

Electrónica de Potencia

UNIDAD Nº 0. INTRODUCCIÓN A LA ASIGNATURA
UNIDAD Nº 1. REPASO DE CONCEPTOS Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 2. AMPLIFICADORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 3. **DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS**
UNIDAD Nº 4. CONVERTIDORES



Tema 5.- Tiristores

Tema 6.- Gobierno de tiristores y triac y ejemplos de aplicaciones

Introducción. Disparo por cc. Disparo por ca. Disparo por impulsos o trenes de ondas.
Circuitos de mando: Todo o nada, ángulo de conducción, TCA 785, disparo sincronizado. Disparo por diac. Disparo por optoacopladores. Circuitos de disparo

Prof. J.D. Aguilar Peña
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén
jaguilar@ujaen.es
<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



6.1	Introducción	1
6.2	Gobierno de Tiristores y Triacs. Principios	1
6.2.1	Disparo por corriente continua	1
6.2.2	Disparo por corriente alterna	4
6.2.3	Disparo por impulsos o trenes de ondas	7
6.3	Circuitos de mando	10
6.3.1	Circuitos todo o nada	10
6.3.2	Control de disparo por ángulo de conducción. Control de fase	16
6.4	Disparo mediante circuitos semiconductores	24
6.4.1	Disparo por UJT	26
6.4.2	Disparo por put	40
6.4.3	Disparo por diac	44
6.5	Utilización de optoacopladores	48
6.6	Circuitos aplicados	51



6.1 Introducción

En los temas anteriores, se han estudiado los Tiristores y los Triacs, habiéndose analizado sus principios de funcionamiento y sus formas de cebado. En este tema se analizarán los diferentes sistemas de disparo mediante la aplicación de distintas señales a la puerta de los mismos, así como los diversos elementos semiconductores utilizados en el disparo de estos dispositivos como el UJT o el PUT.

6.2 Gobierno de Tiristores y Triacs. Principios

Dependiendo del tipo de señal que se aplique a la puerta del Tiristor o del Triac, se pueden distinguir las siguientes modalidades de disparo:

- Disparo por corriente continua.
- Disparo por corriente alterna.
- Disparo por impulsos o trenes de ondas.

6.2.1 DISPARO POR CORRIENTE CONTINUA

Las condiciones requeridas por el dispositivo se pueden encontrar en las curvas de las características de puerta, como el de la figura 6.1, en el cual se representa la tensión puerta – cátodo en función de la corriente de puerta. La curva está referida al 1^{er} cuadrante. En el tercer cuadrante, la tensión de puerta no debe nunca exceder los valores límites impuestos por el fabricante, pues una corriente inversa de puerta podría dañar al Tiristor.

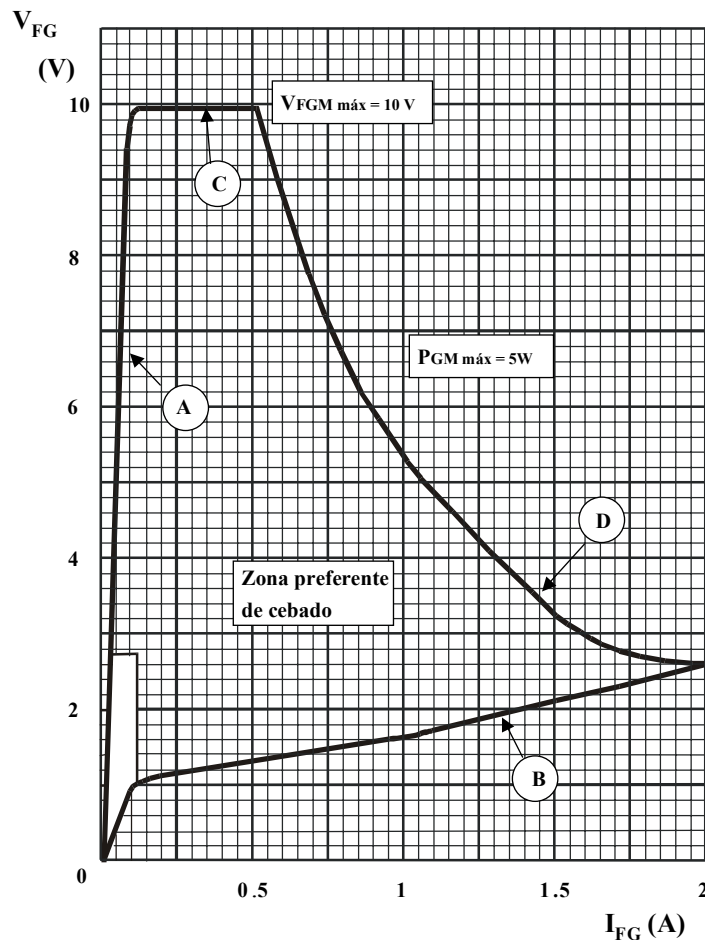


Fig 6.1
Tensión puerta - cátodo en función de la corriente de puerta. Hoja de características del Tiristor 2N681. Cortesía de General Electric.

Para todos los Tiristores de una misma familia, los valores límites están comprendidos entre las curvas A y B. La parte C, de la curva representa la tensión directa de pico máxima admisible por la puerta, V_{GT} mientras que la parte D, indica la potencia de pico máxima admisible por el dispositivo, $P_{GM\ max}$

En la figura 6.2 se representa un circuito típico de disparo por C.C. La recta de carga definida por el circuito de disparo, debe cortar a la característica de puerta en la región marcada "**zona preferente de cebado**", lo más cerca posible de la curva D, como se puede apreciar en la figura 6.1. La variación de la corriente de puerta, I_G respecto al tiempo, debe de ser del orden de varios amperios por segundo con el fin de reducir al mínimo el tiempo de respuesta. En la figura 6.3 se puede observar con mayor claridad la zona de funcionamiento del circuito en la región de puerta.

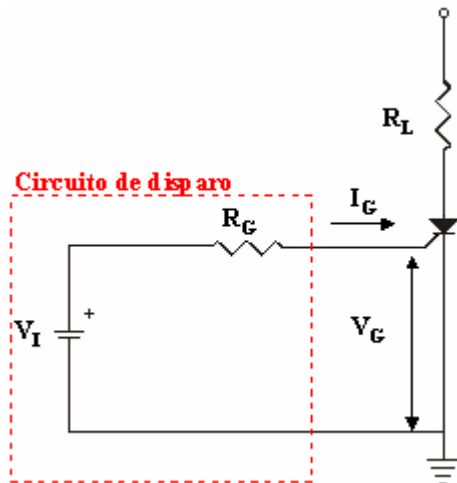


Fig 6.2
Circuito de disparo de SCR por corriente continua.

En el cálculo práctico de los circuitos de mando se deben tener muy en cuenta las consideraciones hechas anteriormente. Para una mejor comprensión de este apartado, en el ejemplo 6.1 se realiza el cálculo real de un sencillo circuito de disparo con corriente continua.

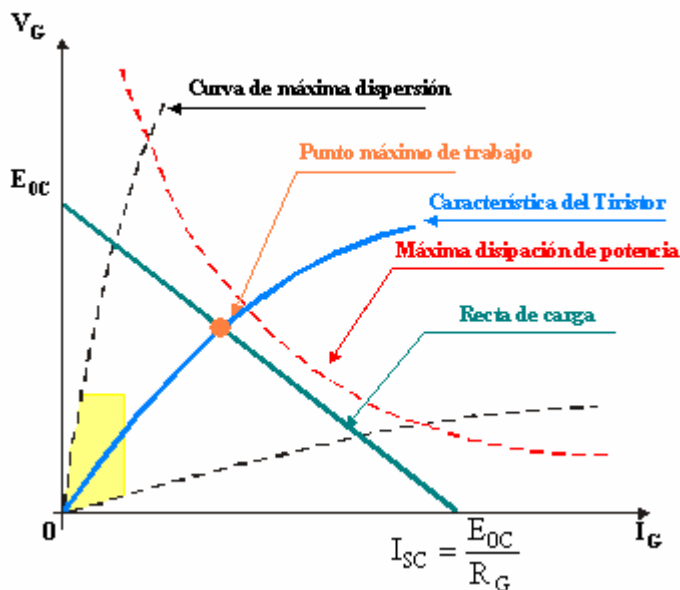


Fig 6.3
Punto de funcionamiento del Tiristor en el cebado.

PROBLEMA 6.1

En el circuito de la figura, determinar si la fuente de tensión continua de 6V, es apropiada para el disparo del Tiristor BTY79.

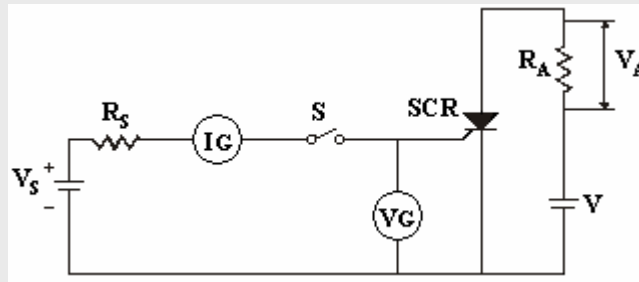


Fig 6.4

Solución:

La resolución del ejercicio requiere examinar las hojas de características del Tiristor BTY79. Para establecer el intervalo de valores admisibles para V_S , se calculan los valores máximos y mínimos admisibles para el disparo del elemento, según la característica de puerta del dispositivo.

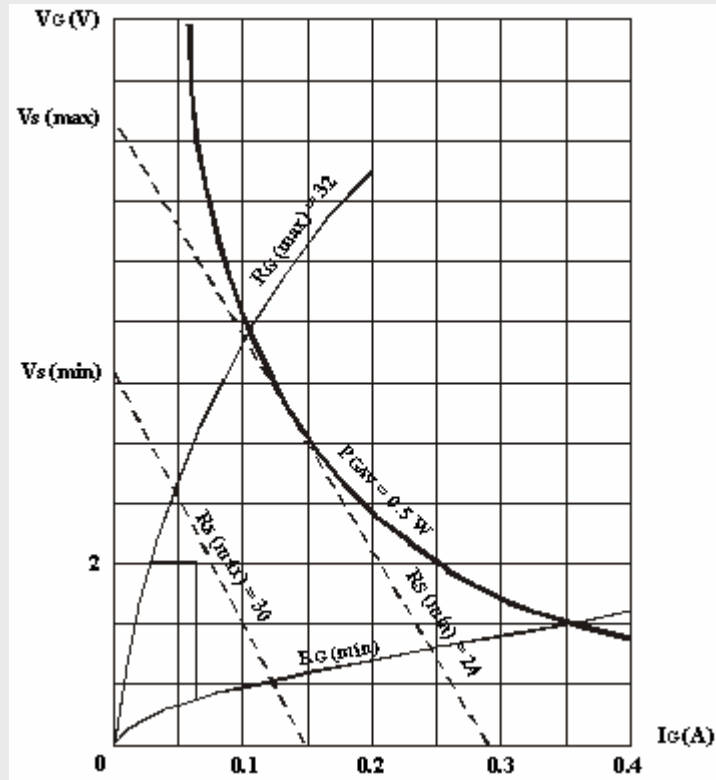


Fig 6.5 Tiristor BTY79

La potencia media máxima de puerta que no se debe sobrepasar es $P_{GAV} = 0.5 \text{ W}$,

Los valores mínimos de disparo, son: $V_o = 2 \text{ V}$ e $I_o = 75 \text{ mA}$.

El valor mínimo para la tensión del generador, V_S viene dado por:

$$V_{S\min} = R_{S\max} \cdot I_o + V_o = 4.25 \text{ V} \quad \text{E 6.1}$$

donde, según la gráfica, $R_{S\max} = 30 \Omega$

...

El valor $V_{S\text{máx}}$ se obtiene para un valor de $P_{GAV} = 0.5W$.

La potencia máxima disipada en la puerta del dispositivo, cuando $R_{G\text{MAX}} > R_{S\text{MIN}}$ será:

$$P_{GM} = \left[\frac{V_{S(\text{máx})}}{R_{S(\text{mín})} + R_{G(\text{máx})}} \right]^2 \cdot R_{G(\text{máx})} \quad \text{E 6.2}$$

Haciendo $P_{GM} = P_{GAV}$ y despejando $V_{S\text{máx}}$

$$V_{S\text{máx}} = \left[\sqrt{\frac{P_{GAV\text{máx}}}{R_{G\text{máx}}}} \right] \cdot (R_{S\text{mín}} + R_{G\text{máx}}) = 7V \quad \text{E 6.3}$$

Donde, según la gráfica, $R_{S\text{mín}} = 24 \Omega$ y $R_{G\text{máx}} = 32 \Omega$

La impedancia máxima de puerta del Tiristor, $R_{G\text{máx}}$ se corresponde con el valor de la pendiente media, dV/dI de la característica de puerta del Tiristor

Se puede afirmar que la fuente de 6V es apropiada para el correcto funcionamiento del circuito.

6.2.2 DISPARO POR CORRIENTE ALTERNA

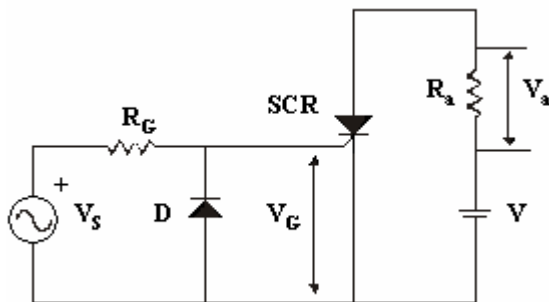


Fig 6.6
Circuito básico para el disparo por corriente alterna.

Se debe prestar atención a dos parámetros importantes

- La excursión inversa de la tensión de puerta, V_G que debe permanecer por debajo del valor máximo admisible, lo cual justifica la presencia del diodo de protección.
- La potencia de pico máxima, P_{GM} que puede aumentarse a condición de no sobrepasar la potencia media de puerta permitida por el fabricante.

PROBLEMA 6.2

Para el circuito de la figura, en el que se representa un control básico de potencia con disparo por corriente alterna; Calcular el ángulo de disparo y la tensión media entregada a la carga para distintos valores de R ; 5K, 8K y 10K. Comparar estos cálculos con los datos obtenidos simulando el circuito con PsPice.

Datos: $V_{e(RMS)} = 28.4 V$; $R_L = 20\Omega$; $I_{GT} = 2mA$; $V_{GT} = 0.7 V$; $V_D = 0.7 V$; D 1N4148; SCR 2N1595

...

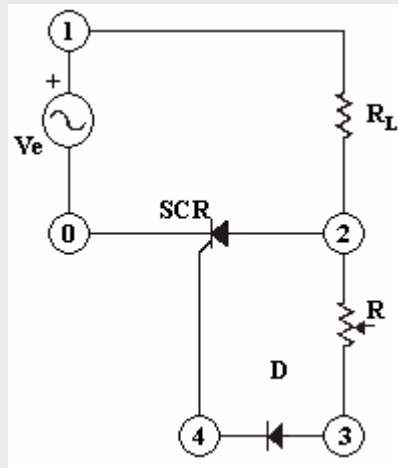


Fig 6.7

Solución: (para R = 5K)

Aplicando las leyes de Kirchoff se calcula V_e

$$V_e = (R_L + R) \cdot I_G + V_D + V_{GK}$$

$$\text{Para } R = 5K: V_e = (20\Omega + 5K\Omega) \cdot 2 \cdot 10^{-3} A + 0.7V + 0.7V = 11.44V$$

Para cada valor de V_e se calcula el ángulo de disparo a partir de la expresión

$$wt = \arcsen \frac{V_e}{\sqrt{2} \cdot V_{e(RMS)}} = \frac{11.44}{28.4\sqrt{2}} \approx 17^\circ$$

La tensión media entregada a la carga, depende del ángulo de disparo

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{17^\circ}^{180^\circ} V_m \sen wt = \frac{V_m}{2\pi} (-\cos 180^\circ + \cos 17^\circ) = 12.5V$$

Aplicando las ecuaciones anteriores se obtienen los siguientes valores para los demás valores en la carga

$R_L = 8K$	$V_e = 17.44V$	$Wt \approx 26^\circ$	$V_{DC} = 12.14V$
$R_L = 10K$	$V_e = 21.44V$	$wt \approx 32^\circ$	$V_{DC} = 11.82V$

Descripción del circuito:

```

*Problema6_2.CIR
* E.P.S. JAÉN. DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
* CONTROL BASICO DE POTENCIA. DISPARO POR CORRIENTE ALTERNA
VE      1      0      SIN(0 40.16V 50HZ)
RL      1      2      20
*DEPENDIENDO DE LA SIMULACION QUE SE DESEE REALIZAR EL LECTOR DEBERA
*CAMBIAR EL ASTERISCO
R       2      3      5K
*R      2      3      8K
*R      2      3      10K
D       3      4      DIN4148
XT1    2      4      0      2N1595
.LIB NOM.LIB
*ANALISIS
.TRAN  100US 40MS
.PROBE V(2) V(1,2) V(1)
END
    
```



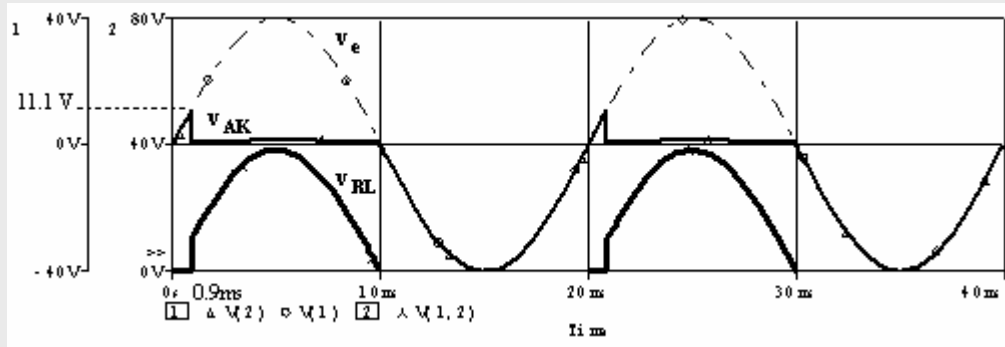


Fig 6.8 Señal de entrada, V_e , Tensión ánodo-cátodo, V_{AK} , tensión en la carga, V_{RL} para $R_L=5K$

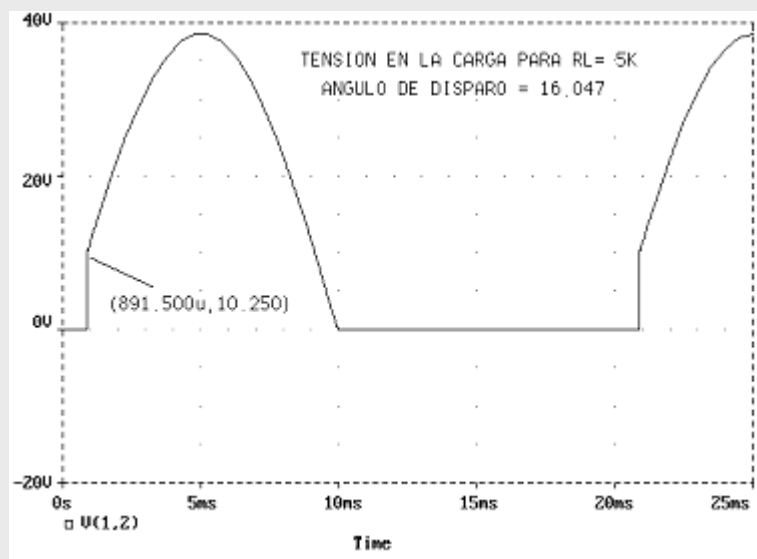


Fig 6.9 Curva obtenida mediante la simulación Pspice para el caso de $R_L = 5K$

El valor de la tensión media en la carga se obtiene según la expresión $AVG(V(1,2))$

Valores obtenidos en la simulación.

$R_L = 5K$	$V_e = 11.10 V$	$wt \approx 16^\circ$	$V_{DC} = 11.96 V$
$R_L = 8K$	$V_e = 16.12 V$	$Wt \approx 25^\circ$	$V_{DC} = 11.65 V$
$R_L = 10K$	$V_e = 20.30 V$	$wt \approx 31^\circ$	$V_{DC} = 11.35 V$



Cuestión didáctica 6.1

El circuito de la figura 6.10, utiliza un Tiristor para realizar el control por ángulo de fase, de la potencia aplicada a una carga. Determinar el valor del ángulo de disparo del SCR, el valor instantáneo de la tensión de entrada que produce el apagado del SCR. Dibujar las formas de onda asociadas al circuito y compararlas con las obtenidas con Pspice.

DATOS: $V_E = 17 V$; $R_L = 100\Omega$; $R_1 = 5.5 K\Omega$; $R_2 = 500\Omega$; $V_D = 0.7 V$

SCR: $I_{GT} = 2mA$, $V_{GT} = 0.7V$; $V_{TM} = 1.1V$; $I_H = 5mA$

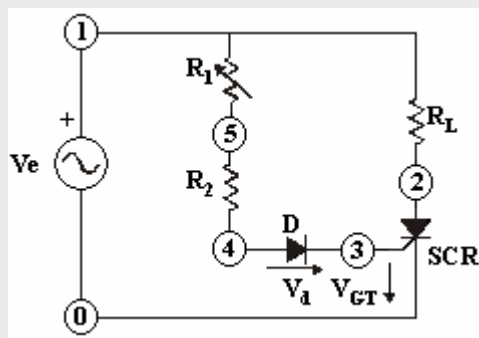


Fig 6.10

Descripción del circuito

```

*CD6_1.CIR
*E.P.S. JAEN (DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA)
*CONTROL DE POTENCIA POR ANGULO DE FASE
VE      1      0      SIN (0  24V  50HZ)
R1      1      5      5.5K
R2      5      4      500
RL      1      2      100
D       4      3      D1N4148
XT1    2      3      0      2N1595
.LIB NOM.LIB
.TRAN  100US  20MS
.PROBE V(2) V(1) V(1,2)
.END
    
```



6.2.3 DISPARO POR IMPULSOS O TRENES DE ONDAS

En el proceso de paso de corte a conducción de Tiristores y Triacs, se podrá aplicar un único pulso o un tren de impulsos a la puerta del dispositivo. Una ventaja al introducir un pulso frente a introducir una señal continua, será la menor potencia que deba disipar la puerta, así como poder ampliar las tolerancias entre las que se puede mover, aunque lo más apropiado es realizarlo mediante la introducción de un tren de impulsos, como posteriormente se verá. La señal de puerta debe ser aplicada el tiempo necesario hasta que la corriente por el semiconductor alcance el valor de la corriente de enganche.

Posteriormente se analizará los distintos dispositivos de disparo (DIAC, UJT, PUT y Acopladores Ópticos con Tiristores).

Disparo por impulso único

Esta modalidad de disparo, proporcionará a la vez una disminución en la potencia disipada, así como un aumento de la precisión de disparo. El disparo por impulso único, como se podrá ver seguidamente, presenta tres razones que explican la preferencia que se le concede, cuando es posible su utilización.

- El cebado por impulsos, permite una potencia de pico superior a la potencia media de puerta admisible, pudiendo aplicarse criterios de tolerancia más amplios al circuito de disparo.
- Es posible reducir a un valor mínimo el retardo que existe entre la señal de puerta y la subida de la corriente de ánodo, lo que permite obtener una sincronización muy precisa.
- Se reduce la disipación de potencia debida a la corriente residual en las proximidades del nivel de cebado.

