura 4.17

La salida (x) de la compuerta presentará el valor de cero lógico cada vez que a la entrada se presente la combinación 0000.

4.4.1 CONTROL DE LA SENAL DE RELOJ.

El control de la señal de reloj (en la compuerta principal) es para evitar que un posible pulso de reloj ocurra después de que se generó la señal de paro y reinicie el proceso desde el valor 9999; este control debe impedir la propagación del reloj cuando se tenga el valor 0000.

Este pulso extra puede generarse al girar el carrete al manipular la bobina o en otro caso porque no existe un freno para absorber la energía asociada a la inercia del sistema antes de que se de una vuelta adicional.

Para el control de la señal de reloj se considera a la señal X y el pulso de reloj (CLK).

La señal X para todo el proceso, excepto para la condición 0000 es un 1 lógico; a continuación se muestra en forma de tabla de verdad.

X	CLK	
1	0	< En operación normal.
1	1	
0	0	< Cuando se desea bloquear el reloj.
0	1	

Tabla 4.4

Tabla de verdad para la señal de paro.

Analizando la tabla anterior y reordenando se obtiene la siguiente tabla.

X	CLK	f(X, CLK)
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabla 4.5

Se observa que esta tabla corresponde a la función AND, y con ello se puede definir la estructura del circuito que se necesita; éste se muestra en la figura 4.18.

Este circuito puede implementarse de una manera sencilla y con el mínimo de elementos.

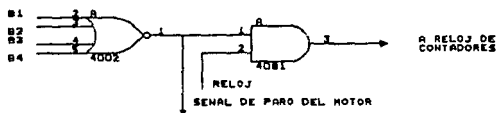


Figura 4.18

Señal de paro y control del reloj

Se necesita un 74LS32 que es un circuito integrado que contiene cuatro compuertas OR de dos entradas.

La compuerta AND discreta, se construye con un arreglo de diodos como se muestra en la figura 4.19.

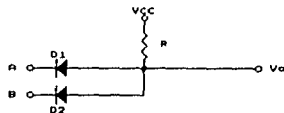


Figura 4.19

Compuerta AND discreta

Se analiza el circuito para las cuatro combinaciones que se pueden dar.

	A	B	Vo
1	0	0	
2	0	1	
3	1	0	
4	1	1	

Tabla 4.6

Quando se aplican los niveles de voltaje asociados a los estados lógicos mostrados en el renglón 1 de la tabla 4.4, el circuito se reduce al de la figura 4.20.

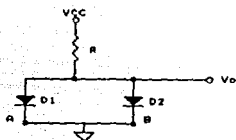


Figura 4.20

Y V_o es la caída de voltaje en los diodos.

$$V_o \approx 0.7 \text{ V.}$$

Aplicando los niveles lógicos mostrados en el renglón 2 de la tabla 4.4 se tiene el circuito en la figura 4.21.

El diodo de la entrada B está polarizado en inversa, por lo que no enciende.

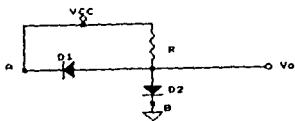


Figura 4.21

El diodo de la entrada A está polarizado en directa por lo que V_o será el voltaje del diodo.

$$V_o = 0.7 \text{ V.}$$

Aplicando la polarización correspondiente al renglón tres de la tabla 4.4.

Esta condición es análoga a la del punto anterior por lo que:

$$V_o = 0.7 \text{ V.}$$

Del último renglón de la tabla 4.4.

El circuito resultante se muestra en la figura 4.22, donde se observan a los diodos polarizados en inversa y V_o será:

$$V_o = \frac{Z_1}{R + Z_1} V_{cc}$$

Si Z_1 es resistiva y $Z_1 \gg R$ entonces V_o es aproximadamente V_{cc} , que es un 1 lógico y la tabla queda:

	A	B	V
1	0	0	0
2	0	1	0
3	1	0	0
4	1	1	1

Tabla 4.7

Función AND

Que corresponde a la función AND buscada.

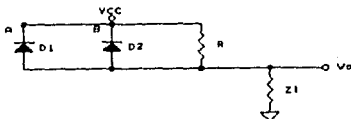


Figura 4.22

El circuito final para esta etapa es el consignado en la figura 4.23.

Se ha agregado a la salida de la compuerta AND discreta una compuerta OR que sirve para reforzar la señal.

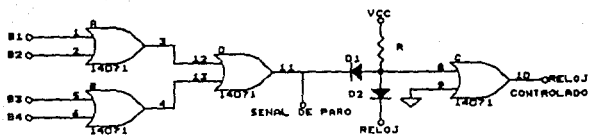


Figura 4.23
Compuerta principal.

4.5.0 ETAPA DE POTENCIA.

Teniendo conformada la señal de paro del sistema, se puede pasar a la discusión de la etapa de potencia.

Hasta aquí no se ha tomado en cuenta el tipo de motor que debe utilizarse para impulsar al portacarrete que puede ser una máquina de DC, ó una de AC del tipo universal ó de inducción, aquí debe recalcarce que en transformadores aplicados a la electrónica se utilizan alambres muy delgados como son los calibres 40, 41 (AWG) que son muy frágiles y se rompen ó se deforman si la tensión aplicada es relativamente grande por lo que debe tenerse una máquina con muy poca inercia en sus partes móviles para poder trabajar satisfactoriamente.

Esta condición exige de un motor pequeño, (no mayor a 186 watts de potencia (1/4 HP), la velocidad para este caso no debe ser mayor a 1000 RPM pues de lo contrario se incrementa la posibilidad de que el alambre se rompa.

A continuación se muestran las características del motor universal y de la máquina de inducción para elegir de ellas el medio de accionamiento para el portacarrete.

4.5.1 MOTORES.

Motor universal.

Esta máquina presenta las siguientes características:

Alto par de arranque.

Elevada velocidad de operación.

Se le alimenta normalmente con AC, pero si es necesario

puede hacerse con DC.

Es factible controlarle la velocidad a un costo bajo con elementos de estado sólido.

Presenta un alto nivel de ruido provocado por la conmutación entre las escobillas y el colector.

Motor de inducción.

Este es otro tipo de máquina que puede utilizarse y sus características son:

El límite de la velocidad de operación está determinado por la siguiente ecuación.

$$V_{RPM} = \frac{120 f}{N_p}$$

Donde:

$$f = 60 \text{ Hz.}$$

N_p = Número de polos de la máquina.

Para el caso de una máquina bipolar y con la frecuencia de la línea que es de 60 Hz, la ecuación anterior da como velocidad límite a 3600 RPM.

El porcentaje de deslizamiento que presenta la máquina está dado por:

$$s = \frac{S - S_r}{S} \times 100$$

Donde:

S - Velocidad síncrona.

S_r - Velocidad del rotor.

$$S_r = \frac{120 f}{N_p} (1 - s)$$

La velocidad resultante es constante.

Alimentación con CA.

La variación de la velocidad no es factible mediante medios económicos.

No existe conmutación y por lo tanto tampoco el ruido inherente a esta.

Fisicamente es mas robusto que el motor universal.

Antes de elegir un motor en especial se efectuaron ensayos sobre la operación de el control en cada uno de estos motores y los resultados finales deciden la elección del motor.

