

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

Incorporada a la Universidad Nacional Autónoma de México

Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

3/2
Ejemplar



**"DISEÑO DE UN ARRANCADOR ELECTRONICO PARA
MOTORES DE INDUCCION TIPO JAULA DE ARDILLA"**

TESIS CON
FALLA DE COPIA

TESIS PROFESIONAL

que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

presenta:

JOSE LUIS ROBLES LOPEZ



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

I N T R O D U C C I O N

El motor de inducción debido a sus características de robustez, seguridad y economía es el de mayor uso en el mundo, se supone que más de el 90% de la potencia instalada en motores eléctricos se produce con este tipo de motores.

Por desgracia estos motores presentan un serio inconveniente cuando son puestos en marcha, ya que debido a sus principios internos de operación demandan corrientes muy elevadas y entregan un par a su carga muy superior al necesario para iniciar el movimiento.

Este no es un problema nuevo, por lo que ya existen algunos métodos para regular estos efectos, una breve descripción de cada uno de ellos se expone en los antecedentes de esta tesis.

Con el desarrollo de dispositivos electrónicos de potencia que pueden ser gobernados con voltajes y corrientes muy pequeños, se presentan ahora nuevas opciones de solución, de las cuales se presenta una en este estudio.

El primer capítulo como lo indica su nombre describe un conjunto el comportamiento del sistema de arranque, y analiza por separado cada una de sus partes para explicar sus se-

finales externas partiendo desde su generación primaria.

En el capítulo 2 como una secuela del primero se consideran todas las variables externas que interesan al sistema de arranque para que pueda ser ajustado a cualquier condición.

El capítulo 3 muestra el presupuesto para el control electrónico que se usa como ejemplo en el capítulo uno, así como una lista de precios de algunos de los tiristores comercialmente disponibles, como guía para algún caso específico.

El objetivo de esta tesis no es el de presentar concretamente la mejor solución para los problemas que produce el motor de inducción en el arranque, sino el de exponer una de las opciones de las muchas que existen como solución.

ANTECEDENTES

El motor de inducción es una máquina en la que se transforma energía eléctrica en energía mecánica. Para su operación se requiere que la señal de la fuente de energía que lo alimenta sea alterna, aunque no necesariamente senoidal.

Sus elementos se pueden agrupar en dos conjuntos: el estator, que está formado por todas las partes inmóviles, y el rotor, formado por todas las partes giratorias.

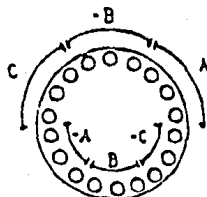
El rotor para el motor de inducción jaula de ardilla está constituido por: un conjunto de barras de cobre o aluminio, un par de anillos conductores, que cortocircuitan y distribuyen en forma cilíndrica las barras, y un eje, que es el encargado de entregar la energía mecánica.

El estator consta de: una lámina de acero en forma cilíndrica que sirve de soporte a un conjunto de láminas circulares ranuradas, de acero, que se encuentran aisladas entre sí mediante un barniz dieléctrico las cuales sujetan a los devanados de el estator.

La función de el estator es la de generar un campo magnético que circule (gire) alrededor de el rotor a una velocidad constante. La figura A.1 muestra esquemáticamente el cor

te transversal de el estator de un motor de inducción trifásico de dos polos y paso completo.

FIGURA A.1



Basado en este diagrama, la figura A.2-a muestra el comportamiento de el campo de el estator para cuatro instantes distintos de su operación, mismos que corresponden a los que han sido señalados en la gráfica de la figura A.2-b que muestra las señales de alimentación de las tres fases. Las cruces (x) dibujadas en los conductores de el estator indican corriente entrando y los puntos (.) corriente saliendo. Las flechas indican la dirección de el campo magnético que las corrientes generan, esto no significa que el campo esté concentrado en ese punto.

FIGURA A.2-a

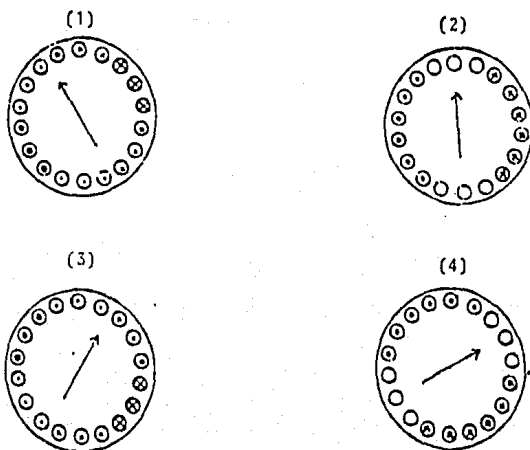
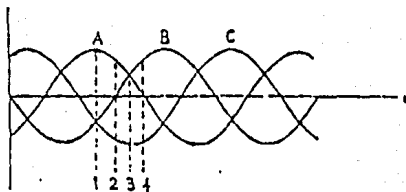


FIGURA A.2-b



En los diagramas de la figura A.2-a se puede observar -
 como el campo gira en sentido de las manecillas de el reloj

conforme pasa el tiempo.

El campo se distribuye senoidalmente en el área interna de el estator, siendo máximo en el punto al que la flecha apunta, este campo al girar atraviesa las barras de el rotor a cierta velocidad, lo que genera un voltaje. El voltaje generado, según la ley de Faraday depende de tres factores:

- La intensidad de el campo magnético de el estator.
- La velocidad relativa entre el campo de el estator y las barras del rotor.
- La longitud de las barras del rotor.

Al hacer el producto de estos tres factores se encuentra un valor que es proporcional al voltaje que se induce en las barras. Como el campo magnético de el estator es senoidal, el voltaje que se induce en el rotor también se distribuye senoidalmente.

El voltaje que se induce al rotor produce corrientes por todo su circuito y éstas generan el campo magnético de el rotor. En la figura A.3 se muestra la dirección de las corrientes y el campo inducido en el rotor.

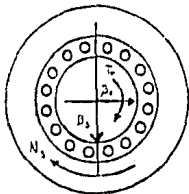
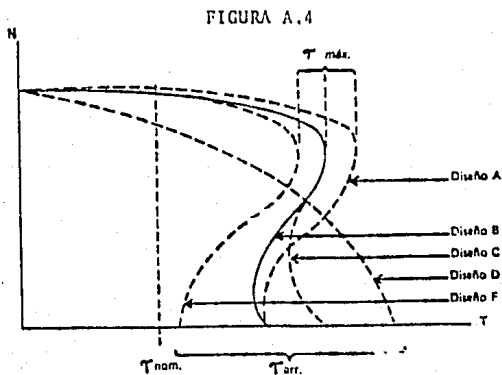


FIGURA A.3

Este campo inducido al rotor tiende a orientarse con el campo de el estator lo que produce que el motor gire y genere un par.

La operación de el motor de inducción es similar a la de un transformador, siendo el rotor y el estator, el secundario y el primario respectivamente. Cuando es puesto en marcha el motor, la velocidad relativa entre el campo y el rotor en reposo es la más grande. El voltaje inducido en esas condiciones es el mayor que puede tener el rotor en su operación normal y por lo tanto también lo son su corriente y la demandada a el estator.

En la figura A.4 se muestra el comportamiento típico del par en los distintos tipos de motor de inducción a voltaje pleno conforme aumenta su velocidad.



En los motores de gran potencia las corrientes que se producen cuando son puestos en marcha a su voltaje pleno podrían causar daños en la instalación de suministro o en la carga que mueve. Con el objeto de reducir estos efectos han sido diseñados algunos sistemas de arranque de tipo manual, semiautomático o automático.

En los arrancadores de tipo manual el operador controla todas las etapas del proceso de arranque. En los sistemas semiautomáticos el operador sólo debe iniciar la secuencia de operación y un arreglo de relevadores controla el proceso. En los sistemas automáticos un sensor que fue ajustado para operar cuando ciertas condiciones se cumplan inicia la secuencia. Los sistemas más usados son:

1) Resistencia primaria.

El método más simple para arrancar un motor a tensión reducida es en el que se usan resistencias en serie con los devanados del estator. Las resistencias actúan como divisores de voltaje y limitadoras de corriente. Generalmente la operación se hace en dos pasos, en el primero las resistencias se conectan en serie con la fuente de alimentación y los devanados y en el segundo las resistencias son eliminadas y el voltaje pleno llega al motor.

2) Reactancias.

Las reactancias actúan en igual forma que las resisten-

cias, éstas se conectan en serie con los devanados de el estator, reduciendo la corriente y el voltaje en cada fase, su principal inconveniente es el de aumentar la reactancia inductiva de el circuito y reducir así el factor de potencia. Sólo es recomendable cuando se requiere mucha disipación.

3) Autotransformador.

Este método también conocido como de compensador de arranque reduce el voltaje que llega a los devanados del estator usando autotransformadores reductores en paralelo entre la fuente y el motor.

Este procedimiento además de reducir el voltaje que llega al estator reduce la corriente que circula por la línea de alimentación sin afectar a la corriente que circula por los devanados de el estator. Algunos sistemas de este tipo son usados en configuración delta abierta pero como reducen aún más el par no son siempre recomendables.

4) Estrella-delta.

El sistema de cambio de conexión de estrella a delta se puede usar sólo en los motores que operan normalmente en delta. El cambio se hace por medio de un interruptor tripolar de dos posiciones que conecta primero los devanados en estrella a los terminales de la línea, esto reduce en los devanados en proporción de 1 a 3 el voltaje y la corriente a un

tercio de la que circula en condiciones normales. Cuando el motor tiene suficiente velocidad el interruptor cambia su posición y conecta los devanados en delta a la línea y el motor opere normalmente.

5) Devanado partido.

Algunos motores se pueden configurar para operar a 220 o 440 volts, los devanados se encuentran dispuestos en una forma que permite que los que pertenezcan a una misma fase puedan ser unidos en serie o paralelo. Cuando opera a 220 volts los devanados se deben unir en paralelo.

En el arranque por devanado partido el procedimiento se lleva a cabo en dos pasos: en el primero la mitad de los devanados se conectan al voltaje pleno, una vez que el motor alcanza su velocidad de régimen la segunda sección de los devanados se conecta. Con este procedimiento la corriente que demanda el motor se reduce a la mitad en el arranque sin reducir el voltaje.

CAPITULO I

PROPOSICION Y ANALISIS DEL SISTEMA DE ARRANQUE

Los motores de inducción al momento de ser energizados demandan en forma transitoria una cantidad de corriente y entregan un par muy elevados comparados con sus valores nominales. Este incremento se debe a las características internas propias de este tipo de motores.

Cualquier procedimiento que se use para controlar estos efectos en el motor de inducción tipo jaula de ardilla debe reducir el valor de la señal que lo alimenta, ya que no es posible cambiar el valor de sus parámetros internos como en el caso del motor de inducción con rotor devanado.

Al reducir la señal se debe entregar cuando menos la potencia mínima que requiere el motor para vencer el par que opone la carga, en caso contrario las condiciones extremas que se producen al arranque se tornan en estado permanente y podrían causar mayor daño que un arranque a tensión plena.

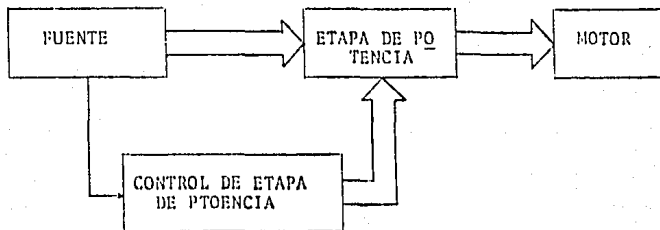
El sistema que se propone se divide en dos secciones que en su conjunto incluyen medios de ajuste que le permiten tener un amplio rango de operación. Las secciones en que se divide son:

- Etapa de potencia
- Control de etapa de potencia.

La etapa de potencia es la sección encargada de alterar la señal de alimentación que llega al motor y el control tiene la función de organizar los pasos en que se hace el arranque.

El diagrama a bloques de la figura 1.1 muestra la relación que existe entre las partes del sistema de arranque, la línea de alimentación y el motor. La descripción de cada sección se hace a continuación.

FIGURA 1.1.



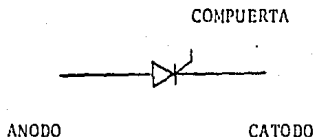
ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia la constituye un arreglo de tiristores que tiene por objeto recortar la señal de voltaje y re

ducir la cantidad efectiva de corriente que alimenta al motor. Existen dos tipos de tiristores que se fabrican para trabajar con señales de voltaje y corriente elevadas, se conocen como: SCR (rectificador controlado de silicio) y TRIAC.

El SCR es un interruptor unidireccional que cuenta con tres terminales para su operación, éstas son: ánodo, cátodo y compuerta, su símbolo se muestra en la figura 1.2. El único sentido en el que puede circular corriente es de ánodo a cátodo. La función de la compuerta es la de habilitar el SCR para la conducción, dependiendo de ciertas condiciones.

FIGURA 1.2.



Los estados de operación del SCR son bloqueo y conducción, las condiciones para que ocurran son:

Para el bloqueo:

- 1) Voltaje negativo en el ánodo con respecto al cátodo.
- 2) Voltaje positivo en el ánodo con respecto al cátodo.

todo.

Ausencia de pulso de corriente en la compuerta.

Para la conducción:

- 1) Voltaje positivo en el ánodo con respecto al cá todo.

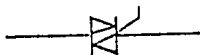
Pulso de corriente en la compuerta.

Existen SCR capaces de conducir corrientes de varios mi les de amperes y bloquear voltajes de 1000 volts o más, a una frecuencia de conmutación de entre 30 y 40 kilohertz.

El TRIAC también opera como interruptor pero es bidirec cional, sus tres terminales se conocen como: terminal 1, terminal 2 y compuerta. La figura 1.3 muestra el símbolo conven cional del TRIAC.

FIGURA 1.3.

COMPUERTA



TERMINAL 2

TERMINAL 1

Sus condiciones de operación son:

Para el bloqueo:

- 1) Ausencia de pulso de corriente en la compuerta.

Para la conducción:

2) Pulso de corriente en la compureta.

Las características de voltaje y frecuencia de conmutación en los TRIAC son semejantes a los de los SCR, pero su capacidad de conducción de corriente se limita a unas cuantas decenas de amperes.

Una característica muy importante de los tiristores es que al momento de que la corriente que circula por sus terminales llega a un valor menor al que en sus especificaciones se conoce como corriente de mantenimiento el dispositivo se bloquea.

A continuación se muestra una lista de los parámetros y valores nominales principales que se deben considerar para seleccionar el tiristor adecuado a cada necesidad:

- Voltaje máximo o de pico que puede bloquear en sentido directo o inverso el dispositivo, V_{FOM} .
- Corriente de pico en sentido directo en un transitorio de un ciclo, $I_{FM} (trans)$.
- Corriente eficaz en sentido directo, máximo que circula en forma continua en un estado de conducción, I_T .
- Disipación de potencia promedio de compuerta, $P_{G(AV)}$.
- Corriente y voltaje máximos y mínimos de disparo, I_{GT} .

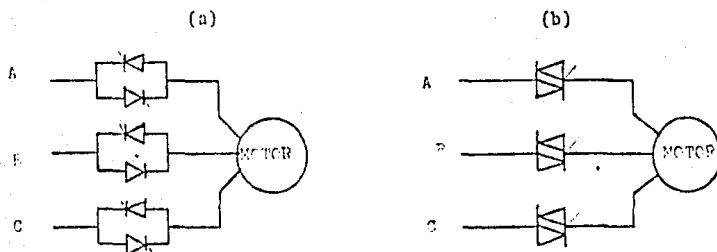
V_{GT}

-Corriente de mantenimiento, I_{HO} .

-Tiempo de activación, $t_{(enc)}$.

Los arreglos para las tres fases se muestran en la figura 1.4 a y b para cuando se usan SCR y TRIAC respectivamente.

FIGURA 1.4.



Las características de disparo dependen de la etapa de control, y deben apegarse a los requerimientos del tiristor que se use.

CONTROL DE ETAPA DE POTENCIA

El sistema de control de la etapa de potencia está basado en combinaciones de circuitos digitales. Su función es organizar la secuencia de los pulsos que llegan a la compuerta de los tiristores de la etapa de potencia.