- El tiempo de retardo, t_d disminuye cuando se aumenta la amplitud del impulso de mando

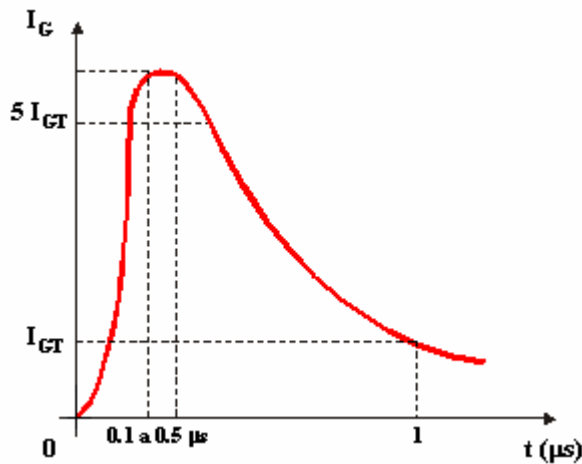


Fig 6.11
Impulso de corriente de puerta.
 I_{GT} = Corriente de mando, mínima

En la práctica, es conveniente tener en cuenta los siguientes principios para obtener unos resultados óptimos.

- El circuito de puerta debe ser atacado, preferentemente, con un generador de corriente.
- La corriente de mando, debe ser mayor que la corriente especificada como mínima.
- El tiempo de subida, debe ser lo más corto posible, entre $0.1\mu\text{s}$ y $1\mu\text{s}$, sobre todo si el Tiristor debe soportar una fuerte rampa de corriente tras el cebado.
- La duración del impulso debe ser tal que la corriente de mando permanezca por encima de I_{GT} , en tanto no se alcance la corriente de enganche anódica (I_L). Conviene además reservar un margen de seguridad en el caso de circuitos con carga inductiva, en los que existe un retardo de la corriente de ánodo.

Disparo por trenes de ondas

En el funcionamiento para corriente alterna con cargas inductivas y un Triac (o dos Tiristores montados en antiparalelo), la corriente en el elemento inductivo persiste algún tiempo después del paso por cero de la primera semionda de tensión en la que se produjo el cebado del semiconductor.

Puede suceder entonces que esa corriente no se anule hasta después de pasado el siguiente impulso de disparo del Triac, por consiguiente, el Triac permanecerá cortado, no existiendo entonces posibilidad alguna de un nuevo disparo antes de la llegada de la siguiente semionda, de igual polaridad que la primera. Resulta pues, una rectificación de corriente que puede llegar a deteriorar los circuitos conectados en la rama. Ver figura 6.12.

Para evitar este fenómeno, se tendrán dos opciones:

- Ampliar la duración de cada pulso. Curva C.
- Enviar trenes de impulsos repetitivos hasta el término de cada semiciclo. Curva D.

Esta segunda opción, presenta la ventaja de consumir poca energía, en valor medio, del circuito de mando. Además de facilitar el ataque del triac (o del Tiristor) colocando un transformador de impulsos, con lo que se consigue aislar el circuito de control de la parte de potencia (separación galvánica). Ver figura 6.13

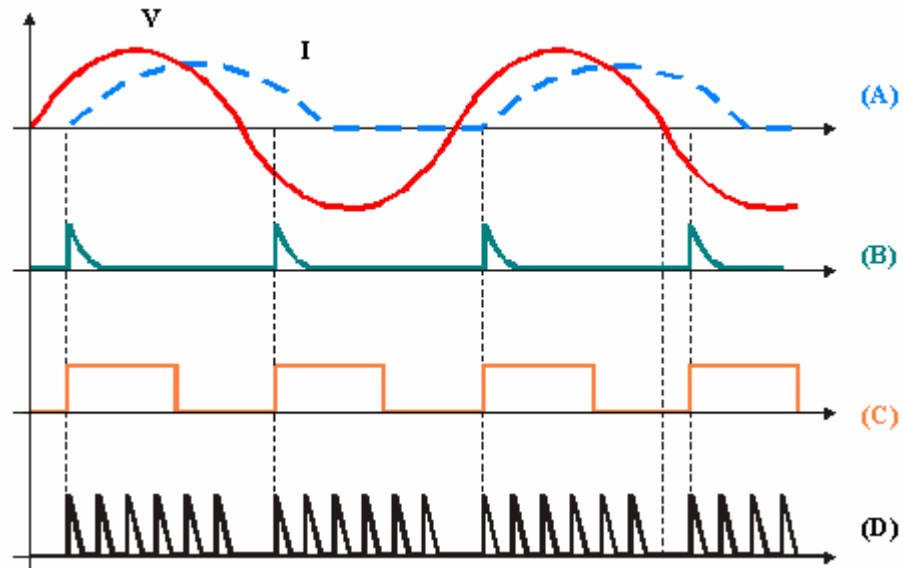
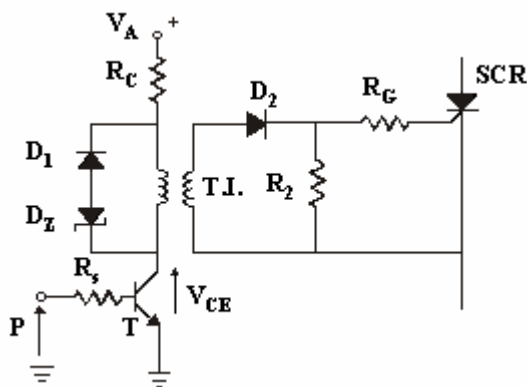


Fig 6.12 Curvas de disparo por trenes de ondas.



Distintos tipos de disparo de tiristores [6_1]

Fig 6.13 Circuito de transferencia de pulsos a la puerta del Tiristor, basado en un amplificador con transformador de impulsos

La duración máxima, t_{\max} del impulso transmitido por el transformador de impulsos puede calcularse a partir de la ley de inducción.

$$U_2 = N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \quad \text{E 6.4}$$

N = Número de espiras (igual para los arrollamientos primario y secundario).

S = Sección del circuito magnético.

B = Inducción.

Despejando el valor de la inducción de la ecuación anterior

$$B = \int \frac{U_2}{N \cdot S} \cdot dt \cong \frac{U_{2\max}}{N \cdot S} \cdot t \quad \text{E 6.5}$$

La inducción de saturación, B_{\max} se alcanza después de un periodo de tiempo, t_{\max} La duración máxima de un impulso será:

$$t_{\max} = \frac{N \cdot S \cdot B_{\max}}{U_{2\max}} \quad \text{E 6.6}$$

No obstante, los fabricantes en sus hojas de características indican el siguiente valor, expresado en $V \cdot \mu s$

$$t_{\max} \cdot U_{2\max} = N \cdot S \cdot B_{\max} \quad \text{E 6.7}$$

6.3 Circuitos de mando

Los circuitos con Tiristores y Triacs se emplean en aplicaciones en las que el elemento realiza funciones de conducción:

- Todo o nada.
- Control de fase.

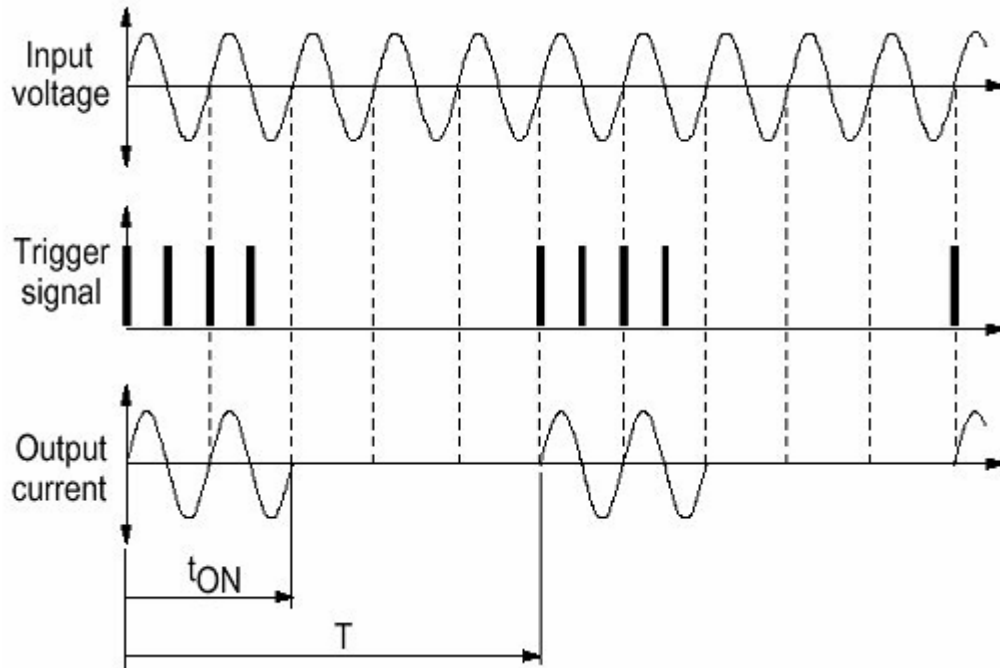


Fig 6.14 Control todo o nada. Permite poner bajo tensión una carga alterna a su paso por cero. (Disparo sincronizado), también se puede modular la potencia consumida por un receptor entregando grupos de periodos enteros

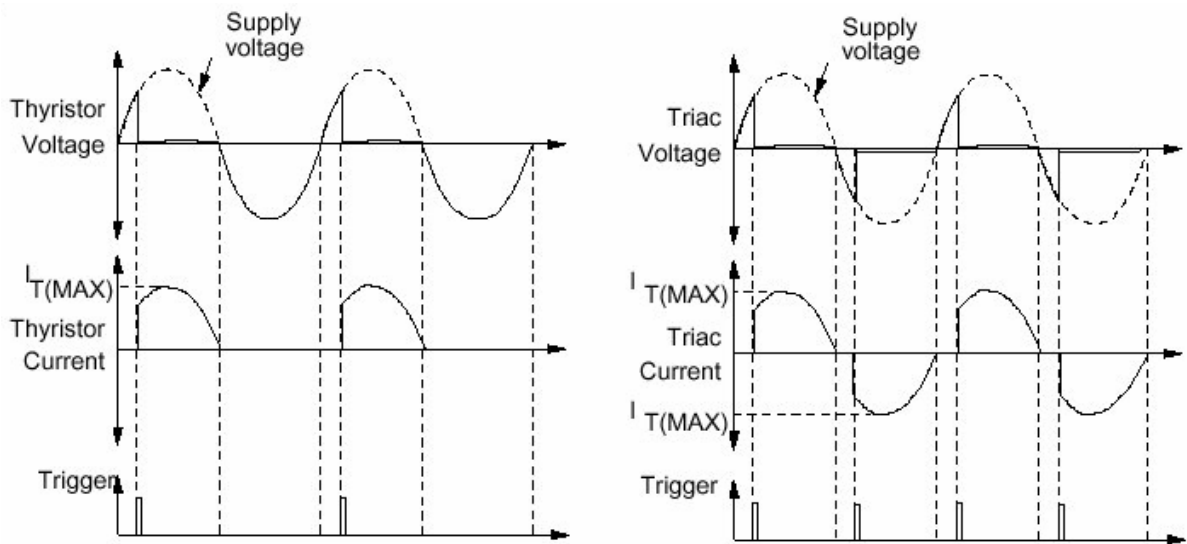


Fig 6.15 a) Control por ángulo de fase (SCR mediaonda)

b) Control por ángulo de fase (TRIAC onda completa)

6.3.1 CIRCUITOS TODO O NADA

En un gran número de ocasiones, los relés son sustituidos por Tiristores ó por Triacs, debido a las grandes ventajas que presentan frente a éstos

- Mayor rapidez de repuesta.
- Menor tamaño.
- Ausencia de chispas entre contactos.

Hay circuitos que permiten a un Tiristor ó Triac funcionar como un interruptor aleatorio, es decir, circuitos que permiten que el elemento permanezca cerrado en tanto que dure una orden de cierre aplicada al mismo, y que se abra al desaparecer dicha orden.

Esta función es similar a la que desempeña un relé electromagnético (de aquí el nombre de relé estático, con el que se designa frecuentemente a estos circuitos). El montaje de interruptores aleatorios es el descrito a continuación: la orden de cierre para el dispositivo de mando aleatorio se aplica mediante un pequeño interruptor, S según el montaje de la figura 6.16.

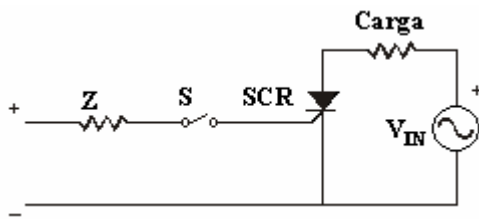


Fig 6.16
Relé estático con Tiristor alimentado con c.a.

En el caso del Tiristor, la tensión de mando ha de ser positiva con relación al cátodo. Si la tensión de alimentación que se pretende interrumpir procede de una rectificación, el Tiristor se extinguirá por sí mismo una vez abierto el interruptor, S en cuanto se anule la corriente.

Si la tensión de alimentación es continua, o si no se anula en cada período la corriente de carga, habrá que incorporar un circuito de extinción (denominado E en la figura 6.17), el cual forzará al Tiristor a pasar a corte cuando se abra el interruptor S.

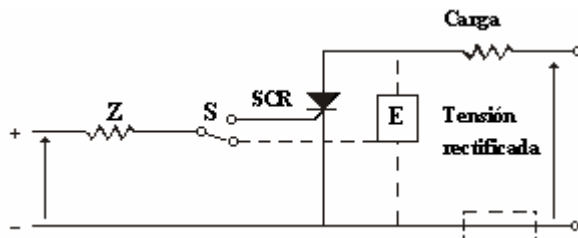


Fig 6.17
Relé estático con Tiristor alimentado con Corriente continua y circuito de extinción.

Mando síncrono

Si permanece la corriente de puerta, el semiconductor se cebará de nuevo en cuanto empiece el semiperiodo siguiente, sin crear parásitos de conmutación. No obstante, existe un cierto riesgo de generación de parásitos en el instante de cierre del interruptor, S si se hace de forma aleatoria (riesgo de poner al triac en conducción en el momento en que la tensión presenta un valor importante).

En la figura 6.18 se representa el esquema de un circuito de uso muy corriente, el cual permite realizar la función de mando síncrono.

El circuito en este caso debe de incorporar un circuito detector de paso por cero de la tensión o corriente de alimentación.



Cuestión didáctica 6.2

Sea el circuito de control de potencia de la figura 6.20. Dibujar la señal de salida en la carga, para una tensión E_{in} de 2.5 voltios de y una señal rampa V_{ref} de 5 voltios de amplitud

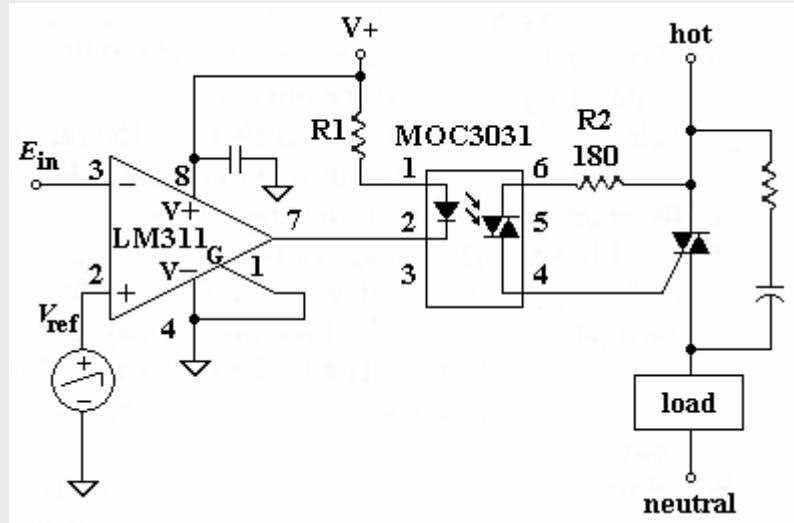


Fig 6.20 Circuito de control de potencia

Demostrar que: $V_{RMS\text{carga}} = V_{RMS} \cdot \sqrt{D}$, siendo $D = \frac{T_{on}}{T}$

Circuitos integrados de disparo

Como se ha comentado anteriormente, cuando la conmutación se realiza a tensiones distintas de cero, se producen transitorios que generan interferencias a altas frecuencias. Lo mismo ocurre al bloquearse los triacs y los Tiristores si la carga es inductiva. Por eso es conveniente realizar las conmutaciones en los puntos de cruce por cero.

Actualmente, la mayor parte de los fabricantes ofrecen soluciones a este problema comercializando distintos circuitos integrados: CA3059 / CA3079 de RCA o VAA216 de MOTOROLA.

La misión de todos los circuitos anteriores, es conseguir que la conmutación se realice antes de que la tensión de línea exceda de un determinado valor.

Circuito integrado VAA2016

Es un circuito integrado utilizado en control de Potencia sincronizado al paso por cero, se alimenta directamente de la tensión de red. El diagrama de bloques está representado en la figura 6.21.

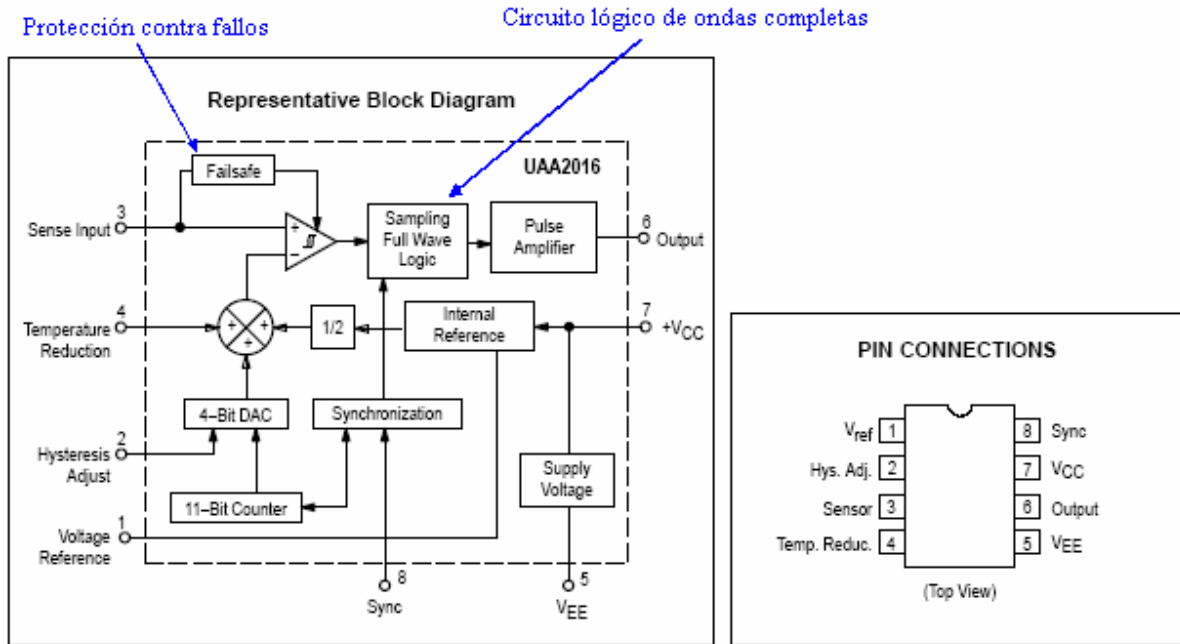


Fig 6.21 Diagrama de bloques del Circuito Integrado VAA216. Cortesía de Motorola

Como ejemplo de aplicación vemos un control de temperatura cuyo diagrama esquemático es la figura 6.22, correspondiente a un regulador de temperatura, permitiendo reducir el consumo de energía por la noche en determinadas estancias o cuando se producen ausencias de corta duración.

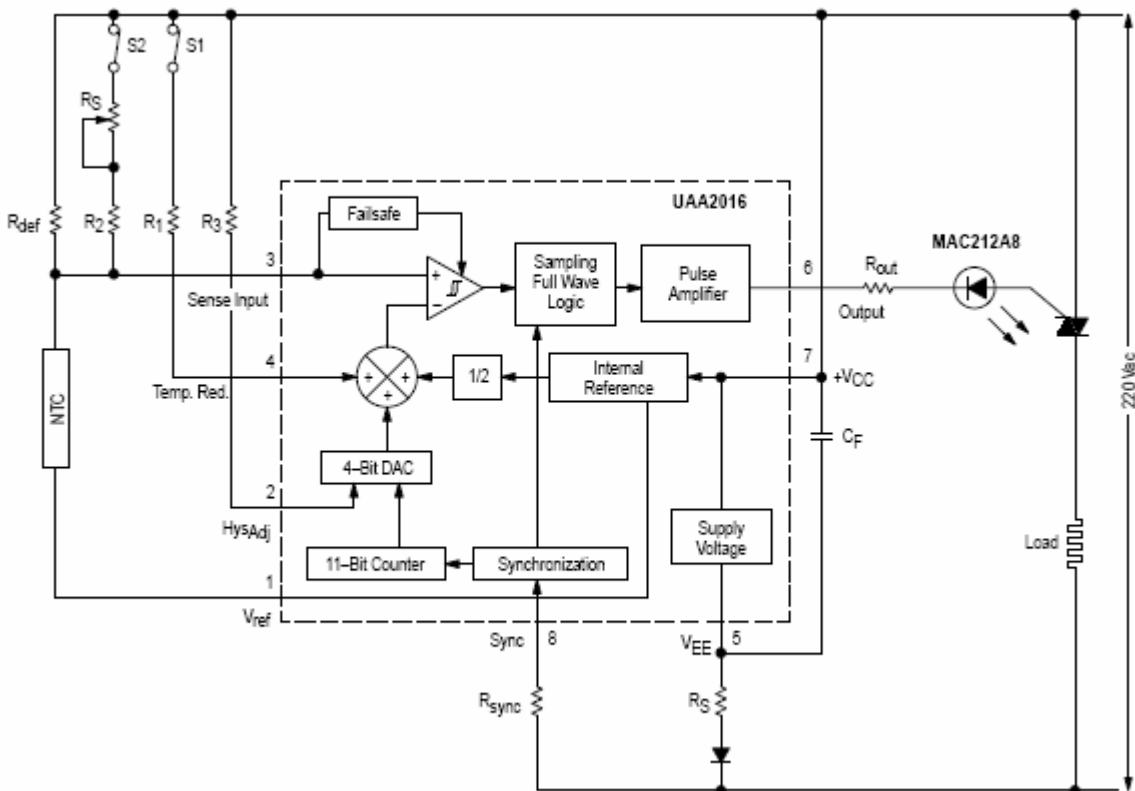


Fig 6.22 Esquema de aplicación

Antes es conveniente recordar algunos conceptos, como el control todo o nada con margen proporcional. Este tipo de control combina el control todo o nada y el proporcional. Sustituye adecuadamente al todo o nada con histéresis, regulando de una manera más fina la magnitud a controlar. La figura 6.23 compara la regulación de temperatura entre un sistema con histéresis y un control con margen proporcional.