4.5.2 ELECCION DEL MOTOR.

El motor universal introduce una gran cantidad de ruido al sistema alterando su operación, aun aplicando las técnicas mas comunes para la reducción del impacto del ruido en el circuito.

Se colocó un filtro supresor de ruido comercial a la entrada de la línea de alimentación del control.

Se estabilizó la fuente de alimentación como lo sugiere el fabricante de reguladores.

Todo esto trajo como resultado una disminución poco significativa del ruido presente en el sistema.

Con el motor de inducción que no presenta conmutación se elimina completamente este problema.

Dados los puntos antes expuestos se optó por utilizar un motor de inducción como medio de accionamiento para el portacarrete.

4.5.3 INTERRUPTOR.

Este elemento es el que corta la alimentación del motor y con ello se limita el número de vueltas al calculado ya que está controlado por la señal de paro del sistema

Con el motor de inducción se hace innecesario utilizar un interruptor de estado sólido y para tal fin se utiliza un interruptor electromecánico que es un relevador, su configuración para la polarización es la mostrada en la figura 4.24.

Calculo de R_b .

$$I_c = I_{XL} = 62 \text{ mA.}$$

$$\beta = 400$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

Planteando la ecuación de malla.

$$4.2 - R I_a - 0.7 = 0$$

Como $I_a = I_b$

$$R I_b = 4.2 - 0.7$$

$$R = \frac{4.2 - 0.7}{I_C} \beta$$

$$R = \frac{3.5}{62 \times 10^{-9}} \times 400$$

$$R = 22580 \Omega$$

Comercial R = 22 K Ω

El diodo colocado en paralelo con la bobina sirve para suprimir el transitorio que ocurre debido a la inductancia presente cuando el transistor corta y que si no existiera la elevación de voltaje sería dañina para el transistor.

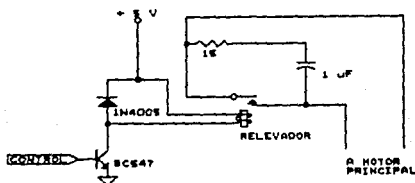


Figura 4.24

Interruptor del motor

Minimización del arco en los platinos.

Siempre que se utilizan contactos mecánicos con cualquier tipo de accionamiento es necesario protegerlos del efecto destructivo que ocasiona la corriente de arco al operar el interruptor, una técnica común es la de colocar un circuito amortiguador como el que se muestra en la figura 4.24 en paralelo a los contactos del platino.

4.6.0 FUENTE DE ALIMENTACION.

Una vez planteado completamente el circuito que realiza la función deseada, debe planearse la fuente de alimentación que debe incluir:

Salida de voltaje regulado a 5 Vdc.

Salida de voltaje sin regular a 12 Vdc.

Protección contra sobre corriente.

La configuración mostrada en 4.25 es la que elegimos para satisfacer los puntos mencionados.

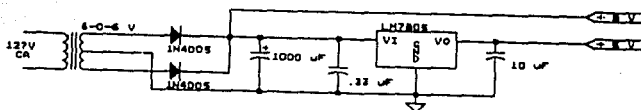


Figura 4.25
Fuente de alimentación.

Los elementos básicos de una fuente de alimentación son:

Transformador. Que es utilizado para reducir el voltaje de línea a un valor cercano y por arriba del valor del voltaje regulado que se desea.

Circuito rectificador. En este caso está constituido por un rectificador de onda completa y se utiliza para convertir voltaje de CA en uno de CD, sus características son:

- Frecuencia $f=120$ Hz.
- Factor de rizo

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{cd}} = \frac{\text{Valor rms de la componente de CA de la señal}}{\text{valor medio de la señal}}$$

Valor RMS de la componente de CA

$$V_{r(rms)} = 0.308V_p$$

Filtro capacitivo. Se utiliza para disminuir el valor del voltaje de rizo de la señal; una vez colocada esta etapa, el valor del voltaje de rizo está dado por la siguiente ecuación.

$$V_{r(rms)} = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3}} = \frac{I_{cd}}{4\sqrt{3}} \frac{V_{cd}}{f C V_p}$$

Regulador. Se utilizó un regulador de la serie 78XX (7805) que es un regulador positivo construido en un circuito integrado con las siguientes características.

$$I_{max} = 1 \text{ A}$$

Protección térmica interna para sobrecarga

Limitación interna de la corriente de corto circuito.

La salida puede presentar variación hasta del cuatro por ciento.

Temperatura de operación 0 a 125 grados centígrados.

La salida regulada se utiliza para alimentar al circuito, mientras que el voltaje sin regular se utiliza para alimentar a la bobina del relevador.

4.7.0 CIRCUITO ANTIRREBOTES.

Este es un circuito antirrebotes para pulsadores, su función es entregar un pulso libre de ruido cada vez que sea oprimido el interruptor que es el elemento utilizado para dar la señal de restablecer, ó la de lectura del dato para los contadores; si se omite este circuito el pulso suministrado no es de la forma adecuada para proporcionar la señal de restablecer o de la lectura del dato, con lo que el funcionamiento es errático.

Este circuito está implementado con un CI 555 en configuración monoestable a la que se ha agregado una etapa especial para el manejo del pulsador y se muestra en la figura 4.26.

Antes de oprimir SW₁ el capacitor es cargado hasta V⁺ a través de R₁.

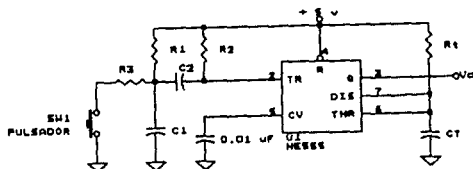


Figura 4.26
Circuito antirrebotes

Al presionar SW₁ el capacitor (C₁) se descarga rápidamente a través de R₂ creando un pico negativo de corta duración. Si existe un número de picos aleatorio causado por los contactos al

