

Montaje de un simulador de presencia antirrobo

Control simultáneo de dos iluminaciones, permanente y alternado, de duración programable.

José M. Castillo

04/02/2013

Descripción y montaje de un circuito que simula dos iluminaciones, permanente y alternada, de duración programable y con deshabilitación de la fotorresistencia durante la ejecución del programa.

1. INTRODUCCIÓN

La simulación de presencia en una casa o en un negocio es un medio muy eficaz de disuasión contra los robos con fractura. La forma más corriente de simulación de presencia consiste en el empleo de luces que se enciende, de manera más o menos automática y aleatoria, durante la noche en las habitaciones de una casa temporalmente desocupada o en las oficinas de una empresa.

Este tema se ha tratado con cierta frecuencia en la prensa especializada, en la que se encuentran ideas muy sencillas para controlar movimientos (cortinas, puertas, sombras, etc.) y ruidos, especialmente de tipo doméstico.

2. LA PSICOLOGÍA DE LA SIMULACIÓN

En el mercado existen numerosas empresas que ofrecen instalaciones de alarma, con un gran despliegue de publicidad, ensalzando sus características, normalmente a un precio bastante elevado.

En cambio, la simulación no recibe estos alardes publicitarios, puesto que su instalación suele estar presidida por la discreción. Sin embargo, una simulación de presencia puede complementar muy eficazmente un sistema de alarma. En estos últimos, el sistema se activa cuando ya se ha roto algo, mientras que la simulación de presencia es una disuasión.

Como se verá a continuación, una simulación de presencia es bastante más económica que una alarma y bastante más fácil de realizar y de instalar con unos pocos componentes.

3. LA TÉCNICA DE LA SIMULACIÓN

Los circuitos de iluminación tienen incorporada una fotorresistencia que, en el crepúsculo, enciende y apaga varias luces de manera aleatoria. Por tanto, es posible realizar un programa de simulación que dure hasta la mañana siguiente, o sea cuando la fotorresistencia recibe una cantidad de luz suficiente para desconectar el circuito. Naturalmente, el sistema sólo puede funcionar correctamente si la fotorresistencia está orientada hacia una ventana y al abrigo de las luces que ella misma controla.

Sin embargo, como a veces esto no es tan evidente o, por menos complica la instalación, los circuitos que se describen están provistos de memoria. Su fotorresistencia deja de ser activa sólo cuando se ha ejecutado la totalidad del programa. De esta manera, no hay que preocuparse por la instalación de la fotorresistencia, puesto que sólo sirve para iniciar los ciclos en cada crepúsculo.

También puede resultar adecuado que, para iluminar una lámpara o un plafón, el simulador pueda conectarse en paralelo con el correspondiente interruptor, una solución realmente económica.

4. LA UTILIZACIÓN DEL TRIAC

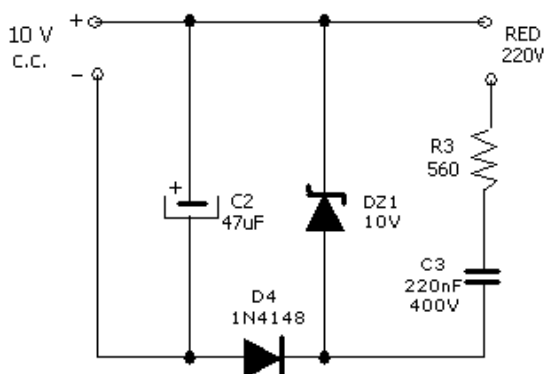
Los primeros simuladores electrónicos aparecieron en una época en que los **triacs** no eran totalmente perfectos. A menudo, algunos elementos tenían una sensibilidad demasiado grande o pequeña para que se adaptasen bien a los circuitos. Con los nuevos montajes, estas dificultades no existen, a condición de no utilizar triacs antiguos.

La utilización de un **triac** implica una conexión entre el circuito de control y la red eléctrica. En consecuencia, hay que salvaguardar los montajes contra todo contacto accidental, así como tomar todas las precauciones necesarias durante las pruebas de los mismos.

Demás, una conexión precipitada y errónea puede aplicar al circuito sobretensiones accidentales que produzcan cebados intempestivos o la destrucción de algunos componentes, especialmente cuando el condensador de limitación de intensidad no es de buena calidad. En este aspecto, los montajes descritos en este documento están mejor conseguidos.

5. LA ALIMENTACIÓN SIN TRANSFORMADOR

Los circuitos CMOS de los montajes descritos funcionan con una tensión de alimentación del orden de 10 voltios en continua. Si esta tensión hay que obtenerla a partir de los 220 voltios de alterna de la red eléctrica, es evidente que el empleo de una resistencia serie reductora representa un importante despilfarro de energía y una cantidad de calor. Por tanto, resulta mucho más adecuado emplear un “condensador” en serie con el circuito en forma de resistencia capacitiva o reactancia capacitiva que limite la corriente produciendo una caída de tensión “en frío”. Para 220 nF, la reactancia es de unos 15K Ω a 50 Hz. Con C3 hay una resistencia en serie R3, para limitar las perturbaciones de la red. La intensidad máxima en C3 es de 220V/15K Ω ~ 15 mA.