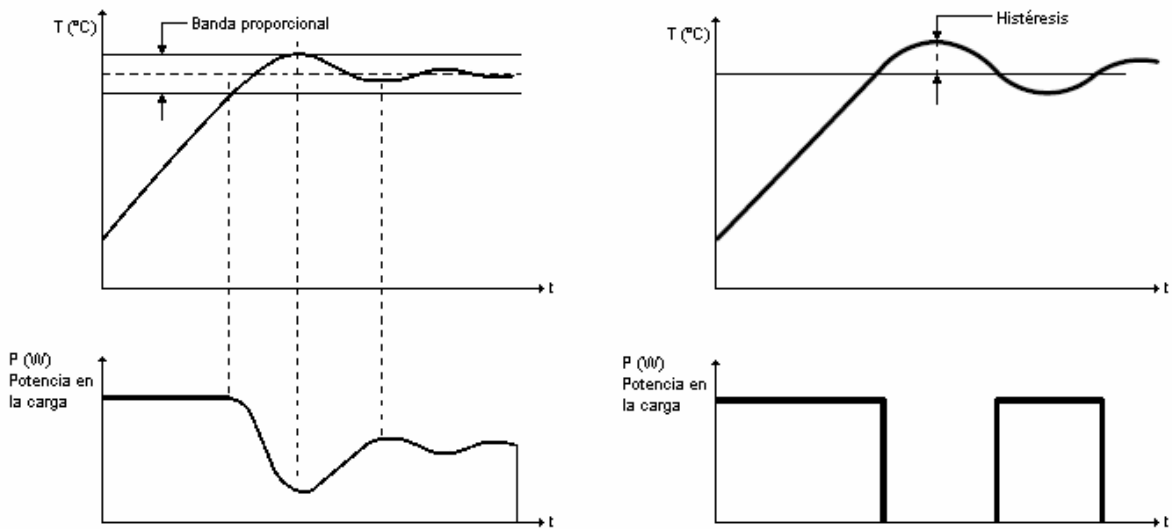


Fig 6.23 Comparación entre la regulación con banda proporcional y con histéresis

La histéresis sirve para evitar las conmutaciones frecuentes (oscilaciones) de un sistema todo o nada, generadas a la menor perturbación, es decir, para estabilizarlo.

El control con margen proporcional tiende hacia la estabilidad electrónica y de la temperatura. La entrada en el margen proporcional se traduce en una disminución progresiva de la potencia entregada a la resistencia de carga. La potencia se restablece anticipándose al límite superior de temperatura y también cuando ésta decrece.

En la figura 6.24 se representa el diagrama de un circuito todo o nada con margen proporcional. Se observa que la banda proporcional está creada añadiendo la tensión de consigna a la tensión triangular (o diente de sierra) para ser comparada con la temperatura. El resultado de esta comparación y el impulso de paso por cero es lo que permite al circuito lógico generar la señal de puerta.

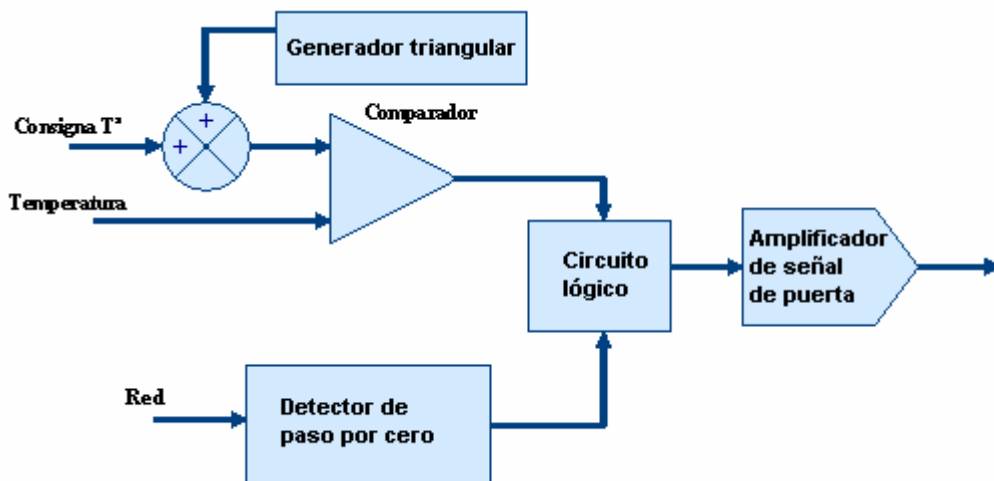


Fig 6.24 Diagrama de un control todo o nada con banda proporcional

Volviendo al circuito integrado (figura 6.21), el circuito de sincronización, además de controlar el circuito lógico de ondas completas, proporciona el reloj necesario para el convertidor D/A que genera la rampa de tensión. (El periodo está preajustado a 40.96s. Su amplitud corresponde a 1°C de margen de regulación).

El fabricante nos suministra los datos y gráficos necesarios para el diseño.

La resistencia R_{sync} fija el valor de la anchura del pulso.

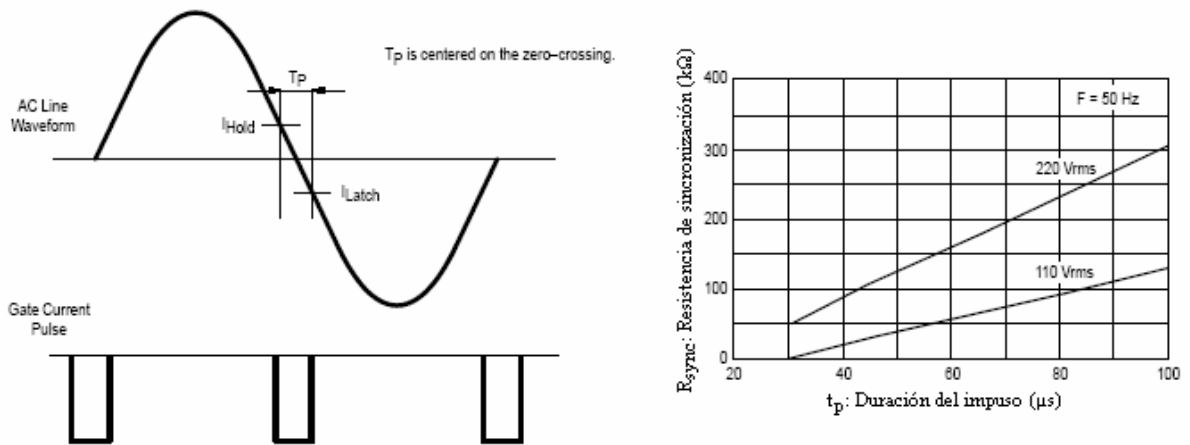


Fig 6.25 Resistencia de sincronización en función de la duración del impulso de puerta

La duración del pulso, como sabemos, es función de la corriente de enganche I_L del triac (Figura 6.26)

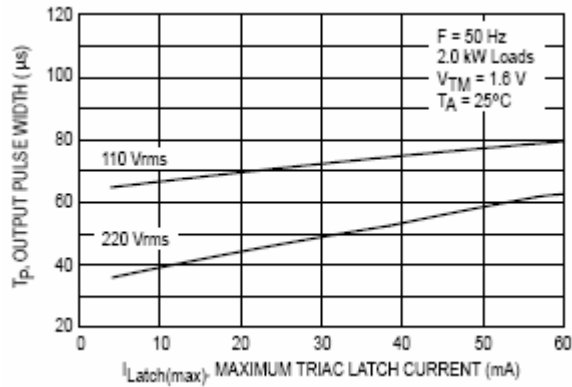


Fig 6.26 Duración del impulso en función de la corriente de enganche del triac

La intensidad de salida de ataque a la puerta del triac viene determinada por la curva de la figura 6.27

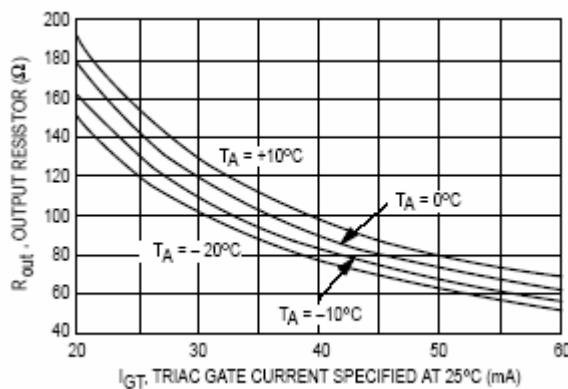


Fig 6.27 Resistencia de puerta en función de la corriente I_{GT} del triac



UAA2016
[6_2]

Circuitos integrados CA 3059 / CA 3079 de RCA

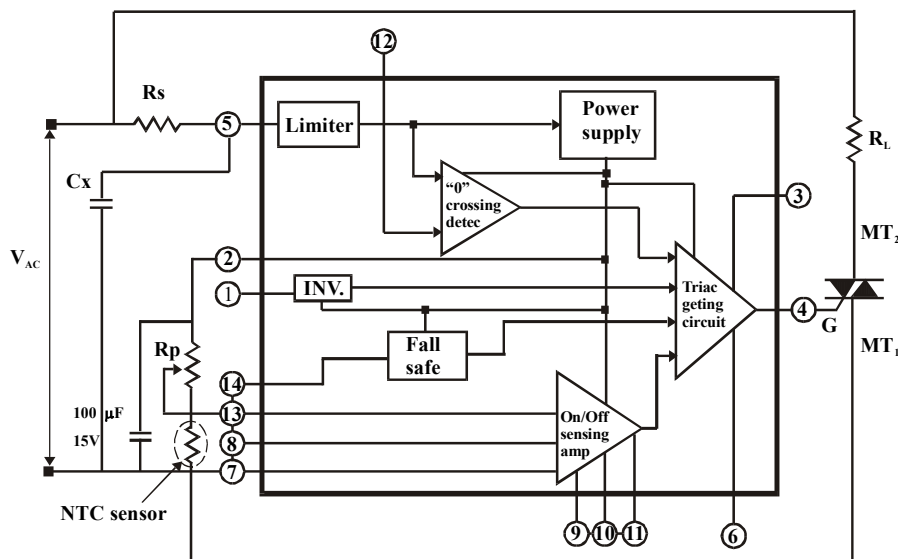


Fig 6.28 Circuito Integrado CA3059: Diagrama de bloques (Cortesía RCA).

Estos dos circuitos tienen una gran importancia en la conmutación de Tiristores a tensión nula. Por tanto, se puede denominar a los circuitos integrados CA 3059 / CA 3079, conmutadores a tensión cero. Son utilizados para el control de Tiristores en aplicaciones de conmutación de potencias en C.A. comprendidas entre 24 y 227V y frecuencias entre 60 y 400Hz.

El circuito integrado consta de 4 bloques funcionales, ver figura 6.28

- **Limitador de potencia:** Permite alimentar al circuito integrado directamente de una línea de C.A.
- **Amplificador diferencial:** Recibe las señales de un sensor externo u otro tipo de señal de mando.
- **Detector de cruce cero:** Sincroniza los pulsos de salida del circuito en el momento en que la tensión alterna pasa por cero.
- **Circuito de disparo:** Proporciona impulsos de una elevada corriente con la suficiente potencia para disparar el tiristor de control.

6.3.2. CONTROL DE DISPARO POR ÁNGULO DE CONDUCCIÓN. CONTROL DE FASE.

La forma más simple de disparo de un Tiristor o de un Triac, es por medio de corriente continua, como ya se estudió al principio del tema. Este tipo de control, presentaba el inconveniente de que, la puerta estaba disipando energía constantemente y el control solo se podía realizar entre 0° y 90°.

Circuitos de control de puerta.

Para disparar un Tiristor, es necesario aplicar una serie de impulsos a su puerta. Estos impulsos deben tener un cierto ángulo de retardo del disparo, α respecto al paso por cero de las tensiones alternas que alimentan el convertidor. Para poder variar este ángulo, será necesaria la ayuda de una tensión de control continua, U_{cm}

La tensión de control, U_{cm} se compara con una tensión de referencia cosenoidal (U_r).

Los impulsos de disparo tendrán la misma frecuencia que la tensión de referencia, U_r y están desplazados un ángulo α respecto al paso por el valor de pico de U_r , como se puede ver en la figura 6.29

$$\hat{U}_r = \text{Valor de pico de } U_r$$

$$\hat{U}_r \cdot \cos \alpha = U_{cm} \quad \text{E 6.8}$$

$$\alpha = \arccos \frac{U_{cm}}{\hat{U}_r} \quad \text{E 6.9}$$

A fin de que el ángulo obtenido en la ecuación [E6.9] se corresponda con el ángulo de retardo del disparo, es indispensable que la tensión de referencia, U_r posea una posición de fase bien determinada respecto a las tensiones de alimentación del convertidor.

Muy a menudo debe filtrarse la tensión de referencia cuando la tensión representa armónicos superpuestos.

Un ejemplo de este tipo de circuitos está representado en la figura 6.30.

A veces, en lugar de una tensión de referencia senoidal se utiliza una tensión en dientes de sierra que debe estar sincronizado con la red de alterna que alimenta al convertidor. En este caso existe una relación lineal entre el ángulo de retardo y la tensión de control U_{cm} . Ver figura 6.31

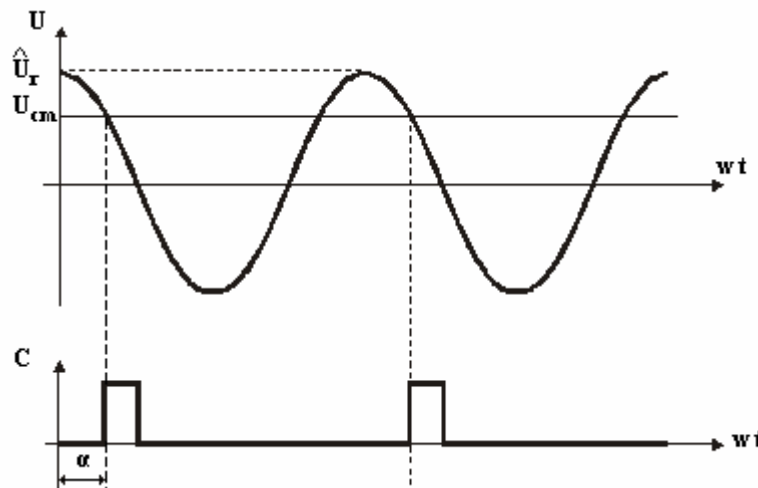


Fig 6.29 Funcionamiento de un dispositivo de control de puerta.

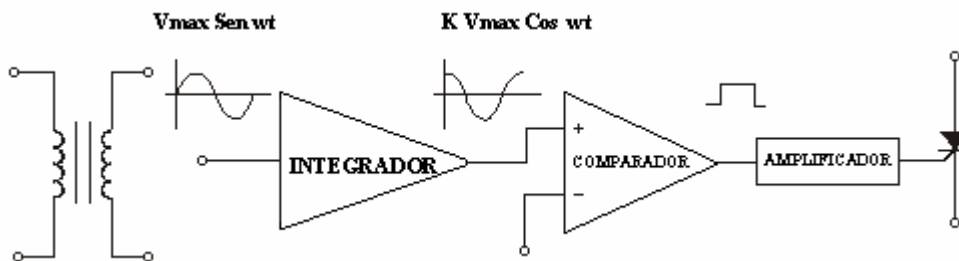


Fig 6.30 Circuito de control de puerta con tensión de referencia senoidal.

Siempre es necesario limitar el campo de variación de la tensión de control, U_{cm} en correspondencia con una limitación del ángulo α entre los límites α_{min} y α_{max} . Se puede ver que entre α y U_{cm} existe una relación, es decir, se comprueba que α_{min} corresponde con $U_{cm \max}$ y que α_{max} corresponde con $U_{cm \min}$.

Un ejemplo de este tipo de circuitos es el circuito representado en la figura 6.32



Ejemplo de control de un sistema trifásico [6_3]

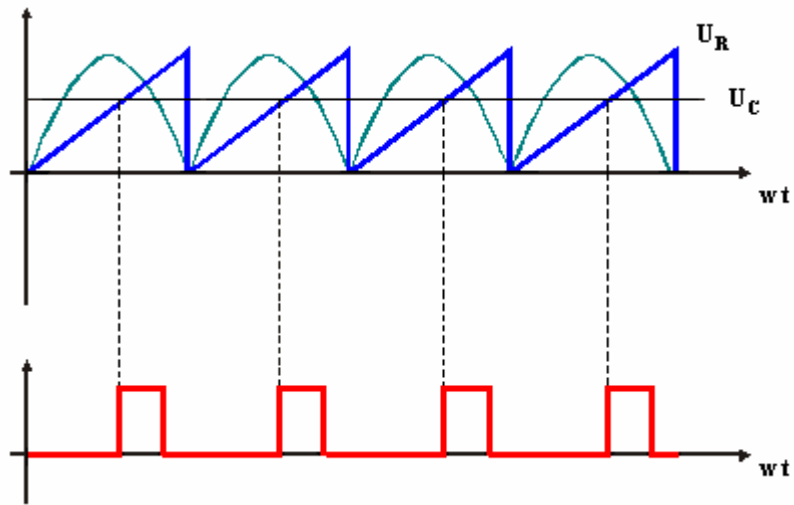


Fig 6.31 Generador de dientes de sierra para la sincronización con la red de alterna.

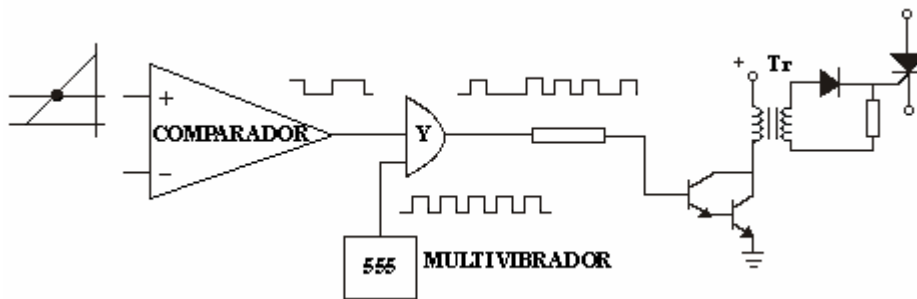


Fig 6.32 Circuito de control de puerta con tensión de referencia de dientes de sierra.

Circuito integrado TCA 785 de SIEMENS

Este circuito es muy empleado en el control de fase. Los pulsos de disparo pueden variar entre 0° y 180°. Los circuitos más típicos en los que se utiliza son convertidores ac/dc y control de corriente alterna.

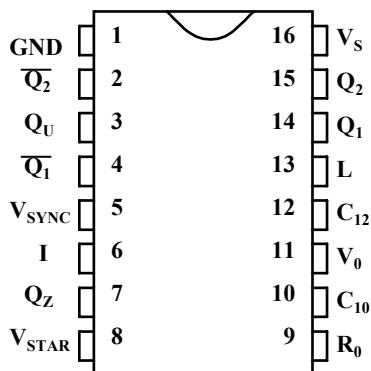


Fig 6.33 Patillaje del circuito integrado TCA 785. (Cortesía SIEMENS).

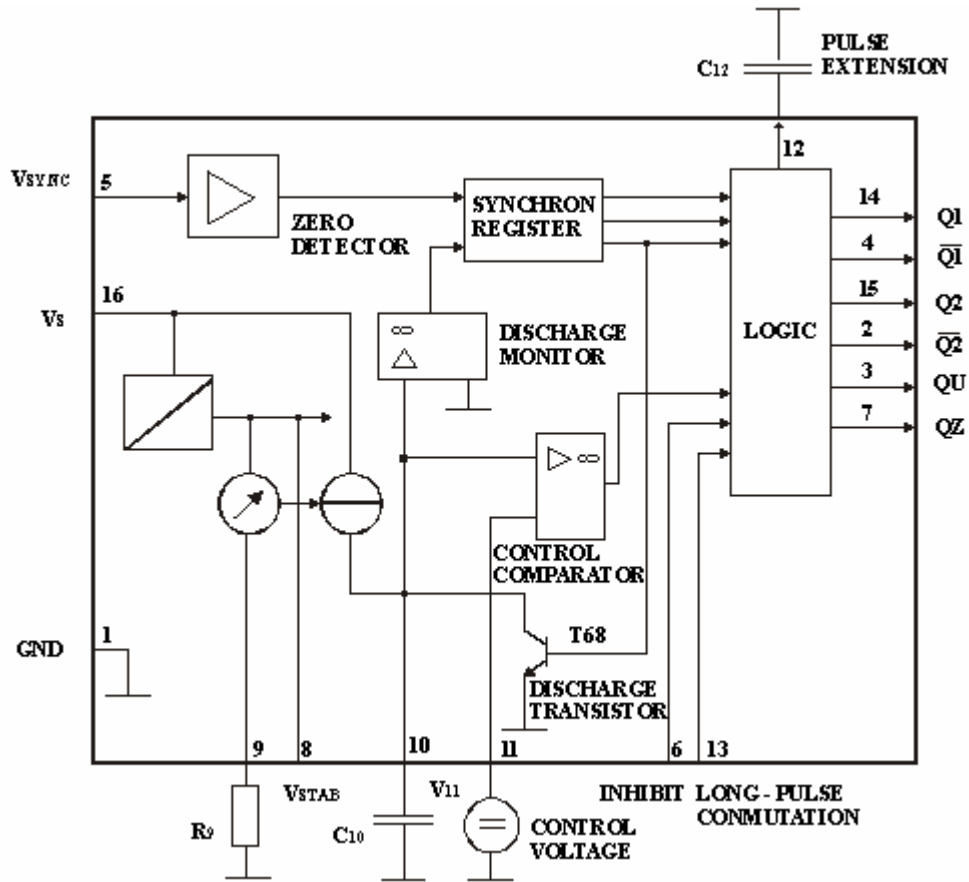


Fig 6.34 Diagrama de bloques del integrado TCA 785. (Cortesía de SIEMENS).

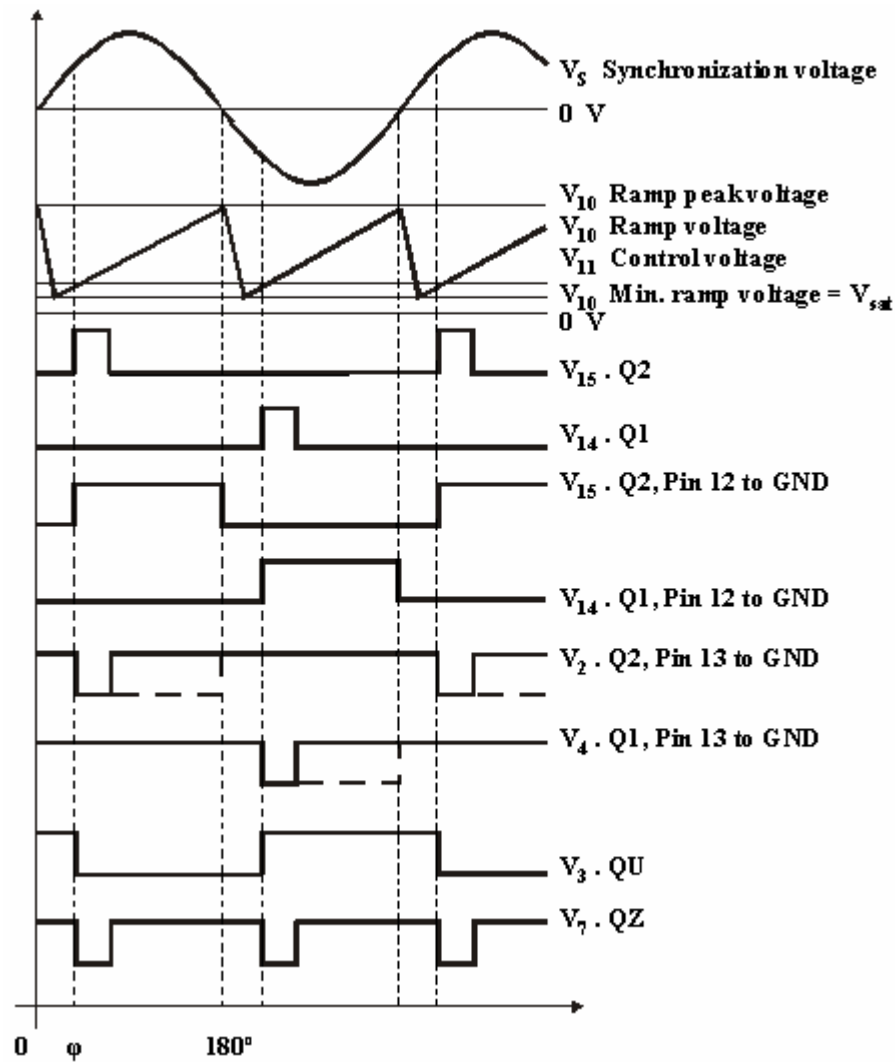


Fig 6.35 Formas de onda en cada una de las patillas del C.I TCA 785

La señal de sincronismo es obtenida a través de una resistencia desde la patilla de voltaje, V_5 . El detector de voltaje cero evalúa el paso por cero y la transferencia hacia el registro de sincronismo. El registro de sincronismo controla el generador de rampa. Si el voltaje de rampa obtenido de la patilla V_{10} excede del voltaje de control obtenido de la patilla, V_{11} (determina el ángulo de disparo), la señal es procesada por el control lógico.