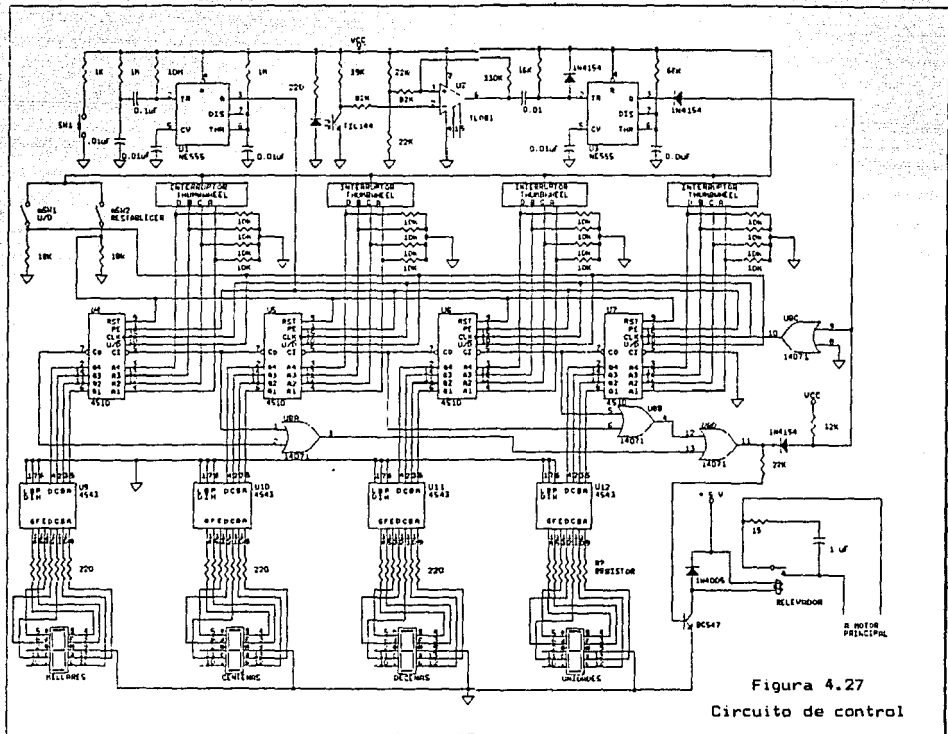


Figura 4.27
Circuito de control

accionar el interruptor, estos son removidos por la acción integradora de R_1 y C_1 , consecuencia de ello es un pico negativo limpio y este pasa a través de C_2 sirviendo como pulso de disparo para el CI 555.

A la salida de este circuito se genera un pulso positivo de duración $T = 1.1R_1 C_1$.

Cuando se abre SW_1 , C_1 se carga a V^+ y estará listo para la siguiente intervención.

La operación del monoestable es como se mostró en la sección 4.2.4.

4.8.0 DIAGRAMA GENERAL.

Una vez diseñadas cada una de las etapas se procede a mostrar al conjunto en un circuito y este alambrarlo en tableta de experimentación (Project-board) para la comprobación de su correcta operación y así proceder como siguiente paso con el diseño del circuito impreso para su construcción definitiva (diagrama 4.27).

SECCION MECANICA

5.0.0 Una vez concluido el diseño de la sección electrónica que corresponde al sistema de control, se procede a diseñar la sección mecánica, donde se tratará el mecanismo que permite tener avance automático de alambre a lo largo del carrete cuando se construye el devanado.

5.1.0 AVANCE AUTOMATICO DE ALAMBRE.

Debe considerarse la importancia de esta parte ya que con ella se requerirá la intervención del operador únicamente al inicio y fin del proceso.

Un punto que debe tenerse en cuenta para la correcta operación del sistema es que el motor que impulsa al portacarrete y el motor que mueve al sistema de avance automático deben presentar una operación bajo condiciones nominales de carga a lo largo de la construcción de un devanado pues si este no fuera el caso existirá deslizamiento de un motor con respecto al otro y como consecuencia de este comportamiento el devanado no presentará las características deseadas.

5.1.1 CALIBRES DEL ALAMBRE.

Para la aplicación que se dará a la máquina se requiere que pueda manejar los calibres de alambre mostrados en la tabla 5.1 según la norma AWG; los diámetros están dados en milímetros.

CALIBRE	DIAMETRO	CALIBRE	DIAMETRO
18	0.81	30	0.255
19	0.90	31	0.227
20	0.81	32	0.202
21	0.723	33	0.180
22	0.644	34	0.160
23	0.573	35	0.144
24	0.511	36	0.127
25	0.455	37	0.113
26	0.405	38	0.091
27	0.360	39	0.086
28	0.321	40	0.080
29	0.286	41	0.050

Tabla 5.1

En la tabla se observa que el alambre más delgado (calibre 41) tiene un diámetro 20.5 veces menor que el más grueso (calibre 18), lo que exige una gran variación en la velocidad de avance de la guía.

5.1.2 CARRETES.

Como se mencionó al inicio de éste trabajo, generalmente los devanados para este tipo de transformadores se construyen sobre carretes que son fabricados con dimensiones estándar para los diversos tamaños de laminados ferromagnéticos que existen en el mercado. El centro del carrete es de sección cuadrada y el tamaño del lado de ésta sección corresponde al ancho de la pierna central del laminado para transformadores del tipo blindado; este laminado se fabrica en forma de E e I y se colocan tantos pares de láminas como sea necesario para que el núcleo ferromagnético tenga una sección cuadrada de lado igual al ancho de la pierna central.

Los tamaños de carretes que puede manejar este sistema son los mostrados en la tabla 5.2.

NUMERO	PIERNA CENTRAL [mm]	ANCHO DEL CARRETE [mm]
	25.4	34.0
	22.22	30.0
	19.0	25.0
	15.9	21.0
	12.7	17.5
	9.53	16.0

Tabla 5.2

De las tablas 5.1 y 5.2 puede concluirse que se tiene un número considerable de combinaciones entre calibre de alambre y carretes.

5.1.3 VELOCIDAD DE AVANCE.

Conocidos los diámetros del alambre, el ancho de los carretes y partiendo de que en un devanado las espiras deben ir una junto a la otra hasta formar una capa y la siguiente capa

sobre la anterior hasta tener el número de vueltas adecuado, puede concluirse que la velocidad de avance es función de la velocidad angular con que gira el portacarrete y del calibre del alambre.

$$\text{vueltas/cm de avance} = \frac{10}{\text{diámetro en mm}}$$

Con la fórmula anterior se obtiene la tabla 5.3.

CALIBRE	VUELTAS/CM DE AVANCE
18	10
20	12
22	15
24	20
26	24
28	31
30	39
32	50
34	63
36	79
38	110
40	125
41	200

Tabla 5.3

Hasta aquí únicamente se han descrito las necesidades que deben satisfacerse; para plantear una solución primero se examinan las dos variables; control de avance y longitud de carrera que son consecuencia de la velocidad de giro del carrete, diámetro del alambre y ancho del carrete.

La velocidad de avance debe ser fija para cada calibre de alambre, sin importar que tamaño de carrete se tenga; por otro lado se necesita un control de carrera que opere en ambos sentidos y limitado su valor por el ancho del carrete (son 6 carretes diferentes).

5.2.0 CONTROL DE AVANCE Y CARRERA.

A continuación se analizan dos métodos para obtener el control del avance y la longitud de carrera; estos son:

Sistema de leva seguidor para el control de carrera

Sistema de inversión de giro.

5.2.1 SISTEMA DE LEVA SEGUIDOR.

Este sistema utiliza para obtener el barrido en ambos sentidos una leva y un seguidor de leva, como se requiere que el seguidor presente un movimiento con velocidad uniforme a lo largo de ambas trayectorias y partiendo de que la leva de placa gira con movimiento circular uniforme, debe utilizarse una leva de tipo cardioide cuya forma y trazo se muestra en la figura 5.1 y que dada la forma de su contorno, imprime un movimiento rectilíneo uniforme al seguidor en los dos sentidos deseados.

El seguidor de leva en su otro extremo se apoya en un resorte dentro de un cilindro para obligar que se mantengan siempre en contacto la leva y el seguidor.

En este sistema es necesario tener una leva por cada tamaño de carrete lo que constituye una desventaja, a cambio de ello se tiene un dispositivo mecánico de gran simplicidad, ya que sobre el seguidor sólo hay que montar al tensor y este se desplazará a lo ancho del carrete cubriendo dos capas de devanado por vuelta de leva.