Si C3 va seguido de dos diodos rectificadores montados en doblador de tensión, se obtendría una tensión continua bastante elevada, que podría ser peligrosa para un circuito CMOS. Por tanto, es necesario limitar dicha tensión mediante un diodo Zener. Normalmente, este diodo se conecta después del circuito rectificador. Sin embargo, en este caso, no es necesaria una tensión extremadamente estabilizada, por lo que uno de los diodos rectificadores puede reemplazarse por el diodo Zener, DZ1. Éste realizará la función de rectificador durante los semiciclos en que su ánodo sea positivo, y se comportará como un Zener cuando su ánodo sea negativo con respecto a su cátodo. Debido a la caída de tensión en D3, la tensión rectificadora en los extremos del condensador de filtro C2 será ligeramente inferior al valor nominal de DZ1.

6. CEBADO POR IMPULSOS

En la aplicación de la figura 1, el triac trabaja en todo o nada. Por otra parte, un control por corriente continua de la puerta necesitaría de 20 a 30 mA, más de lo que puede proporcionar la alimentación. Por tanto, se utiliza un control por impulsos para cebar el triac en los pasos por cero de la tensión de corriente alterna de alimentación.

En la figura 1 puede verse que se utilizan dos transistores en simetría complementaria, cuyas bases son controladas a partir de los 220V, a través de R1. Esta resistencia sólo disipa 125 mW, aunque debe utilizarse de $\frac{1}{2}$ W por razones de aislamiento y de gradiente de potencial a lo largo de su cuerpo. Por ejemplo, al principio de un semiciclo positivo, TR1 se hace conductor en el momento en que TR2 queda cortado. Entonces, el potencial común de sus emisores varía bruscamente 10V. Diferenciada por C1, esta variación es transformada en un impulso que, aplicado a la puerta G del triac a través de R2 para limitar su intensidad, lo ceba. Al principio de un semiciclo negativo, el funcionamiento es simétrico.

Para que el triac deje de conducir, bastará con saturar uno de los transistores, lo que producirá el corte del otro. Este control puede efectuarse mediante D1, cuyo ánodo se lleva al potencial del positivo de la alimentación con el estado "1" de una salida CMOS, o bien por D2, haciendo su cátodo negativo con un "0" lógico.

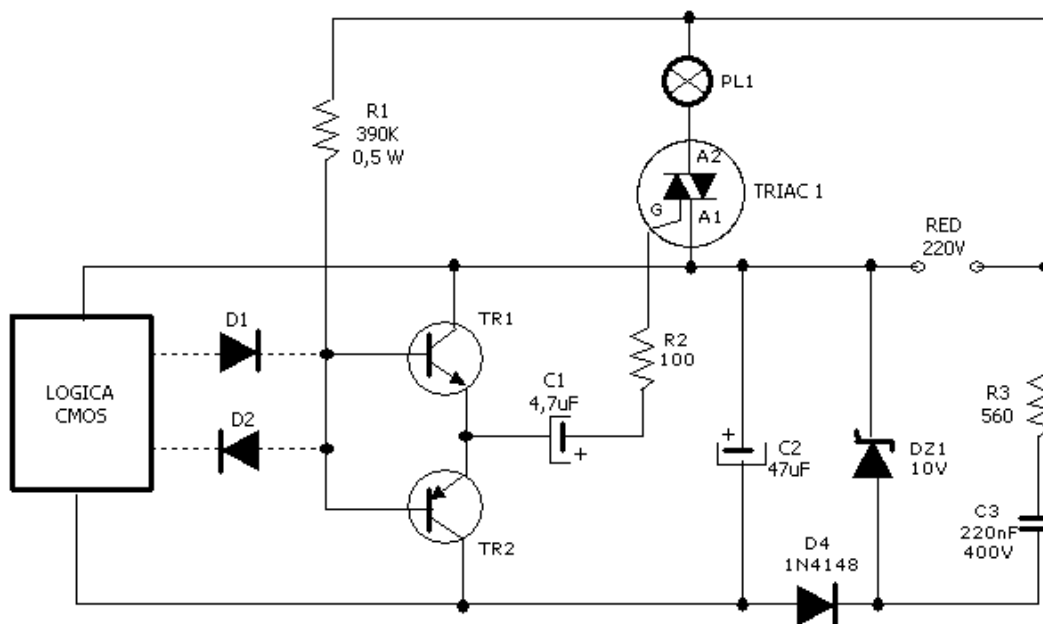


Fig. 1 - Control por impulsos, en todo o nada, de un triac a partir de un circuito lógico CMOS y con alimentación con la red de 220V.