Dependiendo de la magnitud del voltaje de control, V_{11} el ángulo de disparo puede controlarse dentro de un rango comprendido entre 0° y 180° . Para cada media onda, un pulso positivo de aproximadamente $30\mu s$ de duración aparece en la salida Q1 (patilla 14) y en la salida Q2 (patilla 15). La duración del pulso puede ser prolongada por encima de 180° a través del condensador C_{12} . Si la patilla 12 se conecta a masa, se obtendrán pulsos con una duración entre un valor de α y 180° .

Las salidas Q1 y Q2 (invertidas), suministran la señal inversa de Q1 y de Q2. Una señal de valor $\alpha + 180^\circ$ puede ser usada para controlar por lógica externa al dispositivo. Esta señal puede ser tomada de la patilla 3.

La entrada inhibidora es usada para desconectar las salidas Q1, Q2, Q1 (invertida), Q2 (invertida). La patilla 13 es usada para ampliar el valor de las salidas Q1 (invertida) y Q2 (invertida).

A continuación vemos dos ejemplos de aplicación de este circuito integrado, un regulador de alterna con triac y un regulador de alterna con dos SCR con acoplamiento por transformador de impulsos atacando directamente a su puerta con el CI

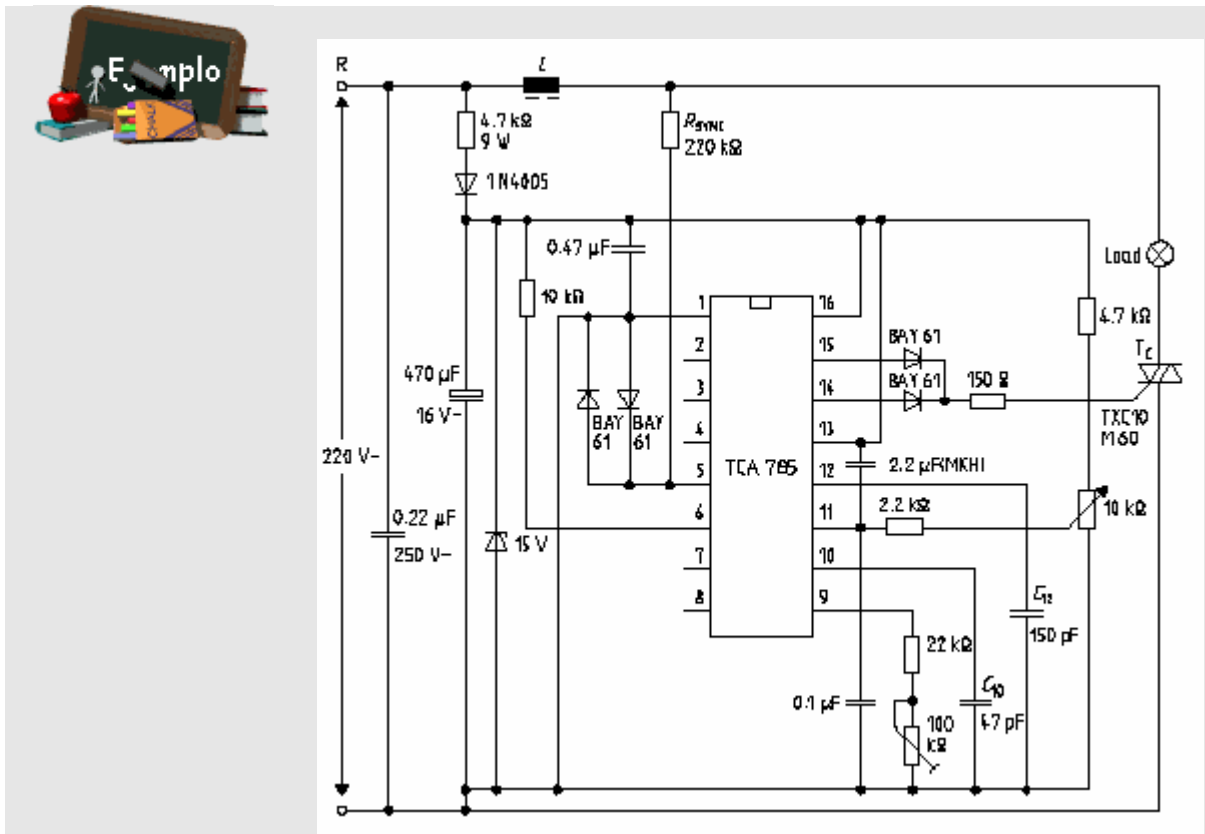


Fig 6.36 Control de la potencia alterna entregada a una carga, por ángulo de fase. Aplicación control de iluminación, motores, etc.

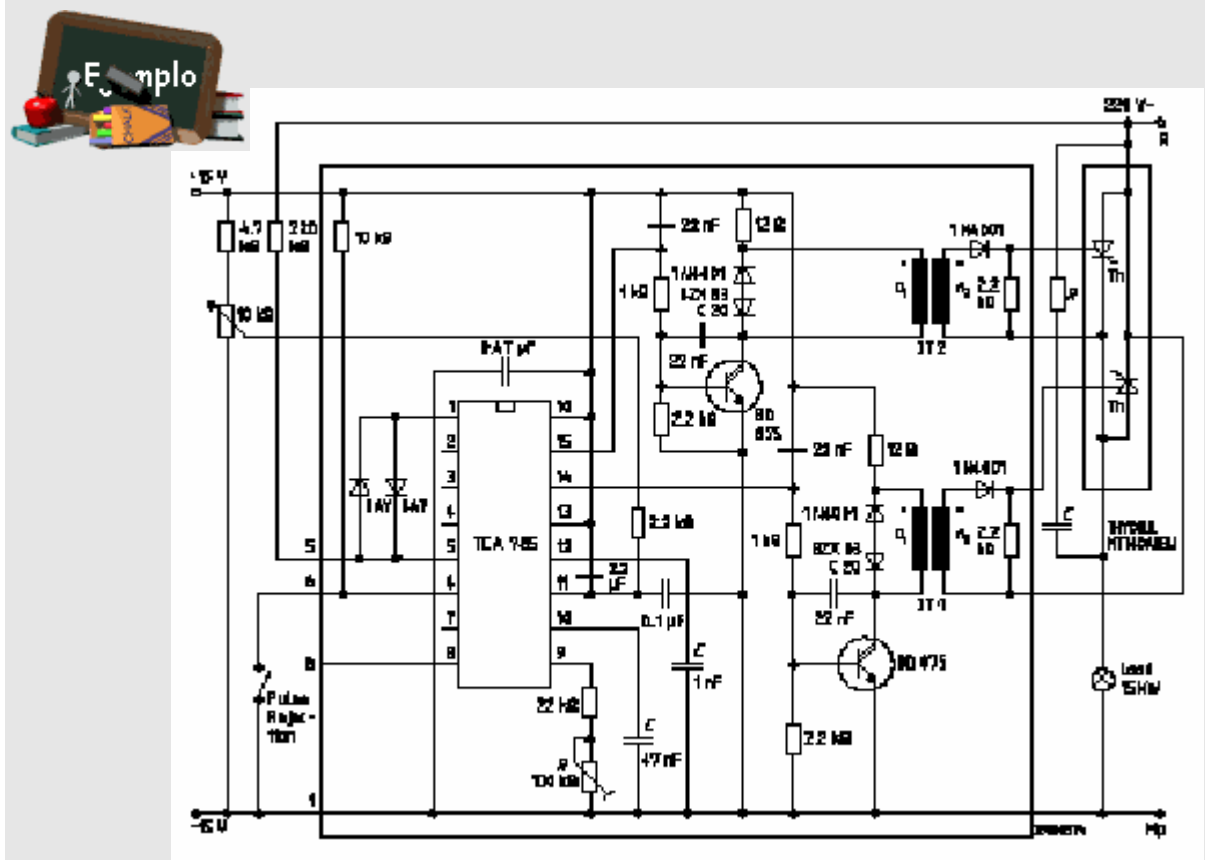


Fig 6.37 Control de la corriente alterna con dos SCR por ángulo de fase



Cuestión didáctica 6.3

Se propone estudiar un ejemplo de circuito de control de puerta construido con elementos discretos. Concretamente, se trata de un puente rectificador monofásico totalmente controlado. Dado el circuito rectificador en puente totalmente controlado de la figura, obtener mediante PsPice las formas de onda comprendiendo cada una de ellas y la función que desempeña cada elemento del circuito.

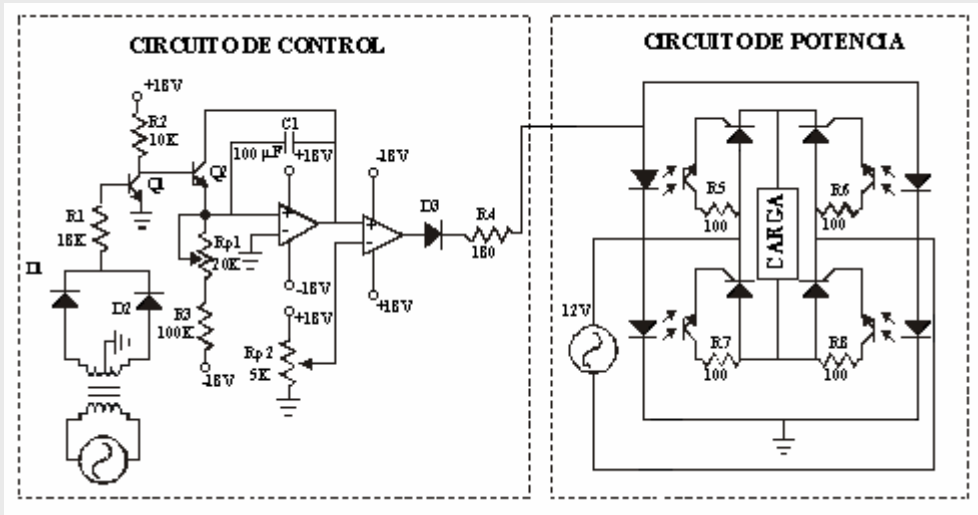


Fig 6.38 Circuito rectificador en puente totalmente controlado

Explicar el funcionamiento del circuito de control



[6_4]

El esquema general del circuito de control de puerta es el siguiente.

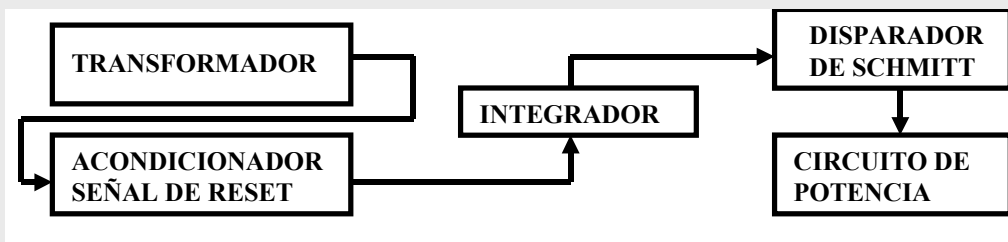
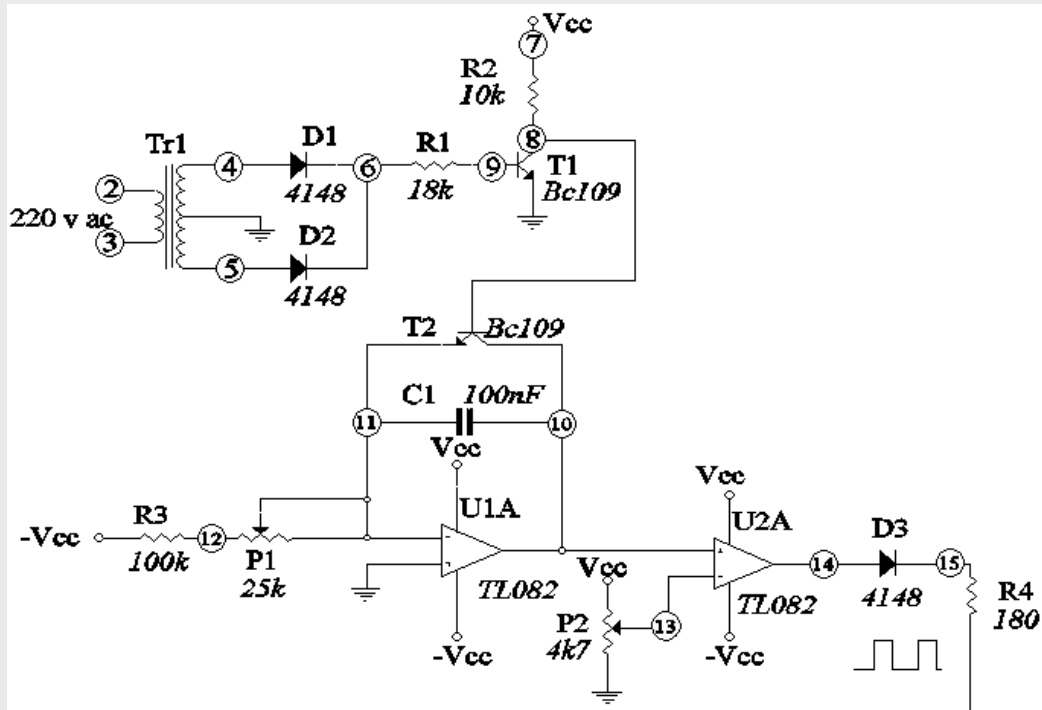
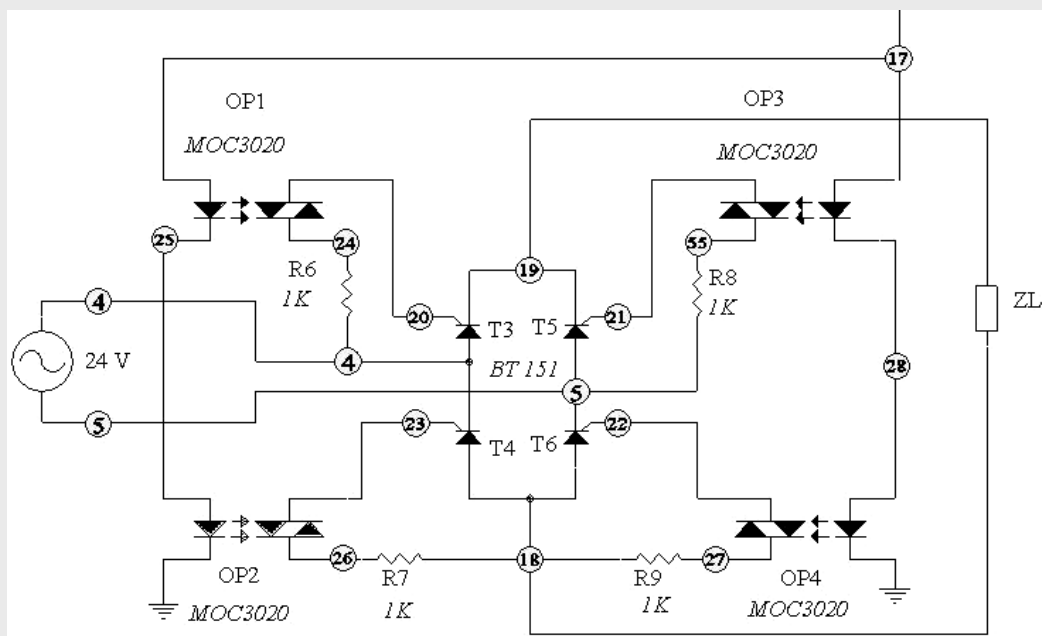


Fig 6.39 Esquema general

A continuación presentamos el circuito a simular con pspice (versión completa, pues no funciona en la versión de evaluación debido al elevado número de nudos)



Esquema del circuito de control



Esquema del circuito de potencia

...

Descripción del circuito:

```

CD6 3: TRANSFORMADOR TOMA MEDIA, TOMA MUESTRA SEÑAL DE RED
*PARA LA SINCRONIZACION AL PASO POR CERO
V1 4 0 SIN(0 17 50)
V2 0 5 SIN(0 17 50)
*DIODOS RECTIFICADORES
D1 4 6 D1n4148
D2 5 6 D1n4148
*POLARIZACION TRANSISTOR Q1 ENCARGADI DE OBTENER LOS IMPULSOS DE
*SINCRONIZACION DE PASO POR CERO DE LA SEÑAL DE RED
R1 6 9 18K
Q1 8 9 0 BC547A
Q2 10 8 11 BC547A ; DESCARGA EL CONDENSADOR CADA VEZ QUE LA SEÑAL DE RED PASA
POR CERO
*RED RC ENCARGADO DE CREAR LA INTEGRACION PARA LA LA SEÑAL RAMPA
R2 7 8 10K
R3 77 12 100K
RP1 12 11 10k
C1 10 11 100N
RP2/ 7 13 4k; SEÑAL DE REFERENCIA POTENCIOMETRO
RP2// 13 0 1k
D3 14 15 D1n4148
R4 15 17 180
*AMPLIFICADORES OPERACIONALES
XU1A 0 11 7 77 10 TL082
XU2A 10 13 7 77 14 TL082
.LIB NOM.LIB
.lib c:/ps50/linear.lib
*TENDSIONES DE ALIMENTACION DEL CIRCUITO
V+ 7 0 DC 10
V- 0 77 DC 10
*SUBCIRCUITOS PARA LOS TIRISTORES
xT3 4 19 20 BT151AC
xT4 18 4 23 BT151AC
xT6 18 5 22 BT151AC
xT5 5 19 21 BT151AC
.LIB c:/ps50/EPSJAEN.LIB
*SUBCIRCUITOS DE LOS OPROACOPLADORES
XOP1 17 25 24 20 OPTO
XOP2 25 0 26 23 OPTO
XOP3 17 28 55 21 OPTO
XOP4 28 0 27 22 OPTO
R7 18 26 1K
R6 4 24 1K
R8 5 55 1K
R9 18 27 1K
*CARGA; CON POSIBILIDAD DE SER INDUCTIVA
Rout 19 18 10
*Lout 40 18 100m
.TRAN 0.1M 20M
*.four 100h v(19,18)
.probe
    
```



Las librerías deben de estar referenciadas al directorio correspondiente

6.4 DISPARO MEDIANTE CIRCUITOS SEMICONDUCTORES

Los circuitos de disparo RC presentan la ventaja de la sencillez, pero también tienen dos inconvenientes importantes

- La red debe ser adaptada a cada tipo de Tiristor.
- Toda la corriente de cebado pasa por la resistencia, disipando una potencia que no siempre será despreciable.

PROBLEMA 6.3

En el circuito de disparo mediante red RC de la figura 6.40, el condensador se carga a través de las resistencias R_1 y R_2 retardando el momento en que se alcanza la tensión de cebado. El diodo, D descarga al condensador durante el semiperiodo negativo evitando la aplicación de una fuerte tensión negativa a la puerta. Calcular, suponiendo que no estuviera conectada la puerta del semiconductor al diodo, el ángulo de retardo introducido por el condensador.

DATOS: $V_e = 220V/50Hz$; $R_1 = 200K\Omega$; $R_2 = 500\Omega$; $C = 0.1\mu F$

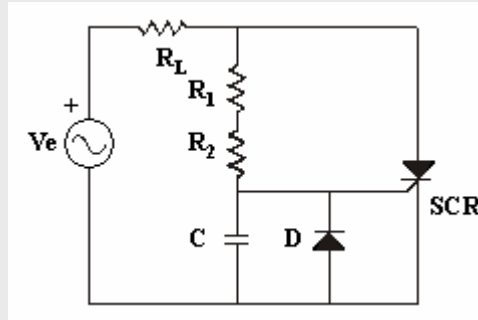


Fig 6.40 Circuito de disparo mediante red RC

Solución:

La impedancia del condensador

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 31830.9\Omega$$

La resistencia equivalente

$$R = R_1 + R_2 = 200.5K\Omega$$

Por tanto el desfase introducido por el condensador será

$$\theta = \arctg \frac{X_C}{R} = 9^\circ$$

Una solución consiste en ir acumulando la energía útil para así suministrarla en forma de impulso en el momento deseado. Esto se logra acumulando la energía necesaria en un condensador que se descargará sobre el circuito de puerta del Tiristor. Por lo general, este último circuito será un oscilador de relajación que aprovecha los fenómenos de resistencia negativa.

Una configuración típica del oscilador de relajación se encuentra en la figura 6.41

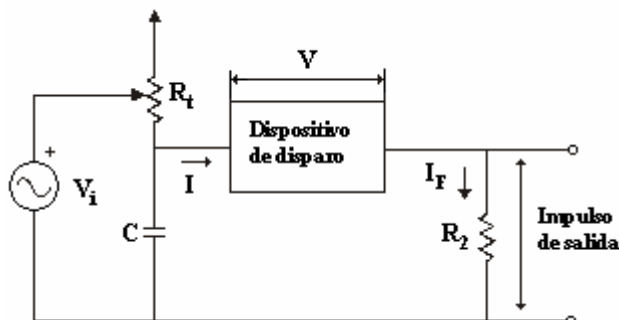


Fig 6.41 Esquema de un circuito oscilador de relajación.

6.4.1 DISPARO POR UJT.

El Transistor Uniión, UJT es un popular dispositivo usado en los osciladores de relajación para el disparo de Tiristores.

El UJT está constituido por una resistencia de silicio tipo N, terminada en dos electodos o bases denominadas B1 y B2. El valor de esta resistencia está comprendido entre 4 y 9 KΩ. En un punto de ella se crea un diodo PN que realiza la función de emisor del UJT.

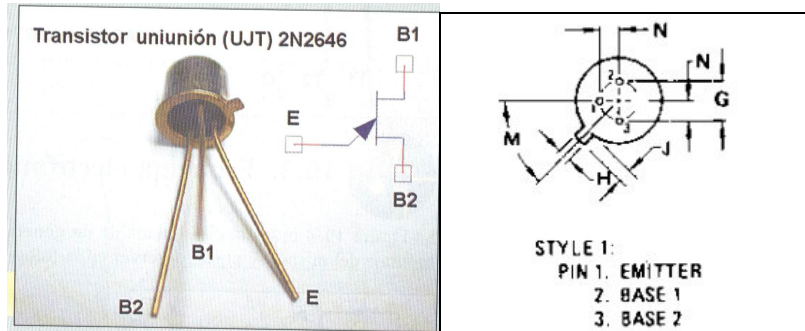


Fig 6.42 Circuito de regulación de voltaje eficaz aplicado a la carga

Para que el UJT trabaje correctamente, es necesario polarizarlo de forma adecuada.

