

TEMA 12

Introducción a los tiristores

12.1.- Introducción

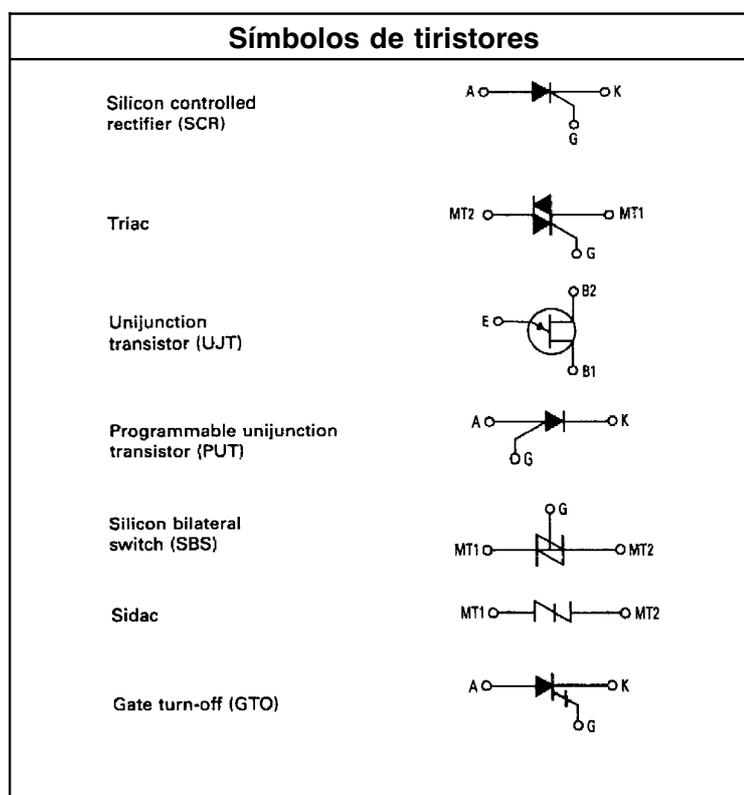


Figura 12.1. Símbolos de tiristores más comunes.

La electrónica de potencia concierne a los circuitos con tiristores, a su diseño y a su función en el control de potencia en un sistema. Existen gran variedad de tiristores, pero todos ellos tienen ciertas propiedades en común: son dispositivos de estado sólido que se “disparan” bajo ciertas condiciones pasando de un estado de alta impedancia a uno de baja, estado que se mantiene mientras que la corriente y la tensión sean superiores a un valor mínimo denominado niveles de mantenimiento. Estructuralmente, todos los tiristores consisten en varias capas alternadas de silicio dopado con impurezas p y n. El disparo de un tiristor se realiza inyectando corrientes en esas uniones de forma que, mediante un reacción regenerativa, conmuta a conducción y lo mantiene en este estado aunque la señal de disparo sea retirada, siempre que se verifiquen unos requerimientos mínimos de tensión y corriente. Estas características hacen que los tiristores sean mucho más útiles que los conmutadores mecánicos, en términos de flexibilidad, duración y velocidad. Estos dispositivos se utilizan en control de potencia, convertidores DC-DC o DC-AC o AC-DC o AC-AC, motores, luz incandescente, etc. En la figura 12.1 se muestran los

símbolos de los dispositivos pertenecientes a la familia de los tiristores. El rectificador controlado de silicio o *Silicon Controlled Rectifiers* (SCR) es el tiristor de mayor interés hoy en día. Fue introducido en 1956 por los laboratorios de Bell Telephone y son capaces de controlar hasta 10MW con niveles de corriente de hasta 2000A a 18000V. El control de estos dispositivos se realiza a través de transistores, familias lógicas, luz (en triacs optoelectrónicos), transistores de uniunión (UJTs), transistores de uniunión programables (PUTs), conmutadores bidireccionales de silicio (SBSs), etc.

12.2.- Diodo de cuatro capas

El diodo de cuatro capas o diodo Shockley es un dispositivo compuesto por cuatro capas semiconductoras npnp, cuya estructura y símbolo se describen en la figuras 12.2.a y 12.2.b. Esencialmente es un dispositivo interruptor. Al aplicar un tensión positiva entre ánodo y cátodo se puede observar que la unión J1 y J3 está polarizada en directa, y la unión J2 polarizada en inversa. En estas condiciones únicamente circula una corriente muy baja (despreciable) y el dispositivo se encuentra cortado. Aumentando esta tensión positiva se llega a una tensión V_{BO} de ruptura o avalancha donde la corriente crece de forma abrupta y la caída de tensión decrece de la misma manera. En este momento, el diodo ha conmutado desde el estado de bloqueo a conducción.

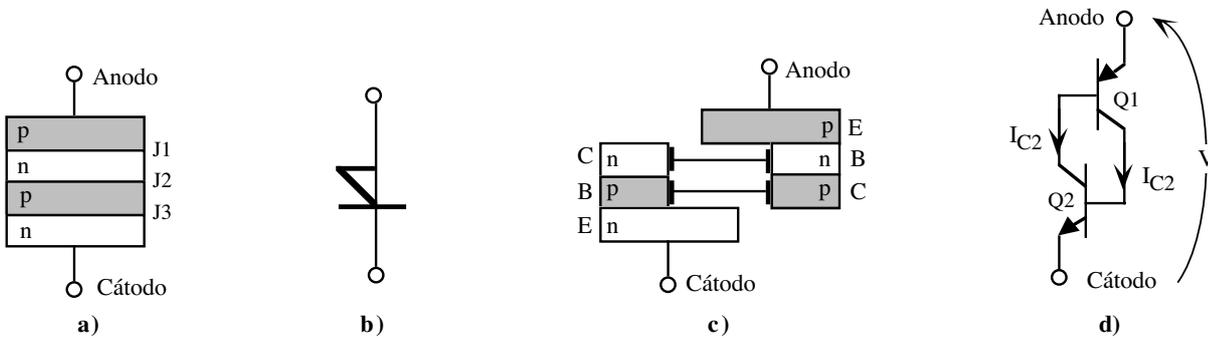


Figura 12.2. Diodo de cuatro capas: a) Estructura, b) símbolo, c) estructura equivalente y d) modelo de conducción.

Una manera sencilla de entender el funcionamiento de este diodo consiste en separar su estructura física en dos mitades (figura 12.2.a). La mitad izquierda es un transistor NPN y la mitad derecha PNP, resultando el circuito mostrado en la figura 12.3.b que normalmente es referido como *candado*.

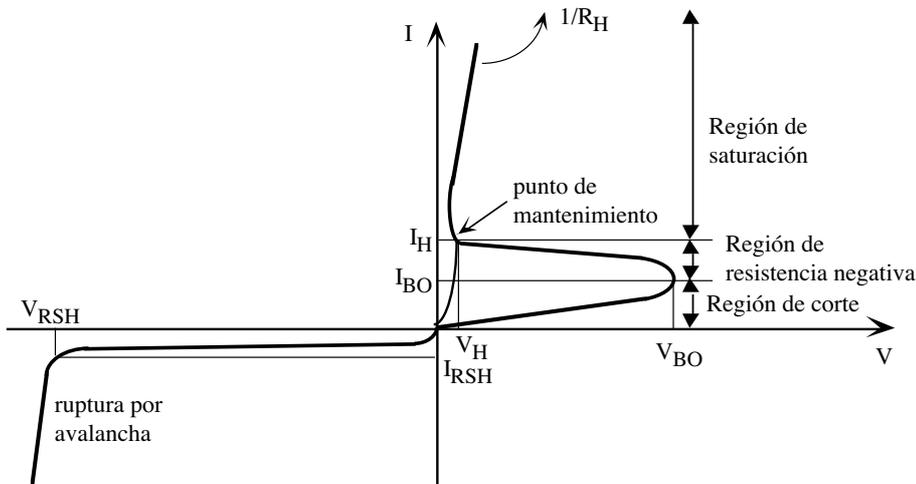


Figura 12.3. Características tensión corriente del diodo de cuatro capas.

Las características eléctricas de un diodo de cuatro capas se muestran en la gráfica de la figura 12.3. En esta gráfica, se pueden identificar dos zonas y cuatro regiones de operación:

1.- **Zona directa** ($V > 0$)

- 1.a) *Región de corte.* El diodo se encuentra en corte con unas corrientes muy bajas. En esta región se puede modelar como una resistencia R_{OFF} de valor

$$R_{OFF} = \frac{V_{BO}}{I_{BO}} \quad (12.1)$$

- 1.b) *Región de resistencia negativa.* Cuando la tensión entre ánodo y cátodo es suficientemente alta se produce la ruptura de la unión con un incremento muy elevado en corriente comportándose el diodo como si fuera una resistencia negativa debido a la realimentación positiva de su estructura.

- 1.c) *Región de saturación o conducción.* En esta región, la caída de tensión entre ánodo y cátodo está comprendida entre 0.5V y 1.5 V, prácticamente independiente de la corriente. Se mantendrá en este estado siempre que la tensión y corriente alcancen unos valores mínimos conocidos como niveles de mantenimiento definidos por V_H e I_H .

2.- **Zona inversa** ($V < 0$)

- 2.a) *Región de ruptura.* El diodo puede soportar una tensión máxima inversa V_{RSM} que superado ese valor entra en conducción debido a fenómenos de ruptura por avalancha.

12.2.1.- **SIDAC**

El SIDAC es un dispositivo bilateral de disparo de alta tensión y corriente. Es básicamente un diodo de cuatro capas con unas características eléctricas simétricas. En la figura 12.4.a se describe su estructura física, en la figura 12.4.b el símbolo de este dispositivo y en la figura 12.4.c sus características eléctricas simétricas. El SIDAC se utiliza en aquellas aplicaciones que se necesitan una tensión de disparo V_{BO} cuyos valores están comprendidos entre 120 V y 270 V (típicos).

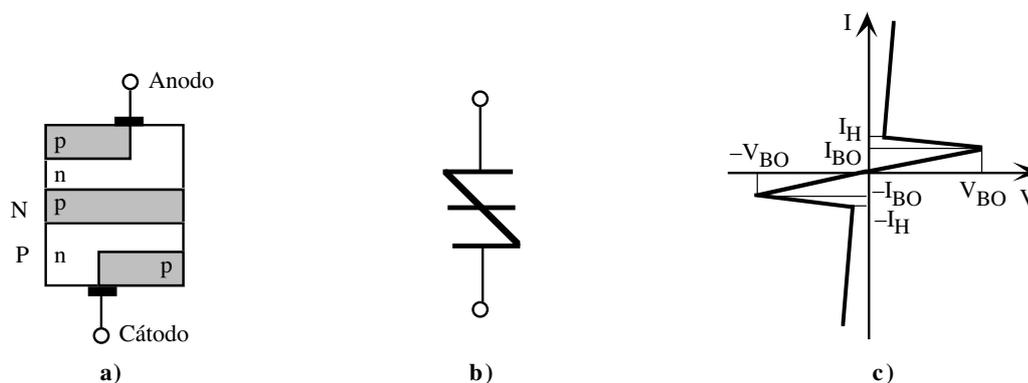


Figura 12.4. SIDAC: a) estructura física, b) símbolo y c) características I-V.