Mediante varias salidas CMOS puede obtenerse una función AND utilizando varios diodos, como puede verse en la figura 2. En este caso, la lámpara LP1 sólo se iluminará cuando todas las entradas (A,B,C) estén en estado "1", o sea al potencial del colector de TR1. Invertiendo el sentido de conexión de los diodos se obtendrá una función NOR y, entonces, LP1 sólo se iluminará si todas las entradas de control están en el estado "0", o sea el potencial del colector de TR2.

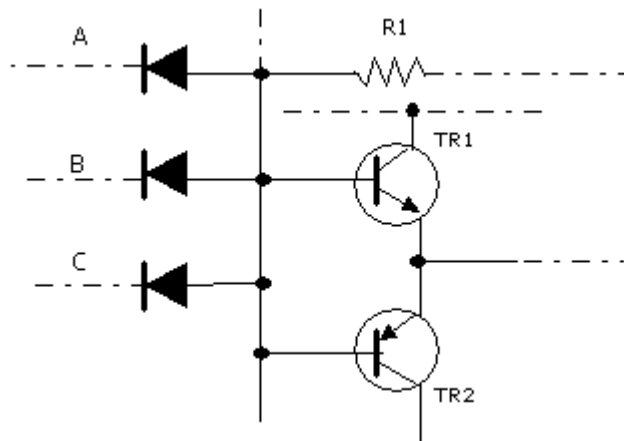


Fig. 2 – Control de un circuito de cebado de triac con una puerta AND realizada con diodos.

7. CONTROL SIMULTÁNEO DE DOS ILUMINACIONES CONTINUA Y ALTERNA

Las funciones del circuito son las siguientes:

- Control de una primera iluminación continua, de duración programable por conmutador, entre 3 y 7 horas.
- Control de una segunda iluminación que se enciende y se apaga 4, 8, 16 o 32 veces durante la ejecución del programa. Estas duraciones también pueden programarse dentro de ciertos límites.
- Posibilidad de una comprobación rápida, haciendo que todo el programa se ejecute en 30 segundos.
- Inhibición de la fotorresistencia durante e inmediatamente después de la ejecución del programa.

8. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En el esquema eléctrico de la figura 3 puede verse que el circuito contiene dos circuitos lógicos: una puerta NOR cuádruple IC1 y un contador binario de 14 etapas IC2. IC1a e IC1b constituyen un flip-flop RS que es un elemento de memoria. R2, en serie con una de las entradas de IC1a, forma con la capacidad de entrada de la puerta, un filtro de paso bajo destinado a proteger el chip contra los impulsos parásitos.

Cuando la iluminación en la fotorresistencia FR1 disminuye, la correspondiente entrada de IC1a pasa a “1”, lo que hace que la salida de la misma pase a “0”. Entonces, D2 deja de conducir y se ilumina LP1. Simultáneamente, el reset del contador es alto, por lo que IC2 tendrá en cuenta la señal que le llega del multivibrador IC1c e IC1d. La programación de las duraciones se efectúa mediante la conmutación de la frecuencia del multivibrador, tal como se indica en el esquema.

Dibujados con sus conexiones de trazos, los diodos D3 a D6 son las posibles situaciones de los elementos que ejecutan el programa de la lámpara LP2. Si sólo se conecta D3, LP2 se iluminará cuando el contador llegue a la 8ª posición, iluminándose, durante 1/64 de la duración programada, 32 veces consecutivas.

