TIRISTORES

Dentro de esta gran familia cabe distinguir:

— *Los tiristores* propiamente dichos, que son los elementos más conocidos y que en lengua inglesa se denominan "*silicon controlled rectifier*" o SCR. Se trata de elementos unidireccionales, con tres terminales (ánodo, cátodo y puerta) bloqueados en el tercer cuadrante, por lo que también se les llama "*tiristores triodos de bloqueo inverso*" (*reverse blocking triode thyristors*).

— Los *triacs*, que derivan de los anteriores con la diferencia de ser bidireccionales, se denominan también "*tiristores triodos bidireccionales*". Su nombre usual proviene de la contracción de "*triode AC switch*".

— Los *fototiristores* o tiristores fotosensibles. El término inglés es "*light activated silicon controlled switch*" o *LASCR* (según *GE*).

— Los *tiristores bloqueables*, llamados también de "gain de commande à l'ouverture" ("*GCO*" de *Silec*, por ejemplo).

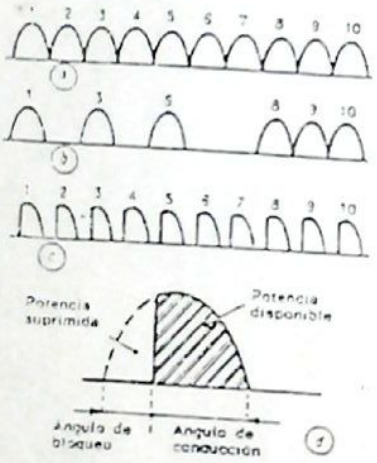
— *El conmutador unilateral de silicio*, "*SUS*", de "*silicon unilateral switch*".

— *El conmutador bilateral de silicio*, "*SBS*", de "*silicon bilateral switch*".

— El *tiristor tetrodo de dos electrodos de mando*, o "*SCS*", de "*silicon controlled switch*".

— El *diodo Shockley*, o *diodo tiristor*, también llamado *diodo de cuatro capas*.

— Etcétera.

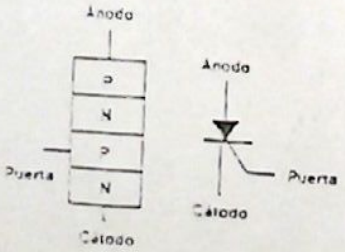


— El tiristor actúa esencialmente en dos modalidades distintas. Siendo, en (a), la onda de entrada, el tiristor suprime, en (b), algunos semiperiodos de ella, mientras que en (c) subsisten todos los semiperiodos aunque no completos, como puede apreciarse mejor en el detalle (d).

— Tiristores de baja corriente (< 1 A) y poca tensión: 25 %;
— Triacs (hasta más de 40 A): 20 %;
— Tiristores de 1 a 35 A: 30 %.
— Tiristores de potencia (por encima de los 35 A, con una gama privilegiada entre 100 y 200 A): 25 %.

Estructura y símbolo

Estructura y símbolo del tiristor.



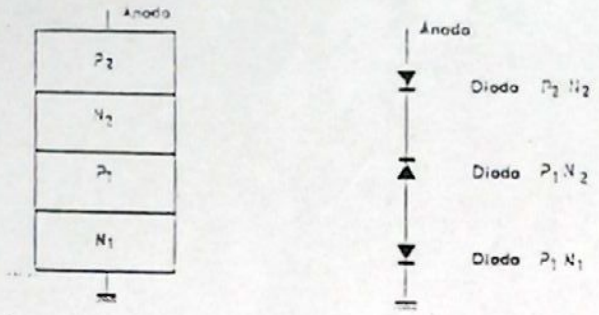
— *Rectificación:* consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, el cual realiza entonces la función de un diodo;

— *Interrupción de corriente:* usado como interruptor, el tiristor puede reemplazar a los contactores mecánicos;

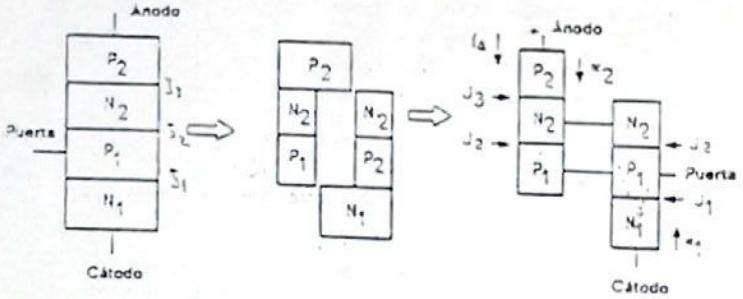
— *Regulación:* la posibilidad de ajustar el momento preciso de cebado permite emplear el tiristor para gobernar la potencia o la corriente media de salida;

— *Amplificación:* puesto que la corriente de mando puede ser muy débil en comparación con la corriente principal, se produce un fenómeno de amplificación en corriente o en potencia. En ciertas aplicaciones esta "ganancia" puede ser de utilidad.

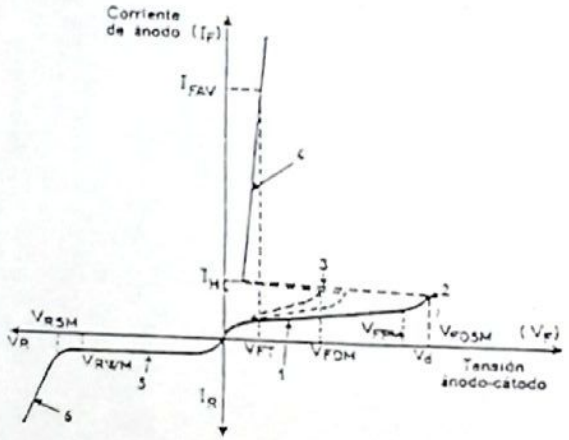
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico



Las tres uniones del tiristor pueden representarse mediante tres diodos equivalentes.

