

GOBIERNO DE TIRISTORES

Índice

- 4.1. PRINCIPIOS DE GOBIERNO DE TIRISTORES Y TRIACS
 - 4.1.1. Disparo por corriente continua
 - 4.1.2. Disparo por corriente alterna
 - 4.1.3. Disparo por impulsos o trenes de onda
 - 4.1.3.1. Disparo por impulso único
 - 4.1.3.2. Disparo por trenes de onda
- 4.2. CIRCUITOS DE MANDO
 - 4.2.1. Circuitos todo o nada
 - 4.2.1.1. Mando síncrono
 - 4.2.1.2. Detector de cero-comparador
 - 4.2.1.3. Control por paquetes semionda
 - 4.2.1.4. Disparo a tensión nula
 - 4.2.2. Control de disparo por ángulo de conducción: control de fase
 - 4.2.2.1. Circuito desfasador RC
 - 4.2.2.2. Control horizontal
 - 4.2.2.3. Control vertical
- 4.3. DISPARO MEDIANTE CIRCUITOS SEMICONDUCTORES
 - 4.3.1. Introducción
 - 4.3.2. Disparo por UJT
 - 4.3.2.1. Oscilador de relajación con UJT
 - 4.3.2.2. Sincronización con la red de alimentación
 - 4.3.3. Disparo por PUT
 - 4.3.4. Disparo por DIAC
 - 4.3.4.1. Circuitos de control de potencia en continua
 - 4.3.4.2. Circuitos de control de potencia en alterna
 - 4.3.4.3. Histéresis. Circuitos con doble constante de tiempo

Este tutorial es original de J.A. Aguilar Peña

<http://voltio.ujaen.es/jaguiar>

4.1 PRINCIPIOS DE GOBIERNO DE TIRISTORES Y TRIACS

4.1.1 DISPARO POR CORRIENTE CONTINUA

- El circuito típico de disparo por c.c. es el representado en la figura 4.1.

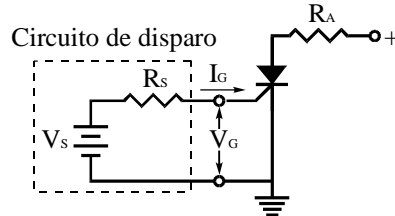


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..1.- Circuitos de disparo por C.C.

- Los valores de R_S y de V_S se determinan a partir de la característica de puerta del tiristor (Fig. 4.2), teniendo en cuenta que:
 - La recta de carga del circuito de disparo debe ser tangente, o muy cercana, a la hipérbola de potencia media en puerta (P_{GAV}): $V_{Sm\acute{a}x}$ y R_{Smin} .
 - No se debe sobrepasar los valores mínimos de disparo (zona rayada): V_{Smin} y $R_{Sm\acute{a}x}$.

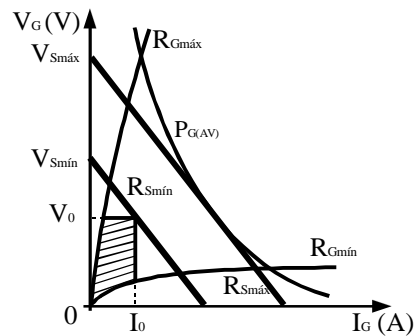


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..2.- Determinación del punto de funcionamiento del SCR en el cebado.

- Valor de V_{Smin} :

$$V_{Smin} = R_{Smax} \cdot I_0 + V_0$$

- Valor de $V_{Sm\acute{a}x}$: para $P_{GAVmax} = \left(\frac{V_{Sm\acute{a}x}}{R_{Smin} + R_{Gmax}} \right)^2 \cdot R_{Gmax}$

- $R_{Gm\acute{a}x}$ = pendiente media dv/di de la característica de impedancia máxima utilizada.

$$V_{Sm\acute{a}x} = (R_{Smin} + R_{Gmax}) \cdot \sqrt{\frac{P_{GAVmax}}{R_{Gmax}}}$$

4.1.2 DISPARO POR CORRIENTE ALTERNA

- El circuito típico de disparo por c.a. es el representado en la figura 4.3, donde:
 - La excursión inversa de V_G debe permanecer menor al máximo admitido (diodo D).
 - La potencia de ataque máxima de pico $P_{GDSm\acute{a}x}$ puede aumentarse sin rebasar P_{GAV} .

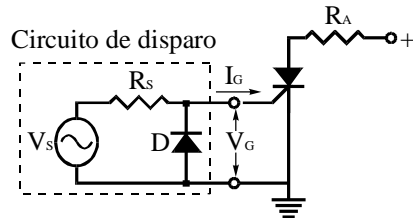


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..3.-* Circuito básico para el disparo por C.A.

- Valor de $V_{smín}$: igual que para el disparo por c.c.

