

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL  
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"DETECTOR DE GIRO DE UN MOTOR A.C."

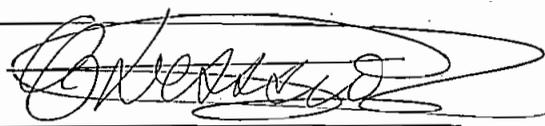
TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO  
DE INGENIERO EN LA ESPECIALIZACION DE  
ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

RAMIRO VALENZUELA PEÑAFIEL

QUITO, ABRIL DE 1983

CERTIFICACION

Certifico que el presente  
trabajo ha sido realizado  
en su totalidad por el Sr.  
Ramiro Valenzuela Peñafiel.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'C. Serrano C.', is written over a horizontal line. The signature is stylized and cursive.

ING. CARLOS SERRANO C.  
Director de Tesis

DEDICATORIA:

A MIS PADRES

#### AGRADECIMIENTO:

A mi familia, director de tesis, profesores, compañeros, colegas, amigos y a todos quienes contribuyeron a la terminación del presente trabajo.

## C O N T E N I D O

PAGINA

### CAPITULO I. GENERALIDADES.

1.1.	Introducción.	1
1.2.	Breves consideraciones sobre algunos tipos de sensores.	3
1.3.	Aplicaciones.	9
1.4.	Motoreductores existentes con salidas más comunes.	11

### CAPITULO II. ANALISIS Y DISEÑO.

2.1.	Especificaciones y configuración del sistema de control.	14
2.1.1.	Límites de control.	14
2.1.2.	Configuración y diagrama de bloques.	15
2.2.	Diseño del circuito de control.	18
2.2.1.	Diseño del circuito iniciador de tiempo de control.	18
2.2.2.	Diseño del circuito de tiempo.	21
2.2.3.	Diseño del circuito comparador.	53
2.2.4.	Diseño del circuito de disparo.	57
2.2.5.	Diseño del circuito de potencia.	61
2.2.6.	Fuentes de poder.	65
2.3.	Acople sensor - circuito de control.	67
2.4.	Algunas consideraciones sobre construcción y montaje.	74

CAPITULO III. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y  
CONCLUSIONES.

3.1.	Mediciones realizadas en el sistema.	80
3.2.	Análisis de los resultados obtenidos y confiabilidad.	88
3.3.	Conclusiones y recomendaciones.	90

ANEXO I. Diagrama Circuitual.

ANEXO II. Datos Técnicos.

ANEXO III. Bibliografía.

## P R O L O G O

El presente trabajo constituye una compilación de los datos técnicos y consideraciones de diseño utilizados para la construcción del equipo DETECTOR DE GIRO DE UN MOTOR A.C. el mismo que está constituido básicamente por un tacómetro digital y elementos adicionales interconectados para controlar y proteger a motores contra sobrecargas y frenados.

El estudio realizado consta de tres partes: un primer capítulo que trata sobre GENERALIDADES en el cual se presenta una descripción general del circuito que se trata de implementar, una breve consulta sobre algunos tipos de sensores que puede servir como base hacia la profundización de un estudio serio del sensor utilizado, el punto de aplicaciones que evidencia las necesidades del circuito de control implementado, y por último se provee la información necesaria para fijar los límites de control del equipo; el segundo capítulo ANALISIS Y DISEÑO presenta en forma secuencial y ordenada el análisis y diseño de los distintos circuitos que conforman el detector de giro implementado, así como algunas consideraciones sobre construcción y montaje; por último, el capítulo tercero RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES presenta las mediciones más importantes realizadas en el sistema cuyos resultados se los somete a un breve análisis que evidencia su confiabilidad; y, finaliza señalando algunas recomendaciones con el propósito de aumentar la versatilidad del equipo construido, además de conclusiones obtenidas en la realización del presente trabajo. Como ANEXOS se presentan: el diagrama circuital del equipo, los datos técnicos de los elementos utilizados más importantes y la bibliografía pertinente.

## CAPITULO I

### GENERALIDADES

- 1.1. Introducción.
- 1.2. Breves consideraciones sobre algunos tipos de sensores.
- 1.3. Aplicaciones.
- 1.4. Motoreductores existentes con salidas más comunes.

# CAPITULO I

## GENERALIDADES

### 1.1. INTRODUCCION.

Un tipo de aplicación extremadamente importante para los instrumentos de medida es aquel en el cual el instrumento sirve como un componente de un sistema de control automático. Un diagrama funcional de bloques que ilustra la operación de dicho sistema se muestra en la Figura 1. Es claro que para controlar cualquier variable por dicho esquema realimentado, es necesario, primero, medir tal variable; por lo que todos los sistemas de control de este tipo deben incorporar, por lo menos, un instrumento de medida. Para cumplir con los objetivos del control, es necesario aplicar alguna señal de realimentación a la señal de entrada. El circuito controlador compara la señal que representa la variable medida con alguna otra señal de la misma forma que representa el valor asignado que debería tener la variable medida. Si la señal medida concuerda con el valor predeterminado en el controlador, este último no actúa; si por el contrario, las señales no concuerdan, el controlador envía una señal a un elemento final de control, el mismo que actúa para alterar el valor de la variable medida. Tal elemento depende de la variable que se vaya a controlar.

Es de suma importancia hacer notar que la exactitud del control no puede ser mejor, en ningún momento, que la exactitud de la medición de la variable que se va a controlar. Por lo tanto, debe poderse medir con exactitud una variable física antes de que se pueda hacer factible su control.

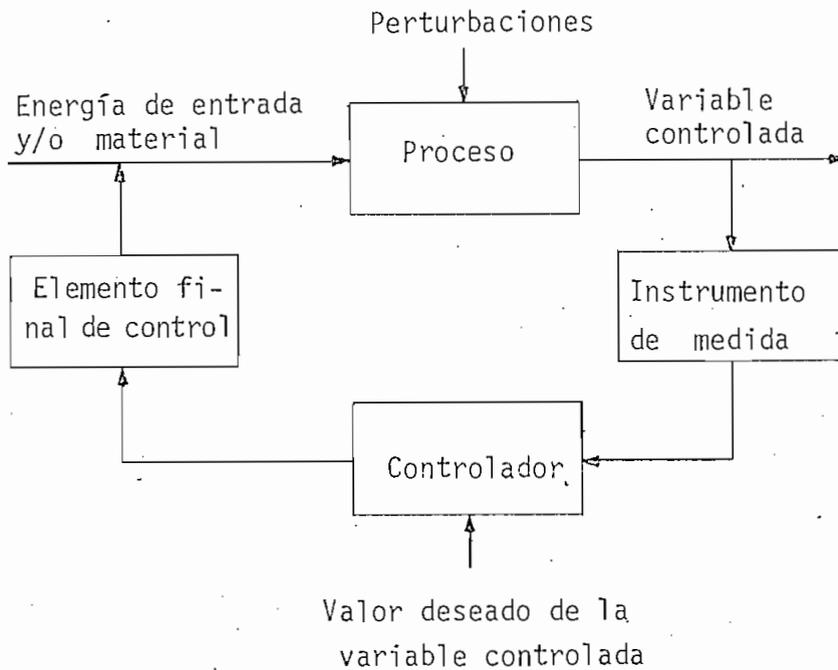


FIGURA 1.- Sistema de Control Realimentado.

El presente tema de tesis nace de una necesidad práctica originada en el sector industrial; necesidad práctica que evidencia la demanda de dicho sector por la implementación de sistemas de control realimentados. Es decir, se diseñará la realimentación de cierto sistema con el fin de controlar una variable de algún proceso que generalmente constituye una etapa en toda la cadena de producción a nivel industrial. Dicha necesidad descubre el papel que la electrónica puede asumir con el fin de cubrir tales requerimientos

con el diseño y construcción de controles confiables y con la precisión necesaria.

El problema a resolverse se presenta cuando, por causas no determinadas, se queman al mismo tiempo dos fusibles de protección provocando el paro del motor respectivo, o también, cuando en actividades de mantenimiento o reparación de cierto motor se remueven, por razones de seguridad y como una práctica corriente, dos fusibles de las líneas de alimentación al motor, luego de lo cual, sin haberlos repuesto se arranca el sistema sin lograr respuesta del motor citado, provocando pérdidas de tiempo y material que golpean económicamente a la industria. Además que en procesos industriales, especialmente en los que se precisa una dosificación constante de algún material, se presentan problemas de sobrecargas, las mismas que disminuyen la velocidad de los motoreductores, sin embargo, debido a la respuesta relativamente lenta de las protecciones se produce la reacción tardía de los térmicos, esto produce una situación similar a la indicada cuando se detiene cierto motor con análogas pérdidas económicas. Se necesita un control que detecte variaciones de velocidad que se encuentren fuera del rango normal permitido con el fin de obtener un accionar uniforme en un proceso determinado.

## 1.2. BREVES CONSIDERACIONES SOBRE ALGUNOS TIPOS DE SENSORES.

Sensores o transductores son todos aquellos dispositivos que

operan bajo el principio de transformar una entrada que representa una variable física, en una señal de tipo eléctrico, la misma que puede servir como entrada de un sistema de control y de medición. La salida final de todo transductor es un nivel de voltaje o de corriente.

Desde el punto de vista de energía, existen dos clases de transductores: los activos y los pasivos. Los pasivos o autogeneradores son los que tienen una entrada y una salida. Toda o casi toda la energía eléctrica a la salida es obtenida de la energía de la señal de entrada. Dentro de este tipo encontramos las termocuplas (energía calórica), los micrófonos de cristal (energía acústica) y las celdas fotovoltaicas (energía luminosa). Puesto que su salida eléctrica está limitada por la entrada física, estos transductores tienden a tener salidas de baja energía requiriendo casi siempre amplificación. Por otro lado, un transductor activo tiene una entrada física, una salida eléctrica y una entrada eléctrica de excitación, gran parte de la potencia de salida es provista por una fuente de poder auxiliar, mientras que la señal de entrada contribuye con una porción insignificante. Dentro de este tipo encontramos a los sensores de temperatura tipo semiconductor. Usualmente son circuitos no realimentados con excitación fija. Sin embargo, existe una subclase de transductores activos en los que la salida eléctrica sirve como una indicación de desbalance o de error, y la excitación o el parámetro físico es manipulado en una configuración realimentada para mantener el balance; la señal reali-

mentada es, entonces, una medida de la variable física. Las señales de entrada y salida pueden involucrar energía de la misma forma o puede existir una conversión de energía de una forma a otra. Además, dependiendo de las características del instrumento al cual se va a alimentar con la señal proveniente del sensor, puede ser necesario convertir tal variable en otra más adecuada siempre preservando el contenido de la señal original. Debe señalarse que algunos instrumentos no necesitan incluir un elemento de conversión variable mientras que otros requieren varios.

Un instrumento puede requerir que una señal representada por alguna variable física sea manipulada en alguna forma. Por manipulación se desea representar específicamente un cambio en el valor numérico acorde con alguna regla definida pero preservando la naturaleza física de la variable. Cuando los elementos funcionales de un instrumento se encuentran físicamente separados, es necesario transmitir la información de uno a otro. (1)

La función de un transductor de movimiento es convertir el movimiento mecánico a señal eléctrica; existen cuatro tipos de elementos que cumplen con dicha función.

Los interruptores electromecánicos pueden detectar la relación de movimiento mecánico si es que se encuentran dispuestos en forma tal que su estado varíe sincrónicamente con el movimiento.

La inducción magnética puede usarse para determinar la existencia de movimiento. Un imán rotando en un eje genera pulsos de corriente en una bobina próxima al eje.

Bobinas de inducción magnética detectan cambios en campos magnéticos cuando un imán cercano varía su posición. Cuando el movimiento es muy lento, el imán no cambia de posición lo suficientemente rápido como para generar un pulso capaz de ser detectado. En tales casos, elementos que utilizan el efecto Hall son utilizados para detectar campos magnéticos. A diferencia de las bobinas que detectan cambios en la intensidad de campo, los elementos con efecto Hall son semiconductores que varían su conducción directamente con la intensidad de campo magnético. Estos elementos hallan su aplicación en sensores de movimientos lentos así como en interruptores de teclado.

Otro método para determinar movimiento rotacional es el método óptico. En este método se utiliza una rueda agujereada sobre un eje rotativo, la misma que bloquea o permite el paso de un haz de luz, el cual es detectado por un sensor óptico generando una señal pulsante la misma que puede ser contada y así determinar la magnitud de la rotación medida. (2)

El principio del efecto Hall se ilustra en la figura 2. Una placa de un conductor o de un semiconductor de espesor  $t$  se conecta como lo indica la figura, de tal manera que una corriente  $I$  pasa a través del material. Cuando se aplica un

campo magnético sobre la placa en una dirección perpendicular a la superficie de la misma, se generará un potencial  $E_H$  como se indica. A este potencial se le denomina voltaje Hall y está dado por  $E_H = K_H \frac{I B}{t}$ , donde  $I$  está en amperios,  $B$  en gauss y  $t$  en centímetros.  $K_H$  es el coeficiente Hall y tiene las unidades de volt-cm/amp-gauss.

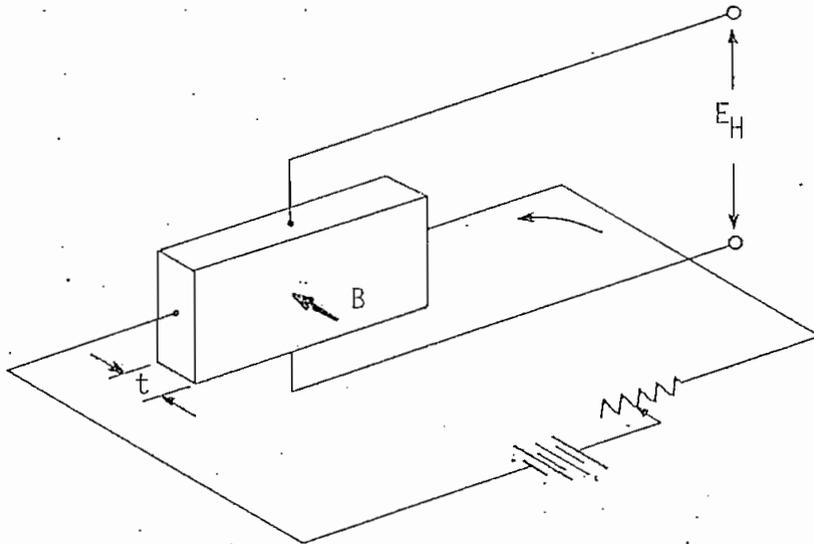


FIGURA 2.- El Efecto Hall.

En el método óptico se utiliza como fuente luminosa un diodo emisor de luz el cual se encuentra alineado convenientemente con el detector de existencia de haz de luz al otro lado de la rueda agujereada utilizándose generalmente como detector un foto-transistor debidamente polarizado de modo que de una señal acondicionada a los niveles necesarios como entrada al circuito de control.

En un detector de proximidad de reluctancia variable (figura 3), cuando el material magnético pasa cerca a la superficie sensible del sensor, la reluctancia del campo magnético

cambia con el tiempo generando cierto voltaje en la bobina. Estos detectores son simples y baratos y dan un voltaje alto a la salida, regularmente de algunos voltios bajo ciertas condiciones típicas de proximidad. El voltaje de salida aumenta con la cercanía del hierro móvil con el detector. El muestreo de dos pulsos en un barrido simple de un osciloscopio con una base de tiempo calibrada permite medir la velo-cidad promedio. Una gran exactitud se obtiene al aplicar los pulsos de voltaje a un medidor electrónico de intervalo de tiempo. Si una señal análoga (voltaje DC variable) pro-porcional a la velocidad es deseada, convertidores frecuen-cia a voltaje pueden ser conectados a los terminales de sali-da del detector. Sin embargo, esta conexión generalmente no dará tan alta precisión como la técnica de conteo de pulsos.

(3)

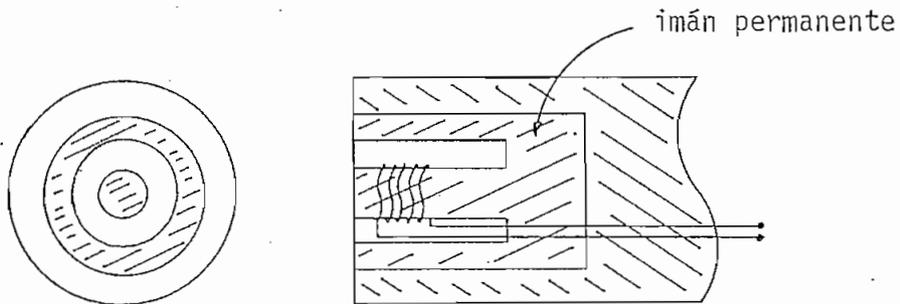


FIGURA 3.- El detector de proximidad de reluctancia variable.

Velocidades rotacionales pueden ser medidas convenientemente utilizando lámparas estroboscópicas electrónicas, las que se encienden y apagan con una relación de tiempo conocida y ajustable. La luz es dirigida sobre el eje del motor alre-

dedor del cual se ha colocado una tarjeta de papel con líneas blancas y negras. La frecuencia del centelleo de la lámpara es ajustada hasta que la tarjeta aparente no tener movimiento. En esta situación, la frecuencia de la lámpara y la frecuencia del motor son idénticas, y el valor numérico puede ser leído en la escala calibrada de la lámpara con un error en la precisión de alrededor de  $\pm 1\%$  de la lectura. El rango de frecuencia de la lámpara en una unidad típica es de 110 a 25.000 centelleos por minuto.

Un generador DC ordinario, usando un imán permanente o un campo con excitación independiente, produce un voltaje de salida con una proporción deficiente a la velocidad. (4)

### 1.3. APLICACIONES.

Se mencionan algunos casos prácticos en los cuales la necesidad del circuito detector de giro es evidente para asegurar una operación confiable de un sistema determinado.

En el primer caso se encuentra un motor que acciona un tornillo sin-fin bajo el que se mueve una banda que acarrea el material que saca el tornillo y que será sometido a un proceso determinado. Cuando el problema mencionado se suscita, el motor de la banda se para, el material no es acarreado y se produce una gran acumulación del material proveniente del sin-fin dosificador, el que no cesa de enviar material a la banda debido a la inhabilitación del circuito de control.

Esto provoca un retraso en la producción con la consecuente pérdida de tiempo y dinero, además de la enorme dificultad para poner el sistema nuevamente en operación.

En igual forma se suscita el problema en la fabricación de colchones, en donde tenemos un motor que acciona un sistema dosificador del material de relleno, de modo tal que los colchones adquieran una apariencia uniforme, precisa. Cuando este motor se para por las causas anotadas, se provoca la producción de colchones defectuosos con relleno no uniforme, provocando una pérdida de material, pérdida económica que retrasa la producción normal, puesto que a pesar de que dicho motor se encuentra parado, el resto del sistema de producción continúa funcionando en una normalidad aparente; inclusive, si tal motor varía con facilidad su velocidad, debido a defectos en la realimentación, se producirán colchones con una superficie no uniforme con las consiguientes pérdidas.

Otro caso análogo se detecta en la industria textil, particularmente en el teñido de tela y en la texturización de la misma. En ambos casos, si se detiene el motor que acarrea la tela o varía mucho su velocidad, se obtiene un acabado defectuoso en el primer caso, y la quemadura de la tela en el segundo; todo esto con pérdidas similares a las de los casos anteriores. Otro caso importante es el referido a la industria maderera en la que troncos de árboles que giran en un torno van siendo rebanados en láminas usando ciertas cu

chillas, dichas láminas son expuestas a determinada tensión por una banda movida por un motor que al mismo tiempo acarrea las láminas. Al pararse el motor se provoca la destrucción de las láminas con las consecuentes pérdidas materiales, el retraso en la producción y la circunstancia de que al seguir el sistema en funcionamiento, se realiza un trabajo infructuoso que significa un consumo vano de energía, equipo y mano de obra. Por último se menciona el caso de la industria embotelladora de refrescos y bebidas, en la que las botellas giran en cierto dispositivo accionado por un motor para ser llenadas con determinado líquido, acción periódica que cuando se detiene el motor que hace girar a las botellas, provoca un embotellamiento repetitivo en una misma botella, que deriva en una pérdida del líquido, en una paralización de la producción con las consiguientes pérdidas económicas.

El circuito detector de giro de un motor AC controlará los problemas mencionados que se suceden en una gran variedad en el sector industrial; una vez detectado el paro del motor o la reducción de su velocidad, se proveerá de una salida capaz de ser utilizada para activar un circuito de alarma o para desconectar todo el sistema secuencialmente en forma automática. Esto permite que el problema sea resuelto protegiendo adecuadamente la normalidad de la producción en determinada industria.

#### 1.4. MOTOREDUCTORES EXISTENTES CON SALIDAS MAS COMUNES.

A juzgar por informaciones técnicas otorgadas por ASEA, U.S.

Electrical Motors, Siemens, que son las firmas comerciales más conocidas en nuestro medio, se puede notar la existencia de una gama de motoreductores cuyas velocidades máximas y mínimas se detallan a continuación en la tabla 1 indicada; entendiéndose que entre las velocidades extremas existe una gran variedad de velocidades que se puede conseguir en las citadas marcas.

<u>MARCA</u>	<u>RPM mín.</u>	<u>RPM máx.</u>
ASEA	65	186
SIEMENS	40	120
U.S. MOTORS	5.06	4500

TABLA 1.- Rangos disponibles en motoreductores.

Debe advertirse que la U.S. Electrical Motors no provee motoreductores sino motovariadores en una amplia gama. Por ejemplo, un motoreductor de 15 HP tiene los siguientes rangos de variación: 3650/457; 1595/200; 737/92; 216/27.

Observando los rangos en RPM disponibles en motoreductores de ASEA y SIEMENS, se concluye que el dispositivo producto de esta tesis cumple a satisfacción en el rango de control de velocidad cuando el acoplamiento entre el motoreductor y la carga sea realizado en forma directa, esto es, a través de un matrimonio. Cuando el acoplamiento no se realiza en forma directa sino a través de poleas o cadenas, el rango de control puede incrementarse dependiendo del tamaño de las

poleas o de las catalinas cuando el acoplamiento es por cadena; y aún del tamaño o longitud de esta última. Esto debido a que la detección de giro puede obtenerse en las poleas, catalinas e inclusive en la cadena, en cuyo caso se podrían usar motores directamente a 1720 RPM siempre que la velocidad angular de la cadena se encuentre en el rango de control del detector de giro.

Es decir que para el caso de acoplamientos indirectos, el incremento del rango de control dependerá exclusivamente del lugar en el que se coloque el sensor utilizado el mismo que proporciona la información al detector de giro.

## CAPITULO II

### ANALISIS Y DISEÑO

- 2.1. Especificaciones y configuración del sistema de control.
- 2.2. Diseño del circuito de control.
- 2.3. Acople sensor - circuito de control.
- 2.4. Algunas consideraciones sobre construcción y montaje.

## CAPITULO II

### ANALISIS Y DISEÑO

#### 2.1. ESPECIFICACIONES Y CONFIGURACION DEL SISTEMA DE CONTROL.

##### 2.1.1. LIMITES DE CONTROL.

Se fijan los límites de control entre 10 y 230 RPM, rango que cubre la totalidad de los motoreductores marca ASEA y SIEMENS, y parte de los U.S. MOTORS, de acuerdo a la información presentada en la tabla 1.

Siendo un detector de giro, se brinda un control para prefi jar un límite mínimo de velocidad, control amplio que permite, a criterio del operador y dependiendo de las necesidades obtener un control grueso o fino de la velocidad medida.

Se evidencia la versatilidad del presente sistema de control, si se considera los distintos tipos de acoplamiento que pueden implementarse sobre el eje de un determinado motor, tales como tipo banda, cadena o piñones, los que al presentar distintas relaciones de rotación, posibilitan tener varios puntos de control disponibles logrando, de esta forma, ampliar los límites de control señalados.

##### 2.1.2. CONFIGURACION Y DIAGRAMA DE BLOQUES.

La figura 1 permite apreciar de una manera muy general, las partes de las que básicamente se constituiría el presente sistema de control realimentado de cierta variable, que en este caso particular es la velocidad de un motoreductor, en un determinado proceso. Puesto que tal sistema involucra un instrumento de medida, se ha escogido la tecnología digital como la más adecuada por su alta precisión y confiabilidad; y dentro de ésta, la tecnología CMOS por ser adecuada para el tratamiento de las señales de baja frecuencia involucradas, y porque en el medio industrial en el que va a funcionar es importante tener un margen alto de ruido. Entre otras razones para su elección pueden mencionarse, el bajo consumo de potencia y el aporte que podría brindar las experiencias obtenidas en su utilización a la difusión del tratamiento de la técnica C-MOS como una buena alternativa a los circuitos TTL de amplia utilización en nuestro medio.

El sistema consiste también de un circuito controlador, circuito que en la presente tesis consistirá de un comparador de magnitud de 4 bits, el mismo que será un elemento de tecnología C-MOS para guardar concordancia con la técnica utilizada en el instrumento de medida.

Como elemento final de control se utilizarán dos contactos normalmente cerrados de un relé conectado en serie a la alimentación del motor controlado o a la alimentación del primer motor en determinado proceso secuencial, y además, conectando dos terminales normalmente cerrados de su contactor

principal en serie con la alimentación del siguiente motor y así sucesivamente; de modo que, cuando se detecte alguna anomalía en la velocidad del motor, éste se detenga o en el otro caso, se desconecte la alimentación al primer motor, el mismo que actuará sobre el siguiente motor y así sucesivamente, de modo tal que al término de dicha acción, el proceso se detenga totalmente hasta que el problema presentado sea detectado y solucionado.

Para fijar el límite mínimo de velocidad se proveerá de tres interruptores rotativos tipo BCD los cuales brindan la posibilidad de ampliar o disminuir el margen permitido de error de acuerdo a las necesidades planteadas en un proceso determinado.

Por último, a fin de detectar el movimiento del eje del motor a controlarse, se utilizará un sensor de pulsos sin unión mecánica, detector de elementos ferromagnéticos el mismo que consiste fundamentalmente en una caja que contiene un circuito oscilante electrónico. Al acercarse una masa metálica al circuito oscilante, éste se amortigua. Las variaciones en el consumo de corriente cuando el circuito oscilante se encuentra amortiguado o no, son registrados como impulsos. (5)

Este sensor de tipo magnético, se considera como una variación del detector de proximidad de reluctancia variable mencionado en el punto 1.2. Se eligió este tipo de sensor a o

tras clases de detectores, y particularmente, al acople óptico muy utilizado y difundido, por el medio en el cual va a operar el sensor en cuestión; considerando un medio industrial con un ambiente cargado de pequeñas partículas provenientes del material procesado, el sensor óptico podría causar problemas si no se mantienen limpias sus superficies, tanto del emisor como del detector, así como también los orificios implementados en el disco acoplado al eje. Además de ser una buena alternativa, la utilización de este tipo de sensor tiende a proveer ciertas consideraciones útiles y necesarias con el fin de diversificar el uso de distintos tipos de sensores.

Los bloques básicos constitutivos del detector de paro son los siguientes:

- a) El circuito de tiempo.- Comprenderá la obtención de la información y su procesamiento; es decir, incluye el instrumento de medida y el sensor de velocidad.
- b) El circuito comparador.- Determinará cuándo la medida del instrumento es menor que la de referencia; incluye, el comparador como tal, y los interruptores rotativos tipo BCD los cuales determinarán el límite mínimo de velocidad.
- c) El circuito de disparo.- Receptará la información proporcionada por el circuito comparador, y en caso de presentarse la anomalía descrita, acondicionará la señal de modo tal, que pueda ser usada para activar el circuito de

potencia.