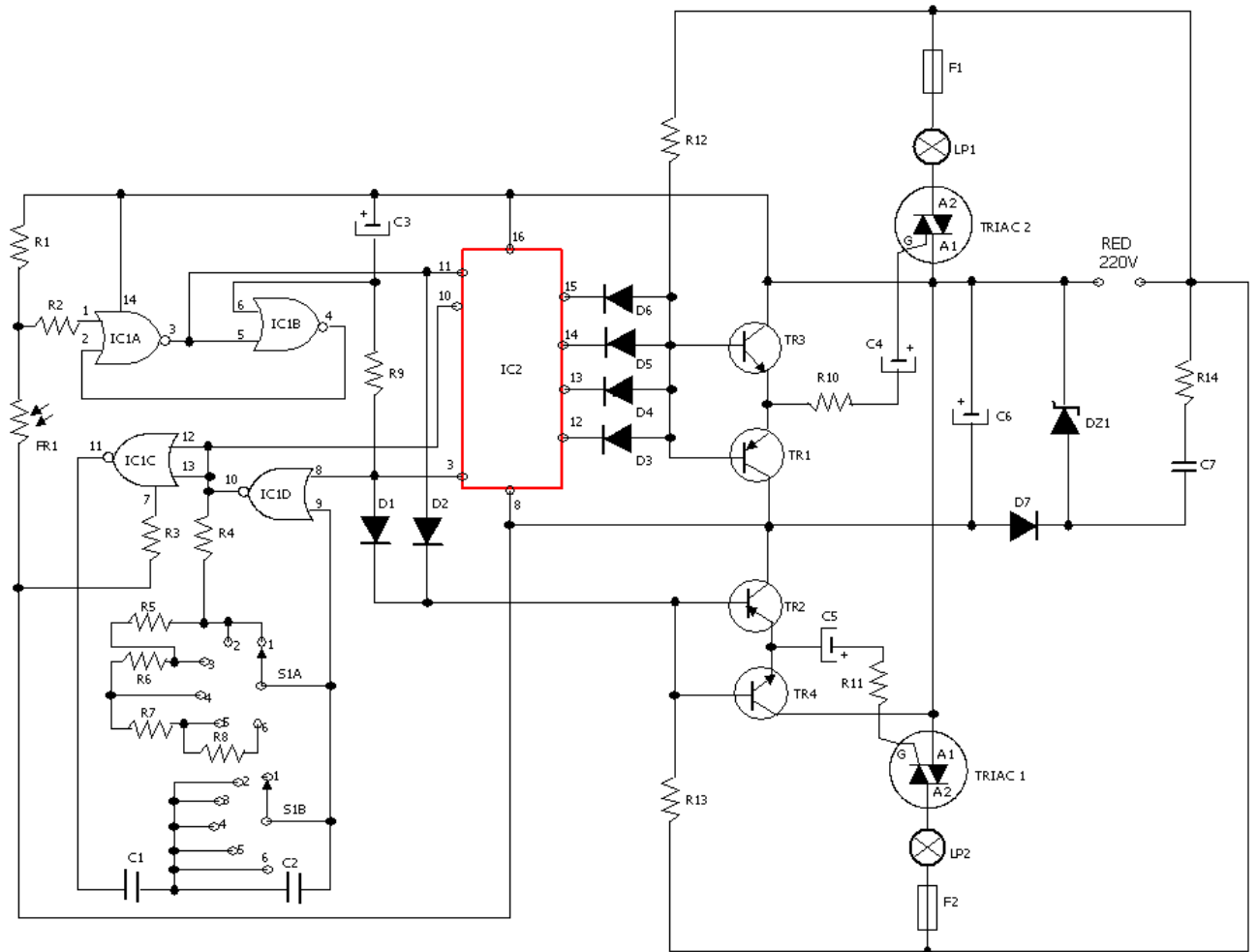
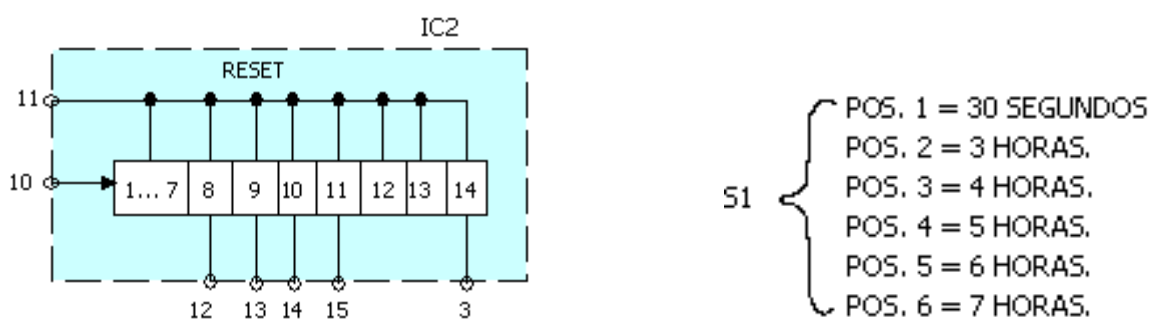


Fig. 3 – Esquema eléctrico completo del circuito simulador de presencia antirrobo.



En la figura 4 puede verse el diagrama de tiempos de las secuencias en las otras salidas del contador, lo cual permite ver qué sucederá al conectar las demás salidas del contador. La función AND de la última línea se necesita por la presencia simultánea de D4 y D5. Ninguna combinación de diodos permite una duración de la iluminación (I) superior a la duración del apagado (A). Sin embargo, la posibilidad de funcionamiento contrario puede obtenerse, tal y como se verá más adelante, utilizando una puerta suplementaria.

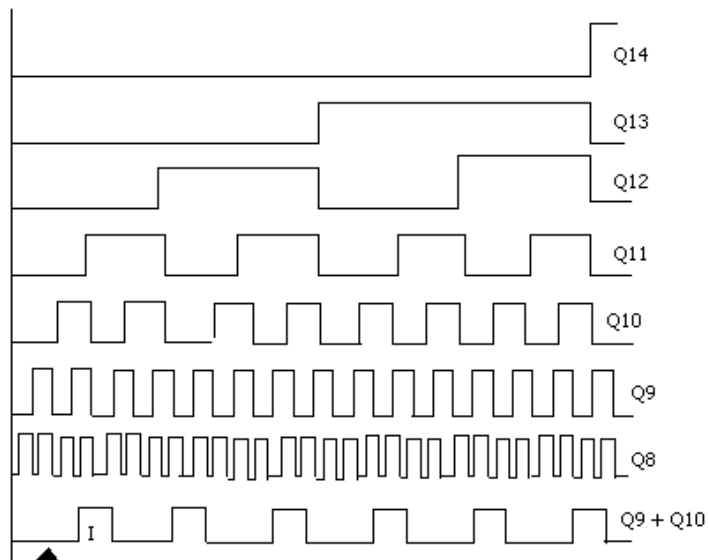


Fig. 4 – Diagrama de tiempos del circuito de la figura 3 para ocho iluminaciones de corta duración.