- Valor de $V_{smáx}$: Como $P = \frac{1}{2} I_{ef}^2 \cdot R_G \Rightarrow P_{GAVmax} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{Smax}/\sqrt{2}}{R_{Smin} + R_G} \right)^2 \cdot R_G$

- Relación cíclica efectiva para el cebado: $\frac{\text{Potencia media por periodo}}{\text{Potencia de pico}} \cdot 100 = 25 \%$

4.1.3 DISPARO POR IMPULSOS O TRENES DE ONDA

4.1.3.1 DISPARO POR IMPULSO ÚNICO

- El disparo de un SCR por impulso único equivale al disparo en c.c.
- Circuito de puerta: atacado con un generador de corriente de forma:
 - I_G debe superar la especificada como mínima, I_{GT} (Fig. 4.4).
 - El tiempo de subida: lo mas corto posible (de 0,1 a 1 μs).
 - Duración del impulso: tal que $I_{GT} < I_G < I_L$ ($I_L = I.$ de enganche anódica).

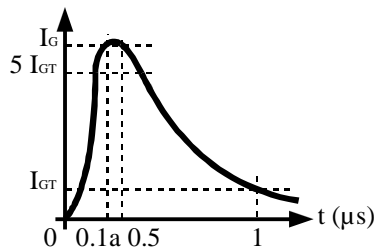


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..4.-* Forma del impulso de corriente en puerta.

4.1.3.2 DISPARO POR TRENES DE ONDA

- Se utilizan para evitar, en c.a. con cargas inductivas, que la corriente en el elemento inductivo persista tras el paso por cero de la 1ª semionda de tensión que produjo el cebado del elemento, no permitiendo el recebado en el siguiente impulso.
- Consume poca energía, y facilita el ataque al elemento por transformador aislándolo de los circuitos de control.
- En la figura 4.5 tenemos un sistema de transferencia de pulsos a la puerta de un tiristor amplificador con un transformador de pulsos de relación de transferencia 1.

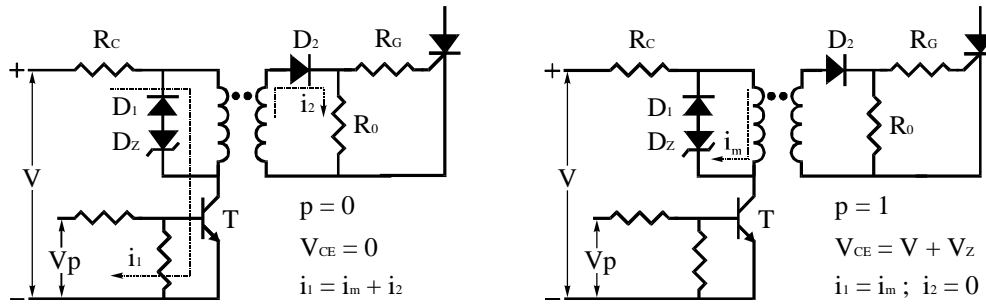


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..5.- Circuito de disparo por trenes de ondas.*

- Se trata de un amplificador con un transformador de pulsos de relación de transferencia la unidad. Está formado por:
 - T \Rightarrow transistor saturado cuando el pulso $p=1$, y bloqueado para $p=0$.
 - $D_1 \Rightarrow$ limita sobretensiones en bornes de T cuando este se bloquea.
 - $D_z \Rightarrow$ desexcita más rápidamente el transformador de pulsos.
 - $R_c \Rightarrow$ limita la corriente de colector durante la saturación del TRF. de pulsos.
 - $D_2 \Rightarrow$ bloquea el impulso negativo producido en la desconexión del TRF. de pulsos.
 - $R_2 \Rightarrow$ actúa como una carga definida.
 - $R_G \Rightarrow$ limita la corriente en puerta.
- En la figura 4.6 tenemos las formas de ondas idealizadas de este sistema.

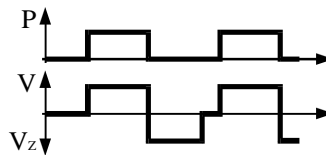


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..6.- Formas de ondas idealizadas.*

4.2 CIRCUITOS DE MANDO

4.2.1 CIRCUITOS TODO O NADA

- El tiristor o triac trabajan como interruptores aleatorios substituyendo a relés o contactores más rápidos, más pequeños y sin “chispeo” entre contactos.
- La figura 4.7 muestra un montaje de interruptor aleatorio, para un tiristor, en el cual:
 - Orden de cierre del tiristor: con el interruptor auxiliar S.
 - Tensión de mando: positiva respecto al cátodo.
 - Si la tensión de alimentación a interrumpir procede de una rectificación, abierto S, el SCR se extinguirá por si mismo al anularse la corriente.
 - En caso de no se anularse la corriente en cada semiperíodo (c.c), incorporamos un circuito de extinción “h” forzando al tiristor al corte al abrir S (- - -).
 - La impedancia Z para V_G continua (tiristor) será una resistencia R_S , y para V_G alterna (triac) un condensador C_S de valor:

$$C_S > \frac{I_{GT}}{V_{ef}} \cdot \frac{T}{2\pi\sqrt{2}}$$

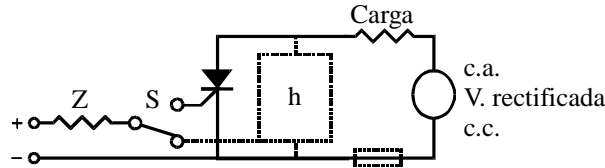


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..7.- Relé estático con un SCR alimentado en C.C.

