

20 MONTAJES CON TRANSISTORES DE UNIÓN ÚNICA (UJT)

Otro importante dispositivo semiconductor de estos últimos tiempos lo constituye el transistor de unión única o UJT (Unijunction Transistor). Se trata de un dispositivo especializado pero de estructura muy sencilla, cuyo símbolo está mostrado en la Figura 3.1a. Su disposición interna aparece en la Fig. 3.1b mientras que la Fig. 3.1c muestra el circuito equivalente.

Si en primer lugar se observa la Fig. 3.1b, puede verse que el transistor de unión única está formado por una lámina de silicio tipo N que lleva una conexión no rectificadora en cada uno de sus extremos (base 1 y base 2) y un tercer contacto rectificador (emisor) en un punto intermedio a lo largo de la lámina de silicio constituyendo la « unión única » de donde proviene la designación de este transistor.

Puesto que la base 1 y la base 2 son conexiones simples, no rectificadoras, existe una resistencia óhmica pura entre ambos puntos que corresponde a la resistencia propia de la lámina de silicio. Esta resistencia entre las bases se designa con el símbolo R_{BB} y tiene por lo general un valor comprendido entre los 4.000 y los 12.000 Ω cualquiera que sea la polaridad del óhmetro con el que se tome la medida.

En la práctica la base 2 se conecta a una fuente de tensión positiva y la base 1 se lleva a masa, de manera que R_{BB} actúa como un divisor que ofrece una tensión máxima en la base 2 y una tensión nula en la base 1. La unión de emisor se halla en algún punto entre las bases 1 y 2 con lo que una fracción de la tensión

de la base 2 aparece indudablemente entre la unión de emisor y la base 1. Esta tensión fraccionaria constituye el parámetro más importante del transistor de unión única y da lugar a la «relación intrínseca η » cuyo valor típico suele estar entre 0,45 y 0,8.

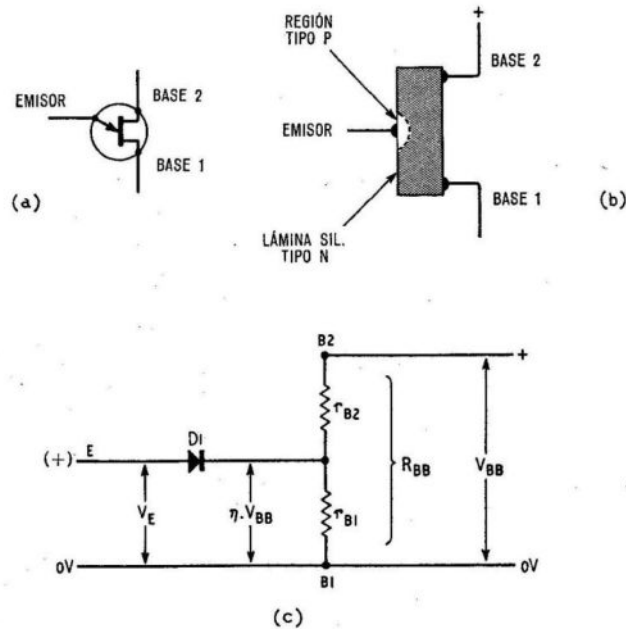


Fig. 3.1

(a) Símbolo del transistor de unión única. (b) Constitución física del mismo.
(c) Circuito equivalente

El circuito equivalente de la Fig. 3.1c viene a ilustrar gráficamente cuanto se acaba de decir: la suma $r_{B1} + r_{B2}$ representa la resistencia total de la lámina de silicio mientras que el diodo $D1$ equivale a la unión entre el emisor y la lámina. Cuando una tensión exterior V_{BB} queda aplicada a la base 2, aparece una tensión de valor igual a $\eta \cdot V_{BB}$ entre los extremos de r_{B1} y por tanto en el cátodo de $D1$. Si bajo estas condiciones se aplica una tensión positiva de entrada V_E entre emisor y base 1 cuyo valor sea in-

ferior a $\eta \cdot V_{BB}$, el diodo $D1$ queda inversamente polarizado y no circula ninguna corriente significativa entre emisor y base 1, puesto que dicho emisor presenta la muy alta impedancia de un diodo de silicio con polarización inversa con valores típicos que alcanzan varios megohmios.

Si por el contrario V_E es una tensión creciente que llega a sobrepasar el valor $\eta \cdot V_{BB}$, en un momento determinado el diodo $D1$ empezará a polarizarse en sentido directo y se iniciará la circulación de una corriente entre emisor y base 1. Esta corriente estará formada principalmente de portadores minoritarios inyectados en la lámina de silicio que se deslizarán hacia la base 1 dando lugar a una disminución de la resistencia r_{B1} y harán que disminuya también la tensión de cátodo de $D1$ de manera que aumente la polarización directa de este diodo y con ella la corriente emisor-base 1 lo que originará una nueva disminución de la resistencia r_{B1} . Este proceso continuo no es más que una semi-regeneración que hace disminuir rápidamente la impedancia de entrada del emisor hasta un valor típico de unos 20Ω .

Tras lo visto puede decirse que el transistor de unión única actúa como un interruptor accionado por tensión presentando una impedancia de entrada muy elevada (por emisor) cuando se halla abierto y una impedancia muy baja cuando dicho interruptor se halla cerrado. La tensión necesaria para que el interruptor se cierre o «dispare» recibe el nombre de «punto de pico», V_P , y suele tener un valor de 600 mV por encima de la tensión $\eta \cdot V_{BB}$.

Salta a la vista que el transistor de unión única es un dispositivo ciertamente especial. Su aplicación práctica más generalizada es la de actuar de elemento activo en los osciladores de relajación cuyo circuito fundamental está mostrando en la Fig. 3.2a.

Cuando inicialmente se conecta la tensión de alimentación de este circuito, el condensador C se halla lógicamente descargado y el emisor está al mismo potencial de masa presentando una alta impedancia; el condensador C se va cargando exponencialmente hacia la tensión V_{BB} a través de R , pero tan pronto como su potencial alcanza la tensión V_p se dispara la conducción del UJT (se cierra el interruptor) y el condensador C se descarga rápidamente sobre la baja impedancia que ofrece ahora el electrodo emisor. Cuando C se ha descargado, el UJT cierra su conducción (se abre el interruptor) y C vuelve a comenzar una nueva

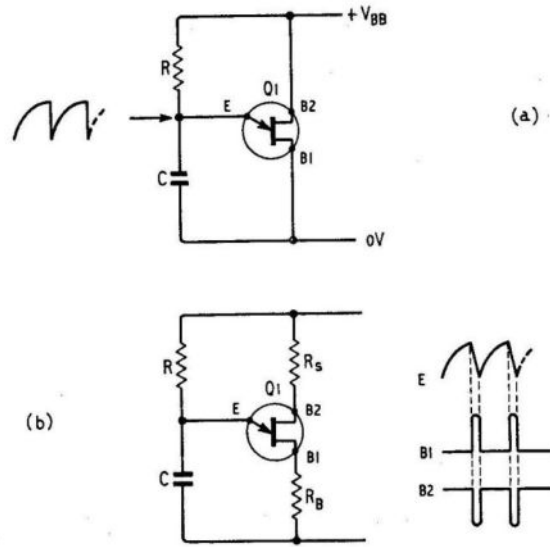


Fig. 3.2

(a) Circuito fundamental del oscilador de relajación. (b) Oscilador de relajación con estabilización térmica

carga que llevará a la repetición del proceso indicado. Así se genera continuamente una onda en forma de diente de sierra entre el emisor del transistor y masa.

En este circuito el periodo de conducción del transistor finaliza cuando la corriente de descarga del condensador C disminuye a un valor « de valle » designado como I_v y que típicamente es de varios miliamperios. Se precisa de una corriente de emisor mínima (pico de corriente de emisor = I_p) para abrir la conducción inicial del transistor; típicamente una intensidad de sólo algunos microamperios.