El control reduce en forma proporcional el ángulo de

disparo de su condición inicial a cero durante el proceso. - Las condiciones iniciales de voltaje y corriente que se entregan al motor, así como el tiempo total de arranque pueden ser regulados para adaptarse a distintos motores.

Las tres partes en las que se divide el control según su función son:

- 1) Detección
- 2) Ordenador de secuencia
- 3) Salida.

El diagrama a bloques de la figura 1.5 muestra la relación entre cada una de sus partes y los elementos básicos que los componen:

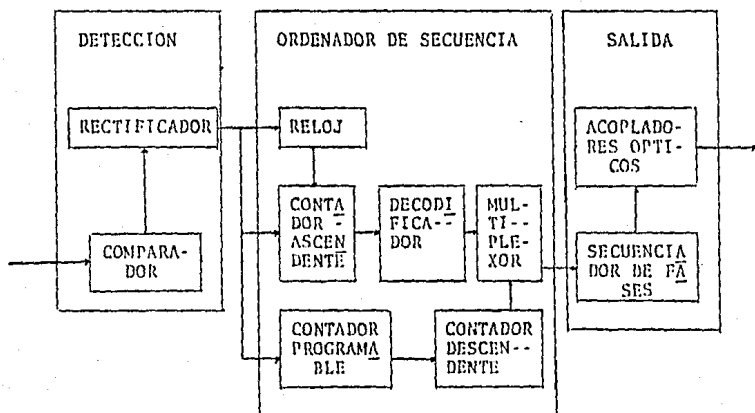


FIGURA 1.5.

DETECCION

La detección es la sección encargada de sincronizar los pulsos de disparo de los tiristores con la señal de alimentación y entregar los pulsos que registra el contador que regula el tiempo total de arranque.

Su función es la de muestrear el momento en que la señal alterna que alimenta al motor pasa por cero en cualquiera de los semiciclos de la onda completa. La detección se hace con un circuito comparador con su referencia a cero volts.

ORDENADOR DE SECUENCIA

El ordenador de secuencia es el encargado de regular el ángulo de disparo de los tiristores y del tiempo que dure el proceso de arranque. La duración de el ángulo de disparo depende de la señal que se tome de alguna de las entradas de un circuito multiplexor.

El reloj, el contador ascendente y el decodificador que aparecen en el bloque del ordenador de secuencia de la figura 1.5 son los circuitos que generan las señales de entrada del multiplexor.

Cuando la señal de alimentación pasa por cero el circuito comparador que hace la detección envía un pulso que pone a cero las salidas del contador ascendente, este evento ini-

cia una secuencia de conteo sincronizada con la señal de alimentación.

El reloj entrega trenes de pulsos de cierta frecuencia a la entrada del contador ascendente, esta acción mantiene - al contador repitiendo su secuencia de conteo en forma continua.

Cada una de las combinaciones de salida del contador ascendente es transformada en una señal independiente por medio del decodificador que recibe su señal, éstas constituyen las señales de entrada del circuito multiplexor.

La señal que se envía a la siguiente etapa depende de - la combinación de salida del contador programable, que están unidas al selector de entrada del multiplexor.

La función del contador programable es la de seleccionar la cantidad de recortes iguales que se deben hacer en la señal de alimentación y además, activar al contador descendente cada vez que termina su ciclo programado.

El contador programable determina el tiempo total de - operación de arranque y debe configurarse de acuerdo al motor a que se aplica.

El número de pasos en que se hace el arranque depende - de el criterio del diseñador así como la flexibilidad que se tenga en el contador programable.

SALIDA

La salida tiene dos funciones: la primera en generar las señales que permiten activar las tres fases y la segunda proteger el circuito de la etapa de potencia.

La sucesión ordenada de las fases se hace usando circuitos retardadores con transistores de monojuntura (UJT), tomando como referencia la fase que sincroniza el control para dar la señal de las otras dos fases.

La protección del circuito se hace aislando el control con optoacopladores, usando uno para cada fase.

En la figura 1.6 se muestra como ejemplo un circuito de control que divide el arranque en 15 pasos, el cual se describe con detalle más adelante en este capítulo.

Los componentes usados para configurar el circuito son:

- 4 IC LM 555 (Timer)
- 1 IC TTL 74123 (Multivibrador monoestable)
- 2 IC TTL 74193 (Contador)
- 2 IC TTL 7493 (Contador)
- 1 IC TTL 7414 (Inversores)
- 1 IC TTL 7421 (Compuertas AND 4 entradas)
- 1 IC TTL 7408 (Compuertas AND 2 entradas)
- 1 IC TTL 74154 (Decodificador)
- 1 IC TTL 74150 (Multiplexor)

- 2 UJT 2N 2646
- 2 BJT BC 338 (NPN)
- 1 IC LM 311 (Comparador)
- 1 GIW 04M (Puente rectificador).

En el apéndice A se muestra la configuración interna y los parámetros de cada elemento.

El análisis de la configuración y las características de operación del circuito se puede dividir de acuerdo a su función en las 6 secciones siguientes:

- Comparadores
- Contadores
- Circuitos combinacionales
- Circuitos de tiempo
- Circuitos de condición
- Acopladores ópticos.

COMPARADORES

En la operación del control sólo se usa un circuito comparador. La función de un comparador analógico o detector es la de diferenciar entre dos secciones del rango en que oscila una señal de voltaje, para su operación requiere de dos entradas, una invertida y otra no invertida (una de ellas se usa como referencia de voltaje (V_r) y la otra como una señal que varía con el tiempo (V_i)), y una salida.

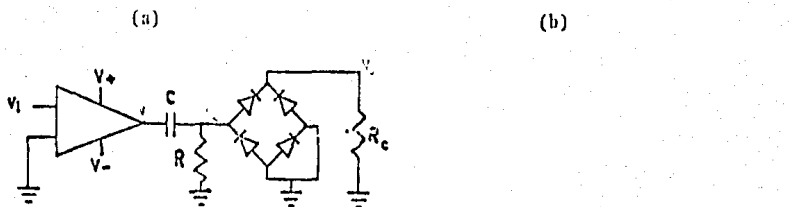
La señal de salida oscila entre dos niveles de voltaje y la relación que tenga con la señal de entrada depende de la modalidad en que se configure el circuito. En la tabla 1.1 se muestran las condiciones para su operación en cada modalidad.

TABLA 1.1

MODALIDAD	SEÑAL EN ENTRADA (1)	SEÑAL EN ENTRADA (1)	CONDICION EN LAS ENTRADAS	NIVEL DE SALIDA
NO INVERSOR	V_i	V_R	$V_i > V_R$	ALTO
			$V_i \leq V_R$	BAJO
INVERSOR	V_R	V_i	$V_i \leq V_R$	ALTO
			$V_i > V_R$	BAJO

La figura 1.7 a muestra la configuración del circuito comparador que se usa en el control y de donde se obtienen las señales de la figura 1.7 b.

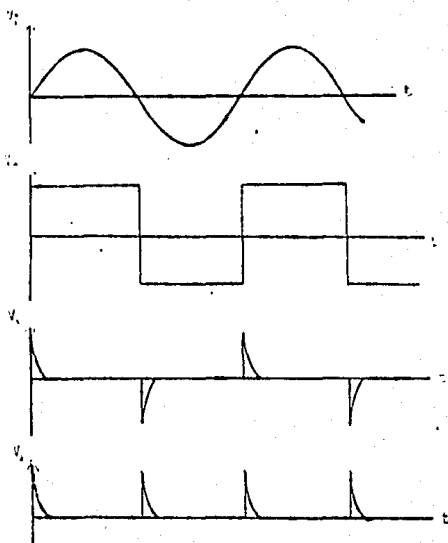
FIGURA 1.7



El tiempo en que el voltaje en R llega a cero se calcula con la expresión:

$$t = RC \ln(V_a/V_a - V_c)$$

Para obtener el tiempo que se usa en el circuito se deben substituir los valores en la ecuación.



CONTADORES

Los contadores son sistemas de memoria que registran la cantidad de impulsos que reciben en su entrada en un lapso de tiempo determinado, la secuencia en que la información se almacena depende de las condiciones de aplicación y del criterio del diseñador. En el ordenador de secuencia son necesarios tres tipos distintos de contadores:

- Contador ascendente
- Contador descendente
- Contador programable.

Un contador ascendente es aquel en el que la secuencia de conteo parte de su valor mínimo, incrementando su valor - cada impulso que recibe hasta alcanzar su valor máximo al fi nalizar su ciclo. En el caso de el contador descendente, la secuencia inicia con su valor máximo, reduciéndose con cada impulso que recibe, hasta terminar su ciclo con su valor mínimo.

La operación de cuenta ascendente y descendente en el control se hace con dos IC TTL 74193, internamente está configurado como un contador hexadecimal con las siguientes características:

- Puede realizar una secuencia de conteo ascendente o descendente.

-Puede establecerse en sus memorias cualquier valor inicial de conteo.

-Pueden ser puestas a cero sus memorias con una señal externa.

Para la operación eficiente de los contadores son necesarios algunos elementos exteriores que se conocen como condiciones especiales.

Condiciones especiales.

-Contador ascendente: no existen.

-Contador descendente: la pata 11 tiene dos estados de operación.

a) Cuando inicia el proceso permite que sean cargadas las entradas del contador.

b) Después de cargar la información, la función de la pata 11 es inhabilitada.

El contador programable que se usa en el diagrama de la figura 1.6 se hace con dos IC TTL 7493 y dos compuertas AND de 4 entradas o algún arreglo que lo substituya.

El primer contador recibe en su entrada los impulsos del circuito comparador, y está configurado para realizar una secuencia de conteo ascendente partiendo de cero hasta

El segundo contador recibe los impulsos que le son enviados de la salida de la compuerta AND que toma las señales de salida del primer contador. En el segundo contador la secuencia de conteo se puede cambiar de acuerdo con las combinaciones que se harán en los interruptores que permiten la retroalimentación de sus señales de salida con sus entradas de reestablecer.

La tabla 1.2 indica las combinaciones de los interruptores, la secuencia de conteo y el tiempo total de arranque. El interruptor en uno indica cerrado y en cero abierto.

TABLA 1.2

INTERRUPTORES VI V2 V3 V4				INTERRUPTORES A B C D				SECUENCIA DE CONTEO	TIEMPO TOTAL DE ARRANQUE
0	0	0	0	1	1	1	1	0 a 15	56.25 segundos
0	0	0	1	1	1	1	0	0 a 14	52.50 segundos
0	0	1	0	1	1	0	1	0 a 13	43.75 segundos
0	0	1	1	1	1	0	0	0 a 12	45 segundos
0	1	0	0	1	0	1	1	0 a 11	41.25 segundos
0	1	0	1	1	0	1	0	0 a 10	37.50 segundos
0	1	1	0	1	0	0	1	0 a 9	33.75 segundos
0	1	1	1	1	0	0	0	0 a 8	30 segundos
1	0	0	0	0	1	1	1	0 a 7	26.25 segundos
1	0	0	1	0	1	1	0	0 a 6	22.50 segundos
1	0	1	0	0	1	0	1	0 a 5	18.75 segundos
1	0	1	1	0	1	0	0	0 a 4	15 segundos
1	1	0	0	0	0	1	1	0 a 3	11.25 segundos
1	1	0	1	0	0	1	0	0 a 2	7.50 segundos
1	1	1	0	0	0	0	1	0 a 1	3.75 segundos
1	1	1	1	0	0	0	0	0 a 0	0 segundos

Condiciones especiales.

Las patas dos y tres en los dos Ic TTL 7493 que dependen del momento del proceso en que se encuentran.

- 1a. Cuando inicia la operación de arranque los dos contadores reciben un pulso que pone a cero sus salidas.
- 2a. En el primer contador las dos entradas se inhabilitan.

En el segundo reciben la señal de la compuerta AND que retroalimenta sus salidas.

Circuitos combinacionales.

Los circuitos combinacionales que se usan en el control son: un circuito decodificador TTL 74154 y un circuito multiplexor TTL 74150. El decodificador es el encargado de traducir la palabra binaria que proviene del contador ascendente y generar una señal particular para cada combinación. El multiplexor es el que recibe las señales de salida del decodificador y selecciona una de las 16 combinaciones en cada ciclo.

Circuitos de tiempo.

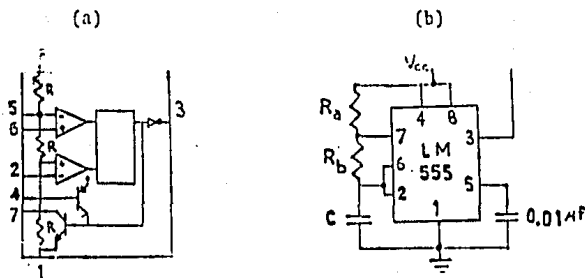
Los circuitos de tiempo tienen la función de determinar la duración de cada evento en el sistema. Son tres los cir-

cuitos que hacen esta función:

- Oscilador estable
- Oscilador monoestable
- Oscilador de relajación.

El primero se configura en base al circuito integrado - LM 555 del que se muestra su configuración interna en bloques en la figura 1.8 a. Los elementos principales que lo componen son: un flip flop, que proporciona los dos estados que puede tomar la señal de salida, y dos circuitos comparadores que de terminan dependiendo de sus señales de entrada la duración - del periodo de los pulsos.

FIGURA 1.8



Los voltajes de referencia para los comparadores superiores e inferior son: $2/3$ y $1/3$ del voltaje de la fuente de alimentación respectivamente. La función del transistor es la de un interruptor que cambia de estado dependiendo de la condición de la señal de salida del flip flop.

El oscilador estable se encarga de generar los pulsos para el contador ascendente, en la figura 1.8 b se muestra la configuración externa para un oscilador estable en base al LM 555. Su funcionamiento es como sigue:

Suponiendo el transistor que va al capacitor en corte y la salida en nivel alto.

- 1o. El capacitor se carga a través de las resistencias R_{ta} y R_{tb} durante un período t_1 hasta alcanzar el voltaje de referencia del comparador superior.
- 2o. El comparador superior envía un pulso que cambia el estado del flip flop a su nivel alto y el transistor a saturación.
- 3o. La resistencia R_{tb} es puesta a tierra y el capacitor se descarga durante un período t_2 hasta que alcanza el voltaje de referencia del comparador inferior.
- 4o. El comparador inferior envía un pulso que cambia el estado del flip flop a su nivel bajo y el transistor a corte, con lo que se inicia un nuevo ciclo.

El tiempo que dura el período del pulso se puede encontrar sumando el tiempo de carga y descarga de el capacitor -

tomando en cuenta:

- a) Los voltajes en que se inicia la carga y - descarga del capacitor.
- b) El valor de la resistencia de carga y des- carga.

El tiempo total de la duración del periodo se obtiene - con:

$$T = (R_{ta} + 2R_{tb})C \ln(2)$$

y la frecuencia del tren de pulso tomando el inverso del pe- ríodo:

$$f = 1 / (R_{ta} + 2R_{tb}) C (\ln 2)$$

Según los valores de las resistencias, el capacitor y - el potenciómetro del oscilador monoestable de la figura 1.6 las frecuencias entre las que puede oscilar el reloj son:

$$f_{máx} = 6429 \text{ Hz}$$

$$f_{mín} = 2600 \text{ Hz}$$

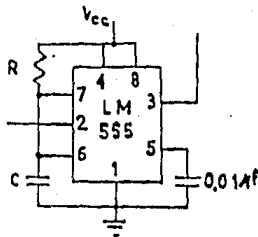
El ajuste se explica con detalle en el capítulo siguien te.

Para hacer los osciladores monoestables en el circuito de control se usan dos tipos distintos de configuración, al- gunos en base al LM 555 y otros con el IC TTL 74123, su fun-

ción es la de aumentar la duración de algunos pulsos que se generan en el sistema.

En la figura 1.9 se muestra la configuración externa de un oscilador monoestable con el LM 555, y su operación es como sigue:

FIGURA 1.9



Suponiendo el comparador inferior a V_{cc} , con la salida en nivel bajo, el transistor en saturación y el capacitor a tierra.