El MKP3V120 de Motorola es un ejemplo típico de un SIDAC, con una corriente máxima de 1A y una tensión de ruptura de $V_{BO}=120$ V (pertenece a la serie MKP3VXXX en donde las tres últimas cifras definen la

V_{BO}). En la figura 12.5 se indican sus características I-V en estado de conducción. En este caso, la tensión ánodo-cátodo es aproximadamente $\sim 1.1V$ prácticamente independiente de la corriente. Una de las aplicaciones más típicas del SIDAC es como generador de diente de sierra en donde se aprovecha las características de disparo y bloqueo de este dispositivo. En la figura 12.6.a se presenta el esquema de este circuito basado en el MKP3V120. Las principales características de este dispositivo son: $V_T \cong V_H = 1.1V$, $I_H = 100mA$ (máx), $V_{BO} = 120V$ (typ), $I_{BO} = 200\mu A$ (máx). En la figura 12.6.b se muestra la forma de onda de V_o que se asemeja a un diente de sierra. El funcionamiento del circuito es el siguiente. El condensador se carga a través de R cuando el SIDAC está cortado. En estas condiciones, el dispositivo se comporta como una resistencia R_{OFF} de valor

$$R_{OFF} = \frac{V_{BO}}{I_{BO}} = \frac{120V}{200\mu A} = 600k\Omega \tag{12.2}$$

Esta resistencia es tan elevada que a efectos prácticos se puede considerar como despreciable. La ecuación del carga del condensador parte de una tensión inicial V_H ($V_H = 1.1V$), correspondiente a la tensión de mantenimiento del SIDAC, hasta la tensión final V_{CC} ($V_{CC} = 200V$). Esta ecuación es

$$V_o(t) = V_{CC} + (V_H - V_{CC}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \tag{12.3}$$

La tensión $V_o(t)$ evoluciona de forma exponencial tal como se muestra en la figura 12.6.b. Este proceso de carga del condensador finalizará cuando el SIDAC entre en conducción, situación que se produce cuando la tensión $V_o(t)$ alcance la tensión de ruptura, es decir, el proceso de carga durará un tiempo t_o correspondiente al tiempo que tarda $V_o(t)$ en tomar el valor V_{BO} , es decir, $V_o(t=t_o) = V_{BO} = 120V$. Este tiempo está definido por la siguiente ecuación

$$t_o = RC \ln\left(\frac{V_{CC} - V_H}{V_{CC} - V_{BO}}\right) \tag{12.4}$$

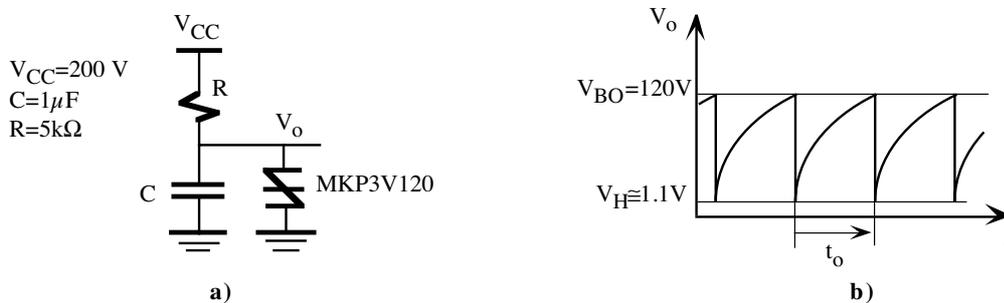


Figura 12.6. a) SIDAC como generador de diente de sierra. b) Forma de onda de V_o .

En el momento que entra en conducción el SIDAC, éste descarga rápidamente el condensador C hasta su tensión de mantenimiento (V_H). El dispositivo estará permanentemente en ese estado siempre que se asegure la corriente de mantenimiento I_H de 100mA. Pero en este circuito, la corriente que circula por R es

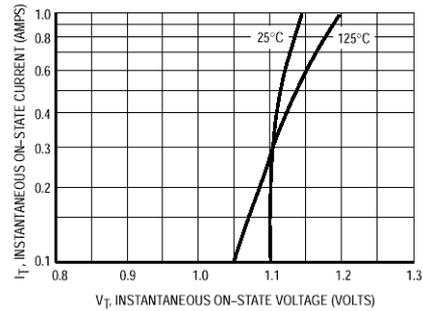


Figura 12.5. Características I-V en conducción del MKP3V120.

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_H}{R} = \frac{200V - 1.1V}{5k\Omega} \approx 40mA < I_H = 100mA \quad (12.5)$$

es menor que la corriente de mantenimiento, luego el SIDAC pasará a estado de corte de forma natural permitiendo que el condensador se cargue nuevamente a través de R y se repita el proceso indefinidamente. Si se desea que el SIDAC permanezca en conducción permanente con $V_O = V_H$ es preciso asegurar la corriente de mantenimiento, para lo cual la resistencia R tiene que ser menor que el valor de la resistencia crítica obtenido por la siguiente expresión

$$R_{crítica} = \frac{V_{CC} - V_H}{I_H} = \frac{200V - 1.1V}{100mA} \approx 2k\Omega \quad (12.6)$$

12.2.2.- SBS

El SBS o *Silicon Bidirectional Switch* es un dispositivo de baja potencia simétrico para aplicaciones de disparo más versátil que el SIDAC. Tiene además un terminal adicional (*gate* o G) que permite modificar sus características de disparo con pequeños pulsos de corriente (decenas de μA). Su reducido coste, alta velocidad y capacidad para disparar puertas de tiristores con altos valores de corriente hace que este dispositivo sea muy útil en muchas aplicaciones. EL SBS no es solamente un versión mejorada del diodo de cuatro capas, sino que es fabricado como un circuito integrado constituido por transistores, diodos y resistencias. La figura 12.7.a muestra su símbolo, la figura 12.7.b su estructura a nivel circuital y la figura 12.7.c sus características I-V. El MBS4991 de Motorola es un ejemplo típico de un SBS simétrico. Sus parámetros característicos de acuerdo a la gráfica de la figura 12.7.c son: $V_S = 8V$, $I_S = 175\mu A$, $I_H = 0.7mA$ y $V_F = 1.4V$ El disparo de este dispositivo se puede realizar bien superando la tensión V_S o bien aplicando una corriente de puerta $I_{GF} = 100\mu A$.

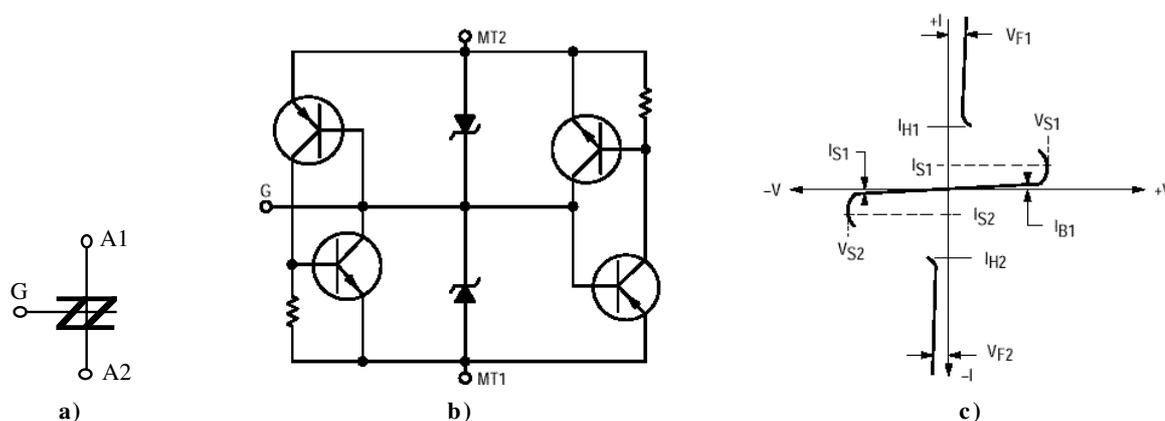


Figura 12.7. SBS: a) símbolo, b) circuito equivalente y c) características I-V.

12.3.- Rectificador gobernado de silicio o SCR

El SCR o *Silicon Controlled Rectifier* es un dispositivo triterminal (A o ánodo, C o cátodo y G o *gate* o puerta de control) muy similar al diodo de cuatro capas descrito en la anterior sección pero que posee una entrada adicional (G) que permite disparar el dispositivo antes de alcanzar la V_{BO} . En la figura 12.8.a se muestra el símbolo del SCR y en la figura 12.8.b su modelo a nivel transistor. En el modelo a nivel de transistor se observa claramente que al introducir una corriente por la línea G se produce la conducción de los transistores, es decir, el

disparo del dispositivo sin ser necesario alcanzar la V_{BO} . La figura 12.9 permite ver claramente como las características del SCR varían con la corriente de su puerta cuyos valores son del orden de miliamperios o inferiores.

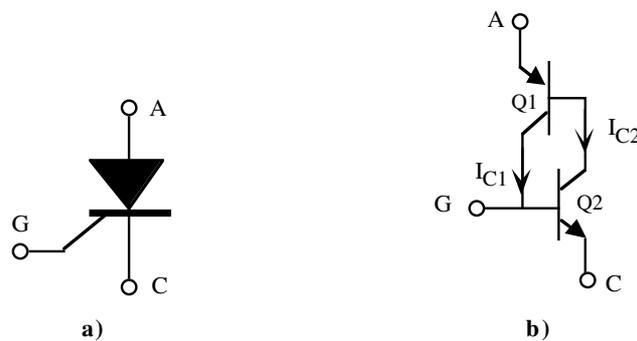


Figura 12.8. a) símbolo del SCR, b) Modelo a nivel de transistor.

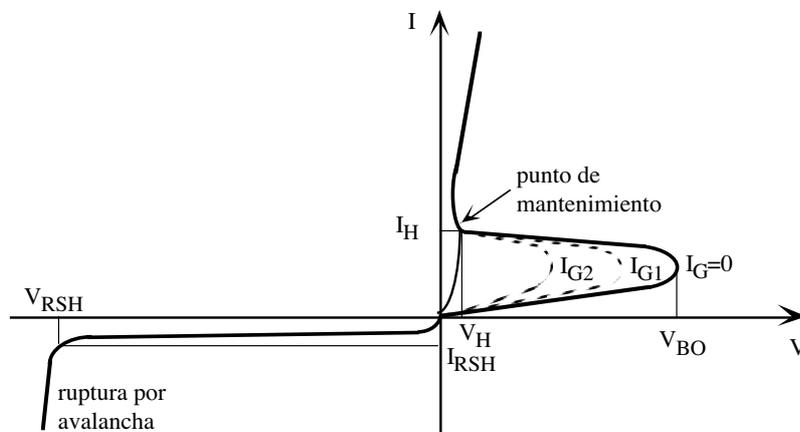


Figura 12.9. Características I-V del SCR.