La frecuencia de trabajo aproximada del circuito viene dada por la fórmula $f = 1/C \cdot R$ y es virtualmente independiente de V_{BB} . En condiciones normales de funcionamiento una variación del 10 % en V_{BB} ocasiona una alteración de la frecuencia inferior al 1 %. El valor de R puede variarse desde unos 3 k Ω hasta los 500 k Ω ; esto último hace que el circuito presente una característica muy atrac-

tiva, puesto que puede variar su frecuencia de trabajo en un margen superior a la relación 100/1 por medio de una sola resistencia variable.

La estabilidad de frecuencia con respecto a los cambios de temperatura es buena, puesto que sólo alcanza aproximadamente un 0,04 % por cada grado centígrado. La causa principal de esta alteración está en el cambio de aproximadamente $-2 \text{ mV}/^\circ \text{C}$ que tiene lugar en la caída de tensión directa en la unión de $D1$ cuando se altera la temperatura. La estabilidad puede por tanto mejorarse bien sea disponiendo un par de diodos de silicio en serie con la base 2 o bien conectando una resistencia estabilizadora, R_S , en lugar de aquellos. La R_{BB} del UJT aumenta a razón de un 0,8 % por cada grado centígrado de temperatura, gracias a lo cual las alteraciones en la caída de tensión directa en $D1$ pueden compensarse mediante simples cambios de la acción divisora de tensión de R_S y R_{BB} cuando se altera la temperatura. El valor correcto de esta R_S viene dado por la fórmula:

$$R_S = \frac{0,7 R_{BB}}{\eta \cdot V_{BB}} + \frac{(1 - \eta) R_B}{\eta}$$

en la cual R_B es igual a la resistencia de carga exterior (si existe) conectada en serie con la base 1. De todas maneras téngase en cuenta que el valor exacto de R_S no importa mucho en la mayoría de los montajes.

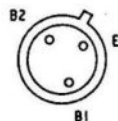
En algunos circuitos la resistencia R_B va conectada entre la base 1 y masa, tal como muestra la Fig. 3.2b, bien sea para controlar el tiempo de descarga del condensador C o para la obtención de un impulso positivo durante el periodo de dicha descarga. Puede obtenerse asimismo un impulso de tensión negativa entre extremos de R_S durante este mismo periodo de descarga si así se precisa.

Tras la descripción de los principios operativos fundamentales del transistor de unión única es posible seleccionar una unidad práctica que pueda trabajar en unas veinte aplicaciones distintas. Se escogió el tipo 2N2646 para este propósito cuyas características están detalladas en la Tabla 3.1 y cuya identificación de conexiones se muestra en la Fig. 3.3.

Tabla 3.1

CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR DE UNIÓN ÚNICA TIPO 2N2646

| | |
|--------------------------------------|----------------------|
| Tensión inversa de emisor (máxima) | = 30 V |
| V_{BB} (máxima) | = 35 V |
| Corriente de pico de emisor (máxima) | = 2 A |
| Corriente eficaz de emisor (máxima) | = 50 mA |
| Disipación máxima | = 300 mW |
| η | = 0,56-0,75 |
| R_{BB} | = 4,7-9,1 k Ω |
| I_p (máxima) | = 5 μ A |
| I_v (máxima) | = 4 mA |
| Cápsula | = TO-18 |



CÁPSULA TO-18
(Vista infer.)

Fig. 3.3

Identificación de las conexiones del transistor de unión única 2N2646

Generador de impulsos de amplio margen de frecuencia

La Fig. 3.4 muestra el circuito de un generador de impulsos de amplio margen de frecuencia. Se obtiene un impulso positivo de gran amplitud a través de R_4 y un impulso igual pero negativo entre extremos de R_3 ; ambos impulsos presentan una amplitud aproximadamente igual a la mitad de la tensión de alimentación, tienen una forma parecida y se hallan sobre una baja impedancia.

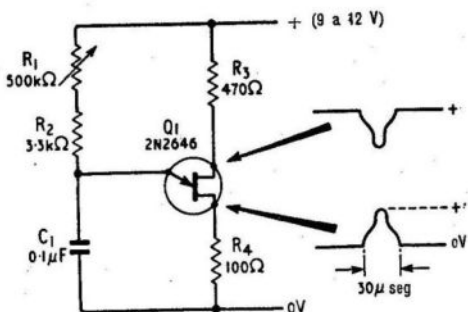


Fig. 3.4

Generador de amplio margen con impulsos de salida de 30 μ seg y una frecuencia de repetición entre 25 Hz y 3 kHz

Con los valores mostrados en la figura, la duración del impulso es constante quedando fijada en unos 30 microsegundos para todo el margen de frecuencias comprendido entre 25 Hz y 3 kHz, margen que puede ajustarse a voluntad variando el valor de R_1 . La duración o anchura del impulso y el margen de frecuencia pueden variarse mediante la alteración del valor de C_1 . Reduciendo esta capacidad en una década (a 0,01 μ F) disminuye la anchura del impulso en un factor de 10 (a 3 microsegundos) al tiempo que aumenta el margen de frecuencia también en una década (250 Hz a 30 kHz). El valor de la capacidad de C_1 puede elegirse entre los 100 pF y los 1.000 μ F.

Aun cuando se genera una onda en forma de diente de sierra en el emisor del UJT, Q_1 , se trata de una señal a alta impedancia que no ofrece facilidades para llevarla al exterior.

Generador de diente de sierra con amplio margen de frecuencia

En el circuito de la Fig. 3.5 la forma de onda en diente de sierra presente en el emisor de Q_1 alimenta al seguidor por emisor Q_2 gracias al cual esta forma de onda queda disponible para su aplicación exterior en buenas condiciones de impedancia siempre que el circuito receptor de la misma presente una impedancia propia

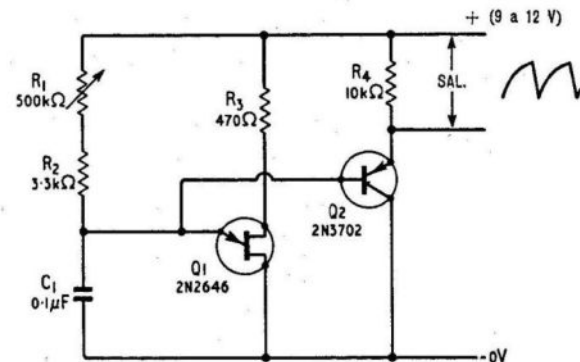


Fig. 3.5

Generador de impulsos en diente de sierra capaz de cubrir un margen de frecuencia de 25 Hz a 3 kHz

de entrada superior a los 10 k Ω . Si fuera preciso llevar la onda en diente de sierra a un circuito exterior de impedancia inferior a 10 k Ω convendría disponer de un segundo circuito seguidor por emisor entre el emisor de Q2 y la salida.

Con los valores indicados en la figura el margen de frecuencia puede variarse desde unos 25 Hz hasta unos 3 kHz mediante el ajuste de R₁. La frecuencia de trabajo puede variarse desde un valor inferior a un ciclo por minuto hasta un valor superior a los 100 kHz mediante la alteración del valor de C₁.

Generador lineal de diente de sierra

El diente de sierra presente en el emisor del oscilador fundamental con transistor de unión única tiene forma exponencial. En ciertas aplicaciones se requiere, contrariamente, una onda en diente de sierra perfectamente lineal que puede obtenerse mediante la carga del condensador temporizador principal a través de una fuente de corriente constante, tal como está mostrado en la Fig. 3.6.

En este circuito el transistor Q1 está dispuesto como seguidor por emisor con su carga R₄ y con su corriente de colector alimentando al condensador temporizador principal C₁. La corriente de emisor de Q1 y con ella la corriente de colector del mismo Q1, así como la corriente de carga de C₁ quedan determinadas única y exclusivamente por el ajuste del valor de R₂, con lo que dicha corriente es constante y la carga de C₁ tiene lugar de manera lineal. Se genera, en consecuencia, una forma de onda en diente de sierra también lineal en el emisor de Q2 que se hace accesible a los circuitos exteriores mediante el seguidor por emisor formado por Q3. Esta salida debe llevarse a circuitos cuya impedancia de entrada sea superior a los 10 k Ω .