- d) El circuito de potencia.- Se encargará, una vez que ha sido activado por el circuito de disparo, de proveer la posibilidad de cortar la alimentación de un determinado motor.
- e) El circuito iniciador de tiempo de control.- Proporcionará un determinado tiempo de retardo durante el cual deshabilitará el contador y el circuito de disparo.

La figura 4, permite apreciar visualmente el diagrama de bloques descrito.

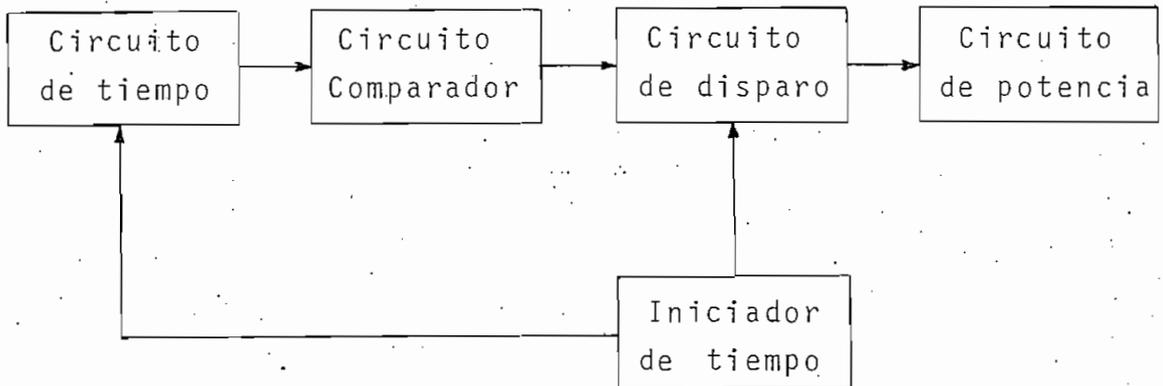


FIGURA 4.- Diagrama general de bloques.

## 2.2. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

### 2.2.1. DISEÑO DEL CIRCUITO INICIADOR DE TIEMPO DE CONTROL.

Con el fin de evitar una detección prematura de error en la

velocidad de cierto motor, esto es, cuando el motor no llega aún a su velocidad nominal, se provee un cierto tiempo de retardo durante el cual se mantiene inhabilitado el proceso de control.

Se asume un valor de fuente de voltaje de 15 V DC, valor que se justificará en el punto 2.2.6. Utilizando la característica de los circuitos tipo Schmitt - Trigger que presentan una relación entre sus voltajes de entrada y de salida con histéresis, se escoge una compuerta tipo NAND CD4093 con esa característica, con el fin de aplicar a una de sus entradas el voltaje de carga no lineal de un capacitor, voltaje que al llegar al nivel  $V_{T+}$ , voltaje de umbral positivo fijado en 9 voltios típicos, permite el cambio de estado de su salida a un cero lógico. Esta salida es utilizada para habilitar la secuencia de las distintas etapas de las que consta todo el proceso; además del circuito de disparo. Cabe mencionar se que la entrada restante de la compuerta NAND utilizada se deberá conectar a uno lógico, provisionalmente. El circuito implementado se muestra en la figura 5, bajo la cual se presenta la ecuación que describe el comportamiento del voltaje de carga del capacitor.

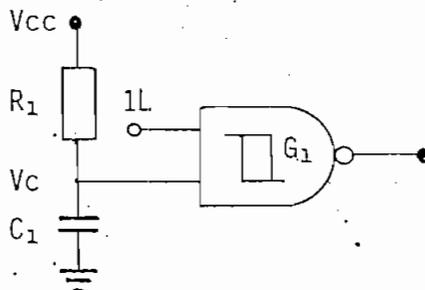


FIGURA 5.- Circuito iniciador de tiempo.

$$V_c = V_{cc} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} \right) \quad (2.1)$$

Las compuertas utilizadas se denotarán con la letra G seguida de un subíndice con el fin de facilitar su localización en el plano presentado en el Anexo I.

En el presente caso, el tiempo de carga  $t$  se escoge como de 10 segundos, valor seleccionado con un criterio experimental puesto que en la práctica se encuentran motores que requieren tiempos de retardo distintos para cada tipo de motor y en un rango amplio que puede estar en el orden de 1 a 15 segundos; la fuente  $V_{cc}$  será de 15 voltios, valor asumido, y el voltaje  $V_c$  al cual se cargue el condensador será de 9 voltios que corresponde al voltaje de umbral positivo de la compuerta. Despejando las incógnitas se procede a su determinación de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} RC &= t / \ln \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{T+}} \\ &= 10 \text{ seg} / \ln \frac{15}{15 - 9} \\ &\approx 10.92 \text{ seg.} \end{aligned}$$

Si se escoge para  $C_1$  el valor de 10 microfaradios, obtenemos para  $R_1$  un valor de 1.09 Mega-ohmios cuyo valor estándar más cercano es de 1 Mega-ohmios, resistencia utilizada que redefine el tiempo de carga  $t$  como 9.16 segundos, tiempo después del cual, a partir del encendido, se inicia todo el proceso de control.

### 2.2.2. DISEÑO DEL CIRCUITO DE TIEMPO.

Referido al sistema de control realimentado indicado en el primer capítulo, figura 1, el circuito de tiempo representaría todos los circuitos relacionados con el instrumento de medida y el sensor, pero éste será tratado en el punto 2.3.

Existe una gran variedad de contadores electrónicos con los cuales se puede medir frecuencia, período o intervalo de tiempo; estos instrumentos contienen cuatro tipos diferentes de circuitos internos:

- 1) Acondicionadores de señal de entrada los cuales transforman la señal de entrada en una serie de pulsos para el conteo,
- 2) Un generador de base de tiempo, el cual proporciona incrementos precisos de tiempo durante los cuales se cuentan los pulsos,
- 3) Una compuerta, la cual sirve para activar y parar el aparato contador,
- 4) Un contador de décadas y un indicador, el primero cuenta los pulsos y el segundo proporciona una lectura en forma digital.

En los medidores de frecuencia, la señal de entrada se alimenta a un adaptador de señal, el cual produce un tren de pulsos que se alimenta, a su vez, a la compuerta simultánea

mente con una señal predeterminada de base de tiempo. Los contadores en décadas registran el número de pulsos en el tiempo dado, el cual se interpreta en términos de la frecuencia.

En los medidores de período, la base de tiempo se utiliza para proporcionar un número conocido de pulsos por unidad de tiempo, mientras que la señal de entrada acciona la compuerta. El conteo realizado es una indicación del período de la señal de entrada.

Puesto que existe un error potencial inherente de  $\pm 1$  cuenta en el encendido y apagado de la compuerta de control, medidas de frecuencia son más precisas para señales de alta frecuencia mientras las medidas del período son más precisas para señales de baja frecuencia. Por ejemplo, un eje rotando a 1000 RPM con una rueda que produce 100 pulsos por revolución, genera 1667 pulsos en un segundo de período de muestra. La inexactitud sería de un pulso en 1667 o 0.06%. Si el eje rotaría a 10 RPM el error sería del 6%. Las mismas señales medidas en forma de período con una señal de reloj de 1000 Hz y tomando una muestra en media revolución tendría una inexactitud del 3.3% y del 0.03% respectivamente.

Para obtener la resolución necesaria al medir la frecuencia de una señal de baja frecuencia se requeriría aumentar el número de pulsos generados por revolución.

Debido a que las frecuencias a medirse son bajas, se utilizará un medidor de período, pero dado que de lo que se trata es medir la frecuencia en revoluciones por minuto, se hace necesario un proceso para transformar la medida de período en medida de frecuencia.

El circuito descrito es un contador inversor de período, el mismo que encuentra el recíproco de la medición del período utilizando contadores BCD y binarios. Para llevar a cabo lo señalado, se necesitan cuatro contadores. Primero un contador de período de la señal desconocida contabilizando un número de pulsos de reloj  $N$  durante un ciclo de la señal de entrada, en donde  $N$  representa la relación que existe entre la frecuencia  $F$  de un reloj de período y la frecuencia  $f$  de la señal de entrada. Esta lectura programa un segundo contador divisor para  $N$ . Un tercer contador provee una cantidad fija  $K$  de pulsos de frecuencia rápida. Estos  $K$  pulsos se aplican al segundo contador el mismo que calcula la cifra  $K/N$ , obteniéndose de esta forma el recíproco del período  $N$  medido, y produciendo un número de pulsos proporcional a la frecuencia de la señal desconocida. Finalmente, un cuarto contador acumula estos pulsos para desplegar la lectura de frecuencia en los indicadores.

Todo lo indicado se puede apreciar con mayor claridad al examinar el diagrama de bloques presentado en la figura 6.

Para 230 revoluciones por minuto, la mayor velocidad a ser

medida, el período de señal es de 0.26 segundos. Para medir la velocidad con una resolución del 1% a 230 revoluciones por minuto, 100 pulsos de reloj deben contarse en ese tiempo, por lo que la frecuencia del reloj de período debe ser 384.62 Hz.

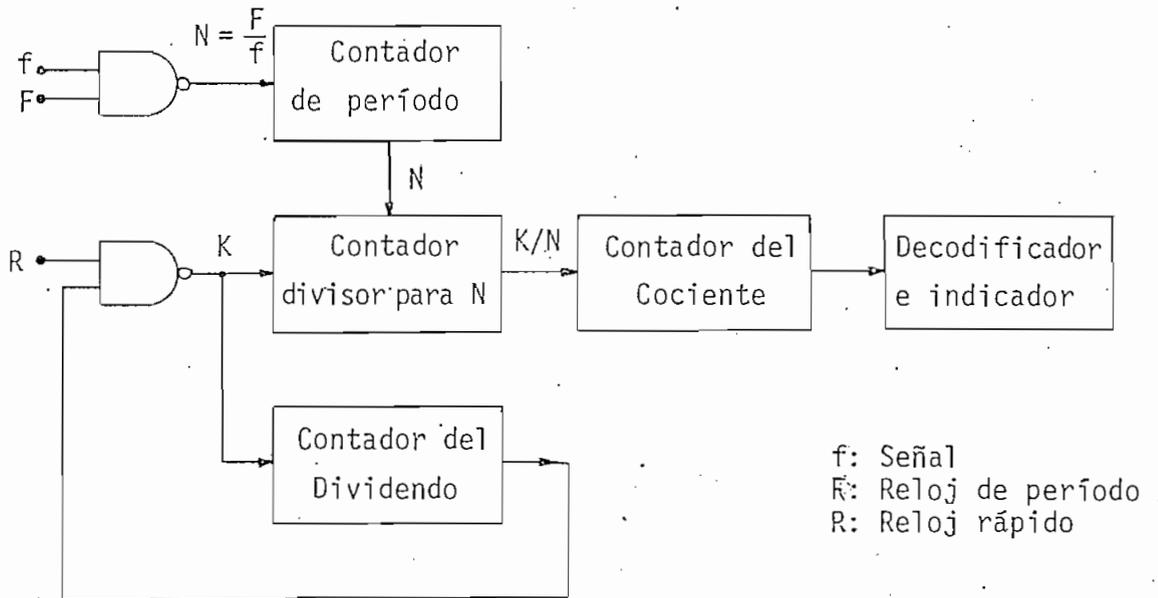


FIGURA 6.- Contador Inversor de período.

Para 10 revoluciones por minuto, la menor velocidad a medir se, el período de señal es de 6 segundos. En este tiempo, pueden contarse  $6 \times 384.62$  pulsos, o sea 2308 cuentas. Esta cifra define el tamaño del contador de período y del contador divisor para N, los dos deben tener la capacidad de contar hasta 12 bits o sea 4096 cuentas.

Puesto que se nota un desaprovechamiento de toda la capacidad de los contadores mencionados, se puede hacer un reajuste al diseño y asignar 4000 cuentas de reloj de período que

puedan ser contados en el período de señal correspondiente a 10 revoluciones por minuto. Esta decisión cambia la frecuencia del reloj de período que ahora será de 666.67 Hz, valor que mejora la resolución al 0.58% a 230 revoluciones por minuto.

Ya que 4000 pulsos de reloj de período se encuentran asociados a 10 revoluciones por minuto, y que 10 debe ser la lectura mostrada en los indicadores, se necesitan 40.000 pulsos de reloj rápido como dividendo a fin de obtener tal lectura. Esto define un contador del dividendo con capacidad de contar hasta 16 bits.

En vista de que la lectura máxima a ser indicada será de 230 revoluciones por minuto, el contador del cociente consistirá de tres décadas BCD.

De la forma prevista se obtendrá una lectura por cada dos revoluciones, puesto que se obtiene la información, el período de la señal, durante una revolución, y se necesita un tiempo adicional para procesar tal información, es decir, para invertir la medida del período con el fin de indicar a la salida la frecuencia a la que gira un determinado motor en revoluciones por minuto.

Con el objeto de no desperdiciar pulsos de señal pues sería una pérdida de información, se establece un tiempo máximo de procesamiento de la información que podría ocupar todo el



tiempo disponible hasta que llegue un tercer pulso de señal, el mismo que se constituiría en el pulso inicial para obtener una segunda muestra de la información de la velocidad de un motor. La frecuencia del reloj rápido se establece considerando la condición anterior a la situación más crítica que sería a la velocidad máxima o sea a 230 revoluciones por minuto. Es decir que, en un período del límite superior de velocidad deben contarse 40.000 pulsos del reloj rápido, además de un cierto margen para abarcar todo el resto del proceso que es mínimo en relación a los 40.000 pulsos mencionados. La frecuencia del reloj rápido se establece, de esta forma, que debe ser un poco mayor, por lo menos, a 153.847 Hz. Más tarde se precisará tal límite cuando se conozcan todas las acciones tendientes a complementar el procesamiento de la información. Sin embargo, de esta forma se obtendrá, a 10 revoluciones por minuto, una lectura cada 12 segundos, tiempo excesivo que se intentará disminuir. Con ese propósito, se acorta a la mitad el tiempo de obtención de la información pertinente, es decir, se necesita que se generen dos pulsos de señal por revolución. Esto significa que se requeriría la mitad del período de señal para obtener la información necesaria y la otra mitad para procesarla; de esta forma, a 10 revoluciones por minuto, se obtendrá una lectura cada 6 segundos; generalizando, se obtendrá una indicación de la lectura de la velocidad de un motor por cada revolución del mismo, a cambio del proceso anterior que involucra la necesidad de dos revoluciones de motor por lectura en los indicadores.

Tomando en cuenta la consideración anotada, se redefinen las frecuencias del reloj de período y del reloj rápido duplicándose sus valores que ahora serán de 1333,33 Hz, y algo más de 307.694 Hz. respectivamente. Sin embargo, este cambio no produce alteraciones en el valor de resolución de 0.58% a 230 revoluciones por minuto.

Como se advierte, todo el proceso genera una secuencia de distintos pasos o estados los cuales pueden controlarse con la implementación de un control secuencial lógico, el mismo que debe proveer las señales de habilitación y deshabilitación para las distintas acciones a cumplirse a fin de completar el proceso. Puede describirse, tanto tales acciones como todos sus pasos intermedios, previos o posteriores a dichas acciones, de la siguiente forma:

Se requiere previo a la adquisición de datos, una señal que borre el contenido acumulado en el contador de período, esta señal a la vez, habilitará la recepción por parte del control secuencial lógico del primer pulso válido de sensor, cuya presencia fijará el tiempo de existencia de esta primera señal, tiempo que como se advierte será variable dependiente de la velocidad a medirse con una relación inversa de proporcionalidad, es decir que, a mayor velocidad corresponde un menor tiempo de duración de esta primera señal. Al aparecer el primer pulso proveniente del sensor, es necesario la existencia de una segunda señal que permita el paso de la señal del reloj de período al contador de período, su duración co

responderá a la mitad del período correspondiente a una revolución de motor y por lo mismo, su duración será variable e inversamente proporcional a la velocidad del motor; es necesario, por tanto, habilitar la recepción por parte del circuito de control secuencial lógico del segundo pulso de sensor, acción que al producirse determinará el fin de la duración de esta segunda señal de habilitación.

Una tercera señal se necesita con el propósito de borrar el contenido acumulado en el contador del dividendo y en los contadores del cociente, además de cargar los datos provenientes del contador de período a la salida del contador divisor para N.

Se precisa una cuarta señal de habilitación para proceder a la obtención del cociente de la división; esta señal permitirá el paso de los pulsos de reloj rápido hacia la entrada del contador divisor para N, y hacia la entrada del contador del dividendo; esta señal tiene una duración fija dada por el número de pulsos de reloj rápido, de los que consiste el dividendo, dividido para su frecuencia.

Una quinta señal se utiliza con el fin de cargar los datos acumulados en el contador del cociente al decodificador, con el fin de que la lectura de velocidad acumulada sea desplegada en los indicadores.

Por último una sexta señal, reinicializaría todo el proceso

a fin de hacerlo repetitivo. Esto provoca que se muestre una lectura por cada revolución, lo cual provoca a altas velocidades un destello molesto a la vista que impide la apreciación correcta de la lectura. Con el fin de corregir tal situación, se debe diseñar un circuito que permita mantener una determinada lectura por un tiempo apropiado.

Puesto que se considera que la parte más importante del contador inversor de período es el control secuencial lógico, se inicia el diseño del contador definiendo los elementos componentes de tal control. Ya que se necesitan 6 señales secuenciales que habiliten los distintos pasos tendientes a completar el proceso de conteo, se elige como unidad central de control un contador con 8 salidas decodificadas CD4022 numeradas de la cero a la siete y que en lo posterior se les llamará a las primeras seis salidas a utilizarse estados, con su respectivo numeral; algunas de sus características importantes se indican a continuación: sus ocho salidas decodificadas se encuentran normalmente en cero lógico y cambian a uno lógico en su respectivo turno guardando estrictamente la secuencia anotada y sólo durante un ciclo completo de la señal aplicada a la entrada de reloj. Este cambio se produce con el flanco positivo de la señal aplicada a la entrada de reloj siempre y cuando la señal de habilitación de reloj se encuentre en cero lógico. Este contador se borra, es decir, mantiene en la primera salida decodificada, estado cero, un uno lógico, mientras se encuentre aplicado a su entrada de inicialización un uno lógico.

Con este contador logramos obtener las señales requeridas de control; sin embargo, se deben procesar las distintas señales tal que al ser aplicadas a la entrada de reloj del contador indiquen cuando debe cambiar a uno lógico cierto estado una vez que la acción asignada al estado anterior ha sido cumplida. Lo anterior se logrará utilizando compuertas lógicas las mismas que tratarán las señales de modo tal de garantizar la secuencia normal de los estados a fin de llevar a cabo todo el proceso de conteo.

Se identifican tres fuentes de donde provienen las señales a ser aplicadas al contador, una es la señal proveniente del contador del dividendo, otra proveniente del sensor y una tercera que realimenta los demás estados que no ingresan en las dos fuentes anteriores. Por esta razón, se necesita una compuerta lógica de tres entradas  $G_2$  tipo NAND CD4023, cuya salida se conecta a la entrada de reloj del contador CD4022.

Se elige como contador de período el circuito integrado CD-4040 el mismo que es un contador binario de 12 bits acorde con las especificaciones de diseño cuyas características más importantes son el avance de una cuenta con la transición negativa de cada pulso de reloj, el borrado de la cuenta acumulada mediante la aplicación de uno lógico a la entrada de inicialización del contador independiente de la señal de reloj, y la entrada de reloj tipo Schmitt-trigger. Dadas las características de borrado del contador de período se conecta

directamente el estado cero del contador CD4022 a la entrada de inicialización del contador de período. El estado u no debe permitir el paso de la señal del reloj de período al contador respectivo, para lo que se utiliza una compuerta  $G_3$  tipo NAND de dos entradas a una de las cuales se aplica esta señal de reloj y a la otra el estado uno; la salida de esta compuerta CD4093 se conecta a la entrada de reloj del contador de período CD4040.

Para implementar el contador divisor para N, se utiliza un contador que cuente hacia abajo desde el valor de N el mismo que deberá proporcionar una señal cada vez que la cuenta llegue a cero; y si se vuelve el proceso repetitivo durante un tiempo fijado por el contador del dividendo, se obtendrá a la salida un número de pulsos que representará la velocidad medida de un cierto motor. Como no existen contadores de este tipo con capacidad de doce bits que es la especificación de diseño, se utilizan tres contadores binarios CD4516 con la posibilidad de contar hacia abajo y con capacidad de cuatro bits cada uno. Sus características principales son las siguientes: cuenta hacia abajo cuando la entrada UP/DOWN (U/D) se encuentra en cero lógico; un uno lógico a la entrada de carga de datos permite que la información presente a las entradas del contador pasen a las salidas del mismo, avanzan una cuenta con la transición positiva de la señal de reloj siempre que las entradas de borrado, de habilitación para carga de datos (PE) y de Carry In (CI) se encuentren en un cero lógico. Dicho avance se inhabilita cuando cual-

quiera de estas tres entradas se encuentra en uno lógico. La señal de Carry Out (CO) normalmente se encuentra en uno lógico y pasa a cero lógico cuando el contador alcanza su cuenta mínima, si la cuenta es hacia abajo, siempre que en la entrada CI se encuentre un cero lógico. El contador se borra asincrónicamente al aplicarse un uno lógico a la entrada de borrado (R).

Se disponen los tres contadores en una conexión en paralelo en la que a las entradas de reloj (CLK) se aplica, al mismo tiempo y desde la salida de una compuerta  $G_4$  de paso tipo NAND CD4093, una señal común de reloj. La salida CO del primer contador se conecta a la entrada CI del segundo; y su salida CO a la entrada CI del tercero. La entrada CI del primer contador se conecta a un cero lógico, de modo de tener siempre habilitado el paso de la señal de reloj aplicada al primer contador. La salida CO del tercer contador se aplica al contador del cociente y sirve para generar la señal de carga de datos que se aplica en forma simultánea a los tres contadores. Dado que no es necesario, borrar la cuenta acumulada en los contadores, las entradas de borrado de los tres contadores se conectan a un cero lógico. Sus entradas se conectan de una manera ordenada a las salidas correspondientes del contador de período. Puesto que no interesa, en el proceso de división, la lectura que aparece a las salidas de los contadores, éstas no se conectan a ninguna otra parte del circuito.

Con el fin de asegurar una carga correcta de datos, se implementa la red mostrada en la figura 7, la misma que nos permite tener un pulso de carga de datos con una duración definida por los valores de  $R_2$  y  $C_2$  y la utilización de una compuerta  $G_5$  tipo NAND Schmitt-trigger CD4093, a cuya entrada restante se aplica el estado 2 invertido por una compuerta  $G_6$  tipo NOT 74C04 proveniente del control de secuencia del proceso, señal que se encargará de la carga inicial de datos a las salidas de los contadores divisores para N. Se logra manejar las señales disponibles de modo tal que no se pierdan pulsos de reloj en el proceso de carga de datos.

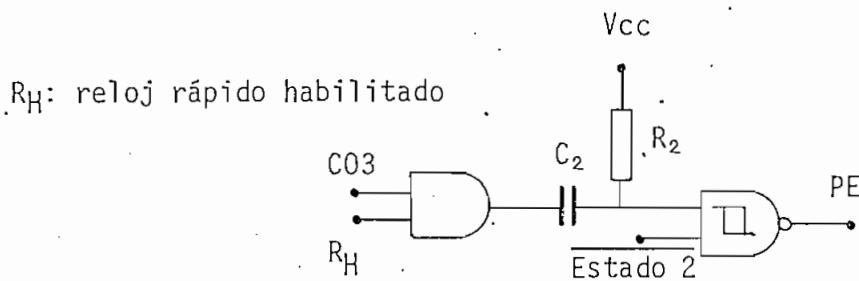


FIGURA 7.- Generación del pulso de carga de datos.

En detalle, el proceso se explica de la siguiente forma: como ya se mencionó, las señales de reloj habilitadas son todas contadas por el primer contador divisor para N; el momento que su cuenta llega a cero, la señal  $CO$  del primer contador se pone en cero lógico, señal que al estar conectada a la entrada  $CI$  del segundo contador, permite el paso del siguiente pulso de reloj a los contadores 1 y 2, deshabilitándose el conteo de los siguientes pulsos por parte del contador 2, debido a que la señal  $CO$  del primer contador sube a

uno lógico, luego de ser contabilizado el pulso de reloj común por los contadores 1 y 2 en forma simultánea; el momento en que la cuenta de los dos primeros contadores divisores para  $N$  llega a cero, se produce la habilitación correspondiente para la contabilización simultánea del próximo pulso de reloj por parte de los tres contadores, el momento en que la cuenta de los tres contadores divisores para  $N$  llega a cero, se produce el cambio de la señal  $CO$  del tercer contador la misma que cambia a cero y se mantiene en cero hasta el próximo pulso de reloj, el mismo que haría cambiar la lectura de los contadores a su máxima capacidad. Si se desea utilizar la transición negativa de  $CO$  a fin de cargar los datos a la salida de los contadores, sucede que no hay forma de garantizar cierta duración del pulso de carga de datos, y con ello, una carga exitosa de los mismos, debido a que la realimentación ejercida provoca un cambio demasiado rápido sobre la señal  $CO$  mencionada, volviéndole a su estado normal, es decir a un uno lógico. En cambio, al utilizar su transición positiva con este fin, se pierde el pulso de reloj que coincide con tal transición, y de esta forma, la lectura de la frecuencia de rotación de un motor tiene un cierto error que es mayor mientras más alta es la velocidad medida. Por lo tanto, se debe hallar una señal que puede ser la combinación de otras señales con el propósito de comandar el inicio del pulso de carga de datos garantizando una cierta duración y la no pérdida de pulsos del reloj rápido que constituyen el dividendo. Esta señal se obtiene a la salida de una compuerta tipo AND a cuyas entradas se aplican la

señal C0 del tercer contador invertida por una compuerta G<sub>7</sub> tipo NOT 74C04 y la señal de reloj rápido habilitada por G<sub>4</sub>. En la práctica la compuerta AND se implementó con una tipo NAND CD4093 G<sub>8</sub> con su salida invertida por una compuerta G<sub>9</sub> tipo NOT 74C04. Debido a la simetría de dicho reloj, la señal obtenida es un pulso positivo el mismo que se inicia con la bajada de la señal C0 utilizada a cero lógico y termina en la mitad de su período normal, que se presentaría en caso de no aplicarse ningún pulso de carga de datos. Ahora, se utiliza la transición negativa de la señal así obtenida, para activar la red R - C encargada de dar la duración adecuada al pulso de carga de datos obtenido a la salida de la compuerta G<sub>5</sub> tipo NAND Schmitt - trigger utilizada.

Considerando como duración apropiada del pulso de carga de datos, un tiempo de 250 nanosegundos, y un valor de V<sub>T+</sub> de 9 voltios típicos, se procede al cálculo de los valores de los componentes de la red R - C utilizando la ecuación 2.1, indicada en el numeral 2.2.1.

$$\begin{aligned} R_2 C_2 &= t / \ln \left( \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{T+}} \right) \\ &= 250 \times 10^{-9} \text{ seg} / \ln \left( \frac{15}{15 - 9} \right) \\ &= 273 \text{ n seg.} \end{aligned}$$

Si se escoge para R<sub>2</sub> un valor de 470 ohmios, entonces C<sub>2</sub> debe deberá tener un valor de 580 picofaradios; se elige un capacitor

de 560 picofaradios, valor comercial más cercano al calculado. Estos valores redefinen el tiempo de duración del pulso de carga de datos; el mismo que será de 241 nanosegundos valor que se considera aceptable.

El estado 2, además de dar el primer pulso de carga de datos en el proceso de medición, se encargará de borrar el contenido acumulado en el contador del dividendo y en el contador del cociente preparándoles para contabilizar nuevas lecturas en sus registros. Este estado se realimenta a la entrada del control de secuencia, a fin de conseguir el avance normal hacia el próximo estado.