- 1o. Cuando la entrada del comparador inferior reciba un pulso invertido el flip flop cambia de estado a su nivel bajo y el transistor a corte.
- 2o. El capacitor comienza a cargarse hasta alcanzar el voltaje de referencia del comparador superior.
- 3o. El comparador superior envía un pulso al flip

que cambia su salida a nivel alto, el transistor a saturación y la salida a nivel bajo.

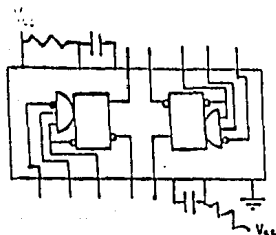
La secuencia sólo se repite cuando el comparador inferior recibe un pulso invertido. El ancho del pulso depende de los valores de R y C, se calcula con la fórmula:

$$T = RC \ln (3)$$

El circuito TTL 74123 cuenta con dos osciladores monoes- tables por paquete y puede ser activado por un pulso positivo o negativo, el tiempo que dura el ancho del pulso también depende del valor de la resistencia y el capacitor externos al circuito y se obtiene con:

En la figura 1.10 se muestra la configuración externa e interna para este circuito.

FIGURA 1.10

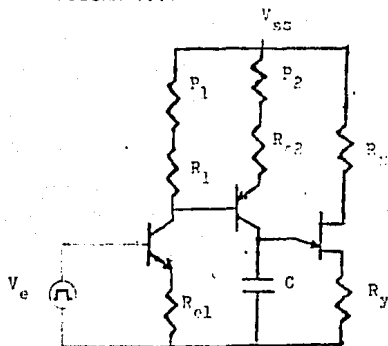


El oscilador de relajación es un circuito que puede generar pulsos a partir de una señal de voltaje de corriente -

directa. Debido a su forma de operación es capaz de retardar un cierto período T el pulso que genera si se toma como referencia el momento en que es polarizada.

Tomando este principio el oscilador de relajación se encarga de activar con el mismo ángulo de disparo las dos fases siguientes a la que se toma como referencia. Una de las configuraciones que pueden ser usadas para activar este tipo de osciladores es la que se muestra en la figura 1.11, se conoce como oscilador de relajación controlado por voltaje.

FIGURA 1.11



El ciclo inicia cuando un pulso proveniente del oscilador monoestable de la etapa anterior activa la base del primer transistor (Q_1), lo que origina que una corriente de emisor (I_{e1}) circule y genere un voltaje a través de R_{e1} . Definiendo el voltaje de el pulso como v_o , se encuentra que la -

corriente de emisor (I_{e1}) es:

$$v_e = (I_{e1}) (R_{e1}) + 0.6$$

$$I_{e1} = (v_e - 0.6)/(R_{e1})$$

Si la beta del transistor es muy grande se puede considerar que la corriente de colector (I_{c1}) es aproximadamente igual a la de emisor. La corriente de colector (I_{c1}) produce un voltaje en la resistencia que se encuentra entre la fuente y el colector de Q_1 , ésto es:

$$V_{R_1} = (I_{c1}) (R_1)$$

El voltaje V_{R_1} polariza positivamente la unión base-emisor del segundo transistor (Q_2) y produce una corriente de emisor (I_{e2}). Al hacer el análisis de mallas para encontrar la corriente de emisor (I_{e2}) se obtiene:

$$V_{R_1} = (I_{e2}) (R_{e2}) + 0.6$$

$$I_{e2} = (V_{R_1} - 0.6)/R_{e2}$$

Esta corriente se puede considerar igual a la de colector (I_{c2}) si la beta del transistor es muy grande. La corriente de colector (I_{c2}) es la que se encarga de cargar el capacitor, y para valores de resistencia constantes la corriente es constante. Los potenciómetros en serie con R_1 y R_{e2} permiten ajustar el valor de la corriente según convenga.

Esta corriente constante produce una rampa de carga con respecto al tiempo en el capacitor y se expresa mediante la fórmula: -

$$\frac{V_c}{t} = \frac{I_c}{C}$$

De donde se puede determinar el tiempo del período, conociendo el voltaje de pico al que se debe cargar el capacitor, y el valor del capacitor para una corriente constante conocida.

El voltaje de pico (V_p) se calcula mediante la expresión:

$$V_p = k \cdot V_{SS} + 0.6$$

k = Razón intrínseca de cresta (dato del fabricante).

V_{SS} = Voltaje de polarización del UJT.

Debido a las características de operación del transistor de unión la corriente de emisor I_{e2} no debe ser mayor que la corriente de valle (I_v) ni menor que la corriente de pico (I_p) que son datos proporcionados por el fabricante.

CIRCUITOS DE CONDICION

Al iniciar la operación de cualquier circuito que utilice memorias no fijas el contenido de estas es impredecible. La función de los circuitos de condición es la de dar los valores correctos a estas memorias (contadores) además de sincronizar la señal de alimentación con los pulsos de reloj.

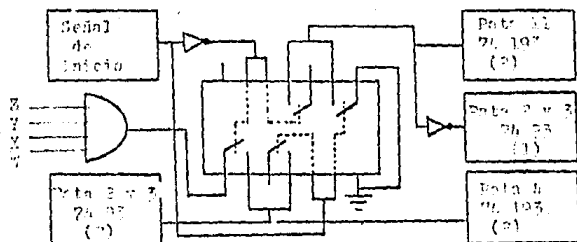
Para el caso de los contadores estos se describieron como condiciones especiales, las cuales indicaban dos posibles situaciones para una sola entrada.

Los circuitos que conmutan entre los dos posibles estados son los interruptores analógicos MM 74HC4016. La descripción interna de la operación en el caso de sincronización de señales y condiciones especiales es la siguiente.

Condiciones especiales.

Estas se presentan en el inicio de operación de arranque en el contador programable y el contador descendente, en la figura 1.13 se muestra la descripción interna y las conexiones externas de acuerdo al diagrama de la figura 1.7.

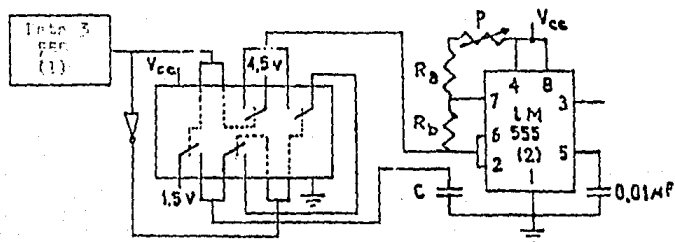
FIGURA 1.13



Sincronización de señales.

El sincronizador de señales se usa para no perder presión en los pulsos del reloj en el ordenador de secuencia. - El circuito interno y externo se muestra en la figura 1.14.

FIGURA 1.14



El retardo en el pulso del comparador que produce la conmutación debe ser igual a un pulso de reloj y con esto evitar confusión entre el pulso que pone a cero el contador ascendente y los pulsos de reloj. Con esta combinación los pulsos de reloj inician exactamente con el pulso que pone a uno el contador ascendente y así continua hasta terminar su ciclo.

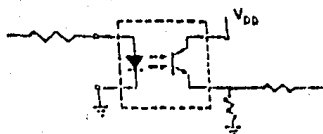
ACOPLADORES OPTICOS

Los acopladores ópticos también conocidos como optoaisladores se aplican generalmente a circuitos digitales como protección y para aumentar la capacidad de corriente de la señal de entrada.

Un acoplador óptico consta de: una entrada, que en todos los casos es un diodo emisor de luz que activa por medio de luz algún elemento fotosensible (fototransistor, fotodiodo, fototriac, etc.) que entrega una señal digital a la salida en correspondencia a su señal de entrada en forma invertida o no invertida según se configure.

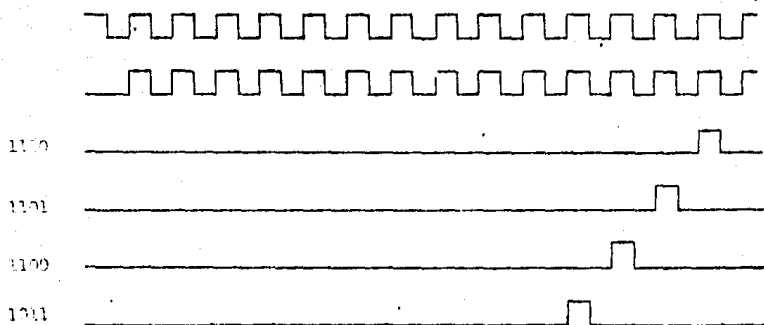
En el caso del control se usan acopladores ópticos con salida a fototransistor porque la señal de entrada y salida se activan y desactivan simultáneamente. En la figura 1.15 se muestra la descripción interna para una de las fases del IC.

FIGURA 1.15



En la figura 1.16 se muestran las señales que se generan en el ordenador de secuencia.

FIGURA 1.16



Suponiendo que el primer pulso de la señal ideal de reloj ocurre en el momento en que la señal de alimentación pasa por cero se han trazado las señales de salida del circuito multiplexor para las combinaciones del contador descendente que se indican a su izquierda.

En la señal del reloj real el primer pulso es eliminado

para no interferir con la señal del comparador que pone a ce ro las salidas del contador ascendente.

El tiempo total de retardo tomando los valores típicos máximos de retardo de cada elemento es de 13 micro segundos, que equivale a 1.25×10^{-6} s del valor eficaz de la señal.

CAPITULO II

El proyecto de la instalación de un motor depende principalmente de las características de la carga y de las especificaciones del cliente, el encargado de la instalación debe hacer un estudio en el que se establezca el equilibrio dinámico entre carga y motor considerando las condiciones cinemáticas propuestas por el usuario.

Una vez que se conoce la potencia que requiere la carga en su operación normal se puede elegir el motor adecuado para esa necesidad, usando como guía la información que el fabricante proporciona en folletos y catálogos para mostrar las características de funcionamiento de sus motores.

Usando estos datos como base puede ser adaptado al sistema de arranque al motor seleccionado siguiendo estos dos pasos:

- 1° Ajuste del control.
- 2° Selección de tiristores.

A continuación se hace una descripción de cada paso en forma general como una base para cada caso en particular.

AJUSTE DEL CONTROL

Cada tipo de motor de acuerdo a sus especificaciones de diseño tiene un patrón distinto de operación, con el objeto de evaluar su rendimiento existen pruebas de laboratorio en las que se pueden conocer su comportamiento con o sin carga, al momento del arranque o a distintas velocidades.

La información que se obtiene en cada prueba se presenta generalmente en forma gráfica usando los valores eficaces de las variables alternas para facilitar su interpretación - tomando un solo cuadrante.

Las curvas que corresponden a una prueba conocida como de saturación con rotor bloqueado representan el comportamiento del motor en el momento del arranque para cualquier voltaje menor o igual al nominal que le sea aplicado, las curvas que se trazan de esta prueba son:

- Corriente de línea con respecto al voltaje de línea.
- Potencia con respecto a voltaje de línea.
- Par con respecto al voltaje de línea.

En la gráfica del par con respecto al voltaje de línea se puede observar que el par que entregan al momento del arranque puede ser de un 50 a un 150 por ciento mayor al nominal según el tipo que se use.

El incremento en el par al momento del arranque, se debe a que en ese momento el voltaje inducido es máximo y por tanto las corrientes también lo son.

Aunque el excedente de fuerza que se produce ayuda a poner en movimiento la carga, no es necesario que se entregue un par tan grande a la carga, basta con que supere el par resistente. Esta es la condición que permite que el motor se pueda arrancar a voltaje reducido.

El voltaje eficaz de una onda recortada no corresponde directamente al de una onda senoidal que ha sido reducida en su magnitud, por lo que es necesario hacer los cálculos para obtener la duración del ángulo de disparo que produzca el valor de la señal reducida.

Tomando como referencia la curva de par con respecto a voltaje de línea se puede calcular el tiempo de duración del ángulo de disparo inicial y la frecuencia a la que debe oscilar el reloj del ordenador de secuencia, usando el siguiente procedimiento:

10. Elegir un par motor mayor al que opone la carga.
20. Encontrar el voltaje de línea correspondiente a ese par.
30. Obtener el ángulo de disparo que proporcione -

un valor eficaz igual para una onda senoidal -
recortada a voltaje pleno, usando la fórmula:

$$V_{\text{rms}} = (A^2/2 (\pi - x + (1/2) \text{sen } 2x))^{1/2} \quad (2-1)$$

Donde:

A = Voltaje novinal de pico de la onda senoidal.

x = Angulo de disparo en radianes.

40. Despejar la frecuencia a que se debe ajustar -
el reloj para producir el ángulo inicial de -
disparo. Se debe considerar para ésto la fre-
cuencia de la señal que alimenta al motor y el
número de pasos en que se hace el arranque.

Para el caso de una onda senoidal su período equivale a
2 radianes y su valor se calcula con:

$$T = 1/f_{\text{sen}} \text{ seg} \quad (2-2)$$

Donde:

f_{sen} = Frecuencia de la señal de alimentación.

El ángulo inicial de disparo en segundos es por lo tan-
to:

$$x_{\text{seg}} = x (T/2) \text{ seg} \quad (2-3)$$

y la frecuencia a la que debe oscilar el reloj es de:

$$f_{rlj} = P/(x_{seg}) \quad (2-4)$$

Donde:

P = Número de pasos.

f_{rlj} = Frecuencia de los pulsos del reloj.

Datos y curvas necesarios.

a) Par resistente de la carga.

b) Curva de par con respecto a voltaje de línea con rotor bloqueado, o el valor del par de arranque a voltaje nominal, e interpolar usando la relación:

$$T_a/(V_a)^2 = T_A/(V_{nom})^2 \quad (2-5)$$

Donde:

T_a = Par de arranque (voltaje reducido).

V_a = Voltaje reducido en el arranque.

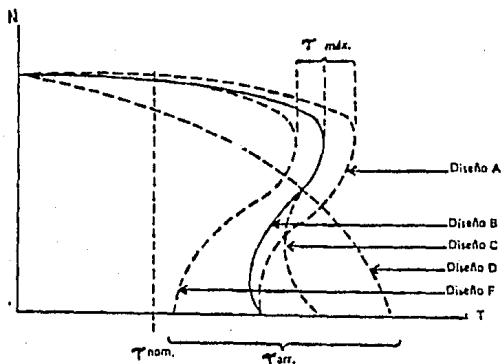
T_A = Par de arranque (voltaje nominal).

V_{nom} = Voltaje nominal.

Entre las pruebas que se aplican al motor de inducción, existe una en la que se obtiene la curva que representa el par con respecto a la velocidad, a voltaje nominal. En la fi

gura 2.1 se muestran las curvas características para motores de inducción con distinto tipo de jaula.

FIGURA 2.1



Con excepción del diseño tipo D en las curvas no se tiene un comportamiento regular, sino que el par aumenta o disminuye dependiendo de la velocidad que tenga el motor, incluso existe una zona poco después del par de arranque y antes del par máximo en que los datos no son confiables debido a la inestabilidad que se presenta en las lecturas.

Como se observa en las curvas el par cambia constantemente conforme aumenta la velocidad de rotación, por lo tanto el valor de la aceleración cambia en la misma proporción.

Si se toma el par de arranque y el par máximo como los datos de referencia, y se usa su valor intermedio como un

par promedio que se entrega a la carga desde que parte del reposo hasta que alcanza su valor nominal, se puede determinar la aceleración promedio que lleva la carga a su velocidad de operación y el tiempo en que lo hace.

El par de arranque corresponde al par que entrega el motor a voltaje reducido según la curva de par con respecto a voltaje de línea con rotor bloqueado.

Revisando la curva del par con respecto a la velocidad se observa que el par máximo se alcanza cuando la velocidad es aproximadamente el 80% de la nominal, lo que indica que a una aceleración constante esto ocurre cuando han transcurrido el 80% de los pasos en los que se hace el arranque.

El voltaje reducido que se entrega al motor al momento del par máximo, tomando el ángulo que corresponde al 80% de los pasos en los que se hace el arranque.

El voltaje reducido que se entrega al motor al momento del par máximo, tomando el ángulo que corresponde al 80% de los pasos, se encuentra evaluando este ángulo en la ecuación 2-1.