4.2.1.1 MANDO SÍNCRONO

- Interruptores síncronos (Fig. 4.8.): circuitos que impiden, al cerrar S, el disparo del triac cuando la tensión presenta un valor importante evitando la aparición de parásitos.

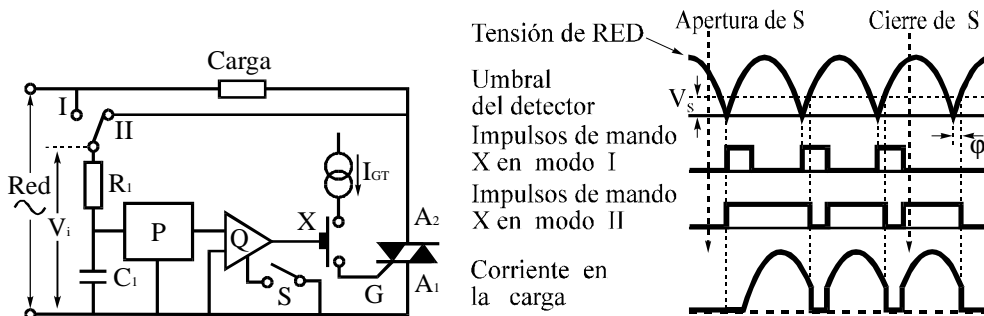


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..8.- Interruptor síncrono con triac y curvas del circuito con carga resistiva.

- El circuito consta de:
 - P \Rightarrow detector de cero de tensión, conectado a red (caso I: carga resistiva o ligeramente inductiva) o al ánodo A₂ del triac (caso II: carga inductiva).
 - Q \Rightarrow comparador de salida activa cuando P indica un paso por cero.
 - S \Rightarrow interruptor de mando que puede inhibir la salida de Q al cerrarlo.
 - Generador de corriente de puerta (I_{GT}), controlado por la salida de Q (pulsador X).
- Funcionamiento básico:
 - S cerrado \Rightarrow Q inhibido \Rightarrow corriente de puerta nula \Rightarrow triac bloqueado.
 - S abierto \Rightarrow Q disponible, se activa cuando P detecta el paso por 0 de la V_{RED}.
- C₁ (entrada de P), introduce un ligero desfase que asegura el disparo del triac, haciendo llegar el impulso de mando cuando hay una pequeña V. en extremos del triac $> V_{GT}$.

4.2.1.2 DETECTOR DE CERO-COMPARADOR

- El circuito es el representado en la figura 4.9, donde, en este caso, el detector es un puente rectificador de onda completa y el comparador es el transistor T₁.

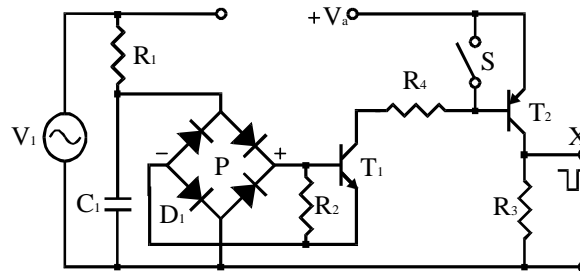


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..9.- Circuito detector de Cero-Comparador.

4.2.1.3 CONTROL POR PAQUETES SEMIONDA

- Paquetes semionda: se usan cuando el tiempo de respuesta del sistema a controlar \gg período de la c.a. de alimentación.
- Circuito: interruptor síncrono (con el triac) sustituyendo S por un multivibrador.

4.2.1.4 DISPARO A TENSIÓN NULA

Si la conmutación se hace a $V \neq 0$, o en el bloqueo de los dispositivos para carga inductiva, se producen transitorios que generan interferencias a alta frecuencia. Para evitarlo se realizan las conmutaciones en los puntos de cruce por cero.

Actualmente esto se realiza con circuitos integrados que realizan la conmutación antes que la tensión de línea exceda un valor.

4.2.2 CONTROL DE DISPARO POR ÁNGULO DE CONDUCCIÓN: CONTROL DE FASE

La forma más simple de disparo de un tiristor o triac es c.c. Inconvenientes: la puerta consume energía constantemente y el control sólo puede realizarse desde 0 a 90°. Solución: control horizontal y vertical a c.a. mediante un circuito desfasador.

4.2.2.1 CIRCUITO DESFASADOR RC

- El circuito desfasador es el representado en la figura 4.10.a.