A continuación se detallan algunos parámetros característicos de los SCR.

- *Tiempo de conducción (Turn-on Time)*. Tiempo de duración mínima de la tensión de disparo para pasar el SCR de bloqueo a conducción. Este tiempo tiene dos componentes: $T_{ON}=t_d+t_r$, siendo t_d el tiempo de retraso (*delay time*) y t_r el tiempo de subida (*rise time*). Por ejemplo, el 2N5060 tiene el $T_{ON}=t_d+t_r=3\mu s+0.2\mu s=3.2\mu s$.
- *Tiempo de corte (Turn-off Time)*. Tiempo que el SCR puede permanecer por debajo de las condiciones de mantenimiento. El 2N5060 tiene un $T_{OFF}=t_q$ de $10\mu s$.
- *Máxima corriente de conducción*. Máxima corriente eficaz que puede circular por el SCR durante el estado de conducción. Para el 2N5060, la $I_{T(rms)}=0.8A$.
- *Velocidad crítica de elevación*. Variaciones muy rápidas de tensión entre el ánodo y cátodo en un SCR pueden originar un disparo indeseado. Para evitar este problema, la variación de tensión ánodo-cátodo no debe superar un valor conocido como velocidad crítica de elevación (dv/dt); si se supera este valor además de producir el disparo puede llegar a deteriorar el dispositivo. El 2N5060 tiene un $dv/dt=30V/\mu s$. A veces transitorios en las líneas de alimentación pueden originar problemas de comportamiento del SCR al ser superado su velocidad crítica

de elevación. Los circuitos de protección contra transitorios de corriente (figura 12.10.a) y transitorios de tensión (figura 12.10.b) evitan este indeseado disparo. Básicamente son filtros basados en RC o inducciones que eliminan esas señales espúreas.

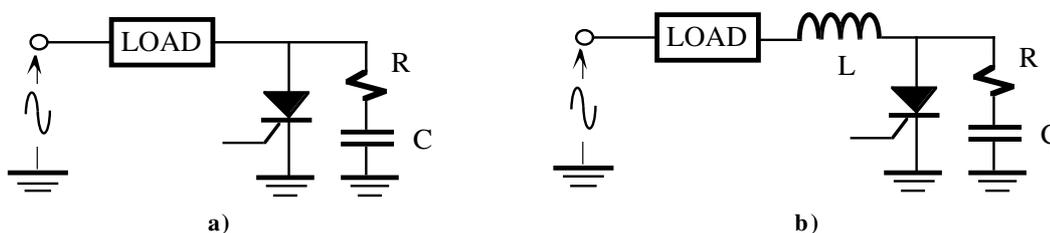


Figura 12.10. Circuitos de protección contra transitorios de a) tensión y b) intensidad.

12.4.- Activación o disparo y bloqueo de los tiristores

El tiristor es un dispositivo de estado sólido que su modo de operación emula a un relé. En estado de conducción tiene una impedancia muy baja que permite circular grandes niveles de corriente con una tensión ánodo-cátodo del orden de 1V. En estado de corte, la corriente es prácticamente nula y se comporta como un circuito abierto. A continuación se describen las diferentes maneras de activar o disparar y de bloqueo de un tiristor.

12.4.1.- Activación o disparo de un tiristor

Existen cuatro maneras de poner a un tiristor en estado de conducción:

a) *Activación o disparo por puerta..* El método más común para disparar un tiristor es la aplicación de una corriente en su puerta. Los niveles de tensión y corriente de disparo en la puerta deben tener un rango de valores comprendidos dentro de una *zona de disparo de seguridad*. Si se sobrepasa ese límite puede no dispararse el tiristor o puede deteriorarse el dispositivo; por ejemplo, para el 2N5060 la máxima potencia eficaz que puede soportar la puerta es $P_{G(av)}=0,01$ W. Gráficamente, en la figura 12.11 se muestra la forma típica de esa zona de seguridad de disparo del SCR TF521S de Sanken Electric; obsérvese la su elevada dependencia con la temperatura. Este tiristor soporta corrientes de hasta $I_T(rms)=5$ A y la corriente máxima de disparo es $I_{GT(max)}=15$ mA a 25°C para una $V_{GT(max)}=2.5$ V. Otro ejemplo es el C701 de SPCO capaz de soportar 1300A con una corriente $I_{GT}=500$ mA. Además, el disparo debe tener una duración dependiente del tiristor con valores típicos de $1\mu\text{seg}$ para que resulte eficaz. El tiempo de conexión o de activación es el tiempo que tarda en conducir el tiristor desde que se ha producido el disparo. Los valores típicos de tiristores comerciales están alrededor de 1 a $3\mu\text{seg}$, aunque para aplicaciones especiales como son los moduladores de impulsos de radar se fabrican tiristores con valores por debajo de 100nseg.

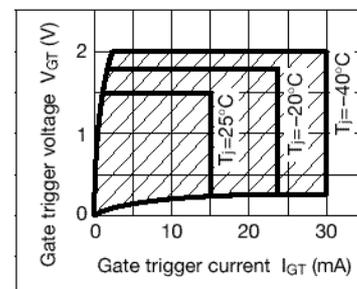


Figura 12.11. Zona de seguridad de disparo del SCR TF521S.

b) *Activación o disparo por luz..* Un haz luminoso dirigido hacia una de las uniones del tiristor provoca su disparo. Son los dispositivos conocidos como foto-SCR o LASCR y sus derivados (foto-TRIAC, opto-TRIAC, etc). El SP-101 de Sunpower es un ejemplo típico de un LASCR de 2 A que precisa de una radiación luminosa efectiva de 24mW/cm^2 con una longitud de onda de 850nm para su activación.

c) *Activación por tensión de ruptura.* Un aumento de la tensión ánodo-cátodo puede provocar fenómenos de ruptura que activa el tiristor. Esta tensión de ruptura directa (V_{BO}) solamente se utiliza como método para disparar los diodos de cuatro capas.

b) *Disparo por aumento de dv/dt .* Un rápido aumento de la tensión directa de ánodo cátodo puede producir una corriente transitoria de puerta que active el tiristor. Generalmente se elimina este problema utilizando circuitos de protección basados en R,C o L (figuras 12.10.a y 12.10.b). Valores típicos de dv/dt están comprendidos entre $5V/\mu\text{seg}$ a $500V/\mu\text{seg}$.

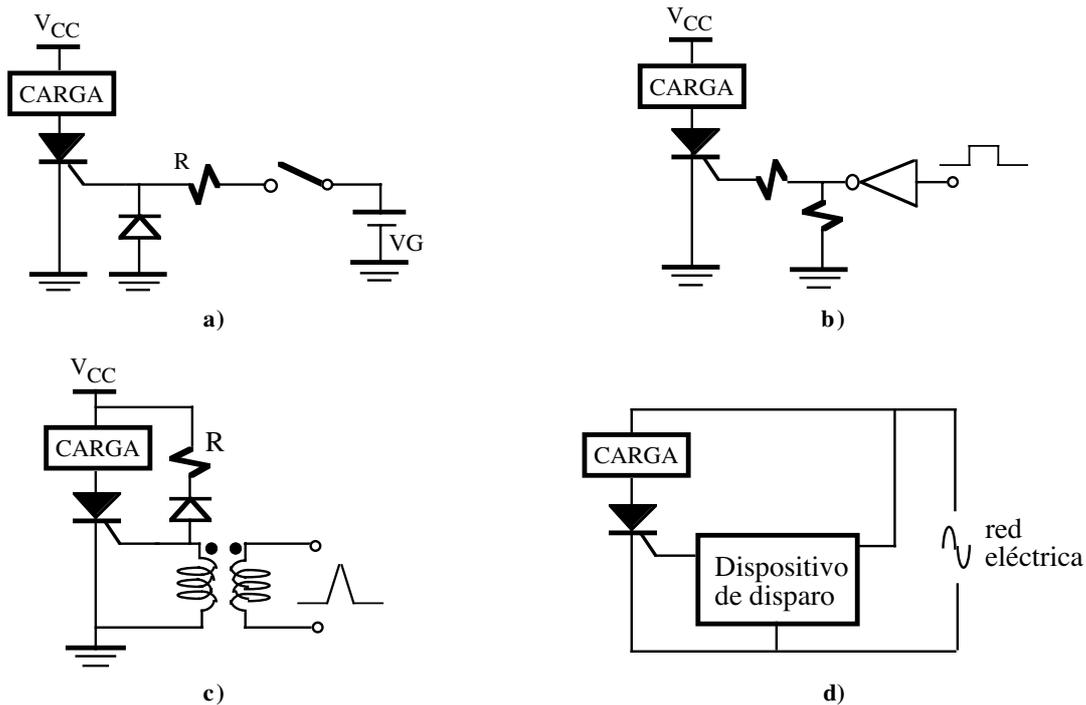


Figura 12.12. Circuitos de disparo de SCR. a) y b) circuitos de disparo en DC, c) circuito de disparo por impulso, y d) circuito de disparo controlado por señal alterna.

Existen numerosos circuitos de disparo de tiristores que pueden ser clasificados en tres tipos básicos en función del tipo de señal de disparo: DC, impulso o fase de alterna. Los circuitos de disparo en DC están basados en un interruptor mecánico o electrónico (figura 12.12.a) que incluyen circuitos de protección para evitar daños al tiristor. Estas señales también pueden ser generadas desde un ordenador o cualquier circuito de control digital (figura 12.12.b). Los circuitos de disparo por impulso están basados generalmente en un transformador de acoplo que transmite el pulso de disparo (figura 12.12.c). Este transformador permite el aislamiento eléctrico entre el tiristor y el circuito de control y precisa menor potencia de disparo. Sin embargo, son más voluminosos debido al tamaño del transformador y suelen ser sustituidos por opto-acopladores luminosos. Por último, los circuitos de disparo en alterna están diseñados para sincronizar la fase entre el suministro en alterna y el disparo que permita la regulación en potencia (figura 12.12.d). Debido a la importancia de este último tipo de disparo, se va a dedicar un apartado completo a su estudio.