Al final del programa, o sea al cabo de $2^{10} = 8.192$ periodos del multivibrador, el último flip-flop del contador pasará a “1”. Entonces, el multivibrador quedará bloqueado por la entrada correspondiente de IC1d y, al mismo tiempo, D1 producirá el apagado de LP1.

Si en el mismo instante se pusiese en su estado primitivo el flip-flop IC1a e IC1b, la fotorresistencia aún tendría la posibilidad de “ver” el apagado de LP1 o de LP2. Esto lo interpretaría como un paso de día a noche y reinicializaría el programa. Esto se impide retardando el control del set-reset mediante C3 y R9.

En estas condiciones, el circuito es totalmente insensible a la iluminación de su fotorresistencia mientras se está ejecutando el programa. Al final del mismo, poco importará ya si FR1 está iluminada o no por la luz diurna. Lo único que podrá ejecutar de nuevo el programa es un paso de luz a oscuridad. Excepcionalmente, este fenómeno sólo se podrá dar en un amanecer, cuando un ciclo claro se nuble precisamente en las condiciones que correspondan a un paso por el umbral de conmutación de la fotorresistencia. Para el observador, esto significará que el ocupante de la habitación la ha iluminado porque el cielo se ha oscurecido y que después ha olvidado apagarla o que, por alguna razón, necesita la luz encendida.

9. REALIZACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN

En la figura 5 se ha representado la placa de circuito impreso por el lado de las pistas de cobre y de lado de los componentes, para la realización del montaje y en la figura 6, el montaje de todos los componentes que compone el montaje.

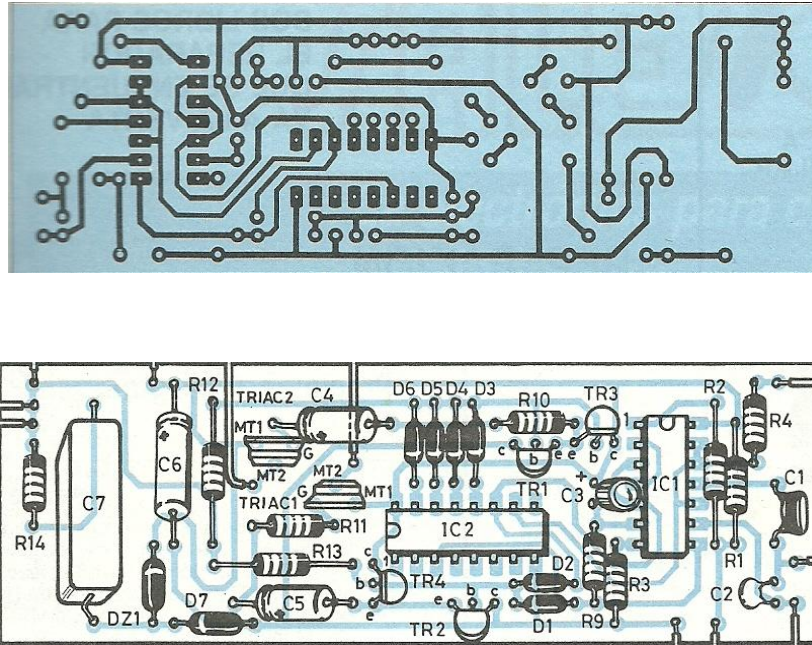


Fig. 5 – Dibujo de la placa de circuito impreso, a tamaño natural, por el lado de las pistas de cobres y por el lado de componentes.

Los terminales de los triacs deben doblarse para obtener una mayor rigidez mecánica y una mayor separación entre los terminales y evitar cualquier posibilidad de arco. Si no se supera una potencia de iluminación de 100 W, los triacs no necesitan radiadores. Las resistencias R5 a R8 se montan directamente en el conmutador de duraciones.

En la placa frontal de la caja puede fijarse el conmutador y debe tener una abertura para la fotorresistencia (de 3 a 6 mm de diámetro). Esta abertura puede obturarse parcialmente si se comprueba que el circuito sólo se ceba con una oscuridad que resulta ser muy profunda.

Las conexiones para LP1 y LP2 pueden hacerse con bases de enchufe montadas en la parte posterior de la caja o, si se desea, con hilos flexibles provistos de una base volante. Los portafusibles pueden montarse también en la parte posterior de la caja, y el calibre de los mismos dependerá de la potencia de iluminación utilizada. Para lámparas de 60 W, deberán ser de 0,5 A.