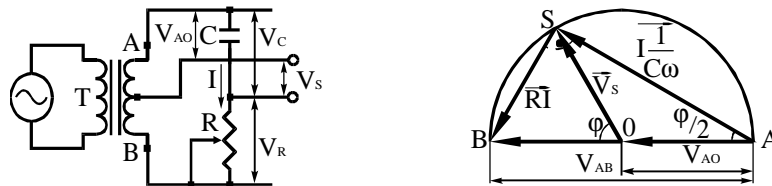


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..10.-* Circuito desfasador RC y diagrama vectorial.

$$V_{AB} = V_C + V_R \quad \text{si } I_s \ll I \Rightarrow \quad V_{AB} = \frac{I}{C\omega} + RI$$

- Esta igualdad la vemos en el diagrama vectorial de la figura 4.10.b según el cual:

$$V_{OA} = \frac{V_{AB}}{2} ; \quad V_S = V_{OA} + \frac{I}{C\omega}$$

- Triángulo rectángulo BSA \Rightarrow al variar R, varia I \Rightarrow describe una semicircunferencia de radio OS = V_S
 $\Rightarrow V_S$ cte y desfasada con respecto a V_{AB} un ángulo ϕ que depende de R:

$$\boxed{\text{tg } \phi/2 = RC\omega} \quad \phi = 0^\circ \Rightarrow R = 0; \quad \phi = 180^\circ \Rightarrow R = \infty$$

4.2.2.2 CONTROL HORIZONTAL

Variamos el instante t en el que V_S del circuito desfasador pasa a ser positiva (Fig. 4.11.a) disparando el SCR, mediante la variación de R_1 (Fig. 4.11.b).

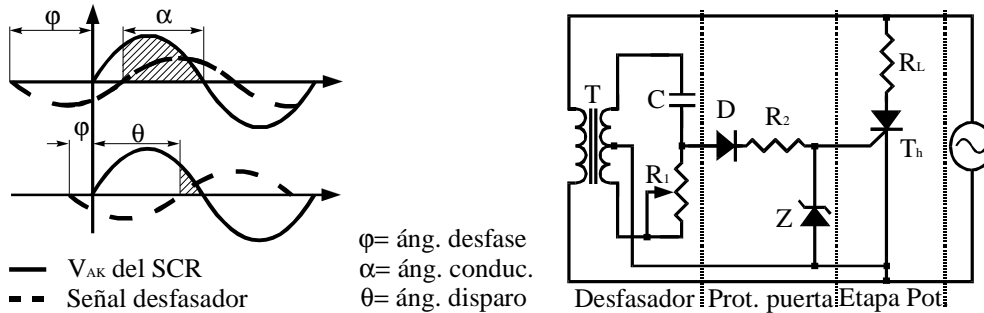


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..*11.- Principio de funcionamiento del control horizontal y circuito típico.

DISEÑO:

- **transformador:** Para un factor de regulación dado (10 %) y los datos del problema \Rightarrow tensión máx. de salida en vacío del transformador :

$$V_{Smax} = \sqrt{2}(V_S + V_S \cdot 0,1)$$

- **Circuito desfasador:** Fijando C (0,1 μ F), R_1 la hallamos, para un desfase dado:

$$\text{tg } \phi/2 = RC\omega$$

- **Circuito de protección** (circuito de disparo): según las necesidades de puerta del SCR \Rightarrow
 - D: de características poco importantes, elimina los semiciclos negativos de V_S .
 - $V_Z > V_{GT}$.
 - Para una I_Z supuesta (1 mA) $\Rightarrow I = I_Z + I_{GT}$

- R_2 :
$$R_2 = \frac{V_1 - V_Z}{I}$$

- **Circuito de potencia:** vemos que el dispositivo cumple las especificaciones del diseño.

- V_{RMS} (eficaz) = red $(220\sqrt{2})$

- I_{RMS} (eficaz por la carga):
$$P_L = V_{e(RMS)} \cdot I_{RMS}$$

- $I_{T(AV)}$ (media de conducción): para $\theta = 0$ (caso más desfavorable) y siendo: $R_L = \frac{V_{e(RMS)}}{P_L}$

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi} \frac{V_0}{R_L} \text{Sen}\omega t \, d\omega t$$

- P_{AV} (media de disipación): mediante la gráfica que nos relaciona esta potencia con la $I_{T(AV)}$ para un ángulo de conducción dado ($\alpha = 180^\circ$).

- Necesidad del uso de radiador: calculamos la P_{AV} que el SCR disipa sin radiador, y la comparamos con P_{AV} obtenida por gráficas, si es mayor no lo necesitaremos.

$$P_{(AV)} = \frac{T_j - T_a}{R_{ja}}$$

4.2.2.3 CONTROL VERTICAL

Consiste en aplicar, al circuito de mando del tiristor, una señal alterna desfasada 90° (Fig. 4.12.a) de atraso respecto a la tensión de alimentación A-K, (fijando R_1) y superpuesta a una tensión continua regulable (V) que variará el ángulo de disparo. Un circuito típico es el de la figura 4.12.b.