El par máximo a voltaje reducido se puede calcular conociendo el par máximo a voltaje nominal, usando la relación 2-5 modificada:

$$T_{MR} = T_{MN} (V_{MR}/V_{nom})^2 \quad (2-6)$$

T_{MN} = Par máximo (voltaje nominal)

T_{MR} = Par máximo (voltaje reducido)

V_{MR} = Voltaje reducido al momento del par máximo.

El par promedio se calcula directamente de estos dos datos como:

$$T_{PM} = T_{MR} + T_{MN}/2 \quad (2-7)$$

T_{PM} = Par promedio del motor.

Tomando las fuerzas que corresponden al par motor promedio y al par resistente se calcula la aceleración promedio planteando el equilibrio dinámico como:

$$\sum F = M a_{PM}$$

$$F_{PM} - f_c = M a_{PM}$$

Despejando:

$$a_{PM} = F_{PM} - f_c / M$$

Donde:

F_{PM} = Fuerza motor promedio

f_c = Fuerza resistente.

M = Masa de la carga.

a_{PM} = Aceleración promedio.

Con el valor de la aceleración promedio se puede calcular el tiempo en el que la carga es llevada a su velocidad nominal con la relación:

$$a_{PM} = v_{nom} - v_i / t \quad (2-8)$$

Despejando:

$$t = v_{nom} - v_i / a_{PM} \quad (2-9)$$

v_{nom} = Velocidad nominal.

v_i = Velocidad inicial.

Tomando este tiempo como referencia se deben ajustar los interruptores del contador programable, usando la tabla 1.2.

SELECCION DE TIRISTORES

En el caso de los tiristores no existe uno solo que pueda adaptarse a toda la variedad de motores a que puede ser aplicado el arrancador, para tomar una decisión es necesario conocer los valores de voltaje y corriente a que está sujeto el tiristor durante el proceso de arranque y seleccionar alguno de los que se encuentran disponibles comercialmente, que toleren estos valores.

Los datos de operación que se deben considerar del motor son:

- Corriente eficaz continua
- Corriente de pico, máxima, en la ejecución
- Voltaje nominal.

El valor de la corriente eficaz continua es la que el motor demanda en condiciones normales y se puede encontrar en los datos de placa o en el folleto que entrega el fabricante con el motor.

El valor de la corriente de pico máxima cuando el ángulo de disparo es menor que $\pi/2$ no cambia del que se da como corriente máxima en las especificaciones del motor y su valor es:

$$I_{\text{máx}} = I_{\text{rms}} \sqrt{2} \quad (2-10)$$

$$I_{\text{rms}} = \text{Corriente eficaz máxima.}$$

Cuando el ángulo de disparo inicial es mayor que $\pi/2$, el valor de la corriente máxima es:

$$I_{\text{máx}} = (I_{\text{rms}} \sqrt{2}) \text{ sen } x \quad (2-11)$$

El voltaje nominal es el voltaje de placa que corresponde a la configuración en que se use el motor.

A continuación se muestran en una tabla algunos de los tiristores de potencia que existen y sus valores nominales de operación.

SCR	V_{FOM} (VOLTS)	I_T (AMP.)	I_{Tm} (TRANS.) (AMPS.)
2N 5170	400	20	240
2N 5171	600	20	240
2N 2577	300	25	260
2N 2579	500	25	260
2N 6173	400	35	350
2N 6174	600	35	350
MCR 63-5	300	55	550
MCR 63-7	500	55	550
SKT 80/14	1400	80	900
2N 4573	400	110	1600
2N 4374	600	110	1600
C 290PB	1200	470	5500
TRIAC			
SC 261 C	300	25	250
SC 261 E	500	25	250
2N 6161	400	30	250
2N 6162	600	30	250
2N 5445	400	40	300
2N 5446	600	40	300

EJEMPLO

Se tiene un motor de inducción trifásico de 4 polos, 220 volts a 60 ciclos/seg., con una potencia de 50 HP que mueve una banda horizontal a 600 r.p.m., con un diámetro en su polea de 60 cm., en la que actúa un coeficiente de rozamiento de 0.35 con la carga. Los datos de fabricante indican:

- 1) Velocidad nominal, 1765 r.p.m.
- 2) Corriente nominal a 220 volts, 122 Amp.
- 3) Par nominal, 202 N-m.
- 4) Corriente de arranque de 530 en % de la corriente nominal.
- 5) Par de arranque de 145 en % del par nominal.
- 6) Par máximo de 220 en % del par nominal.

Encontrar:

- a) Frecuencia a la que debe oscilar el reloj y
- b) Combinación a que se deben ajustar los interruptores del contador programable del circuito de la figura 1.6.
- c) El tiristor que mejor cumpla con las condi

ciones de arranque, de los que se muestran en la selección de tiristores.

SOLUCION:

a) Según el procedimiento descrito anteriormente para este caso:

1o. El par resistente de la carga debe ser igual al que entrega el motor, ésto es:

$$T_m = T_c = 202 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_m = \text{Par motor nominal.}$$

$$T_c = \text{Par resistente.}$$

El par de arranque se toma un 15% mayor que el resistente:

$$T_a = T_m (1.15) = (202) (1.15) = 232.3 \text{ N} \cdot \text{m.}$$

2o. Modificando la relación que se hace en la ecuación 2-5, se encuentra que el voltaje necesario para entregar ese par es:

$$V_a = V_{\text{nom}} \left(\frac{T_a}{T_A} \right)^{1/2} = (220) (232.3/293)^{1/2} = 195.89 \text{ volts.}$$

3o. El ángulo de disparo que produce el voltaje eficaz para una onda senoidal recortada no se puede despejar directamente de la ecuación 2-1,

una forma sencilla de encontrar el valor exacto es la de usar como función a evaluar:

$$f(x) = V_a - ((A^2/2W)(\pi - x - (1/2) \text{sen } 2x))^{1/2}$$

Y aplicar un método de aproximaciones sucesivas para hallar las raíces de la función.

En el apéndice B se muestra el procedimiento para encontrar la ecuación 2-1 y un programa para hallar raíces, con el método de Newton-Raphson de 2o. orden, con el que se encontró el valor de:

$$x = 1.0713 \text{ rad.}$$

Como el ángulo inicial de disparo que puede entregar el voltaje que se obtuvo en el 2o. paso.

4o. El período de la onda senoidal a 60 ciclos/seg. es igual a:

$$T = 1/f_{\text{sen}} = 1/(60 \text{ ciclos/seg}) = (1/60) \text{ seg}$$

El ángulo inicial de disparo es entonces (en segundos);

$x_{\text{seg}} = x(T/2\pi) = (1.0713)((1/60)/2\pi) = 2.84 \times 10^{-3} \text{ seg}$
y la frecuencia a la que debe oscilar el reloj en un arranque en 15 pasos es:

$$f_{\text{rlj}} = 1/x_{\text{seg}} = (15/2.84 \times 10^{-3}) = 5278.5 \text{ Hz}$$

b) El par máximo se produce al 80% de los pasos en que se hace el arranque, esto ocurre después de que han pasado los 12 primeros pasos, que deja un ángulo de disparo igual a 3 pulsos de reloj:

$$x_{ms} = (1/f_{r1j}) \quad (3)$$

$$x_{ms} = 5.68 \times 10^{-4} \text{ seg}$$

x_{ms} = ángulo de disparo al momento del par máximo en segundos.

$$x_{mr} = x_{ms} (2 \pi / (1/60))$$

$$x_{mr} = 0.21426 \text{ rad}$$

x_{mr} = ángulo de disparo al momento del par máximo en radianes.

Substituyendo este ángulo en la ecuación 2-1 se encuentra el voltaje reducido que se da al motor al momento del par máximo:

$$V_{MR} = (311.13)^2 / 2 \cdot (-0.21426) - (0.4155)^{1/2} = 219.77 \text{ V}$$

y según la ecuación 2-6 el par que corresponde a ese voltaje es:

$$MR = (444.4)(219.77/220)^{1/2} = 443.48 \text{ N-m}$$

El par promedio es entonces:

$$T_{PM} = T_{MR} - T_a/2 = (443.48) - (232.3)/2 = 337.89 \text{ N-m}$$

Las fuerzas que producen el par resistente y el par motor promedio dependen del radio de la polea que les permite entregar esa fuerza independientemente de la velocidad a que giren. La relación de radios con respecto a la velocidad es:

$$\omega_c r_c = \omega_m r_m$$

r_c Radio de la polea de la banda.

ω_c Velocidad angular de la banda.

r_m Radio de la polea del motor.

ω_m Velocidad angular del motor.

Despejando:

$$r_m = \omega_c r_c / \omega_m = (600)(.3)/(1765) = 0.102 \text{ m}$$

La fuerza que entrega el par motor promedio y que opone el par resistente de la carga son:

$$F_{PM} = T_{PM} / r_m$$

$$f_c = T_c / r_c$$

$$F_{PM} = (337.89)/(0.102) = 3312.65 \text{ Nw}$$

$$f_c = (594.12)/(0.3) = 1980.39 \text{ N-m}$$

F_{PM} = Fuerza promedio del motor

f_c = Fuerza resistente.

La masa que se mueve por la banda se encuentra con el análisis en condiciones de equilibrio del sistema carga motor.

$$F_x = M a_x ; a_x = 0$$

$$F_m - f_c = 0$$

$$F_m = f_c = N$$

$$F_y = M a_y ; a_y = 0$$

$$N - W = 0$$

$$N = W$$

y

$$F_m = W = Mg$$

$$F_m = W / \mu = (202) / (0.102) = 1980.39 \text{ Nw.}$$

Despejando:

$$M = F_m / \mu g = (1980.39) / (0.35)(9.81) = 576.78 \text{ kg}$$

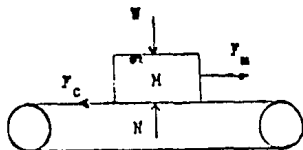
La aceleración promedio aplicando la ecuación 2-8 es:

$$a_{PM} = F_{PM} - f_c / M = (3312.39) - (1980.39) / (576.78) = 2.31 \text{ m/seg.}$$

y el tiempo total:

$$t = v_{nom} - v_1 / a_{PM} = (600) (2\pi) (0.3) / (60) / (2.31) = 8.16 \text{ seg.}$$

La combinación de los interruptores del contador programable debe ser:



F_m = Fuerza motriz

g = Aceleración de la gravedad

N = Fuerza normal

M = Masa de la carga.

W = Peso de la carga

μ = Coeficiente de rozamiento.

V _i	V ₂	V ₃	V ₄	A	B	C	D
1	1	0	1	0	0	1	0

c) Los tres datos que es necesario conocer para elegir el tiristor son:

-Corriente eficaz continua (I_{nom});

$$I_{nom} = 122 \text{ Amp.}$$

-Corriente máxima de pico en la ejecución:

$$I_{m\acute{a}x} = (5.5)(122) (\sqrt{2}) = 914.43 \text{ Amp.}$$

-Voltaje nominal (V_{nom}); 220 volts.

El tiristor que cumple con estos valores es:

SCR: C290 PB.

PRESUPUESTO

El costo de un proyecto depende de la calidad de los materiales que sean usados en su elaboración y de la precisión que se desea obtener en su respuesta.

El diseño que se propone en el capítulo uno puede tener muchas variantes, el tipo de tiristor que se use depende de las características de operación del motor. La complejidad del control depende de la cantidad de pasos en que se hace el arranque y de cuántas veces se quiera repetir cada paso.

La lista de precios del material usado en el circuito que se usa de ejemplo y que está dibujado en la figura 1.7 se da a continuación:

TIPO		VALOR UNITARIO	CANTIDAD	T O T A L
LM	555	775.00	4	3 100.00
TTL	74 123	1 520.00	1	1 520.00
TTL	74 193	2 085.00	2	4 170.00
TTL	74 95	1 265.00	2	2 530.00
TTL	74 14	1 340.00	1	1 340.00
TTL	74 21	1 450.00	1	1 450.00
TTL	74 08	920.00	1	920.00
TTL	74 154	4 650.00	1	4 650.00
TTL	74 150	4 700.00	1	4 700.00
2N	2646	1 765.00	2	3 530.00
IN	4933	180.00	4	720.00
LM	311	1 755.00	1	1 755.00
2N	3904	680.00	2	1 360.00
2N	3906	680.00	2	1 360.00
4N	37	3 650.00	3	10 950.00
S U M A				44 055.00

El precio de los circuitos puede variar mucho de un distribuidor a otro, por lo que no se puede asegurar que el costo dado sea el menor, estos precios sólo representan la cotización de un distribuidor, además de que alguno de los elementos podrían ser substituidos por algún otro conjunto de circuitos que reproduzca su función a menor costo.

Como referencia también se muestra la lista de precios de los tiristores mencionados en el capítulo anterior, los cuales no representan forzosamente la mejor opción para sus valores nominales de operación.

SCR	P R E C I O
2N 5170	52 535.00
2N 5171	56 420.00
2N 2577	63 280.00
2N 2579	67 460.00
2N 6173	85 220.00
2N 6174	87 475.00
MCR 63-5	138 795.00
MCR 63-7	145 630.00
SKT 80/14	205 459.00
2N 4373	246 525.00
2N 4374	253 428.00
C 290 PB	375 132.00
TRIAC	
SC 261 C	98 300.00
SC 261 E	104 285.00
2N 6161	124 983.00
2N 6162	129 455.00
2N 5445	156 500.00
2N 5446	160 320.00

CONCLUSIONES

Una vez concluido el análisis del sistema propuesto, se puede hacer una recapitulación de las principales características de funcionamiento que presenta.

1. Al aumentar el número de pasos en que se entrega el voltaje el par aumenta en una forma más suave que con los métodos tradicionales.
2. Los medios de ajuste en el control de la etapa de potencia permiten ajustar el arrancador a cualquier motor de inducción trifásico jaula de ardilla para el que exista un tiristor disponible.
3. Debido al gran número de compuertas en cascada que se usan en el control se produce un retardo de propagación de aproximadamente 13 microsegundos que equivale a perder menos del $2 \times 10^{-6}\%$ del valor eficaz de la señal.
4. El uso de tiristores permite apagar el motor sin producir chispazos en la interrupción de corriente.
5. El hecho de no suprimir los picos en la operación no aumenta el cargo por demanda máxima por

que se mide es el valor eficaz.

Los datos anteriores permiten hacer comparaciones entre este método y los tradicionales.

Durante el desarrollo se utilizaron conocimientos en mayor o menor grado de algunas de las materias cursadas en la carrera como se pretendía en su elaboración.

BIBLIOGRAFÍA

-Guy Seguíer

Electrónica de potencia

3a. Edición, Editorial Gustavo Gili, S.A., España, 1982

-Horacio Buitrón

Operación, control y protección de motores eléctricos

1a. Edición, Imprenta Soto, México, 1975

-Timothy J. Maloney

Electrónica industrial

1a. Edición, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., Colombia, 1983

-Ronald J. Tocci

Circuitos y dispositivos electrónicos

1a. Edición, Nueva Editorial Interamericana, S.A. de C.V., México, 1985

-A.V. Konigslov

La escuela del técnico electricista, Tomo VI

(Teoría, cálculo y construcción de las máquinas de corriente alterna asíncronas)

3a. Edición, Editorial Labor, S.A., España, 1955

-Víctor Pérez Amador

Pruebas de equipo eléctrico 2, motores trifásicos de -

inducción

1a. Edición, Editorial Limusa, S.A., México, 1983

-Donald E. Lancaster

TTL Cookbook

1a. Edición, Howard W. Sams and Co., Indianapolis, 1975

-Donald E. Lancaster

CMOS Cookbook

1a. Edición, Howard W. Sams and Co., Indianapolis, 1978

-Ferdinand P. Beer y E. Russell Johnston, Jr.

Mecánica vectorial para ingenieros II, Dinámica

3a. Edición, Editorial Mc Graw-Hill Latinoamericana, S.A., México, 1981.

-Ronald J. Tocci

Sistemas digitales: Principios y aplicaciones

1a. Edición, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., México, 1986

-Rodolfo Luthe, Antonio Olivera y Fernando Schutz

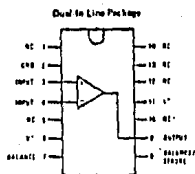
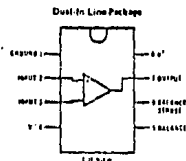
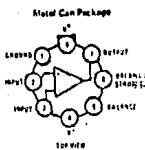
Métodos numéricos

1a. Edición, Editorial Limusa, S.A., México, 1982.