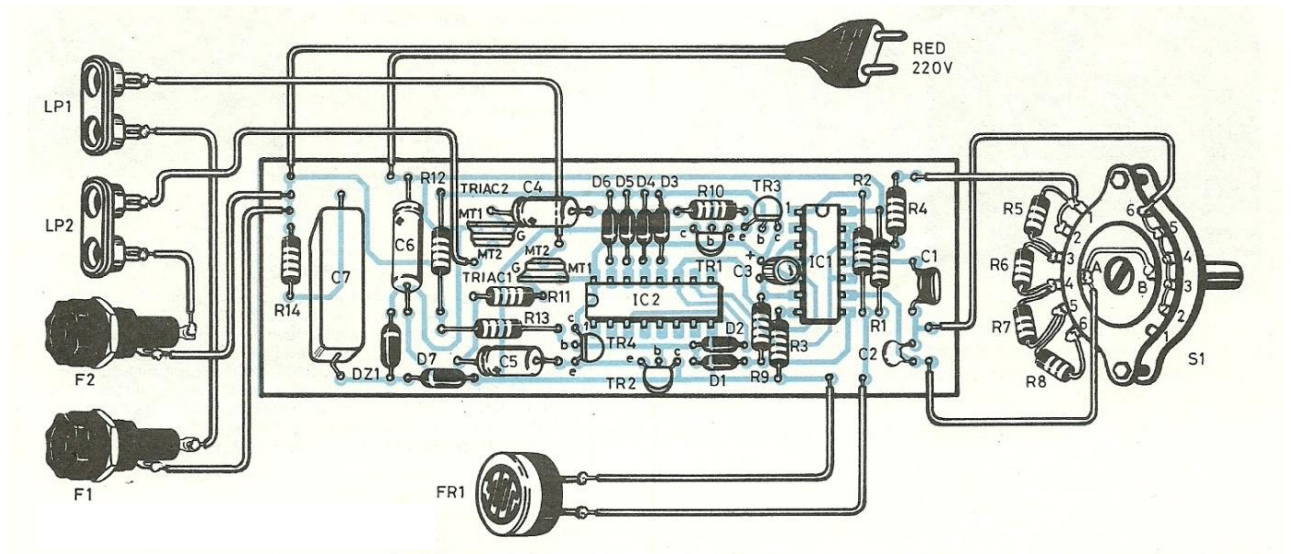


Fig. 6 – Montaje de todos los componentes en la placa de circuito impreso.

Para comprobar y hacer experiencias con el circuito, se conectarán las dos lámparas al mismo y se oscurecerán brevemente la fotorresistencia con el conmutador situado en “30 segundos”.

10. LISTA DE COMPONENTES

- R1 = 15K Ω ¼ W 5%.
- R2 = 100 K Ω ¼ W 5%.
- R3 = 1 K Ω ¼ W 5%.
- R4 = 2,2 M Ω ¼ W 5%.
- R5, R6, R7, R8, R9 = 680 K Ω ¼ W 5%.
- R10, R11 = 100 Ω ¼ W 5%.
- R12, R13 = 390 K Ω ½ W 5%.
- R14 = 560 Ω ¼ W 5%.
- C1 = 470 nF, poliéster plano.
- C2 = 1 nF cerámico de disco.
- C3 = 2,2 μ F / 10V, electrolítico.
- C4, C5 = 4,7 μ F/10V electrolítico.
- C6 = 47 μ F / 10 V, electrolítico.
- C7 = 220 nF / 400 V, policarbonato.
- IC1 = TC4001BP.
- IC2 = CD 4020 BE.
- TR1, TR2 = PNP BC558B
- TR3, TR4 = NPN BC548B
- TRIAC 1, TRIAC 2 = Triac de 6-8 A/400 V
- D1, D2, D3, D4, D5, D6 = 1N4148
- D7 = 1N4001
- DZ1 = Zener 10 V, 1W (BZX85-C10).
- FR1 = LDR 03 (2322 600 95001)
- F1, F2 = Fusible 0,5 A.
- S1 = Conmutador rotativo de 2 circuitos 6 posiciones.

Varios: Circuito impreso, caja de plástico con frontal metálico, 1 zócalo para IC DIL 14 patillas, 1 zócalo para IC DIL 16 patillas. 2 bases de enchufes para LP1 y LP2, 2 portafusibles de chasis.

TOSHIBA

TC4001BP/BF/BFN/BFT

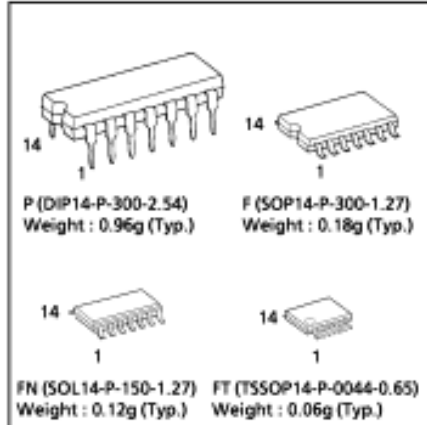
TOSHIBA CMOS DIGITAL INTEGRATED CIRCUIT SILICON MONOLITHIC

TC4001BP, TC4001BF, TC4001BFN, TC4001BFT

TC4001B QUAD 2 INPUT NOR GATE

The TC4001B is 2-input positive NOR gate, respectively. Since the outputs of these gates are equipped with the buffers, the input/output transmission characteristics have been improved and the variation of transmission time due to an increase in the load capacity is kept minimum.