La implementación del contador del dividendo, o sea, la contabilización de 40.000 pulsos de reloj rápido, se logra utilizando un contador divisor para 10 y un contador binario de 12 bits. Con el fin de implementar el contador divisor para 10 se utiliza la mitad del circuito integrado CD4518, el mismo que constituye un Contador BCD dual cuyas características principales son: el incremento de la cuenta con la transición positiva de la señal de reloj o con la transición negativa de la señal aplicada a la entrada de habilitación; cada contador es borrado asincrónicamente por un uno lógico aplicado a la entrada correspondiente.

Se utiliza la transición positiva de la señal de reloj para incrementar la cuenta del divisor para 10 utilizado.

Se selecciona como contador binario de 12 bits el circuito

integrado CD4040, cuyas características principales ya se mencionaron al hablar del contador de período. Dada su característica de incrementar la cuenta con la transición negativa de la señal aplicada a su entrada de reloj, se utiliza la señal del bit más significativo provisto por el contador divisor para 10 a fin de tener una contabilización exacta de los 40.000 pulsos de reloj rápido de los que consiste el dividendo. De esta forma, corresponde a la mitad del contador CD4518 brindar la señal necesaria, es decir un pulso por cada 10 pulsos de reloj rápido habilitados por  $G_4$ ; y, corresponde al contador CD4040 la contabilización de 4000 pulsos provenientes del contador divisor para 10. Con el fin de determinar el momento en que se alcanza dicha cuenta, se utilizan seis salidas del contador binario, las mismas que son alimentadas a una compuerta  $G_{10}$  tipo NAND de 8 entradas 74C30 para lograr su detección, y su salida se conecta a la entrada correspondiente de la compuerta  $G_2$  NAND de tres entradas la misma que provee las señales para el cambio de estado del contador CD4022.

El estado 3 habilita, a través de la compuerta  $G_4$  NAND tipo Schmitt-trigger CD4093, el paso de la señal de reloj rápido a la entrada del contador divisor para N, así como a la entrada del contador divisor para 10. Su duración será de 40.000 veces el período de la señal del reloj rápido. Además, para que no se inhabilite el paso secuencial de los estados, se conecta el estado 3 a las entradas restantes de la compuerta  $G_{10}$  NAND de 8 entradas; de esta forma se cumple la

realimentación de este estado.

El contador del cociente contabiliza los pulsos provenientes de la salida del contador divisor para N. Puesto que la su ma total corresponderá a la frecuencia de rotación del motor en revoluciones por minuto, y dado un límite superior de 230 RPM, se necesitan tres contadores BCD; para tal efecto se u tiliza la mitad sobrante del contador CD4518 empleado en el contador del dividendo, a más de otro contador CD4518 comple to cuyas características ya se mencionaron anteriormente.

Se disponen las entradas del primer contador de modo tal que incremente su cuenta con la transición negativa de la señal proveniente del contador divisor para N; y las entradas del segundo y tercer contador de modo tal que incrementen sus cuentas respectivas con la transición negativa del bit más significativo del primer y segundo contador, respectivamente.

Puesto que a la salida de los contadores BCD se dispone de la lectura de velocidad en binario, lo más conveniente es procesar tal lectura de modo que pueda ser comunicada y en tendida por un ser humano. La manera más difundida para brin dar una clara apreciación de la lectura es la que utiliza in dicadores compuestos de diodos emisores de luz, los mismos que se encuentran dispuestos en siete segmentos suficientes para lograr los propósitos deseados. Pero previamente, de be haber la conversión de la lectura en BCD a siete segmentos. Esto se logra decodificando dicha lectura, y puesto que

son tres los contadores BCD que contienen tal lectura, serán necesarios tres decodificadores y, obviamente, tres indicadores a siete segmentos. Como decodificadores elegimos los circuitos integrados CD4511, cuyas principales características son las siguientes: proveen la opción de almacenamiento de 4 bits, decodifican la señal BCD a siete segmentos y tienen la capacidad de manejar una mayor cantidad de corriente a la salida. Además, ofrecen una entrada para prueba de las lámparas, otra para apagar o modular por pulsos la intensidad de los indicadores, y una tercera para almacenar un cierto código BCD.

Estos decodificadores permiten al utilizar la entrada de habilitación de registros, el almacenar cierta lectura por un determinado período de tiempo; esta señal será provista por un circuito auxiliar, la misma que será comandada por el estado 4 del control de secuencias; este estado además se realimenta en forma tal que permite el paso al siguiente estado en la secuencia a seguirse. Los decodificadores CD4511 tienen a sus salidas transistores bipolares integrados, los mismos que les permiten proveer la corriente necesaria y suficiente para encender directamente los indicadores. Dada esta característica, se definen los indicadores como de tipo cátodo común conectado a tierra y cuyos ánodos van conectados a sus respectivas salidas provenientes de los decodificadores a través de resistencias las mismas que polarizan y limitan la corriente que atravieza por cada segmento de los indicadores respectivos.

Otra característica importante de los decodificadores es su capacidad para proveer una corriente de salida máxima de 25 miliamperios si su salida se encuentra en uno lógico.

Se eligen los indicadores 5082 - 7760 especialmente por su tamaño, pues se considera conveniente a fin de permitir una clara apreciación de la lectura desplegada, inclusive a cierta distancia. Sus características principales son las siguientes: un alto de los dígitos de aproximadamente 10 milímetros, son de tipo cátodo común, tienen una capacidad máxima para soportar corriente continua de 25 miliamperios por segmento, coincidente con el valor de corriente máxima que proveen los decodificadores, y tienen un valor de voltaje directo típico de 1.6 voltios con una corriente directa de 20 miliamperios.

Se procede al cálculo de las resistencias de polarización de los indicadores para lo cual se utiliza la ecuación 2.2, tomando como datos la corriente directa a través de cada segmento de un valor de 16 miliamperios, el voltaje de salida en uno lógico del decodificador de 14 voltios y la caída de voltaje directo de 1.7 voltios típicos sobre cada segmento.

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{V_{OH} - V_F}{I_F} && (2.2) \\ &= \frac{14 - 1.7}{16} \text{ K}\Omega \\ &= 769 \Omega \end{aligned}$$

El valor más cercano a ser utilizado es el de 750 ohmios,  $\frac{1}{2}$  vatio, que redefine la corriente directa en 16.4 miliamperios. Estas resistencias, en número de 21, van a interconectar las salidas de los decodificadores, con los ánodos de los indicadores.

La señal que conectada a la entrada de habilitación de registros de los decodificadores permite desplegar una lectura durante un determinado tiempo, se genera con la utilización de la mitad del circuito integrado LM 556, el mismo que contiene a dos circuitos LM 555 de amplia utilización en variadas aplicaciones. Este circuito integrado puede operar como un multivibrador monoestable y generar retardos estables de tiempo; y como un multivibrador a estable y ser usado como un oscilador. Los niveles de umbral y de disparo son normalmente dos tercios y un tercio de  $V_{cc}$ , respectivamente. Cuando la entrada de disparo es menor que el nivel de disparo, la salida se pone en uno lógico. Cuando la entrada de umbral supera el nivel de umbral, la salida se pone en cero lógico, proveyéndose a la vez una vía de baja impedancia entre el terminal de descarga y tierra. Para la presente aplicación será utilizado en operación monoestable; el circuito correspondiente se muestra en la figura 8.

El circuito indicado produce un ancho de pulso de salida independiente de la señal de entrada y controlado por la constante de tiempo  $R_4.C_4$ . Previo a la transición negativa del pulso de entrada, el capacitor  $C_4$  se mantiene descargado y

la salida en bajo.

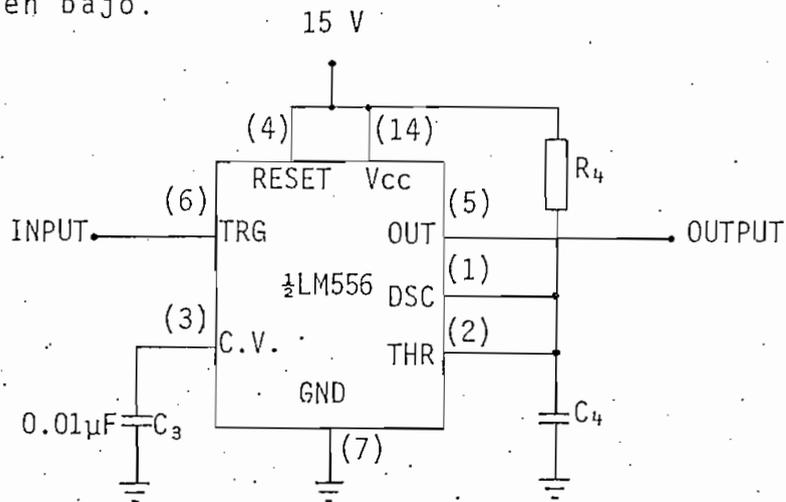


FIGURA 8.- Circuito para operación monoestable.

La aplicación de la transición negativa del pulso de disparo a la entrada pone a la salida en alto y permite la carga del capacitor  $C_4$  a través de  $R_4$  con una constante de tiempo  $\tau = R_4.C_4$ . Cuando el voltaje sobre el capacitor alcanza el nivel de umbral el capacitor se descarga y la salida se pone en un nivel bajo. La operación monoestable se inicia cuando la transición negativa del pulso de entrada alcanza el nivel de disparo. Una vez iniciado, el intervalo de tiempo será completado a pesar de que nuevos pulsos de disparo ocurran durante el intervalo de tiempo.

Dado que la salida de este circuito será utilizada como entrada de habilitación de registros de los decodificadores, es necesario fijar el tiempo de carga del capacitor en el tiempo que se precisa retener una determinada lectura en los indicadores. Este tiempo por razones prácticas se fija en un segundo, tiempo que asegura una adecuada percepción de la

lectura desplegada en los indicadores. Para el cálculo de  $R_4$  y  $C_4$  se utiliza la ecuación 2.1. indicada en el numeral 2.2.1.

$$\begin{aligned} R_4 C_4 &= t / \ln \frac{V_{CC}}{V_{CC} - \frac{2}{3} V_{CC}} \\ &= 1 \text{ seg} / \ln 3 \\ &\approx 0.91 \text{ seg.} \end{aligned}$$

Si para  $C_4$  se escoge un valor de 4.7 microfaradios, el valor de  $R_4$  debe ser de 194 kilo-ohmios que mantendrá la salida del circuito monoestable en un nivel alto durante un segundo. El valor comercial más cercano que existe en el mercado es de 180 Kilo-ohmios, el mismo que redefine la duración en un nivel alto de la salida del circuito monoestable a un valor de 0.93 segundos, aceptable puesto que no es crítico.

Ya que la lectura retenida en los indicadores durante este tiempo por los decodificadores es la presente a sus entradas durante la transición positiva de la señal de habilitación de sus registros, se escoge como señal de entrada el estado 4 invertido por una compuerta  $G_{11}$  tipo NOT 74C04, ya que cuando este se ponga en cero lógico se tiene la certeza de que la lectura a mantenerse desplegada será válida puesto que se habrá completado todo el proceso de medición. El estado 4 se realimenta adecuadamente a la entrada del contador controlador de secuencia, de forma tal que el estado 5 adopte un valor de uno lógico, el mismo que se realimenta a la

entrada de borrado del mismo contador para inicializar el proceso y comenzar un nuevo ciclo de medición. Como tal entrada de borrado sirve para inhabilitar todo el proceso, se utiliza una compuerta  $G_{12}$  tipo OR 74C32 a cuyas entradas se conectan la señal proveniente de la compuerta  $G_1$  que provee el tiempo de retardo inicial, y el estado 5; su salida se conecta a la entrada de borrado del contador CD4022.

Para implementar la realimentación de los estados 2 y 4 se utilizan tales estados invertidos disponibles a la salida de  $G_6$  y  $G_{11}$  conectados a las entradas de una compuerta  $G_{13}$  tipo NAND CD4093 cuya salida se conecta a la entrada de otra compuerta  $G_{14}$  del mismo tipo de  $G_{13}$  utilizada para garantizar el paso secuencial de los estados con la señal de reloj rápido aplicada a su otra entrada, indirectamente se provoca la fijación del tiempo de duración del estado 4. La salida de  $G_{14}$  se conecta a la entrada correspondiente de la compuerta  $G_2$  completándose así la realimentación de los estados 2 y 4. La realimentación de los estados cero y uno se realizará utilizando la entrada de la compuerta  $G_2$  correspondiente a los pulsos provenientes del sensor, y será detallada en el punto 2.3, que trata sobre el sensor.

La tabla 2, presentada a continuación, muestra las actividades asignadas a los distintos estados utilizados y el momento en el cual termina su función.

El inicio de los estados no se muestra puesto que coinciden.

con la terminación de la función del estado previo respectivamente.

<u>ESTADO</u>	<u>ACCION</u>	<u>FINALIZA</u>
CERO	Borra el contenido del <u>con</u> tador de período.	Al llegar el primer pulso de muestra del sensor.
UNO	Habilita la contabilización del reloj de período.	Al llegar el segundo pulso de muestra del sensor.
DOS	Borra los contadores del <u>co</u> ciente y del dividendo, y carga los datos a las <u>sal</u> das del contador divisor <u>pa</u> ra N.	Al cumplirse su <u>realimenta</u> ción al contador de esta- dos.
TRES	Habilita la contabilización del reloj rápido.	Luégo de 40.000 pulsos de reloj rápido.
CUATRO	Carga la lectura de <u>veloci</u> dad a los indicadores a 7 segmentos.	Luego de medio período de reloj rápido <u>aproximadamen</u> te.
CINCO	Inicializa el proceso.	Al borrarse el contador de estados.

TABLA 2.- Actividades y duración de los estados.

Con el fin de determinar el límite superior de 230 RPM, se utiliza una compuerta  $G_{15}$  tipo NAND de tres entradas CD4023 la misma que estará conectada permanentemente a las salidas de los contadores del cociente a fin de determinar la lectu

ra de 240 RPM, valor que provee un cierto margen para asegurar una operación confiable al límite superior de diseño; así como, facilita su detección puesto que se necesitan únicamente dos señales con este fin. La tercera entrada se conectará a uno lógico provisionalmente.

De la misma forma se podría proceder con el fin de determinar el límite inferior, pero este control funciona únicamente cuando se completa normalmente el proceso, es decir, cuando se receptan por lo menos un par de señales provenientes del sensor y si la lectura de velocidad se encuentra sobre el límite inferior del contador. Es decir que, esta forma de detección no daría aviso alguno si, por ejemplo, llega una sola señal proveniente del sensor que indicaría el inicio de la medición del período a determinarse, y no llega la siguiente, o sea la que indica el fin de la medición del período y el inicio de su procesamiento; además, si la velocidad a medirse fuera menor al límite inferior fijado por el diseño, la capacidad del contador de período sería sobrepasada y la lectura obtenida al procesar tal medida sería totalmente errada. Por lo tanto, se diseña un circuito detector de pérdida de un pulso, el mismo que deberá impedir que el contador de período sobrepase su capacidad máxima, o sea, que se produzcan lecturas falsas o dar aviso cuando no lleguen pulsos provenientes del sensor utilizado. Para el efecto se utiliza la mitad restante del circuito integrado LM 556 con la configuración mostrada en la figura 9.

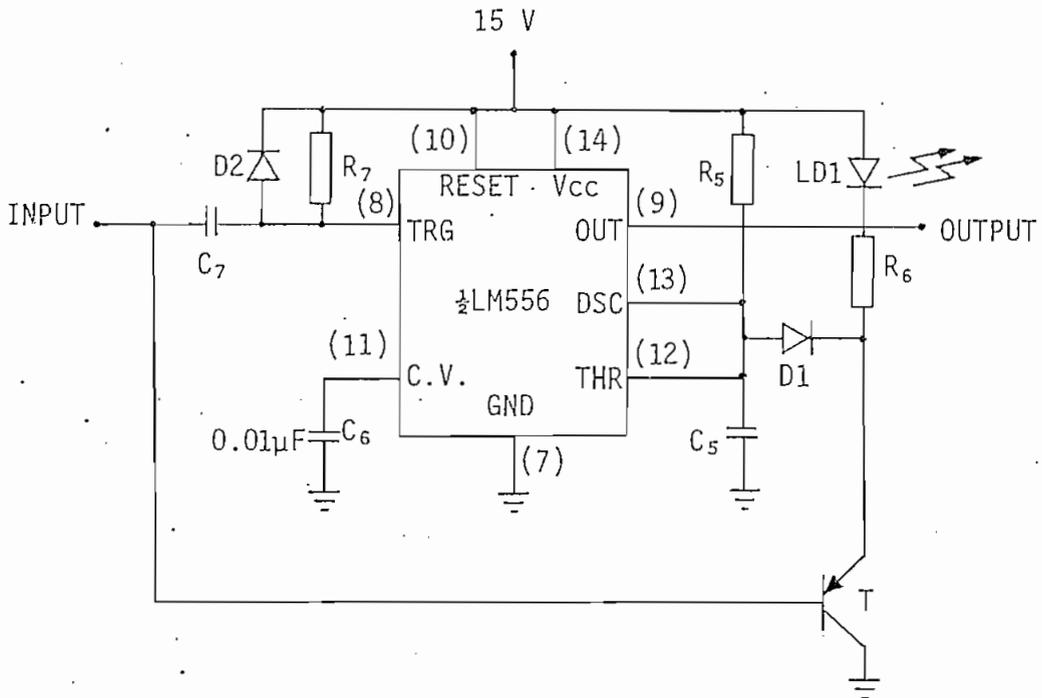


FIGURA 9.- Detector de pérdida de un pulso.

El circuito indicado puede ser utilizado para detectar la pérdida de un pulso o un anormal espaciamento entre pulsos consecutivos en un tren de pulsos. Utiliza una configuración monoestable cuyo intervalo de tiempo es continuamente rediseñado por el tren de pulsos de entrada mientras su espaciamento sea menor que el intervalo de tiempo del circuito en mención. Se provee de un camino alternativo de descarga del capacitor a través de un transistor. Un espaciamento mayor entre pulsos, la pérdida de un pulso o el fin del tren de pulsos permitirá que el intervalo de tiempo se complete provocando que la salida se ponga en un nivel bajo. Inclusive si no llega ni un solo pulso, se detecta esta anomalía manteniendo en un nivel bajo su salida. Las características de los pulsos que se aplican a la entrada de este circuito, son las siguientes: deben tener una frecuencia igual a la

que presenten los pulsos provenientes del sensor, deben ser pulsos negativos con un nivel inferior menor al nivel de disparo del LM 556 y con uno superior mayor al nivel de umbral respectivo. Sin embargo, el nivel inferior mientras más bajo se encuentre mejor para nuestra aplicación. Esta señal de disparo será obtenida al tratar adecuadamente los pulsos provenientes del sensor. Se implementa una señal visual que nos indicará cuándo se produce un pulso de sensor aún cuando el motor no haya alcanzado su velocidad nominal o después de haberse activado las protecciones hasta que tal motor se detenga. Con este propósito se conecta el ánodo de un diodo de luz amarillo LD1 a Vcc y su cátodo a través de una resistencia  $R_6$  de 750 ohmios,  $\frac{1}{2}$  vatio, limitadora de corriente al emisor del transistor T utilizado.

Este indicador es muy útil ya que permite detectar un problema en la generación de los pulsos provenientes del sensor, aún antes de que se presente la primera lectura de velocidad en los indicadores.

Para evitar que la corriente a través del diodo emisor de luz provea una corriente adicional de carga para el condensador  $C_5$  se conecta un diodo entre el emisor del transistor T y las entradas de descarga y umbral que se mantienen conectados a la red  $R_5 - C_5$ .

Si se considera un nivel bajo de la señal de entrada correspondiente, de 1.7 voltios, una caída de voltaje del mismo

valor sobre el diodo emisor de luz utilizado y tomando en cuenta la caída de voltaje en la juntura base-emisor del transistor utilizado, se obtiene una corriente a través del LED de alrededor de 15 miliamperios suficientes para conseguir una señalización claramente apreciable de los pulsos provenientes del sensor.

El transistor T a utilizarse debe ser tipo PNP con una capacidad máxima de corriente por el colector de por lo menos 30 miliamperios. El transistor seleccionado es el 2N404 que además de cumplir con las especificaciones, es de germanio, por lo cual el voltaje directo en la juntura emisor-base es menor y se puede lograr una mejor descarga del capacitor  $C_5$ .

El diodo de protección D1 a ser colocado entre el capacitor  $C_5$  y el emisor del transistor T debe soportar un voltaje inverso de por lo menos -15 voltios y tener una corriente inversa pequeña de modo tal que no afecte la carga normal del capacitor utilizado en el circuito detector de pérdida de un pulso. Se elige el diodo 1N456, cuyas principales características son las siguientes: un voltaje inverso de ruptura de 30 voltios, una corriente inversa máxima de 25 nanoamperios a 25 voltios, una corriente directa de 40 miliamperios y un voltaje de 1 voltio directo.

Cuando se toma en cuenta el circuito completo con las consideraciones anotadas, se encuentra que para el cálculo de  $R_5$  y  $C_5$  se debe considerar un voltaje de pedestal  $V_p$  de 2.6 vol

tios a partir del cual se cargará el condensador hasta el voltaje de umbral de 10 voltios, en un tiempo  $t$  de 3 segundos que corresponde a la mitad del período de la velocidad mínima a medirse. Se procede a determinar  $R_5$  y  $C_5$  utilizando la ecuación 2.3, mostrada a continuación:

$$V_c - V_p = (V_{cc} - V_p) (1 - e^{-t/R_5 C_5}) \quad (2.3)$$

$$R_5 C_5 = t / \ln \frac{V_{cc} - V_p}{V_{cc} - \frac{2}{3} V_{cc}}$$

$$= 3 / \ln \frac{12.4}{5}$$

$$\approx 3.3 \text{ seg.}$$

Si se selecciona el valor del capacitor  $C_5$  de 4.7 microfaradios, la resistencia  $R_5$  tomaría el valor de 703 Kilo-ohmios; valor que se consigue con una resistencia de 680 Kilo-ohmios en serie con un potenciómetro  $P_1$  de 100 Kilo-ohmios, el que permitirá calibrar ~~el~~ el intervalo de tiempo de forma tal que permita controlar el límite inferior del contador. Cuando se detecte alguna anomalía la salida del circuito detector bajará a cero voltios. Para inhabilitar esta señal en el momento de arranque del motor controlado, se utiliza una compuerta  $G_{16}$  tipo OR 74C32 a cuyas entradas se conectan la salida del circuito detector de pérdida de un pulso y la salida de  $G_1$  que mantiene un uno lógico a la salida de  $G_{15}$  mientras dure el tiempo de retardo dado por el circuito iniciador de tiempo de control.

La red compuesta por  $R_7$ ,  $C_7$  y  $D_2$  permite detectar un estado de error cuando el motor no haya arrancado y el sensor se mantenga frente al disco metálico perturbador. Puesto que  $R_7$  y  $C_7$  constituyen un circuito diferenciador, proveerá a la entrada de disparo de un pulso por cada transición de la señal aplicada a la entrada de todo el circuito, es decir se generan pulsos negativos y positivos con la característica de que estos últimos superan en varios voltios el voltaje de fuente de alimentación, por lo que se utiliza el diodo  $D_2$  a fin de proteger el circuito LM 556 utilizado, obteniendo sólo pulsos negativos útiles los mismos que deben tener un nivel bajo inferior al nivel de disparo. Los valores de 0.1 microfaradios y 120 Kilo-ohmios aseguran tal condición.

Para completar el circuito de tiempo, se procede a diseñar las señales de reloj necesarias para el proceso de medición de la velocidad. Se utiliza un oscilador cuya configuración se muestra en la figura 10.

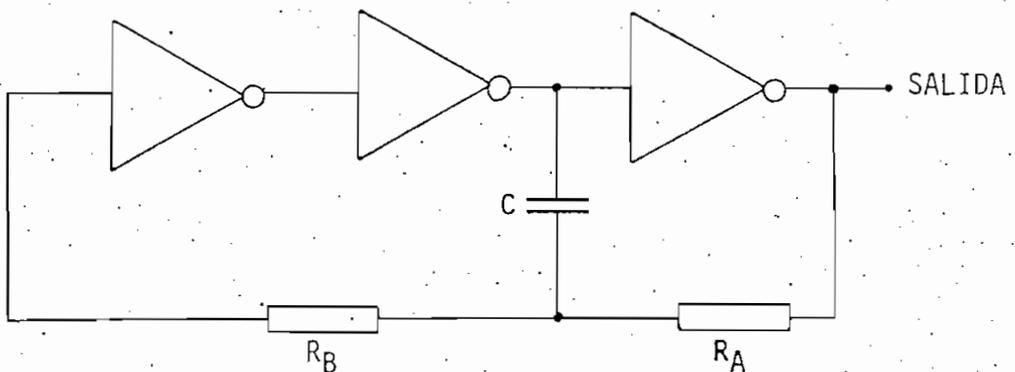


FIGURA 10.- Oscilador de tres compuertas.

Cualquier tipo de compuertas inversoras pueden utilizarse, se eligen tres compuertas  $G_{17}$ ,  $G_{18}$  y  $G_{19}$  tipo NOT 74C04. Se utiliza la relación dada por el fabricante para el caso en que  $R_A$  sea igual a  $R_B$  e igual a  $R$ :  $f = 0.559 / RC$ . (6)

Para el reloj de período se fijó una frecuencia de 1333.33 Hz y si se escoge para  $C$  un valor de 10 nanofaradios, entonces  $R$  deberá tener un valor de 42 Kilo-ohmios. Por consideraciones prácticas se utilizó un valor de 36 Kilo-ohmios para  $R_B$  y 33 Kilo-ohmios en serie con un potenciómetro  $P_2$  de 5 Kilo-ohmios para  $R_A$ . El potenciómetro permitirá fijar con exactitud el valor de la frecuencia del reloj de período. En el circuito del reloj de período implementado  $C_8$  toma el valor de  $C$ ,  $R_8$  el de  $R_A$  y  $R_9$  el de  $R_B$ .

Para el diseño del reloj rápido, primero se determina el límite mínimo que debe tener su frecuencia para cumplir con los distintos requerimientos del contador. Tal límite se determina considerando la duración máxima que podrían tener los distintos estados con la excepción del estado 1, considerando cierta holgura como margen de seguridad. Se asigna una duración máxima de un período de reloj rápido para cada uno de los estados 0, 2, 4 y 5; a la que se suma la duración de 40.000 pulsos de reloj rápido correspondiente al estado 3. Se debe aclarar que la duración de un pulso de reloj rápido para el estado 0, es una duración mínima en el límite superior de velocidad, y que su duración será mayor a medida que la velocidad disminuya, puesto que representa la

diferencia que existe entre el semiperíodo de la señal de entrada, o sea la separación entre dos señales provenientes del sensor, y el tiempo tomado para procesar tal información por los restantes estados con excepción del estado 1.

Tomando en cuenta todas las consideraciones mencionadas, se define el límite mínimo de frecuencia del reloj rápido como 40004 pulsos de reloj que deben poder ser contenidos dentro de un semiperíodo de señal de entrada correspondiente a 240 RPM; todo lo cual fija un valor de 320032 Hz como límite mínimo de frecuencia de la señal de reloj rápido.

Se diseña el reloj rápido con un valor de frecuencia de 330.000 Hz utilizando la relación indicada en el diseño del reloj de período. Si se escoge para C el valor de 1 nanofaradio, el valor de R deberá ser de 1.69 Kilo-ohmios. Se utiliza un valor de 1.6 Kilo-ohmios para el efecto. En el circuito de reloj rápido implementado, el valor de R que es igual a  $R_A$  y  $R_B$  corresponde al valor de  $R_{10}$  utilizado, y el valor de C corresponde al valor de  $C_9$ . Las compuertas utilizadas en su implementación son 3 tipo NOT 74C04  $G_{20}$ ,  $G_{21}$  y  $G_{22}$ . Las señales de reloj, así obtenidas, se aplican a las entradas de las compuertas correspondientes para complementar el funcionamiento del circuito de tiempo diseñado.