12.4.2.- Bloqueo de un tiristor

La conmutación en corte o bloqueo es el proceso de poner en estado de corte al tiristor que puede realizarse

de tres formas: conmutación natural, polarización inversa o conmutación por puerta.

a) *Conmutación natural*.. Cuando la corriente del ánodo se reduce por debajo de un valor mínimo, llamado corriente de mantenimiento, el tiristor se corta. Sin embargo, hay que señalar que la corriente nominal de un tiristor es del orden de 100 veces la corriente de mantenimiento. Para reducir esa corriente es preciso abrir la línea, aumentando la impedancia de carga o derivando parte de la corriente de carga a un circuito paralelo, es decir, cortocircuitando el dispositivo.

b) *Corte por polarización inversa*. Una tensión inversa ánodo-cátodo tenderá a interrumpir la corriente del ánodo. La tensión se invierte en un semiperiodo de un circuito de alterna, por lo que un tiristor conectado a la línea tendrá una tensión inversa en un semiperiodo y se cortará. Esto se llama conmutación por fase o conmutación de línea alterna.

c) *Corte por puerta*. Algunos tiristores especialmente diseñados, como los GTO, se bloquean con una corriente de puerta negativa.

El tiempo de conmutación en corte es el tiempo que tarda en bloquearse un tiristor. Con conmutación natural su valor está comprendido entre 1 a $10\mu\text{seg}$, mientras que conmutación forzada puede ser de 0.7 a $2\mu\text{seg}$. Sin embargo, existen gran variedad de tiristores diseñados para tener tiempos de conmutación muy bajos.

12.5.- Regulación en potencia de un SCR

Existe un gran variedad de aplicaciones de potencia basados en los tiristores como elementos de control. Su propiedad de conmutación de corte a conducción y viceversa resulta muy útil cuando se desea controlar la transferencia de potencia a una carga. Las aplicaciones más comunes de uso doméstico son los reguladores de luz, control de velocidad de motores, etc.

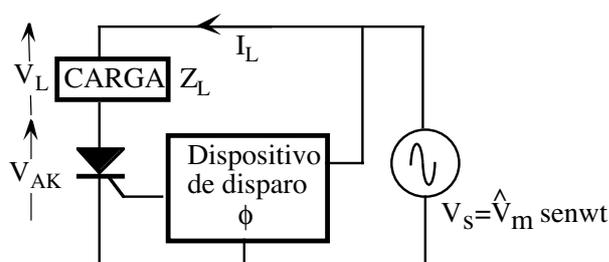


Figura 12.13. Circuito regulador de potencia basado en un SCR.

En la figura 12.13 se muestra la estructura básica de un circuito regulador de potencia básico. Se quiere entregar una determina energía de la red eléctrica a una carga (Z_L) y, para ello, se utiliza un tiristor (en este caso un SCR) como dispositivo de control y un circuito de disparo que controla ese tiristor. Este circuito de disparo introduce un desfase ϕ respecto al inicio de la onda sinusoidal; a ϕ se le denomina *ángulo de desfase o de disparo* y a $\pi - \phi$ *ángulo de conducción*. En la figura 12.14 se representa las formas de onda del regulador de potencia. Se identifican tres zonas del funcionamiento del tiristor:

- 1) $0 \leq \alpha < \phi$. El SCR está bloqueado. En estas condiciones no circula ninguna corriente por la carga ($I_L = 0$) y la $V_{AK} = V_m \text{sen} \alpha$.

- 2) $\phi \leq \alpha < \pi$. En el instante $\alpha=\phi$ el circuito de disparo aplica un pulso que hace entrar el SCR a conducción. Aparece una corriente por la carga de valor $I_L = \hat{V}_m \text{sen}\alpha / Z_L$, si se desprecia la caída de tensión en el SR ($V_{AK} \sim 0V$). En esas condiciones, $V_S = V_L + V_{AK} \cong V_S$.
- 3) $\pi \leq \alpha < 2\pi$. En el instante $\alpha=\pi$ el SCR conmuta a corte de forma natural. En el semiperiodo negativo el SCR se mantiene a corte porque la tensión del ánodo es inferior a la del cátodo. La corriente es nula ($I_L=0$) y la $V_{AK} = \hat{V}_m \text{sen}\alpha$.

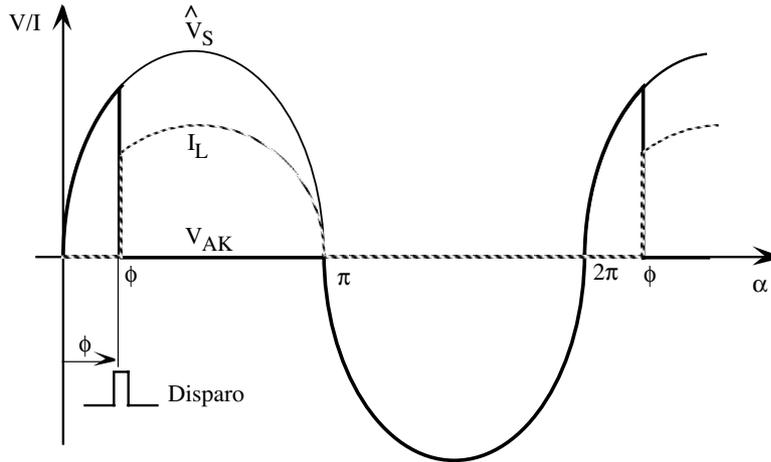


Figura 12.14. Formas de onda del circuito de la figura 12.13.

En términos eficaces, la corriente eficaz (rms) entregada a la carga se obtiene mediante la siguiente ecuación

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_L)^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_\phi^\pi (\hat{V}_m \text{sen}\alpha)^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \hat{V}_m^2 \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\text{sen}2\alpha}{4} \right]_\phi^\pi} \tag{12.7}$$

y, de una manera similar, la tensión eficaz (rms) de la carga

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_L)^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\text{sen}2\alpha}{4} \right]_\phi^\pi} \tag{12.8}$$

La potencia eficaz entregada a la carga se define como el producto de la corriente eficaz por la tensión eficaz.

$$P_{rms} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_L V_L d\alpha = V_{rms} I_{rms} = \frac{V_{rms}^2}{Z_L} = I_{rms}^2 Z_L \tag{12.9}$$

12.6.- Variantes del SCR

Existen otros dispositivos de cuatro capas cuyo modo de funcionamiento es similar a la de un SCR. En esta sección se realiza una breve descripción de las variantes del SCR más importantes.

12.6.1.- Foto-SCR o LASCR

El foto-SCR o SCR activado por luz (*light activated SCR* o LASCR) es, como su propio nombre indica, un SCR cuyo disparo es controlado por luz. Cuando la luz incidente es suficientemente intensa, el SCR se dispara y permanece en conducción aunque desaparezca esa luz. En la figura 12.15.a se muestra su símbolo y en la figura 12.15.b aparece una aplicación sencilla del foto-SCR con una resistencia ajustable que controla la intensidad de luz incidente de disparo. Un ejemplo de un LASCR es el SP-101 de SunPower que se activa cuando la luz incidente es de $24\text{mW}/\text{cm}^2$.

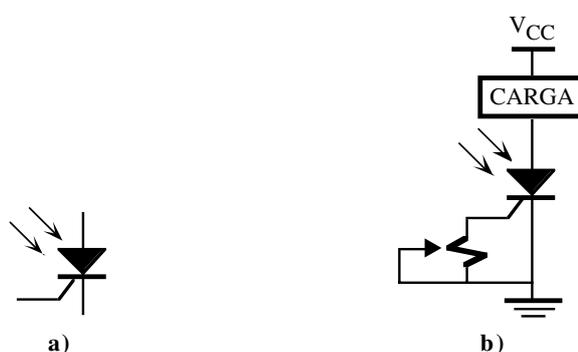


Figura 12.15. Foto-SCR o LASCR: a) Símbolo y b) ajuste de sensibilidad a la luz.

12.6.2.- GTO

El GTO o *Gate Turn-Off SCR* es un tiristor que puede ser disparado con un pulso positivo a su terminal gate y bloqueado si se aplica un impulso negativo a ese mismo terminal. El GTO se emplea actualmente en muchas aplicaciones interesantes en el dominio de altas potencias cuyo control se realiza fácilmente mediante transistores bipolares. Los bajos requerimientos de potencia de su control facilitan la aplicación de técnicas de modulación de anchura de pulsos. En la figura 12.16 se indica su símbolo. El MGTO1000/2000 de Motorola es un GTO diseñado para aplicaciones de alta velocidad y es capaz de proporcionar hasta 18 A.

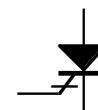


Figura 12.16. Símbolo de un GTO.

12.6.3.- PUT

El PUT o *programmable unijunction transistor* perteneciente a la familia de los dispositivos uniunión y sus características son similares al SCR. En la figura 12.17.a se indica su símbolo. Es un dispositivo de disparo ánodo-puerta (*anode-gate*) puesto que su disparo se realiza cuando la puerta tenga una tensión más negativa que el ánodo, es decir, la conducción del PUT se realiza por control de las tensiones en sus terminales. Como ejemplo sencillo, la figura 12.17.b muestra el esquema de un oscilador de relajación basado en este dispositivo. La tensión de puerta está fijada a un valor constante a través de las resistencias R_1 y R_2 . Si inicialmente el condensador está descargado, la tensión del ánodo es menor que la de la puerta ($V_A < V_G$) y el PUT está cortado. En estas condiciones, el condensador se carga a través de R aumentando la tensión del ánodo. Llegará un momento en que $V_A = V_G$ y, en ese instante, se dispara el PUT el cual descarga bruscamente el condensador C produciendo una caída de tensión en la resistencia R_0 . Si R y R_0 tienen un valor que impida circular a través del PUT la corriente de mantenimiento mínima de conducción el dispositivo se cortará y el condensador se carga nuevamente a través de R repitiéndose el proceso.

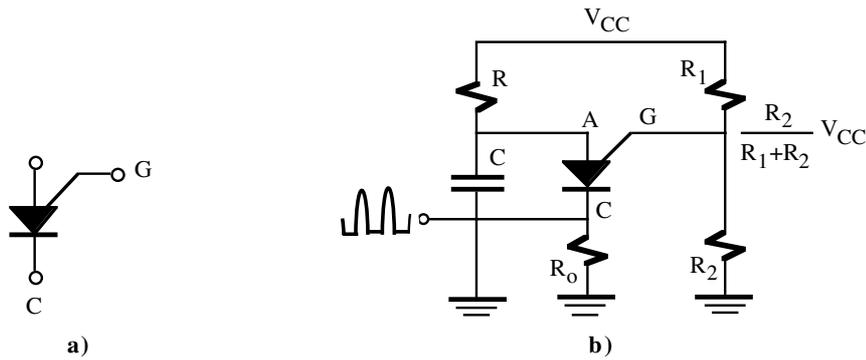


Figura 12.17. a) Símbolo del PUT y b) oscilador basado en un PUT.