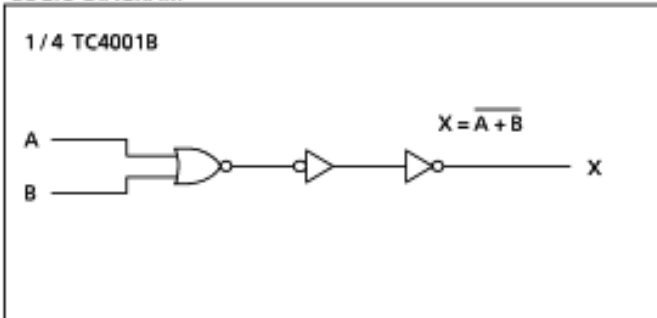
(Note) The JEDEC SOP (FN) is not available in Japan.



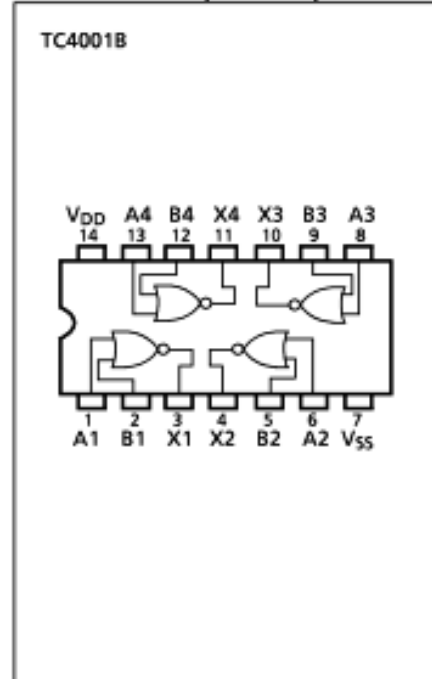
MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
DC Supply Voltage	V_{DD}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{SS} + 20$	V
Input Voltage	V_{IN}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{DD} + 0.5$	V
Output Voltage	V_{OUT}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{DD} + 0.5$	V
DC Input Current	I_{IN}	± 10	mA
Power Dissipation	P_D	300 (DIP) / 180 (SOIC)	mW
Operating Temperature Range	T_{opr}	$-40 \sim 85$	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	$-65 \sim 150$	$^{\circ}\text{C}$

LOGIC DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT (TOP VIEW)



CD4020B, CD4024B, CD4040B Types

CMOS Ripple-Carry Binary Counter/Dividers

High-Voltage Types (20-Volt Rating)

- CD4020B – 14 Stage
- CD4024B – 7 Stage
- CD4040B – 12 Stage

■ CD4020B, CD4024B, and CD4040B are ripple-carry binary counters. All counter stages are master-slave flip-flops. The state of a counter advances one count on the negative transition of each input pulse; a high level on the RESET line resets the counter to its all zeros state. Schmitt trigger action on the input-pulse line permits unlimited rise and fall times. All inputs and outputs are buffered.

The CD4020B and CD4040B types are supplied in 16-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 16-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 16-lead small-outline packages (NSR suffix), and 16-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes). The CD4024B type also is supplied in 16-lead small-outline packages (M and MB6 suffixes).

The CD4024B types are supplied in 14-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 14-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 14-lead small-outline packages (M, MT, MB6, and NSR suffixes) and 14-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes).

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

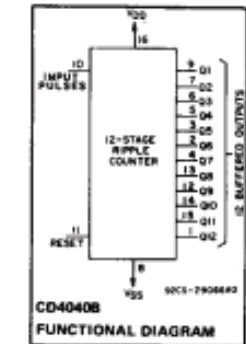
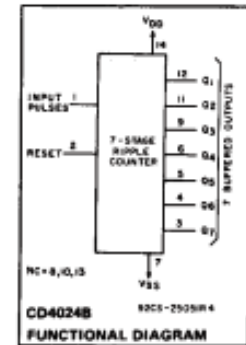
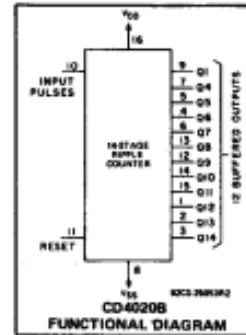
DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V _{DD})	-0.5V to +20V
Voltages referenced to V _{SS} Terminal	
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5V to V _{DD} +0.5V
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	±10mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P _D):	
For T _A = -55°C to +100°C	500mW
For T _A = +100°C to +125°C	Derate Linearly at 12mW/°C to 200mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR T _A = FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types)	100mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T _A)	-55°C to +125°C
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T _{stg})	-65°C to +150°C
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79mm) from case for 10s max	+265°C