### 2.2.3. DISEÑO DEL CIRCUITO COMPARADOR.

Este circuito compara la lectura de velocidad en revolucio-

nes por minuto, obtenida a la salida del circuito de tiempo, con un valor prefijado de velocidad que correspondería a un límite inferior.

Cuando la lectura alcance el límite impuesto o si éste es menor al indicado límite, se requiere una señal a la salida de tal circuito que indique la anomalía mencionada.

Dado que la obtención de la lectura de velocidad comprende la utilización de tres contadores BCD a cuyas salidas se encuentra el valor de la velocidad medida en binario, se seleccionan tres comparadores de magnitud de 4 bits MC14585 cuyas principales características son las siguientes: tiene 8 entradas de comparación, tres entradas para conexión en cascada de condiciones anteriores y tres salidas; este circuito compara dos palabras A y B de 4 bits y determina cuál de las dos es menor, igual o mayor por un nivel alto en la salida apropiada; para palabras mayores a 4 bits, las salidas se conectan a las respectivas entradas del próximo comparador más significativo, con excepción de la entrada mayor, la misma que se conecta a un uno lógico; las entradas del primer comparador, el menos significativo, se conectan a un uno lógico, con excepción de la entrada menor, la misma que se conecta a un cero lógico.

Puesto que se van a comparar dos números de tres cifras cada uno, lo que equivale a dos palabras de 12 bits cada una, se necesitan tres comparadores conectados en cascada de la

forma mencionada en las características del comparador. A las entradas correspondientes a la palabra A se conectarán las salidas del contador del cociente, las mismas que contienen la lectura de la velocidad medida. A las entradas correspondientes a la palabra B se conectarán las señales en binario correspondientes a la velocidad referencial. Con el fin de obtener rápida, segura y fácilmente variable tal cifra en binario, se utilizan tres interruptores rotativos tipo BCD SF21, uno para cada dígito, a cuyas salidas se conectan resistencias encargadas de proporcionar los niveles lógicos correspondientes a los dígitos seleccionados.

Las principales características de los interruptores rotativos son las siguientes: una resistencia inicial de sus contactos de 0.1 ohmios, y una capacidad de soportar 50 miliamperios de corriente continua; son tipo BCD de 10 posiciones; cada interruptor presenta 5 salidas, una común a los 4 contactos con los cuales se puede codificar un determinado dígito en BCD. Los niveles lógicos correspondientes a la representación en binario de un cierto dígito pueden asociarse al estado de los contactos de un interruptor; es así, como un uno lógico está asociado con un contacto cerrado, y un cero lógico con un contacto abierto.

Por lo expresado se deben conectar las tres salidas comunes a la fuente de alimentación, y los extremos independientes de los 12 contactos a tierra a través de doce resistencias, las mismas que permitirán interpretar el cierre de un con-

tacto como uno lógico, y su apertura como un cero lógico. De esta forma, se consiguen 12 salidas que constituyen la palabra B de 12 bits que representa la referencia de velocidad que, fijada a voluntad, se aplica a las entradas correspondientes de los tres comparadores de magnitud utilizados.

Cada resistencia  $R_{11}$ , utilizada con el propósito mencionado, tendrá un valor de 15 Kilo-ohmios puesto que con el respectivo contacto cerrado se producirá el paso de 1 miliamperio de corriente a través de la misma, lo cual asegura la consecución de un uno lógico adecuado.

Puesto que se trata de determinar el momento en el cual la lectura de velocidad es igual o menor a la referencia prefijada, se necesitan aplicar las dos salidas correspondientes a las entradas de una compuerta tipo OR a cuya salida se obtendría un uno lógico cuando sucedan cualquiera de las dos situaciones mencionadas. Sin embargo con el fin de ahorrar la compuerta indicada se puede utilizar la salida que indica cuando la lectura es mayor que la referencia; en cuyo caso en tal salida se obtiene un uno lógico, y que si la lectura es menor o igual a la referencia se presenta en dicha salida un cero lógico, que correspondería al complemento de la señal obtenida a la salida de la compuerta tipo OR, la misma que se ahorra.

Sin embargo, como la lectura de velocidad se obtiene del contador del cociente el mismo que es un acumulador de pulsos,

o sea que tal lectura varía desde cero e irá aumentando su contenido hasta que al final del proceso de conteo proveerá la lectura que se desea comparar, por esta razón, se utiliza una compuerta  $G_{23}$  tipo OR 74C32. A una de sus entradas se conectará la señal de salida seleccionada del circuito comparador, la misma que será habilitada por el estado 4 invertido disponible a la salida de la compuerta  $G_{11}$ , la misma que se conectará a la otra entrada de la compuerta  $G_{23}$ , y que asegura que cuando se encuentre un cero lógico la contabilización de la lectura se habrá completado. A la salida de la compuerta mencionada se obtendrá un cero lógico el momento en que realmente se produzcan las situaciones anómalas que se tratan de detectar.

#### 2.2.4. DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO.

La función del circuito de disparo es la de detectar las diferentes señales consideradas como indicadores de un funcionamiento erróneo del sistema de control a implementarse, además de activar y mantener activado el elemento final de control el mismo que se constituirá como la carga del presente circuito de disparo.

Puesto que se desea controlar potencias bajas y además se disponen de señales débiles, se escoge como elemento de control del circuito de disparo al interruptor controlado de silicio SCS, el mismo que es adecuado en aplicaciones de circuitos lógicos y de conmutación que requieren señales débiles.

les como en el presente caso. Lo anterior se evidencia al examinar los niveles de corriente y voltaje que pueden soportar, las corrientes de enganche y de pérdidas, y las señales de disparo, las mismas que son bajas.

El SCS a utilizarse es el ECG 239 cuyas principales características son las siguientes: tiene la capacidad de soportar una corriente continua de hasta 50 miliamperios como máximo, la corriente de mantenimiento o enganche tiene un valor máximo de 1 miliamperio, el voltaje de disparo en la compuerta del cátodo tiene un valor máximo de 0.8 voltios y la corriente correspondiente tiene el valor de 1 miliamperio máximo.

La configuración utilizada se muestra en la figura 11, donde se advierte la existencia de un interruptor pulsante P normalmente cerrado, el mismo que al ser accionado interrumpe el paso de la corriente directa a través del SCS provocando su desactivado. La carga se encuentra situada en la compuerta del ánodo y no en el ánodo, por la conveniencia de interrumpir la menor corriente posible para el apagado del SCS, corriente que sería, aproximadamente, 10 veces mayor si la carga estuviera conectada en el ánodo del SCS.

Con el propósito de obtener la señal que aplicada a la compuerta del cátodo del SCS permite disparar o activar este elemento, se deben identificar las distintas fuentes de donde provendrán las señales de error que deberán activar el circuito de disparo. Estas señales son tres y provienen de

la salida del circuito comparador, de la compuerta utilizada en detectar el límite superior a las salidas del medidor de velocidad y del circuito detector de pérdida de un pulso de sensor, el que se encarga de controlar el límite inferior de velocidad.

Las tres señales identificadas son independientes y tienen la característica común de mantenerse en condiciones normales en un nivel de uno lógico. Esto facilita el diseño puesto que tales señales pueden ser aplicadas directamente a las entradas de una compuerta  $G_{24}$  tipo NAND CD4023 a cuya salida se obtiene un uno lógico cuando por lo menos una de las tres señales de entrada pasa a cero lógico.

Puesto que un uno lógico en C-MOS representa prácticamente el valor de la fuente o sea 15 voltios, y dado que necesitamos un voltaje máximo de 0.8 voltios aplicado a la compuerta del cátodo para activar el SCS, se debe implementar un divisor de tensión con tal propósito.

Los interruptores controlados de silicio tienen la tendencia a dispararse prematuramente debido a la velocidad con la cual se aplica una determinada tensión a sus terminales principales y a la capacidad de transición parásita que presenta este elemento entre sus compuertas, la misma que para altas frecuencias representa una impedancia baja que produce corrientes de compuerta sustanciales que activan al SCS. Este efecto de velocidad puede suprimirse reduciendo la re

sistencia entre el cátodo y su compuerta, y, o, colocando en tre los terminales indicados un condensador de un valor ba jo. Sin embargo, tales procedimientos reducen la sensibili dad del SCS a una señal de disparo aplicada exteriormente.

Experimentalmente se lograron buenos resultados al utilizar un condensador  $C_{10}$  de 150 picofaradios conectado en paralelo con una resistencia  $R_{12}$  de 1 Kilo-ohmio conectado entre el cátodo del SCS y su compuerta.

Considerando una caída directa de voltaje de 0.8 voltios en la juntura que existe entre el cátodo del interruptor y su compuerta necesaria para activar el SCS, se establece el va lor de 18 Kilo-ohmios para la resistencia  $R_{13}$ , con lo cual se completa el diseño del divisor de tensión indicado.

Dado que el fabricante asegura un valor máximo de corriente de mantenimiento el cual es de 1 miliamperio, se escoge 1.4 miliamperios como corriente directa que entra al ánodo del SCS; si además, se considera un voltaje directo de 1 voltio existente entre ánodo y cátodo cuando el SCS se encuentra activado, determinan para  $R_{14}$  un valor de 10 Kilo-ohmios.

La configuración completa puede apreciarse en la figura 11, presentada a continuación.

Con el fin de inhabilitar el circuito de tiempo una vez que el SCS se encuentre activado, se conecta el ánodo de tal ele

a: Comparador.  
b: Límite superior.  
c: Límite inferior.

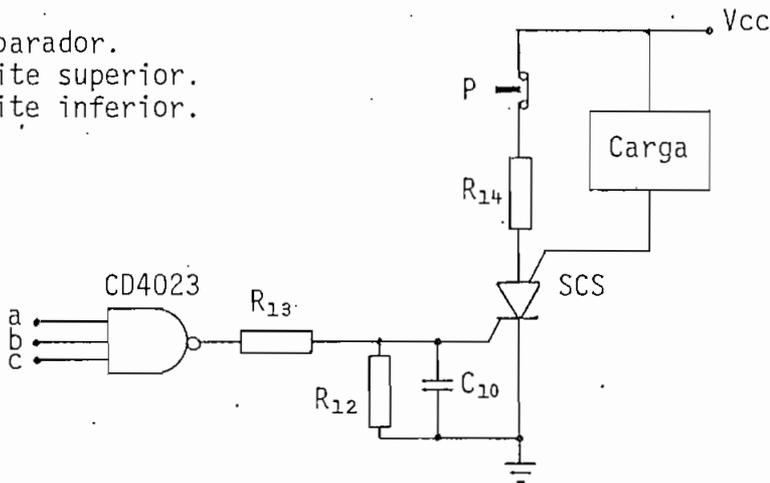


FIGURA 11.- Circuito de Disparo.

mento a la entrada de la compuerta  $G_1$  tipo NAND CD4093 utilizada en el circuito iniciador del tiempo de control; además, se conecta a la entrada de la compuerta  $G_{15}$  tipo NAND CD4023 utilizada para determinar el momento en el cual se alcanza el límite superior del contador de velocidad; entradas que habían sido conectadas provisionalmente a uno lógico.

De esta forma, una vez que el SCS ha sido activado, se deshabilita el paso de las señales que podrían mantenerlo disparado, garantizando su desactivado utilizando el interruptor pulsante P.

#### 2.2.5. DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

Constituye el elemento final de control en el sistema de control mencionado en el primer capítulo. Esta constituido por un relé electromecánico SF 3113J00 cuyas principales características son las siguientes: se activa con un voltaje de 11.5

voltios y una corriente de 7.2 miliamperios, se desactiva con un voltaje de 2.8 voltios y una corriente de 1.7 miliamperios, sus contactos son tipo DPDT, es decir, tiene dos polos cada uno con dos terminales y pueden soportar una corriente de hasta un amperio A.C.

Su bobina se conecta como carga del circuito de disparo. Es necesario conectar un diodo D3 a los terminales de la bobina del relé con el fin de absorber el transitorio de voltaje inductivo generado por la desaparición del campo magnético en el apagado del relé. El diodo limita el voltaje a través del SCS al voltaje de la fuente protegiéndole de su posible destrucción. Al activarse el circuito de disparo se aplica a los terminales de la bobina prácticamente el voltaje de fuente con lo cual se logra un cierre seguro de los contactos del relé. La corriente que pasa por la bobina en el activado del relé será de aproximadamente 9 miliamperios. El diodo D3 utilizado es el 1N2069 cuya característica principal es la de tener una corriente pico máxima de 750 miliamperios, valor que asegura una adecuada protección al elemento de disparo.

En vista de que uno de los contactos del relé se conectará en serie con la alimentación a la bobina del contactor integrante del circuito de arranque de un determinado motor y considerando que la corriente de activado de un contactor se encuentra en el orden de algunos cientos de miliamperios se concluye que la capacidad de corriente de los contactos del relé es suficiente para asegurar una operación confia-

ble.

Debido a que se necesitan implementar varias conexiones externas, se utiliza una regleta de 4 terminales numerados del 1 al 4 con el propósito de facilitar su identificación. Los terminales 1 y 2 constituyen las entradas de alimentación del equipo detector y los terminales 3 y 4 constituyen su salida, es decir el polo de uno de sus contactos y su terminal normalmente cerrado, respectivamente.

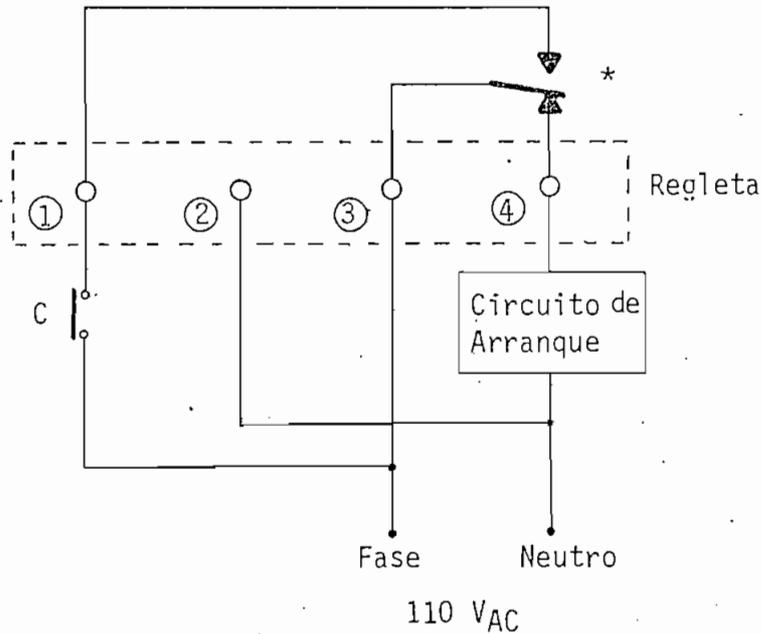
Al polo del contacto, o sea al terminal 3 de la regleta, se aplica la fase de alimentación que corresponde a un valor de 110 voltios A.C.; del terminal 4 de la regleta del terminal normalmente cerrado del contacto del relé, se toma la alimentación del circuito de arranque del motor. Quedan definidas las características del contactor a controlarse; debe activarse con 110 voltios A.C. y una corriente menor a 1 amperio.

A través de un contacto C normalmente abierto del contactor referido, se alimenta una tensión de 110 voltios A.C. al terminal 1 de la regleta, la misma fase aplicada al terminal 3.

Al terminal 2 de la regleta se conecta el neutro de la red de alimentación.

Con el propósito de mantener alimentación sobre el detector de giro, a pesar de haberse detectado una falla, se conecta internamente el terminal normalmente abierto del relé con el

terminal 1 de la regleta. La figura 12 ilustra las conexiones mencionadas.



\* Conexión interna.

FIGURA 12.- Conexiones externas del sistema de control.

El contacto restante del relé se utiliza para brindar una indicación visual de operación normal o de falla. Con este objeto, se conecta la fuente de alimentación al polo del contacto mencionado. Al terminal normalmente cerrado se conecta el ánodo de un diodo emisor de luz verde LD2, indicador convencional de operación normal, cuyo cátodo se conecta a tierra a través de una resistencia utilizada para polarizar tal LED y limitar la corriente directa que pasa a través del mismo. Característica de los diodos emisores de luz verdés es el mayor consumo de potencia para la misma intensidad de luz a la salida que los rojos o amarillos. Se utiliza una resistencia  $R_{15}$  de 390 ohmios,  $\frac{1}{2}$  vatio, que provee una

intensidad de luz adecuada. Al terminal normalmente abierto se conecta de la misma forma que al verde, un diodo emisor de luz rojo, indicador convencional de falla, en cuya polarización se utiliza una resistencia  $R_{16}$  de 750 ohmios,  $\frac{1}{2}$  vatio, con la que se consigue una apropiada intensidad de luz.

#### 2.2.6. FUENTES DE PODER.

El amplio rango de voltajes que como fuentes de alimentación para los circuitos C-MOS pueden utilizarse sin inconvenientes, permiten la utilización de una sola fuente, cuyo valor está determinado por el elemento final de control, por el voltaje de activado del relé, el mismo que deberá ser superior a éste y no mayor a 15 voltios. Debido a su bajo costo y fácil implementación se utiliza un regulador de tres terminales de salida fija y de un valor de 15 voltios DC. El regulador utilizado es el 7815C que provee una corriente de salida de 500 miliamperios para un voltaje típico de entrada de 23 voltios. La señal aplicada a la entrada del regulador es el voltaje que se obtiene en el secundario del transformador  $T_R$  rectificado y filtrado. El filtro utilizado consiste de un capacitor  $C_{11}$  de 1000 microfaradios calculado en base a la relación  $C = I/2fV_R$  (7), en donde  $I$  es la corriente de carga,  $f$  es la frecuencia de la red de alimentación y  $V_R$  es el voltaje de rizado, cuyo valor se asume como de 4 voltios. La corriente de carga estará determinada por el consumo de los indicadores luminosos y en una primera aproximación se considerará de un valor de alrededor de 400 miliam-

perios; sin embargo se provee un margen de seguridad y se fija su valor en 500 miliamperios, cifra utilizada en el diseño.

Para la rectificación de la onda se utiliza un puente de diodos rectificador de onda completa cuyas especificaciones son un voltaje pico inverso de 50 voltios y una corriente directa de por lo menos 500 miliamperios. El puente utilizado PV40 tiene como características un voltaje pico inverso de 200 voltios AC y una corriente máxima de 2 amperios. Asumiendo una caída directa de voltaje de 1 voltio sobre cada diodo rectificador que se encuentra en conducción, se pueden especificar las características del bobinado secundario del transformador de alimentación de 17.7 voltios eficaces y una corriente de 0.7 amperios eficaces.

El transformador utilizado es el TR 60-7546 que presenta una relación 110/19 entre su bobinado primario y dos tomas de su secundario y provee una corriente máxima de 1 amperio, especificado por el fabricante. Este valor se utiliza para implementar la fuente de 15 voltios diseñada. Además, este transformador presenta un voltaje de 6 voltios en dos tomas de su secundario, salida utilizada para alimentar una lámpara incandescente L la que cumplirá el papel de luz piloto que avisará de la existencia de alimentación aplicada al equipo detector de giro. El primario del transformador se conecta a través de un interruptor maestro S y de un fusible F de 250 miliamperios a los terminales 1 y 2 de la regleta

de conexiones mencionada en el punto 2.2.5.

A la salida del regulador de voltaje se conecta un capacitor  $C_{12}$  de 2.2 microfaradios con el fin de mejorar su respuesta transitoria.

Se provee, además, de un capacitor  $C_{13}$  de 50 microfaradios que conectado a la entrada de la tarjeta que contiene el circuito de control implementado, proveerá de un filtro adicional con el fin de evitar la introducción de ruido a la tarjeta de control.

La figura 13 muestra la fuente de voltaje implementada.

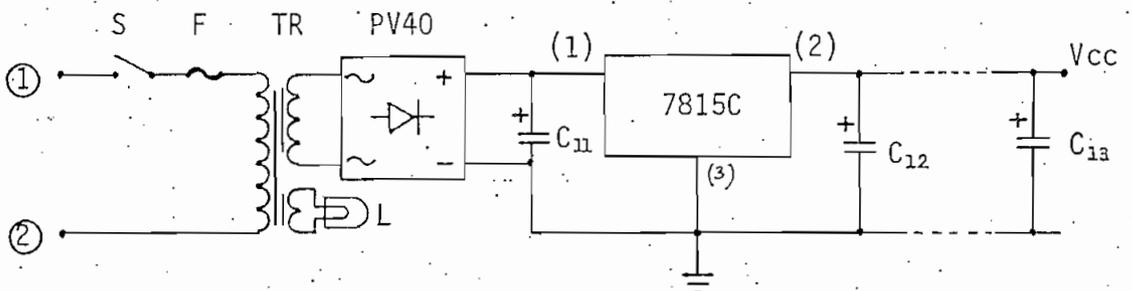


FIGURA 13.- Fuente de poder regulada.

### 2.3. ACOPLE SENSOR - CIRCUITO DE CONTROL.

Una vez que se ha escogido una forma particular de transductor para un trabajo dado, debe proveerse la apropiada excitación y el acondicionamiento de la señal de salida. La naturaleza del acondicionamiento depende de las característi-

cas eléctricas del transductor y del destino de dicha señal.

Debido a que la señal que se trata de controlar es la velocidad de un motoreductor, se debe encontrar la forma de detectar tal variable física; una vez que dicha variable ha sido detectada se procede a convertir la señal a una forma más manejable, para lo cual se utiliza un transductor que es un dispositivo que transforma un efecto físico en otro. Sin embargo, en la mayoría de los casos, la variable física se transforma en una señal eléctrica, ya que ésta es la forma de señal más fácilmente medible.

Puesto que se encuentra definido el tipo de transductor a ser utilizado, se procede a mencionar las más importantes reglas de montaje que el fabricante proporciona. (5)

El sensor forma un campo de dispersión magnética en su cara frontal, sobre el cual influyen las masas metálicas. Por lo tanto, las partes metálicas de las máquinas en las proximidades de la cara frontal del sensor varían el campo de dispersión y con esto la sensibilidad de reacción del sensor. Se sugiere mantener una distancia mínima de la mitad del diámetro del sensor entre la cara frontal del sensor y las partes metálicas adyacentes.

Las masas ferromagnéticas que interrumpen el campo magnético generado por el sensor y la cara frontal del sensor deben estar separadas, como máximo, una distancia igual a la cifra

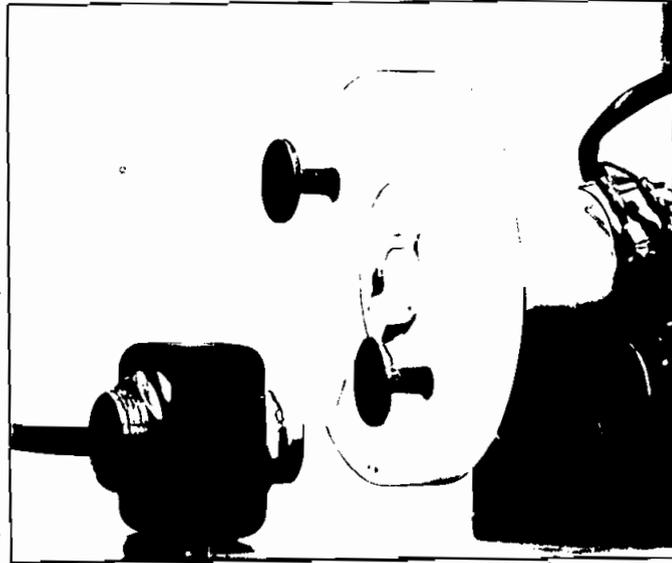
mencionada en su descripción en milímetros. Tales masas metálicas deben tener, como mínimo, el diámetro del sensor y cubrir completamente la cara frontal del sensor al pasar rápidamente sobre él. Dichas masas, además, deben estar separadas suficientemente de otras partes metálicas de la máquina, para evitar influencias extrañas sobre el sensor, se sugiere una distancia igual a por lo menos el diámetro del sensor. Al disponer varias masas metálicas para producir varios impulsos por revolución de la máquina, se debe tener en cuenta que las masas se encuentren suficientemente distanciadas la una de la otra. Se sugiere una separación mayor a dos veces el diámetro del sensor.

Tomando en cuenta todas estas consideraciones, se diseñó y construyó un disco de fibra sintética endurecida (poliamida) sobre la cual se montarán dos discos metálicos, de preferencia de hierro por dar una mejor respuesta a la salida del sensor. Este disco de fibra tiene la particularidad de estar dividido en dos semicírculos los cuales pueden ser acoplados entre sí y al eje del motor, mediante el uso de dos tornillos con cabeza hexagonal incorporadas. Además, se proveye de un prisionero para sujetar firmemente el disco de fibra al eje del motor. Tal característica brinda la posibilidad de montar dicho disco sobre el eje de un cierto motor, sin la necesidad de desacoplar una determinada carga sobre el eje mencionado. Debido a que las reglas de montaje indicadas precisan condiciones de separación en función del díametro del sensor, tal diámetro y el número de discos de hie

rro a ser montados sobre el disco de fibra van a determinar el tamaño del referido disco. Debido a que el sensor que se va a utilizar será un interruptor inductivo de proximidad DIN 19234 con salida analógica(S), cuyo diámetro es de 28 milímetros, el radio del disco de fibra se determina por la suma del diámetro en mención, más la separación de la mitad del mismo diámetro respecto al eje del motor, más el radio del eje del motor. En este caso, se utiliza un motor de uso experimental de laboratorio con un diámetro de eje de 8 milímetros. Estas condiciones fijan el diámetro del disco de fibra en un mínimo de 92 milímetros y el diámetro mínimo de los discos metálicos en 28 milímetros. Sin embargo, se construyó el disco de fibra con un diámetro de 120 milímetros con el fin de tener una idea aproximada del tamaño real del disco cuando se tenga que acoplarlo al eje de un motor reductor.

Para el sensor utilizado la distancia máxima de transición, es decir, la separación a la cual el metal férreo amortiguador produce un cambio de señal, tiene un valor nominal máximo de 10 milímetros. Considerando cambios ambientales como temperatura y voltaje, se obtiene un valor operativo de la distancia de transición menor a 8 milímetros, cifra proporcionada por el fabricante. La fotografía 1 ilustra el disco de fibra montado sobre el eje del motor, los discos metálicos y el sensor.

De entre el rango proporcionado por el fabricante se escoge



FOTOGRAFIA 1.- Arreglo para detectar velocidad.

9 voltios como valor nominal de fuente de alimentación que servirá para polarizar al sensor a utilizarse. Este valor de voltaje se obtiene a partir de la fuente disponible de 15 voltios, utilizando además un diodo zener y una resistencia.

Se selecciona una corriente  $I_z$  de 6 miliamperios, adecuada para una correcta operación del diodo Zener Dz 1N575 es decir para mantener un valor  $V_z$  de 9 voltios a su salida, y considerando una corriente máxima de consumo del sensor  $I_s$  de 3 miliamperios, valor que corresponde al valor dado por el fabricante más un cierto margen de seguridad; se procede, utilizando la ecuación 2.4, al cálculo del valor de la resistencia  $R_{17}$  que polariza al diodo Zener.

$$R = \frac{V_{cc} - V_z}{I_z + I_s} \quad (2.4)$$

$$R_{17} = \frac{15 - 9}{6 + 3} \text{ K}\Omega = 667 \Omega$$

El valor estándar más cercano existente en el mercado es 680 ohmios. Experimentalmente se selecciona para  $R_{18}$ , la resistencia de alimentación al sensor, un valor de 1.2 Kilo-ohmios la misma que permite obtener niveles adecuados de señal con el fin de ser procesada convenientemente.