APENDICE A

LM311 Voltage Comparator

 Order Number LM311H
 See NS Package H08C

 Order Number LM311M
 See NS Package F08B
 Order Number LM311J
 See NS Package J08A

 Order Number LM311M-94
 See NS Package N16A
 Order Number LM311J-94
 See NS Package J16A

Note: Pin 8 connected to bottom of package.

Absolute Maximum Ratings

Total Supply Voltage (V_{CC})	35V
Output to Positive Supply Voltage (V_{OH})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{EE})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	600 mW
Output Short-Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Voltage at Stroke Pin	V _{EE} -5V

Features

- Operates from single 5V supply
- Maximum input current: 250 nA
- Maximum offset current: 50 nA
- Differential input voltage range: ±30V
- Power consumption: 1.5 mW at ±15V

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 50\text{k}$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{OH} = 10\text{ mV}$, $I_{OHS} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Stand-Off Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{OH} = 10\text{ mV}$, $V_{OHS} = 35\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{OHS} = 3\text{ mA}$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50\text{k}$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8-14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V_{OH} = 4.5\text{V}$, $V_{OHS} = 0$ $V_{OH} = -10\text{ mV}$, $I_{OHS} = 0\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15V supplies. The maximum input voltage limit is 30V above the positive supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperatures, since in the TO-8 package must be treated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of it is 60°C/W in the package at 100 C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ and the ground pin at ground, and 0°C < T_A < +70°C, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

Note 4: The offset voltage and offset current given are the maximum values required to drive the output within a millivolt of either supply with a 5 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of offset gain and input impedance.

Note 5: The response time specified for the device is for a 100 mV input step with 5 mV overshoot.

Note 6: Do not short the strobe pin to ground, it should be current driven at 3 to 5 mA.

1N4933 thru 1N4937

MR2271

Designers Data Sheets

**SUBMINIATURE SIZE, AXIAL LEAD MOUNTED
FAST RECOVERY RECTIFIERS**

Designed for special applications such as dc power supplies, inverters, converters, ultrasonic systems, choppers, low HF interference and free wheeling diodes. A complete line of fast recovery rectifiers having typical recovery time of 100 nanoseconds providing high efficiency of the circuit up to 250 kHz.

Designers Data for "Mount Case" Conditions

The Designers Data Sheet permits the designer to select the most efficient component which will do the required job under the conditions given for fast recovery design.

MAXIMUM RATINGS

Parameter	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937
Peak Repetitive Reverse Voltage (V _{RRM})	50	60	75	100	150
Peak Non-Repetitive Reverse Voltage (V _{RRM})	50	60	75	100	150
Peak Forward Current (I _{FM})	100	100	100	100	100
Peak Average Forward Current (I _{FAV})	10	10	10	10	10
Peak Reverse Current (I _{RM})	10	10	10	10	10
Peak Forward Voltage (V _{FM})	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Peak Reverse Voltage (V _{RM})	50	60	75	100	150
Peak Power Dissipation (P _{PK})	100	100	100	100	100
Storage Temperature Range (T _{STG})	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175
Operating Temperature Range (T _{OP})	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175	-55 to 175

TELETYPE CHARACTERISTICS

Parameter	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937
Forward Voltage (V _F)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Reverse Current (I _R)	10	10	10	10	10

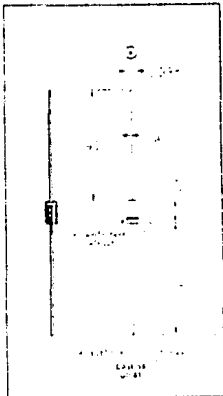
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937
Forward Voltage (V _F)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Reverse Current (I _R)	10	10	10	10	10
Forward Voltage (V _F)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Reverse Current (I _R)	10	10	10	10	10

FAST RECOVERY CHARACTERISTICS

Parameter	1N4933	1N4934	1N4935	1N4936	1N4937
Storage Time (t _{ST})	100	100	100	100	100
Reverse Recovery Time (t _{RR})	100	100	100	100	100
Reverse Recovery Current (I _{RRM})	100	100	100	100	100
Reverse Recovery Time (t _{RR})	100	100	100	100	100

**FAST RECOVERY
RECTIFIERS
50-600 VOLTS
1 AMPERE**



MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Void Free, Transist. Molded
FINISH: External leads are plated.
Leads are ready to solder.

POLARITY: Cathode indicated by
Positive band
WEIGHT: 0.4 Gram (Approximate)

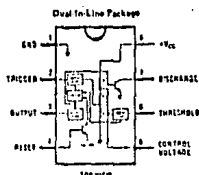
*Reference AEC registered Data for 1N4933 Series

LM555/LM555C Timer Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

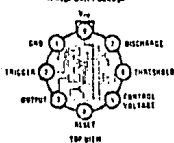
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation



Order Number LM555CN
See NS Package NC08
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

Metal Can Package



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package H00C

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = 15V to +18V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	FPV	MAX	MIN	FPV	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, I _O = 0 V _{CC} = 15V, I _O = 0 (I _{low} State) (Note 2)	3	5	10	3	5	10	µA
Timing Error, Monostable								%
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	H _{low} , H _{high} = 1k to 100k C = 0.1µF, (Note 2)		30			50		µsec/°C
Accuracy over Temperature			15			15		%
Drift with Supply			100%			50		%/V
Timing Error, Astable								%
Initial Accuracy			15			25		%
Drift with Temperature			50			150		µsec/°C
Accuracy over Temperature			25			50		%
Drift with Supply			0.15			0.50		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	0.8	5	1.2	0.8	5	1.2	V
Trigger Current		145	100	150	145	100	150	µA
Reset Voltage			0.01	0.2		0.01	0.2	V
Reset Current			0.1	0.1		0.1	0.4	µA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	µA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
Pin 7 Leakage Output High			20	200		20	200	µA
Pin 7 Sat (Note 5)			1	100		1	100	µA
Output Low	V _{CC} = 15V, I _O = 15 mA		150			150		µA
Output High	V _{CC} = 4.5V, I _O = 4.5 mA		70			70		µA
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V I _{low} = 10 mA I _{low} = 50 mA I _{low} = 100 mA I _{low} = 200 mA V _{CC} = 5V I _{low} = 5 mA I _{low} = 5 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
			0.4	0.5		0.4	0.75	V
			2	2.2		2	2.5	V
			2.5			2.5		V
Output Voltage Drop (High)	I _{high} = 200 mA, V _{CC} = 15V I _{high} = 100 mA, V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V		12.6			12.6		V
			12			12.5		V
			3			2.5		V
Rise Time of Output			100			100		nS
Fall Time of Output			100			100		nS

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a 0.5 mW/°C resistance of 140°C/W (pin to case for TO-9 and +150°C/W (pin to ambient for both packages).

Note 2: Supply current without output (high impedance) typically 1 mA (at V_{CC} = 5V).

Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 4: This will determine the maximum value of I_{TR} + I_{TH} for 15V operation. The maximum total (I_{TR} + I_{TH}) is 200 µA.

Note 5: The protection against excessive pin 7 current is achieved by providing the package dissipating rating will not be exceeded.

TYPES SN5408, SN54LS08, SN54S08,
SN7408, SN74LS08, SN74S08
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

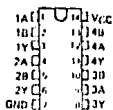


$$Y = A \cdot B \text{ or } Y = \overline{A + B}$$

FUNCTION TABLE (Truth table)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

SN7408 . . . JERN PACKAGE
SN74LS08, SN74S08 . . . D, JERN PACKAGE
TOP VIEW



absolute maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage: "0", "508"	5.5 V
"LS08"	7 V
Operating free air temperature range: S754"	-55°C to 125°C
S774"	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

recommended operating conditions

	SN7408			SN74LS08			SN74S08			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	I/O	MAX	
V_{CC} Supply voltage	4.5	5	5.25	4.5	5	5.25	4.75	5	5.25	V
V_{IH} High-level input voltage	2			2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8			0.8	V
I_{OH} High-level output current			-16			-16			-1	mA
I_{OL} Low-level output current			16			16			20	mA
T_A Operating free air temperature	0		70	0		70	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN5408			SN7408			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_O = -12 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V	
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $I_{IH} = -0.2 \text{ mA}$	2.4	3.4		2.4	3.4		V	
V_{IL}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 0 \text{ V}$, $I_{IH} = -10 \text{ mA}$	0.2	0.4		0.2	0.4		V	
I_I	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA	
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.4 \text{ V}$			40			43	µA	
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$			-11			-18	mA	
I_{IN5}	$V_{CC} = \text{MAX}$			-20			-56	mA	
I_{CC1}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 4.5 \text{ V}$			11	21		11	21	mA
I_{CC2}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0 \text{ V}$			20	33		20	33	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_A = 25^\circ \text{C}$

PARAMETER	FROM INPUT	TO IO1/OUTPUT	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	A or B	Y	$R_L = 400 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$		12.5	27	ns
t_{PHL}				12	18	ns	

TYPES SN5408, SN54LS08, SN54S08,
SN7408, SN74LS08, SN74S08
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS08		SN74LS08		UNIT		
		MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -10 \text{ mA}$			-1.5		-1.5	V	
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V.}, I_{OH} = -0.4 \text{ mA}$	2.5	3.4	2.1	3.4		V	
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = \text{MAX.}, I_{OL} = 4 \text{ mA}$	0.75	0.4	0.75	0.4		V	
	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = \text{MAX.}, I_{OL} = 8 \text{ mA}$			0.25	0.6			
I_I	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 2 \text{ V}$			0.1		0.1	mA	
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 2.7 \text{ V}$			20		20	μA	
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.4		-0.4	mA	
I_{IS}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-20	-100	-20	-100		mA	
I_{CCH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 4.5 \text{ V}$			2.6	4.8	2.6	4.8	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0 \text{ V}$			4.4	8.8	4.4	8.8	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
t_{PLH}	A or B	Y	$R_L = 2 \text{ k}\Omega, C_L = 15 \text{ pF}$			8	10	ns
t_{PHL}						10	20	ns

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54S08		SN74S08		UNIT		
		MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -10 \text{ mA}$			-1.2		-1.2	V	
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V.}, I_{OH} = -1 \text{ mA}$	2.5	3.4	2.1	3.4		V	
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = 0.8 \text{ V.}, I_{OL} = 20 \text{ mA}$			0.5		0.5	V	
I_I	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 5.5 \text{ V}$			1		1	mA	
I_{IH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 2.7 \text{ V}$			50		50	μA	
I_{IL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0.5 \text{ V}$			-2		-2	mA	
I_{OS}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-40	-100	-40	-100		mA	
I_{CCH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 4.5 \text{ V}$			18	32	18	32	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0 \text{ V}$			32	67	32	67	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
t_{PLH}	A or B	Y	$R_L = 280 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$			4.5	7	ns
t_{PHL}						5	7.5	ns
t_{PLH}	A or B	Y	$R_L = 200 \Omega, C_L = 50 \text{ pF}$			6	14	ns
t_{PHL}						7.5	16	ns

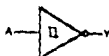
TYPES SN5414, SN54LS14,
SN7414, SN74LS14
HEX SCHMITT-TRIGGER INVERTERS

- Operation from Very Slow Edges
- Improved Line-Revolving Characteristics
- High Noise Immunity

$$Y = \bar{A}$$

Each circuit functions as an inverter, but because of the Schmitt action, it has different input threshold levels for positive (V_{T+}) and for negative going (V_{T-}) signals.

These circuits are temperature-compensated and can be triggered from the slowest of input ramps and still give clean, jitter free output signals.



SN7414 ... J-OMN PACKAGE
SN74LS14 ... D, J-DRN PACKAGE
(TOP VIEW)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1) 7V
Input voltage: "1" 5.5V
..... "LS14" 5.0V
Operating free-air temperature: SN54* -55°C to 150°C
..... SN74* 0°C to 70°C
Storage temperature range -65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

PARAMETER	SN5414		SN74LS14		UNIT
	MIN	TYP	MIN	MAX	
V_{CC} Supply voltage	4.75	5	5.27	5.25	V
I_{OH} High level output current	-	-	0.8	0.8	mA
I_{OL} Low level output current	-	-	16	8	mA
T_A Operating free-air temperature	0	70	0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN5414			UNIT	
		MIN	TYP	MAX		
V_{T+}	$V_{CC} = 5V$	1.7	1.1	1	V	
V_{T-}	$V_{CC} = 5V$	0.6	0.9	1.1	V	
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = 5V$	0.4	0.3	-	V	
V_{T+}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_1 = 12 \text{ mA}$	-	-	-1.5	V	
V_{T-}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_1 = 0.6 \text{ V}, I_{OH} = -0.8 \text{ mA}$	1.4	2.4	-	V	
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_1 = 2V, I_{OH} = 8 \text{ mA}$	0.7	0.4	-	V	
I_{CC}	$V_{CC} = 5V, V_1 = V_{T+}$	-	-	-0.43	mA	
I_{T-}	$V_{CC} = 5V, V_1 = V_{T-}$	-	-	-0.36	mA	
I_1	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_1 = 0.9V$	-	-	1	mA	
I_{OH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{OH} = 2.8V$	-	-	40	mA	
I_{OL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{OL} = 0.4V$	-	-	-0.8	-1.2	mA
I_{FOL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	-1.8	-5.1	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	22	36	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	37	60	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	FROM INPUT	TO OUTPUT	SN7414			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	A	Y	15	22	ns	
t_{PHL}	A	Y	15	22	ns	

TEST CONDITIONS	
$R_L = 400 \Omega$	$C_L = 15 \text{ pF}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN74LS14			UNIT	
		MIN	TYP	MAX		
V_{T+}	$V_{CC} = 5V$	1.4	1.6	1.9	V	
V_{T-}	$V_{CC} = 5V$	0.5	0.8	1	V	
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = 5V$	0.4	0.8	-	V	
V_{T+}	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_1 = -10 \text{ mA}$	-	-	-1.3	V	
V_{T-}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_1 = 0.5V, I_{OH} = -0.4 \text{ mA}$	2.7	2.8	-	V	
V_{OH}	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_1 = 1.9V, I_{OH} = 4 \text{ mA}$	0.75	0.8	-	V	
I_{CC}	$V_{CC} = 5V, V_1 = V_{T+}$	-	-	-0.14	mA	
I_{T-}	$V_{CC} = 5V, V_1 = V_{T-}$	-	-	-0.18	mA	
I_1	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_1 = 2V$	-	-	0.1	mA	
I_{OH}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{OH} = 2.8V$	-	-	20	mA	
I_{OL}	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{OL} = 0.4V$	-	-	-1.8	mA	
I_{FOL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	-2.0	-10.0	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	8.5	18	mA
I_{CCL}	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-	-	12	21	mA

PARAMETER	FROM INPUT	TO OUTPUT	SN74LS14			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	A	Y	15	22	ns	
t_{PHL}	A	Y	15	22	ns	

TEST CONDITIONS	
$R_L = 240 \Omega$	$C_L = 15 \text{ pF}$

TYPES SN54LS21, SN74LS21
DUAL 4-INPUT POSITIVE-AND GATES

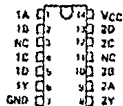
FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS				OUTPUT
A	B	C	D	Y
H	H	H	H	H
L	X	X	X	L
X	L	X	X	L
X	X	L	X	L
X	X	X	L	L



$$Y = A \cdot B \cdot C \cdot D \quad \text{or} \quad Y = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}}$$