Este circuito en particular puede utilizarse como generador de la base de tiempos de un osciloscopio. En tal aplicación la salida desde el emisor de Q3 se lleva al conector exterior del osciloscopio destinado a la base de tiempos y los impulsos positivos obtenidos de R₆ pueden utilizarse, a través de un condensador de bloqueo de alto aislamiento, para el borrado del trazo de retorno en el mismo osciloscopio. El generador puede sincronizarse con una señal exterior si ésta se lleva a la base 2 del UJT (Q2) a través de

C₂. Esta señal de sincronismo, que debe tener una amplitud máxima (pico) entre 200 mV y 1 V, modula a la tensión de alimentación y con ello señala el punto de disparo o apertura de la conducción de Q2 haciendo que éste responda en sincronismo.

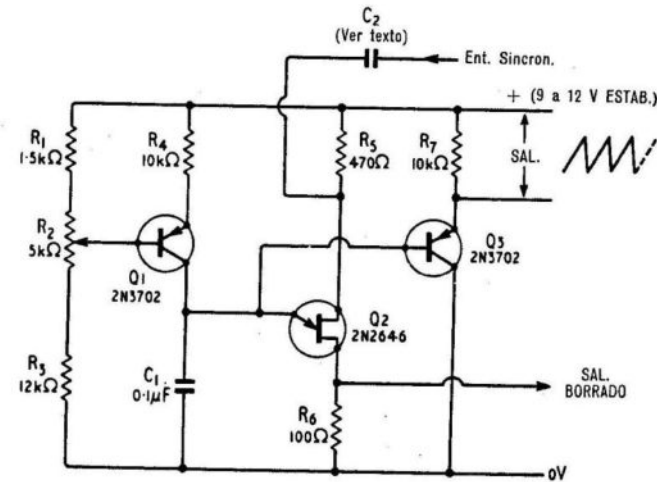


Fig. 3.6

Generador lineal de impulsos en diente de sierra apto para ser utilizado como base de tiempos de un osciloscopio. El margen de frecuencias va de 50 a 600 Hz con alimentación a 9 V y de 70 a 600 Hz con alimentación a 12 V

El condensador C₂ debe elegirse de manera que presente una impedancia inferior al valor de R₅ para la frecuencia de la señal de sincronismo y debe ser de tensión de trabajo superior a la tensión presente en el punto de toma de dicha señal de sincronismo.

Con los valores indicados, la frecuencia de trabajo del circuito puede variarse en todo un margen comprendido entre 50 Hz y 600 Hz si se utiliza una tensión de alimentación de 9 V y entre 70 Hz y 600 Hz si la tensión de alimentación es de 12 V. Pueden obtenerse distintas frecuencias mediante la alteración del valor de la capacidad de C₁; para frecuencias muy bajas el condensador C₁ deberá ser un electrolítico de polaridad reversible.

Convertidor analógico-digital, resistivo

El circuito de la Fig. 3.7 convierte los cambios de nivel luminoso, de temperatura o de cualquier otra característica física que pueda representarse por una variación de resistencia en cambios proporcionales de frecuencia. El elemento resistivo (una LDR, termistancia, etc.) queda conectado en paralelo con R_1 de manera que controla la constante de tiempo de carga del condensador C_1 y con ello la frecuencia de la oscilación del circuito. Es posible obtener un margen de oscilación de 30 Hz a 3,7 kHz contando con que los 30 Hz se obtengan cuando el elemento sensitivo se halle en circuito abierto.

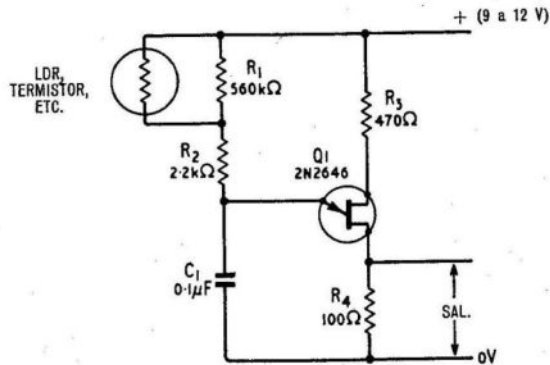


Fig. 3.7

Convertidor analógico-digital, resistivo. Con el elemento sensible en circuito abierto la frecuencia es de 30 Hz; con el elemento sensible cortocircuitado la frecuencia es de 3,7 kHz

La salida se toma entre los extremos de R_4 y consiste en una serie de impulsos. Si estos impulsos se llevan a un auricular, serán perfectamente audibles aun en la frecuencia de trabajo más baja.

El circuito es particularmente útil para la lectura remota de temperaturas o de otras alteraciones físicas por cuanto los impulsos de salida pueden ser utilizados para modular un enlace por radio o por hilo. En el extremo receptor de este enlace la información digital puede convertirse de nuevo en información analógica por medio de un circuito parecido al de los frecuencímetros.

Convertidor analógico-digital por tensión

Los circuitos mostrados en las Figs. 3.8 y 3.10 tienen aplicaciones muy parecidas al circuito controlado por resistencia del apartado anterior, pero se diferencian del mismo en que la frecuencia de trabajo está controlada por tensión o por cualquier dimensión que pueda representarse por medio de una tensión, es decir, por transductores tales como la célula fotovoltaica, la termocupla, etc.

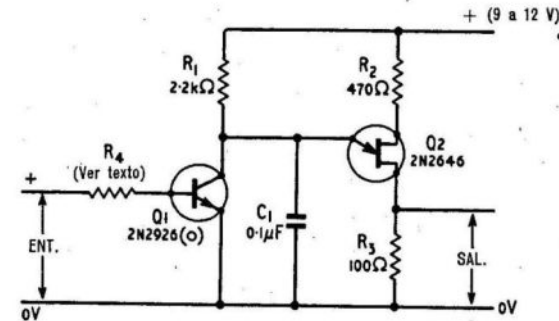


Fig. 3.8

Convertidor analógico-digital de tensión, tipo paralelo. Sin tensión de entrada $f = 3,7$ kHz; con la máxima tensión de entrada $f = 800$ Hz

La Fig. 3.8 muestra un convertidor básico « controlado en paralelo ». El transistor $Q1$ queda conectado en paralelo con el condensador temporizador principal C_1 , de manera que deriva cierta parte de su corriente de carga afectando con ello a la frecuencia de trabajo. Si la tensión de base de $Q1$ es nula, el transistor no conduce y el circuito trabaja a máxima frecuencia (alrededor de los 3,7 kHz). Cuando llega una tensión positiva a la base de $Q1$ el transistor abre su conducción y la frecuencia de trabajo disminuye.

Este circuito presenta el inconveniente de que cuando el transistor $Q1$ abre su conducción la tensión de su colector disminuye notablemente y si cae por debajo del valor V_p el circuito deja de oscilar. Esto limita bastante el margen operativo, exactamente a una frecuencia mínima de unos 800 Hz en este caso particular.

El valor de la resistencia R_4 debe elegirse por tanteo para que se ajuste a la tensión de control en cada caso determinado; por regla general su valor se halla entre algunos cientos de kilohmios

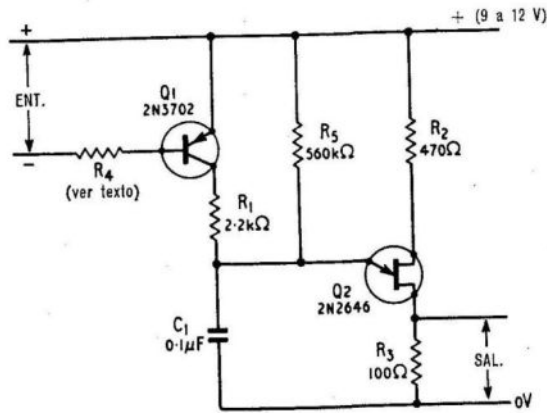


Fig. 3.9

Convertidor analógico-digital de tensión tipo serie. Sin tensión de entrada $f = 30$ Hz; con la máxima tensión de entrada $f = 3,7$ kHz

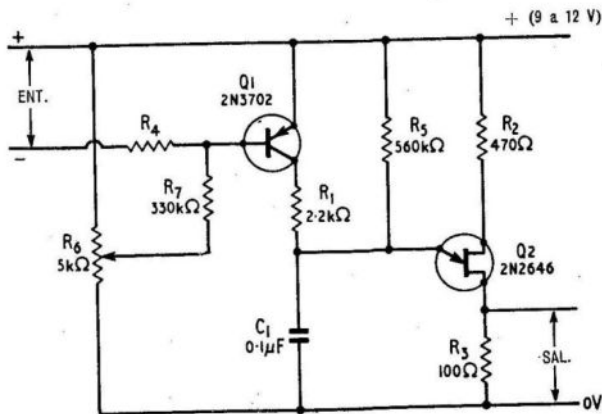


Fig. 3.10

Versión mejorada del circuito de la Fig. 3.9

para tensiones de control de hasta unos 10 V y en algunos mehmios para tensión de control del orden de los 100 V.