Si los terminales B1 y B2 están polarizados en directo con una tensión V_{BB} , se crea un divisor de tensión entre el contacto de la región P y los terminales B1 y B2, tal que el voltaje entre la región P y el terminal B1 será:

$$V_{RB1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{BB} = \mu \cdot V_{BB} \quad \text{E 6.10}$$

donde

$$\mu = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad \text{E 6.11}$$

El valor típico del coeficiente, μ lo suministra el fabricante y está comprendido entre 0.5 y 0.8

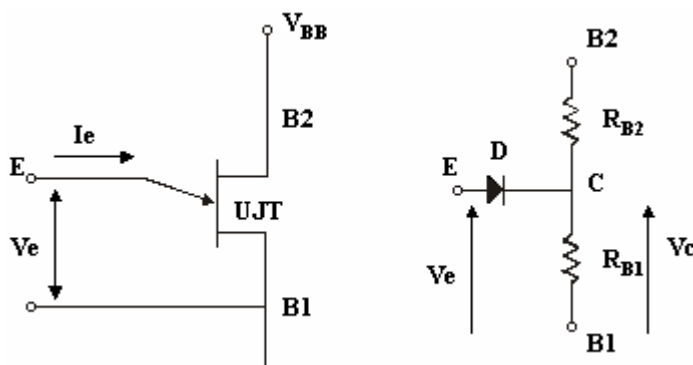
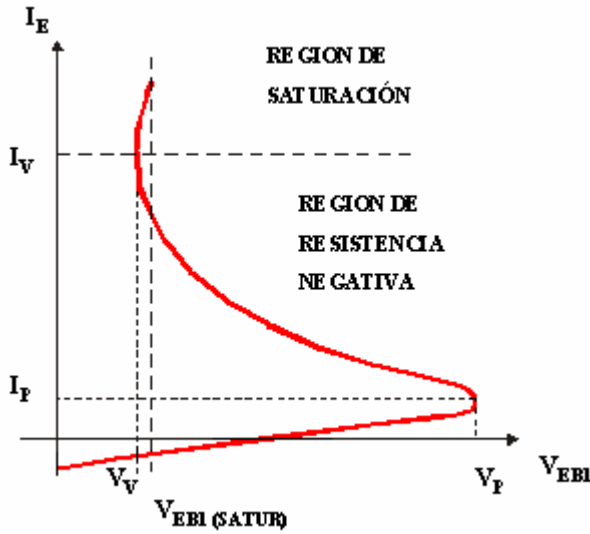


Fig 6.43 Esquema de polarización y circuito equivalente del UJT.

Si con esta configuración se aplica una tensión $V_E < V_C$, el diodo se polariza en inverso y no conducirá. Pero si por el contrario, se aplica una tensión V_E tal que se verifica que $V_E \geq V_P$, (siendo $V_P = V_C + V_D$ y V_D la tensión directa de saturación del diodo), el diodo quedará polarizado en sentido directo, circulando una corriente entre el emisor E y la base B1. Esta corriente inyecta en la zona de resistencia R1 una corriente de portadores (huecos). La nueva concentración de portadores en esa zona hace que la resistencia R1 disminuya haciendo a su vez que baje el voltaje V_C , con lo que aumentará la intensidad I_E . De esta manera, se creará una zona de resistencia negativa inestable. Esta zona de resistencia negativa así como los demás parámetros está representada en la figura 6.44.

Si se disminuye la tensión V_{EB1} , entonces disminuye I_E . Cuando el dispositivo alcance un valor inferior a la corriente de valle, I_V aumentará el valor de V_{EB1} pasando a polarizar el diodo en sentido inverso.



Obtención de características UJT:



Fig 6.44 Característica V-I del UJT

La secuencia de trabajo del oscilador de relajación con UJT se puede comprender mejor observando la figura 6.45

El condensador se carga a través de la fuente hasta alcanzar un valor que depende de la constante de tiempo aproximada del circuito, T

$$T \approx R_T \cdot C_T$$

E 6.12

La frecuencia del oscilador depende del valor del condensador, C_T y de la resistencia, R_T

Cuando la tensión del condensador se iguala al valor V_E ($V_E = V_C + V_D$), se llega a la tensión de pico V_P . La resistencia entre el emisor y la base B1 baja rápidamente descargándose el condensador a través de la resistencia R_1 , apareciendo un pulso en la puerta del Tiristor.

Cuando el UJT no conduce la tensión en extremos de R_1 debe ser menor que la tensión de disparo del SCR ($I_{BB} \cdot R_1 < V_{GT}$).

$$I_{BB} = \frac{V_{BB}}{R_{B1} + R_{B2} + R_1 + R_2}$$

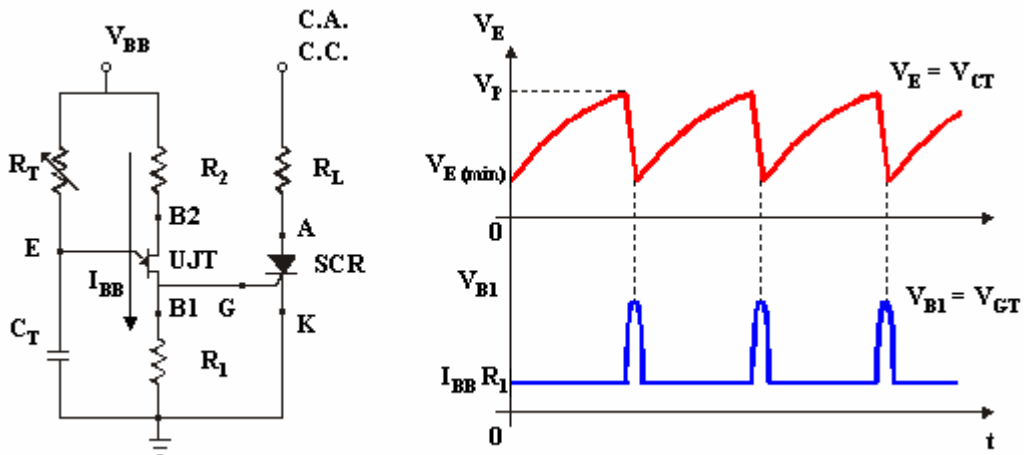


Fig 6.45 Circuito y formas de onda de un oscilador de relajación con UJT

Es importante escoger una tensión V_{BB} de alimentación adecuada, y un UJT con la suficiente capacidad de impulso V_{OB1} .

Si el pulso cae hasta alcanzar un valor cero, el UJT recupera el estado de bloqueo, volviendo el condensador a cargarse para repetir de nuevo el ciclo.

La resistencia R_2 se incluye para mejorar la estabilidad del UJT frente a la temperatura. En la mayoría de los casos, el valor de esta resistencia puede ser calculado aproximadamente utilizando la siguiente expresión

$$R_2 = 0.15 \cdot r_{BB} \quad \text{E6.13}$$

El UJT es un dispositivo muy utilizado para el disparo de los Tiristores.

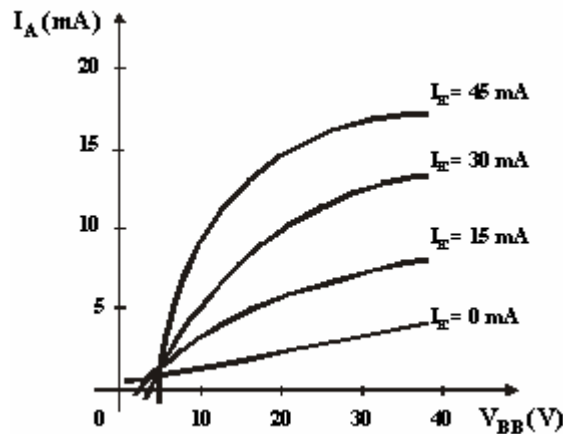


Fig 6.46
Característica interbase del UJT para distintos valores de I_E

Nomenclatura del UJT

A la hora de manejar las hojas de características para aplicaciones prácticas y durante el desarrollo de problemas, es muy importante conocer la nomenclatura específica usada para determinar los parámetros principales del UJT



2N2646
[6_7]

I_E

Corriente de emisor.

I_{EO}

Corriente inversa de emisor. Medida entre el emisor y la base 2 para una tensión dada y la base 1 en circuito abierto.

I_P

Intensidad de pico de emisor. Máxima corriente de emisor que puede circular sin que el UJT alcance la zona de resistencia negativa.

I_V

Intensidad de valle de emisor. Corriente que circula por el emisor cuando el dispositivo está polarizado en el punto de la tensión de valle.

r_{BB}

Resistencia interbase. Resistencia entre la base 1 y la base 2 medida para una tensión interbase dada.

V_{B2B1}

Tensión entre la base 2 y la base 1, también llamada tensión interbase.

V_P

Tensión de pico de emisor. Máxima tensión vista desde el emisor antes de que el UJT alcance la zona de resistencia negativa.

V_D

Caída de tensión directa de la unión de emisor. También llamada $V_{F(EB1)}$ ó V_F .

V_{EB1}

Tensión de emisor en al base B1.

$V_{EB1(sat.)}$

Tensión de saturación de emisor. Caída de tensión directa entre el emisor y la base B1 con una corriente mayor que I_V y una tensión interbase dada.

V_V

Tensión de valle de emisor. Tensión que aparece en el punto de valle con una V_{B2B1} dada.

V_{DB1}

Tensión de pico en la base B1. Tensión de pico medida entre una resistencia en serie y la base B1 cuando el UJT trabaja como un oscilador de relajación.

μ

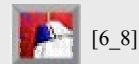
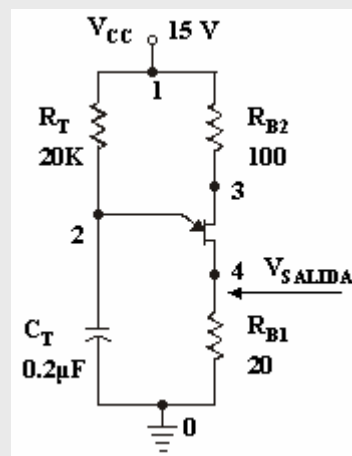
Relación intrínseca.

α_{rBB}

Coefficiente de temperatura de la resistencia interbase. Variación de la resistencia B2 y B1 para un rango de temperaturas dado y medido para una tensión interbase y temperatura con emisor a circuito abierto dadas.

Simulación con Pspice 6.1

Simular con Pspice el circuito de la figura , obtener las formas de onda de la tensión en el condensador y en la salida.



[6_8]

Fig 6.47

Descripción del circuito

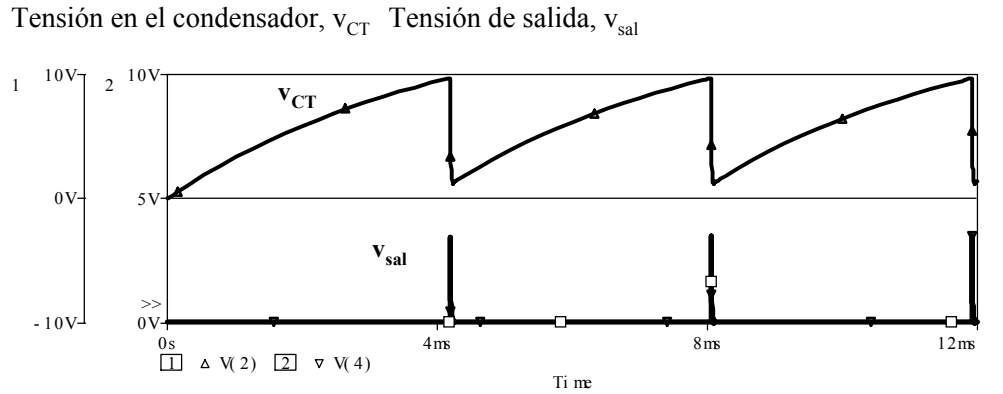
```
*SIM6_1.CIR
* E.P.S. JAEN. DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
* OSCILADOR DE RELAJACIÓN CON UJT
VCC 1 0 DC 15V; TENSION DE ALIMENTACION
RT 1 2 20K
CT 2 0 .2U IC=0V
RB2 1 3 100
RB1 4 0 20
XT1 3 2 4 2N4851; SEMICONDUCTOR UJT
.LIB NOM.LIB
.TRAN 0.2ms 12ms
.PROBE V(2) V(4)
.END
```



PSpice



Este circuito solo funcionará en la versión completa de DOS 5.0 o en la versión completa de windows



En el siguiente problema se diseña un oscilador de relajación con UJT.

PROBLEMA 6.4

Para el circuito oscilador de relajación con UJT de la figura 6.48. Calcular los valores máximo y mínimo de la resistencia $R_1 + R_2$, para una correcta oscilación del circuito, calcular también el valor de los demás componentes del circuito y simularlo mediante PsPice.

DATOS:

$V_{BB} = V_{CC} = 20V$; $C_A = 1\mu F$; $R_{B1} = 100\Omega$

UJT: $\mu = 0.6$; $I_V = 10mA$; $V_V = 2V$; $I_P = 5\mu A$; $T_D = 0.01 \dots 0.1s$

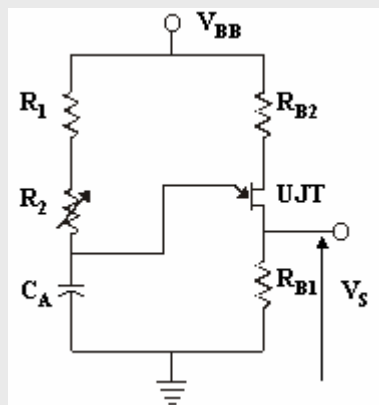


Fig 6.48

Solución:

A partir de la gráfica V-I del UJT se pueden determinar los límites máximo y mínimo de la resistencia de carga del condensador, $R_1 + R_2$. Estas expresiones representan la condición de oscilación

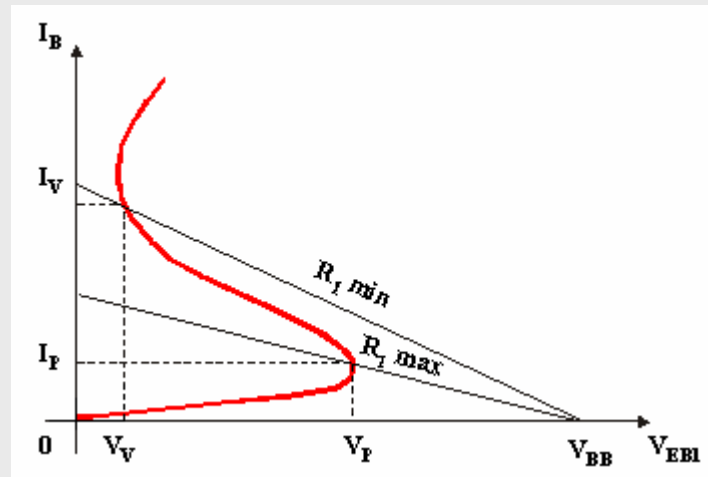


Fig 6.49 Curva V-I del UJT

$$R_{\max} \leq \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \quad \text{E 6.14}$$

$$R_{\min} \geq \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \quad \text{E 6.15}$$

$$\frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \geq R \geq \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} \quad \text{E 6.16}$$

La tensión de disparo, V_P

$$V_P = \mu \cdot V_{BB} + V_D \quad \text{E 6.17}$$

$$V_P = 12.5V.$$

Sustituyendo valores en las expresiones anteriores

$$R_{\text{máx}} = R_1 + R_2 = 1.5 \text{ M}\Omega ; \quad R_{\text{mín}} = R_1 = 1.8 \text{ K}\Omega$$

Estos valores de resistencia aseguran la oscilación.

Determinando la expresión de carga de un condensador, se podrá calcular el valor de la resistencia que falta.

Para los requerimientos de oscilación

$$T_D = 0.01 - 0.1s$$

Si se llama t_{total} al periodo de carga y descarga del condensador, se puede descomponer en:

$$t_{\text{total}} = t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}$$

donde

t_{OFF} = Tiempo o periodo de carga del condensador, el UJT está bloqueado.

t_{ON} = Tiempo o periodo de descarga del condensador.

Normalmente, $t_{\text{OFF}} \gg t_{\text{ON}}$, por tanto se puede despreciar el valor de t_{ON} (comprobándolo posteriormente). Si se parte de la solución de la ecuación diferencial de carga de un condensador a partir de una tensión continua

...

$$V_c(t) = V_c(\text{final}) + [V_c(\text{inicial}) - V_c(\text{final})] \cdot e^{\frac{-t}{R \cdot C}} \quad \text{E 6.18}$$

Resolviendo la ecuación anterior

Para $t = t_{\text{OFF}}$ $V_c(t) = V_P$ $V_c(0) = V_v$ $V_c(\infty) = V_{\text{BB}}$

$$t_{\text{OFF}} = R \cdot C \cdot \ln \frac{V_{\text{BB}} - V_v}{V_{\text{BB}} - V_P} \quad \text{E 6.19}$$

Para las especificaciones del ejemplo, se van a determinar los valores de R_{min} y $R_{\text{máx}}$:

$$T_D = 0.01\text{s} \quad \rightarrow \quad R_{\text{min}} = 11.4 \text{ K}\Omega$$

$$T_D = 0.1\text{s} \quad \rightarrow \quad R_{\text{máx}} = 113.6 \text{ K}\Omega$$

Valores que se encuentran dentro del rango calculado anteriormente

Sabiendo que: $V_{\text{BB}} \gg V_v$; $V_P = \mu \cdot V_{\text{BB}} + V_D \approx \mu \cdot V_{\text{BB}}$

La expresión anterior queda definitivamente

$$t_{\text{OFF}} = T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \mu} \quad \text{E 6.20}$$

Esta es la aproximación para el cálculo del periodo de oscilación del circuito con UJT.

Se debe hacer notar que cuando $\mu > 0.6$, la ecuación anterior queda reducida


$$T = R \cdot C \quad \text{E 6.21}$$


A continuación se facilita el listado para la simulación con Pspice, se recomienda al lector que lo simule y analice los resultados.

Descripción del circuito

```

*Problema6_4.CIR
*E.P.S. JAÉN. DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA
*OSCILADOR DE RELAJACION
VBB 1 0 DC 20V
R1 1 2 10K
* Seleccionar valores del potenciómetro
*R2 2 3 10K ;R1+R2 mínima
R2 2 3 100K ;R1+R2 máxima
CA 3 0 1UF ic=2V
RB1 5 0 100
RB2 1 4 500
XT1 4 3 5 2N4851; UJT
.LIB NOM.LIB
.TRAN .2ms 0.4
.PROBE
.END
    
```





Este circuito solo funcionará en la versión completa de DOS 5.0 o en la versión completa de windows

En muchas aplicaciones, en las que se utilizarán Tiristores, no se dispone de una fuente de alimentación de C.C para alimentar el circuito de disparo, y la única fuente es la de C.A correspondiente a la etapa de potencia del circuito.



PROBLEMA 6.5

Mediante el circuito de la figura 6.50, se trata de controlar la potencia entregada al motor de un limpiaparabrisas. Calcular la variación del número de movimientos del limpiaparabrisas por minuto y el tiempo de descarga aproximado del condensador.

Suponer que cada oscilación del UJT produce un movimiento del motor y que el SCR vuelve al estado de corte mediante algún procedimiento adecuado no representado en este circuito.

DATOS: $V_{BB} = V_{cc} = 20V$; $R_{B1} = 100\Omega$; $C = 50\mu F$

UJT: $I_p = 16\mu A$; $I_V = 0.4mA$; $V_V = 1V$; $\mu = 0.6$; $r_{BB0} = 5K\Omega$; $V_D = 0.5V$

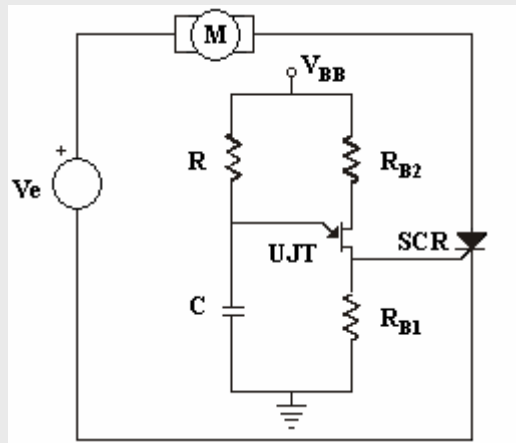


Fig 6.50

Solución:

Rango de ajuste de variación del movimiento: $2.62 < n < 26.2$

$t_{on} = 12.4ms$

Sincronización con la red de C.A. ; disparo de SCR

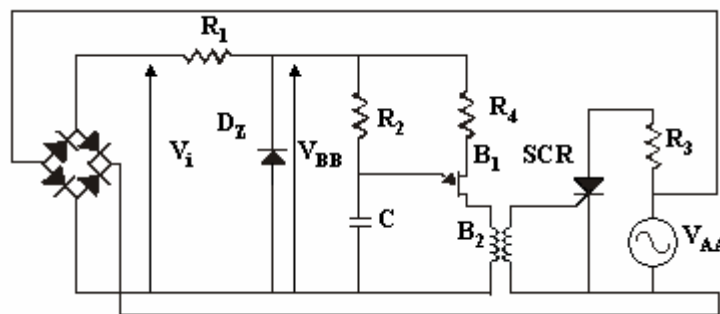


Fig 6.51 Circuito de sincronización de pulsos con la red c.a.

El circuito presentado se utiliza para alimentar al UJT a partir de la señal alterna de red. Es interesante notar que la tensión inicial de la que parte el condensador al inicio de cada semiciclo coincide con la tensión V_V del UJT, lo que indica que el tiempo que tarda en alcanzar la tensión de disparo y por tanto el impulso inicial, siempre está sincronizado con el paso por cero de la red.

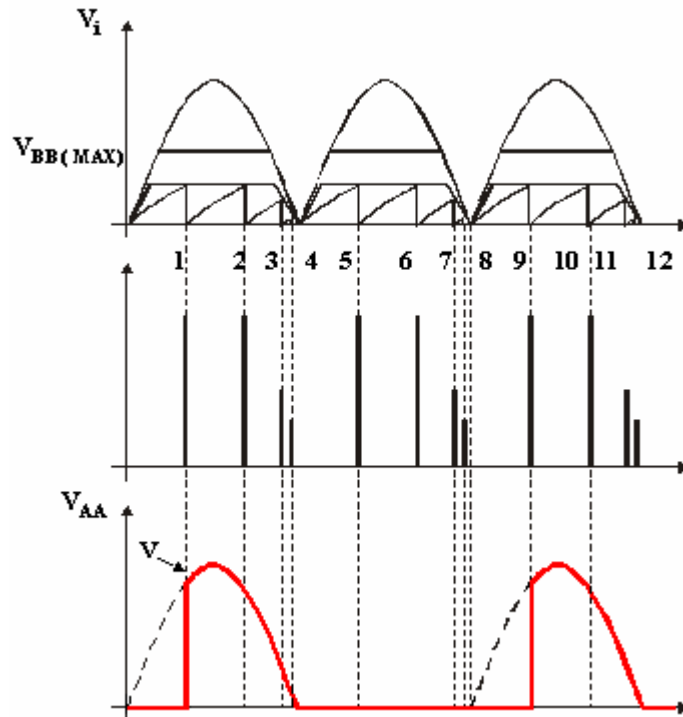


Fig 6.52 Formas de onda del circuito de sincronización de pulsos con la red

El circuito básico para conseguir el sincronismo del oscilador con UJT, con la red de alimentación está representado en la figura 6.51. En la figura 6.52 se pueden observar las distintas formas de onda obtenidas del circuito de sincronización con la red.