5.2.2 SISTEMA DE INVERSIÓN DE SENTIDO DE GIRO.

Esta es otra manera de controlar la carrera y se describe a continuación; para ello partimos del mecanismo que se muestra en la figura 5.2.

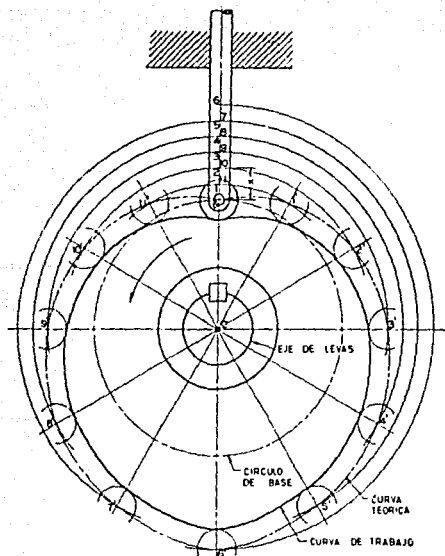
El motor impulsa al engranaje A, este a su vez mueve al engranaje B que transmite potencia en la posición mostrada al engranaje C que mueve al husillo, se observa que el engranaje D está girando también aunque en este momento no se utiliza.

Los sentidos de giro son los marcados con las flechas.

Por otro lado el engranaje B está montado sobre un plano que puede efectuar un semigiro con centro en el engranaje A por lo tanto el eje del engranaje B puede ocupar la posición X ó Y que se muestran en la figura 5.2.

Cuando el centro de B está en el punto X los sentidos de giro son los mostrados por las flechas en la figura 5.2.

Si el centro del engranaje B cambia al punto Y, la potencia deja de transmitirse al engranaje C y se transmite al D, con ello se logra invertir el sentido de giro de este engranaje y como consecuencia de ello también el engranaje C lo hace, de tal



1a) PERFIL DE LA LEVA

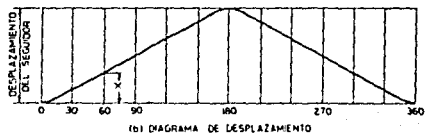


Fig. 5.1 Trazado del Perfil de una Leva de Placa

manera que un carro montado sobre el husillo tendrá un desplazamiento de éste en ambos sentidos cuando se cambia la posición del centro del engranaje B de X a Y ó de Y a X.

El momento en que se efectúa el cambio de posición del engranaje B es cuando el tensor está frente a cualquiera de los extremos del carrete.

En el diagrama de la figura 5.3 se puede ver la posición física de dos optointerruptores, la distancia x que los separa es el ancho del carrete sobre el que se construye el devanado.

En la figura 5.4 se muestra una barra que es movida por un carro montado en el husillo y su posición con respecto a los fotointerruptores es la del alambre con respecto a los extremos del carrete; por lo tanto cuando se acciona el fotointerruptor es el momento en que debe cambiarse la posición del engranaje B; este cambio de posición se efectúa con un electroimán.

Para efectuar la inversión en el sentido de giro del husillo se debe cumplir con las siguientes condiciones.

Electroimán activado (1 lógico), B está en la posición X.

Electroimán inactivo (0 lógico), B está en la posición Y.

Para tener estos dos estados, la salida del control de posición a lo largo de las dos trayectorias debe ser:

1.- Cuando la ranura está en el punto A de la figura 5.4 la salida será un cero lógico.

2.- Cuando la ranura se mueve del punto A hacia el punto B, la salida mantendrá el estado anterior.

3.- Cuando la ranura está en el punto B la salida cambiará a un uno lógico.

4.- Cuando la ranura se mueva del punto B hacia el punto A se mantendrá el estado anterior.

Resumiendo los cuatro puntos anteriores en una tabla:

A	B	F(A,B)
0	1	0
1	1	0 (estado anterior)
1	0	1
1	1	1 (estado anterior)

Tabla 5.4

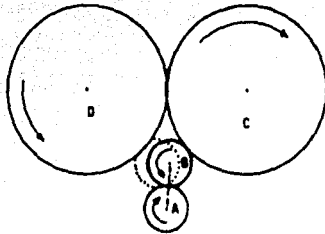


Figura 5.2
Engranajes inversibles

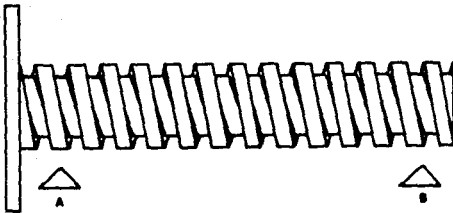


Figura 5.3
Husillo

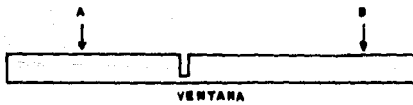


Figura 5.4
Posición de los optointerruptores

Se observa que la combinación 0,0 nunca se presenta puesto que la ranura no puede estar en los dos sensores al mismo tiempo (en los lugares A y B).

Ordenando la tabla e incluyendo la posición restringida, y estados del sistema se obtiene la tabla 5.5.

A	B	Q_{n+1}
0	0	No permitida.
0	1	0
1	0	1
1	1	Q_n

Tabla 5.5

Analizando la tabla se observa que corresponde a los estados de un Flip-Flop RS que no tiene entrada de reloj y que está implementado con compuertas NOR; en la figura 5.5 se muestra a este elemento.

Una vez definido el circuito que controla el sentido de giro del tornillo sin fin se analiza como puede incluirse una etapa más que sea la encargada de llevar a la guía del alambre al punto inicial cuando esta queda en un punto arbitrario a lo largo del recorrido, con oprimir un botón.

Si se toma la salida del inversor que está después de la entrada S que corresponde a la posición inicial, y por otro lado a la entrada de otro inversor se le suministra un pulso con la configuración que se muestra en la figura 5.6 se tendrá a la salida de la red una señal que persistirá hasta que el tensor esté en el punto de inicio y en este momento desaparecerá, quedando el carro en la posición deseada.

5.3.0 VELOCIDAD DE AVANCE.

La velocidad de avance es función de la velocidad de giro del carrete y del calibre del alambre empleado en el devanado.