Dado que se va a trabajar con señales digitales, se necesita a la señal que provee el sensor, acondicionarla de modo tal que obtengamos los niveles de uno y cero lógicos adecuados, considerando la fuente de alimentación de 15 voltios. Para el efecto se considera la característica de transferencia de voltaje del circuito inversor 74C04 cuya característica principal es la fijación de un voltaje de umbral alrededor de la mitad del valor de fuente con lo cual pequeñas variaciones alrededor de este voltaje en la entrada, producen a la salida del inversor, una señal con niveles lógicos aceptables.

De esta forma se obtiene la señal del sensor en niveles aceptables para ser procesada en forma digital. Sin embargo, en las transiciones tanto positivas como negativas de tal señal se advierte la presencia de algunas oscilaciones producidas por el sensor puesto que el mismo fabricante le define como un circuito oscilante electrónico. Con el propósito de eliminar tales oscilaciones se utiliza una compuerta  $G_{26}$  CD4093 tipo NAND Schmitt - trigger para obtener un pulso con una du

ración determinada por los valores de capacidad y resistencia de dos elementos conectados como un circuito diferenciador a la una entrada de la compuerta indicada. Con el propósito de sincronizar las señales del circuito de control con la señal proveniente del sensor, se conecta a la entrada restante de la compuerta en mención, la salida de una compuerta  $G_{27}$  tipo OR 74C32 a cuyas entradas se conectan los estados 0 y 1 utilizados en el circuito de tiempo descritos en el punto 2.2.2. Esta conexión permite cambiar de estado con mayor rapidez garantizando una normal secuencia de los estados.

La duración de este pulso se encuentra determinada por la ecuación 2.5 que describe la descarga del capacitor  $C_{14}$ . El momento que su voltaje llegue a  $V_T$ , especificado en 5 voltios, produciría el cambio de condición a la salida de  $G_{26}$  si su paso sería habilitado por otra señal aplicada a la otra entrada de la compuerta  $G_{26}$ . Pero como el voltaje sobre el capacitor  $C_{14}$  habilita al paso de los estados cero y uno, no interesa su duración más que para eliminar las mencionadas oscilaciones.

$$V_c = V_{cc} \cdot e^{-t/RC} \quad (2.5)$$

Por esta razón los valores de  $R_{19}$  y  $C_{14}$  se determinaron experimentalmente y se fijaron en 360 Kilo-ohmios y 0.1 microfaraudios, lo que determinará un tiempo de duración del pulso de 40 milisegundos aproximadamente, a la entrada de la compuerta  $G_{26}$ . El circuito implementado se presenta en la fi-

gura 14.

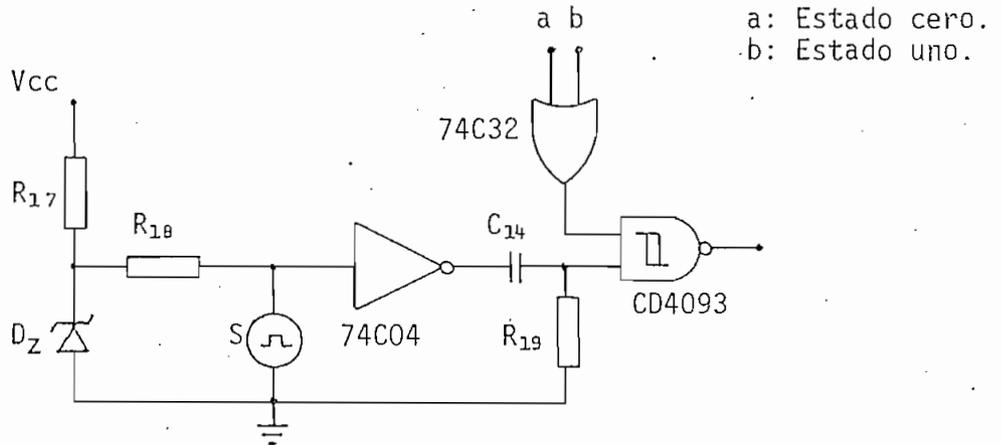
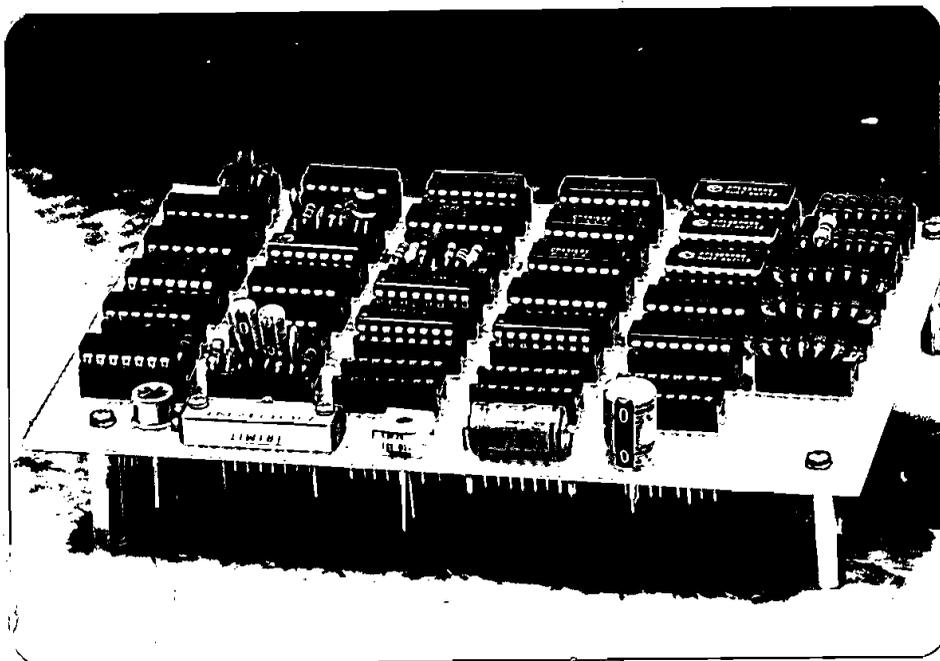


FIGURA 14.- Circuito transductor - acondicionador.

#### 2.4. ALGUNAS CONSIDERACIONES SOBRE CONSTRUCCION Y MONTAJE.

Debido al carácter experimental del sistema de control implementado, se utilizó la técnica wire-wrap, la misma que simplifica la construcción del sistema diseñado, así como facilita las distintas modificaciones que a diseños primarios debieron hacerse con el fin de obtener un circuito que cumpla con las especificaciones de diseño y a la vez brinde confiabilidad. La fotografía 2 permite apreciar el sistema de control implementado y la técnica utilizada en su construcción.

Además, se distinguen tres zócalos de 16 terminales cada uno, los mismos que permiten tener la capacidad de interconectar el sistema de control realimentado propiamente dicho, con todos sus elementos periféricos, a saber, la fuente de alimentación, el relé de salida, el sensor, los indicadores luminosos, los interruptores rotativos, el interruptor pulsante utilizado en la reposición de las protecciones y los indica



FOTOGRAFIA 2.- Sistema de control implementado.

dores de 7 segmentos. Con el fin de materializar tales interconexiones, se utilizan tres conectores A, B Y C para ser montados en los zócalos indicados y cuyos conductores se hallan distribuidos de acuerdo a la tabla 3 presentada a continuación, en donde los tres conectores se hallan identificados de izquierda a derecha tomando como referencia la fotografía 2 .. De esta forma, para referirse a un cierto conductor, se debe especificar el literal que identifica al conector, además del número correspondiente a cada conductor.

En la tabla 3, los literales "a" hasta "g" representan los 7 segmentos de los indicadores utilizados en mostrar la lectura medida de velocidad, los mismos que van acompañados por los subíndices u, d y c, que respectivamente identifican a los segmentos que conforman las unidades, decenas y centenas

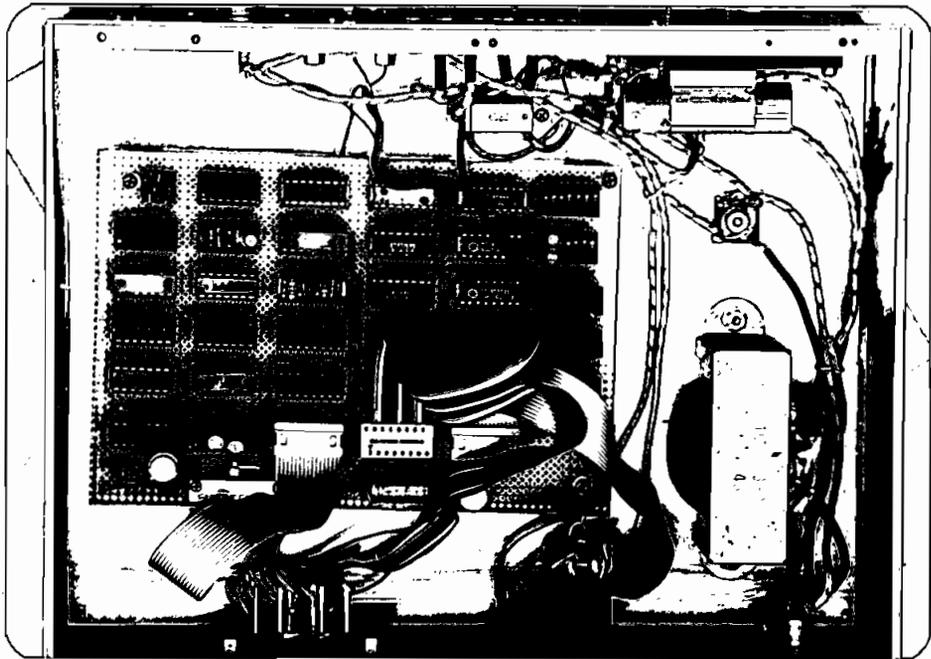
CONDUCTORES	CONECTORES		
	A	B	C
1	tierra	tierra	LD2
2	-	sensor	B <sub>1</sub>
3	a <sub>d</sub>	-	B <sub>2</sub>
4	b <sub>d</sub>	d <sub>u</sub>	B <sub>3</sub>
5	c <sub>d</sub>	e <sub>u</sub>	B <sub>4</sub>
6	d <sub>d</sub>	f <sub>u</sub>	B <sub>5</sub>
7	e <sub>d</sub>	g <sub>u</sub>	B <sub>6</sub>
8	f <sub>d</sub>	-	B <sub>7</sub>
9	g <sub>d</sub>	pulsante	B <sub>8</sub>
10	a <sub>c</sub>	b <sub>u</sub>	B <sub>9</sub>
11	b <sub>c</sub>	a <sub>u</sub>	B <sub>10</sub>
12	c <sub>c</sub>	c <sub>u</sub>	B <sub>11</sub>
13	d <sub>c</sub>	pulsante (Vcc)	B <sub>0</sub>
14	e <sub>c</sub>	relé	Vcc
15	f <sub>c</sub>	-	LD1
16	g <sub>c</sub>	Vcc	LD3

TABLA.3.- Distribución de señales en los conectores.

de la lectura referida; B<sub>0</sub> a B<sub>11</sub> representan las 12 entradas provenientes de los interruptores rotativos; LD1, LD2 y LD3 son las conexiones con los indicadores amarillo, verde y rojo respectivamente. Se debe mencionar que los conductores 1 y 16 del conector B son los encargados de interconectar la fuente de alimentación con el sistema de control implementado; el conductor 1 del conector A provee la señal de tierra

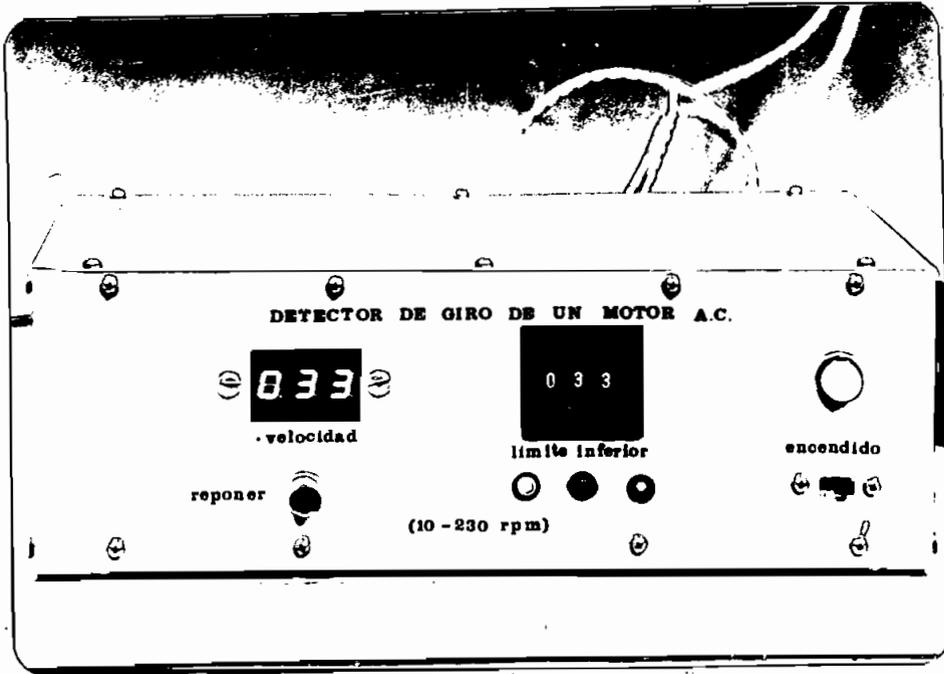
común a los tres indicadores de 7 segmentos, y el conductor 14 del conector C provee la señal de voltaje de alimentación común a los tres interruptores rotativos.

El montaje de todo el conjunto se aprecia claramente al examinar la fotografía 3 presentada a continuación.



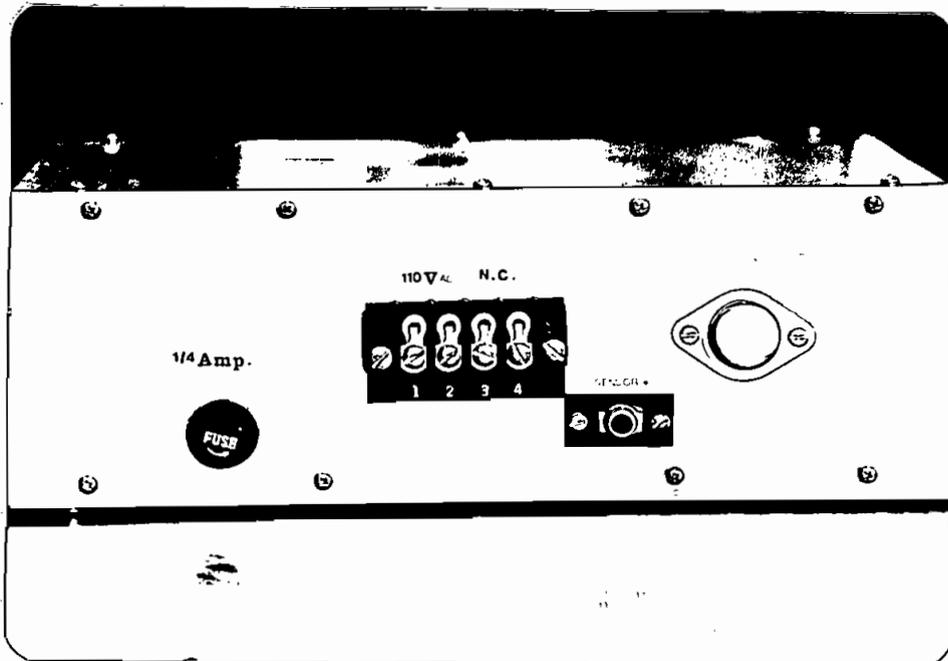
FOTOGRAFIA 3.- Vista superior del detector de giro.

El panel de comando está conformado por todos los dispositivos que permiten establecer una comunicación entre el sistema de control y el operador. Tales dispositivos son los indicadores de 7 segmentos, los interruptores rotativos, los indicadores luminosos, el interruptor pulsante y el interruptor de encendido con su respectiva lámpara indicadora. Este panel se presenta en la fotografía 4.



FOTOGRAFIA 4.- Vista frontal del equipo.

En la parte posterior del equipo se encuentran montados la regleta de conexiones, el regulador de voltaje, el porta-fu-sibles y el adaptador para conectar el sensor. La fotografía 5 permite apreciar su disposición.



FOTOGRAFIA 5.- Vista posterior del equipo.

Por último, se debe mencionar la disponibilidad, por parte del sensor; de un soporte capaz de facilitar el alineamiento y fijación de la distancia de separación entre los discos metálicos y la cara frontal del sensor, tal soporte se pue de apreciar claramente al examinar la fotografía 1.

## CAPITULO III

### RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

- 3.1. Mediciones realizadas en el sistema.
- 3.2. Análisis de los resultados obtenidos y confiabilidad.
- 3.3. Conclusiones y recomendaciones.

## C A P I T U L O      I I I

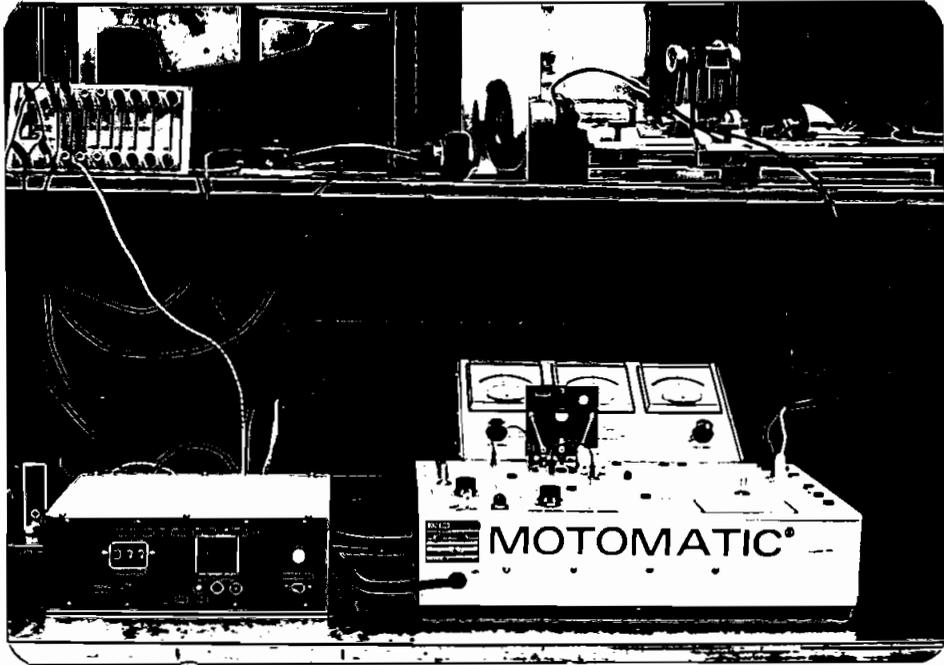
### RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

#### 3.1. MEDICIONES REALIZADAS EN EL SISTEMA.

Con el fin de tomar las mediciones de las señales más importantes en el sistema, así como, de realizar las pruebas de confiabilidad en la operación del equipo, se simularon las condiciones externas necesarias para generar la información requerida, además de las conexiones indispensables para que el control provisto por el sistema pueda actuar adecuadamente.

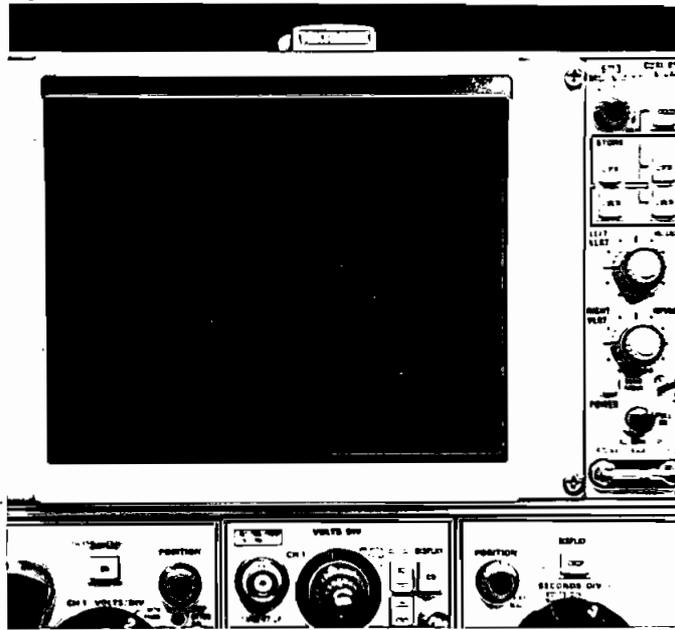
Para cumplir con tales objetivos, se utilizó el control de velocidad MOTOMATIC MCSL-100 el mismo que permite variar normalmente la velocidad de un pequeño motor a cuyo eje se acopla el disco de fibra que contiene los discos metálicos necesarios para conseguir los pulsos que informan sobre el giro del motor citado. Además, se utiliza un contactor que en la práctica debe corresponder al elemento que comanda la alimentación del motor sujeto a control o del primer motor, cuando se encuentra implementado un arranque secuencial utilizado comúnmente en procesos industriales. Complementa tal arreglo, un interruptor pulsante normalmente abierto utilizado para simular el comando de arranque del motor, y un autotransformador necesario debido a que el contactor utiliza

do requiere un voltaje de 220 voltios AC: para su activado y el diseño había previsto un contactor de 110 voltios AC. El arreglo descrito se muestra a continuación en la fotografía 6.



FOTOGRAFIA 6.- Arreglo para utilizar el sistema de control.

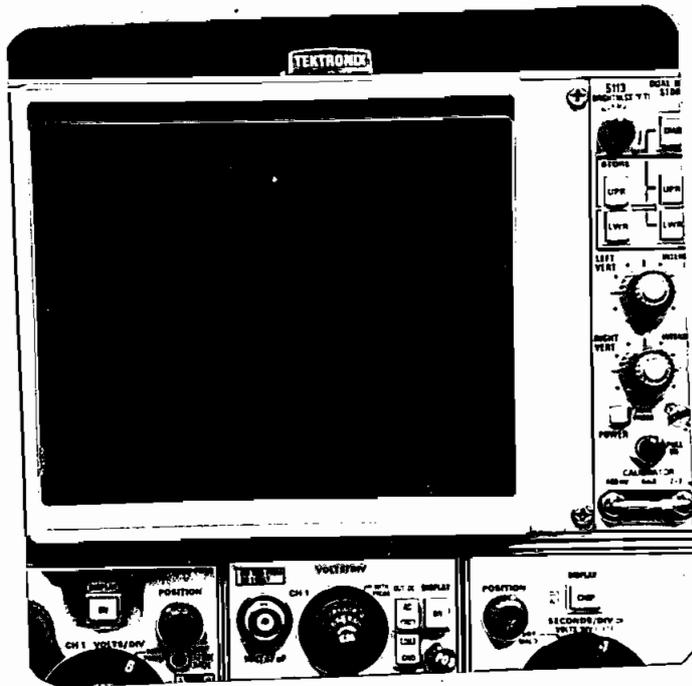
Se procedió a la medición de las señales que genera el sensor de proximidad comprobando el hecho de que cuando la placa metálica pasa sobre el sensor a una distancia de 5 milímetros se obtiene un nivel de voltaje de 8.4 voltios, mientras que cuando no incide la placa sobre el sensor tal nivel se mantiene en 4.8 voltios hasta que se genere un nuevo pulso de la forma indicada. La fotografía 7 ilustra tal forma de onda en la cual se puede apreciar una diferencia en la duración de los dos pulsos presentados; esto se explica por la diferencia medida en los diámetros que tienen los dos discos metálicos montados sobre el disco de fibra.



FOTOGRAFIA 7.- Pulsos generados por el sensor.

Para comprobar la aplicación lineal de la compuerta  $G_{25}$  tipo NOT 74C04, se presenta en la fotografía 8 los pulsos generados por el sensor luego de ser invertidos por la compuerta mencionada. De esta fotografía se aprecia un nivel de 2 voltios que corresponde al tiempo durante el cual los discos metálicos inciden sobre el sensor, y un nivel de 14.5 voltios cuando tal incidencia no se produce. Es posible también detectar la diferencia en la duración de los pulsos producidos por la diferencia comprobada entre los diámetros de los discos metálicos.

Se realizó la medición de los diámetros de los discos metálicos estableciéndose valores de 25 y 26 milímetros respectivamente. Se encontró además una falla en el disco de fibra en lo que se refiere al montaje de los discos metálicos

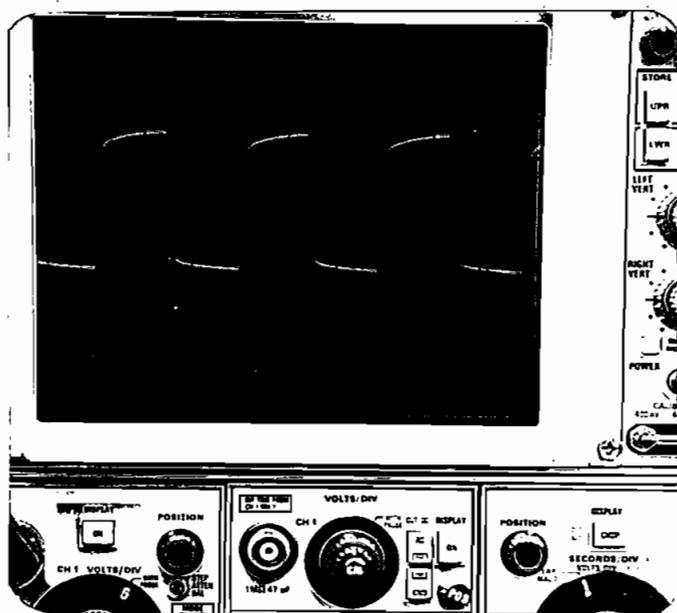


FOTOGRAFIA 8.- Pulsos generados por el sensor invertidos.

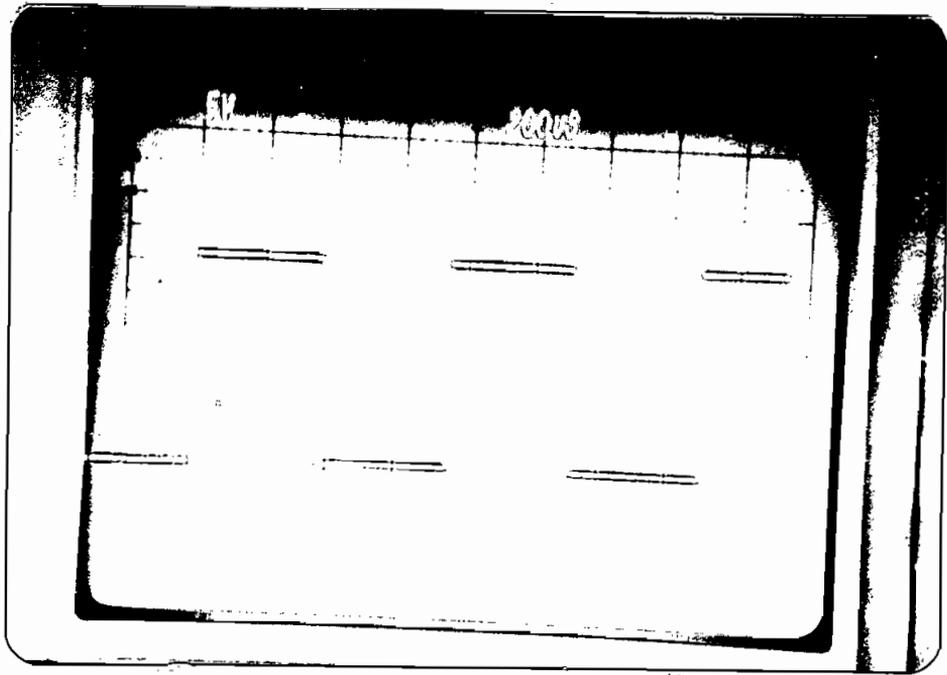
Los cuales no guardan simetría. Este hecho fue comprobado al registrar en un osciloscopio tres pulsos de sensor detectándose una diferencia en la separación existente entre pulsos. También se midió la separación máxima entre el sensor y los discos metálicos a la cual el sensor brinda una respuesta adecuada llegándose a comprobar el valor de 10 milímetros dado por el fabricante. Se realizaron pruebas utilizando un disco metálico de bronce detectando niveles similares de señal a los obtenidos utilizando los discos metálicos de hierro pero con la particularidad de que la distancia de separación debe ser la mitad de la necesaria al utilizar el disco de hierro confirmando esta característica dada por el fabricante. Lo anterior se dedujo de la medición de la distancia máxima de incidencia del disco de bronce sobre el sensor la misma que fue de 5 milímetros a diferencia de los 10

milímetros medidos al utilizar discos de hierro. La variación en el nivel de señal entre máxima y mínima distancia de separación se encuentra entre 8 y 8.5 voltios, obteniendo una señal de 8.4 voltios cuando la separación es la mitad de la distancia máxima a la que responde adecuadamente el sensor.