La figura 3.9 muestra el circuito de un convertidor básico « controlado en serie ». Aquí la carga del condensador C_1 queda casi exclusivamente controlada por $Q1$. Cuando este transistor se lleva a la conducción intensa (saturación) mediante una tensión aplicada a R_4 , la corriente de carga queda limitada por R_1 y el circuito oscila a una frecuencia aproximada de 3,7 kHz. Si no se aplica ninguna tensión a R_4 el transistor $Q1$ permanece con su conducción cerrada, el condensador C_1 se carga a través de R_5 y el circuito oscila a una frecuencia de unos 30 Hz. Entre estas dos frecuencias extremas puede elegirse la oscilación que convenga según la tensión aplicada a R_4 y con ello según la corriente de colector provocada en $Q1$. El valor de R_4 debe hallarse por tanteo para que se ajuste a las necesidades particulares de cada caso.

En los circuitos de las Figs. 3.8 y 3.9 el transistor $Q1$ permanece con su conducción cerrada hasta que una tensión de polarización directa de unos 650 mV llega a su base, de manera que la frecuencia de la oscilación no queda afectada por tensiones inferiores a la indicada. Este inconveniente puede salvarse mediante la aplicación de una polarización fija a la base de $Q1$, tal como está mostrado en la Fig. 3.10. Esta modificación capacita al circuito para trabajar con tensiones de entrada muy débiles o aun con tensiones negativas.

Circuitos retardadores para relés

Los circuitos mostrados en la Fig. 3.11 permiten la obtención de tiempos de retardo desde 0,5 segundo hasta cerca de 8 minutos en el funcionamiento de los relés convencionales, es decir que dan lugar a un lapso de tiempo entre el momento en que se conecta la excitación de un relé y el momento en que se cierran sus contactos.

En la Fig. 3.11a un juego de contactos de relé que permanece normalmente cerrado queda conectado en serie con el positivo de la línea de alimentación. En el momento inicial de conectar la alimentación el positivo llega al transistor de unión única a través de estos contactos. Tras un retardo determinado por el valor de R_1 y la

capacidad de C_1 , el UJT dispara su conducción y excita al relé. Tan pronto como el relé queda excitado se interrumpe la alimentación del UJT a través del juego de contactos en serie con la misma pero queda directamente aplicada al relé a través de R_4 manteniéndose así la activación. Este relé debe ser de baja tensión y acción rápida con una resistencia en su bobina excitadora de valor inferior a los 150Ω .

La tensión de la línea de alimentación debe ser de al menos cuatro veces la tensión de excitación del relé y el valor de R_4 de-

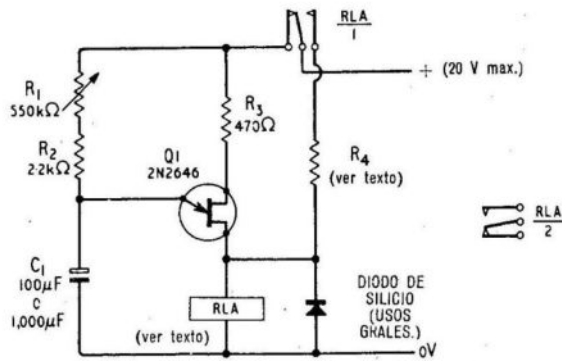


Fig. 3.11a

Circuito temporizador de relé que proporciona un retardo de 0,5 a 50 segundos si $C_1 = 100 \mu F$ y un retardo de 3 segundos a 8 minutos si $C_1 = 1.000 \mu F$

berá elegirse de manera que la intensidad de corriente que circula a su través cuando el relé se alimenta directamente de la línea quede dentro de los límites de seguridad de aquél.

Uno de los inconvenientes del circuito de la Fig. 3.11a está en que debe seleccionarse cuidadosamente el tipo de relé. Este obstáculo desaparece en el circuito de la Fig. 3.11b donde el relé queda conectado al colector de $Q2$ hallándose normalmente en posición de reposo. Cuando se dispara la conducción del UJT un impulso positivo pasa de R_4 a la base de $Q2$, a través del diodo $D1$, abriendo la conducción del transistor y excitando al relé al tiempo que carga rápidamente a C_2 . Al finalizar el impulso positivo el transistor de unión única cierra su conducción y el diodo $D1$ queda inversamente polarizado, de manera que el condensador

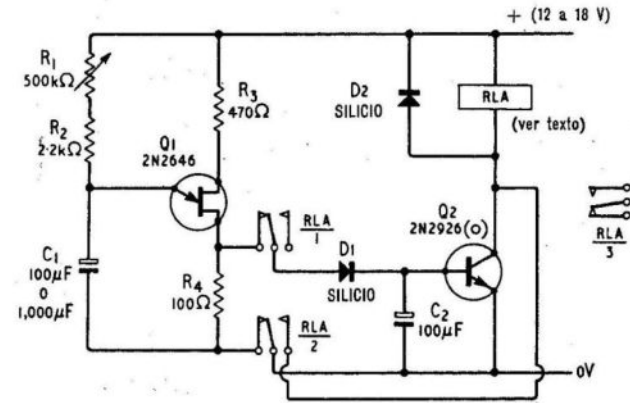


Fig. 3.11b

Variante del circuito temporizador con tiempos de retardo iguales a los del circuito de la Fig. 3.11 a

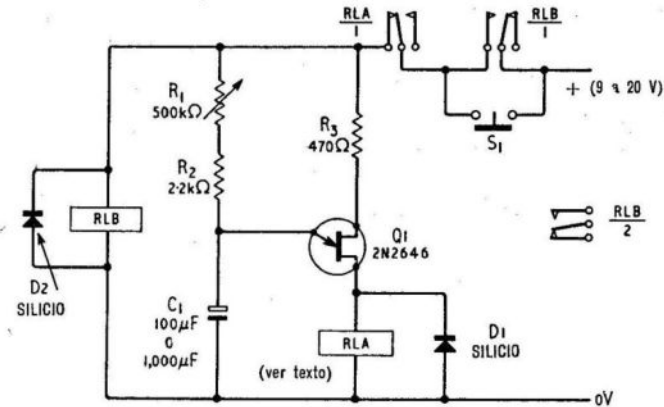


Fig. 3.11c

Versión economizadora de corriente del circuito de la Fig. 3.11a

C_2 sólo puede descargarse a través de la base de $Q2$ manteniendo la excitación del relé durante unos 100 milisegundos. De esta manera el condensador C_2 se utiliza como prolongador del impulso eliminando la necesidad de un relé de acción rápida.

Tan pronto como el relé inicia el cierre de contactos, la línea de masa del transistor de unión única queda interrumpida por los propios contactos de aquél, pero todavía permanece unida a $Q2$. Una vez que los contactos se han cerrado, la línea de alimentación queda directamente conectada a la excitación manteniendo la activación del relé y dejando a $Q2$ fuera de circuito. El relé puede ser de cualquier tipo con un valor de resistencia en su bobina de excitación superior a los 100Ω y con una tensión de trabajo situada dentro del margen de 6 a 18 V.