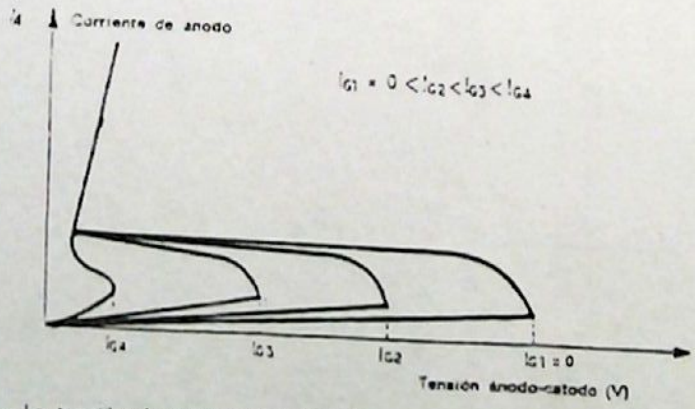


El tiristor es equivalente a una combinación de dos transistores, uno PNP y otro NPN.



— Curva característica de un tiristor.

Símbolo	Palabra inglesa	Significado
AV	Average	Media
D	Direct	Continua
F	Forward	Sentido directo
G	Gate	Puerta
H	Hold	Mantenimiento
L	Latching	Enganche
M	Maximum	Máxima
N	Negative	Negativa
P	Peak	Pico o cresta
R (1.er lugar)	Reverse	Inversa
R (2.o lugar)	Recurrent	Recurrente
S	Surge	Accidental
W	Working	De servicio

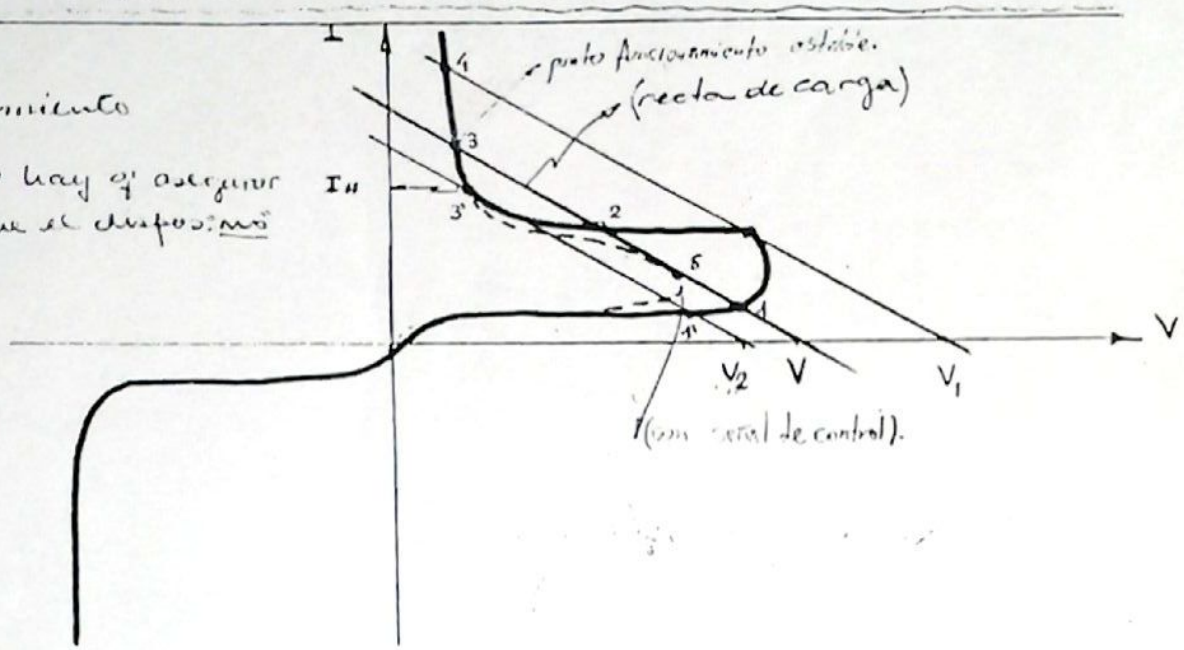


— La tensión de retorno Vd del tiristor es función de la corriente de puerta.

Características tensión - corriente de salida del Tristor

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electrónica Electrónica

... de mantenimiento
... mínima cor. q' hay q' asegurar
... para que el dispos. no
... que -

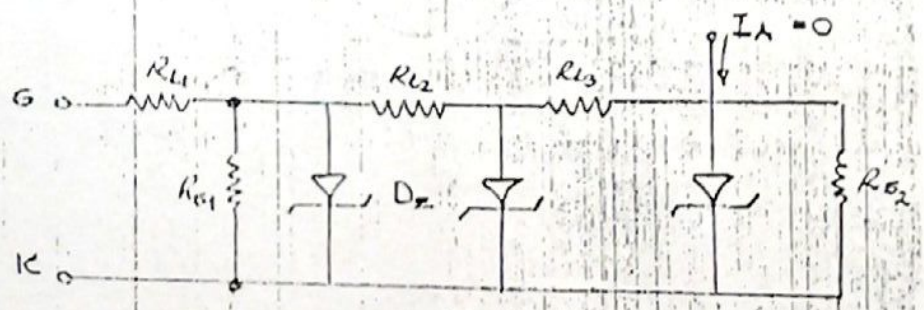


CARACTERISTICAS DE ENTRADA.

Son las características tensión corriente referidas a la compuerta (G) respecto del cátodo (K).