SN74LS21 ... Q₁ DIP PACKAGE
(TOP VIEW)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage, V_{I1} to V_{I4}	5.5 V
Operating temperature range: SN54 ¹	7 V
SN74 ²	-55°C to 125°C
Storage temperature range	0°C to 175°C
	-65°C to 150°C

recommended operating conditions

	SN54LS21		SN74LS21		UNIT		
	MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
V_{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V_{IH} High-level input voltage	2			2			V
V_{OL} Low-level input voltage		0.7			0.8		V
I_{OH} High-level output current			-0.4		-0.4		mA
I_{OL} Low-level output current			4		4		mA
T_A Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS21		SN74LS21		UNIT		
		MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
V_{IK}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5		-1.5	V	
V_{IPI}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{I1} = 2 \text{ V}$, $I_{O1} = -0.4 \text{ mA}$	2.5	3.4		2.1	3.4	V	
V_{OL}	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{I1} = \text{MAX}$, $I_{O1} = 4 \text{ mA}$		0.25	0.4		0.25	0.4	
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{I1} = \text{MAX}$, $I_{O1} = 8 \text{ mA}$					0.35	0.4	
I_I	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2 \text{ V}$			0.1		0.1	mA	
I_{OH}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.1 \text{ V}$			20		20	µA	
I_{OL}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.4		-0.4	mA	
I_{O16}	$V_{CC} = \text{MAX}$	-20		-100	-20	-100	mA	
I_{O11}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 4.5 \text{ V}$		1.2	2.4		1.2	2.4	mA
I_{O12}	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0 \text{ V}$		2.2	4.4		2.2	4.4	mA

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$ (see note 2)

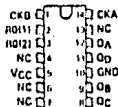
PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PHL}	Any	Y	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$		8	15	ns
t_{PLL}					10	20	ns

'93A, 'LS93 ... 4 BIT BINARY COUNTERS

TYPES SN7493A .SN74LS93
BINARY COUNTERS

TYPES	TYPICAL POWER DISSIPATION
'93A	130 mW
'LS93	45 mW

SN7493A ... JORN PACKAGE
SN74LS93 ... D, JORN PACKAGE
(TOP VIEW)



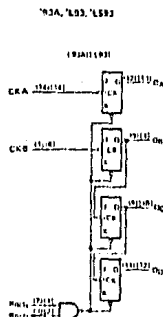
'93A, 'LS93, 'LS93
RESET/COUNT FUNCTION TABLE

RESET INPUTS		OUTPUT			
R ₀ (1)	R ₀ (2)	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	L	L	L
L	X	COUNT			
X	L	COUNT			

'93A, 'LS93, 'LS93
COUNT SEQUENCE
(See Note C)

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

NOTE - Output Q_A is connected to input CKB for re-entrance



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage ¹ H inputs	7 V
A and B inputs	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN74LS ² Circuits	-55°C to 125°C
SN74LS ² Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1. Voltage values are with respect to terminal ground terminal

recommended operating conditions

	SN7493A			SN74LS93			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
High level output current, I _{OH}			10			40	mA
Low level output current, I _{OL}			10			10	mA
Circuit frequency, f _c (see Note 1)	A input	0	37	0	22		MHz
	B input	0	16	0	11		MHz
	A input	15		15			MHz
	B input	30		30			MHz
Pulse width, t _p			15			20	ns
Setup time from 0 to setup before, t _{su}			25			25	ns
Quiescent free-air temperature, T _a	0	70	0	70	0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER ¹	TEST CONDITIONS ²	73A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V _{IH} High level input voltage		2			V
V _{IL} Low level input voltage		0.8			V
V _{IC} Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -12 mA	-1.5			V
V _{OIH} High level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OIH} = -800 μ A	2.4	3.4		V
V _{OL} Low level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OIL} = 16 mA ³	0.2	0.4		V
I _I Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V	1			mA
I _{IH} High level input current	Any input	40			μ A
	CKA	81			μ A
I _{IL} Low level input current	Any input	-16			mA
	CKA or CKB	-37			mA
I _{OC} Short circuit output current ⁴	V _{CC} = MAX	S _{PH} A = -20	-57		mA
		S _N A = -18	-53		mA
I _{CC} Quiescent current	V _{CC} = MAX, See Note 3	20	39		mA

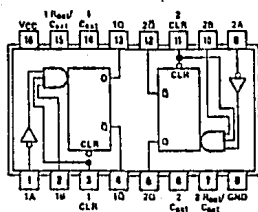
PARAMETER	TEST CONDITIONS ²	SN74LS93			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V _{IH} High level input voltage		2			V
V _{IL} Low level input voltage		0.8			V
V _{IC} Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA	-1.5			V
V _{OIH} High level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OIH} = -400 μ A	2.7	3.4		V
V _{OL} Low level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL} max	I _{OIL} = 4 mA ⁴	0.25	0.4	V
		I _{OIL} = 8 mA ⁴	0.35	0.5	V
I _I Input current at maximum input voltage	Any input	0.1			mA
	CKA or CKB	0.2			mA
I _{IH} High level input current	Any input	20			μ A
	CKA or CKB	60			μ A
I _{IL} Low level input current	Any input	-0.8			mA
	CKA or CKB	-2.4			mA
I _{OS} Short-circuit output current ⁴	V _{CC} = MAX	-20			mA
		-100			mA
I _{CC} Quiescent current	V _{CC} = MAX, See Note 3	9	15		mA

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS ²	73A			LS93			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{max}	CKA	Q _A	C _L = 15 pF, R _L = 400 Ω , See Figure 1	37	42		37	42		nS
	CKB	Q _B		10			10			nS
SP ₁₀	CKA	Q _A		10	16		10	16		nS
SP ₁₁				17	18		17	18		nS
SP ₁₂	CKA	Q _D		46	70		46	70		nS
SP ₁₃				46	70		46	70		nS
SP ₁₄	CKB	Q _B		10	16		10	16		nS
SP ₁₅				14	21		14	21		nS
SP ₁₆	CKA	Q _C		21	32		21	32		nS
SP ₁₇				27	35		27	35		nS
SP ₁₈	CKB	Q _C		34	51		34	51		nS
SP ₁₉				34	51		34	51		nS
SP ₂₀	Set to 0	Any		26	40		26	40		nS
SP ₂₁	Set to 0	Q _A , Q _D								nS
		Q _B , Q _C							nS	

¹t_{max} maximum clock frequency
²SP₁₀ propagation delay time, low to high level output
³SP₁₁ propagation delay time, high to high level output

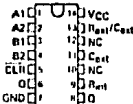
TYPES SN74123, SN74L122, SN74LS123, SN74LS122, SN74ALS123 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS



123, 124, 122, 123, 122, 123
FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUTS	
CLR	Q	Q	Q
L	H	L	H
H	L	L	H
L	L	L	H
H	L	L	H
L	H	L	H
H	H	L	H

SN74123, SN74L122... DIP PACKAGE
SN74LS123... D, JORN PACKAGE
(TOP VIEW) (SEE NOTES 1 THRU 4)



recommended operating conditions

	SN74*			SN74L*			SN74LS*			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-600			-400			-400	μ A
Low-level output current, I_{OL}			16			8			8	mA
Pulse width, t_w	40			50			40			ns
External timing resistance, R_{TST}	5		50	5		50	5		200	k Ω
External capacitance, C_{SET}	No restriction			No restriction			No restriction			
Wiring capacitance at I_{OH}/I_{OL} terminal			50			50			50	pF
Operating free-air temperature, T_A	0		70	0		70	0		70	$^{\circ}$ C

electrical characteristics over recommended free-air operating temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	'922			'123			UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX		
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V	
V_{IL} Low-level input voltage				0.8			0.8	V	
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -12 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V	
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$, See Note 1	2.4	3.4		2.4	3.4		V	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OL} = 16 \text{ mA}$, See Note 1			0.2	0.4		0.2	0.4	V
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA	
I_{IH} High-level input current	Data inputs Clear input $V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.4 \text{ V}$			40			40	μ A	
I_{IL} Low-level input current	Data inputs Clear input $V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$			-1.6			-1.6	mA	
I_{OS} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 8			-10			-10	mA	
I_{CC} Supply current (quiescent or triggered)	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Notes 6 and 7			23	31		46	mA	

electrical characteristics over recommended free-air operating temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	122			123			UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX		
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V	
V_{IL} Low-level input voltage				0.8			0.8	V	
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -12 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V	
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$, See Note 1	2.4	3.4		2.4	3.4		V	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OL} = 8 \text{ mA}$, See Note 1			0.2	0.4		0.2	0.4	V
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA	
I_{IH} High-level input current	Data inputs Clear input $V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.4 \text{ V}$			20			20	μ A	
I_{IL} Low-level input current	Data inputs Clear input $V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.8			-0.8	mA	
I_{OS} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 8			-5			-5	mA	
I_{CC} Supply current (quiescent or triggered)	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Notes 10 and 11			11	14		23	33	mA

TYPES SN74L123, SN74L122, SN74L123, SN74LS122, SN74LS123 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	'123/LS123'			'122/LS122'			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V _{OH}	High-level output voltage	2						V	
V _{OL}	Low-level output voltage	0.7						0.8	V
V _{IK}	Input clamp voltage	-1.5						-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _O = 10 mA V _{CC} = MIN, V _{OH} = 2 V V _{IL} = V _{OH} max I _{OH} = -400 μA	2.5	3.5	2.7	3.5	V		
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{OL} = V _{OH} max I _{OL} = 4 mA I _{OL} = 6 mA	0.75	0.4	0.25	0.4	V		
I _I	Input current at maximum output voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V	0.1				0.1	mA	
I _{OH}	High-level output current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V	20				20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V	-0.4				-0.4	mA	
I _{OC}	Output current (sourcing)	V _{CC} = MAX	-20	-100	-2	-100	mA		
I _{CC}	Supply current (powered or triggered)	V _{CC} = MAX, See Note 13	'LS122' 3 11		'LS123' 6 11		mA		

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER ²	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'122			'123			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	A	Q	C _{ext} = 0, R _{ext} = 5 kΩ, R _L = 410 Ω, C _L = 15 pF	27	13	27	33	ns		
	B	Q		19	23	19	28			
t _{PHL}	A	Q		30	43	47	40	ns		
	B	Q		27	36	27	32			
t _{rise}	Clear	Q		18	27	18	23	ns		
t _{fall}	Q	Q		30	43	21	43	ns		
t _w (10%)	A or B	Q	45	65	45	65	ns			
t _w (50%)	A or B	Q	303	342	376	276	303	337	μs	

PARAMETERS	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'L122			'L123			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	A	Q	C _{ext} = 5, R _{ext} = 5 kΩ, R _L = 800 Ω, C _L = 15 pF	44	65	44	65	ns		
	B	Q		30	56	30	56			
t _{PHL}	A	Q		64	83	64	83	ns		
	B	Q		54	72	54	72			
t _{rise}	Clear	Q		36	54	36	54	ns		
t _{fall}	Q	Q		60	80	60	80	ns		
t _w (10%)	A or B	Q	90	135	90	135	ns			
t _w (50%)	A or B	Q	1.7	1.9	2.1	1.3	2.1	μs		

PARAMETERS	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	LS122			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	A	Q	C _{ext} = 0, R _{ext} = 5 kΩ, R _L = 2 kΩ, C _L = 15 pF	22	13	22	ns
	B	Q		23	44		
t _{PHL}	A	Q		32	45	32	ns
	B	Q		34	56		
t _{rise}	Clear	Q		20	27	20	ns
t _{fall}	Q	Q		26	45	26	ns
t _w (10%)	A or B	Q	110	220	110	ns	

TYPICAL APPLICATION DATA

The output pulse is primarily a function of the external capacitor and resistor. For C_{ext} > 1000 pF, the output pulse width (t_w) is defined as:

$$t_w = K \cdot R_T \cdot C_{ext} \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right)$$

where

K is 0.32 for '122, 0.20 for '123,
0.37 for 'L122, 0.33 for 'L123

R_T is in kΩ (internal or external timing resistance).

C_{ext} is in pF

t_w is in nanoseconds

FOR 'LS123

When C_{ext} > 1000 pF, the output pulse width is defined as:

$$t_w = 0.45 \cdot R_T \cdot C_{ext}$$

where

R_T is in kΩ (internal or external timing resistance.)

C_{ext} is in pF

t_w is in nanoseconds

For best results, system ground should be applied to the C_{ext} terminal.

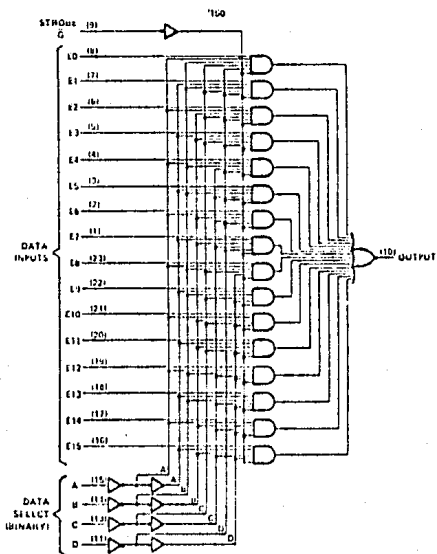
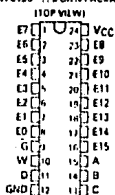
TYPES SN54150

DATA SELECTOR (MULTIPLEXER)

'150 Selects One of Sixteen Data Sources

TYPICAL AVERAGE TYPICAL
 TYPE PROPAGATION DELAY TIME POWER
 DATA INPUT TO W OUTPUT DISSIPATION
 '150 12 ns 200 mW

SN54150 ... JOHN PACKAGE



'150

FUNCTION TABLE

INPUTS				STROBE	OUTPUT
SELECT	D	C	H		
L	L	L	L	X	H
L	L	L	L	L	E0
L	L	L	L	H	E1
L	L	L	H	L	E2
L	L	L	H	H	E3
L	L	H	L	L	E4
L	L	H	L	H	E5
L	L	H	H	L	E6
L	L	H	H	H	E7
L	H	L	L	L	E8
L	H	L	L	H	E9
L	H	L	H	L	E10
L	H	L	H	H	E11
L	H	H	L	L	E12
L	H	H	L	H	E13
L	H	H	H	L	E14
L	H	H	H	H	E15
H	L	L	L	L	W
H	L	L	L	H	A
H	L	L	H	L	B
H	L	L	H	H	C
H	L	H	L	L	W
H	L	H	L	H	A
H	L	H	H	L	B
H	L	H	H	H	C
H	H	L	L	L	W
H	H	L	L	H	A
H	H	L	L	H	B
H	H	L	L	H	C
H	H	L	H	L	W
H	H	L	H	H	A
H	H	L	H	H	B
H	H	L	H	H	C
H	H	H	L	L	W
H	H	H	L	H	A
H	H	H	L	H	B
H	H	H	L	H	C
H	H	H	H	L	W
H	H	H	H	H	A
H	H	H	H	H	B
H	H	H	H	H	C

*Include maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage (see Note 2): '150, '151A, '151B, '152A	5.5 V
'151B, '151C	7 V
Operating free air temperature range: SN54*	-55°C to 125°C
SN74*	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

recommended operating conditions

	SN54*			SN74*			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High level output current, I _{OH}						-800	μA
Low level output current, I _{OL}			10			16	mA
Operating free-air temperature, T _a			125			70	°C

TYPES SN54150
DATA SELECTOR (MULTIPLEXER)

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	*150			*151A, *152A			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	High level input voltage	2			2			V	
V _{IL}	Low level input voltage			0.8			0.8	V	
V _{IC}	Input clamp voltage						-1.5	V	
V _{OHI}	High level output voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -0 mA						V	
V _{OOL}	Low level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _I = -800 μA	2.4	3.4		2.4	3.4	V	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 16 mA		0.2	0.4		0.2	0.4	mA
I _{IH}	High level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V				1		1	mA
I _{IL}	Low level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V				-1.6		-1.6	mA
I _{OS}	Short circuit output current ²	V _{CC} = MAX							mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 3							
		*150		40	80		22	40	mA
		*151A, *152A					20	40	mA

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C

PARAMETER ³	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	*150			*151A, *152A			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	A, B, or C	Y	C _L = 15 pF, I _L = 40 mA, See Note 4					25	38	ns
t _{PHL}	A, B, or C	Y						25	38	ns
t _{PLH}	A, B, C, or D	W			22	35		17	26	ns
t _{PHL}	A, B, C, or D	W			27	32		19	30	ns
t _{PLH}	Stroke C	Y						21	32	ns
t _{PHL}	Stroke C	Y						22	32	ns
t _{PLH}	Stroke C	W			16.5	24		14	21	ns
t _{PHL}	Stroke C	W			21	30		19	22	ns
t _{PLH}	D0 thru D7	Y						13	20	ns
t _{PHL}	D0 thru D7	Y						18	27	ns
t _{PLH}	D0 thru E15, or D0 thru D7	W			8.5	14		8	14	ns
t _{PHL}	D0 thru D7	W			13	20		8	14	ns