12.6.4.- TRIAC

Un TRIAC (*TRI*ode for *Al*ternative *C*urrent) es un SCR bidireccional que se comporta como dos SCR en paralelo e invertidos, de tal manera que este dispositivo puede controlar corriente en cualquier dirección. Normalmente, tiene una tensión de ruptura alta y el procedimiento normal de hacer entrar en conducción a un TRIAC es a través de un pulso de disparo de puerta (positivo o negativo). La figura 12.18.a muestra su símbolo y la figura 12.18.b su modelo equivalente basado en dos SCR conectados en oposición. Ejemplos típicos de TRIACS: BT136 (de 5 A) y el BT138 (16A) de Philips y la serie MAC de Motorola con corrientes de 8A (MAC97-8) hasta 350 A (MAC224A4).



Figura 12.18. a) Símbolo del TRIAC y b) Modelo equivalente en SCRs.

12.6.5.- TRIAC con acoplado óptico (opto coupler TRIAC)

Los TRIACs acoplados ópticamente combinan un diodo emisor de luz (LED) con un TRIAC foto-detector (foto-TRIAC) dentro de un mismo encapsulado opaco con un esquema mostrado en la figura 12.19. Al no existir conexión eléctrica entre la entrada y la salida, el acoplo es unidireccional (LED al foto-TRIAC) y permite un aislamiento eléctrico entre ambos dispositivos de hasta 7500 V (typ). Además, algunos foto-TRIAC incluyen una circuito de detección de paso por cero que permite sincronizar señales de la red eléctrica con señales de control del LED para ajustar el ángulo de conducción.

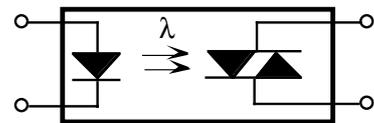


Figura 12.19. Esquema de un opto-TRIAC.

Como ejemplo de estos circuitos se encuentra el MOC3009 (Motorola) que necesita una corriente en el LED de 30mA para disparar el foto-TRIAC o el MOC3021 (Motorola) que únicamente requiere 10mA. Cuando el LED está apagado, el foto-TRIAC está bloqueado conduciendo una pequeña corriente de fuga denominada I_{DRM} (*peak-blocking current*). Cuando el diodo conduce, dispara al foto-TRIAC pudiendo circular entre 100mA y 1A. Al no ser un dispositivo que soporte grandes niveles de potencia, el propio foto-TRIAC en muchos casos actúa

sobre el control de un TRIAC de mucho mayor potencia, tal como se indica en la figura 12.20. En este circuito, una señal digital (por ejemplo, una señal de un microcomputador) activa el opto-acoplador que a su vez activa el TRIAC de potencia conectado a la red eléctrica; el valor de R está comprendido entre 50Ω y 500Ω .

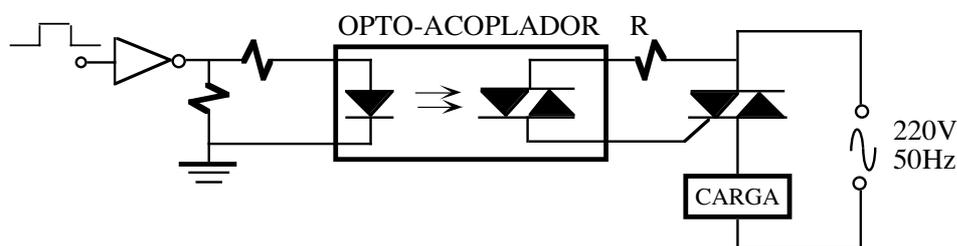


Figura 12.20. Esquema de un opto-acoplador TRIAC para activar un TRIAC de mayor potencia.

12.7.- El transistor UJT o de uni-unión

El transistor de uni-unión (*unijunction transistor*) o UJT está constituido por dos regiones contaminadas con tres terminales externos: dos bases y un emisor. En la figura 12.21.a aparece la estructura física de este dispositivo. El emisor está fuertemente dopado con impurezas p y la región n débilmente dopado con n. Por ello, la resistencia entre las dos bases, R_{BB} o *resistencia interbase*, es elevada (de 5 a $10K\Omega$ estando el emisor abierto). El modelo equivalente representado en la figura 12.21.b está constituido por un diodo que excita la unión de dos resistencias internas, R_1 y R_2 , que verifican $R_{BB}=R_1+R_2$. Cuando el diodo no conduce, la caída de tensión en R_1 (V_1) se puede expresar como

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{B2B1} = \frac{R_1}{R_{BB}} V_{B2B1} = \eta V_{B2B1} \quad (12.10)$$

en donde V_{B2B1} es la diferencia de tensión entre las bases del UJT y η es el factor de división de tensión conocido como *relación intrínseca*. El modelo de este dispositivo utilizando transistores se muestra en la figura 12.21.c, cuya estructura es muy similar a un diodo de cuatro capas. Cuando entra en conducción los transistores la caída de tensión en R_1 es muy baja. El símbolo del UJT se muestra en la figura 12.21.d.

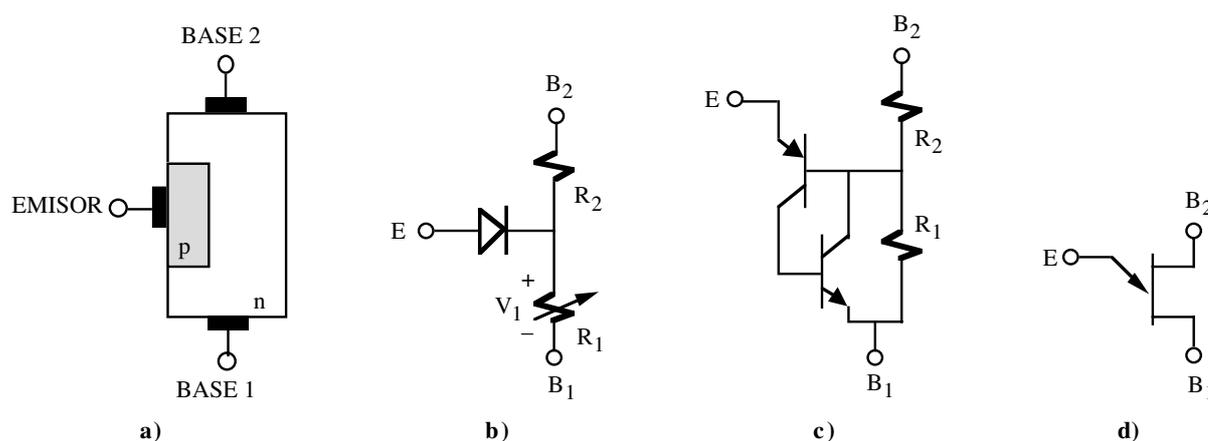


Figura 12.21. Transistor UJT. a) Estructura física, b) modelo equivalente, c) circuito equivalente y d) símbolo.

12.7.1.- Funcionamiento de un UJT

El funcionamiento de un UJT es muy similar al de un SCR. En la gráfica de la figura 12.22 se describe las

características eléctricas de este dispositivo a través de la relación de la tensión de emisor (V_E) con la corriente de emisor (I_E). Se definen dos puntos críticos: punto de pico o *peak-point* (V_P, I_P) y punto de valle o *valley-point* (V_V, I_V), ambos verifican la condición de $dV_E/dI_E=0$. Estos punto a su vez definen tres regiones de operación: región de corte, región de resistencia negativa y región de saturación, que se detallan a continuación:

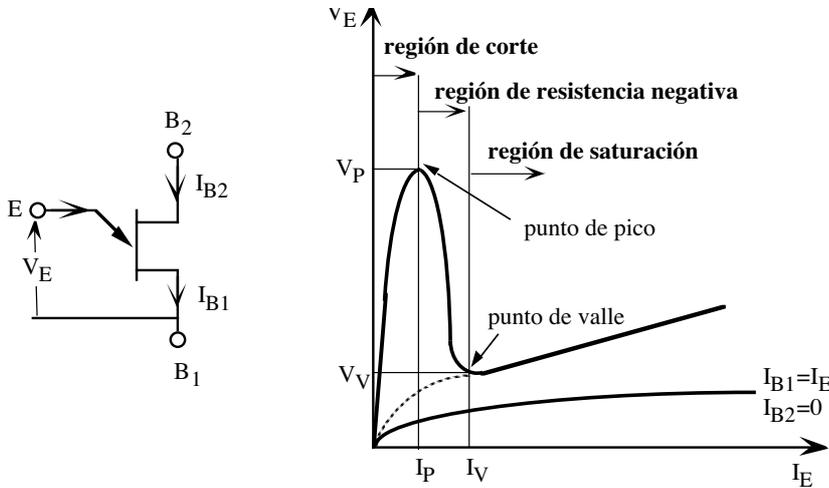


Figura 12.22. Características eléctricas de un UJT.

- **Región de corte.** En esta región, la tensión de emisor es baja de forma que la tensión intrínseca mantiene polarizado inversamente el diodo emisor. La corriente de emisor es muy baja y se verifica que $V_E < V_P$ e $I_E < I_P$. Esta tensión de pico en el UJT viene definida por la siguiente ecuación

$$V_P = \eta V_{B2B1} + V_F \tag{12.11}$$

donde la V_F varía entre 0.35 V a 0.7 V con un valor típico de 0.5 V. Por ejemplo, para el 2N2646 es de 0.49V a 25°C. El UJT en esta región se comporta como un elemento resistivo lineal entre las dos bases de valor R_{BB} .

- **Región de resistencia negativa.** Si la tensión de emisor es suficiente para polarizar el diodo de emisor, es decir, $V_E = V_P$ entonces el diodo entra en conducción e inyecta huecos a B_1 disminuyendo bruscamente la resistencia R_1 debido a procesos de recombinación. Desde el emisor, se observa como el UJT disminuye su resistencia interna con un comportamiento similar a la de una resistencia negativa ($dV_E/dI_E < 0$). En esta región, la corriente de emisor está comprendida entre la corriente de pico y de valle ($I_P < I_E < I_V$).

- **Región de saturación.** Esta zona es similar a la zona activa de un tiristor con unas corrientes y tensiones de mantenimiento (punto de valle) y una relación lineal de muy baja resistencia entre la tensión y la corriente de emisor. En esta región, la corriente de emisor es mayor que la corriente de valle ($I_E > I_V$). Si no se verifica las condiciones del punto de valle, el UJT entrará de forma natural a la región de corte.

En la figura 12.22 también se observa una curva de tipo exponencial que relaciona la V_E y la I_E cuando la base B_2 se encuentra al aire ($I_{B2}=0$). Esta curva tiene una forma similar a la característica eléctrica de un diodo y representa el comportamiento del diodo de emisor.