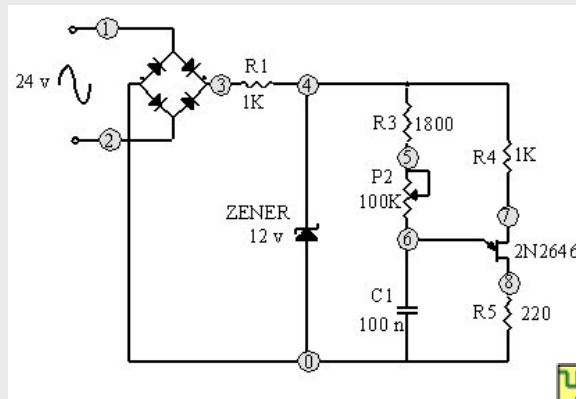
Los impulsos marcados con 1 y 9, son los impulsos que provocan el disparo del Tiristor en períodos sucesivos. Los impulsos marcados con 2, 3, 4, 10, 11, 12, que se producen al final de cada semiperiodo, aunque son aplicados a la puerta del Tiristor, en principio no provocan ninguna perturbación puesto que el Tiristor se encuentra en estado de conducción. Estos impulsos indeseados podrían ser eliminados mediante el diseño de un circuito auxiliar. Otra forma de eliminar estos impulsos indeseados, sería tomando la tensión V_i directamente entre el ánodo y el cátodo del Tiristor.

En el siguiente problema se realizará un estudio más detallado de este tipo de circuitos de sincronización, mediante el diseño de un oscilador con UJT



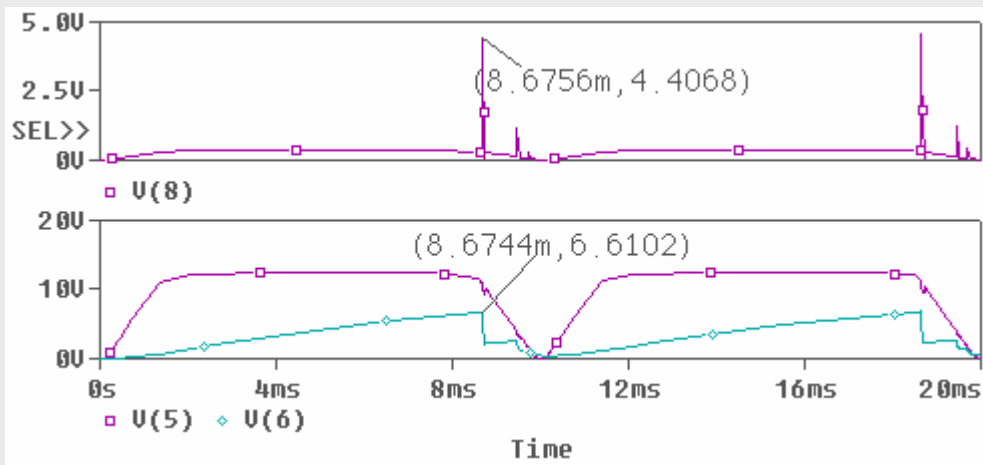
Cuestión didáctica 6. 4

Trata de comentar el funcionamiento del circuito de la figura y la particularidad que presenta, en cuanto a la alimentación y la sincronización con respecto del paso por cero de la señal de red.

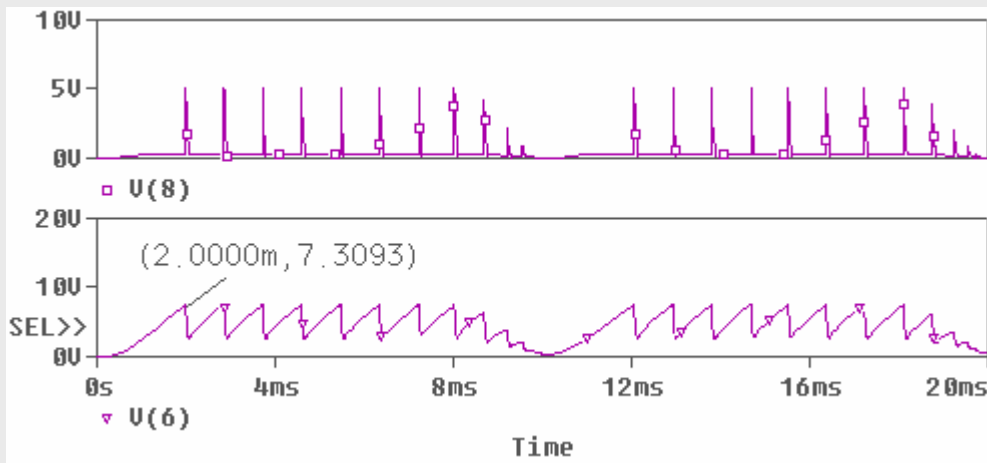


CD6_4.cir

...
 Para las figuras presentadas, ¿Sabrías demostrar en los dos casos presentados que el periodo es el indicado, señalar en las figuras el valor de V_p y comparar con su cálculo teórico?



Valor de $R_p = 100k\Omega$



Valor de $R_p = 10k\Omega$

Datos utilizados en la simulación del UJT (ver .CIR): $\mu = 0,655$; $R_{bb} = 7k\Omega$; $V_v = 1,77V$

PROBLEMA 6.6

En la figura, se muestra el esquema de un regulador de corriente alterna de onda completa. Observar como en este montaje es posible controlar una señal alterna con un SCR mediante la configuración del puente y del propio SCR. Diseñarlo y simular el circuito mediante PsPice.

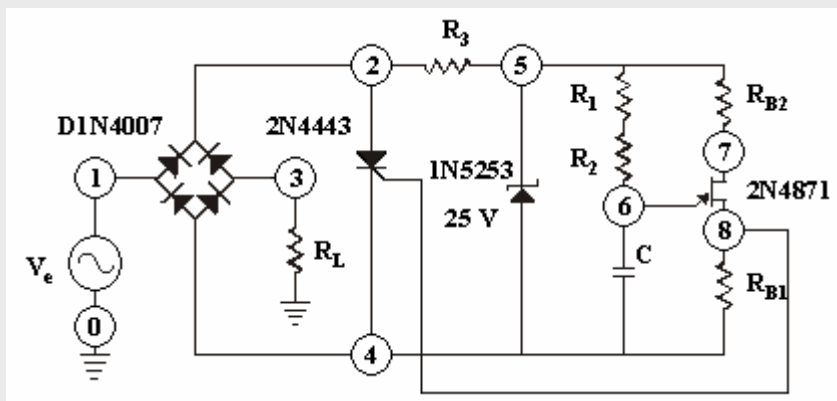


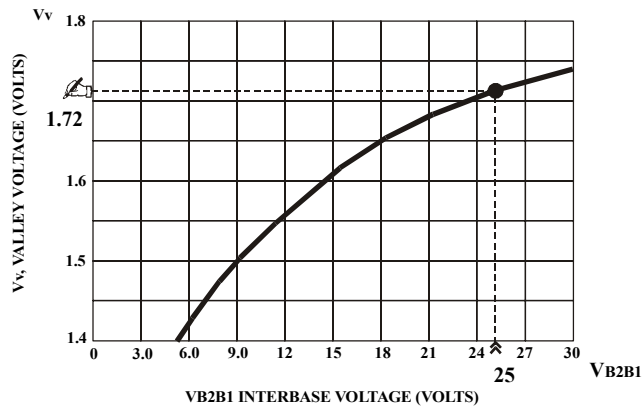
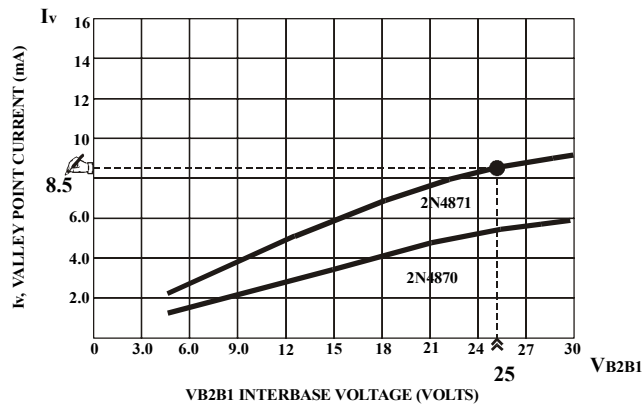
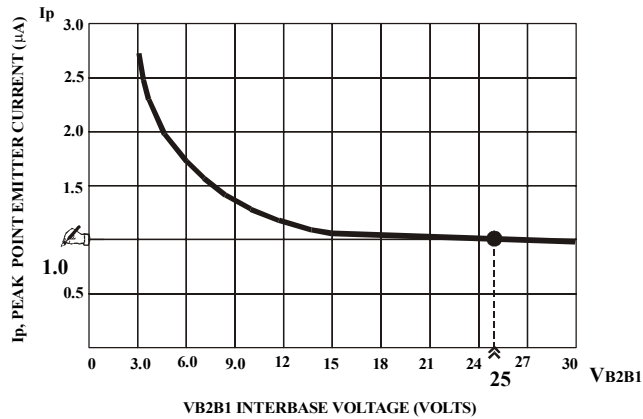
Fig 6.53 ...

...
 DATOS: $V_e = 220V$; $f = 50Hz$; $P_L = 180W$; $C = 0.2\mu F$; $R_{B1} = 20\Omega$; $R_{B2} = 100\Omega$;
 $f_{OSCILAC.} = 100 \dots 900Hz$
 ZENER: $V_z = 25V$; $I_F = 2mA$

Solución:

Inicialmente será necesario estudiar las gráficas de la intensidad de pico, I_p intensidad de valle, I_v y tensión de valle, V_v Para un valor $V_{B1B2} = V_z = 25V$,

$$I_p = 1\mu A; \quad I_v = 8.5mA; \quad V_v = 1.72V$$



...

El valor de la tensión de pico, V_p se determinará aplicando la ecuación [E6.17]

$$V_p = \mu V_{BB} + V_D = 19.75V$$

Sustituyendo en las expresiones [E6.15] y [E6.14] se calculan los valores máximo y mínimo de la resistencia, $R = R_1 + R_2$ que garantizan la oscilación del circuito

$$R_{\min} = 2.74K\Omega \quad R_{\max} = 5.25M\Omega$$

Planteando la ecuación de la constante de tiempo, [E6.20]

$$T_D = 1.5 \cdot R \cdot C$$

Para los márgenes de frecuencia especificados, se calculan los valores del potenciómetro, R_1+R_2

$$f_1 = 100 \text{ Hz} \quad f_2 = 900 \text{ Hz}$$

$$T_{D1} = \frac{1}{f_1} = 1.5 \cdot R \cdot C \Rightarrow R_{\max} = R_1 + R_2 = 33.3K\Omega$$

$$T_{D2} = \frac{1}{f_2} = 1.5 \cdot R \cdot C \Rightarrow R_{\min} = R_1 = 3.7K\Omega$$

Tomando valores normalizados

$$R_1 = 4K\Omega; \quad R_2 = 30K\Omega$$

El diseño del circuito adaptador de tensiones se resume en el cálculo de la resistencia R_3 . La tensión de salida del rectificador debe estar siempre por encima de la tensión marcada por el diodo zener, ocurriendo esto para un determinado ángulo de conducción. Fijando éste en unos 15° aproximadamente

$$V_e = V_0 \cdot \text{sen}\omega t = 311 \cdot \text{sen}15^\circ = 80.5V$$

El valor de la tensión a través de la resistencia R_3 será el valor necesario para la correcta polarización del diodo zener ($I_Z = 2mA$) y para el UJT $I_{UJT} = 4mA$. El valor de la intensidad será, por tanto, $6mA$. Calculando el valor de R_3 , se tiene:

$$R_3 = \frac{V_0 - V_Z}{I} = \frac{80.5 - 25}{6mA} = 9.25K\Omega$$

A continuación se simula el circuito para el máximo valor de R_1+R_2 , con el que se consigue el primer disparo para $t = 6.35 \text{ ms}$, esto implica un ángulo de disparo de 114.3° o lo que es lo mismo un ángulo de conducción de 65.7°

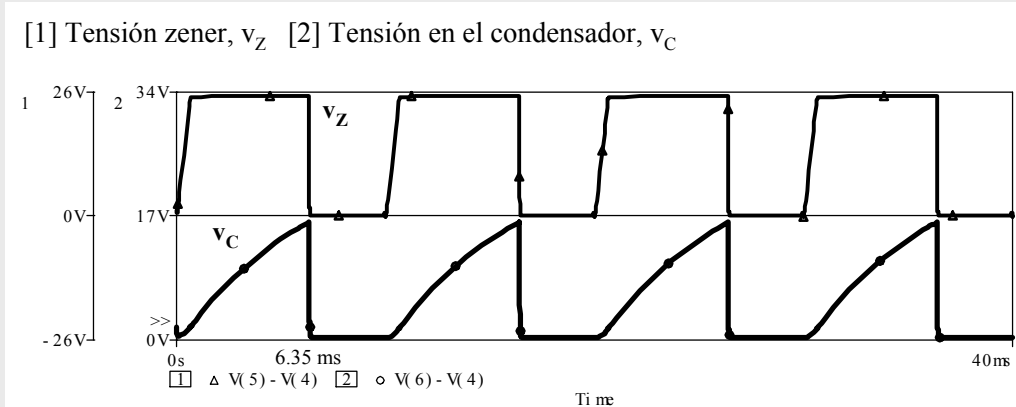
Descripción del circuito:



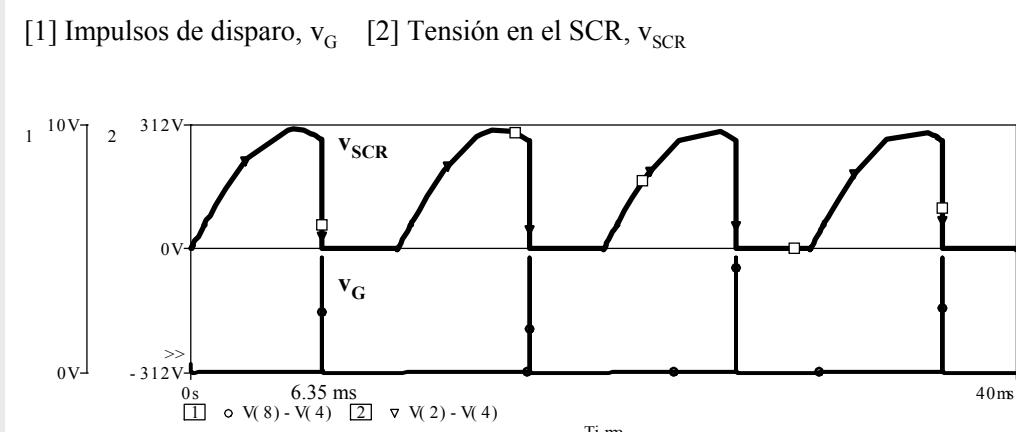
PSpice

Problema6_6.cir

...

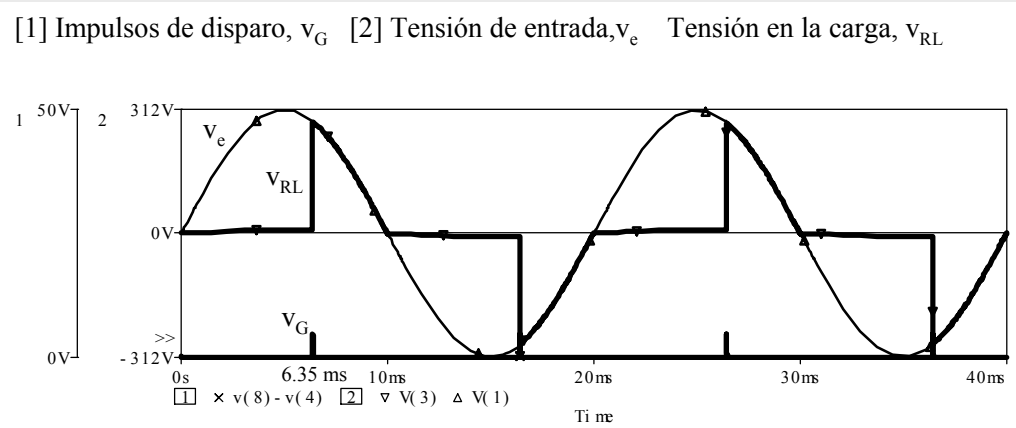


El condensador tiende a cargarse hasta alcanzar un valor de tensión fijado por el diodo zener. Sin embargo, cuando C alcanza el valor de la tensión de disparo del UJT, hace que éste se dispare. En este preciso momento se obtiene en la base 1 del UJT un impulso que provoca el disparo del Tiristor haciendo que pase del estado de bloqueo al de conducción.



En el circuito se puede observar que la disposición del SCR, es tal que se puede controlar una potencia alterna, es decir los dos semiciclos con un solo SCR. En este caso se ha de tener en cuenta que por el puente de diodos va a circular la misma intensidad que por la carga.

El proceso de disparo se repetirá cada semiciclo de la señal de entrada, puesto que, gracias al puente de diodos, en extremos del Tiristor siempre se tendrá aplicada una señal positiva. Por tanto la señal estará controlada y en la carga se tendrá una señal como la representada en la pantalla obtenida con Pspice.



...

Si se varía el potenciómetro al valor mínimo de resistencia se observa como el disparo del Tiristor se produce mucho antes con lo que la potencia entregada a la carga es mucho mayor, se invita al lector a comprobarlo utilizando Pspice.



Circuito de aplicación: Rectificador onda completa controlado [6_9]



PSpice

Enlace6_9.cir

Circuito de control de potencia por "Rampa - Pedestal"

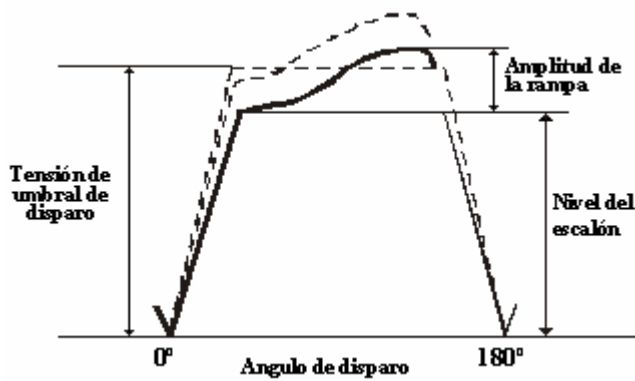


Fig 6.54 Principio de control de potencia por rampa – pedestal o rampa - escalón.

En el control de potencia por "rampa – pedestal", el valor del escalón es fijado por una tensión de referencia, de nivel ajustable, siendo la rampa una tensión de referencia que se superpone al valor del escalón necesario para disparar al Tiristor en un punto umbral fijo.

Si se hace una breve descripción del funcionamiento del circuito de disparo, figura 6.55 se puede decir que cuando el valor de tensión V_E es mayor que la tensión V_D , el condensador C, se carga a través del potenciómetro R fundamentalmente ya que se verifica que el valor de R es menor que el valor de R_2 , y por tanto con una constante de tiempo muy pequeña. Cuando el nudo D alcanza un valor de tensión, tal que $V_D \geq V_E$, el diodo D_1 deja de conducir y el condensador C pasa a cargarse a través de la resistencia R_2 con una constante de tiempo mayor, de valor $R_2 \cdot C$, hasta que alcance el valor de disparo del UJT.

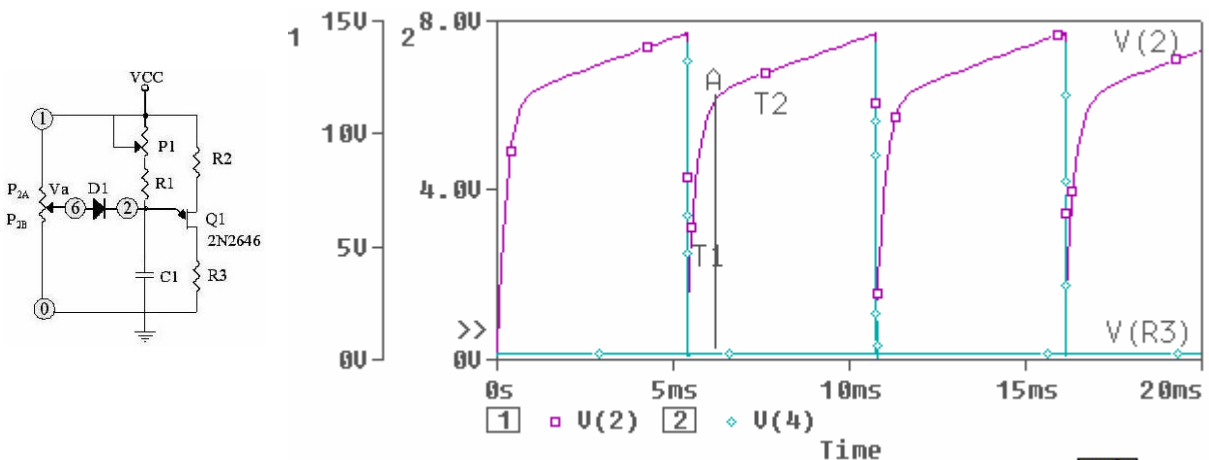


Fig 6.55 Circuito de disparo por el método de "rampa – pedestal" Ondas obtenidas con Pspice



Señal obtenida en laboratorio [6_10]



PSpice

$$\begin{aligned} T_1 &\approx P_{2A} C_1 \\ T_2 &\approx (P_1 + R_1) C_1 \end{aligned} \quad \left| \quad T_1 \ll T_2$$

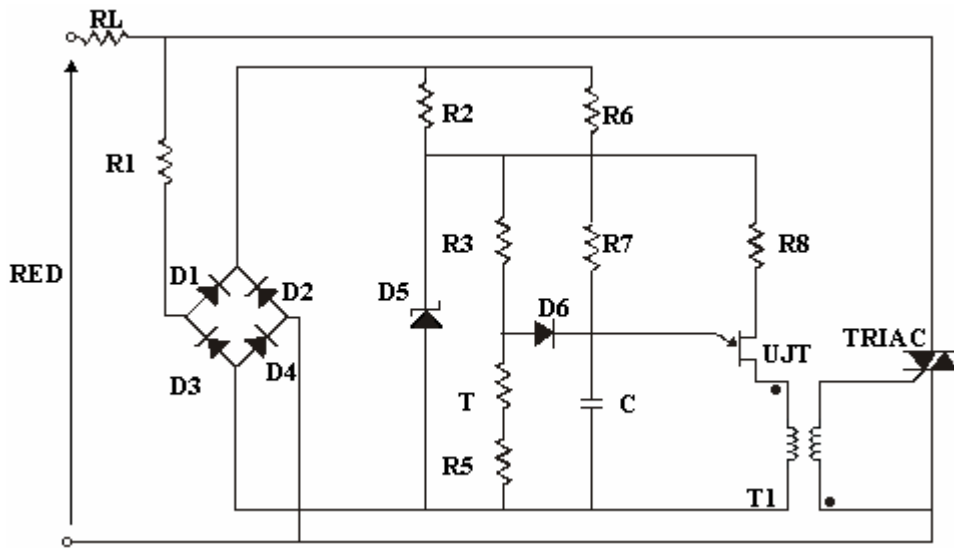


Fig 6.56 Sistema de control de temperatura.

El voltaje para el cual $V_D = V_E$ se denomina voltaje pedestal y la variación del voltaje a partir de este momento se denomina rampa. De aquí surge el nombre de este sistema de control “Rampa – Pedestal”.

En la figura 6.56 se muestra un ejemplo de aplicación de un circuito de control de disparo por rampa - pedestal para un sistema de control de temperatura interior recubierto de papel de aluminio. Se hace un agujero en la caja y se inserta un tubo de cartulina. La fotocélula se monta en el otro extremo del tubo de forma que no reciba luz del ambiente. La resistencia de la fotocélula es la resistencia de realimentación del circuito denominada T.

6.4.2 DISPARO POR PUT

El Transistor Unión Programable, PUT es un dispositivo de disparo muy usado en los circuitos de disparo por puerta para los Tiristores. Tiene tres terminales que se identifican como: cátodo (K), ánodo (A) y puerta (G).