La primera variable permanece constante para cualquier caso y se considera que es de 1000 RPM; la segunda es diferente para cada alambre que se utilice en el devanado, tomando en consideración la constante de 1000 RPM y a los calibres extremos

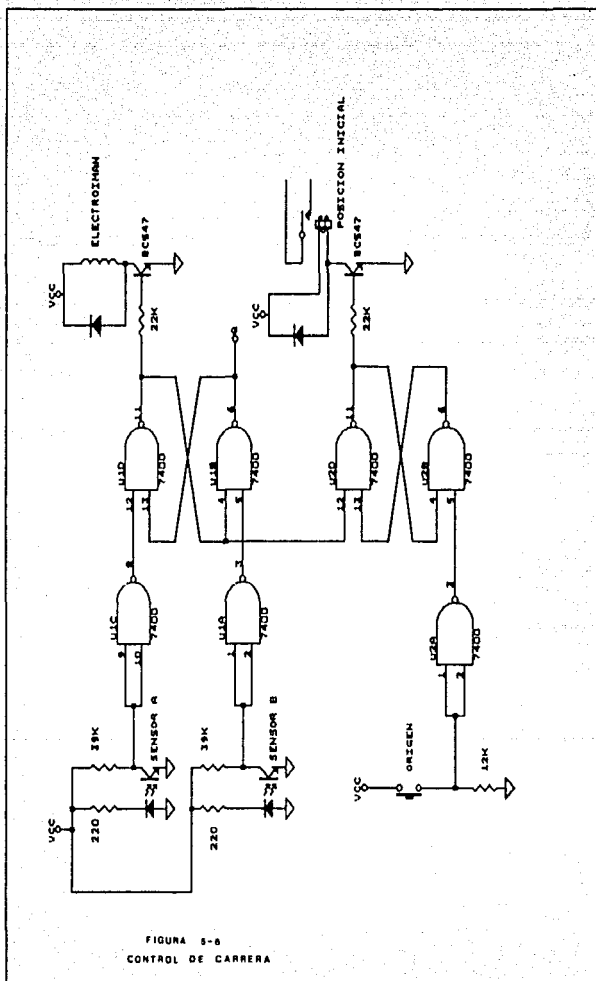


FIGURA 5-6
CONTROL DE CARRERA

que se desean manejar la velocidad de avance se obtiene con la fórmula siguiente:

$$\text{velocidad de avance} = 1000 \text{ RPM} \times D / 60 \text{ s}$$

donde:

1000 RPM /60s es la conversión de RPM a RPS

D al es diámetro del alambre.

Aplicando esta fórmula se obtienen los límites de velocidad.

Calibre 41

Velocidad de avance: 0.83 mm/s

Calibre 18

Velocidad de avance: 17.0 mm/s

Otra constante a considerar es el número de hilos por pulgada que tiene la rosca del husillo, que es de 10 hilos por pulgada esto es; el avance por cada vuelta de husillo es de 2.54 milímetros por vuelta.

Considerando estas constantes se puede determinar la velocidad de giro del husillo para los calibres extremos con la siguiente expresión:

$$\text{RPM de husillo} = \frac{\text{velocidad de avance}}{\text{avance por vuelta}}$$

Aplicando la fórmula se obtiene:

Calibre 41 20 RPM

Calibre 18 400 RPM

Una vez definido el intervalo de variación de la velocidad es posible elegir el motor que mueve al husillo.

5.3.1 MOTOR UNIVERSAL

Como se mencionó en el capítulo cuatro, la velocidad de este motor se puede variar fácilmente mediante un circuito electrónico, es necesario que el motor gire a una velocidad lo mas cercana a la nominal.

Si se tiene una máquina de 3600 RPM como máxima, con lo que se hace necesario colocar un sistema de engranajes reductor de velocidad, con un factor de reducción de nueve, con ello la velocidad de giro del motor quedará comprendida entre 180 y 3600 RPM; y a la salida del sistema reductor de engranajes se tendrá 20 y 400RPM respectivamente.

Un circuito variador de velocidad para motor universal es el

que se muestra en la figura 5.7.

Para conocer la velocidad a que está girando el husillo debe contarse con un tacómetro que nos indique cuál es la velocidad de giro de éste y conociendo el dato el usuario pueda saber si la velocidad de avance es adecuada ó no al calibre del alambre con que está trabajando.

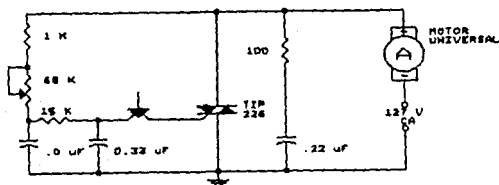


Figura 5.7

Control de velocidad para motor universal implementado con Triac.

El principal defecto de este método de control de velocidad es que el sistema no puede corregir el error que pueda generarse a lo largo de la construcción de un devanado y el operador debe hacerlo si se presenta el caso.

5.3.2 MOTOR DE CD CONTROLADO POR PLL.

Un motor de CD con control de velocidad construido con un PLL (phase locked loop) es otro método de control de velocidad del motor que impulsa al husillo.

La ventaja que presenta un sistema de este tipo con respecto al anterior es que un sistema de control realimentado es capaz de corregir desviaciones de velocidad que se den en la construcción de un devanado.

Antes de efectuar el diseño del circuito de control se analizan los bloques que constituyen al PLL y su operación.

Un diagrama de bloques simplificado de un PLL se muestra en la figura 5.8, se observa que la salida es realimentada a la entrada; la información presente en estas señales está expresada en frecuencia.

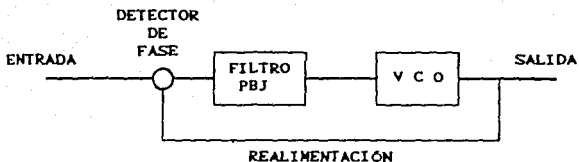


Figura 5.8
Diagrama de bloques de un PLL

En general la operación de este sistema hace que la salida sea conducida a un valor tal que al ser realimentada tienda a mantener a la señal de error en un valor cercano a cero alrededor de la frecuencia de entrada.

Cuando la frecuencia de la señal de salida es igual a la frecuencia de la señal de entrada, la señal de error será consecuencia de la diferencia de fases de las dos señales, por lo que también la fase es controlada.

A continuación se describen los elementos que constituyen a un PLL; se inicia con el detector de fase.

Por simplicidad se muestra el funcionamiento de un detector de fase mecánico que se observa en la figura 5.10

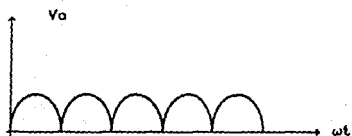
El núcleo del electroimán accionado con la señal, de realimentación mueve al contacto muestreador a uno y otro lado de la bobina por lo que la señal de entrada se presenta alternativamente con 0° y 180° de fase.

Si la señal de entrada y la de realimentación tienen f_1 y f_2 respectivamente y son diferentes, el circuito actúa como un modulador balanceado y en el contacto se tienen las sumas y diferencias de las frecuencias ($f_1 + f_2$) y ($f_1 - f_2$) de las señales. La amplitud de la señal a la salida del filtro paso bajas (FPB) se incrementa cuando la frecuencia de las dos señales se aproximan una a la otra.

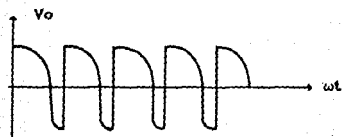
Si las frecuencias de la señal de entrada y de realimentación son exactamente iguales, una componente de CD aparece a la salida del filtro, cuya amplitud depende de la diferencia de fases existente entre las dos señales.

Se muestran tres casos.

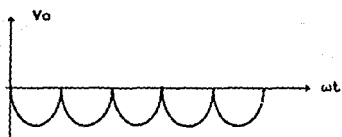
a) f_1 y f_2 en fase, a la salida del muestreador se obtiene una componente de CD positiva como se muestra a continuación.



b) f_1 y f_2 90° fuera de fase.



c) f_1 y f_2 180° fuera de fase.