En los dos circuitos que se acaban de ver los relés consumen corriente indefinidamente una vez que han sido activados. La Fig. 3.11c muestra una nueva versión del circuito de la Fig. 3.11a en la cual existe un relé adicional, RLB. Aquí el positivo de alimentación está conectado a través de los contactos de RLA normalmente cerrados y de los contactos normalmente abiertos de RLB. Estos últimos contactos se hallan derivados por un interruptor a pulsador S_1 y tan pronto como el pulsador es presionado la alimentación queda conectada al transistor de unión única y al relé RLB; este último se excita instantáneamente y sus contactos se cierran dejando conectado el positivo de alimentación aun cuando se suelte el pulsador de S_1 . Tras un pequeño retardo, el transistor de unión única abre su conducción activando al relé RLA por medio del cual se corta el positivo que alimenta al propio UJT y al relé RLB. Este último se desactiva cortando totalmente la alimentación del circuito. La salida del dispositivo puede obtenerse de un segundo juego de contactos en RLB.

Circuito divisor-generador de frecuencia

Quando se le alimenta con una serie de impulsos de entrada de duración (o anchura) constante, el circuito de la Fig. 3.12 proporciona una forma de onda en escalera de tipo lineal cuya frecuencia de repetición es un submúltiplo de la frecuencia de entrada. Por el contrario, si la frecuencia de la señal de entrada no es constante, el circuito « cuenta » el número de impulsos de dicha señal y produce un impulso de salida únicamente cuando se ha completado un número prefijado de impulsos de entrada. Así el circuito puede utilizarse como un contador de impulsos, un di-

visor de frecuencia o un generador de tensión escalonada para uso en los trazadores de curvas características de los transistores, etc.

Cuando no existe impulso alguno de entrada el transistor $Q1$ tiene su conducción cerrada y la base de $Q2$ está cortocircuitada con el positivo de la línea de alimentación a través de R_3 , de manera que este segundo transistor también tiene cerrada su conducción y no circula ninguna corriente de carga por el condensador C_2 . Cuando un impulso positivo de entrada de duración cons-

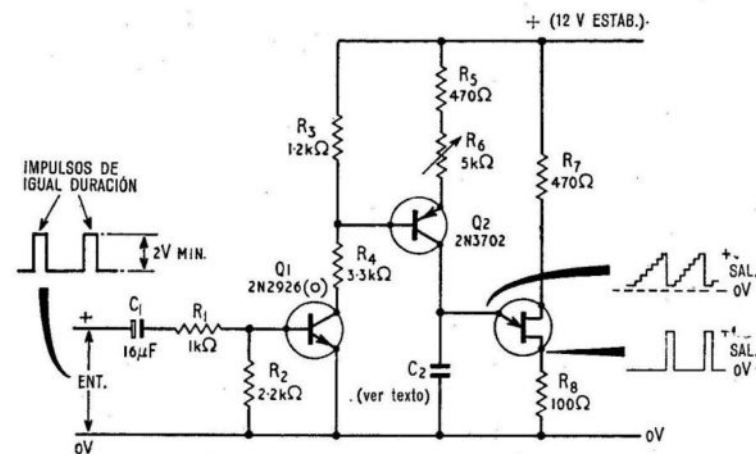


Fig. 3.12

Circuito divisor de frecuencia con onda tipo escalera

tante llega al circuito a través de C_1 , los transistores $Q1$ y $Q2$ abren su conducción y el condensador C_2 empieza a cargarse gracias a la corriente de colector de $Q2$, transistor que se halla dispuesto como seguidor por emisor y actúa a modo de generador de corriente constante con su intensidad de colector controlada por R_6 . El condensador C_2 se carga linealmente mientras la conducción de $Q2$ permanece abierta y como $Q2$ conduce solamente durante la duración prefijada del impulso de entrada, la tensión de C_2 aumenta en una fracción de su carga total cada vez que se aplica un impulso de entrada. En ausencia de este impulso de entrada el condensador C_2 no tiene ninguna vía de descarga con lo cual

la tensión del mismo permanece invariable. El siguiente impulso de entrada aumenta de nuevo la tensión de C_2 en una magnitud fija y así ocurre sucesivamente hasta que tras un número predeterminado de impulsos de entrada la tensión de C_2 ha crecido lo suficiente para alcanzar el valor de la tensión de disparo de $Q3$ quien abre su conducción descargando totalmente a C_2 con lo que dará principio un nuevo ciclo contador.

Si los impulsos de entrada llegan con una frecuencia de repetición constante, la señal a través de C_2 se constituye en una onda lineal en forma de escalera obteniéndose un impulso de salida entre los extremos de R_8 cada vez que se abre la conducción del transistor de unión única. Si la frecuencia de la señal de entrada no es constante la forma de escalera de la onda deja de ser lineal, pero el impulso de salida entre extremos de R_8 sigue apareciendo tras un número determinado de impulsos de entrada. El resultado es que se obtiene una señal múltiplo de cuenta o una relación de división desde 1 hasta aproximadamente 20.

Importa reparar en que este circuito debe alimentarse con impulsos de la misma duración o anchura si se pretende una operación estable y al mismo tiempo que esta duración de cada impulso debe ser comparativamente pequeña con relación al periodo de repetición de los mismos. El valor del condensador C_2 viene determinado por estas dos consideraciones debiéndose hallar por tanteo. Una vez que se ha elegido o seleccionado el valor idóneo de C_2 , la función divisora puede variarse a lo largo de un margen de 10 : 1 a través del ajuste del valor de R_6 .

Circuito contador a diodo

El circuito mostrado en la Fig. 3.13 es también un divisor de frecuencia o contador si bien proporciona una salida cuya forma de onda en escalera no es lineal como en el caso anterior. Presenta, sin embargo, la ventaja de que la función contadora es totalmente independiente de la forma de onda de los impulsos de entrada.

Cuando no existe señal de entrada el transistor $Q1$ tiene su conducción cerrada y el condensador C_3 se carga a través de R_3 , C_2 y $D1$; los condensadores C_2 y C_3 actúan como un divisor de tensión de manera que una fracción fija de la tensión de alimenta-

ción aparece entre extremos de C_3 . Al llegar un impulso de entrada, el transistor $Q1$ conduce a saturación y C_2 se descarga a través de $Q1$ y de $D2$ mientras que C_3 no puede descargarse al quedar bloqueado por $D1$. Cuando el impulso de entrada finaliza, el condensador C_2 se carga de nuevo a través de $D1$ y C_3 situando una nueva fracción de la tensión de alimentación en C_3 . Así, al final de cada impulso de entrada, la tensión de C_3 ha aumentado en una cantidad fija hasta que alcanza el valor de disparo del tran-

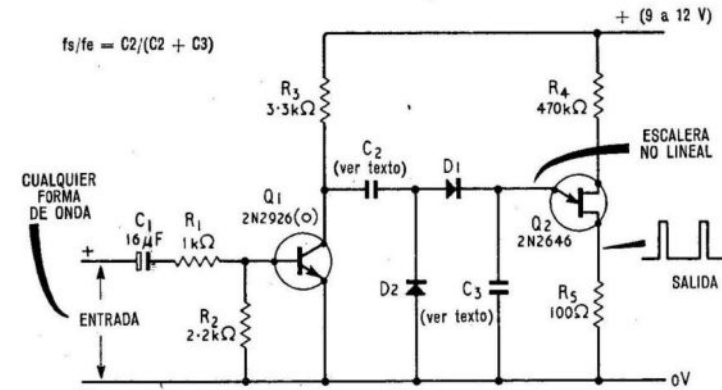


Fig. 3.13

Circuito contador a base de diodo. $D1$ y $D2$ son diodos de germanio para usos generales

sistor de unión única tras lo cual C_3 se descarga rápidamente y da comienzo un nuevo ciclo de la carga. La forma de onda del impulso de entrada no tiene prácticamente ningún efecto en el funcionamiento del circuito contador.

La relación divisora f_{ent}/f_{sal} es aproximadamente igual a $C_2/(C_2 + C_3)$. Esta relación se halla afectada, sin embargo, por una serie de factores variables que incluyen a la frecuencia de trabajo siendo preferible recurrir al tanteo práctico para hallar el valor correcto de la capacidad de estos dos condensadores. Una vez seleccionadas las capacidades convenientes, el circuito proporcionará una división estable a lo largo de un amplio margen de variación de la frecuencia de entrada. Pueden obtenerse fácilmente relaciones divisoras de hasta 10 : 1.