12.7.2.- Oscilador de relajación con UJT

Una de las aplicaciones más típicas del UJT es la construcción de osciladores de relajación que se utilizan en muchos casos como circuito de control de SCRs y TRIACs. El esquema eléctrico de este circuito se muestra en la figura 12.23.a. Cuando el UJT está en la región de corte, el condensador C se carga a través de R. Este proceso de carga finalizará si la tensión de emisor (V_C) es suficiente para entrar al UJT en la región de resistencia negativa ($V_C=V_P$), en cuyo caso la corriente de emisor descarga bruscamente el condensador hasta alcanzar la tensión de valle ($V_C=V_V$). En estas condiciones, si el circuito ha sido diseñado para que la resistencia R no proporcione la suficiente corriente de mantenimiento ($I_E < I_V$) entonces el UJT conmutará de forma natural a corte y el condensador volverá a cargarse de nuevo a través de R. La figura 12.23.b indica el diagrama temporal de las tensiones V_C , V_{OB1} y V_{OB2} . En resumen, para asegurar que el circuito de la figura 12.23 se comporta como un oscilador, R debe verificar que

$$\frac{V_{BB} - V_V}{I_V} < R < \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \tag{12.12}$$

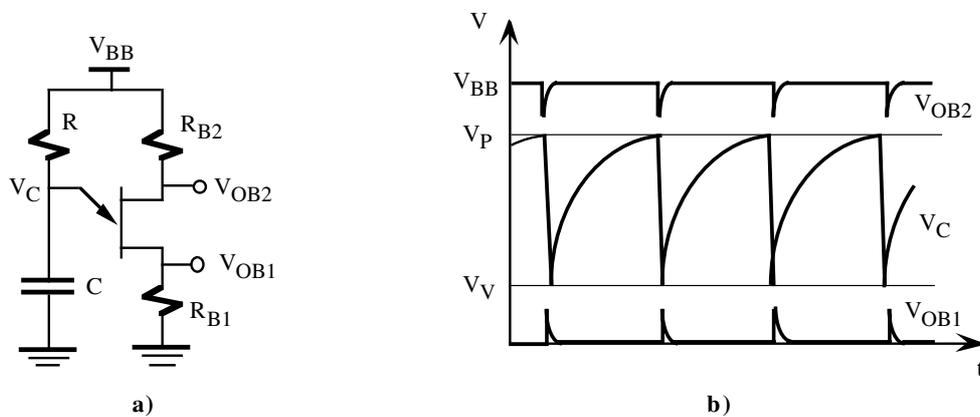


Figura 12.23. El UJT como oscilador de relajación: **a)** esquema eléctrico y **b)** diagrama temporal.

Las ecuaciones que verifica este oscilador son las siguientes.

- V_C . Proceso de carga del condensador se realiza a través de R. Se inicia con la tensión V_V y tiende a cargarse hasta V_{CC} . La tensión V_C viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_C(t) = V_{CC} + (V_V - V_{CC}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \tag{12.13}$$

- *Periodo de oscilación.* El periodo de oscilación está definido por el tiempo (t_o) que tarda el condensador en alcanzar la tensión de activación del UJT (V_P). Es decir, el tiempo t_o necesario para que la tensión $V_C(t=t_o)=V_P$ se obtiene a partir de la ecuación 12.13 y vale

$$t_o = RC \ln\left(\frac{V_{CC} - V_V}{V_{CC} - V_P}\right) \tag{12.143}$$

- V_{OB1} y V_{OB2} . Estas tensiones las proporciona el fabricante en forma de gráfica en función de las resistencias R_{B1} y R_{B2} asociadas a la base del UJT; se supone que R_{B1} y $R_{B2} \ll R_{BB}$. El tiempo de validez de

estas tensiones depende del tiempo de conmutación y corte del UJT y suelen ser del orden del 1% del periodo de oscilación del circuito. Por ejemplo, el 2N2646 produce una tensión $V_{OB1}=5\text{ V}$ (typ) si $R_{B1}=20\Omega$ y $V_{B2B1}=20\text{ V}$.

12.8.- Algunas aplicaciones típicas de los tiristores

Los tiristores son sumamente populares en el control de potencia en cargas resistivas e inductivas como motores, solenoides, calefactores, etc. Comparados con los dispositivos equivalentes mecánicos como son los relés, los tiristores ofrecen mayor fiabilidad, mejores prestaciones y menor costo. En esta sección se analizan algunas aplicaciones típicas con tiristores para dar una idea de sus múltiples posibilidades.

12.8.1.- Regulación de luz

Una de las aplicaciones más típicas de uso doméstico es el regulador de luz. La figura 12.24 muestra un esquema de este circuito basado en el TRIAC MAC218A de Motorola y cuyo control de disparo se realiza a través de un SBS. La resistencia R_1+R_2 carga el condensador C_1 a través de la propia tensión de alimentación en alterna y cuando se alcanza la tensión de ruptura del SBS, éste dispara el TRIAC haciendo circular la corriente por la carga (lámpara). El uso de TRIAC y SBS permite el control de potencia en semiperiodos positivos y negativos. El ángulo de conducción se controla a través de la resistencia variable R_1 ; contra más pequeño sea su valor el ángulo de conducción será mayor, y viceversa. Las ecuaciones de funcionamiento del circuito son difíciles de extraer pero en la figura 12.24 se indican los valores típicos de los diferentes componentes. Los diodos, la resistencia de R_4 y el condensador C_2 actúan como elementos de protección.

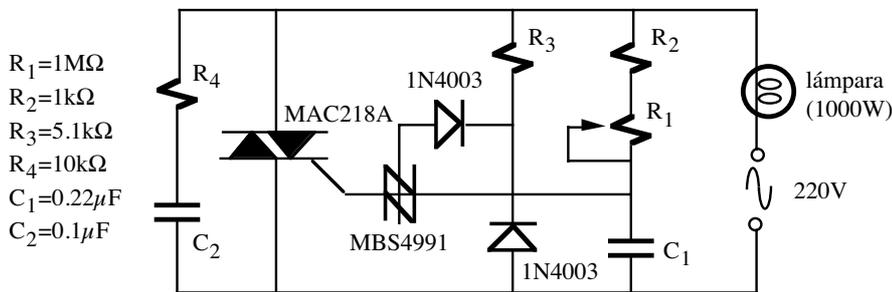


Figura 12.24. Regulador de luz basado en un SBS.

Un segundo ejemplo de circuito de regulador de luz se indica en la figura 12.25. En este caso, el UJT 2N4870 es el encargado de disparar al TRIAC. El circuito de polarización del UJT está constituido por un circuito rectificador de diodos, una resistencia y el diodo zener 1N4871 de 22 V; con ello se consigue obtener la señal V_S indicada en la parte inferior de la figura. Esta señal sería prácticamente una onda cuadrada si no existiese el TRIAC. El disparo del TRIAC hace que la caída de tensión en sus terminales sea muy baja (~1 a 2V) anulando el circuito de polarización ($V_S\sim 0V$). El UJT actúa como oscilador de relajación cuya frecuencia está determinada por R_1 y C_1 . la activación del UJT dispara a su vez el TRIAC a través de un pequeño transformador. El ángulo de conducción del TRIAC oscila entre $\phi=0^\circ$ a 170° en cada semiperiodo.

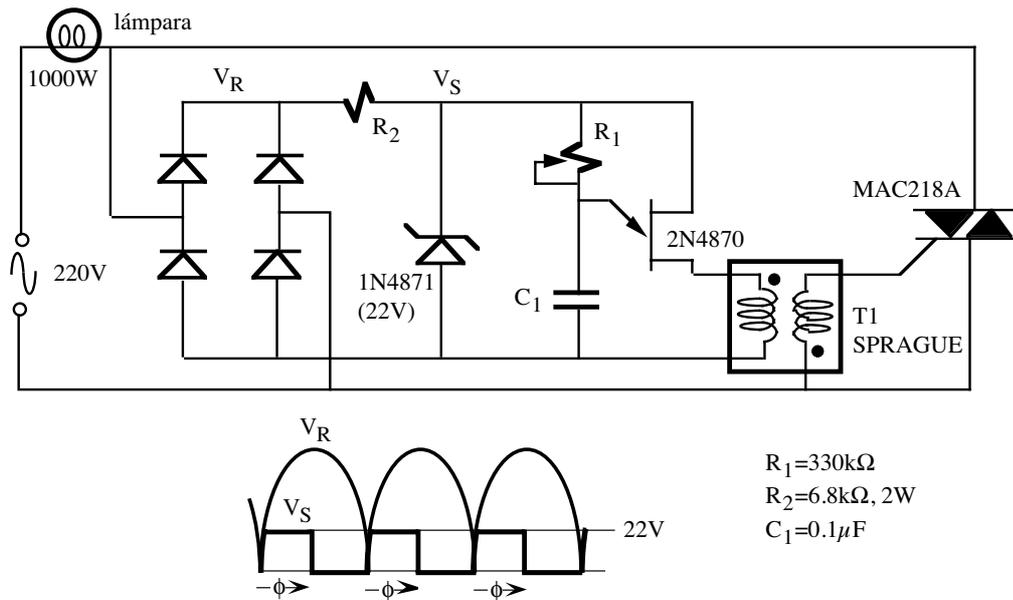


Figura 12.25. Regulador de luz basado en un UJT.

12.8.2.- Control digital de potencia

Otra de las aplicaciones más típicas de los tiristores es el control de potencia realizado a través de señales digitales que proviene de circuitos digitales o microprocesadores. Para evitar que el circuito digital de control sea dañado por la red de alimentación es preciso aislar ambos sistemas. Las técnicas de aislamiento están basadas en transformadores u opto-acopladores. La segunda elección es la más adecuada por dos motivos: direccionalidad y prestaciones. Un opto-acoplador es unidireccional, la señal va en un único sentido a diferencia de un transformador que es bidireccional. Además, presenta mayores prestaciones desde el punto de vista de coste, volumen y fiabilidad. La mayoría de los opto-acopladores no tiene capacidad de conducir grandes corrientes y por ello son utilizados como circuitos de disparo de TRIACs de mayor potencia. En el ejemplo de la figura 12.26 se presenta un regulador de potencia controlado por una señal digital que actúa sobre una carga de alterna. El circuito de control son dos opto-acopladores TRIAC MAC3011 para disparar el TRIAC de potencia MAC218A. El aislamiento entre el circuito digital y el circuito de potencia es total y puede ser diseñado para que la señal digital recorra largas distancias.

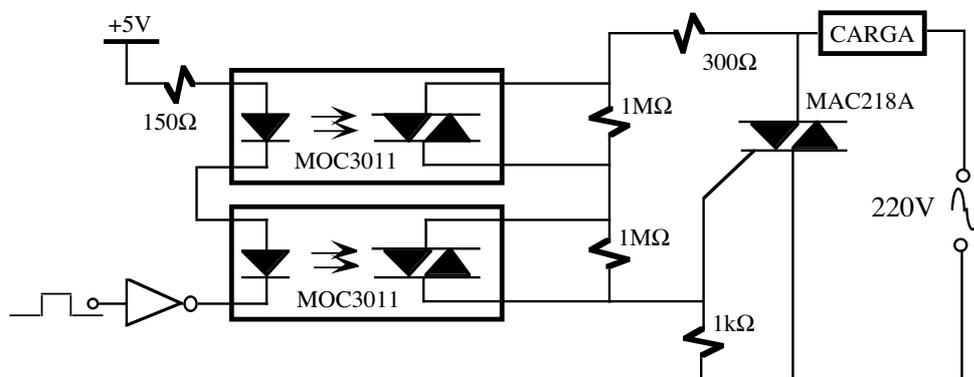


Figura 12.26. Control digital de una carga.