Features:

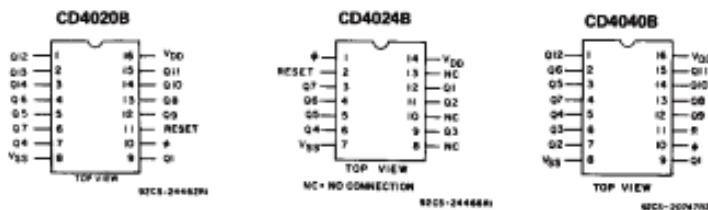
- Medium-speed operation
- Fully static operation
- Buffered inputs and outputs
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Standardized, symmetrical output characteristics
- Fully static operation
- Common reset
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Maximum input current of 1 µA at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C
- Noise margin (over full package-temperature range):
 - 1 V at V_{DD} = 5 V
 - 2 V at V_{DD} = 10 V
 - 2.5 V at V_{DD} = 15 V
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"

Applications:

- Control counters
- Timers
- Frequency dividers
- Time-delay circuits



TERMINAL ASSIGNMENTS



CD4020B, CD4024B, CD4040B Types

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Unless Otherwise Specified
 For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	V_{DD}	Min.	Max.	UNITS
Supply Voltage Range (at $T_A = \text{Full Package-Temperature Range}$)		3	18	V
Input-Pulse Frequency, f_p	5 10 15	—	3.5 8 12	MHz
Input-Pulse Width, t_W	5 10 15	140 60 40	—	ns
Input-Pulse Rise or Fall Time, $t_{r\phi}$, $t_{f\phi}$	5 10 15	Unlimited		μs
Reset Pulse Width, t_W	5 10 15	200 80 60	—	ns
Reset Removal Time, t_{REM}	5 10 15	350 150 100	—	ns

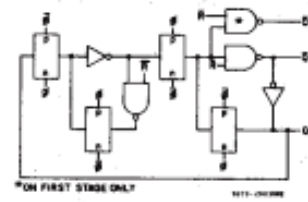


Fig. 4 - Detail of typical flip-flop stage.

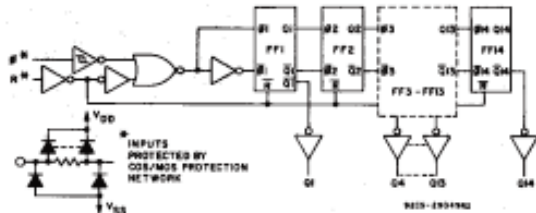


Fig. 1 - Logic diagram for CD4020B.

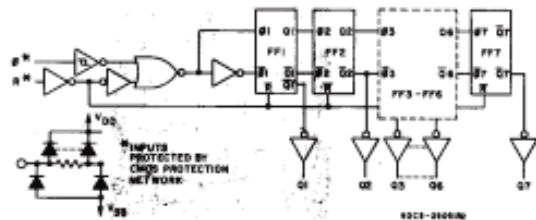


Fig. 2 - Logic diagram for CD4024B.

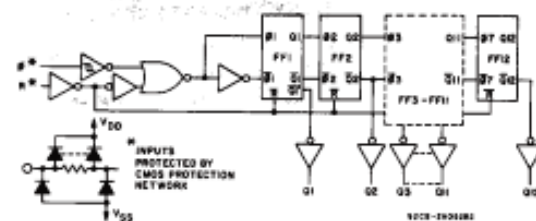


Fig. 3 - Logic diagram for CD4040B.

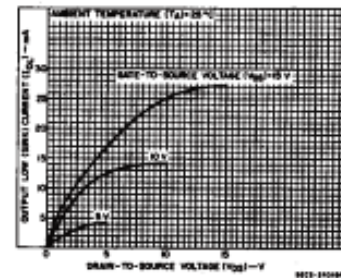


Fig. 5 - Typical output low (sink) current characteristics.

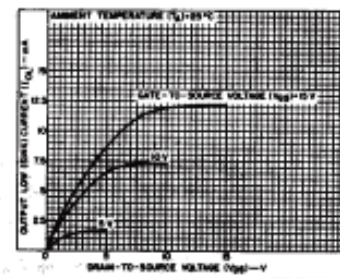


Fig. 6 - Minimum output low (sink) current characteristics.

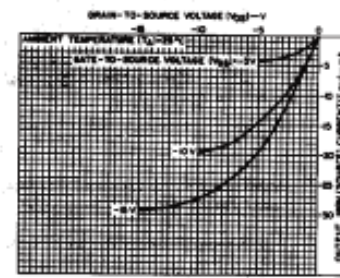


Fig. 7 - Typical output high (source) current characteristics.

COMMERCIAL CMOS HIGH VOLTAGE ICs