Divisor de frecuencia sincronizado

El circuito de la Fig. 3.14 resulta útil para generar formas de onda medidoras de tiempo o para generar señales patrones de frecuencia. Los impulsos positivos de un oscilador a cristal de cuarzo de 100 kHz se llevan, a través de C_1 , a la base 2 del transis-

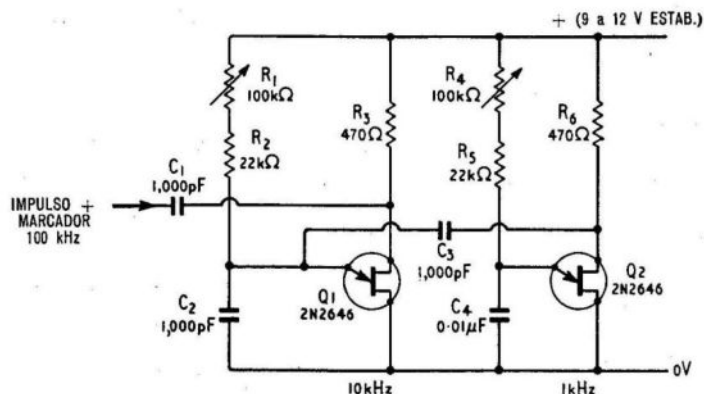


Fig. 3.14

Divisor de frecuencia sincronizado del que se obtienen frecuencias (o tiempos) patrones de 100 kHz (10 μ seg), 10 kHz (100 μ seg) y 1 kHz (1 mseg)

tor de unión única $Q1$ ajustándose el valor de R_1 de manera que el UJT quede firmemente sincronizado a una frecuencia de trabajo de 10 kHz para la cual las señales de 100 kHz hagan las veces de impulsos de sincronismo. La señal de 10 kHz pasa del emisor de $Q1$ a través de C_3 hasta el UJT, $Q2$, mientras que la resistencia R_4 queda convenientemente ajustada para que $Q2$ quede sincronizado a una frecuencia de trabajo de 1 kHz. De esta manera el circuito proporciona frecuencias o tiempos patrón de 100 kHz (10 μ seg), 10 kHz (100 μ seg) y 1 kHz (1 mseg). La estabilidad resulta excelente si se utiliza una línea de alimentación, estabilizada por diodos zener.

Pueden obtenerse distintas relaciones divisoras mediante los ajustes de R_1 y de R_4 . Las salidas pueden obtenerse a través de una etapa separadora de alta impedancia en configuración de emisor

común partiendo del emisor de cada uno de los transistores de unión única y desde el propio oscilador a cristal.

Generadores de onda cuadrada de amplio margen

El transistor de unión única se presta a ser utilizado como la base de generadores de diferentes formas de onda capaces de cubrir márgenes de frecuencia muy amplios. Las figuras 3.15a y 3.15b muestran cómo debe disponerse esta unidad para la generación de ondas cuadradas.

En la Fig. 3.15a los transistores $Q2$ y $Q3$ forman un multivibrador biestable de tipo NPN conocido también como « circuito divisor por dos ». Al final de cada ciclo de disparo del transistor de unión única el impulso positivo entre extremos de R_4 queda aplicado a los respectivos emisores de $Q2$ y $Q3$ dando lugar a que el multivibrador cambie su estado. Cada dos ciclos funcionales o disparos del transistor de unión única se convierten en un solo ciclo completo del multivibrador, de manera que la salida de este último, tomada de cualquiera de los dos colectores, el de $Q2$ o el de $Q3$, es una onda cuadrada perfecta de frecuencia igual a la mitad de la de disparo de $Q1$. Las señales en cada uno de los colectores se hallan desfasadas entre sí en 180° .

La Fig. 3.15b muestra la versión del mismo circuito con semiconductores del tipo PNP. En este caso se hace uso de los impulsos negativos entre los extremos de R_3 para el disparo del multivibrador biestable, única excepción en la igualdad de ambos circuitos.

Conviene reparar en que en ambos circuitos los valores de capacidad de C_2 y de C_3 son iguales y equivalen aproximadamente a $C_1/100$. Si C_1 tiene una capacidad de $0,1 \mu\text{F}$, C_2 y C_3 deberán ser de $0,001 \mu\text{F}$ (1.000 pF). Con todo, la capacidad de C_2 y la de C_3 no deben ser nunca inferiores a los 100 pF.

Cualquiera de los dos circuitos mostrados podrá, con un solo juego de valores, generar ondas cuadradas dentro de un margen de frecuencia de relación 100 : 1.

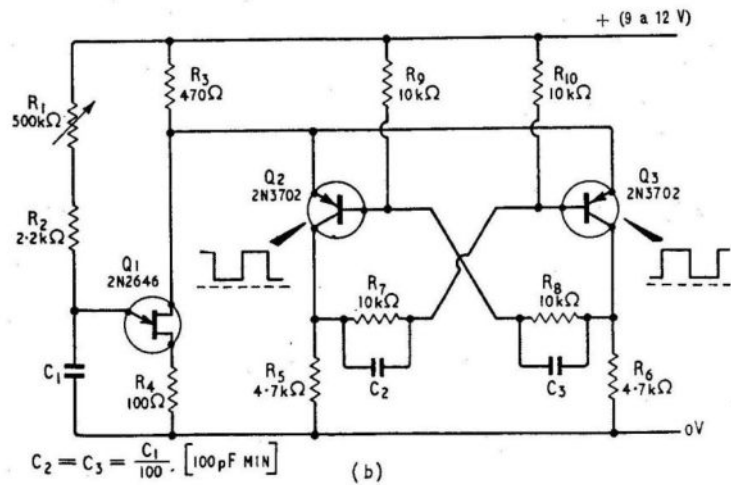
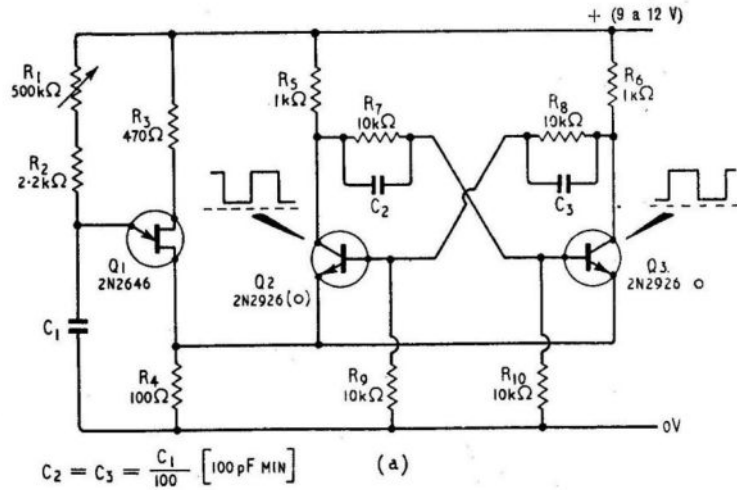


Fig. 3.15

(a) Generador (NPN) de ondas cuadradas y margen amplio. Los valores de C_1 , C_2 y C_3 deben ajustarse al margen de frecuencia requerido. (b) Versión con transistores PNP del mismo generador de ondas cuadradas.