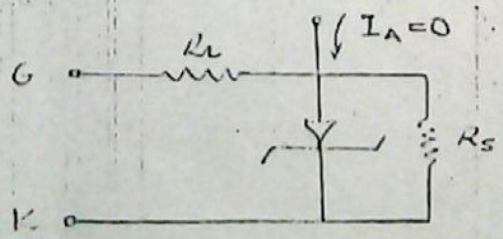
Para el estudio trazamos un modelo equivalente de la juntura G-K. -

El circ. eq. es ⇒



R_L → Resistencias laterales (E a la zona de juntura) ... gde.
R_S → Resistencias óhmicas (pérdida entre G y K).
D_Z → Los dibujo como diodo zener porque las caract. de tensión inversa son similares. (cdo $I_A = 0$)

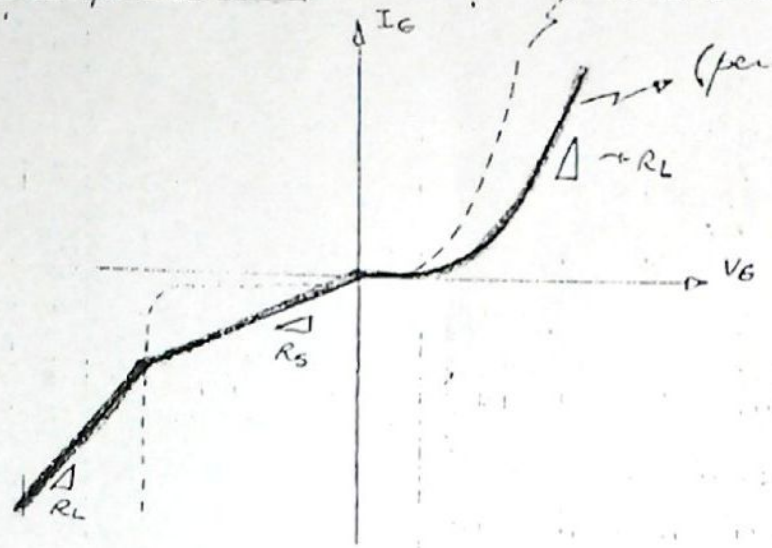
Otra forma más simbólica del circ. anterior sería ⇒



Analizando las características

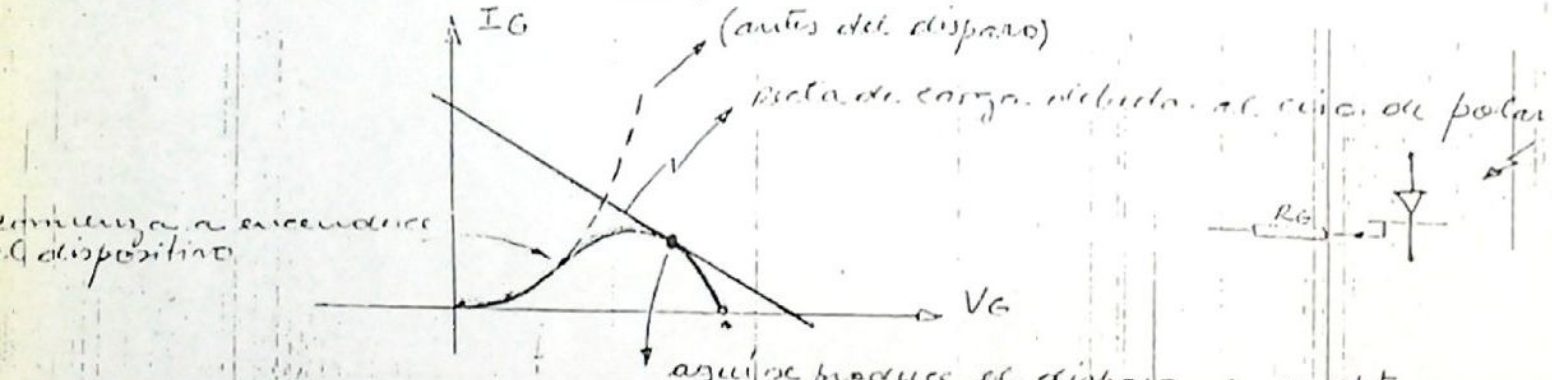
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

1) Antes del disparo ($I_A = 0$)



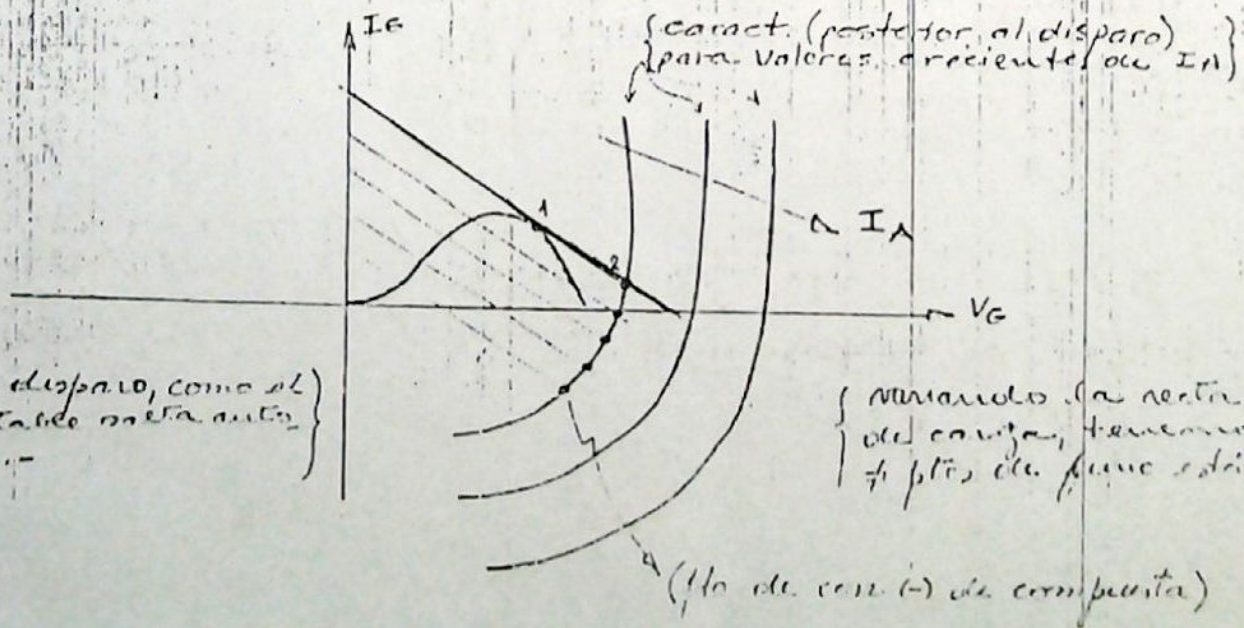
Aunque tengamos una juntura PN, las caract. difieren de las del diodo debido a R_L y R_S.-