Los microcomputadoras pueden ser utilizados como control de sistemas de potencia. Para ello, se utiliza el

circuito de interfase de entrada/salida de un microcomputador que es un circuito compatible TTL con un fan-out muy bajo y de baja potencia que no permite actuar directamente sobre tiristores. La figura 12.27 indica el circuito completo de control de cargas resistivas (lámparas, resistencias térmicas,...) o inductivas (motores, transformadores,...) realizado a través de un microcomputador. El aislamiento entre el circuito de control y el circuito de potencia se realiza mediante opto-acopladores MAC3011 activados por la salida de puertas TTL de la serie 7400. El problema que presenta el circuito de la figura 12.26 es la ausencia de sincronización entre la señal de control digital y la fase de la línea. Esta falta de sincronización afecta fuertemente a la carga y a los dispositivos de potencia que reducen su vida media de duración. Para resolver este problema, se ha añadido al circuito de la figura 12.27 un detector de paso por cero de la señal alterna constituido por un transformador y el transistor 2N3904. En el colector de este transistor tenemos una onda cuadrada que estará en estado lógico alto únicamente cuando la señal AC de la línea pase por cero; en el resto será bajo. Esto permitirá el paso de la señal de control digital del microprocesador únicamente cuando la señal AC pase por cero.

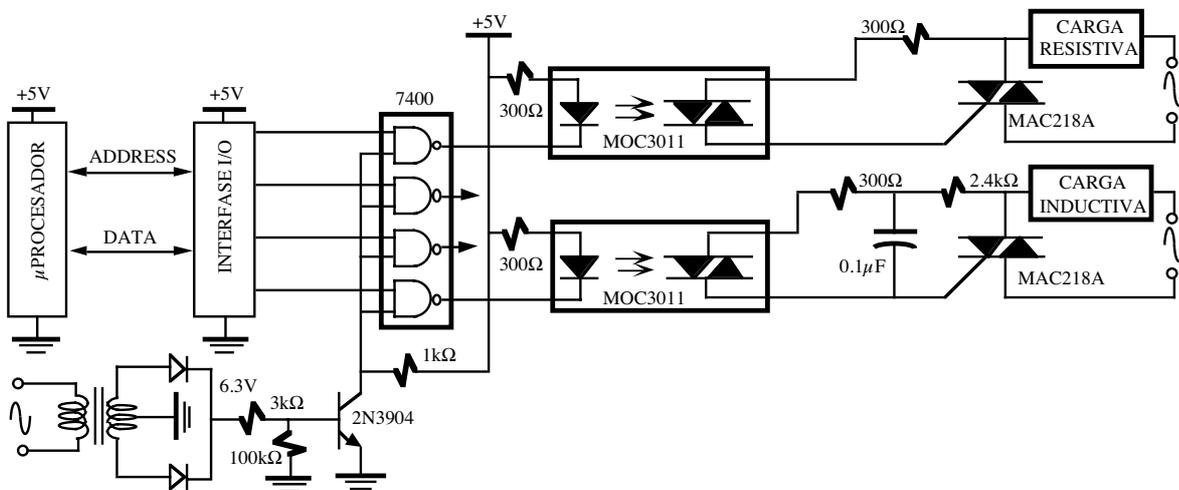


Figura 12.27. Control de potencia mediante un microprocesador.

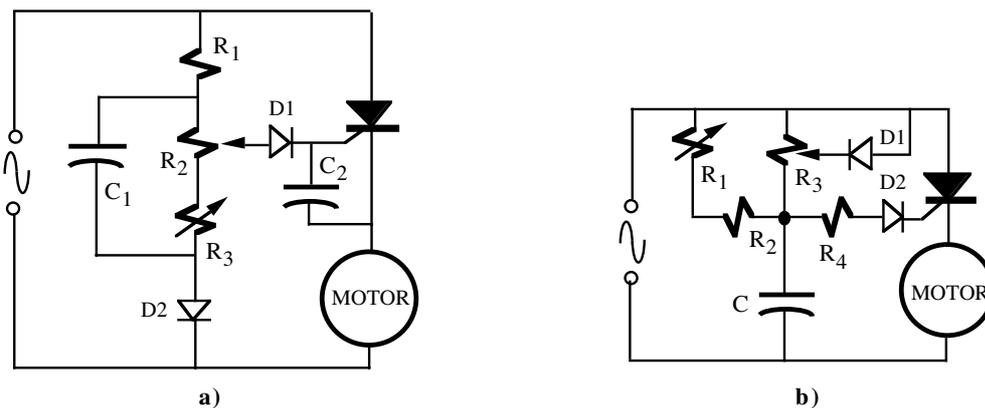


Figura 12.28. Control de velocidad de motores. a) motor universal y b) motor de magneto-permanente.

12.8.3.- Control de velocidad de motores

El control de velocidad de los motores se ha realizado en base a SCR's en mayor medida que en TRIAC's. A primera vista, el TRIAC presenta mayores ventajas debido a su simetría, lo que le confiere ciertas ventajas frente al SCR que únicamente conduce en un semiperiodo. Sin embargo, el TRIAC tiene unas características dv/dt

inadecuadas para el control de motores y es difícil la realización de circuitos de control simétricos. Por otra parte, el SCR puede conducir en todo el periodo si se rectifica la señal de red. Las figuras 12.28.a y 12.28.b muestran dos ejemplos sencillos de control realizados a través de SCR de un motor universal (fig. 12.28.a) y un motor de imán-permanente (fig. 12.28.b).

12.8.4.- Cargador de baterías basado en un UJT

El cargador de baterías mostrado en la figura 12.29 es un circuito muy simple que utiliza un oscilador de relajación basado en un UJT para el control del SRC. El circuito no opera cuando la batería esté completamente cargada o la polaridad de conexión de la batería no es la correcta.

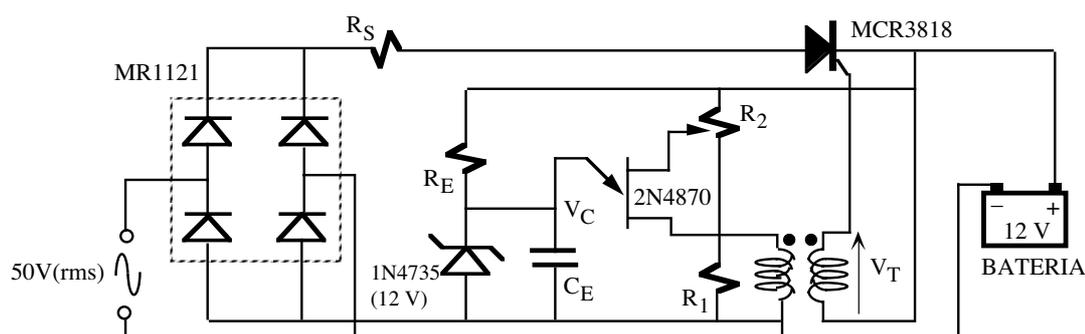


Figura 12.29. Cargador de baterías usando un UJT.

El funcionamiento del circuito reflejado en las formas de onda de la figura 12.30 es el siguiente. El oscilador de relajación únicamente está activo cuando la tensión de la batería es baja. En este caso, el UJT dispara al SRC con una frecuencia variable en función de las necesidades de corriente de carga. La tensión V_p de activación del UJT es variable al ser $V_p = \eta V_{B2B1} + V_F$, en donde V_{B2B1} depende a su vez de la tensión de la batería regulada a través del potenciómetro variable R_2 . El oscilador de relajación dejará de funcionar cuando la V_p sea mayor que la tensión zener del diodo de referencia 1N4735. En este caso, la tensión del condensador C_E será constante al valor fijado por la tensión zener.

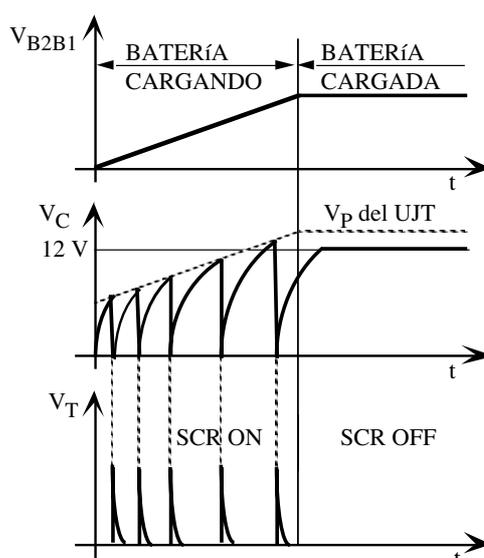


Figura 12.30. Formas de onda del cargador de batería de la figura 12.29.

12.8.5.- Control de calor con sensor de temperatura

El circuito de control de calor mostrado en la figura 12.31 ha sido concebido para controlar la temperatura de una habitación, bien utilizando una fuente de calor (por ejemplo, una resistencia eléctrica o un horno) o bien utilizando un ventilador (o cualquier dispositivo refrigerador). El circuito de disparo se realiza a través de un UJT que introduce un ángulo de conducción de los TRIACs que va a depender de la temperatura de la habitación medida a través de una resistencia térmica (termistor) R_T cuyo valor es de $2k\Omega$ a $25^\circ C$; el rectificador de puentes de diodos y el diodo zener 1N5250A alimentan a este circuito de disparo. R_2 se ajusta para que el transistor bipolar 2N3905 esté en corte a una temperatura dada. Cuando el 2N3905 está en corte ninguna corriente carga el condensador C y, por consiguiente, el UJT y los TRIACs están cortados. Si el 2N3905 está a ON, éste carga el condensador C y dispara el UJT cuando alcanza la tensión V_p . El tiempo que tarda en alcanzar la tensión V_p del UJT depende de R_T . Un incremento en la temperatura disminuye el valor de R_T , y por consiguiente, disminuye el valor de corriente de colector del transistor aumentando a su vez el tiempo de carga del condensador (disminuye el ángulo de conducción). Por el contrario, al disminuir temperatura aumenta el ángulo de conducción. El modo de operar con la temperatura se invierte si se intercambia R_T con R_2 .