Generador de impulsos de frecuencia variable

El circuito de la Fig. 3.16 genera impulsos de duración constante cuya frecuencia puede hacerse variar dentro de un margen de 100 : 1. Puede, por ejemplo, generar un impulso con una duración constante de 500 μseg y un margen de frecuencia de repetición desde 10 Hz hasta 1 kHz. La duración individual de cada

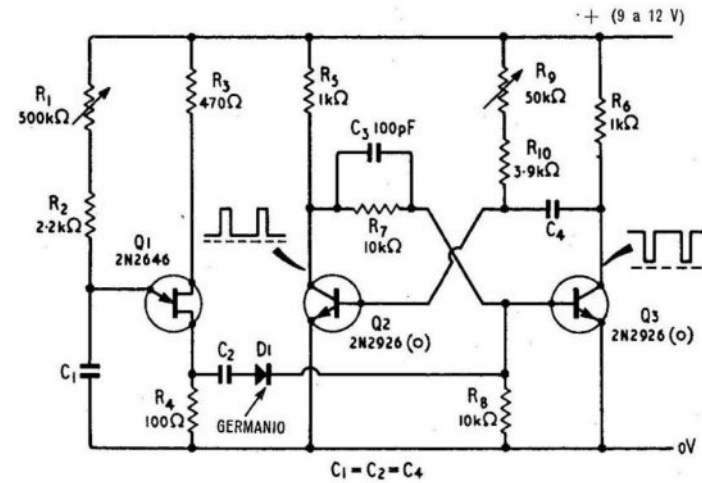


Fig. 3.16

Generador de impulsos de frecuencia variable

impulso puede ajustarse, dentro del margen de frecuencia elegido, a cualquier valor dentro de la relación 10 : 1, es decir, de 50 a 500 μseg por ejemplo.

El circuito en sí es muy simple. Los transistores Q2 y Q3 forman un multivibrador monoestable o de un solo disparo con la duración de los impulsos controlada por R_9 , R_{10} y el condensador C_4 . El multivibrador se dispara con los impulsos positivos obtenidos entre los extremos de R_4 y llevados a la base de Q3 a través de C_2 y de D1, con lo que la frecuencia de repetición queda controlada por el transistor de unión única y la duración del impulso por el multivibrador.

Se precisan diferentes juegos de valores de C_1 , C_2 y C_4 para cada margen operativo si bien estos tres condensadores suelen ser siempre de igual capacidad. La principal consideración que debe tenerse en cuenta es que el máximo período del impulso debe ser inferior al mínimo período del ciclo funcional del transistor de unión única, ya que de otra forma un impulso no habría finalizado antes de la llegada del siguiente impulso con lo que no sería posible un funcionamiento estable.

Los impulsos de salida pueden tomarse de cualquiera de los dos colectores teniendo en cuenta que las señales en uno de ellos se hallan desfasadas en 180° con respecto a las señales en el otro.

Generador de impulsos de duración variable

El circuito de la Fig. 3.17 genera una serie de impulsos cuyos tiempos activos y de reposo se controlan independientemente y pueden variarse dentro de un margen de 100 : 1.

El circuito es parecido al de la Fig. 3.15a puesto que los transistores Q_2 y Q_3 forman un multivibrador biestable disparado por impulsos positivos recogidos entre los extremos de R_6 . Sin embargo en el circuito de la Fig. 3.17 el condensador C_1 dispone de dos circuitos de carga (R_1-R_2 y R_3-R_4) y el multivibrador acciona a una serie de «puertas» a diodo quienes seleccionan el circuito de carga que debe ser utilizado en cada momento.

Si se supone que en el instante de conectar la alimentación el transistor Q_2 se halla conduciendo y el transistor Q_3 tiene cerrada su conducción, el colector de Q_2 se hallará próximo al potencial de masa de manera que el diodo D_4 estará polarizado en el sentido de la conducción y D_3 lo estará en el sentido contrario y como resultado no fluirá ninguna corriente de carga hacia el condensador C_1 a través de R_3-R_4 . Por otra parte el colector del transistor Q_3 se hallará casi al mismo potencial que el positivo de alimentación con lo que el diodo D_2 estará polarizado en sentido inverso y D_1 lo estará en el sentido de la conducción; con ello la corriente de carga de C_1 llegará al mismo únicamente a través de R_1-R_2 . Al final de este ciclo de carga el transistor de unión única abre su conducción y dispara al multivibrador, de manera que Q_2 cerrará su conducción y Q_3 la abrirá. Ahora el diodo D_2 se hallará polari-

zado en el sentido de la conducción y D_4 tendrá polarización inversa con lo que R_1-R_2 se hallarán fuera de circuito y el condensador C_1 se cargará a través de R_3-R_4 únicamente. Al final

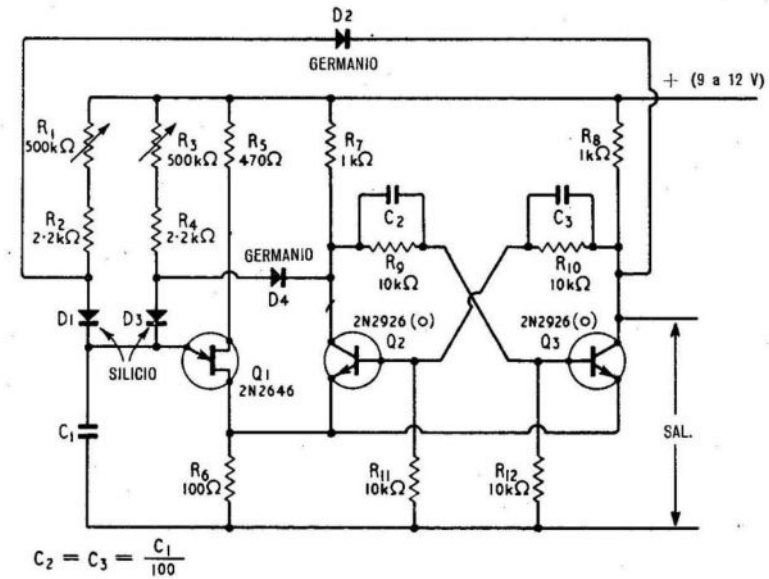


Fig. 3.17

Generador de impulsos con tiempos de señal y de reposo variables. Con $C_1 = 0,1 \mu F$ los tiempos de señal y de reposo pueden escogerse entre 500 μ seg y 50 mseg

de este segundo ciclo operativo, el circuito cambia nuevamente de estado y vuelve a comenzar la misma secuencia indicada hasta aquí. De esta forma los dos períodos de conmutación del multivibrador biestable y con ellos los tiempos activos y pasivos de los impulsos de salida quedan controlados individualmente.

Los condensadores C_2 y C_3 tienen un mismo valor de capacidad igual a $C_1/100$ hasta el límite mínimo de 100 pF. Con C_1 igual a $0,1 \mu F$, los tiempos activo y pasivo o de señal y de reposo de cada ciclo pueden controlarse individualmente dentro del margen comprendido entre 500 μ seg y 50 mseg.

Generador de impulsos con frecuencia y relación marca-espacio variables

El circuito de la Fig. 3.18 genera una serie de impulsos en la que tanto la relación marca-espacio como la frecuencia de repetición pueden ajustarse independientemente dentro de un amplio margen de variación. Si, por ejemplo, se sitúa la relación marca-espacio en 9 : 1 la frecuencia de repetición puede variarse digamos

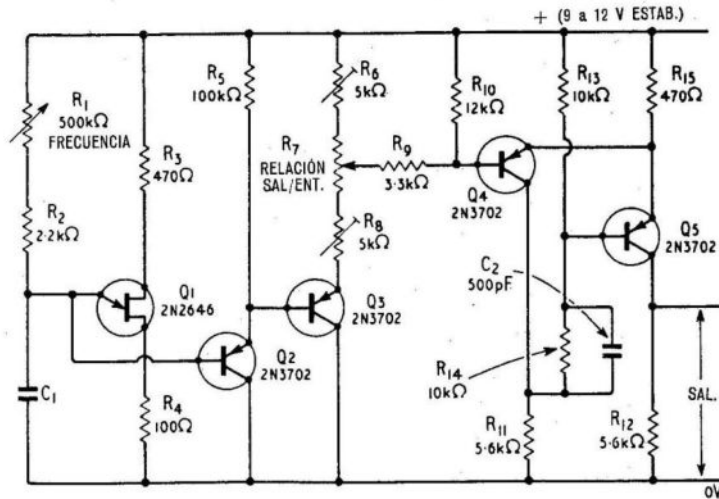


Fig. 3.18

Generador de impulsos con frecuencia y relación marca-espacio variables. El valor de C_1 debe elegirse de acuerdo con el margen de frecuencias requerido

de 10 Hz a 1 kHz sin que de ello resulte alteración alguna en dicha relación marca-espacio. De la misma forma si se fija la frecuencia, digamos en 100 Hz, la relación marca-espacio puede variarse en un margen desde 1 : 100 a 100 : 1 sin que con ello resulte alterada la frecuencia de trabajo. Tanto la frecuencia de repetición como la relación marca-espacio puede variarse simultáneamente sin que exista interacción alguna entre ambos parámetros. Este tipo de generador suele utilizarse a menudo en el extremo transmisor de los sistemas analógicos biproporcionales propios del radiocontrol.