2) Cuando se produce el disparo



aquí se produce el disparo, es un pto. donde hay R(-) (pto. inestable).-

3) Posterior al disparo



{producido el disparo, como el pto. ① no es estable pasa auto. a ②.-}

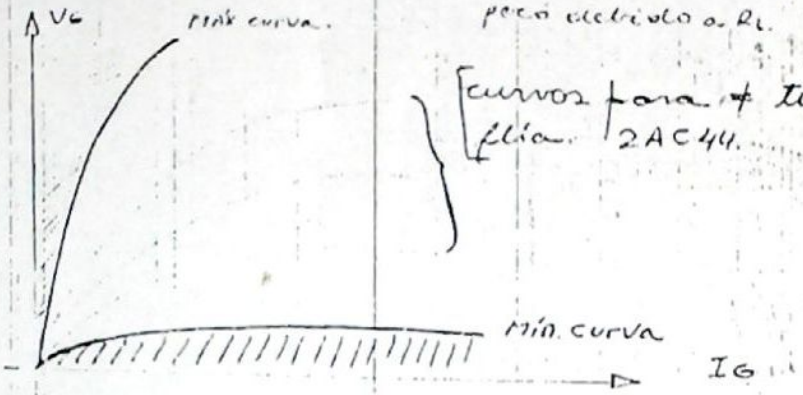
{variando la recta de carga, tenemos ∞ ptos de func estático}

Características de compuerta: son la base para diseñar los elementos del circ. de disparo.

Los fabricantes nos dan estas caract. terminadas las cuenta en cuenta elementos del disparo.--

ADRIAN C. AGUERO
Ingeniero Electricista Electrónico

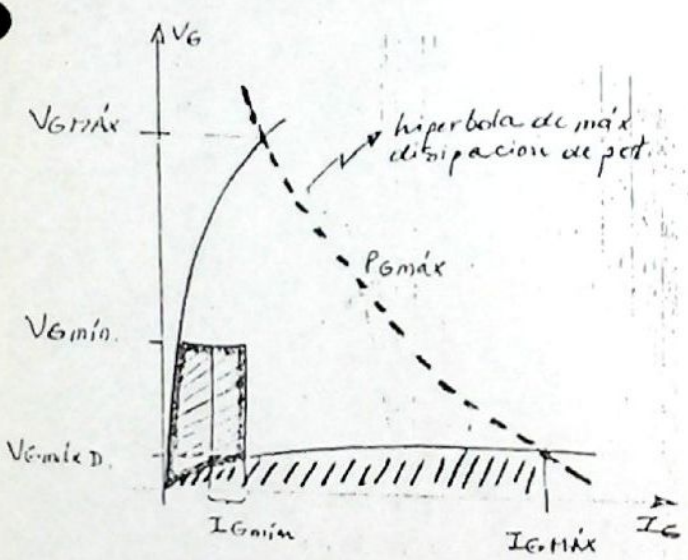
{ Ejemplo de la serie (pag. y 2N 441) estarán en las ganas rayadas.

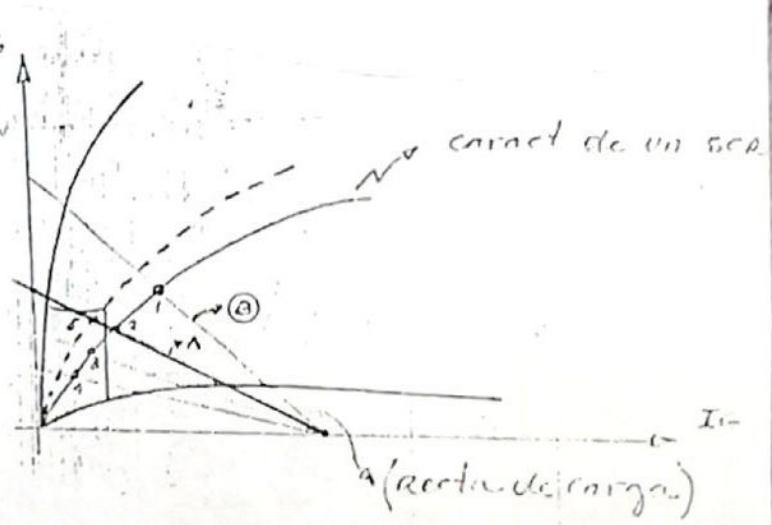


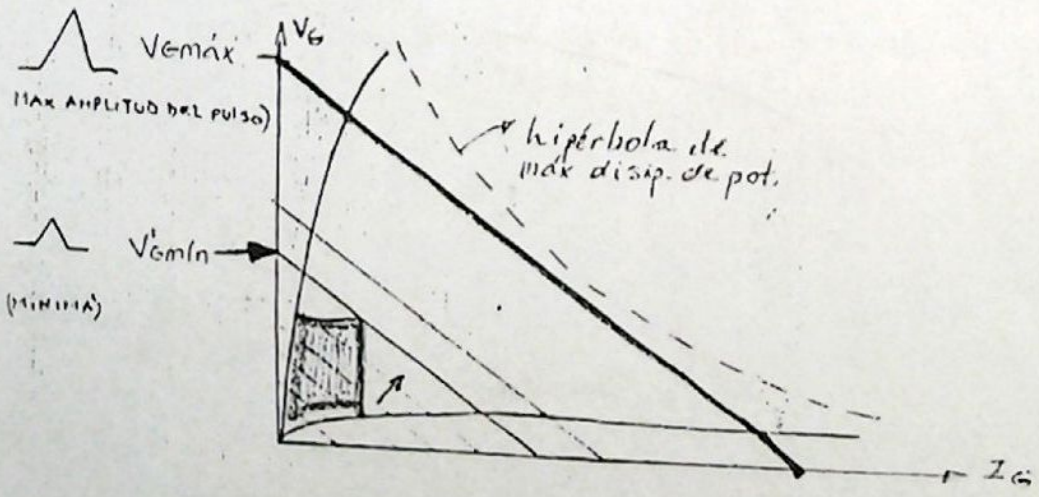
En el 1º cuadrante las caract. son similares a los de un D., se aportan un poco debido a RL.