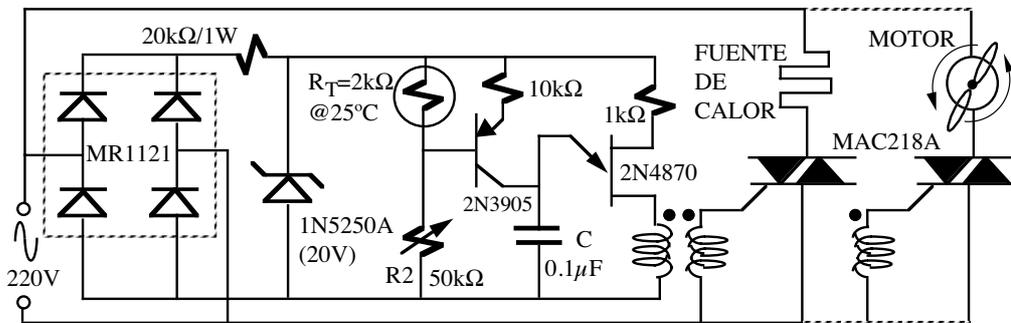


Figura 12.31. Circuito de control de calor.

Problemas

P12.1 El MBS4991 es un SBS que según las características eléctricas proporcionadas por el fabricante tiene una $I_H=0.7\text{mA}$, V_H (o V_F)= 1.4V y V_{BO} (o V_S)= 8V . En las figuras P12.1.a, P12.1.b y P12.1.c se presentan tres osciladores de relajación basados en este dispositivo. Para estos circuitos, se pide:

- Determinar la frecuencia de oscilación y representar gráficamente V_o .
- Calcular el rango de valores de R que impida la oscilación.

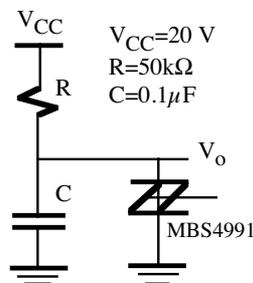


Figura P12.1.a

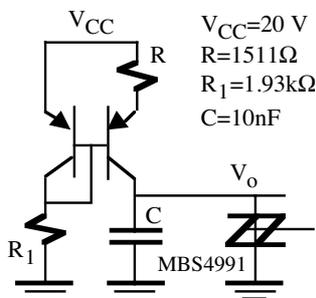


Figura P12.1.b

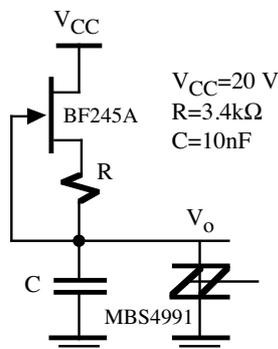


Figura P12.1.c

P12.2 Calcular la frecuencia de oscilación del oscilador de relajación basado en el PUT 2N6027 de la figura P12.2.

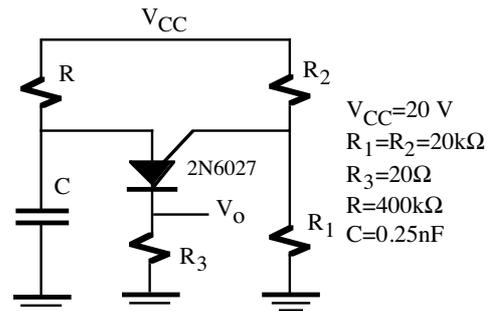


Figura P12.2

P12.3 La figura P12.3 muestra un oscilador de relajación cuya frecuencia es dependiente de la tensión variable V_X . Representar gráficamente la frecuencia en función de V_X . ¿Cuál es la mayor frecuencia de oscilación y el valor de V_X para que oscile el circuito a 1kHz ?

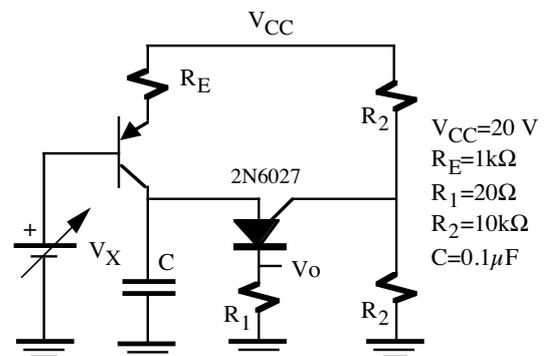


Figura P12.3

P12.4 El control de potencia de una lámpara incandescente de 1000W se realiza a través de un SCR, tal como se indica en la figura 12.4. El circuito de disparo ha sido diseñado generar un señal de disparo con un ángulo de desfase de 60° tanto en los semiperiodos positivos como negativos. Calcular la potencia eficaz entregada a la bombilla y el porcentaje de potencia que

está recibiendo respecto al máximo. Repetir el problema sustituyendo el SCR por un TRIAC.

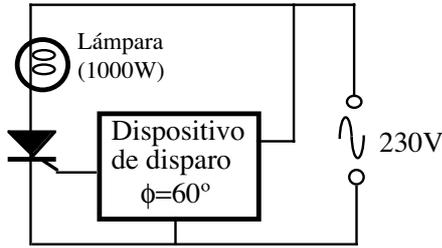


Figura P12.4

P12.5 Determinar R para que el ángulo de disparo del circuito de la figura P12.5 sea de 60°.

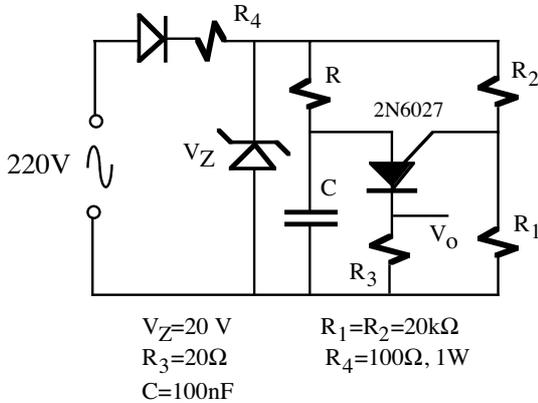


Figura P12.5

P12.6 Calcular la frecuencia de oscilación del oscilador de relajación de la figura P12.6 basado en el UJT 2N2646.

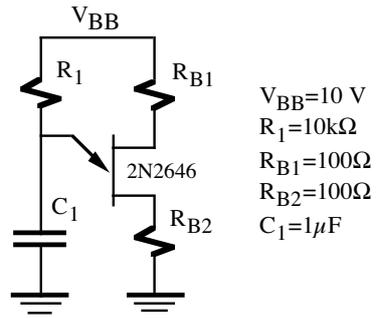


Figura P12.6

P12.7 La figura P12.7 muestra la estructura de un regulador de luz de 1000W basado en el UJT 2N2646 y que utiliza el TRIAC MAC218A como elemento de control de potencia. Determinar el ángulo de desfase y la potencia entregada a la carga para el caso de que $R_1 = 79.75\text{ k}\Omega$.

P12.8 El regulador de luz de la figura P12.8.a está controlado por la señal digital A. Representar gráficamente, V_1 , V_2 e I_L si la tensión de línea y A toman el valor indicado en las gráficas de la figura P12.8.b.

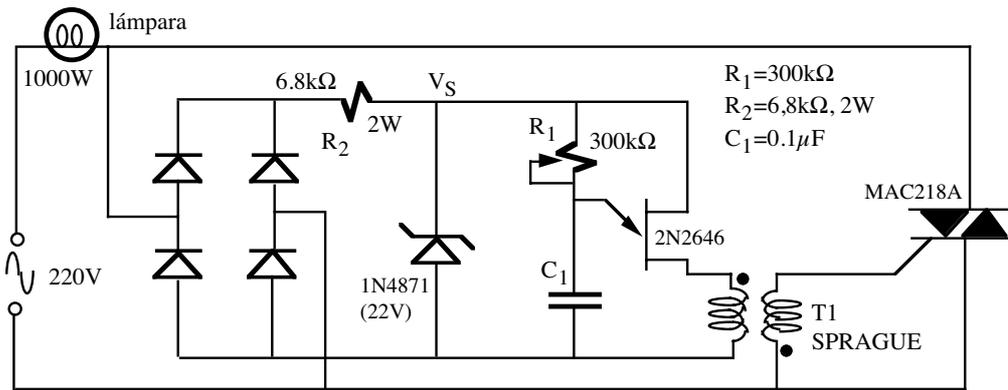


Figura P12.7

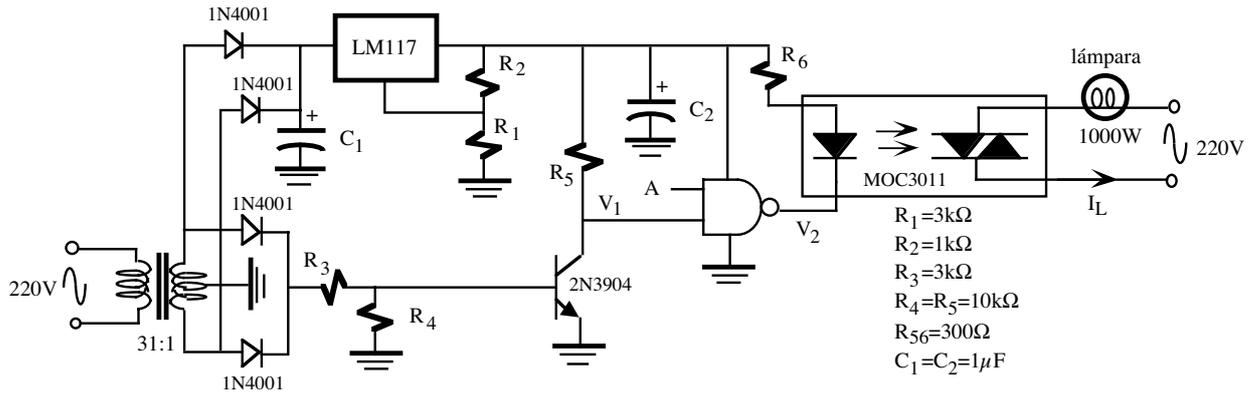


Figura P12.8.a

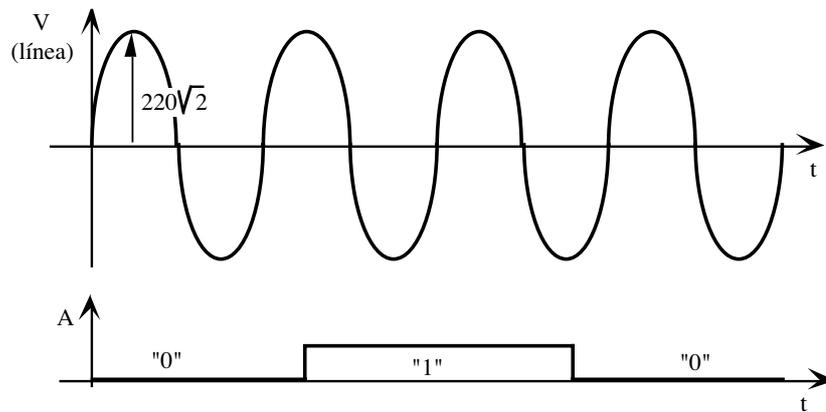


Figura P12.8.b