Al introducir estas señales en el FPBj se tiene a su salida una componente de CD que es función de la diferencia de fases existente entre ellas a la entrada del detector de fase y su característica se muestra en la figura 5.11.

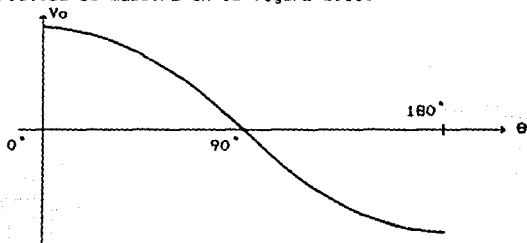


Figura 5.10

Función de transferencia de detector de fase

Oscilador controlado por voltaje.

Un oscilador controlado por voltaje (VCO) es usualmente un multivibrador astable con una entrada de CD que puede variar la frecuencia de oscilación sobre cierto intervalo; la figura 5.11 muestra un VCO simple.

Si la entrada de control se conecta a V_{CC} se tiene un oscilador convencional.

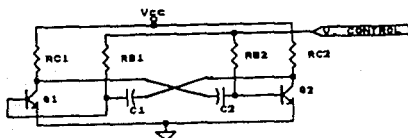


Figura 5.11

Oscilador controlado por voltaje básico

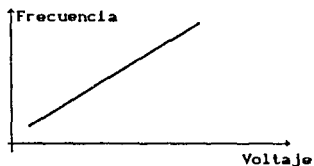


Figura 5.12

Función de transferencia ideal del VCO

A medida que el voltaje de control se hace más positivo, el tiempo de carga del capacitor es menor y la frecuencia de oscilación se incrementa, si el voltaje de control se hace negativo ó pequeño el tiempo de carga del capacitor aumenta y la frecuencia de oscilación disminuye, la gráfica frecuencia Vs voltaje de control se muestra en la figura 5.12.

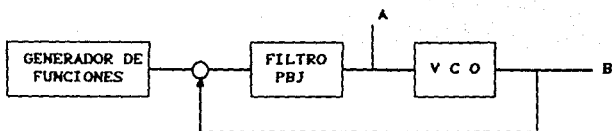


Figura 5.13

PLL con entrada suministrada por un generador de funciones

Operación del PLL.

Al conectar un generador de funciones al PLL como se muestra en la figura 5.13 y suponiendo que los componentes del VCO fueron seleccionados para que presenten la respuesta mostrada en la figura 5.14

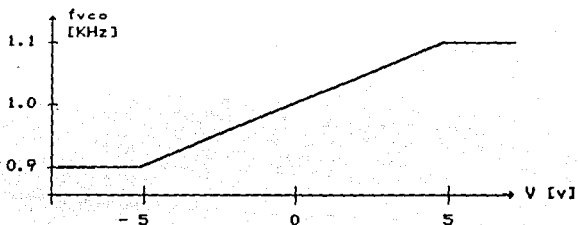


Figura 5.14

Función de transferencia real del VCO

El VCO está restringido a oscilar a una frecuencia comprendida entre 900 y 1100 Hz por la excursión de voltaje en el punto A de la figura 5.13; aunque los límites de la señal de salida del detector fijen otras condiciones de oscilación al VCO, éste sólo responderá a las señales que estén dentro de su intervalo de operación, cualquier señal que salga de este rango será ignorada.

Si el generador de funciones es desconectado el VCO oscila a $f_0 = 1000$ Hz aunque la salida del filtro sea 0 voltios.

Si el generador suministra una señal con $f = 700$ Hz, el VCO

oscila a f_0 aunque exista una diferencia grande de frecuencias y se obtenga una pequeña señal a la salida del filtro paso bajas.

Si lentamente se incrementa la frecuencia del generador; la diferencia de frecuencias entre la señal de entrada y la señal de realimentación tiende a ser pequeña; al mismo tiempo la salida del FPBj. va creciendo lentamente, con lo que la señal de salida del VCO presenta una frecuencia cercana a f_0 .

Repentinamente cuando la frecuencia del generador es aproximadamente 920 Hz, la frecuencia del VCO salta al valor de la frecuencia del generador amarrándose a esta dentro del intervalo de 920 a 1100 Hz; si la frecuencia del generador rebasa estos límites el VCO oscila a f_0 .

Cuando la frecuencia del generador se acerca a f_0 por cualquier lado debe sobrepasar ligeramente los límites de 900 y 1100 Hz para que se provoque el salto en la frecuencia de la señal de salida del VCO; a estos límites se les conoce como intervalo de captura.

A los límites de 900 y 1100 Hz se les conoce como intervalo de amarre.

Para comprender el mecanismo de amarre se considera que la frecuencia de oscilación del VCO y del generador son idénticas. La salida del FPB provee de un nivel de CD suficiente para no alterar el valor de la frecuencia de oscilación del VCO de acuerdo a la figura 5.10; la diferencia de fase entre las señales de entrada y del VCO no es necesariamente 90° ya que éste defasamiento es el necesario para proveer el nivel de CD que mantiene oscilando al VCO a la misma frecuencia que el generador.

Si la frecuencia del VCO se corre por arriba de la del generador por una fracción de ciclo, se incrementará la diferencia de fase entre las las señales lo que hará que la salida del FPB sea más pequeña con lo que la salida del VCO es llevada a su valor original y con ello se corrige el corrimiento.

Por la misma razón un cambio en la frecuencia de la señal proveniente del generador será seguida por la frecuencia del VCO.

La salida del detector de fase es función del ángulo de fase y es de tipo cosenoidal (fig. 5.11), en esta curva existen dos puntos dentro del rango de 360° donde la salida del detector de fase proporciona el valor adecuado que conduce al VCO a reproducir la frecuencia de entrada, pero sólo uno de estos puntos es estable, así que el sistema automáticamente opera en el lado estable de la curva.

Con lo anterior se completa la descripción del PLL y se prosigue con el diseño del control de velocidad mostrado en el diagrama de bloques de la figura 5.15; al comparar esta figura con la del diagrama 5.8 que es del PLL se observa que existe además un amplificador y el VCO ha sido sustituido por un tacómetro, la señal de entrada proviene de un divisor entre n .

El amplificador es una etapa de potencia que se necesita ya que el FPBj no puede suministrar la corriente necesaria para que el motor funcione.

El tacómetro entrega a su salida una señal digital proporcional a la velocidad de giro del motor.

La señal de control proviene del motor que impulsa al portacarrete para que cualquier variación en su velocidad sea detectada y compensada en el motor que controla el avance; además de que convenientemente manipulada sirve para modificar la velocidad de avance a voluntad.

Diseño del sistema de control de velocidad con PLL.

Este diseño se realiza en torno al PLL digital 144046 cuya construcción tiene salidas separadas de los comparadores de fase y el VCO; el FPBj se implementa externamente.

El diagrama de bloques del control se muestra en la figura 5.15.