[curvas para 4 tiristores de la flia. 2AC44.] ⊛

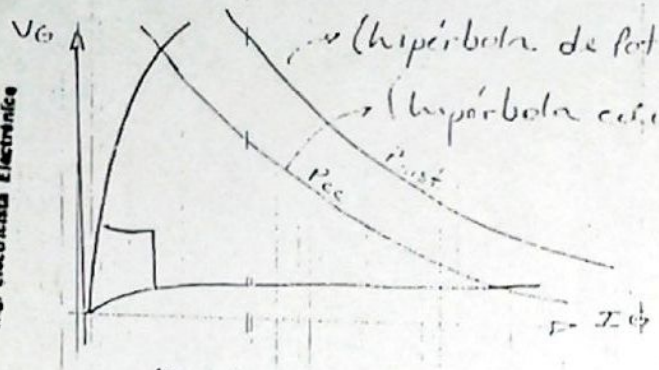
(PREG. DE EXAMEN)







ADRIAN C. AGDERO
Ing. Electricista Electrónico



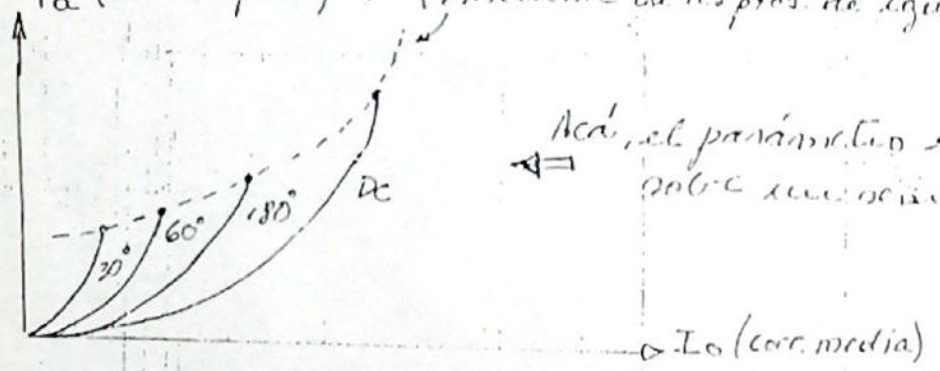
Si $P_{cc} = 0{,}5\,W$ Ent. $P_{inst} = 5\,W$

(Pot. pico del pulso)

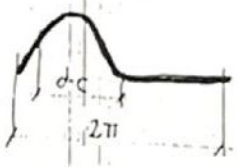
El promedio de pot. de estos pulsos, no debe sobrepasar los 0,5 W.-

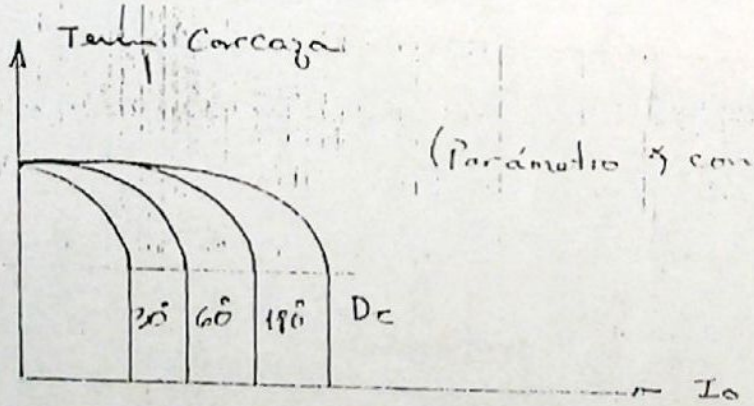
depende del ancho del pulso.

Para las características de salida

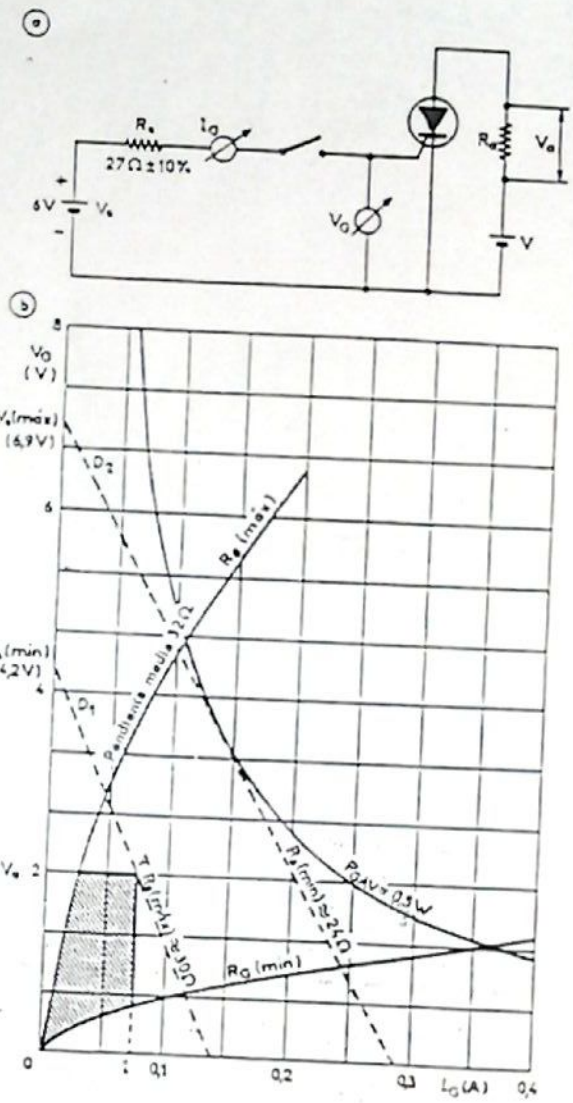


Acá, el parámetro es el % de conducc. sobre un semiciclo.