³t_{PLH} = propagation delay time, low to high level output
³t_{PHL} = propagation delay time, high to low level output

TYPES SN54154, SN74154 4-LINE TO 16-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54154 Circuits	-55°C to 125°C
SN74154 Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54154			SN74154			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-400			-200	μ A
Low-level output current, I_{OL}			10			10	μ A
Operating free-air temperature, T_A	-55	125	0	0	70		°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54154			SN74154			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2		2			V	
V_{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8	V	
V_{IA} Input surge voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -12 \text{ mA}$		-1.0			-1.5	V	
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0 \text{ V}$, $I_{OH} = -100 \mu\text{A}$	2.4	3.4		2.4	3.4	V	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0 \text{ V}$, $I_{OL} = 10 \text{ mA}$	0.2	0.4		0.2	0.4	V	
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$		1			1	μ A	
I_{IH} High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.4 \text{ V}$		40			40	μ A	
I_{IL} Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$		-1.0			-1.0	μ A	
I_{SC} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$	50	-65	-10		50	μ A	
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 2	31	40		34	50	μ A	

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $I_A = 25^\circ\text{C}$

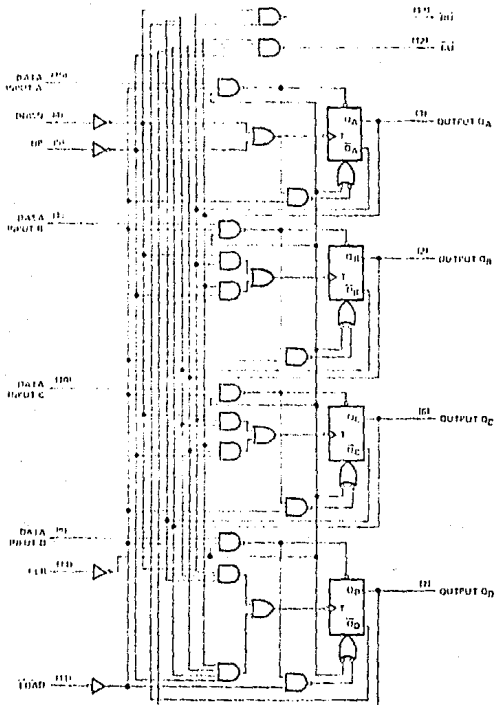
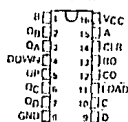
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH} Propagation delay time, low to high-level output, from A, B, C, or D inputs through 3 levels of logic	$C_L = 15 \text{ pF}$, $I_L = 400 \mu\text{A}$, See Note 3		24	30	ns
t_{PHL} Propagation delay time, high to low-level output, from A, B, C, or D inputs through 3 levels of logic			22	34	ns
t_{PLH} Propagation delay time, low to high-level output, from either enable input			20	30	ns
t_{PHL} Propagation delay time, high to low-level output, from either enable input			18	27	ns

TYPES SN74193, SN74LS193
 SYNCHRONOUS 4-BIT UP/DOWN COUNTERS (DUAL CLOCK WITH CLEAR)

- Counting Circuitry Provided Internally
- Synchronous Operation
- Individual Preset to Each Flip-Flop
- Fully Independent Clear Input

TYPES	TYPICAL MAXIMUM COUNT FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
SN74193	32 kHz	275 mW
SN74LS193	32 kHz	44 mW
SN74LS193	32 kHz	95 mW

1192 SN74193 1... JUMN PACKAGE
 .92 SN74LS193 D... JUMN PACKAGE
 (TOP VIEW)



• Absolute maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

	SN541	SN54LS	SN541S	SN74	SN74LS	UN74
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7	5	7	7	7	V
Input voltage	5.5	5.5	7	5.5	7	V
Operating free air temperature range	-55 to 125		0 to 70			
Storage temperature range	-65 to 150		-65 to 150			

NOTE 1: Voltage values are with respect to reference ground terminal.

TYPES SN74193, SN74LS193
SYNCHRONOUS 4-BIT UP/DOWN COUNTERS (DUAL CLOCK WITH CLEAR)

recommended operating conditions

	SN74192			SN74193			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V _{CC} Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
I _{CC1} High-level input current			-0.4			-0.4	mA
I _{CC2} Low-level input current			10			10	mA
f _{CLK} Clock frequency	0		25	0		25	MHz
t _W Width of any input pulse	20			20			ns
t _{CE} Clear pulse time (See Figure 1)	20			20			ns
t _H Hold time	0			0			ns
t _{LOAD} Output load time	3			3			ns
T _{OP} Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN74192			SN74193			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IH} High-level input voltage		2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage				0.1			0.1	V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OL} = 12 mA			-1.5			-1.5	V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OH} = -0.4 mA	2.4	3.4		2.4	3.4		V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 16 mA	0.2	0.4		0.2	0.4		V
I _{CC1} Input current at maximum high-level output	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V			1			1	mA
I _{CC2} Input current at maximum low-level output	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V			40			40	mA
I _{CC3} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V			-1.1			-1.1	mA
I _{CC4} Short-circuit output current	V _{CC} = MAX	-20		-10			-10	mA
I _{CC5} Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2			10			10	mA

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN74LS192			SN74LS193			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{CC} Supply voltage		4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
I _{CC1} High-level input current				-4.0			-4.0	mA
I _{CC2} Low-level input current				4			8	mA
f _{CLK} Clock frequency		0		25	0		25	MHz
t _W Width of any input pulse		20			20			ns
t _{CE} Clear pulse time (See Figure 1)		20			14			ns
t _H Hold time before setup time		15			15			ns
t _{LOAD} Output load time (See Figure 1)		20			20			ns
t _H Output hold time		5			5			ns
T _{OP} Operating free-air temperature range		-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN74LS192			SN74LS193			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IH} High-level input voltage		2			2			V
V _{IL} Low-level input voltage				0.1			0.1	V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OL} = 12 mA			-1.5			-1.5	V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OH} = -0.4 mA, I _{OL} = 16 mA	2.5	3.4		2.1	3.4		V
I _{CC1} Input current at maximum high-level output	V _{CC} = MAX, V _I = 5 V			0.1			0.1	mA
I _{CC2} High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4 V			20			20	mA
I _{CC3} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V			-0.4			-0.4	mA
I _{CC4} Short-circuit output current	V _{CC} = MAX	-20		-100	-20		-100	mA
I _{CC5} Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2			19			19	mA

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25 °C

PARAMETER ²	TRIGGER INPUT	TO OUTPUT	TEST CONDITIONS	SN 193			SN74LS193			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	UP	Q ₁	C _L = 15 pF, I _L = 100 μA, See Figures 1 and 2	25	32		25	32	SN74	
t _{PLL}				17	26		17	26	ns	
t _{PHL}				16	24		16	24	ns	
t _{PHL}	DOWN	Q ₁		16	24		16	24	ns	
t _{PLH}				16	24		16	24	ns	
t _{PLL}				16	24		16	24	ns	
t _{PLH}	UP/DOWN	Q	11	47		11	47	ns		
t _{PLL}			7	40		7	40	ns		
t _{PHL}			20	40		20	40	ns		
t _{PLH}	LOAD	Q	22	35		22	35	ns		
t _{PLL}										
t _{PHL}										

MM54HC4016/MM74HC4016
Quad Analog Switch
Absolute Maximum Ratings (Factors 1 & 2)

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +15V
DC Control Input Voltage (V_{IH})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Switch I/O Voltage (V_{IC})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	±20 mA
DC Output Current, per pin (I_{O1})	±25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	±50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D) (Note 3)	500 mW
Lead Temperature (T _L) (Soldering 10 seconds)	250°C

Operating Conditions

Supply Voltage (V_{CC})	Min	Max	Un ¹
DC Input or Output Voltage (V_{IH}, V_{O1})	0	V_{CC}	V
Operating Temperature Range (T_A)			°C
MM54HC	-40	+105	
MM74HC	-55	+125	
Input Rise or Fall Times			ns
t _r (1)	$V_{CC} = 2.5V$	1500	
	$V_{CC} = 4.5V$	500	
	$V_{CC} = 6.0V$	400	

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	74HC			54HC			Units		
				$T_A = -25^\circ C$			$T_A = -40$ to $85^\circ C$				$T_A = -55$ to $125^\circ C$	
				Typ								
				Guaranteed Limits								
V_{IH}	Minimum High Level Input Voltage		2.0V	1.5	1.5	1.5	1.5	V				
			4.5V	2.75	3.15	3.15	V					
			9.0V	6.3	6.3	6.3	V					
			12.0V	8.4	8.4	8.4	V					
V_{IL}	Maximum Low Level Input Voltage		2.0V	0.7	0.7	0.7	0.7	V				
			4.5V	0.9	0.9	0.9	V					
			9.0V	1.8	1.8	1.8	V					
			12.0V	2.4	2.4	2.4	V					
R_{ON}	Maximum 'ON' Resistance (See Note 5)	$V_{CTL} = V_{OH}, I_{IS} = 1.0$ mA $V_{IS} = V_{CC}$ or GND (Figure 1)	4.5V	100				Ω				
			9.0V	50				Ω				
			12.0V	30				Ω				
			2.0V	120				Ω				
			4.5V	50				Ω				
			9.0V	25				Ω				
R_{OFF}	Maximum 'OFF' Resistance Matching	$V_{CTL} = V_{OH}$ $V_{IS} = V_{CC}$ or GND	4.5V	10				Ω				
			9.0V	5				Ω				
			12.0V	5				Ω				
			2.0V	10				Ω				
I_{IH}	Maximum Control Input Current	$V_{IH} = V_{CC}$ or GND $V_{IC} = 2 = 6V$		±0.1	±1.0	±1.0	μA					
I_{IZ}	Maximum Switch 'OFF' Leakage Current	$V_{OH} = V_{CC}$ or GND $V_{IS} = GND$ or V_{CC} $V_{CTL} = V_{OH}$ (Figure 2)	5.5V	10			nA					
			9.0V	15			nA					
			12.0V	20			nA					
I_{IZ}	Maximum Switch 'OFF' Leakage Current	$V_{OH} = V_{CC}$ or GND $V_{CTL} = V_{OH}$ (Figure 2)	5.5V	10			nA					
			9.0V	15			nA					
			12.0V	20			nA					
I_{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	$V_{IH} = V_{CC}$ or GND $I_{O1} = 0$ μA	5.5V	2.0	20	40	μA					
			9.0V	8.0	80	160	μA					
			12.0V	15.0	160	320	μA					

Note 1: Absolute Maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

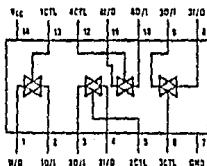
Note 2: Stress above those specified on this data sheet is not recommended.

Note 3: Power Dissipation: temperature derating — plastic "N" package — 12 mW/°C from 85°C to 150°C; ceramic "J" package — 12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of 5V ± 10% the worst case on resistance (R_{ON}) occurs for 100 pF at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when operating with the supply. Worst case I_{IH} and I_{IZ} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{CC} value of 5.5V is 2.5V.) The worst case leakage current occurs at the CMOS input voltage and at these values should be used.

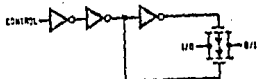
Note 5: At supply voltages ($V_{CC} = V_{IS}$) approaching 2V the analog switch on resistance becomes extremely high. Therefore it is recommended that these devices be used to transmit signal only when using these supply voltages.

Dust-In-Line Package



TOP VIEW
MM54HC4016/MM74HC4016
54HC4016 (J) 74HC4016 (J,H)

Schematic Diagram



Truth Table

Input	Switch
CTL	I/O-O/I
L	"OFF"
H	"ON"

Features

- Typical switch enable time: 15 ns
- Wide analog input voltage range: 0-12V
- Low 'on' resistance: 50Ω typical
- Low quiescent current: 80 μ A maximum (74HC)
- Matched switch characteristics
- Individual switch controls

AC Electrical Characteristics

$V_{CC} = 2.0V - 6.0V$, $V_{EE} = 0V$ to $6V$, $C_L = 15$ pF (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V_{CC}	$T_A = 25^\circ C$		74HC	54HC	Units
				Typ	Guaranteed Limits	$T_A = -40$ to $85^\circ C$	$T_A = -55$ to $125^\circ C$	
t_{PLH}, t_{PLZ}	Maximum Propagation Delay Switch In to Out		2.0V	25				ns
			4.5V	6				ns
			9.0V	4				ns
			12.0V	3				ns
t_{ZL}, t_{ZD}	Maximum Switch Turn "On" Delay	$R_L = 1$ k Ω	2.0V	32				ns
			4.5V	8				ns
			9.0V	6				ns
			12.0V	5				ns
t_{HL}, t_{HLZ}	Maximum Switch Turn "Off" Delay	$R_L = 1$ k Ω	2.0V	45				ns
			4.5V	15				ns
			9.0V	10				ns
			12.0V	8				ns
f_{MAX}	Maximum Switch Frequency Response 20log $(V_o/V_i)_{min} = -3$ dB		4.5V	100				MHz
			9.0V	120				MHz
	Cross Talk Control to Switch	(Figure 7)	4.5V	180				mVp.p
	Cross Talk Between Any Two Switches (Frequency at -50 dB)	(Figure 8)	4.5V					MHz
	Crosstalk, Switch Input to Output (Frequency at -50 dB)							MHz
C_{in}	Maximum Control Input Capacitance			5	10	10	10	pF
t_{on}	Maximum Switch Input Capacitance			15				pF
t_{off}	Maximum Feedthrough Capacitance	$V_{CLT} = GND$		5				pF

2N2646 (SILICON)
2N2647

SILICON ANNULAR PN
UNIJUNCTION TRANSISTORS

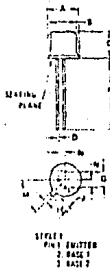
... designed for use in pulse and timing circuits, sensing circuits and thyristor trigger circuits. These devices feature:

- Low Peak Point Current - 20 μ A (Typ)
- Low Emitter Reverse Current - 200 nA (Max)
- Passivated Surface for Reliability and Uniformity



*MAXIMUM RATINGS (T _A = 25°C unless otherwise noted)				
Rating	Symbol	Value	Unit	
Power Dissipation (1)	P _D	300	mW	
RMS Emitter Current	I _{E(RMS)}	10	mA	
Peak Pulse Emitter Current (2)	I _E	20	Amps	
Emitter Reverse Voltage	V _{CE}	30	Volts	
Interbase Voltage	V _{BB}	35	Volts	
Operating Junction Temperature Range	T _J	-55 to +125	°C	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C	

* Indicates JEDEC Registered Data
 (1) Derate 3.0 mW/°C increase in ambient temperature. The total power dissipation (available power to Emitter and Base Term) must be limited by the external circuitry.
 (2) Capacitor discharge - 10 μ s or less, 50 volts or less



*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Intrinsic Standoff Ratio (V _{BB} = 10 V) (Note 1)	η	0.58 0.68	-	0.75 0.82	-
Interbase Resistance (V _{BB} = 3.0 V, I _E = 0)	r _{BB}	4.2	7.0	9.1	k ohms
Interbase Resistance Temperature Coefficient (V _{BB} = 3.0 V, I _E = 0, T _A = -55°C to +125°C)	α_{rBB}	0.1	-	0.2	%/°C
Emitter Saturation Voltage (V _{BB} = 10 V, I _E = 50 mA) (Note 2)	V _{CE(sat)}	-	3.5	-	Volts
Modulated Interbase Current (V _{BB} = 10 V, I _E = 10 mA)	I _{BB(mod)}	-	15	-	mA
Emitter Reverse Current (V _{BB} = 30 V, I _B = 0)	I _{CE0}	-	0.005 0.005	12 0.2	μ A
Peak Point Emitter Current (V _{BB} = 25 V)	I _p	-	1.0 1.0	5.0 2.0	μ A
Valley Point Current (V _{BB} = 20 V, R _{BB} = 150 ohms) (Note 2)	I _v	4.0 6.0	6.0 10	- 18	mA
Base Drive Peak Pulse Voltage (Note 3, Figure 2)	V _{BB1}	3.0 6.0	5.0 7.0	- -	Volts