El PUT, es un pequeño Tiristor con puerta de ánodo, presentando unas características de disparo parecidas a las del UJT, cuando es utilizado en los osciladores de relajación, pero presenta la ventaja de poder ser programado para determinar el valor de los parámetros μ , V_p e I_V mediante un sencillo circuito externo de polarización. (En el caso del UJT, μ viene predeterminado; $V_p = \mu V_{BB} + V_D \Rightarrow$ una vez fijada la tensión de alimentación también es cte; I_V es cte.) El PUT permite variar estos parámetros y por tanto se pueden obtener periodos de mayor duración.

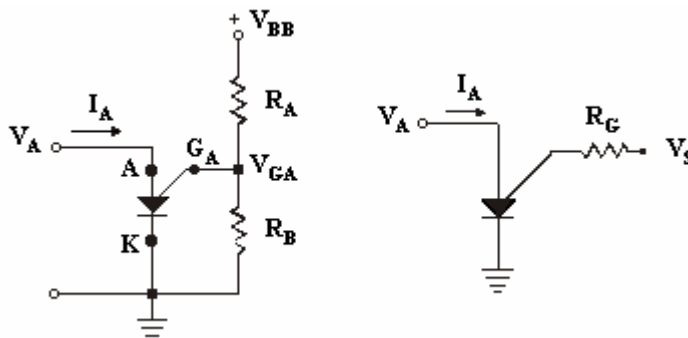


Fig 6.57 Montaje y circuito equivalente de un PUT

La operación del PUT, depende de la tensión que se tenga aplicada entre el ánodo y la puerta del dispositivo, figura 6.57

El voltaje de puerta es fijado por un divisor de tensión que es utilizado para programar el disparo del dispositivo. Si el voltaje de puerta es mayor que el voltaje de ánodo, el PUT queda en estado de corte. Si se incrementa el voltaje de ánodo hasta un punto alrededor de 0.7V (Voltaje de barrera de la unión P-N), el voltaje de puerta hace que el PUT pase a conducir en un periodo de tiempo muy corto (menos de 1µs). La tensión de ánodo (V_P) que hace que el dispositivo se dispare, es ajustada cambiando el voltaje de puerta, es decir, alterando la relación:

$$\frac{R_B}{R_A + R_B}$$

En la figura 6.58 se representa un circuito oscilador con PUT. Las resistencias R_1 , R_2 y el condensador C , actúan ajustando el retraso del voltaje de pico V_P . En el paso de corte a conducción, aparece un pulso de tensión V_G (mayor de 6 V) en el cátodo del PUT. Este será el pulso que apliquemos a la puerta del Tiristor. El condensador se descargará a través de la resistencia de cátodo haciendo que la corriente caiga hasta cero, cortando de esta manera al PUT. En este momento el voltaje de ánodo se hace menor que el voltaje de puerta, comenzará a cargarse de nuevo el condensador hasta alcanzar un voltaje V_P , repitiéndose de nuevo el ciclo.

Cuando la tensión de ánodo, V_A es superior a $V_G + V_{GA}$, comienza a conducir y tiene una característica similar a la del UJT como se puede observar en la curva característica V-I del PUT

Tanto I_P como I_V dependen del valor de las resistencias R_A y R_B , es decir, del valor de R_G , siendo:

$$R_G = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B} \quad \text{E 6.22}$$



Es especialmente importante el hecho de que I_P pueda reducirse hasta valores muy bajos usando valores grandes de R_G . Esta característica es muy útil en circuitos con tiempos de retardo largos. (No hay que olvidar que se vio en el caso del UJT que $R_{m\max}$ dependía de I_P).

Los límites de resistencia de carga del condensador R_T se determinan de la misma forma que para el UJT.

En el problema siguiente se tratará de diseñar el oscilador de relajación con PUT a partir de las características dadas por el fabricante y para una determinada frecuencia.

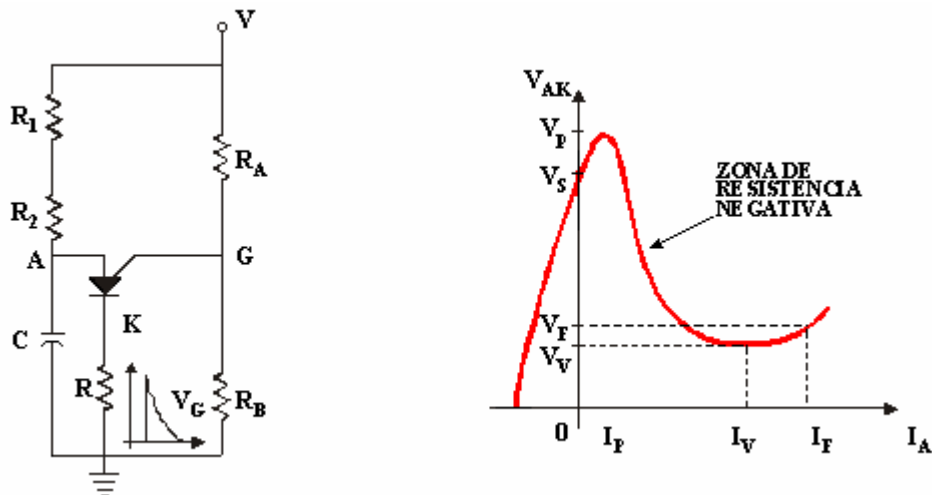


Fig 6.58 Oscilador de relajación con PUT. Curva característica V-I del PUT

PROBLEMA 6.7

Diseñar el circuito oscilador de relajación con PUT, representado en la figura 6.59.

Datos: $V_{BB} = V_{CC} = 10V$; $C = 10nF$; $f_{osc.} = 1.5KHz$

PUT: $V_D = 0.6$; $V_V = 1V$

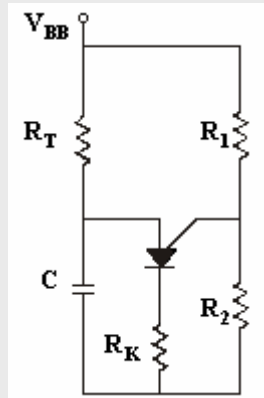


Fig 6.59

Solución:

Para un periodo completo de oscilación, el tiempo es el inverso de la frecuencia y viene dado por la suma del tiempo de corte, t_{off} y el tiempo de conducción, t_{on}

$$T_D = t_{off} + t_{on} = 666 \mu s$$

El condensador se carga exponencialmente desde la tensión de valle a la tensión de pico, con una constante de tiempo dada por el producto $R_T \cdot C$

$$t_{off} = C \cdot R_T \ln \frac{V_{BB} - V_V}{V_{BB} - V_P}$$

Donde

$$V_P = V_D + V_S = V_D + \mu \cdot V_{BB} = 5.6 V$$

$$V_S = V_G = 5 V$$

Sustituyendo en la ecuación anterior:

$$t_{off} = C \cdot R_T \ln \frac{V_{BB} - V_V}{V_{BB}(1 - \mu) - V_D}$$

Cumpléndose que

$$V_{BB} \gg V_V$$

$$V_{BB} \gg V_D$$

Siendo $\mu = 0.5$ y considerando $R_1 = R_2$

$$t_{off} = C \cdot R_T \ln \frac{1}{(1 - \mu)} \approx C \cdot R_T \cdot \ln \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Considerando

$$t_{on} \lll t_{off}$$

$$T_D \approx t_{off}$$

$$t_{off} \cong 0.7 \cdot C \cdot R_T$$

Despejando el valor de R_T

$$R_T = \frac{t_{off}}{0.7 \cdot C} = 100 K\Omega$$

...

...
El valor de la resistencia de puerta se fija en $R_G = 10\text{ K}\Omega$.

$$R_G = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

También se fijan valores para $R_1 = R_2 = 20\text{ K}\Omega$ $V_S = \mu \cdot V_{BB} = 5\text{ V}$

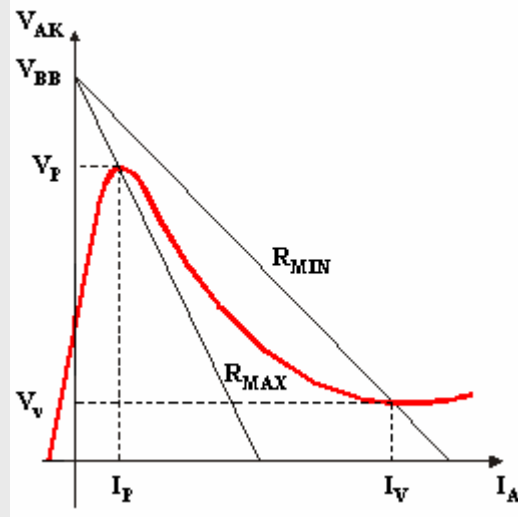


Fig 6.60 Característica V-I del PUT

En la característica V-I del PUT, se determinan los límites entre los que puede oscilar el valor de la resistencia de carga del condensador, R_T . Las intensidades de pico y de valle se determinan con ayuda de las curvas $V_S - I_P$ y de las curvas $V_S - I_V$

$$I_P = 3\mu\text{A}; \quad I_V = 100\mu\text{A}$$

$$R_{T\text{máx}} = \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} = 1.45\text{ M}\Omega$$

$$R_{T\text{mín}} = \frac{V_{BB} - V_V}{I_V} = 90\text{ K}$$

$$90\text{ K}\Omega < R_T < 1.45\text{ M}\Omega$$

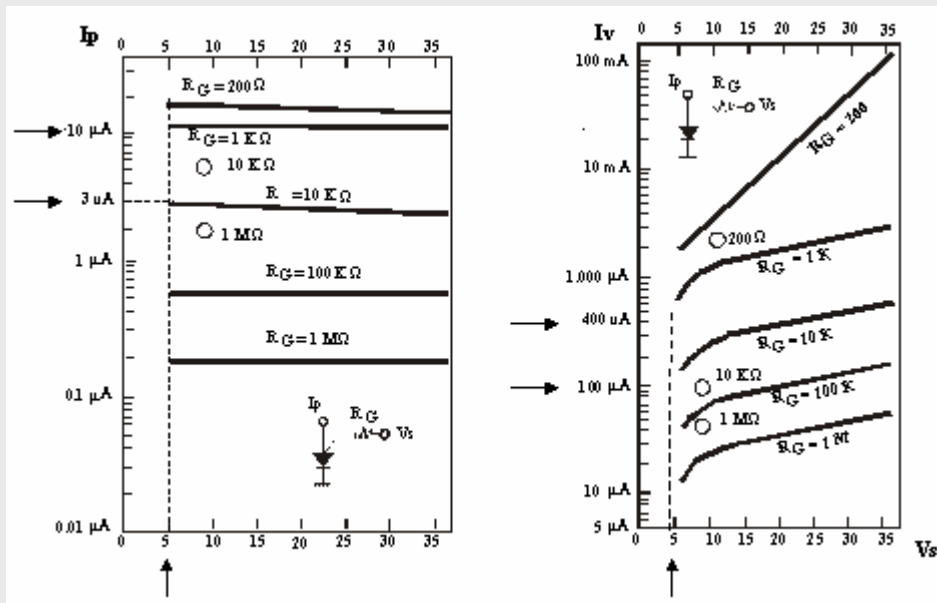



Fig 6.61

...



2N6027 PUT
[6_11]

Bajo condiciones de operación fijas, la variación en el voltaje de valle respecto a la corriente de valle es bastante pequeña para asegurar el apagado. Por ello, la resistencia R_T deberá ser al menos dos o tres veces mayor que el valor mínimo.

$$R_T \geq 3 \cdot R_{Tmin} \quad 270 \text{ K} < R_T < 1.45 \text{ M}\Omega$$

El valor de la resistencia R_T debe encontrarse entre dos valores elevados, lo que implica que para mantener las especificaciones dadas, se debería disminuir la capacidad del condensador.

Otra alternativa es reducir el valor de la resistencia de puerta. Por tanto, si se fija el valor de esta resistencia en $R_G = 1\text{K}\Omega$, Las resistencias R_1 y R_2 toman el valor $2\text{K}\Omega$.

Tomando valores normalizados $R_1 = R_2 = 2.2\text{K}\Omega$

Recalculando $I_P = 10 \mu\text{A}$; $I_V = 400\mu\text{A}$ $R_{Tmax} = 440 \text{ K}$ $R_{Tmin} = 22.5 \text{ K}$

El valor de la resistencia R_T se ajustará a los valores normalizados comprendidos en el intervalo (27K, 390K)

$$27 \text{ K}\Omega < R_T < 440 \text{ K}\Omega$$

6.4.3 DISPARO POR DIAC



El DIAC (Diode Alternative Current) es un dispositivo formado por tres capas de silicio con la estructura (nnp ó pnp) y dos terminales principales de conducción. No tiene terminal de control.

La característica V - I del dispositivo no es lineal, aunque es simétrica en ambos sentidos de circulación, Es decir, se trata de un dispositivo bidireccional y simétrico. En la figura 6.40 puede verse que, cuando el voltaje es positivo o negativo, pero inferior a un voltaje V_S , llamado tensión de ruptura, el elemento se comporta como un circuito abierto. Sin embargo cuando se sobrepasa esta tensión, la pendiente de la característica se hace negativa, aumentando la intensidad y disminuyendo el voltaje hasta el punto en que llega a comportarse casi como un cortocircuito.

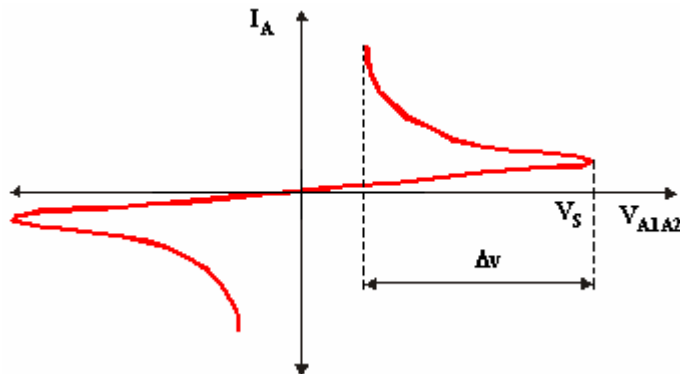


Fig 6.62 Característica V-I del Diac

La figura 6.63 muestra un oscilador de relajación, en el circuito: disparo de TRIAC con DIAC. Cuando se conecta la fuente de tensión, el condensador comienza a cargarse a través del

potenciómetro y de la resistencia en serie. Cuando el condensador alcanza el valor de la tensión de disparo del DIAC (aproximadamente 30V) éste se hace conductor y el condensador se descarga sobre el circuito de puerta del TRIAC, que se dispara permitiendo la alimentación de la carga. Cuanto más baja sea la resistencia de carga, en serie con el condensador, más rápidamente se alcanzará la tensión de 30V, y antes se disparará el TRIAC. Inversamente, cuanto mayor sea esta resistencia, mayor será el ángulo de disparo y menor la potencia recibida por la carga.

Este circuito sufre un fenómeno de histéresis: para una misma potencia, el ajuste del potenciómetro difiere según se esté reduciendo o aumentando la potencia en la carga. Este fenómeno es producido por la carga residual del condensador.

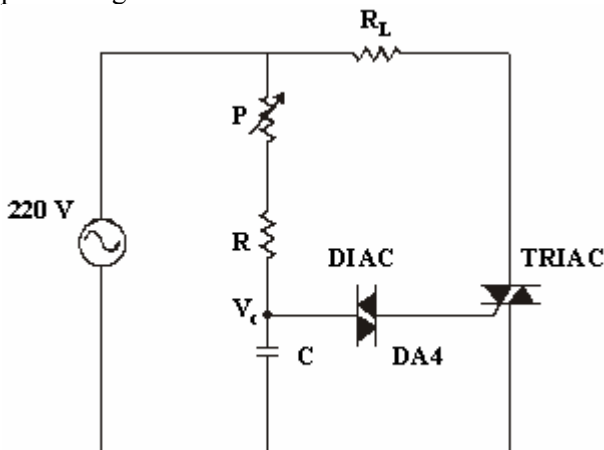


Fig 6.63
Circuito de disparo de TRIAC con DIAC: Oscilador de relajación.

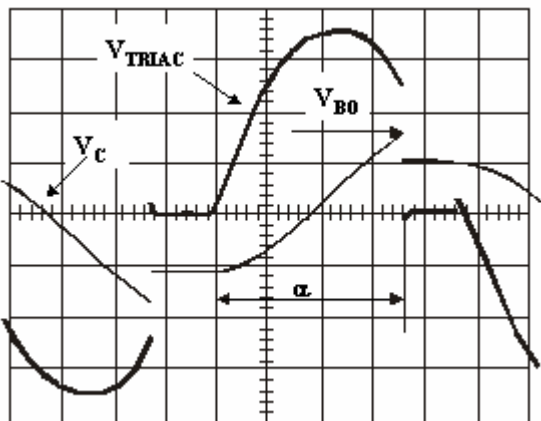


Fig 6.64
Formas de ondas en extremos del condensador y del TRIAC en el oscilador de relajación.

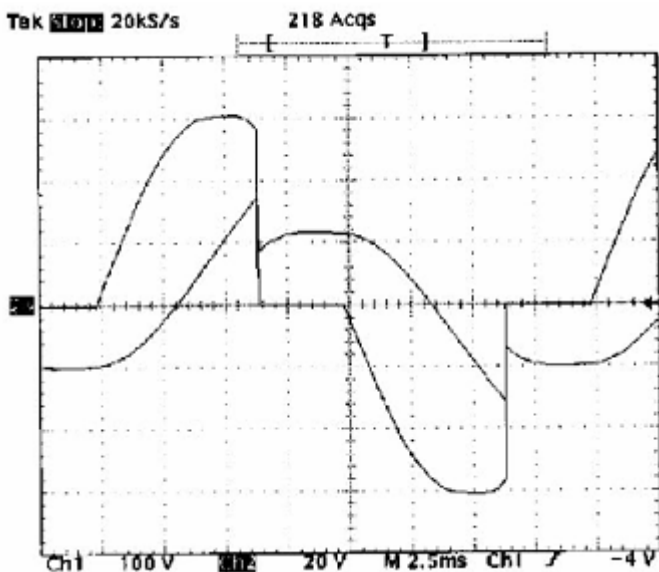


Fig 6.65
Tensión en extremos del triac y del condensador con doble cte de tiempo

Las curvas representadas en la figura anterior se han obtenido con el circuito de disparo de TRIAC con DIAC por el método de la doble constante de tiempo de la figura 6.66. Nótese la presencia de los componentes que proporcionan la segunda constante de tiempo, de forma que cuando C_2 dispara al DIAC, C_3 le suministra un “refuerzo” de tensión que acerca los puntos de disparo deseado y real, mediante P_2 se ajusta la doble constante para eliminar el efecto de histéresis.

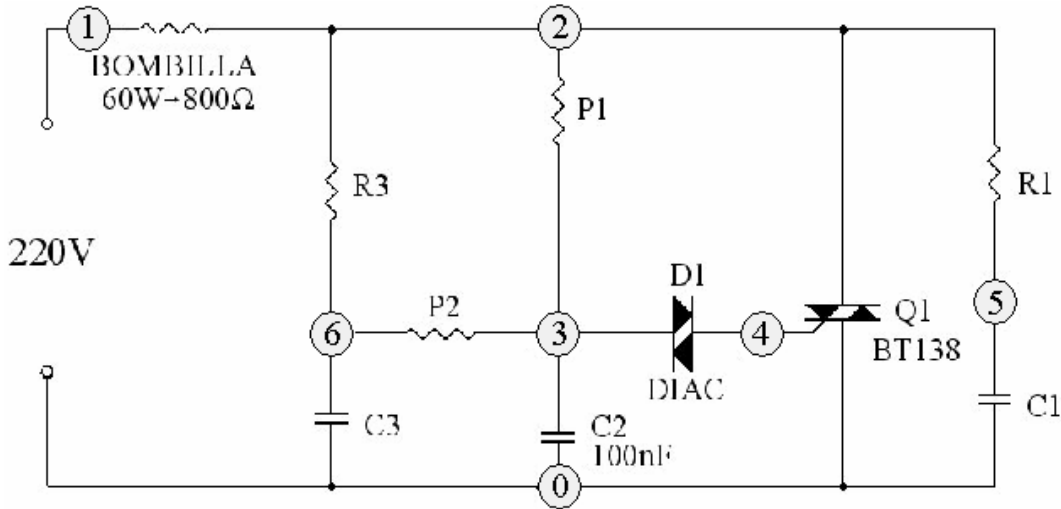


Fig 6.66 Circuito de disparo de TRIAC con DIAC, método de la doble constante de tiempo.

Para el diseño de una red de temporización se deberá calcular el valor de los componentes RC para que el ángulo de conducción θ_C pueda variar entre los límites deseados.

La resolución analítica de este tipo de circuitos es laboriosa, por lo que se han confeccionado una serie de curvas para poder llevar a cabo el diseño. Un ejemplo de estas curvas se muestra en la figura 6.67

Estas curvas de diseño, expresan la relación existente entre el nivel de tensión con que se carga el condensador C, normalizada respecto al valor eficaz de la tensión de línea en función del ángulo de conducción y del parámetro $\phi = 2RCf$, siendo f la frecuencia (expresada en hercios) de la tensión de línea. En el problema 6.8 se hace un estudio sobre este tipo de curvas.

Conocida la tensión de disparo V_p del elemento de disparo, se obtendrá la relación existente entre la diferencia $V_p - V_q(0)$ y la tensión eficaz de línea. Con el valor obtenido y conocidos los ángulos de conducción deseados, se obtendrá los valores de ϕ , $\phi(\theta_{C1})$ y $\phi(\theta_{C2})$. Teniendo en cuenta estos valores y fijando un determinado valor para el condensador, C se podrá determinar el valor de R_1 y el valor de R_2 , partiendo de las siguientes relaciones:

$$\phi(\theta_{C1}) = 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \cdot f \quad \text{E 6.23}$$

$$\phi(\theta_{C2}) = 2 \cdot R_1 \cdot C \cdot f \quad \text{E 6.24}$$

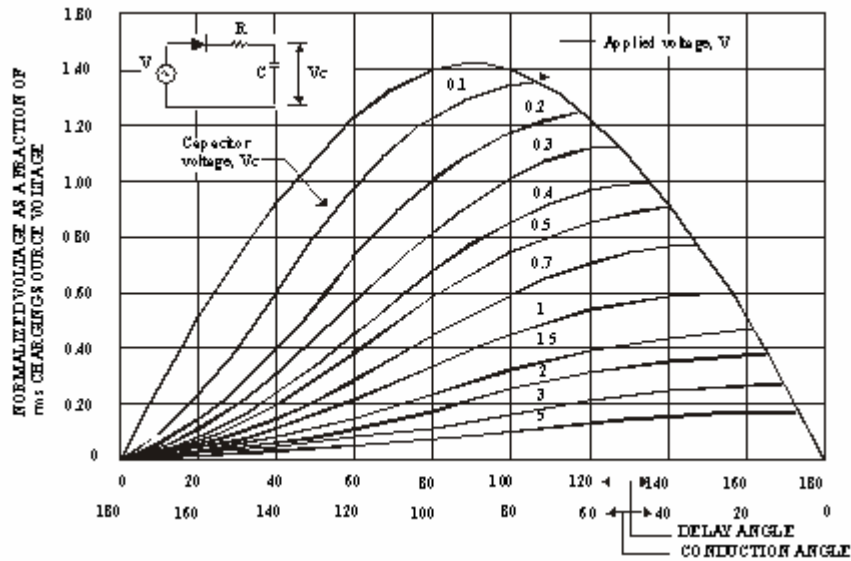


Fig 6.67 Tensión del condensador en función del ángulo de conducción cuando se carga a partir de una tensión ca.