Se registraron también las señales de reloj utilizadas en el contador inversor de período. La fotografía 9 muestra la señal del reloj rápido en donde se mide un período de 3 microsegundos que corresponde a 333.333 Hz; y la fotografía 10 muestra la señal del reloj de período, la misma que permite medir un período de 750 microsegundos correspondientes a 1.333,33 Hz. Estas dos señales presentan flancos y niveles aceptables.



FOTOGRAFIA 9.- Reloj rápido.



FOTOGRAFIA 10.- Reloj de período.

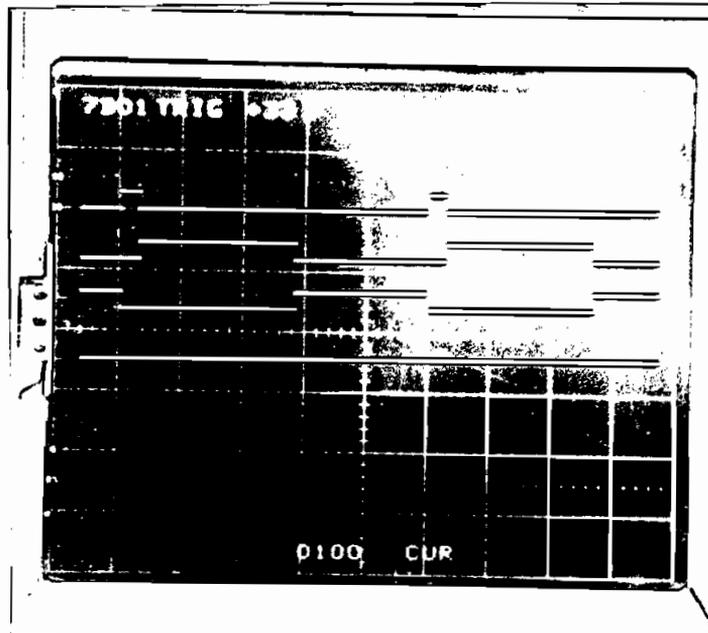
Por creer de importancia e interés la medición de la duración de los estados correspondientes al control secuencial parte del circuito implementado; se procedió a su determinación para lo cual se fijó la velocidad del motor en 220 revoluciones por minuto. Los resultados obtenidos en tal medición se muestran en la Tabla 4.

<u>ESTADO</u>	<u>DURACION</u>
∅	16.5 m seg.
1	137 m seg.
2	2.9 μ seg.
3	117.5 m seg.
4	1.34 μ seg.
5	120 n seg.

TABLA 4.- Duración de los estados secuenciales a 220 RPM.

Se determinó el rango de variación de la duración del estado 2 entre 0.25 y 2.92 microsegundos. Esta variación hace variable al estado cero en un grado tal que la hace despreciable respecto a la duración del estado cero.

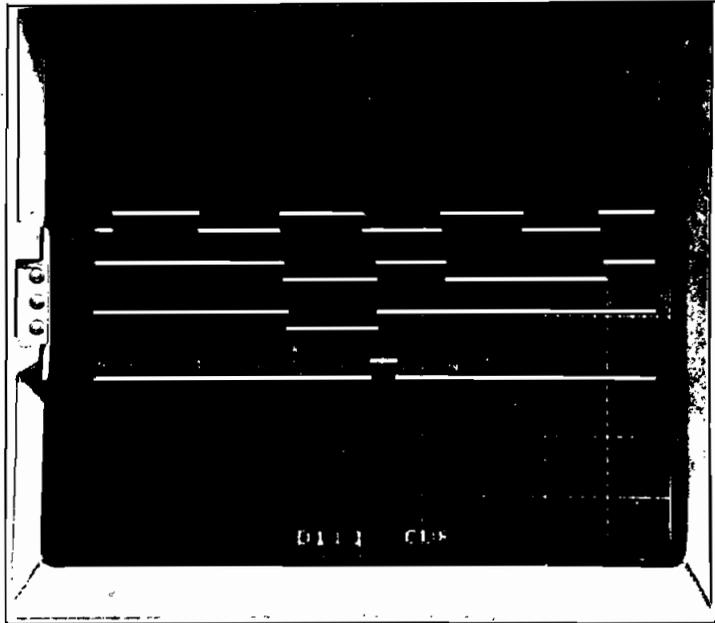
Debido a la diferencia existente entre las duraciones correspondientes a los distintos estados, no fue posible obtenerlos todos al mismo tiempo en la pantalla del osciloscopio, por lo que se registraron los estados cero, uno y tres, que corresponden a las señales que de arriba hacia abajo aparecen en la fotografía 11, respectivamente.



FOTOGRAFIA 11.- Estados Cero, Uno y Tres a 220 RPM.

Por último, se presenta la fotografía 12, la misma que muestra las señales utilizadas en la generación del pulso de carga de datos en el contador divisor para N implementado en el contador de frecuencia. De arriba hacia abajo se encuentran la señal de reloj habilitada por  $G_4$  con un período de 2.93

microsegundos, las salidas CARRY-OUT del segundo y tercer contador CD4516, pulsos negativos con una duración de 1.64 microsegundos cada uno y el pulso de carga de datos que tiene una duración de 280 nanosegundos.



FOTOGRAFIA 12.- Generación del pulso de carga de datos.

Adicionalmente, se midió la corriente de consumo del detector de giro la misma que tiene un valor de 410 miliamperios DC. y la corriente que consume el transformador determinada en 132 miliamperios AC.

Las fotografías 7, 8 y 9 se obtuvieron en un osciloscopio Tektronix modelo 5113 que posee una pantalla de almacenamiento, la fotografía 10 en un osciloscopio Tektronix modelo 5440 y las fotografías 11 y 12 se registraron en un osciloscopio Tektronix modelo 7603 al cual se encuentra acoplado un analizador lógico como módulo.

### 3.2. ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS Y CONFIABILIDAD.

Los resultados obtenidos de las mediciones realizadas se presentan en el orden en el que fueron mencionados en el punto 3.1. Los niveles de los pulsos generados por el sensor son óptimos lo que puede comprobarse al examinar los niveles de los mismos luego que han sido invertidos por la compuerta  $G_{25}$  tipo NOT 74C04. Al variar la distancia de separación entre los discos metálicos y el sensor se logra una variación sólo del nivel superior del pulso entre 8 y 8.5 voltios, no así del nivel inferior que se mantiene en 4.8 voltios. Sin embargo de las pruebas realizadas se logró encontrar la distancia óptima de separación entre los discos metálicos y el sensor, la misma que debe ser la mitad de la distancia máxima a la que todavía existe respuesta por parte del sensor, ya que a esa distancia se obtiene 8.4 voltios que es casi el nivel máximo de voltaje que puede alcanzarse.

Para variar tales niveles en la señal del sensor, debería alterarse el valor de la resistencia  $R_{18}$  de polarización, sin embargo tal cambio provocaría la obtención de nuevos niveles los cuales podrían ser inadecuados para obtener niveles lógicos aceptables a la salida del circuito inversor. Debido a que en las industrias generalmente los sistemas de control se encuentran físicamente separados una cierta distancia de los motores sometidos a control, es necesario tener en cuenta las recomendaciones dadas por el fabricante al respecto, las que indican que la impedancia máxima del cable debe ser

de 50 ohmios, lo que fija una distancia máxima de 800 metros con cable de  $0.75 \text{ mm}^2$  de sección y de 500 metros con cable de  $1.5 \text{ mm}^2$ . (5)

La diferencia existente en la duración de dos pulsos sucesivos generados por el sensor, además de la falta de simetría en el montaje de los discos metálicos, provocan dos lecturas de velocidad que difieren dependiendo de si la medición de período se realiza en la primera semi-revolución o en la segunda. Este problema es más evidente a bajas revoluciones y causa dificultades en el control del límite inferior del contador.

La medición más exacta del período de la señal de reloj habilitada de 2.93 microsegundos, señal indicada en la fotografía 12, justifica la medición del estado tres, el mismo que en realidad corresponde a 40.000 pulsos de dicha señal, y al mismo tiempo desvirtúa la medición de tal señal presentada en la fotografía 9 por haberse utilizado un instrumento de medida cuya lectura incurre en un error de observación.

La duración del pulso de carga de datos es suficiente y mayor que la mínima especificada por el fabricante. El consumo de corriente medida es bajo y se encuentra determinado principalmente por el consumo de los indicadores a 7 segmentos, de los interruptores rotativos, los indicadores luminosos, el relé y la polarización del diodo zener utilizado para energizar al sensor.

La confiabilidad del equipo diseñado y construido es alta, debido a las técnicas digitales utilizadas. Su precisión depende mucho de la exactitud que presente la señal del reloj de período, y su correcto funcionamiento de la adecuada disposición del sensor de proximidad y de los discos metálicos encargados de generar la información a ser procesada.

### 3.3. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Se recomienda en lo que se refiere al disco de fibra, construirlo tomando muy en cuenta las especificaciones anotadas en lo que se refiere a dimensiones y simetría que deben guardar los discos metálicos, los que además de tener las dimensiones mencionadas, de preferencia deberían ser de hierro.

Respecto a la distancia de separación entre los discos metálicos y el sensor, es recomendable guardar una distancia de 5 milímetros, y dar el soporte necesario al sensor con el fin de mantener su alineación y distancia. Debido a la utilización de un cable para conectar al sensor a cierta distancia del equipo detector de giro, se recomienda cambiar la resistencia  $R_{18}$  de polarización del sensor por una resistencia fija de 1 Kilo-ohmio y un potenciómetro de 500 ohmios en serie con el fin de compensar las pérdidas producidas en el cable mencionado o realizar posibles ajustes en los niveles de la señal del sensor.

En lo que se refiere al circuito iniciador del tiempo de con

trol se sugiere implementar un potenciómetro externo con el fin de tener la capacidad de fijar este tiempo de conformidad con las necesidades del motor que se controla por parte del operador del equipo. Este tiempo debe cubrir los reque  
rimientos de todos los motores que se desee controlar y que se utilicen en una cierta industria.

Dado que en la configuración utilizada para realizar las prue  
bas del equipo, el encendido y apagado del equipo se encuen  
tran comandados por señales externas, se nota una duplica-  
ción de funciones en el interruptor de encendido del equipo,  
así como en la lámpara indicadora correspondiente, por lo que  
podrían ser eliminados, o, en el caso del interruptor montar  
lo internamente para propósitos de mantenimiento del equipo.

Puesto que la alimentación industrial provee fases de 220  
voltios AC. y que la mayoría de contactores se activan con  
tal voltaje, se recomienda cambiar la alimentación del equi  
po al voltaje mencionado.

Respecto al montaje de los elementos se sugiere montarlos so  
bre un circuito impreso para obtener una mayor confiabilidad  
en las conexiones y proveer una mayor área de disipación a  
las resistencias que alimentan a los indicadores a 7 segmen  
tos.

Con el propósito de complementar las características del de  
tector de giro puede en un futuro implementarse un control

máximo de velocidad, el mismo que protegerá a los motores controlados sobre embalamientos.

Por último, es recomendable utilizar en las calibraciones periódicas del reloj de período, un instrumento de medida con una buena precisión.

Se llega a la conclusión de que el equipo construido es altamente confiable y que las recomendaciones mencionadas complementarían sus características y aumentaría su versatilidad.

ANEXO I

DIAGRAMA CIRCUITAL

# SPECIFICATIONS

## General

1. Character Height  
(8, 10 and 11 position) ... .190" (4.8mm)  
(16 position) ..... .120" (3.1mm)
2. Weight per Switch ..... .7gm
3. Switch Positions Available ... .8\*, 10,11,16
4. Operating Force, Either  
Direction ..... Approx. 10 oz. (280gm)

## Electrical

1. Contact resistance 0.100 ohms (initial)
2. Rated load—Non-switching 2 amps @  
115V AC or 28V  
DC switching; .050 amps @ 28V AC or DC
3. Dielectric strength 500 VAC.
4. Insulation resistance, 1000 megohms  
between adjacent contacts at 25 degrees C  
and 20% RH.

## Mechanical

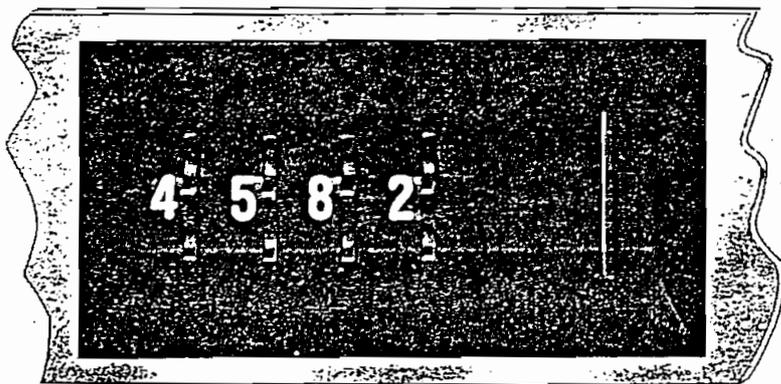
1. Housings are ABS flame retardant, matte  
finish. UL recognized-SE-O rating.
2. P.C. Boards are FR-4, .032" (0.787mm)  
thick with 50 millionths gold plate over nickel  
over 2 oz. copper laminate.
3. Contacts are gold plated beryllium-copper.
4. Minimum life 1,000,000 detents either  
direction.

\*with stops

## Environmental

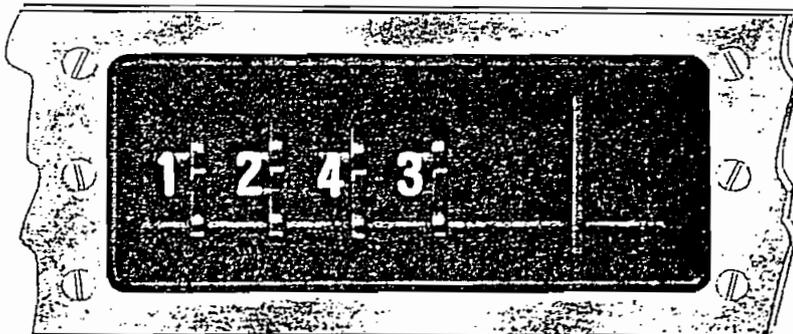
1. Operating temperature from -40 degrees  
C to +70 degrees C. Storage temperature  
-40 degrees C to +90 degrees C.
2. Shock, 100 G's, 6 MS.
3. Vibration, 15 G's, 70-2000 Hz.
4. Humidity, 96 Hrs., 95% R.H.

# MOUNTING



## FRONT

Each pair of end caps  
has two integral  
snap-springs for locking.



## REAR

Each pair of end caps has  
.125" mounting holes.

## Alternatives

On pages 5 - 13 the standard switches are listed with the most important technical data. Each construction form is accompanied by a table showing the alternative colour-codes where the colour corresponds to the label colour on the original switch, eg. a TURCK proximity switch for AC application always has a red label, a switch to DIN 19234 has a blue label, etc.

On the right is the layout of the labels.

A complete type-number chart appears on page 14. Further information can be derived from the type-code (page 15).

## Inductive proximity switches to DIN 19234 (NAMUR) with analogue output:

Two-wire proximity switches to NAMUR are electric signal transducers where the current taken is changed by approaching a metal target to the active face. The change in current can be detected by an amplifier-relay (eg. TURCK multisale). The technical data corresponds to NAMUR standards to DIN 19234. Thus these switches may be operated in intrinsically safe circuits to protection class (Ex) I G 5 within explosion hazardous areas.

Complies with BASEEFA Intrinsic Safety Group II C requirements when used with certified amplifiers to European standard EN 50020 (equivalent British standard BS 5501 Part 7). TURCK multisale amplifiers comply with this standard.

## Inductive proximity switches with built-in ampl. for DC digital output:

In contrast to the inductive proximity switch to DIN 19234, the output signal in DC digital switches changes suddenly. Thus these switches can be used for direct drive of relays, electronic modules, etc. Depending on their size, the switches are obtainable with different voltage ranges.

24 V or 10 - 30 V, not short-circuit protected

24 V or 10 - 30 V, short-circuit protected

Protection is provided against:

Capacitive current peaks, inductive voltage peaks, voltage peaks up to 500 V. Wires on all connection wires, destruction of the inductive proximity switches due to polarity inversion of the input currents, wrong signals due to wire breakage, switch-on transients

Except switches of M B x 1 size

## Inductive Proximity Switches for AC Applications

AC proximity switches are used as controls for AC operated devices. The load is connected in a similar manner to mechanical switches by means of wires. The switches are available in two voltage ranges:

20 - 90 V or 80 - 250 V

All AC proximity switches are equipped with protection against transients and voltage peaks.

## Bi 2 - M12 - ...

Nominal switching distance  $s_n$

Proximity switches for AC applications

Prox. switches for DC appl., short-circuit protected

Proximity switches for DC applications

Proximity switches to DIN 19234

Dimensions	L1 (mm)	L2 (mm)	L3 (mm)	U-code nr.
Code number for voltage	sa (mm)	f (Hz)	Ia (mA)	Y
Operating volt. distance				
Switching frequency				
Maximum load current				
Detailed description				
see leaflet				



Nominal supply voltage  $U_1$ : 7.7 - 9 V

Intrinsic impedance  $R_i$ : 550 - 1050  $\Omega$

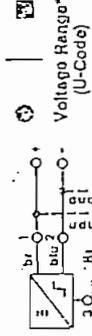
Maximum wire impedance  $R_L$ : 50  $\Omega$

Input current:

Sensor undamp. (noial abs.):  $\geq 2.2$  mA

Sensor damp. (noial presnt):  $\leq 1$  mA

Optimum switching point (for remote amplifier): 1.2 - 2.1 mA



Supply voltage: 24 V  $\pm 25\%$ , 10-30 V, 24 V  $\pm 25\%$ , 10-30 V

Ripple:  $\geq 10\%$

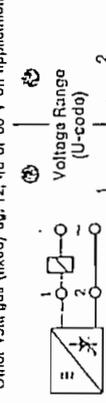
Max load current: 120 mA, 250 mA, 150 mA

Quiescent current: approx 15 mA

Release curr. at over-load or short-circ.: -

Hysteresis:  $> 3\% < 15\%$

Other voltage (load) eg. 12, 18 or 60 V on application.



Supply voltage: 20 - 90 V, 80 - 250 V

Line frequency: 40 - 60 Hz

Load current: Min 20 mA, Max 350 mA

Permissible surge current: 8 A

Release curr. at over-load or short-circ.:  $> 3\% < 15\%$

Hysteresis: 20 ms

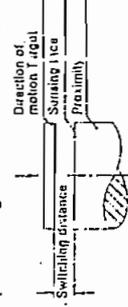
Min damping time: 20 ms

## Definitions

### Switching distance

The switching distance is the distance at which the target, when approaching the sensing face, produces a change of signal.

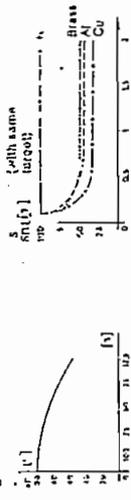
(Measuring method to Norm EN 50010)



### Details of Target:

Steel ST 27, 1 mm thick, square form, side length equal to diameter of stated circle on the sensing face, alternately 3 x  $s_n$  if this value is greater than the circle diameter.

It should be noted that the switching distance depends on material thickness and size of the target.



Standard sensing face [mm]

Thickness of target (mm)

### Nominal Switching Distance $s_n$

The nominal switching distance  $s_n$  is a characteristic value of the switch where spread in characteristics and allowances for ambient changes, such as temperature and voltage, are not considered.

### Operating Switching Distance $s_a$

The operating switching distance  $s_a$  is the switching distance usable under consideration of all limit values. Its value lies between 0 and 81% of the nominal switching distance  $s_n$ .  $0 \leq s_a \leq 0.81 s_n$

### Hysteresis H

The switching hysteresis H is the difference between the switching point with approaching target and the switching point with receding target.

### Switching Frequency f

The switching frequency f is the maximum frequency with which a change between undamped and damped condition of the proximity switch, ie. a defined sequence of signals corresponding to the damping, is secured.

### Ambient Temperature $T_u$ \*

The admissible temperature range is - 25° C to + 70° C.

\* - 25° C  $\leq T_u \leq$  + 70° C

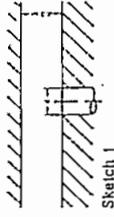
Proximity switches for temperatures up to + 100° C available on request.

## Mounting

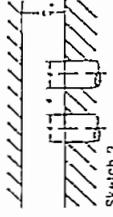
### Proximity Switches for Flush Mounting

#### Bi . . .

A proximity switch can be flush mounted in metal if it can be surrounded by any metal up to the plane of the sensing face without losing its standardised values (sketch 1). When proximity switches are to be mounted side by side, a spacing distance must be maintained as shown in sketch 2.



Sketch 1

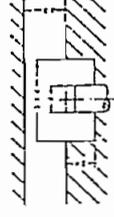


Sketch 2

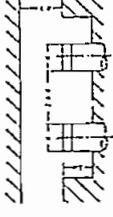
### Proximity Switches for Non-Flush Mounting

#### Mi . . .

Flush mounting is not permissible when a free space is necessary for maintaining the standardised values of the switch (sketch 3). When several proximity switches are to be mounted side by side, a spacing distance must be maintained as shown in sketch 4.



Sketch 3



Sketch 4

The dimensions stated correspond to European Standards. Under certain circumstances the dimensions may be reduced. Mounting information for any proximity switch is available on request.

Protection class IP 67

(to DIN 40050)

Shock and Vibration Resistance

(to IEC 68-2-27 or 68-2-C)

Shock:  $b_{max} \leq 30 g, t = 11 ms$

Vibration:  $f_v \leq 55 Hz, a_{max} = 1 mm$

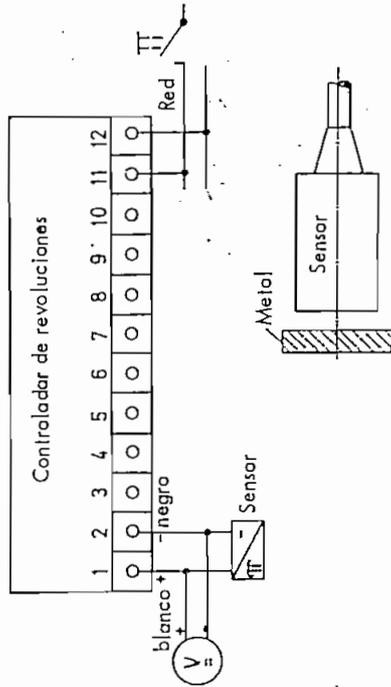
E mantenciones de montaje para el sensor en los temporos sin alimentarse.

Los sensores de los impulsos sin unión mecánica, consisten fundamentalmente en una caja que contiene un circuito oscilante eléctrico. Al acercar una masa metálica al circuito oscilante, se amortigua éste. Las variaciones en el consumo de corriente del circuito oscilante, cuando éste está amortiguado o no, son registradas como impulsos por el controlador de revoluciones, cuando éste está amortiguado o no, son registradas como impulsos de revoluciones es en gran parte independiente de la forma de los impulsos del sensor, sin embargo, para el funcionamiento correcto del circuito, deberán observarse determinadas reglas de montaje que vienen indicadas en estas instrucciones.

La denominación del tipo de nuestro sensor de impulsos indica al mismo tiempo la separación máxima admisible entre el metal férreo amortiguador y la cara frontal del sensor. P.e. DG 10 = distancia de conexión 10 mm. Caso de que se usen metales no férreos, deberán tenerse en cuenta los siguientes factores de corrección, p.e. con cromo-níquel se disminuye la distancia de conexión debiendo aplicar el factor 0'9, con aluminio el 0'45, con latón el 0'5 y con cobre el 0'4.

Prueba de funcionamiento del sensor conectado al controlador de revoluciones:

Es necesario un voltímetro con una resistencia de entrada de aprox. 10 KOhm/V y un campo de medición de 0 a 10 V en corriente continua. Se conecta el sensor al controlador de revoluciones y se pone en servicio el controlador. Luego se conecta a las bornas 1+ y 2- del controlador de revoluciones (bornas 7+ y 8- en el tipo N) el voltímetro adicionalmente al sensor.



Con sensor no amortiguado el voltímetro debe indicar una tensión menor de 6 V=

Por favor, tengan presente la siguiente: Caso de que la medición se efectúe en aparatos incorporados a máquinas en movimiento, la aguja del instrumento de medida no puede seguir los rápidos variaciones de la tensión, observándose por lo tanto solamente una oscilación de la aguja. Mejores resultados se obtienen cuando la medición se pueda efectuar en una máquina que esté a punto de pararse.

Con la anterior medición pueden observarse los siguientes errores:

Régimen de marcha

1. Sensor amortiguado.

No existe la tensión de 8 V=:

Controlador de revoluciones no conectado; sensor o controlador de revoluciones defectuoso. Comprobar nuevamente la

Causa del defecto

2. Sensor no amortiguado.

La tensión de 8 V= no desciende por debajo los 6 V=:

3. La tensión de 8 V= no desciende a pesar de esto.

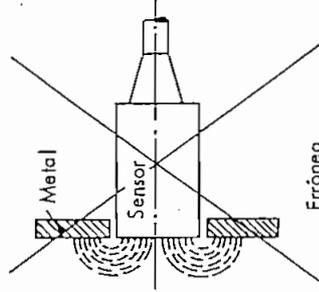
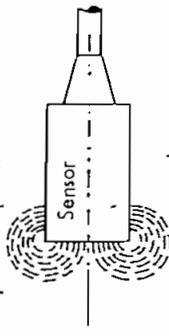
El sensor está suficientemente amortiguado, polaridad correcta:

Sensor conectada con polaridad equivocada (cambiar las conexiones del sensor) a bien desconectar los cables del sensor.

Sensor defectuosa o bien existen perturbaciones en el nivel de impulsos; (controlar el blindaje).

Montaje correcta del sensor:

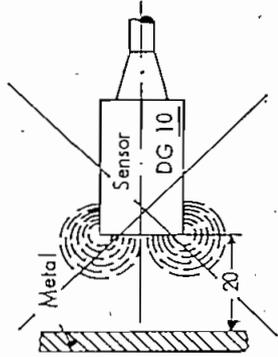
Los sensores forman un campo de dispersión magnético en la cara frontal, sobre el cual influyen las masas metálicas. Las partes metálicas de las máquinas en las proximidades de la cabeza del sensor varían el campo de dispersión y con ésto la sensibilidad de reacción del sensor.