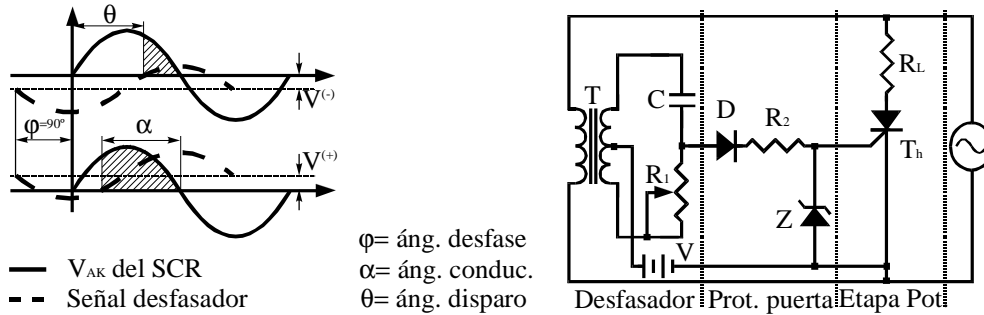


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..12.-* Principio de funcionamiento del control vertical y circuito típico.

4.3 DISPARO MEDIANTE CIRCUITOS SEMICONDUCTORES

4.3.1 INTRODUCCIÓN

Otra forma de disparo es acumular energía útil, mediante un condensador, descargarla sobre un circuito de puerta, un circuito de relajación, y suministrarla a la puerta del SCR en forma de impulsos en el momento deseado (Fig. 4.13).

En los circuitos de relajación, el dispositivo usado (UJT, PUT o DIAC), tiene una tensión e intensidad de disparo, V_S e I_S , y una tensión e intensidad de mantenimiento, V_H e I_H , el impulso de salida del circuito será e_p . Su terminología es distinta como podemos ver en el siguiente cuadro:

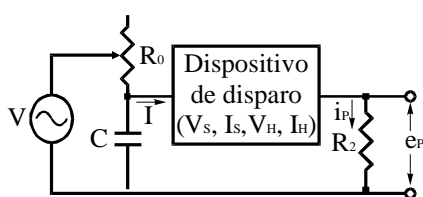


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..13.-* Circuito de relajación

Característica	UJT	PUT	DIAC
V_S	V_P	V_P	V_S
I_S	I_P	I_P	I_S
V_H	V_V	V_V	—
I_H	I_V	I_V	—
e_p	V_{OB1}	V_O	e_p

4.3.2 DISPARO POR UJT

4.3.2.1 OSCILADOR DE RELAJACIÓN CON UJT

DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO:

- El circuito es el mostrado en la figura 4.14.a.
- R_T (resistencia de carga de C_T) y C_T : de ellos depende la frecuencia de oscilación.
- UJT: proporciona el impulso V_{OB1} a la puerta del SCR.
- R_1 : —Proporciona un paso a la corriente de base del UJT (I_{BB}) antes de dispararlo.
—Evita que I_{BB} circule por la puerta del SCR produciendo un disparo indeseado.
—Valor: el necesario para que V_{GK} esté por debajo de la mínima tensión de disparo.
- R_2 : Estabiliza el funcionamiento del dispositivo frente a aumentos de temperatura.

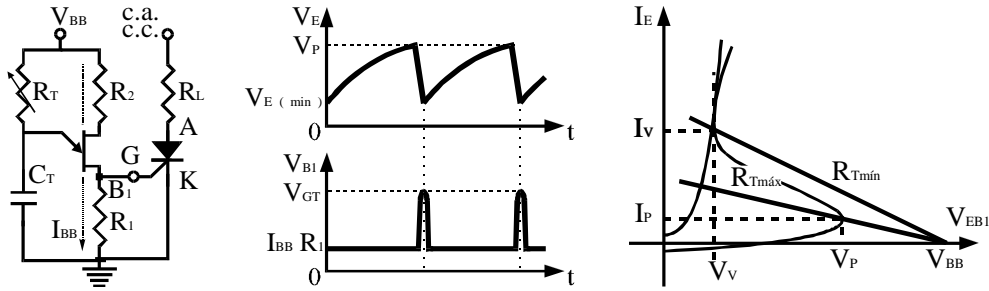


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..14.- Circuito de disparo con UJT, formas de onda y características estáticas.