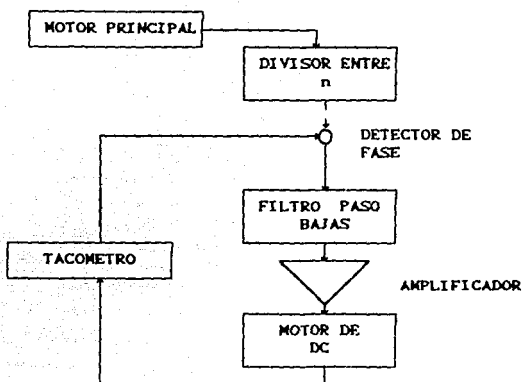


Figura 5.15

Diagrama de bloques del control de avance con PLL

La velocidad del motor principal es de 3600 RPM, si se obtienen 10 pulsos por vuelta la frecuencia de la señal obtenida será de 600 Hz; al pasar por un divisor entre n , donde $0 \leq n < 999$.

La frecuencia de la señal de referencia será de 3 Hz a 60 Hz al dividir entre 200 y 10 respectivamente.

El divisor se implementa con el CI MC 4510 como se muestra en la figura 5.16.

La señal de referencia se obtiene de la flecha del motor que mueve al carrito; el sensor que genera la señal correspondiente al VCD se coloca en la flecha del motor de CD; entrega un pulso por vuelta.

Como se mencionó el PLL que se utiliza es el 14046 y tiene la estructura mostrada en el diagrama de bloques 5.17

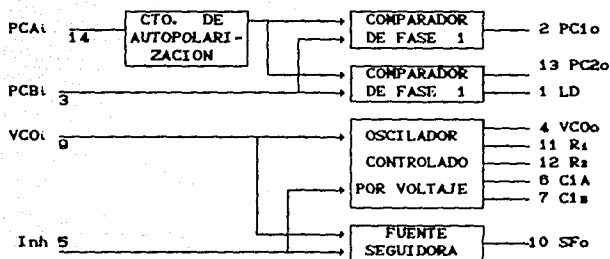


Figura 5.17

Diagrama de bloques del PLL 14046

PC_{Ai} Entrada común A; se acopla directamente para señales con voltaje alto, si son pequeños se acopla mediante capacitor.

PC_{Bi} Es la entrada B con características similares a A.

Circuito de autopolarización, ajusta las señales de voltaje pequeño a la región lineal del sistema.

Comparador de fase 1 (compuerta EXOR), provee una señal digital de error PC_{1o} y mantiene un defazamiento de 90° entre las señales de las entradas A y B, cuando tienen un ciclo de trabajo de 50 %.

Comparador de fase 2 está implementado con lógica sensible a flanco positivo por lo que la salida PC_{2o} es insensible al ciclo de trabajo y la diferencia de fase entre las entradas A y B es de 0°.

En este circuito no se utiliza el VCO.

Se utiliza el comparador de fase 2 para evitar los problemas inherentes a un ciclo de trabajo diferente de 50 %.

Cálculo del filtro paso bajas.

De las hojas de especificaciones del CI 4046:

Se elige una red RC de primer orden cuyas características están dadas por las ecuaciones que a continuación se muestran.

$$2f_l = f_{\max} - f_{\min}$$

Donde f_l = rango de frecuencia de amarre.

f_c = rango de frecuencias de captura.

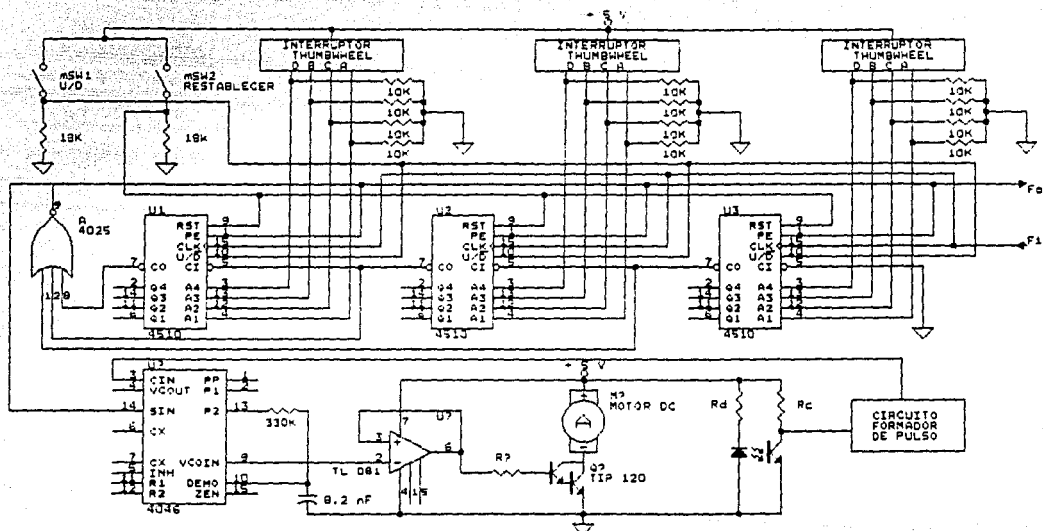


Figura 5.18

Circuito de control de velocidad de avance y longitud de carrera

$$2f_c = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_l}{R_s C_2}} \quad (1)$$

R_s y C_2 son los elementos del filtro paso bajas.

Cuando se utiliza el comparador de fase $2f_c = f_l$.

$$f_l = 60 \text{ Hz}$$

$$2f_l = 120 \text{ Hz}$$

Se obtienen a continuación los valores de R_s y C_2 .

$$4 f_c^2 = \frac{1}{\pi^2} \frac{2\pi f_l}{R_s C_2} ; f_l = f_c$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_s}$$

$$\text{si } R_s = 330 \text{ K}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{120\pi \times 330\text{E}3}$$

$$C_2 = 8.03 \text{ nF}$$

Valor comercial 8.2 nF.

La señal de salida del filtro paso bajas se hace pasar por un amplificador seguidor para acoplar a través de éste al FPBj con la etapa de potencia que suministra el voltaje controlado al motor.

Esta etapa se implementa con un transistor de potencia como se muestra en la figura 5.18.

El control de velocidad queda como se muestra en la figura 5.18.

Con esto se da por terminado el diseño de la sección mecánica, resta efectuar la prueba de los circuitos electrónicos y el diseño del circuito impreso para su construcción definitiva.

CONCLUSIONES

En el desarrollo del presente diseño se mantienen vigentes los principios básicos que norman cualquier trabajo de este tipo y son los siguientes:

La operación debe presentar la menor dificultad posible al usuario.

El sistema debe ser confiable.

Con la simplificación de las partes del sistema y el tipo de circuitos integrados elegidos se logra un circuito simple y cuyos elementos están disponibles en el mercado nacional, aunque no se considera el tiempo porque en un prototipo siempre este es considerable; si se tratase de un equipo que se construirá en serie es otro el punto de vista.

A lo largo del diseño y prueba de los circuitos se observó lo siguiente:

Al alambrar la tarjeta de control se hizo con circuitos TTL y CMOS, ambos operan satisfactoriamente aunque CMOS responde mejor en la presencia de ruido y el consumo de potencia se reduce considerablemente con respecto a TTL por lo que la tarjeta definitiva se implementó con circuitos CMOS.

El acondicionamiento de la señal de reloj es satisfactorio y no presenta problemas al efectuarse pruebas en un prototipo que utiliza un motor de inducción.