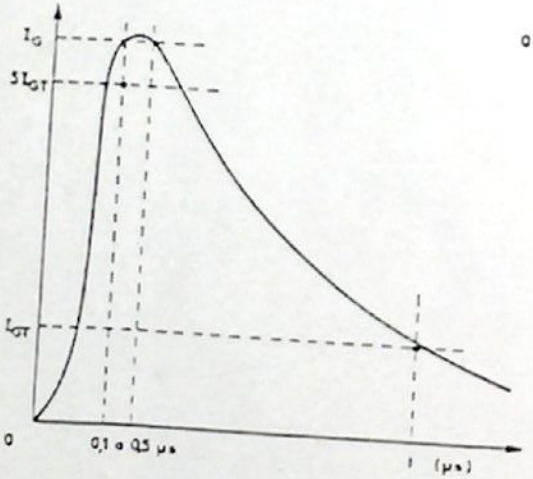




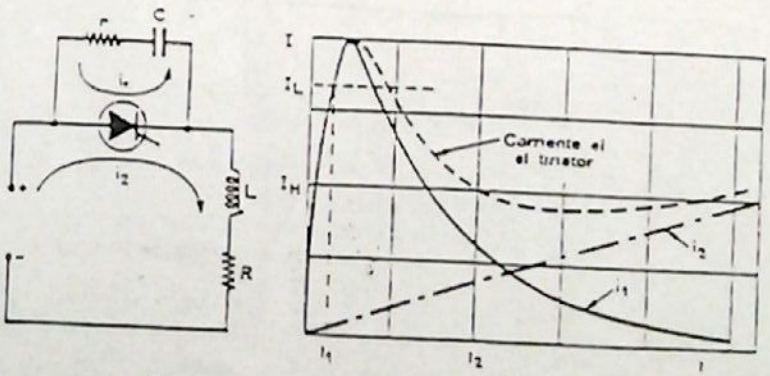
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica



— Circuito de cebado en c.c. (a). Especificaciones maximas y tolerancias aplicables en el caso de cebado en c.c. (b).

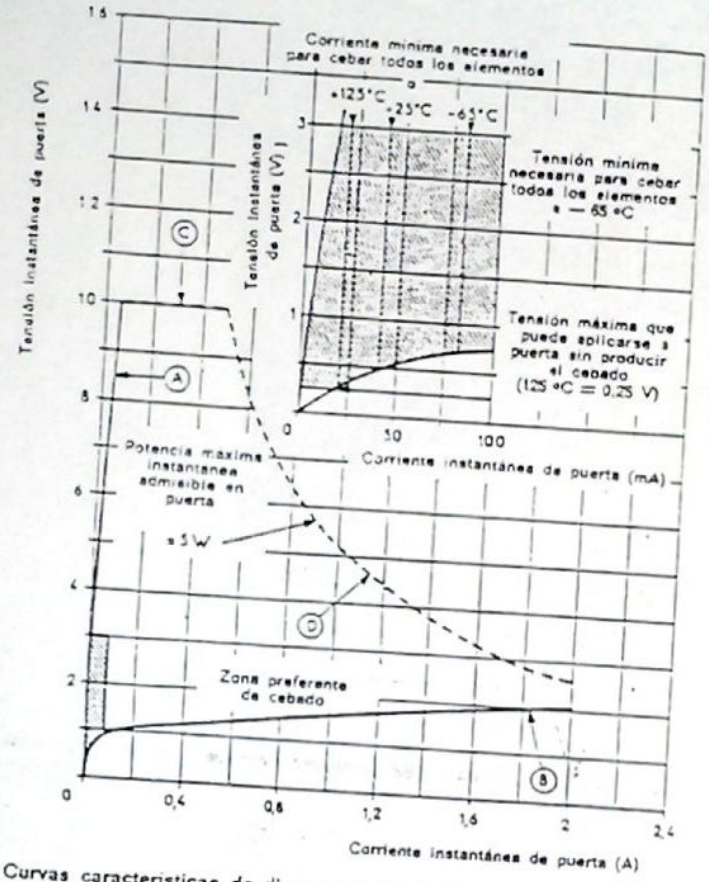


— Forma del impulso de corriente de puerta.



- Comportamiento del circuito en el cebado del tiristor.

ADRIAN C. AGOERÓ
Ing. Electricista Electrónica



Curvas características de disparo en c.c. de los tiristores de la familia C 35.

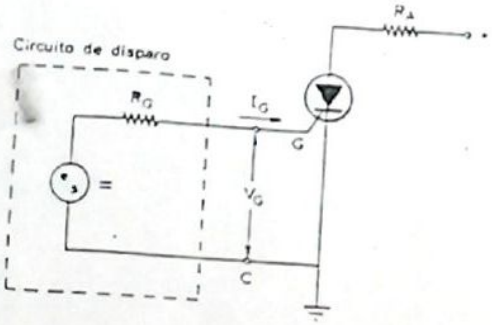
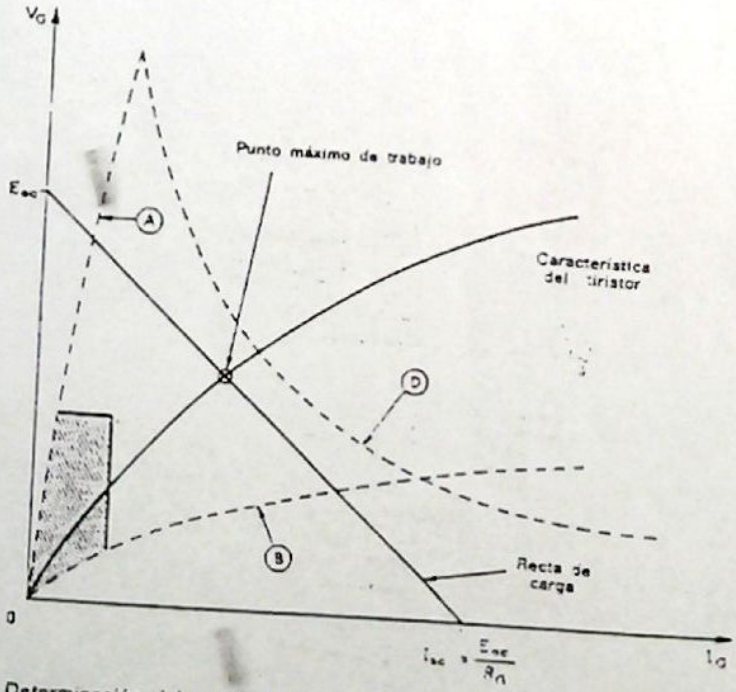


Fig. 9-2. — Circuito clásico de disparo.