En la Fig. 3.18 los transistores Q_2 y Q_3 forman una pareja en configuración «super-alfa» o Darlington con seguidor por emisor que permite la toma a baja impedancia de una señal en diente de sierra a través de la cadena R_6 - R_7 - R_8 sin afectar para nada a la frecuencia de trabajo del UJT, Q_1 . Esta señal en diente de sierra se lleva, a través de R_9 , a la báscula de Schmitt que forman los transistores Q_4 y Q_5 , de manera que mediante el ajuste de R_7 el circuito de Schmitt puede ser disparado a distintos niveles del diente de sierra y de esta forma se pueden generar impulsos con distintas relaciones marca-espacio en el colector de Q_5 . Las resistencias R_6 y R_8 permiten la fijación de la relación máxima y mínima de marca-espacio. Los márgenes de frecuencia de repetición pueden seleccionarse por el valor del condensador C_1 como ocurre en todos los circuitos con transistor de unión única y, en un margen dado, la frecuencia puede variarse alterando el valor de R_1 . Resumiendo, la resistencia R_7 actúa como control de la relación marca-espacio y la resistencia R_1 como control de la frecuencia de repetición.

Circuito temporizador para lámpara o relé

La Fig. 3.19 muestra el circuito temporizador para una lámpara o un relé. Una u otro se hallan sin corriente en la posición de reposo, pero se activan tan pronto como se presiona el pulsador S_1 para permanecer activados durante un tiempo previamente determinado y que puede extenderse desde unos 4 segundos hasta los 8 minutos. Transcurrido este período tanto la lámpara como el relé vuelven a quedar sin corriente y el circuito queda dispuesto para una nueva pulsación de S_1 .

Los transistores Q_2 y Q_3 constituyen un multivibrador biestable en el que Q_2 conduce mientras Q_3 tiene su conducción cerrada. Así el colector de Q_2 se halla casi al potencial de masa con lo que el diodo D_2 está polarizado en el sentido de la conducción y D_1 en el sentido contrario evitando este último que el condensador C_1 pueda cargarse a través de R_1 - R_2 . En esta condición el colector de Q_3 se halla casi al potencial positivo de la línea de alimentación con lo que Q_4 no tiene polarización directa y la lámpara (o el relé) se hallan desactivados (R_{11} , D_3 y R_{12} forman un divisor de ten-

sión que impide que las pequeñas tensiones presentes en el colector de $Q3$ puedan abrir la conducción de $Q4$).

Cuando se acciona el pulsador de arranque S_1 la base de $Q2$ queda cortocircuitada a masa y el multivibrador biestable cambia de estado con lo que dicho $Q2$ cierra su conducción; la polarización directa de $D2$ desaparece y el condensador C_1 empieza a

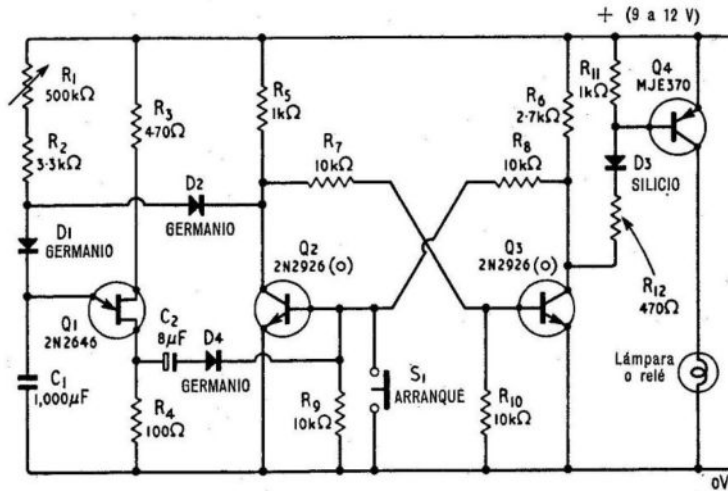


Fig. 3.19

Excitador de lámpara o de relé de un solo disparo proporcionando tiempos activos variables desde 4 segundos a 8 minutos

cargarse ahora a través de R_1 - R_2 - $D1$ al mismo tiempo que $Q3$ abre su conducción y hace que $Q4$ conduzca a saturación a través de $D3$ - R_{12} y la lámpara se ilumina. El condensador C_1 se va cargando entonces a través de R_1 , R_2 y $D1$ y al cabo de un tiempo prefijado se dispara la conducción del transistor de unión única y el impulso de tensión positiva entre extremos de R_4 pasa a través de C_2 y de $D4$ hasta la base de $Q2$; este impulso abre de nuevo la conducción de $Q2$ de manera que el circuito vuelve a su condición inicial con el diodo $D2$ polarizado en el sentido de la conducción y la lámpara apagada. El circuito permanece en esta situación hasta que el pulsador S_1 vuelve a ser presionado de nuevo.

Cualquier tipo de lámpara o de relé con una corriente de pico inferior a 1 amperio, más o menos, puede ser utilizada con este circuito. Debe tenerse presente, sin embargo, que las lámparas absorben corrientes iniciales cuyo valor instantáneo suele ser hasta tres veces superior al valor de su corriente de régimen. Puede utilizarse cualquier otro tipo equivalente de transistor de silicio como $Q4$.

Intermitente con control de los tiempos de encendido y apagado

Por último en la Fig. 3.20 se muestra otro circuito secuencial con transistor de unión única destinado a la activación de una lámpara o de un relé y con el que pueden controlarse individualmente los tiempos de encendido y apagado de una lámpara o de activación y reposo de un relé dentro del margen aproximado

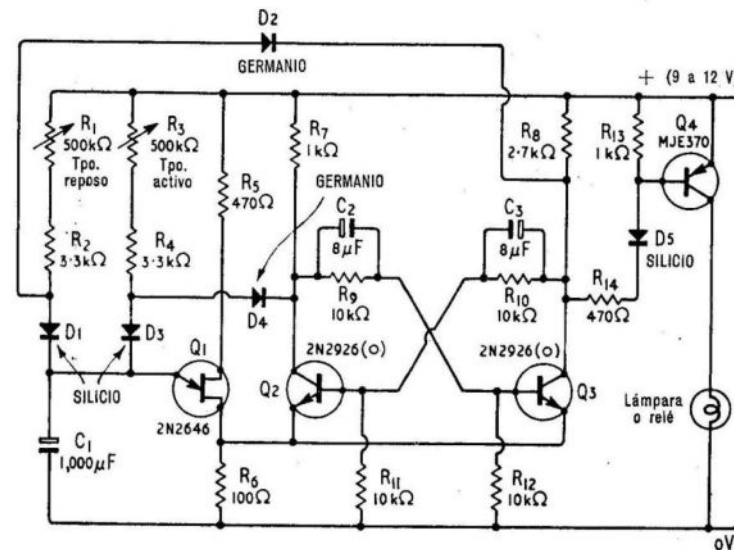


Fig. 3.20

Circuito Intermitente de tiempos activos y de reposo variables y elegibles individualmente entre 4 seg y 8 minutos (16 minutos de tiempo máximo del ciclo operativo completo)

comprendido entre 4 segundos y 8 minutos obteniéndose por tanto un ciclo operativo repetitivo de 16 minutos como máximo.

Este circuito en sí no es más que una reordenación de los elementos que componen el dispositivo de la Fig. 3.17 con la adición de la etapa de salida transistorizada mostrada en la Fig. 3.19. La máxima corriente de salida queda aquí también limitada a 1 A. El tiempo de encendido de la lámpara o de activación del relé está controlado por el valor de la resistencia R_3 y el tiempo de apagado o de reposo lo está por el valor de la resistencia R_1 .