Un defecto importante que se observó es que el ruido provocado por la conmutación de un motor universal se acopla a través del relevador ya que al desconectar el motor de este elemento deja de introducir ruido, por lo que para un diseño futuro, con estas condiciones debe considerarse un acoplador óptico que proporcione un alto aislamiento entre el circuito de control y la etapa de potencia.

El control de la señal de reloj opera satisfactoriamente y se fija en el valor 0000 no permitiendo el paso de pulsos de reloj al contador.

La tarjeta de control de avance y carrera, está en proceso de construcción, y su retraso se debe a la poca disponibilidad de un lugar para su elaboración y porque necesita un número considerable de elementos mecánicos para su operación.

APENDICE A

CONSTRUCCION DEL CIRCUITO IMPRESO.

Para la manufactura de un circuito impreso se sigue el siguiente proceso.

1.- Diseño de la distribución de los elementos del circuito; en este diseño deben considerarse las dimensiones físicas de cada uno de ellos (CI, resistores, capacitores, diodos, etc.) así como las conexiones eléctricas que existen entre ellos; todo el material debe ocupar el menor espacio posible.

2.- Trazado de las pistas a escala para la obtención del positivo ó negativo según el caso.

Este se puede efectuar a mano ó con el auxilio de una computadora utilizando alguno de los paquetes que existen para tal fin; en este caso se utilizó el SMARTWORK.

3.- Manufactura del negativo.

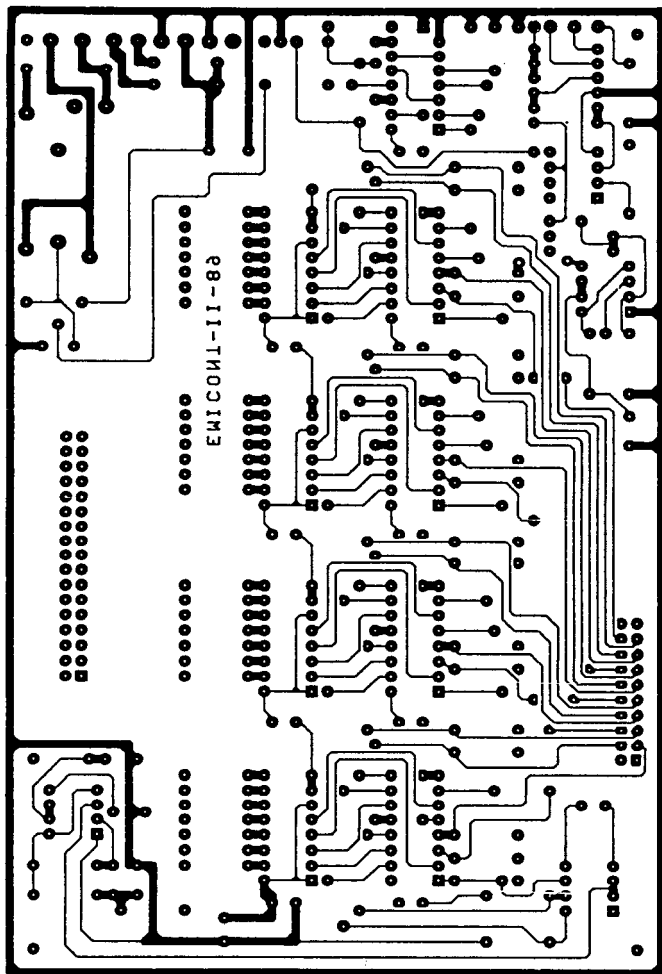
Se hace en un cuarto oscuro con película de alto contraste y debe ser a escala 1:1; cuando son dos caras se concede especial cuidado a la coincidencia de las futuras perforaciones.

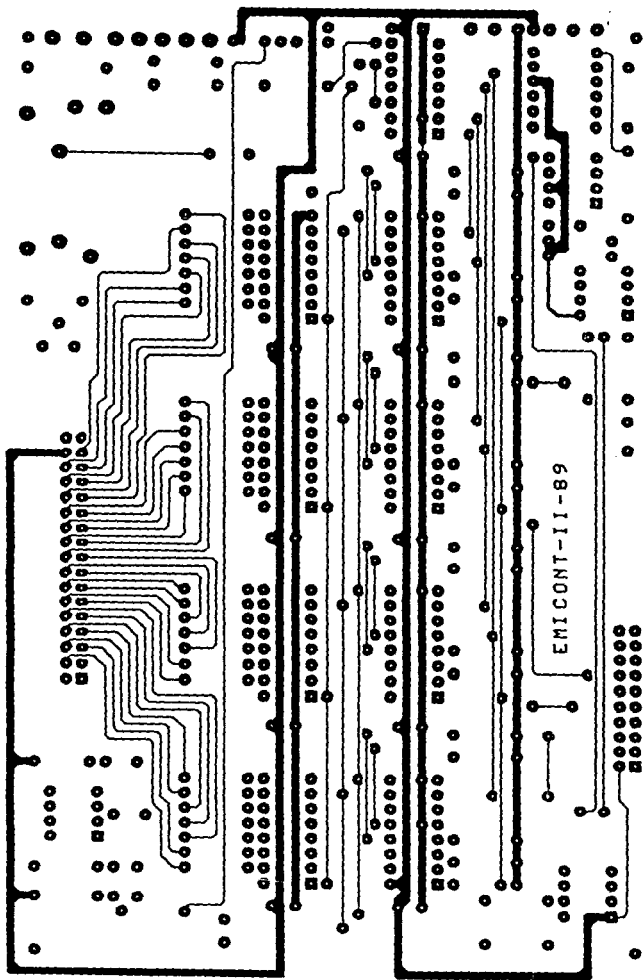
4.- Corrosión.

Teniendo los positivos a escala 1:1 se elige una placa de cobre de las dimensiones adecuadas, se sensibiliza, expone, y revela (cuando se utiliza una lacafotosensible); luego se procede a efectuar la corrosión que elimina el cobre de la placa sin afectar al que está en el sitio de las futuras pistas.

5.- El último paso es perforar la tableta y con ello se tiene el circuito impreso listo para montar el material; si se coloca mascarilla protectora se hará antes de perforar.

Se anexan esquemas del circuito impreso del sistema de control.





ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

APENDICE B

CONSTRUCCION GENERAL.

El paso final consiste en reunir físicamente todos los elementos antes descritos, en un módulo los circuitos de control y la sección puramente mecánica en otro.

Se muestran en seguida una secuencia de fotos en las que se observa el interior y exterior del módulo de control.

BIBLIOGRAFIA

- 1 IC TIMER COOKBOOK
Walter G. Jung
Howard W. Sams And Co.
1981
- 2 SOLID STATE PULSE CIRCUITS.
David A. Bell
Prentice Hall
1988
- 3 CMOS DATABOOK
Motorola Semiconductor
1987
- 4 IC AMP COOKBOOK
Walter G. Jung
Howard W. Sams and Co.
1981.
- 5 MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y TRANSFORMADORES
Irwing L. Kosow, Ph. D.
Reverte
1980
- 6 NOISE REDUCTION TECHNIQUES IN ELECTRONIC SYSTEMS
Henry W. Ott
John Wiley and Sons.
1976