DISEÑO DEL CIRCUITO:

- **Cálculo de R_T :** Se calcula a partir de la característica del UJT (Fig. 4.14.b) en la que se representan las 2 rectas de carga correspondientes a los valores límites de R_T .

$$R_{Tmax} = \frac{V_{BB} - V_P}{I_P}$$

$$R_{Tmax} = \frac{V_{BB} - V_P}{I_P} \geq R_T \geq R_{Tmin} = \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

$$R_{Tmin} = \frac{V_{BB} - V_V}{I_V}$$

- **Período de oscilación T_D :** sabiendo que t_{off} = tiempo de carga de C y t_{on} = tiempo de descarga, aplicamos logaritmos a la ecuación de carga de C: $V_C(t) = V_{C(inicial)} \cdot e^{-t/R \cdot C}$, obteniendo la Ecuación de la Constante de Tiempo. Como:

$$\left. \begin{aligned} t_{tot} = t_{off} + t_{on} \Rightarrow t_{off} \gg t_{on} \Rightarrow t_{tot} = t_{off} \\ V_{BB} \gg V_V \\ V_P = \mu \cdot V_{BB} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{T_D = R_T \cdot C_T \cdot \text{Ln} \frac{1}{1 - \mu}}$$

$T_{Dmáx}$: para $R_{Tmáx}$ $T_{Dmín}$: para $R_{Tmín}$

- **Cálculo de R_1 :**

$$R_{1max} \leq \frac{V_{GKmin}}{I_{BB}} \Rightarrow \text{como } \left. \begin{aligned} r_{BB} \gg R_1 + R_2 \\ I_{BB} = V_{BB}/r_{BB} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{R_{1max} \approx \frac{r_{BB} \cdot V_{GKmin}}{V_{BB}}}$$

- **Cálculo de R_{B2} :** Su valor no es crítico y suele estar entre 100 y 330 Ω .
- **Cálculo de V_{OB1} :** a partir de la gráfica de relaciona la tensión de salida con la capacidad del condensador para una determinada resistencia de base R_1 .

4.3.2.2 SINCRONIZACIÓN CON LA RED DE ALIMENTACIÓN

Si los impulsos de salida del oscilador se aplican directamente a la salida del SCR, tanto la frecuencia como la fase del tren de impulsos de salida, con respecto a la tensión de alimentación variaría y no obtendríamos un funcionamiento correcto del sistema por falta de sincronismo.

Una forma de obtener la sincronización es la sincronización con la red de c.a. de alimentación, cuyos circuitos básicos se muestran en la figura 4.15, y sus formas de onda en la figura 4.16.

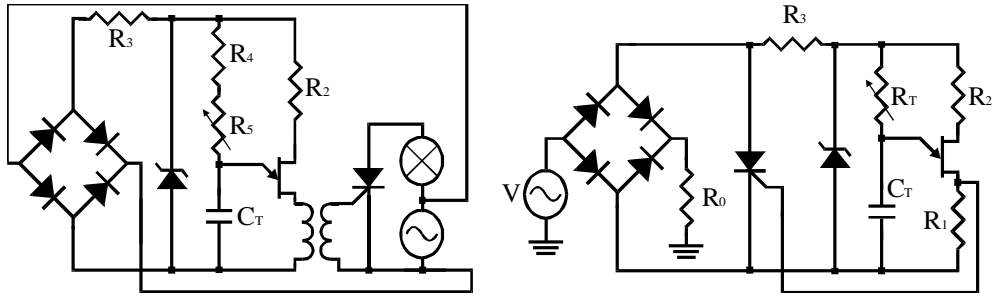


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..15.- Circuitos de disparo por UJT sincronizados con la red de C.A.

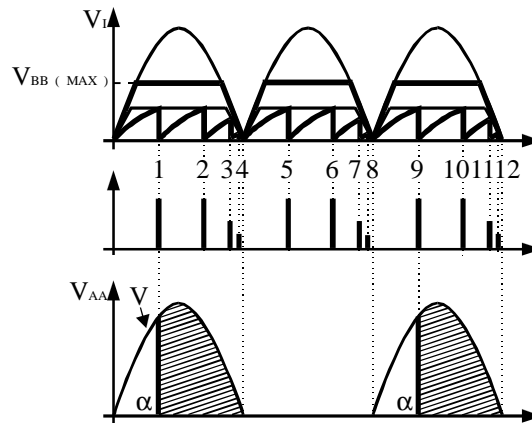


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..16.- Formas de onda.

DISEÑO DEL CIRCUITO:

I.- Límites de funcionamiento:

- **Diodo Zener:** Estabiliza la tensión alterna en todo el margen de funcionamiento de la onda rectificada. Para su estudio, el ángulo de conducción dado debe oscilar entre los que obtenemos al sustituir el valor de V_Z en la siguiente expresión:

$$V_Z = V_e = V_0 \text{ sen } \alpha \Rightarrow \boxed{\alpha_{\min} = \arcsen \frac{V_Z}{V_0}} \quad \boxed{\alpha_{\max} = 180^\circ - \alpha_{\min}}$$

- **Oscilador de relajación:** Para hallar los límites de funcionamiento, calculamos entre que valores máximo y mínimo puede estar la resistencia de carga del condensador R_T tal como se vio en el apartado 4.3.2.1.