2N3903 (SILICON) 2N3904

NPN SILICON ANNULAR TRANSISTORS

... designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with types 2N3903a and 2N3904a

- Collector-Emitter Breakdown Voltage - $V_{CE0} = 40$ Vdc (100mA)
- Current Gain Specified from 100 μ A to 100 mA
- Complete Switching and Amplifier Specifications
- Low Capacitance - $C_{cb} = 4.0$ pf (100V)

NPN SILICON SWITCHING & AMPLIFIER TRANSISTORS



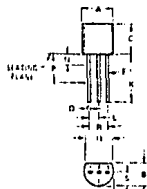
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector Base Voltage	V_{CB}	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	40	Vdc
Emitter Base Voltage	V_{EB}	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	200	mA dc
pulse Power Dissipation $V_{CE} = 25^\circ\text{C}$ Duty Cycle above 25°C	P_{10}	650	mW
pulse Power Dissipation $V_{CE} = 25^\circ\text{C}$ Duty Cycle above 25°C	P_D	1.0	Watts
Junction Operating Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	25.7	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.25	$^\circ\text{C/W}$

*Indicates JEDEC Registered Data



SCALE
1 IN = 1 CM
2 IN = 5 CM
3 IN = 7.5 CM

MINIMUM RATINGS		TYPICAL		MAXIMUM	
UNIT	SYMBOL	UNIT	SYMBOL	UNIT	SYMBOL
V	V_{CB}	V	V_{CE}	V	V_{EB}
mA	I_C	mA	I_B	mA	I_E
mW	P_{10}	mW	P_D	mW	P_{tot}
$^\circ\text{C}$	T_J	$^\circ\text{C}$	T_{stg}	$^\circ\text{C}$	T_{max}
$^\circ\text{C/W}$	$R_{\theta JA}$	$^\circ\text{C/W}$	$R_{\theta JC}$	$^\circ\text{C/W}$	$R_{\theta JA}$
pf	C_{cb}	pf	C_{ce}	pf	C_{be}
ns	$t_{d(on)}$	ns	$t_{d(off)}$	ns	t_{fall}
ns	t_{r}	ns	t_{s}	ns	t_{tr}
ns	$t_{d(10)}$	ns	$t_{d(50)}$	ns	$t_{d(90)}$
ns	$t_{d(50)}$	ns	$t_{d(90)}$	ns	$t_{d(10)}$
ns	$t_{d(90)}$	ns	$t_{d(10)}$	ns	$t_{d(50)}$

CASE 3902
10 93

2N3903, 2N3904 (LUMINIS)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (f_a = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	----------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, V _{BE} = 0)		BV _{CEO}	40	-	V _{DC}
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) (I _C = 1.0 mA, V _{BE} = 0)		BV _{CEO}	40	-	V _{DC}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 mA, V _{CE} = 0)		BV _{EBO}	6.0	-	V _{DC}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V, V _{BE} (off) = 0 V)		I _{CEV}	-	50	μA
Base Cutoff Current (V _{CE} = 30 V, V _{BE} (off) = 0 V)		I _{BEV}	-	50	μA

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (1) (I _C = 0.1 mA, V _{CE} = 1.0 V) (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 V) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 1.0 V) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 1.0 V) (I _C = 100 mA, V _{CE} = 1.0 V)	2N3903	15	h _{FE}	20	-	-
	2N3904			40	-	-
	2N3903			25	-	-
	2N3904			70	-	-
	2N3903			50	150	-
	2N3904			100	300	-
Collector-Emitter Saturation Voltage (1) (I _C = 10 mA, I _E = 1.0 mA) (I _C = 30 mA, I _E = 3.0 mA)		16, 17	V _{CE(sat)}	-	0.2	V _{DC}
Base-Emitter Saturation Voltage (1) (I _C = 10 mA, I _E = 1.0 mA) (I _C = 30 mA, I _E = 3.0 mA)		17	V _{BE(sat)}	0.65	0.85	V _{DC}

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain-Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 30 V, f = 100 kHz)	2N3903 2N3904	f _T	250 300	-	MHz
Output Capacitance (V _{CE} = 5.0 V, f _c = 0, f = 100 kHz)		C _{ob}	-	4.0	pF
Input Capacitance (V _{CE} = 5.0 V, I _C = 0, f = 100 kHz)		C _{ib}	-	6.0	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 V, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h _{ie}	0.5 1.0	0.0 10	kΩ
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 V, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h _{re}	0.1 0.2	5.0 8.0	10 ⁻⁴
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 V, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h _{fe}	50 100	100 400	-
Output Admittance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 V, f = 1.0 kHz)		h _{oe}	1.0	40	μmho
Noise Figure (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 V, P _s = 1.0 μW, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3903 2N3904	NP	-	6.0 3.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time (V _{CC} = 3.0 V, V _{BE} (on) = 0.8 V)	1, 8	t _d	-	33	ns
Rise Time (I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA)		t _r	-	33	ns
Storage Time (V _{CC} = 3.0 V, I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA)	8, 9	t _s	-	120 100	ns
	8, 9	t _f	-	60	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 100 μs, Duty Cycle = 2.0%.
Indicates JEDEC Registered Data

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

2N3905 (SILICON)

2N3906

PNP SILICON ANNULAR TRANSISTORS

... designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with types 2N3903 and 2N3904.

- Collector-Emitter Breakdown Voltage - $BV_{CEO} = 40 \text{ Volts (Max)}$
- Current Gain Specified from 100 μA to 100 mA
- Complete Switching and Amplifier Specifications
- Low Capacitance - $C_{cb} = 4.5 \text{ pF (Max)}$

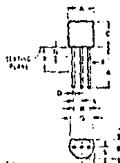
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CB}	40	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	200	mA DC
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 28	mW mW/°C
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0	Watt mW/°C
Junction Operating Temperature	T_J	+150	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	25.7	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	125	°C/W

*Indicates JEDEC Registered Data.

PNP SILICON
SWITCHING & AMPLIFIER
TRANSISTORS

STYLE 1
PIN 1 EMITTER
2 BASE
3 COLLECTOR

Symbol	Units	Min	Max	Typ
β_{DC}		100	300	150
β_{AC}		100	300	150
f_T	MHz	100	300	150
C_{cb}	pF	4.5	10	7
C_{ce}	pF	10	20	15
C_{be}	pF	10	20	15
r_{be}	Ω	100	200	150
r_{bc}	Ω	100	200	150
r_{ce}	Ω	100	200	150
r_{bc}	Ω	100	200	150
r_{ce}	Ω	100	200	150

CASE 2902
10-61

2N3903, 2N3906 (continued)
***ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I_A = 25°C unless otherwise noted)**


Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector Base Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _E = 0)		BVCBO	40	-	Vdc
Collector Emitter Breakdown Voltage (1) (I _E = 1.0 mA, I _C = 0)		BVCEO	40	-	Vdc
Emitter Base Breakdown Voltage (I _E = 10 mA, I _C = 0)		BVEBO	5.0	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, V _{BE} (off) = 3.0 Vdc)		I _{CEV}	-	50	nA dc
Base Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, V _{BE} (off) = 3.0 Vdc)		I _{BEV}	-	50	nA dc
ON CHARACTERISTICS (1)					
DC Current Gain (I _C = 0.1 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3906	β _{DC}	30 60	-	
(I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3906		40 80	-	
(I _C = 10 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3906		50 100	150 300	
(I _C = 50 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3906		30 60	-	
(I _C = 100 mA, V _{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3906		18 30	-	
Collector Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA dc) (I _C = 50 mA, I _B = 5.0 mA dc)	10, 17	V _{CE(sat)}	-	0.25 0.4	Vdc
Base Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 1.0 mA dc) (I _C = 50 mA, I _B = 5.0 mA dc)	17	V _{BE(sat)}	0.65 -	0.85 0.95	Vdc
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current Gain - Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 20 Vdc, f = 100 kHz)	2N3903 2N3906	f _T	250 250	-	MHz
Output Capacitance (V _{CE} = 5.0 Vdc, I _C = 0, f = 100 kHz)	3	C _{ob}	-	4.5	pF
Input Capacitance (V _{CE} = 0.5 Vdc, I _C = 0, f = 100 kHz)	3	C _{ib}	-	10	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3906	Z _{in}	0.5 2.0	8.0 12	kΩ, ms
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3906	r _{re}	0.1 1.0	5.0 10	Ω 10 ⁻⁴
Small Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3906	h _{FE}	50 100	200 400	-
Output Admittance (I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3906	Y _{os}	1.0 3.0	4.0 8.0	μmhos
Noise Figure (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5.0 Vdc, H ₂ = 10 dB, S ₂₁ f = 10 MHz to 15.7 MHz)	2N3903 2N3906	F _n	-	8.0 4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time (V _{CE} = 3.0 Vdc, V _{BE} (off) = 0.5 Vdc I _C = 10 mA, I _{B1} = 1.0 mA dc)	1, 5	t _d	-	35	ns
Rise Time (I _C = 10 mA, I _{B1} = 1.0 mA dc)	1, 5, 6	t _r	-	35	ns
Storage Time (V _{CE} = 3.0 Vdc, I _C = 10 mA, I _{B1} I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mA dc)	2N3903 2N3906	t _s	2.7	700 325	ns
Fall Time (I _C = 10 mA, I _{B1} = 1.0 mA dc)	2N3903 2N3906	t _f	3.8	60 15	ns

*Indicates JEDEC Registered Data. (1) Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 5.0%.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-In-Line Package
- High Current Transfer Ratio — 100% Minimum at Spec Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- UL Recognized, File Number E54015 (A)
- VDE approved per standard 0883 & 89 (Certificate number 418531, with additional approval to DIN IEC399 VDE0895, IEC435 VDE0305, IEC65 VDE0800, VDE0110a, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204 VDE0113, VDE0160, VDE0332, VDE0333, etc.)
- Meets or Exceeds AN JEDEC Registered Specifications 
- Special lead form available (add suffix "1" to part number) which satisfies VDE0883/GB2 requirement for 6 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

4N35
4N36
4N37

**6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRANSISTOR
 OUTPUT**



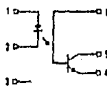
CASE 735A-02
 PLASTIC

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	8	Volts
Forward Current — Continuous	I_f	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector	P_D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Volts
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED	P_D	150	mW
Derate above 25°C		1.75	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Source Voltage (1) (Peak ac Voltage 50 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	mW
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 seconds, 1/16" from case)	T_{sol}	260	°C

(1) Isolation surge voltage is an internal device electric test input rating. For the test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

SCHEMATIC



- 1 LED ANODE
- 2 LED CATHODE
- 3 C
- 4 E
- 5 C
- 6 B

4N35, 4N36, 4N37

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	V _F	0.8 0.9 0.7	1.15 1.3 1.05	1.5 1.7 1.4	V
Reverse Leakage Current (V _R = 6 V)	I _R	—	—	10	μA
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C _J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Collector-Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C) (V _{CE} = 30 V, T _A = 100°C)	I _{CED}	—	1 —	50 500	nA μA
Collector-Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)	I _{CBD}	—	0.2 100	20 —	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)	V _{ICRCEO}	30	45	—	V
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)	V _{ICRCBO}	70	100	—	V
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)	V _{IEBR120}	7	7.8	—	V
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)	h _{FE}	—	450	—	—
Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)	C _{CE}	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)	C _{CB}	—	19	—	pF
Emitter-Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)	C _{EB}	—	8	—	pF
COUPLED					
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	I _C	10 4 4	30 — —	— — —	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 5 mA, I _F = 10 mA)	V _{CE(sat)}	—	0.14	0.3	V
Turn-On Time	t _{ON}	—	7.5	10	μs
Turn-Off Time	t _{OFF}	—	5.7	10	μs
Rise Time	t _r	—	3.2	—	μs
Fall Time	t _f	—	4.7	—	μs
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)	V _{ISO}	7500	—	—	V(ac,rms)
Isolation Current (V _I = 2500 Vpk)	I _{ISO}	4n35	—	100	μA
(V _I = 2500 Vpk)		4n36	—	100	
(V _I = 1500 Vpk)		4n37	8	100	
Isolation Resistance (V = 500 V)	R _{ISO}	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C _{ISO}	—	0.2	2	pF

TYPICAL CHARACTERISTICS

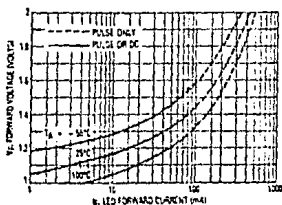


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

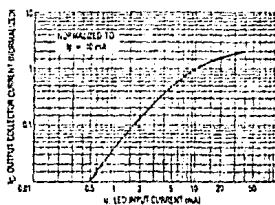


Figure 2. Output Current versus Input Current

APENDICE B

"VALOR EFICAZ DE UNA ONDA SENOIDAL RECORTADA UN ANGULO X EN CADA SEMICICLO"

$$V_{RMS} = (1/T) \int_0^T v^2(\theta) d\theta \quad 1/2$$

$$v(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta < X \\ \Lambda \operatorname{sen} \theta & X \leq \theta < \pi \\ 0 & \pi \leq \theta < \pi + X \\ \Lambda \operatorname{sen} \theta & \pi + X \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/2\pi) \left[\int_X^{\pi} \operatorname{sen}^2 \theta d\theta + \int_{\pi+X}^{2\pi} \operatorname{sen}^2 \theta d\theta \right] \quad 1/2$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/4\pi) \left[\int_X^{\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta + \int_{\pi+X}^{2\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta \right] \quad 1/2$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/4\pi) \left[\int_X^{\pi} d\theta + \int_{\pi+X}^{2\pi} d\theta - \left(\int_X^{\pi} \cos 2\theta d\theta - \int_{\pi+X}^{2\pi} \cos 2\theta d\theta \right) \right] \quad 1/2$$

Si:

$$u = 2\theta$$

$$d\theta = du/2$$

$$du = 2 d\theta$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/4\pi) \left(\theta \Big|_X^{\pi+\theta} \Big|_{\pi+X}^{2\pi} - (1/2) \left(\int_a^b \cos u du + \int_c^d \cos u du \right) \right) \quad 1/2$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/4\pi) \left(2(\pi - X) - (1/2) \left(\operatorname{sen} 2 \Big|_X^{\pi} + \operatorname{sen} 2 \Big|_{\pi+X}^{2\pi} \right) \right) \quad 1/2$$

$$V_{RMS} = (\Lambda^2/4\pi) \left(2(\pi - X) + (1/2) \left(\operatorname{sen} (2X) + \operatorname{sen} (2\pi + 2X) \right) \right) \quad 1/2$$

Como:

$$\text{sen } u = \text{sen } (2\pi + u)$$

$$V_{\text{RMS}} = (A^2/4\pi) (2(\pi - X) + (1/2)(2 \text{sen } (2X)))^{1/2}$$

$$V_{\text{RMS}} = (A^2/2\pi) (\pi - X + (1/2)(\text{sen } (2X)))^{1/2}$$

"PROGRAMA PARA CALCULAR EL ANGULO DE DISPARO DE UNA ONDA SE-
 NOIDAL RECORTADA, A VOLTAJE PLENO, QUE PRODUZCA EL VOLTAJE
 EFICAZ DE UNA ONDA COMPLETA A VOLTAJE REDUCIDO".

10 B = C = D = E = F = G = H = I = 0

20 PRINT "El ángulo inicial de prueba es = " : INPUT X

30 PRINT "El valor de pico de la onda a voltaje pleno es -
 = " : INPUT A

40 PRINT "El valor de pico de la onda a voltaje reducido es
 = " : INPUT I

50 V = I/SQR (2)

60 B = (A * A) / (2 * I)

70 C = (I - X + (.5 SIN (2 * X)))

80 D = (1 - (.25 * COS (2 * X)))

90 E = .125 SIN (2 * X)

100 F = V - SQR (B * C)

110 IF F = 0 THEN 170

120 G = ((B * D) / (2 * SQR (B * C)))

130 H = (.5) * ((B * B * D * D * .5) / ((B * C) ^ (3/2))) - ((B * E) / SQR
 (B * C))

140 N = X + (1/((H/ (2 * G)) - (G/F)))

150 ER = ABS (N - X)

160 IF ER > 1 E - 8 THEN 190

170 PRINT "El ángulo de disparo es = " : X

180 END

190 LET X = N : GO TO 70