Correcto

Errónea

La distancia entre el metal de conexión y la cara frontal del sensor debe ser como máximo igual a la cifra mencionada en el tipo en milímetros.



Régimen de marcha

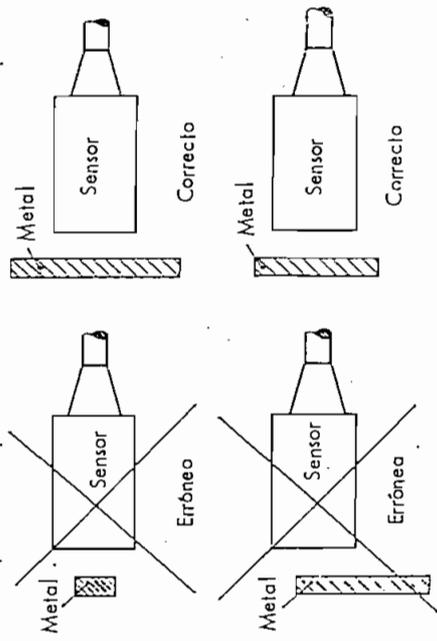
1. Sensor amortiguado.

No existe la tensión de 8 V=:

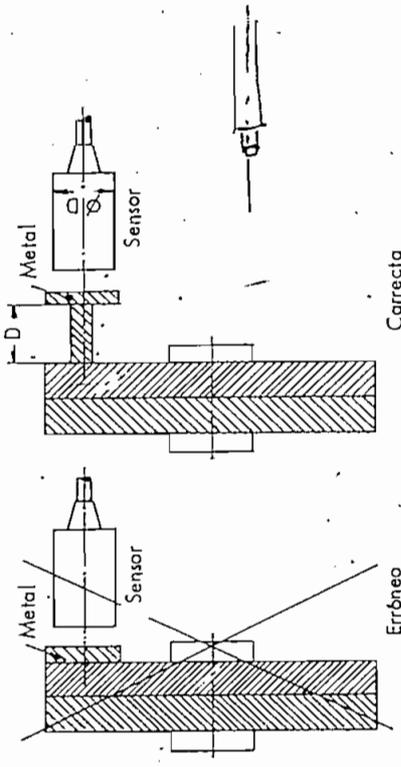
Controlador de revoluciones no conectado; sensor o controlador de revoluciones defectuoso. Comprobar nuevamente la

Causa del defecto

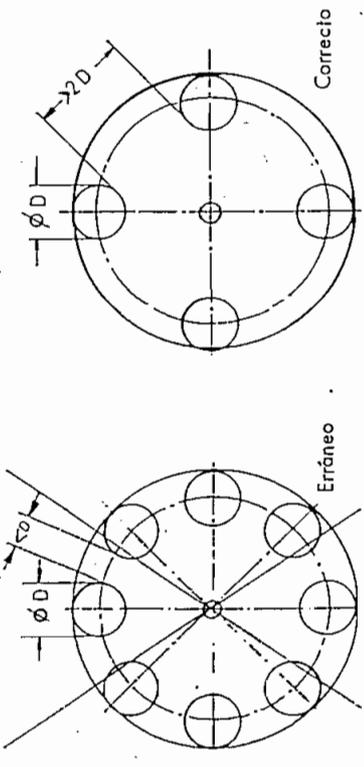
La anchura o diámetro de la masa metálica de conexión debe tener el diámetro del sensor como mínimo y cubrir completamente la cara frontal del sensor al pasar rápidamente sobre él.



La masa metálica de conexión que debe influir sobre el sensor, debe estar separada suficientemente de otras partes de la máquina, para evitar influencias extrañas sobre el sensor.



Al disponer varias masas metálicas para producir varios impulsos por vuelta de la máquina, debe tenerse en cuenta que las masas metálicas estén suficientemente distanciadas la una de la otra.



Las masas metálicas colocadas como en el ejemplo precedente, pueden consistir, p.e: en un disco de fibra endurecida con alambres de hierro enmascarados. El sensor de las masas metálicas debe ser de tipo JMN2.

Generalidades:

Los ejemplos anteriores están basados teniendo ya en cuenta las posibles tolerancias propias de nuestros sensores o controladores de revoluciones. En condiciones de montaje difíciles, nuestros consejos para el mismo pueden discrepar aisladamente, debiendo, sin embargo, en todo caso comprobarse el funcionamiento correcto del aparato, mediante medición de la tensión. Caso de que se cambie algún aparato debe repetirse la medición, ya que debido a las tolerancias propias puede variar el funcionamiento. En máquinas altamente revolucionadas, debe tenerse presente, que el impulso generador debe tener una duración de 0'002 seg. como mínimo.

**Atención:** En el montaje del sensor debe tenerse presente que caiga dentro de las temperaturas ambiente comprendidas entre  $-20^{\circ}\text{C}$  y  $+70^{\circ}\text{C}$ .

**Cableado:**

La distancia entre el sensor y el controlador de revoluciones debe ser como máximo de 300 m con cable de  $0'75\text{ mm}^2$  de sección y de 500 m con cable de  $1'5\text{ mm}^2$ .

Los impulsos perturbadores que se entremezclan en el cable de unión, pueden influir sobre el controlador de revoluciones. Para subsanar esto, puede emplearse un cable blindado, tendiéndose a tierra generalmente por el lado donde está el controlador de revoluciones. (p.e. bombas 2 para JMNC y UMNC)

Según nuestras experiencias el cable blindado no es necesario en:

- Cables de unión cortos.
- Cables que no están colocados paralelamente a otros cables.
- Cables de longitud arbitrario, colocados independientemente en tubos de acero (tubo Slopa).
- (Tubo de acero conectado a tierra por un solo lado).
- Cables de unión largos.
- Cables colocados paralelamente a otros cables que alimentan a motores o a líneas de mando.
- Cables colocados sobre plataformas.

El cable blindado se recomienda para:

**Advertencias:** No juntar en un cable común los cables de los sensores para diferentes controladores de revoluciones.

**Istruzioni di montaggio per il generatore d'impulsi senza accoppiamento meccanico**

Il generatore d'impulsi senza accoppiamento meccanico è costituito da una custodia nella quale è montato un circuito oscillatore elettronico. Avvicinandosi una massa metallica all'oscillatore, questa viene smorzata (attenuata). Il diverso assorbimento di corrente dell'oscillatore attenuato o non attenuato viene registrato come un impulso dal ricevitore del controlloggi. Il funzionamento del controlloggi è normalmente indipendente dalla forma dell'impulso del generatore, tuttavia per un corretto funzionamento del circuito bisogna fare attenzione a certe linee caratteristiche e costruttive indicate in queste istruzioni.

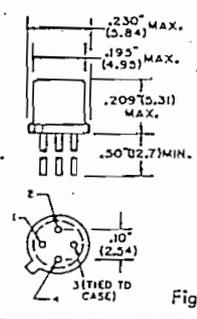
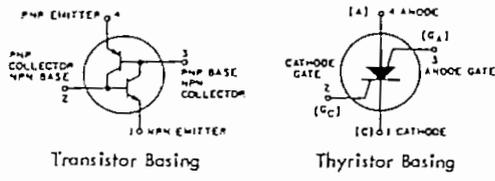
La sigla del nostro generatore di impulsi indica anche la massima distanza ammissibile fra la parte metallica ferrosa di azionamento e la parte frontale del generatore.

Per esempio: tipo DG 10 = 10 mm distanza di azionamento. Nel caso vengano utilizzate parti metalliche non ferrose, fare attenzione ai fattori di correzione per la diminuzione della distanza di azionamento.

- Cromo-nichel Fattore di correzione: 0,9
- Alluminio Fattore di correzione: 0,45
- Ottone Fattore di correzione: 0,5

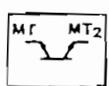
# Special Purpose Devices (cont'd)

## Silicon Controlled Switch (SCS)

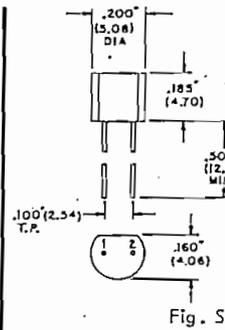
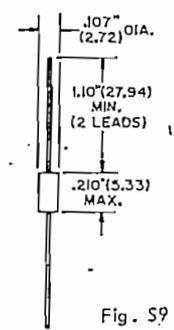


ECG Type		BV <sub>CBO</sub> Volts	BV <sub>EBO</sub> Volts	BV <sub>CER</sub> (10K) Volts	H <sub>FE</sub> Min	I <sub>GT</sub> Max mA	V <sub>GT</sub> Max Volts	I <sub>T</sub> Max mA	I <sub>T Pk</sub> Max mA	I <sub>TSM</sub> Max mA	I <sub>H</sub> Max mA	P <sub>D</sub> Max mW	Package/Outline No.
ECG239	PNP	-70	-70	-70	0.1	1.0	0.8	50	100	500	1.0	200	TO-72 Fig. 58
	NPN	70	5	70	15	1.0	1.2						

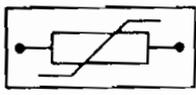
## Bilateral Trigger Diodes (DIAC's)



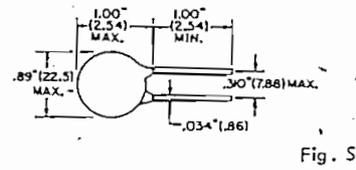
ECG Type	I <sub>Pulse</sub> Amps	BV <sub>F</sub> Volts	BV <sub>R</sub> Volts	BI <sub>F</sub> Max mA	BI <sub>R</sub> Max mA	ΔV <sub>F</sub> Volts	ΔV <sub>R</sub> Volts	P <sub>D</sub> mW		Package/Outline No.
								DO-7	TO-92	
ECG6406	2	20 ± 4	20 ± 4	1	1	6	6	250	300	DO-7 Fig. 59 TO-92 Fig. S10
ECG6407	2	28 ± 4	28 ± 4	1	1	6	6	250	300	
ECG6408	2	32 ± 4	32 ± 4	1	1	6	6	250	300	



## Metal Oxide Varistor (MOV)

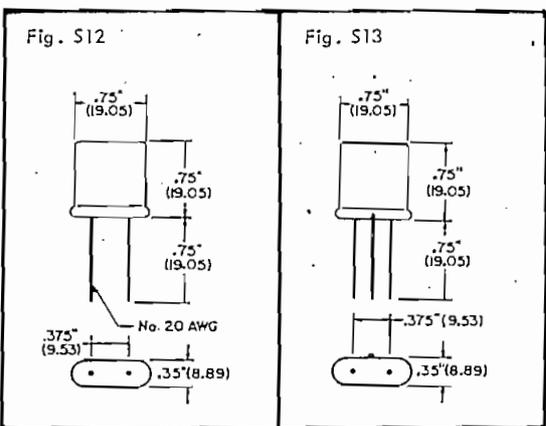


ECG Type	RMS Volts	Recurrent Peak Idle Volts	Energy Joules	Avg. Power Diss. Watts	I <sub>Peak</sub> 20 μsec Amps	Outline No.
ECG524	150	212	20	0.85	4000	Fig. S11
ECG524V13	130	185	20	0.8	2500	Fig. S11



## Quartz Oscillator Crystals

ECG Type	Frequency MHz	Frequency Tolerance % at 25°C	Load Capacitance pF	Capacitance (Pin to Pin) pF Max.	Effective Resistance Ohms Max.	Operating Temperature Range °C	Temperature Drift %	Outline No.
ECG358	3.579545	± .003	Parallel Res. 18 ± .5	7	100	+20 to +65	± .003	S12
ECG358A	3.579545	± .003	Series Res.	7	100	+20 to +65	± .003	S13
ECG358B	3.579545	± .003	Parallel Res. 34.7 ± .5	7	100	+20 to +65	± .003	S12





**MOTOROLA**

# MC14022B

## OCTAL COUNTER/DIVER

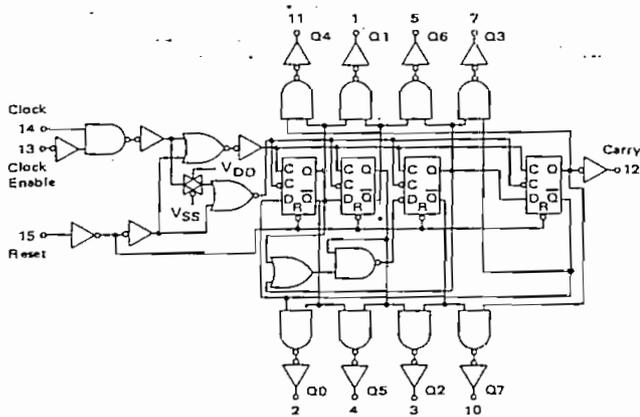
The MC14022B is a four-stage Johnson octal counter with built-in code converter. High-speed operation and spike-free outputs are obtained by use of a Johnson octal counter design. The eight decoded outputs are normally low, and go high only at their appropriate octal time period. The output changes occur on the positive-going edge of the clock pulse. This part can be used in frequency division applications as well as octal counter or octal decode display applications.

- Fully Static Operation
- DC Clock Input Circuit Allows Slow Rise Times
- Carry Out Output for Cascading
- 12 MHz (typical) Operation @  $V_{DD} = 10$  Vdc
- Divide-by-N Counting
- Quiescent Current = 5.0 nA/package Typical @ 5 Vdc
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4022B

### MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to $V_{SS}$ )

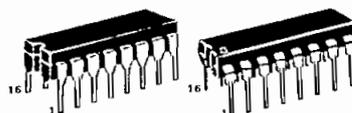
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	$V_{DD}$	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	$V_{in}$	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device	$T_A$	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C

### LOGIC DIAGRAM



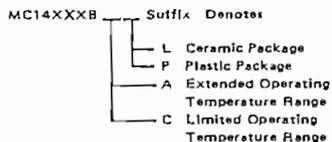
## CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)  
OCTAL COUNTER/DIVIDER



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620  
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

### ORDERING INFORMATION

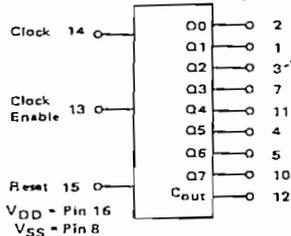


### FUNCTIONAL TRUTH TABLE (Positive Logic)

CLOCK	CLOCK ENABLE	RESET	OUTPUT = n
0	X	0	n
X	1	0	n
1	0	0	n+1
X	X	0	n
1	1	0	n+1
X	X	0	n
X	X	1	00

X Don't Care If n < 4 Carry = 1, Otherwise = 0

### BLOCK DIAGRAM



7

MC14022B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0  V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	"0" Level  V <sub>OL</sub>	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	Vdc
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
	"1" Level  V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-	Vdc
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	
		15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	
Input Voltage <sup>#</sup> (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)  (V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	"0" Level  V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	Vdc
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	
		15	-	4.0	-	6.75	4.0	-	4.0	
	"1" Level  V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	Vdc
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0	-	
Output Drive Current (AL Device) Source (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  Sink (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.2	-	-1.0	-1.7	-	-0.7	-	mA <sub>dc</sub>
		5.0	-0.25	-	-0.2	-0.36	-	-0.14	-	
		10	-0.62	-	-0.5	-0.9	-	-0.35	-	
		15	-1.8	-	-1.5	-3.5	-	-1.1	-	
	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	-	0.51	0.88	-	0.36	-	mA <sub>dc</sub>
		10	1.6	-	1.3	2.25	-	0.9	-	
15	4.2	-	3.4	8.8	-	2.4	-			
Output Drive Current (CL/CP Device) Source (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  Sink (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.0	-	-0.8	-1.7	-	-0.6	-	mA <sub>dc</sub>
		5.0	-0.2	-	-0.16	-0.36	-	-0.12	-	
		10	-0.5	-	-0.4	-0.9	-	-0.3	-	
		15	-1.4	-	-1.2	-3.5	-	-1.0	-	
	I <sub>OL</sub>	5.0	0.52	-	0.44	0.88	-	0.36	-	mA <sub>dc</sub>
		10	1.3	-	1.1	2.25	-	0.9	-	
15	3.6	-	3.0	8.8	-	2.4	-			
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	-	±0.1	-	±0.00001	±0.1	-	±1.0	μA <sub>dc</sub>
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	-	±0.3	-	±0.00001	±0.3	-	±1.0	μA <sub>dc</sub>
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	-	-	-	-	5.0	7.5	-	-	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	-	5.0	-	0.005	5.0	-	150	μA <sub>dc</sub>
		10	-	10	-	0.010	10	-	300	
		15	-	20	-	0.015	20	-	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	-	20	-	0.005	20	-	150	μA <sub>dc</sub>
		10	-	40	-	0.010	40	-	300	
		15	-	80	-	0.015	80	-	600	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (0.28 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μA <sub>dc</sub>
		10	I <sub>T</sub> = (0.56 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (0.85 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + 1.25 \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD} f$$

where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> < (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) < V<sub>DD</sub>.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).



MC14022B

SWITCHING CHARACTERISTICS\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>dC</sub>	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise Time τ <sub>TLH</sub> = (3.0 ns/pF) C <sub>L</sub> + 30 ns τ <sub>TLH</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 15 ns τ <sub>TLH</sub> = (1.1 ns/pF) C <sub>L</sub> + 10 ns	τ <sub>TLH</sub>	5.0 10 15	— — —	180 90 65	360 180 130	ns
Output Fall Time τ <sub>THL</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 25 ns τ <sub>THL</sub> = (0.75 ns/pF) C <sub>L</sub> + 12.5 ns τ <sub>THL</sub> = (0.55 ns/pF) C <sub>L</sub> + 12.5 ns	τ <sub>THL</sub>	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time Reset to Decode Output τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 415 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 197 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 150 ns	τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	500 230 175	1000 460 350	ns
Propagation Delay Time Clock to C <sub>out</sub> τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 315 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 142 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 100 ns	τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	400 175 125	800 350 250	ns
Propagation Delay Time Clock to Decode Output τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 415 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 197 ns τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 150 ns	τ <sub>PLH</sub> , τ <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	500 230 175	1000 460 350	ns
Turn-Off Delay Time Reset to C <sub>out</sub> τ <sub>PLH</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 315 ns τ <sub>PLH</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 142 ns τ <sub>PLH</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 100 ns	τ <sub>PLH</sub>	5.0 10 15	— — —	400 175 125	800 350 250	ns
Clock Pulse Width	t <sub>WH</sub>	5.0 10 15	250 100 75	125 50 35	— — —	ns
Clock Frequency	f <sub>cl</sub>	5.0 10 15	— — —	5.0 12 16	2.0 5.0 6.7	MHz
Reset Pulse Width	t <sub>WH</sub>	5.0 10 15	500 250 190	250 125 95	— — —	ns
Reset Removal Time	t <sub>rem</sub>	5.0 10 15	750 275 210	375 135 105	— — —	ns
Clock Input Rise and Fall Time	τ <sub>TLH</sub> , τ <sub>THL</sub>	5.0 10 15	No Limit			—
Clock Enable Setup Time	t <sub>su</sub>	5.0 10 15	350 150 115	175 75 52	— — —	ns
Clock Enable Removal Time	t <sub>rem</sub>	5.0 10 15	420 200 140	260 100 70	— — —	ns

\*The formula given is for the typical characteristics only.



**MOTOROLA**

# MC14040B

## 12-BIT BINARY COUNTER

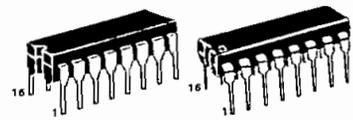
The MC14040B 12-stage binary counter is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. This part is designed with an input wave shaping circuit and 12 stages of ripple-carry binary counter. The device advances the count on the negative-going edge of the clock pulse. Applications include time delay circuits, counter controls, and frequency-driving circuits.

- Fully Static Operation
- Quiescent Current = 15.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Noise Immunity = 45% of V<sub>DD</sub> typical
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Low Input Capacitance = 5.0 pF typical
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range.
- Common Reset Line
- 13 MHz Typical Counting Rate @ V<sub>DD</sub> = 15 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4040B

## CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

## 12-BIT BINARY COUNTER



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620

P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648

### ORDERING INFORMATION

MC14XXXB	Suffix	Denotes
	L	Ceramic Package
	P	Plastic Package
	A	Extended Operating Temperature Range
	C	Limited Operating Temperature Range

### MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)

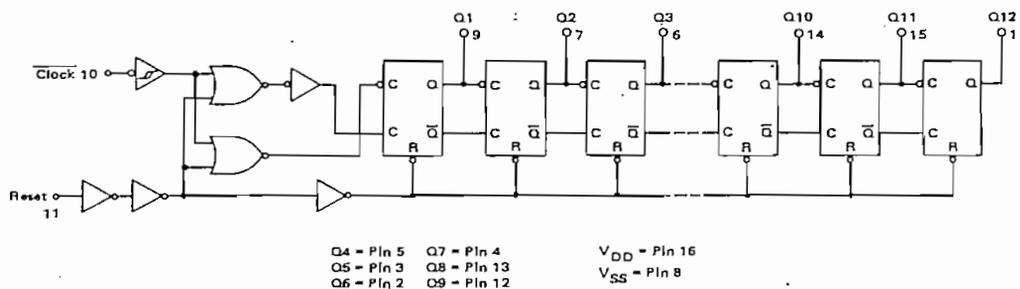
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>In</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

### TRUTH TABLE

CLOCK	RESET	OUTPUT STATE
	0	No Change
	0	Advance to next state
X	1	All Outputs are low

X = Don't Care

### LOGIC DIAGRAM



# MC14040B

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	"0" Level V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage <sup>#</sup>	"0" Level V <sub>IL</sub> (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V <sub>IH</sub> (V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device)	Source I <sub>OH</sub> (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	5.0	-1.2	—	-1.0	-1.7	—	-0.7	—	mA <sub>dc</sub>
		10	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	-0.14	—	
		15	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—	
	Sink I <sub>OL</sub> (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	5.0	0.64	—	0.51 <sub>k</sub>	0.88	—	0.36	—	mA <sub>dc</sub>
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device)	Source I <sub>OH</sub> (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	5.0	-1.0	—	-0.8	-1.7	—	-0.6	—	mA <sub>dc</sub>
		10	-0.2	—	-0.16	-0.36	—	-0.12	—	
		15	-0.5	—	-0.4	-0.9	—	-0.3	—	
	Sink I <sub>OL</sub> (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mA <sub>dc</sub>
		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μA <sub>dc</sub>
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>OD</sub>	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μA <sub>dc</sub>
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	80	—	0.015	80	—	600	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (0.42 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μA <sub>dc</sub>
		10	I <sub>T</sub> = (0.85 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (1.43 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc

2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc

2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + 1 \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD} f$$

where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> < (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) < V<sub>DD</sub>.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

# MC14040B

SWITCHING CHARACTERISTICS\* ( $C_L = 50 \text{ pF}, T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5,0 10 15	— — —	180 90 65	360 180 130	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5,0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time $t_{PHL}, t_{PLH} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 315 \text{ ns}$ $t_{PHL}, t_{PLH} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 137 \text{ ns}$ $t_{PHL}, t_{PLH} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 95 \text{ ns}$	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5,0 10 15	— — —	400 170 120	800 340 240	ns
Clock to Q12 $t_{PHL}, t_{PLH} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 2415 \text{ ns}$ $t_{PHL}, t_{PLH} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 867 \text{ ns}$ $t_{PHL}, t_{PLH} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 475 \text{ ns}$		5,0 10 15	— — —	2,5 0,9 0,5	5,0 1,8 1,4	ns
Propagation Delay Time Reset to $Q_n$ $t_{PHL} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 485 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 182 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 145 \text{ ns}$	$t_{PHL}$	5,0 10 15	— — —	570 215 170	1620 600 450	ns
Clock Pulse Width	$t_{WH}$	5,0 10 15	385 150 115	140 55 38	— — —	ns
Clock Pulse Frequency	$f_{cl}$	5,0 10 15	— — —	3,5 9,0 13	1,5 3,5 4,5	MHz
Clock Rise and Fall Time	$t_{TLH}, t_{THL}$	5,0 10 15	No Limit			ns
Reset Pulse Width	$t_{WH}$	5,0 10 15	960 360 270	320 120 80	— — —	ns

\*The formula given is for the typical characteristics only.

FIGURE 1 — POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

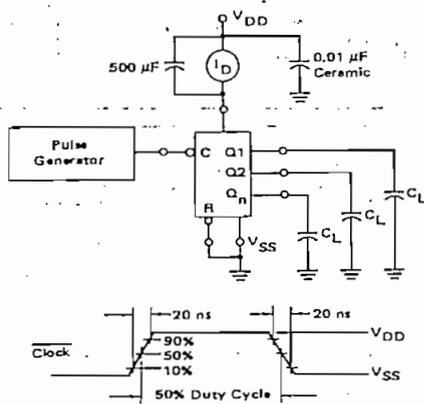
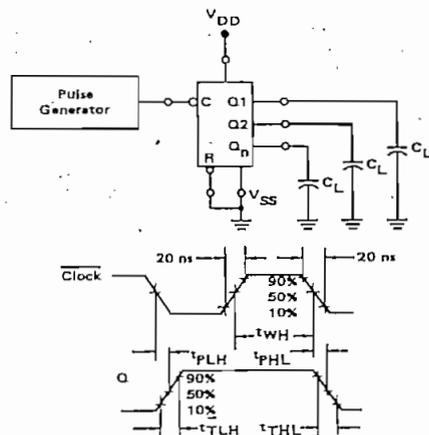


FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS





MOTOROLA

# MC14511B

## BCD-TO-SEVEN SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

The MC14511B BCD-to-seven segment latch/decoder/driver is constructed with complementary MOS (CMOS) enhancement mode devices and NPN bipolar output drivers in a single monolithic structure. The circuit provides the functions of a 4-bit storage latch, an 8421 BCD-to-seven segment decoder, and an output drive capability. Lamp test (LT), blanking (BI), and latch enable (LE) inputs are used to test the display, to turn-off or pulse modulate the brightness of the display, and to store a BCD code, respectively. It can be used with seven-segment light emitting diodes (LED), incandescent, fluorescent, gas discharge, or liquid crystal readouts either directly or indirectly.

Applications include instrument (e.g., counter, DVM, etc.) display driver, computer/calculator display driver, cockpit display driver, and various clock, watch, and timer uses.

- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Logic Circuit Power Dissipation
- High-Current Sourcing Outputs (Up to 25 mA)
- Latch Storage of Code
- Blanking Input
- Lamp Test Provision
- Readout Blanking on all Illegal Input Combinations
- Lamp Intensity Modulation Capability
- Time Share (Multiplexing) Facility
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range.

## CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

## BCD-TO-SEVEN SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

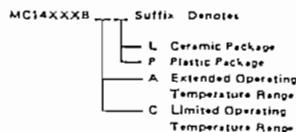


L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620



P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

### ORDERING INFORMATION



### MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>).

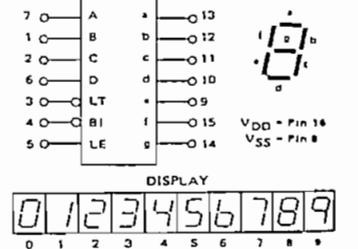
Rating	Symbol	Value	Unit
OC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Input Pin	I	10	mA <sub>dc</sub>
Operating Temperature Range — AL Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
Operating Temperature Range — CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	
Maximum Output Drive Current (Source) per Output	I <sub>OHmax</sub>	25	mA
Maximum Continuous Output Power (Source) per Output ‡	P <sub>OHmax</sub>	50	mW

‡ P<sub>OHmax</sub> = I<sub>OH</sub> (V<sub>DO</sub> - V<sub>OH</sub>)

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. A destructive high current mode may occur if V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> is not constrained to the range V<sub>SS</sub> < (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) < V<sub>DD</sub>.