II.- Diseño del oscilador:

- Nos basamos en las fórmula expuestas en el apartado 4.3.2.1 de este tema.
- Hallamos el período de oscilación T_D para los ángulos de conducción (θ) dados y una frecuencia de red, que depende del tipo de rectificación ($1/2$ onda 50 Hz, onda completa 100 Hz), mediante la siguiente expresión:

$$\boxed{T_D = \frac{\theta \cdot T'}{180^\circ} \cdot T'} \quad \begin{matrix} T_{D\max}: \text{ para } \theta_{\max} \\ T_{D\min}: \text{ para } \theta_{\min} \end{matrix} \quad T' = \frac{1}{f_{\text{red}}}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación de la constante de tiempo (apartado 4.3.2.1) obtenemos los valores máximo y mínimo de R que deben estar dentro de los hallados en los límites de funcionamiento R_T máximo y mínimo

- **Cálculo de R_1 y R_2 :**

– R_1 garantiza un ángulo mínimo de conducción, por lo que: $\boxed{R_1 = R_{\min}}$

$$- R_2: \boxed{R_{\max} = R_1 + R_2}$$

- A veces, en las mejores condiciones, la tensión del oscilador no es la suficiente para disparar el dispositivo, por lo que cambiaremos R_{B1} por un transformador de impulsos.

III.- Circuito adaptador de tensiones $R1$:

- Se diseña de forma que asegure la polarización del zener y del UJT. Sabiendo que, para un determinado ángulo de conducción (unos 15°):

$$\left. \begin{array}{l} V_e > V_Z \\ V_{R1} = V_e = V_0 \sin 15^\circ \\ I_{R1} = I_Z + I_{(UJT)} (4\text{mA}) \end{array} \right\} \Rightarrow \boxed{R_1 = \frac{V_{R1} - V_Z}{I_{R1}}} \quad \boxed{P_{R1} = \frac{V_0 - V_Z}{R_1}}$$

IV.- Elección del tiristor:

Elegimos un tiristor con características de puerta lo más próximas posibles a la tensión de pico a la salida del oscilador: $V_{DRM} > V_0$ $V_{GT} < V_{OB1}$

V.- Disipadores:

Para ver la necesidad de un radiador hacemos referencia a las fórmulas expuestas en el apartado 1.6.5 del tema 1: "Limitaciones de la Temperatura".

4.3.3 DISPARO POR PUT

De propiedades similares al UJT, puede usarse como elemento de disparo en el mismo tipo de circuitos como el oscilador de relajación PUT (Fig. 4.17).

Al igual que en el UJT, el período de la señal de oscilación se calcula:

$$\boxed{T_D = R_T \cdot C \cdot \ln \frac{V_{BA} - V_V}{V_{BB} - V_P}}$$

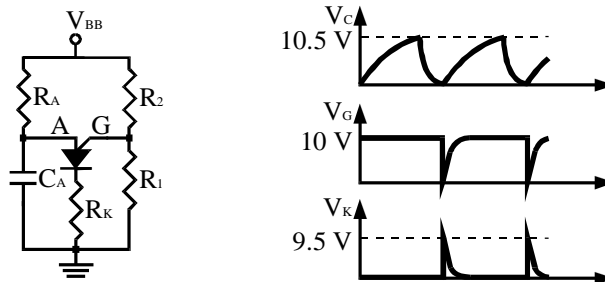


Fig. *¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..*17.- Circuito oscilador de relajación con PUT y formas de onda.

En cuanto a los límites de la resistencia de carga del condensador (R_T), también se determina como en el UJT.

4.3.4 DISPARO POR DIAC

Los circuitos que veremos a continuación se basan en la carga de un condensador a través de resistores, a la tensión de disparo del elemento de disparo V_s (diac = 30 V) y la descarga de este a través del diac sobre la puerta del tiristor o triac.

La velocidad de la carga de C depende del valor de la resistencia en serie con C, cuanto más baja sea esta, antes se alcanza la tensión de disparo del diac.

4.3.4.1 CIRCUITOS DE CONTROL DE POTENCIA EN CONTINUA

- C se carga a partir de una tensión continua V_{CC} (Fig. 4.18) desde $V_C(0)$ (suponemos 0 al conducir el SCR) hasta la tensión de disparo del elemento de disparo V_S .

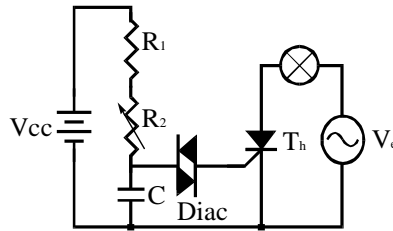


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..18.- Circuito de control de potencia con carga de C en continua.