PROBLEMA 6.8

Diseñar el circuito de control de potencia de onda completa con DIAC de la figura 6.68, sabiendo que presenta doble constante de tiempo. Datos

- TRIAC (MAC3020)

$V_{DRM} = 400V$	$I_{DRM} = 2mA$	$V_{TM} = 2V$	$I_H = 40mA;$
MT2 (+), G(+)	$I_{GT} = 30mA$	$V_{GT} = 2V$	
MT2 (-), G(-)	$I_{GT} = 30mA$	$V_{GT} = 2V$	

- DIAC (DB3)

$V_{(BR) 12} = V_{(BR) 21} = 32V;$	$V_{12} = V_{21} = 5V$
------------------------------------	------------------------

El control de la luminosidad de la lámpara se realiza a través de R_2 y de C_2 . La misión de la red formada por $R_1 - C_1$, es cargar al condensador C_2 a través de la resistencia variable R , de forma que se compense la caída de tensión que se produce en el condensador C_2 al dispararse el DIAC, manteniéndose así unos potenciales constantes, tanto positivos como negativos, desde los cuales el condensador C_2 se carga hasta que se produce el próximo disparo.

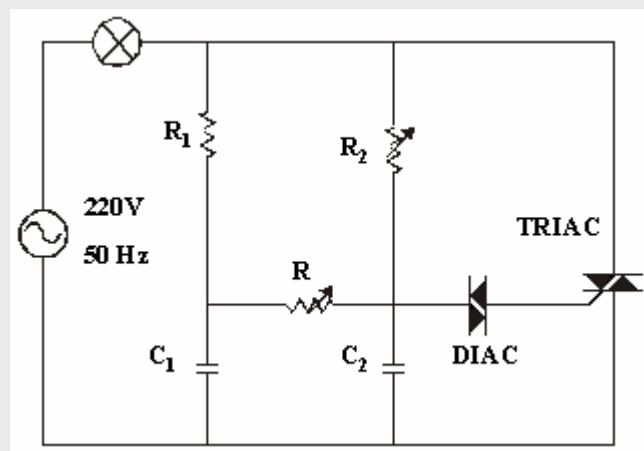


Fig 6.68

...

Solución:

Fijando un valor para el condensador C_2 de $0.1 \mu\text{F}$, y siendo la tensión de disparo del DIAC $V_S = 32\text{V}$, con $\Delta V = 5\text{V}$, se obtiene la relación normalizada de tensiones:

$$V_{\text{Normalizada}} = \frac{V_P - (-V_P + \Delta V)}{V_{\text{RMS(Linea)}}} = \frac{32 - (-32 + 5)}{220} = 0.223$$

Si los ángulos de conducción $\theta_{C1} = 30^\circ$ y $\theta_{C2} = 150^\circ$, se llevan a la curva de la figura 6.46, se tiene:

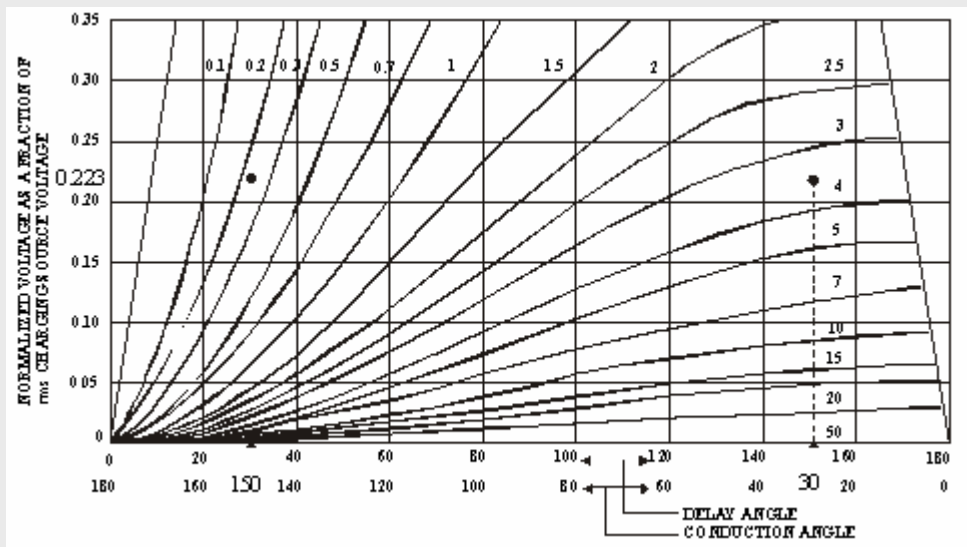
$$\phi(\theta_{C1}) \approx 3.5 \qquad \phi(\theta_{C2}) \approx 0.25$$

El valor de la resistencia R_2 será

$$R_2 = \frac{\phi(\theta_{C1})}{2 \cdot C_2 \cdot f} = \frac{3.5}{2 \cdot (0.1 \cdot 10^{-6}) \cdot 50} = 350\text{K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\phi(\theta_{C2})}{2 \cdot C_2 \cdot f} = \frac{0.25}{2 \cdot (0.1 \cdot 10^{-6}) \cdot 50} = 25\text{K}\Omega$$

El potenciómetro R_2 , debe variar hasta $350\text{K}\Omega$ para alcanzar un ángulo de Ampliación final de 150° . Como se desea que en el momento del disparo la carga del condensador C_1 sea un poco mayor que la carga del condensador C_2 , se elige $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$. El valor de R_1 debe ser menor que la valor máximo de R_2 , por lo que R_1 tomará un valor de $100 \text{K}\Omega$.



6.69 Ampliación de la figura 6.46 para encontrar los valores de $\phi(\theta_{C1})$ y $\phi(\theta_{C2})$

6.5 Utilización de optoacopladores

Un acoplador óptico, está constituido por la asociación dentro de una misma cápsula de un fototiristor o fototransistor y un diodo LED. Este tipo de dispositivos va a permitir un buen aislamiento entre el circuito principal (circuito de potencia) y el circuito de control.

La intensidad de disparo necesaria es del orden de 50 mA, obteniéndose aislamientos de unos 2000V. En algunos casos se puede encontrar por separado el fototiristor y el diodo luminoso con el fin de poder usarlo como detector de posición o un captador.

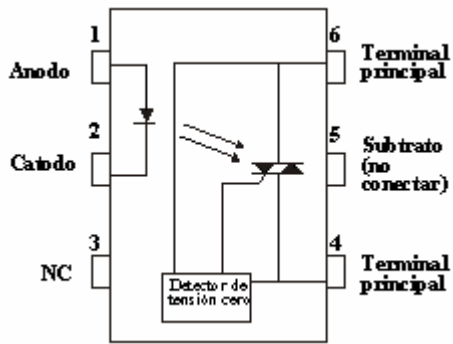


Fig 6.70
Esquema de un acoplador óptico con Tiristores.

Los optoacopladores MOC3040 y MOC3041 de Motorola son un claro ejemplo de este tipo de dispositivos.

Aplicaciones en c.a.

Una de las aplicaciones de los Optoacopladores es el control de disparo de Tiristores y Triacs de potencia que conmutan cargas que consumen una gran potencia, puesto que con el empleo de este tipo de dispositivos se garantiza un perfecto aislamiento entre el circuito de disparo y el circuito de potencia. Un caso usual de aplicación, es la **conmutación de cargas resistivas puras** tales como lámparas incandescentes y elementos calefactores, como se puede ver en la figura 6.71

El dispositivo semiconductor de potencia debe ser elegido de tal modo que soporte los picos de potencia originados en la conmutación de estas cargas, que con frecuencia suelen ser elevados.

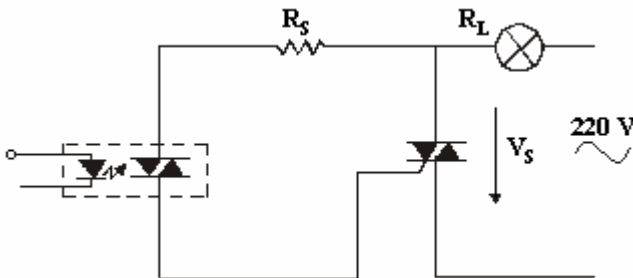


Fig 6.71
Circuito de control de potencia, para una carga resistiva pura, con optoacoplador.

Para los Optoacopladores que se están tratando (MOC3040 y MOC3041), Motorola presenta los Triacs de potencia de las series MACXXXX para que se usen conjuntamente en el control de potencia.

Para el diseño de un circuito de control de potencia utilizando un Optoacoplador y un Triac, se estudia el circuito de la figura 6.72

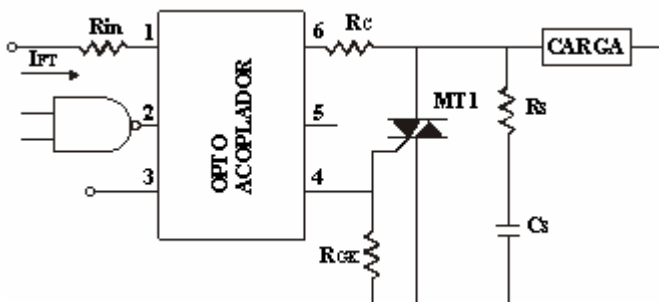


Fig 6.72
Circuito de control de potencia utilizando optoacoplador con triac.

La resistencia denominada R_C en el circuito, limita la corriente a través del Optoacoplador. El máximo valor de la corriente permitida a través del Optoacoplador, es decir, la corriente de pico I_{TSM} , determina el valor mínimo de R_C . Considerando una tensión de red de 110V, cabe esperar un pico de tensión $V_{IN(pk)}$.

$$V_{IN(pk)} = 1.2 \cdot 110V \cdot \sqrt{2} = 187V$$

Con lo cual, se obtiene el valor de $R_{C(min)}$

$$R_{Cmin} = \frac{V_{IN(pk)}}{I_{TSM}} = \frac{187}{1.2} = 155.8\Omega \quad \text{E 6.25}$$

El valor $I_{TSM} = 1.2 \text{ A}$ se obtiene en las hojas de características

El valor máximo de R_C se calcula de forma que permita el paso de la corriente de disparo del triac I_{GT} , asegurando entre los extremos de este, la tensión máxima de pico en estado de conducción, V_{TM} y para la tensión por encima de la cual no se produce el disparo del dispositivo V_{IH} .

En las características dadas para el Optoacoplador MOC3040 y para el Triac MAC3030 - 25, se tiene que el valor de $V_{IH} = 40V$, $V_{TM} = 1.8V$ y que $I_{GT} = 40mA$. Por lo tanto:

$$R_C(\text{máx}) = \frac{V_{IH} - V_{TM}}{I_{GT}} = 957.75\Omega \quad \text{E 6.26}$$

En la práctica, el valor de la resistencia R_C suele estar comprendido entre los valores 310Ω y 460Ω .

La tensión de línea necesaria para que se produzca el disparo es:

$$V_L = R_C \cdot I_{GT} + V_{TM}(\text{Optoacoplador}) + V_{GT}(\text{Triac}) \quad \text{E 6.27}$$

Para este caso, de las hojas de características se tomarán los siguientes datos:

$$V_{GT} = 2V, I_{GT} = 40mA, V_{TM} = 1.8V, R_C = 310\Omega$$

Sustituyendo los valores en la ecuación anterior, se tiene

$$V_L = 16.5V$$

En el caso de Optoacopladores con Triac, el uso de **cargas inductivas** tales como motores, relés e imanes, crearán ciertos problemas para el funcionamiento correcto del circuito. El problema mayor reside en que la corriente de carga a través del Triac está retrasada con respecto a la tensión de red un determinado ángulo. Después de la desactivación de las señales de potencia permanece en conducción hasta que la corriente de carga haya caído por debajo del valor de su corriente de mantenimiento.

6.6 Circuitos aplicados

Arrancador estático de motor de corriente alterna

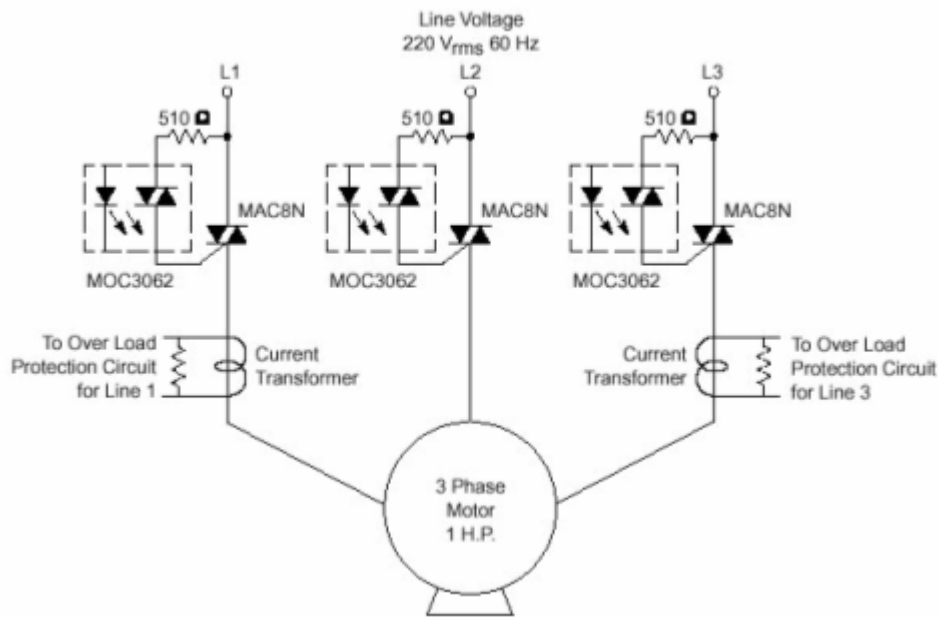


Fig 6.73 Arrancador estático de motor corriente alterna

Este circuito se utiliza para arrancar el motor de corriente alterna suministrando progresivamente tensión en cada una de las fases del motor mediante los diferentes triac. (Cuando la potencia del motor es elevada, se utilizan normalmente dos tiristores en cada rama)

Arrancador estático con cambio de giro

En este caso existe la posibilidad de intercambiar las fases provocando un cambio de giro en el motor.

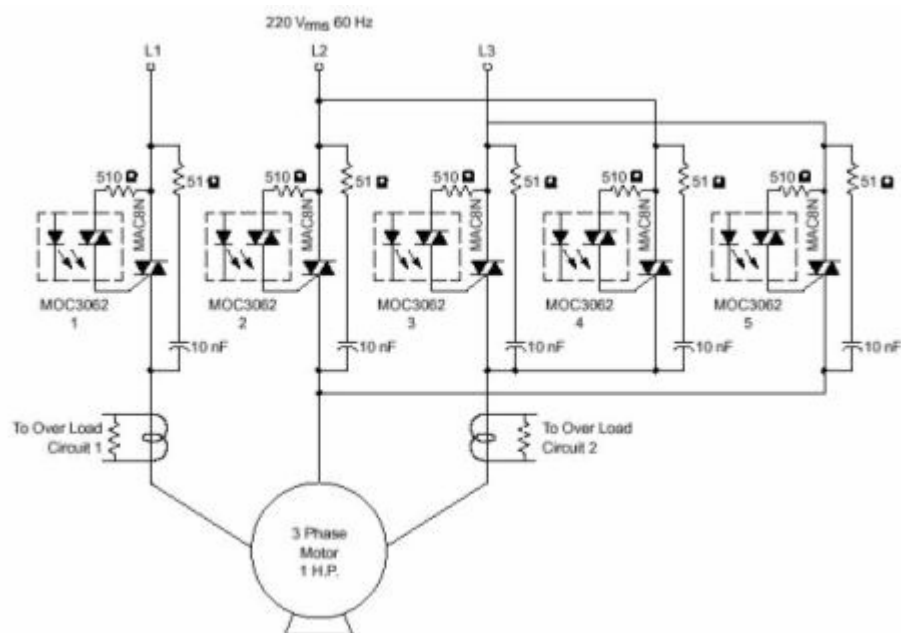


Fig 6.74 Arrancador con cambio de giro

Cargador de baterías basado en un UJT

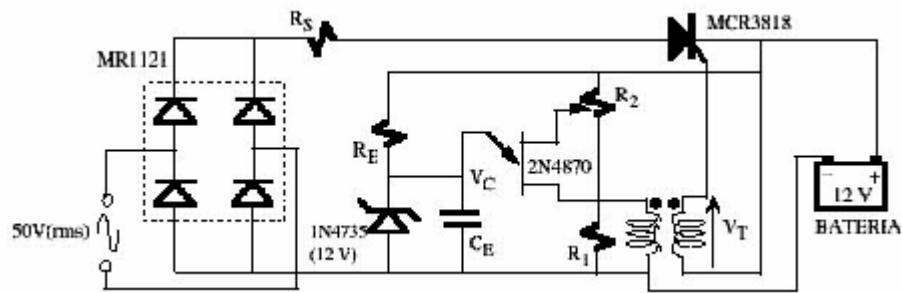


Fig 6.75 Cargador de baterías usando un UJT

Es un circuito simple que utiliza un oscilador de relajación con UJT para el control del SCR. El circuito no opera cuando la batería esté completamente cargada o la polaridad de conexión de la batería no es la correcta.

El funcionamiento del circuito reflejado en las formas de onda de la figura 6.76 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 SCR con una frecuencia variable en función de las necesidades de corriente de carga.

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.

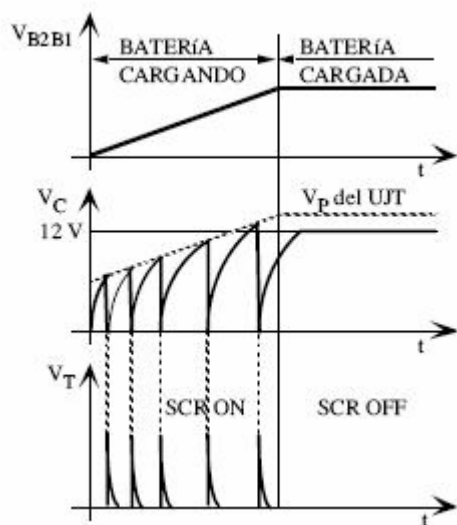


Fig 6.76 Formas de onda del cargador de batería de la figura 6.75

Control de calor con sensor de la temperatura

El circuito de control de calor mostrado en la figura 6.77 ha sido concebido para controlar la temperatura de una habitación.

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 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).

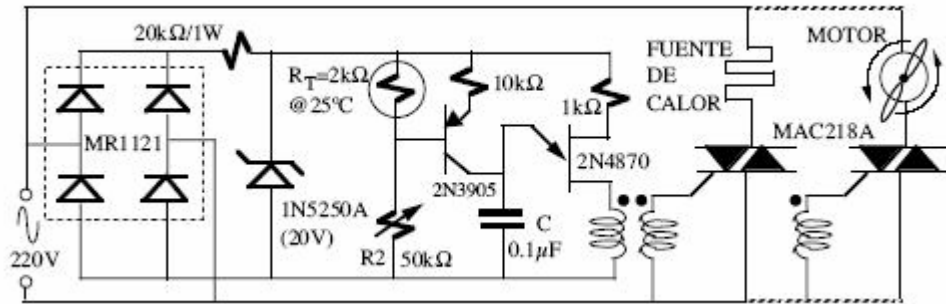


Fig 6.77 Circuito de control de calor

Control de potencia mediante microcontrolador

En este caso se utiliza el circuito de interfase de entrada/salida de un microcontrolador. El aislamiento entre el circuito de control y el circuito de potencia se realiza mediante optoacopladores MAC301. Para evitar una falta de sincronización entre la señal de control digital y la fase de la línea se añade un detector de paso por cero.

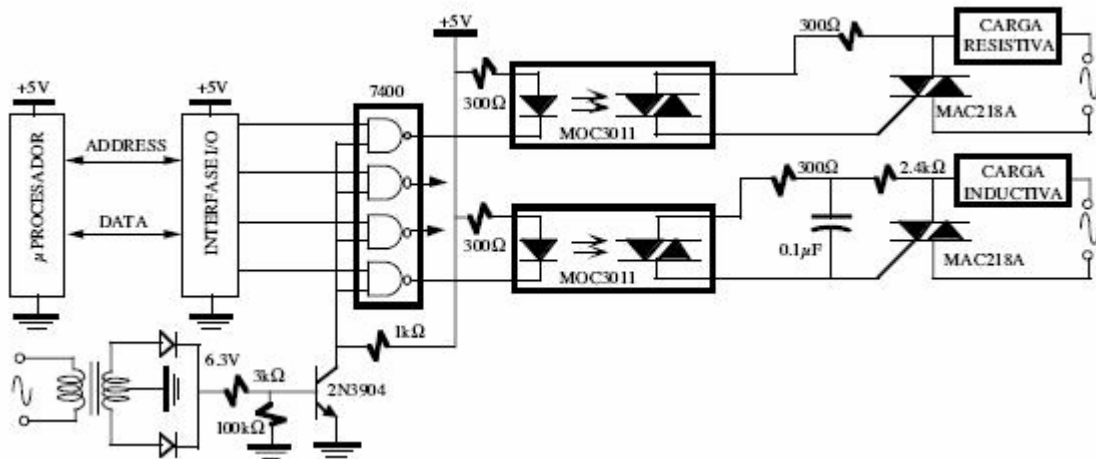


Fig 6.78 Control de potencia mediante un microprocesador

Lecturas de consulta recomendada:



DL137-D_SCR
[6_12]



Tuto_SCR
[6_13]



Control_fase
[6_14]



an1008
[6_15]



Bibliografía básica para estudio

AGUILAR PEÑA, J. D.; RIVERA JUÁREZ, R; SÁNCHEZ GONZALEZ, J. L. *Tiristores: Fundamentos y Elementos de Disparo*. Universidad de Jaén. Servicio de Publicaciones e Intercambio Científico, Jaén 1994.

HONORAT, R. V. *Dispositivos electrónicos de potencia: tiristores, triacs y GTO*. Ed. Paraninfo, 1995.

THYRISTOR DEVICE DATA: on semiconductor DL 137/D. Mayo 2000.
<<http://www.onsemi.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

Bibliografía ampliación

AGUILAR PEÑA, J. D.; DOMENECH MARTÍNEZ, A.; GARRIDO SÁNCHEZ, J. *Simulación Electrónica con PsPice*. Ed. RA-MA. Madrid, 1995.

AN1003. Nota de aplicación, Phase Control Using Thyristor. Teccor Electronics.
<<http://www.teccor.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

AN1008. Nota de aplicación, Explanation of maximum Rating for Thyristors.
<<http://www.teccor.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

BRADLEY, D. A. *Power Electronics*. Ed. Chapman & Hall, Londres 1995.

COUËDIC, Marc. *Circuitos integrados para tiristores y triacs*. Ed Marcombo, 1999.

GAUDRY, M. *Rectificadores, Tiristores y Triacs*. Biblioteca Técnica Philips. Ed. Paraninfo, Madrid, 1972.

HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Ed. Prentice Hall. Madrid 2001. ISBN 84-205-3179-0

J. MICHAEL JACOB. *Power electronics. Principies & Applications*. Delmar, Thomson earning 2002

POWER SEMICONDUCTOR APPLICATIONS. Philips semiconductors. (Capitulo 6: Power control with thyristors and triac)
<<http://www.semiconductors.philips.com>> [Consulta: 4 de julio de 2005]

RASHID, M. H. *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México 1995.

RUIZ, ROBREDO, G. A. *Electrónica básica para ingenieros*. Dpto. Electrónica y Computadores. Facultad de ciencias, Universidad de Cantabria.
<<http://grupos.unican.es/dyvci/ruizrg/html.files/libroweb.html>> [Consulta: 4 de julio de 2005]