Due to the sourcing capability of this circuit, damage can occur to the device if V<sub>DD</sub> is applied, and the outputs are shorted to V<sub>SS</sub> and are at a logical 1 (See Maximum Ratings).

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).



### TRUTH TABLE

INPUTS				OUTPUTS							
LE	BI	LT	DCBA	a	b	c	d	e	f	g	Display
X	X	0	X X X X	1	1	1	1	1	1	1	•
X	0	1	X X X X	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	0 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	•
0	1	1	0 0 0 1	1	1	1	0	0	0	0	•
0	1	1	0 0 1 0	1	1	0	1	1	0	0	•
0	1	1	0 0 1 1	1	1	1	1	0	0	0	•
0	1	1	0 1 0 0	0	1	1	0	0	1	1	•
0	1	1	0 1 0 1	0	1	1	1	0	1	1	•
0	1	1	0 1 1 0	0	1	0	1	1	1	1	•
0	1	1	0 1 1 1	0	1	1	1	1	0	0	•
0	1	1	1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	•
0	1	1	1 0 0 1	1	1	1	0	0	0	1	•
0	1	1	1 0 1 0	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	1 0 1 1	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	1 1 0 0	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	1 1 0 1	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	1 1 1 0	0	0	0	0	0	0	0	•
0	1	1	1 1 1 1	0	0	0	0	0	0	0	•
1	1	1	X X X X	X	X	X	X	X	X	X	•

X = Don't Care  
 \* Depends upon the BCD code previously stored when LE = 0

MC14511B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage "0" Level V <sub>in</sub> = V <sub>OO</sub> or 0	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>OO</sub>	V <sub>OH</sub>	5.0	4.1	—	4.1	4.57	—	4.1	—	Vdc
			10	—	—	9.1	9.58	—	9.1	—	
			15	14.1	—	14.1	14.59	—	14.1	—	
Input Voltage# "0" Level (V <sub>O</sub> = 3.8 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 8.8 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.8 or 1.5 Vdc)	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level (V <sub>O</sub> = 0.5 or 3.8 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 8.8 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.8 Vdc)	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Voltage (AL Device) Source	V <sub>OH</sub>	5.0	4.10	—	4.10	4.57	—	4.1	—	Vdc	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	—	—	—	4.24	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	—	—	3.5		—
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	3.90	—	3.90	4.12	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	3.94	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	3.40	—	3.40	3.75	—	3.0		—
		10	(I <sub>OH</sub> = 25 mAcl)	—	—	—	3.54	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	9.10	—	9.10	9.58	—	9.1	—	
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	9.26	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	9.00	—	9.00	9.17	—	8.6	—	
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	9.04	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	8.60	—	8.60	8.90	—	8.2	—	
		15	(I <sub>OH</sub> = 25 mAcl)	—	—	—	8.75	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	14.1	—	14.1	14.59	—	14.1	—	
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	14.27	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	14.0	—	14.0	14.18	—	13.6	—	
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	14.07	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	13.6	—	13.6	13.95	—	13.2	—	
Output Drive Voltage (CL/CP Device) Source	V <sub>OH</sub>	5.0	4.10	—	4.10	4.57	—	4.1	—	Vdc	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	—	—	—	4.24	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	—	—	3.3		—
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	3.60	—	3.60	4.12	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	3.94	—	—		—
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	2.80	—	2.80	3.75	—	2.5		—
		10	(I <sub>OH</sub> = 25 mAcl)	—	—	—	3.54	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	9.10	—	9.10	9.58	—	9.1	—	
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	9.26	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	8.75	—	8.75	9.17	—	8.45	—	
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	9.04	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	8.10	—	8.10	8.90	—	7.8	—	
		15	(I <sub>OH</sub> = 25 mAcl)	—	—	—	8.75	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 0 mAcl)	14.1	—	14.1	14.59	—	14.1	—	
			(I <sub>OH</sub> = 5.0 mAcl)	—	—	—	14.27	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 10 mAcl)	13.75	—	13.75	14.18	—	13.45	—	
			(I <sub>OH</sub> = 15 mAcl)	—	—	—	14.07	—	—	—	
			(I <sub>OH</sub> = 20 mAcl)	13.1	—	13.1	13.95	—	12.8	—	
Output Drive Current (AL Device) Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAcl	
		(V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc)	10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9		—
		(V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc)	15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4		—
		(V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	—	—	—	—	—	—	—		—
Output Drive Current (CL/CP Device) Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAcl	
		(V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc)	10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9		—
		(V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc)	15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4		—
		(V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	—	—	—	—	—	—	—		—

(Continued)



MC14511B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1†	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	µAdc
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	µAdc
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	µAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	µAdc
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	80	—	0.015	80	—	600	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.9 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							µAdc
		10	I <sub>T</sub> = (3.8 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							
		15	I <sub>T</sub> = (5.7 µA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.  
 †T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.  
 ‡Noise immunity specified for worst-case input combination.  
 Noise Margin for both "1" and "0" level =  
 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
 2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
 2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:  
 I<sub>T</sub>(C<sub>L</sub>) = I<sub>T</sub>(50 pF) + 3.5 × 10<sup>-3</sup> (C<sub>L</sub> - 50) V<sub>DD</sub>f  
 where: I<sub>T</sub> is in µA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc,  
 and f in kHz is input frequency.  
 \*\*The formulas given are for the typical  
 characteristics only at 25°C.

SWITCHING CHARACTERISTICS\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise Time †T <sub>TLH</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 50 ns -T <sub>TLH</sub> = (0.75 ns/pF) C <sub>L</sub> + 37.5 ns ‡T <sub>TLH</sub> = (0.55 ns/pF) C <sub>L</sub> + 37.5 ns	†T <sub>TLH</sub>	5.0	—	40	80	ns
		10	—	30	60	
		15	—	25	50	
Output Fall Time †T <sub>FHL</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 50 ns -T <sub>FHL</sub> = (0.75 ns/pF) C <sub>L</sub> + 37.5 ns ‡T <sub>FHL</sub> = (0.55 ns/pF) C <sub>L</sub> + 37.5 ns	†T <sub>FHL</sub>	5.0	—	125	250	ns
		10	—	75	150	
		15	—	65	130	
Data Propagation Delay Time †P <sub>LH</sub> = (0.40 ns/pF) C <sub>L</sub> + 620 ns ‡P <sub>LH</sub> = (0.25 ns/pF) C <sub>L</sub> + 237.5 ns §P <sub>LH</sub> = (0.20 ns/pF) C <sub>L</sub> + 165 ns †P <sub>HL</sub> = (1.3 ns/pF) C <sub>L</sub> + 655 ns ‡P <sub>HL</sub> = (0.60 ns/pF) C <sub>L</sub> + 260 ns §P <sub>HL</sub> = (0.35 ns/pF) C <sub>L</sub> + 182.5 ns	†P <sub>LH</sub>	5.0	—	640	1280	ns
		10	—	250	500	
		15	—	175	350	
	‡P <sub>HL</sub>	5.0	—	720	1440	ns
		10	—	290	580	
		15	—	200	400	
Blank Propagation Delay Time †P <sub>LH</sub> = (0.30 ns/pF) C <sub>L</sub> + 305 ns ‡P <sub>LH</sub> = (0.25 ns/pF) C <sub>L</sub> + 117.5 ns §P <sub>LH</sub> = (0.15 ns/pF) C <sub>L</sub> + 92.5 ns †P <sub>HL</sub> = (0.85 ns/pF) C <sub>L</sub> + 442.5 ns ‡P <sub>HL</sub> = (0.45 ns/pF) C <sub>L</sub> + 177.5 ns §P <sub>HL</sub> = (0.35 ns/pF) C <sub>L</sub> + 142.5 ns	†P <sub>LH</sub>	5.0	—	600	750	ns
		10	—	200	300	
		15	—	150	220	
	‡P <sub>HL</sub>	5.0	—	485	970	ns
		10	—	200	400	
		15	—	160	320	
Lamp Test Propagation Delay Time †P <sub>LH</sub> = (0.45 ns/pF) C <sub>L</sub> + 290.5 ns ‡P <sub>LH</sub> = (0.25 ns/pF) C <sub>L</sub> + 112.5 ns §P <sub>LH</sub> = (0.20 ns/pF) C <sub>L</sub> + 80 ns †P <sub>HL</sub> = (1.3 ns/pF) C <sub>L</sub> + 248 ns ‡P <sub>HL</sub> = (0.45 ns/pF) C <sub>L</sub> + 102.5 ns §P <sub>HL</sub> = (0.35 ns/pF) C <sub>L</sub> + 72.5 ns	†P <sub>LH</sub>	5.0	—	313	625	ns
		10	—	125	250	
		15	—	90	180	
	‡P <sub>HL</sub>	5.0	—	313	625	ns
		10	—	125	250	
		15	—	90	180	
Setup Time	t <sub>su</sub>	5.0	180	90	—	ns
		10	76	38	—	
		15	40	20	—	
		5.0	0	-90	—	ns
Hold Time	t <sub>h</sub>	10	0	-38	—	
		15	0	-20	—	
		5.0	520	260	—	ns
Latch Enable Pulse Width	t <sub>wL</sub>	10	220	110	—	
		15	130	65	—	

\*The formula given is for the typical characteristics only.



**MOTOROLA**

# MC14516B

## BINARY UP/DOWN COUNTER

The MC14516B is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. This complementary MOS circuit finds primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired.

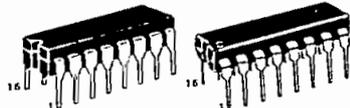
This binary presettable up/down counter may be used as a counting/frequency synthesizer, in A/D and D/A conversion, for up/down counting, for magnitude and sign generation, and for difference counting.

- Quiescent Current = 5.0nA/package typical @ 5.0 Vdc
- Noise immunity = 45% of V<sub>DD</sub> typical
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Low Input Capacitance — 5.0 pF typical
- Internally Synchronous for High Speed
- Logic Edge-Clocked Design — Count Occurs on Positive Going Edge of Clock
- 5.0-MHz Counting Rate
- Single Pin Reset
- Asynchronous Preset Enable Operation
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range

## CMOS MSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

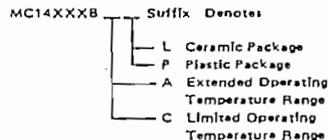
## BINARY UP/DOWN COUNTER



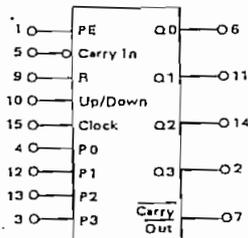
L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620

P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648

### ORDERING INFORMATION



### BLOCK DIAGRAM



V<sub>DD</sub> - Pin 16  
V<sub>SS</sub> - Pin 8

### MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

### TRUTH TABLE

CARRY IN	UP/DOWN	PRESET ENABLE	RESET	ACTION
1	X	0	0	No Count
0	1	0	0	Count Up
0	0	0	0	Count Down
X	X	1	0	Preset
X	X	X	1	Reset

X = Don't Care

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> < (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) < V<sub>DD</sub>.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage "0" Level V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0  "1" Level V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage <sup>#</sup> (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)  (V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc	
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—		
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—		
Output Drive Current (AL Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	-1.2	—	-1.0	-1.7	—	-0.7	—	mAdc	
		10	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	-0.14	—		
		15	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—		
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Output Drive Current (CL/CP Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	-1.0	—	-0.8	-1.7	—	-0.6	—	mAdc	
		10	-0.2	—	-0.16	-0.36	—	-0.12	—		
		15	-0.5	—	-0.4	-0.9	—	-0.3	—		
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—		
		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—		
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μAdc	
		10	—	40	—	0.010	40	—	300		
		15	—	80	—	0.015	80	—	600		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (0.58 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								μAdc
		10	I <sub>T</sub> = (1.2 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								
		15	I <sub>T</sub> = (1.7 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								

7

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.  
 T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.  
 #Noise immunity specified for worst-case input combination.  
 Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
 2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
 2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:  
 I<sub>T</sub>(C<sub>L</sub>) = I<sub>T</sub>(50 pF) + 1 × 10<sup>-3</sup> (C<sub>L</sub> - 50) V<sub>DD</sub>f  
 where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.  
 \*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

MC14516B

SWITCHING CHARACTERISTICS\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub>	All Types			Unit
			Min	Typ	Max	
Output Rise Time t <sub>TLH</sub> = (3.0 ns/pF) C <sub>L</sub> + 30 ns t <sub>TLH</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 15 ns t <sub>TLH</sub> = (1.1 ns/pF) C <sub>L</sub> + 10 ns	t <sub>TLH</sub>	5.0 10 15	— — —	180 90 65	360 180 130	ns
Output Fall Time t <sub>THL</sub> = (1.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 25 ns t <sub>THL</sub> = (0.75 ns/pF) C <sub>L</sub> + 12.5 ns t <sub>THL</sub> = (0.55 ns/pF) C <sub>L</sub> + 9.5 ns	t <sub>THL</sub>	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time Clock to Q t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 230 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 97 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 75 ns	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	315 130 100	630 260 200	ns
Clock to Carry Out t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 230 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 97 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 75 ns	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	315 130 100	630 260 200	ns
Carry In to Carry Out t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 95 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 35 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.5 ns/pF C <sub>L</sub> + 35 ns	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	180 80 60	360 160 120	ns
Preset or Reset to Q t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 230 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 97 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 75 ns	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	315 130 100	630 360 200	ns
Preset or Reset to Carry Out t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (1.7 ns/pF) C <sub>L</sub> + 465 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.66 ns/pF) C <sub>L</sub> + 192 ns t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = (0.5 ns/pF) C <sub>L</sub> + 125 ns	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	550 225 150	1100 450 300	ns
Clock Pulse Width	t <sub>WH</sub>	5.0 10 15	350 170 140	200 100 75	— — —	ns
Clock Pulse Frequency	f <sub>cl</sub>	5.0 10 15	— — —	3.0 6.0 8.0	1.5 3.0 4.0	MHz
Preset or Reset Removal Time **	t <sub>rem</sub>	5.0 10 15	650 230 180	325 115 90	— — —	ns
Clock Rise and Fall Time	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5.0 10 15	— — —	— — —	15 15 15	μs
Carry In Setup Time	t <sub>su</sub>	5.0 10 15	260 120 100	130 60 50	— — —	ns
Up/Down Setup Time	t <sub>su</sub>	5.0 10 15	500 200 150	250 100 75	— — —	ns
Preset Enable Pulse Width	t <sub>WH</sub>	5.0 10 15	200 100 80	100 50 40	— — —	ns

\*The formula given is for the typical characteristics only.

\*\*The Preset or Reset signal must be low prior to a positive-going transition of the clock.

7



**MOTOROLA**

**DUAL UP COUNTERS**

The MC14518B dual BCD counter and the MC14520B dual binary counter are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each consists of two identical, independent, internally synchronous 4-stage counters. The counter stages are type D flip-flops, with interchangeable Clock and Enable lines for incrementing on either the positive-going or negative-going transition as required when cascading multiple stages. Each counter can be cleared by applying a high level on the Reset line. In addition, the MC14518B will count out of all undefined states within two clock periods. These complementary MOS up counters find primary use in multi-stage synchronous or ripple counting applications requiring low power dissipation and/or high noise immunity.

- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Noise Immunity = 45% of VDD typical
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Low Input Capacitance = 5.0 pF typical
- Internally Synchronous for High Internal and External Speeds
- Logic Edge-Clocked Design — Incremented on Positive Transition of Clock or Negative Transition on Enable
- 6.0 MHz Counting Rate
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range

**MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to VSS)**

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

**TRUTH TABLE**

CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
	1	0	Increment Counter
0		0	Increment Counter
	X	0	No Change
X		0	No Change
	0	0	No Change
1		0	No Change
X	X	1	Q0 thru Q3 = 0

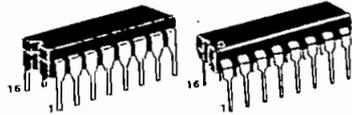
X = Don't Care

**MC14518B  
MC14520B**

**CMOS MSI**

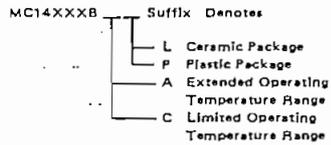
(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

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

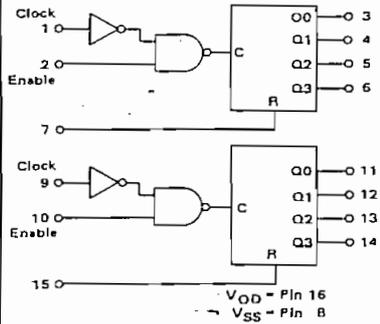


**L SUFFIX** CERAMIC PACKAGE CASE 620  
**P SUFFIX** PLASTIC PACKAGE CASE 648

**ORDERING INFORMATION**



**BLOCK DIAGRAM**



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltage to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> < (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) < V<sub>DD</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

MC14518B • MC14520B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 "0" Level	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub> "1" Level	V <sub>DH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage <sup>#</sup> (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc) "0" Level	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc) Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.2	—	-1.0	-1.7	—	-0.7	—	mA <sub>dc</sub>	
		10	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	-0.14	—		
		15	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—		
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mA <sub>dc</sub>
			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc) Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.0	—	-0.8	-1.7	—	-0.6	—	mA <sub>dc</sub>	
		10	-0.2	—	-0.16	-0.36	—	-0.12	—		
		15	-0.5	—	-0.4	-0.9	—	-0.3	—		
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mA <sub>dc</sub>
			10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
			15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>	
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μA <sub>dc</sub>	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μA <sub>dc</sub>	
		10	—	40	—	0.010	40	—	300		
		15	—	80	—	0.015	80	—	600		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (0.6 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> † I <sub>T</sub> = (1.2 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> † I <sub>T</sub> = (1.7 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> †							μA <sub>dc</sub>	

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc

2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc

2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + 2 \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD} f$$

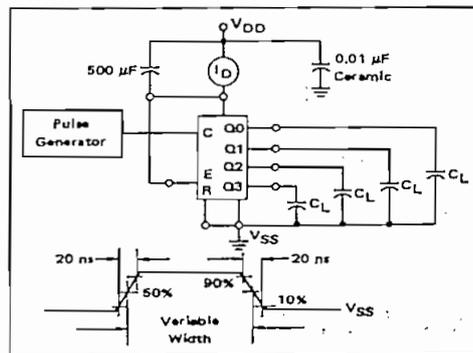
where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

SWITCHING CHARACTERISTICS\* ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$	All Types			Unit
			Min	Typ	Max	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	180 90 65	360 180 130	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time Clock to Q/Enable to Q $t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 215 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 97 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 75 \text{ ns}$ Reset to Q $t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 265 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 117 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 95 \text{ ns}$	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5.0 10 15	— — —	280 115 80	560 230 160	ns
Clock Pulse Width	$t_{WH}$ $t_{WL}$	5.0 10 15	200 100 70	100 50 35	— — —	ns
Clock Pulse Frequency	$f_{cl}$	5.0 10 15	— — —	2.5 6.0 8.0	1.5 3.0 4.0	MHz
Clock or Enable Rise and Fall Time	$t_{THL}, t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	— — —	15 15 15	$\mu\text{s}$
Enable Pulse Width	$t_{WH}(E)$	5.0 10 15	440 200 140	220 100 70	— — —	ns
Reset Pulse Width	$t_{WH}(R)$	5.0 10 15	250 110 80	125 55 40	— — —	ns

FIGURE 1 — POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



7



**MOTOROLA**

**MC14585B**

**4-BIT MAGNITUDE COMPARATOR**

The MC14585B 4-Bit Magnitude Comparator is constructed with complementary MOS (CMOS) enhancement mode devices. The circuit has eight comparing inputs (A3, B3, A2, B2, A1, B1, A0, B0), three cascading inputs (A<B, A=B, and A>B), and three outputs (A<B, A=B, and A>B). This device compares two 4-bit words (A and B) and determines whether they are "less than", "equal to", or "greater than" by a high level on the appropriate output. For words greater than 4-bits, units can be cascaded by connecting outputs (A<B), and (A=B) to the corresponding inputs of the next significant comparator (input A>B is connected to a high). Inputs (A<B), (A=B), and (A>B) on the least significant (first) comparator are connected to a low, a high, and a high, respectively.

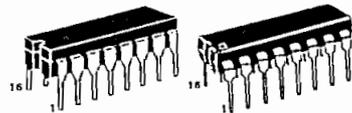
Applications include logic in CPU's, correction and/or detection of instrumentation conditions, comparator in testers, converters, and controls.

- Diode Protection on All Inputs
- Noise Immunity = 45% of V<sub>DD</sub> typical
- High Fanout > 50
- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Expandable
- Applicable to Binary or B421-BCD Code
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range

**CMOS MSI**

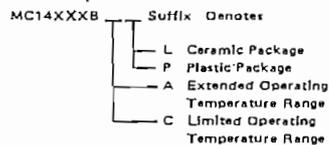
(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)

**4-BIT MAGNITUDE COMPARATOR**



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620  
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

**ORDERING INFORMATION**



**MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)**

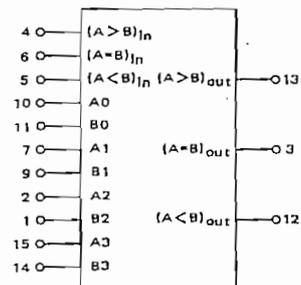
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

**TRUTH TABLE**

COMPARING INPUTS				CASCADING			OUTPUTS		
A3, B3	A2, B2	A1, B1	A0, B0	A<B	A=B	A>B	A<B	A=B	A>B
A3>B3	X	X	X	X	X	1	0	0	1
A3=B3	A2>B2	X	X	X	X	1	0	0	1
A3=B3	A2=B2	A1>B1	X	X	X	1	0	0	1
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0>B0	X	X	1	0	0	1
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	0	0	1	0	0	1
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	0	1	1	0	1	0
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	1	0	1	1	0	0
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0<B0	X	X	X	1	0	0
A3=B3	A2=B2	A1<B1	X	X	X	X	1	0	0
A3=B3	A2<B2	X	X	X	X	X	1	0	0
A3<B3	X	X	X	X	X	X	1	0	0

X = Don't Care

**BLOCK DIAGRAM**



V<sub>DD</sub> = Pin 16  
V<sub>SS</sub> = Pin 8



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			T <sub>high</sub> *		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0  V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage <sup>#</sup> (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)  (V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Output Drive Current (AL Device) Source (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  Sink (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	IOH	5.0	-1.2	—	-1.0	-1.7	—	-0.7	—	mAdc
		10	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	-0.14	—	
		15	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—	
	IOL	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Output Drive Current (CL/CP Device) Source (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)  Sink (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)	IOH	5.0	-1.0	—	-0.8	-1.7	—	-0.6	—	mAdc
		10	-0.2	—	-0.16	-0.36	—	-0.12	—	
		15	-0.5	—	-0.4	-0.9	—	-0.3	—	
	IOL	5.0	0.52	—	0.44	0.88	—	0.36	—	mAdc
		10	1.3	—	1.1	2.25	—	0.9	—	
		15	3.6	—	3.0	8.8	—	2.4	—	
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	—	±0.3	—	±0.00001	±0.3	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	20	—	0.005	20	—	150	μAdc
		10	—	40	—	0.010	40	—	300	
		15	—	80	—	0.015	80	—	600	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0					I <sub>T</sub> = (0.6 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>			μAdc
10					I <sub>T</sub> = (1.2 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>					
15					I <sub>T</sub> = (1.8 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>					

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

\*T<sub>high</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc.  
2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + 1 \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD} f$$

where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

MC14585B

SWITCHING CHARACTERISTICS\* ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	180 90 65	360 180 130	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Turn-Off Delay Time $t_{PLH}, t_{PHL} = (1.7 \text{ ns/pF}) C_L + 345 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.66 \text{ ns/pF}) C_L + 147 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.5 \text{ ns/pF}) C_L + 105 \text{ ns}$	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5.0 10 15	— — —	430 180 130	860 360 260	ns

\*The formula given is for the typical characteristics only.

FIGURE 1 — DYNAMIC POWER DISSIPATION SIGNAL WAVEFORMS

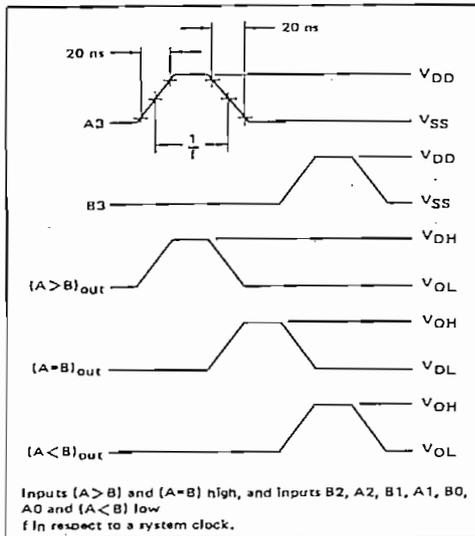
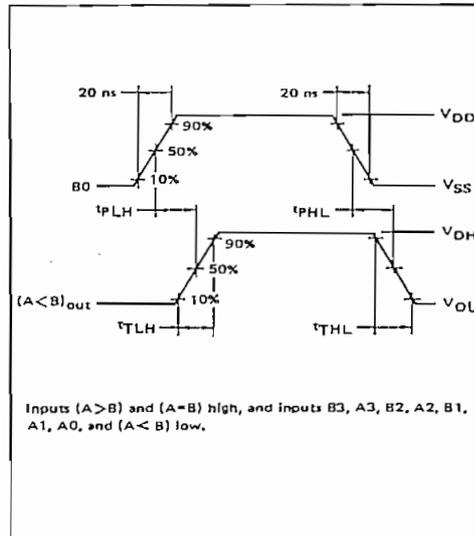


FIGURE 2 — DYNAMIC SIGNAL WAVEFORMS



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that  $V_{in}$  and  $V_{out}$  be constrained to the range  $V_{SS} < \{V_{in} \text{ or } V_{out}\} < V_{DD}$ .

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ).

ANEXO III

BIBLIOGRAFIA

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- (1) SHEINGOLD, Daniel H.: "Transducer Interfacing Handbook", Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, 1980.
- (2) ARTWICK, Bruce A.: "Microcomputer Interfacing", Prentice Hall, New Jersey, 1980.
- (3) HOLMAN, J.P.: "Métodos experimentales para Ingenieros", Mc Graw-Hill, México, 1977.
- (4) DOEBELIN, Ernest O.: "Measurement Systems", Mc Graw-Hill, Tokio, 1975.
- (5) KIEPE ELEKTRIK GMBH: "Instrucciones de montaje para el sensor de impulsos sin unión mecánica", Düsseldorf, 1979.
- (6) NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION: "C-MOS Databook", U.S.A., 1981.
- (7) MILLMAN - HALKIAS: "Integrated Electronics", Mc Graw-Hill, Tokio, 1972.

## BIBLIOGRAFIA ADICIONAL

GENERAL ELECTRIC: "Semiconductor Data Handbook", New York, 1971.

GENERAL ELECTRIC: "Silicon Controlled Switches", New York, 1974.

HEWLETT PACKARD: "Optoelectronics Designer's Handbook", U.S.A., 1978.

MILLMAN - TAUB: "Circuitos de Pulsos, Digitales y de Conmutación", McGraw-Hill, México, 1981.

MOTOROLA: "CMOS Integrated Circuits", U.S.A., 1978.

MOTOROLA: "Linear/Switchmode Voltaje Regulator Handbook", U.S.A., 1982.

STOUT - KAUFMAN: "Handbook of Microcircuit Design and Application", McGraw-Hill, New York, 1980.

SYLVANIA ECG SEMICONDUCTORS: "Master Replacement Guide", U.S.A., 1981.

TAUB - SCHILLING: "Digital Integrated Electronics", McGraw-Hill, New York, 1977.

TEXAS INSTRUMENTS: "The Linear Control Circuits Data Book", U.S.A., 1976.