- Hemos de tener en cuenta que:
 - Ángulo de conducción θ_C : varia entre los límites: $\theta_{C1} < \theta_C < \theta_{C2}$.
 - Ángulos de retraso:
 - ♦ $\theta_{D1} = 180 - \theta_{C1} \Rightarrow$ para $R = R_1 + R_2$.
 - ♦ $\theta_{D2} = 180 - \theta_{C2} \Rightarrow$ para $R = R_1$.
 - Frecuencia de línea: $50 \text{ Hz} \Rightarrow T' = 10 \text{ ms}$.
- Tiempo de retraso:

$$T_D = \frac{\theta_D}{180^\circ} \cdot T' \Rightarrow \begin{cases} T_{D1} = \frac{\theta_{D1}}{180^\circ} \cdot 10\text{ms} \\ T_{D2} = \frac{\theta_{D2}}{180^\circ} \cdot 10\text{ms} \end{cases}$$

- Cálculo de R_1 y R_2 : fijamos el valor de C y aplicamos la ecuación de la cte de tiempo.

$$T_{D1} = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_C(0)}{V_{CC} - V_S} \quad T_{D2} = R_1 \cdot C \cdot \text{Ln} \frac{V_{CC} - V_C(0)}{V_{CC} - V_S}$$

4.3.4.2 CIRCUITOS DE CONTROL DE POTENCIA EN ALTERNA

- El condensador se carga a partir de la línea de c.a. (Fig. 4.19).

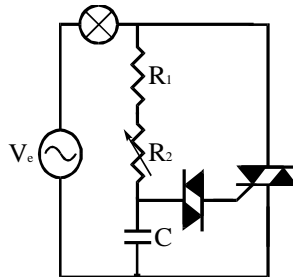


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..19.- Circuito de control de potencia con carga de C en alterna.

- El diseño de este circuito se basa en las curvas que relacionan V_C (como una fracción de la tensión eficaz alterna de línea), en función del ángulo de conducción (o de retardo) y la constante de carga τ (Fig. 4.20).
- Diseño:
 - V_C (como fracción de $V_{e(RMS)}$) = $\frac{V_S - V_C}{V_{e(RMS)}}$ para $V_C = V_S$ - tensión de trabajo del diac.
 - Con esta relación y los ángulos de conducción deseados, de las curvas obtenemos los valores la constante de carga τ : $\tau(\theta_{C1})$ y $\tau(\theta_{C2})$.
 - Con estos valores y fijando C, obtenemos los valores de R_1 y R_2 sabiendo que:

$$\tau = 2 \cdot R \cdot C \cdot f \Rightarrow \begin{cases} \tau(\theta_{C1}) = 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \cdot f \\ \tau(\theta_{C2}) = 2 \cdot R_1 \cdot C \cdot f \end{cases}$$

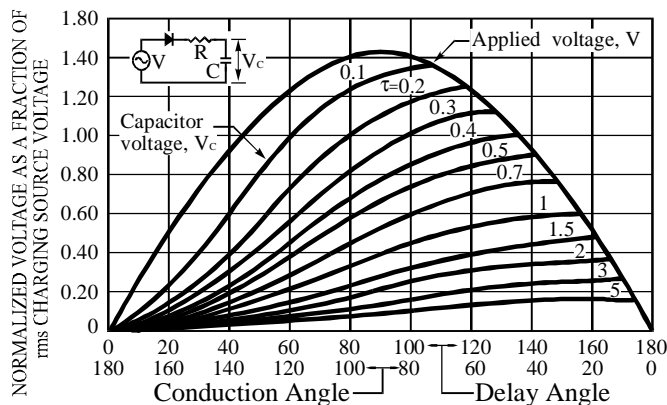


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..20.- Tensión en C, cargado por C.A. en función del ángulo de conducción.

4.3.4.3 HISTÉRESIS. CIRCUITOS CON DOBLE CONSTANTE DE TIEMPO

En estos circuitos, en el siguiente semiperíodo, al descargar C, la señal en la carga comienza en otro nivel diferente al debido, el 2º punto de disparo se alcanza antes de lo regulado. Esta diferencia entre puntos de disparo se llama “Histéresis”, debida a la carga residual de C.

Para solucionarlo, la carga en C debe estar constante, lo que conseguimos con una doble cte. de tiempo (Fig. 4.21). Cuando C₂ dispara el diac, C₁ le suministra un refuerzo de tensión que acerca los puntos de disparo deseado al real.

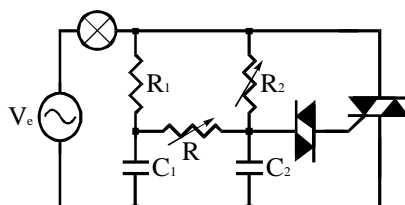


Fig. ¡Error!No hay texto con el estilo especificado en el documento..21.- Circuito de control de potencia en alterna con doble constante de tiempo.

El cálculo de R₂ es a partir de las curvas del apartado anterior. Para el cálculo de R₁ sabemos que $\tau_1 \ll \tau_2$ por lo que:

$$2 \cdot R_1 \cdot C \cdot f \ll 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \cdot f \Rightarrow \boxed{R_1 \ll R_2}$$

El valor de la resistencia de paso R se elige arbitrariamente para que el diac no se dispare por efecto de C₁ (unos 100 KΩ).