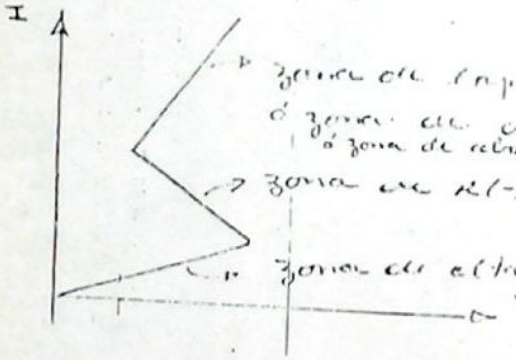
— Determinación del punto de funcionamiento del tiristor en el cebado (características de puerta).

ADRIAN C. ABOERO
Ing. Electrónica Electrónico

Generación de pulsos de disparo con elementos de R(-).

Los elementos de [R(-)] pueden ser discretos o integrados; los principales son → : Transistor unijuntura, Transistor unijuntura programable, llave unilateral de silicio, llave bilateral de silicio ó (simétrica o la asimétrica), Diac.-

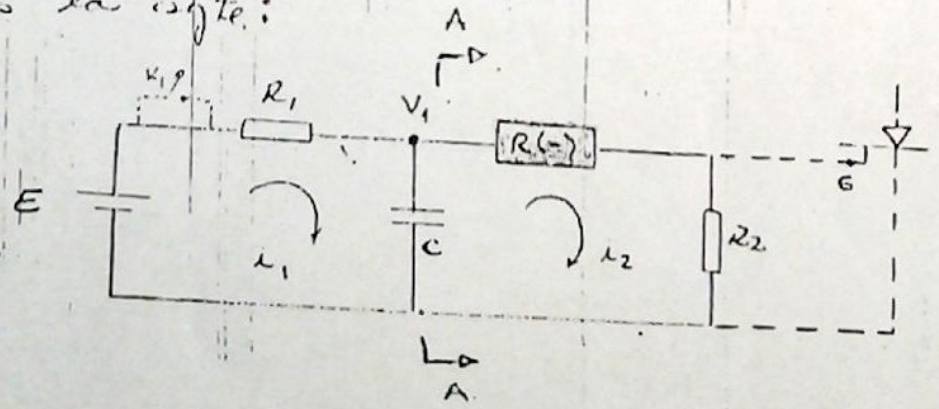
Las curvas que presentan todos ellos en el I cuadrante son:



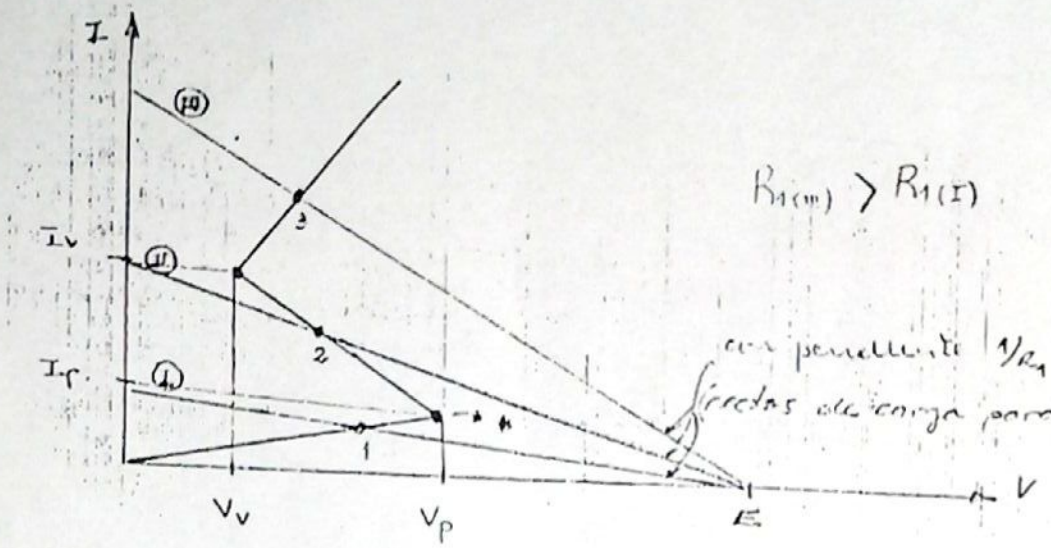
la suponemos aproximada/ lineal por tramos para hacer el estudio genérico.-

El circ. que usamos para la generación de los pulsos es un oscilador de relajación.

Lo que hacemos es una polarización del elem. de R(-) que es la sgte.:



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

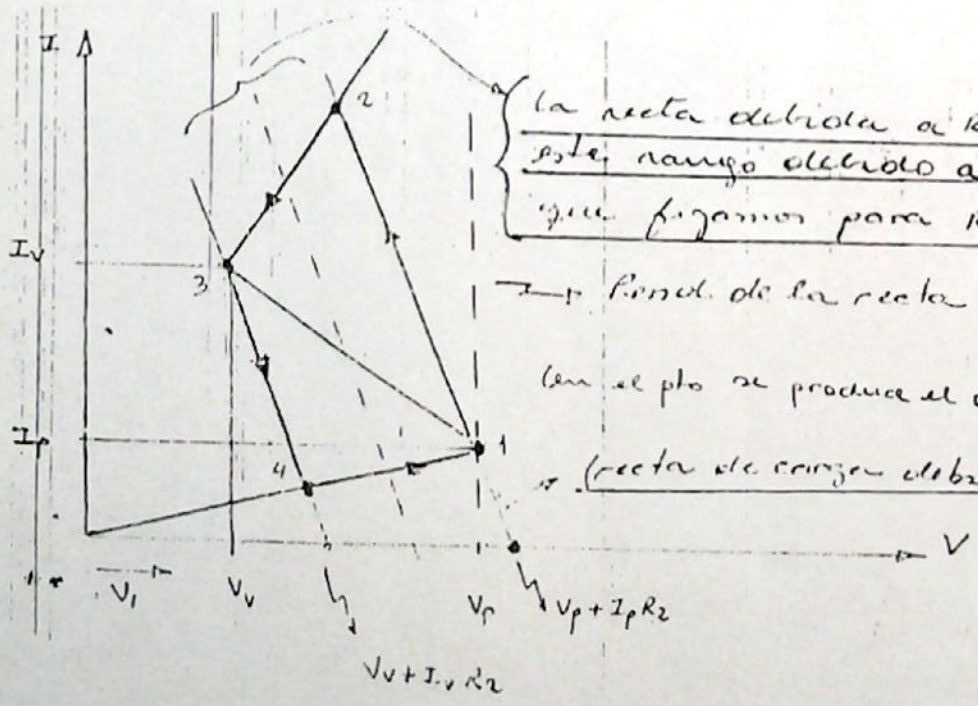


$R_{1(III)} > R_{1(I)}$

con pendiente $1/R_1$
(rectas de carga para + valores de R_1)

$$\boxed{\frac{E - V_P}{I_P} > R_1 > \frac{E - V_V}{I_V}}$$

condición de R_1 para q' el dispos. pueda func. como oscilador de relajación –



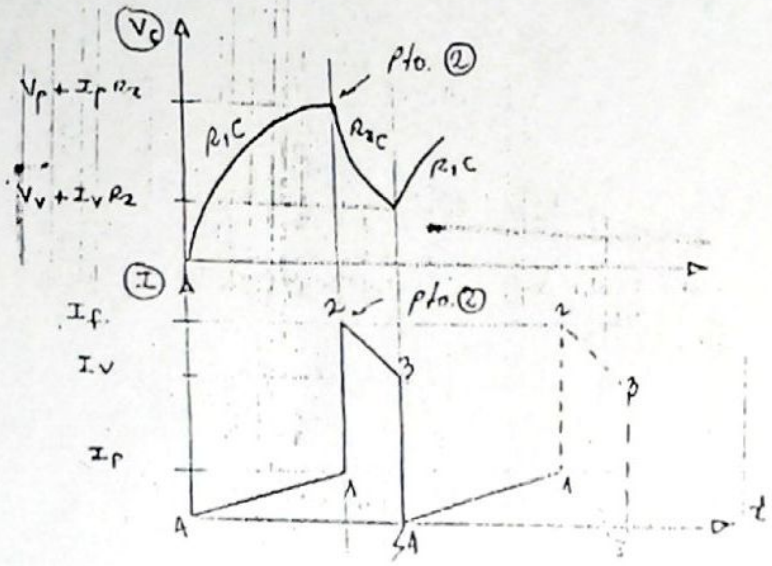
la recta debida a R_2 se mueve en este rango debido a la condición que fijamos para R_1 (1)

→ final de la recta cdo $R_2 = 0$

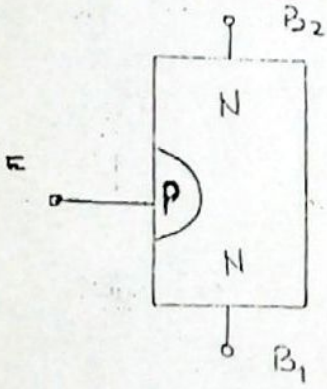
(en el pto se produce el disparo)

(recta de carga debida R_2) $\boxed{(R_2 << R_1)}$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

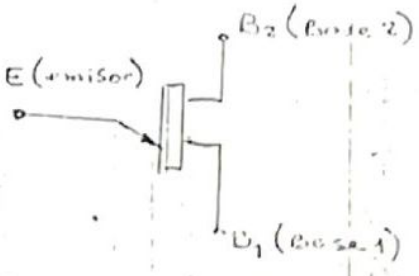


TRANSISTOR UNIJUNTURA



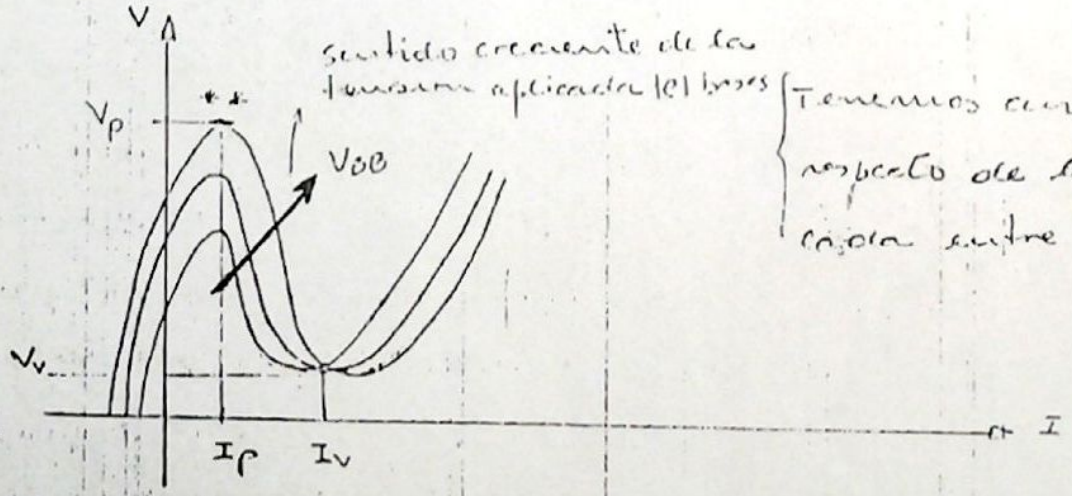
⊕ entre B_2 y B_1 (tiene contacto eléctrico)

Símbolo →



~ esta barra de material semicond. tiene coef. ⊕ de temp.

Características del 1er cuadrante.



sentido creciente de la tensión aplicada entre bases

Tenemos curvas parametricas respecto de la tensión aplicada entre B_2 y B_1.-

V_p → tiene fuerte dependencia con V_{BB} -

V_v → casi independiente de V_{BB}

I_p → $\neq f(V_{BB})$

I_v → tiene una cierta dependencia con V_{BB}.

Circuito de polarización del transistor unijunitura

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónica

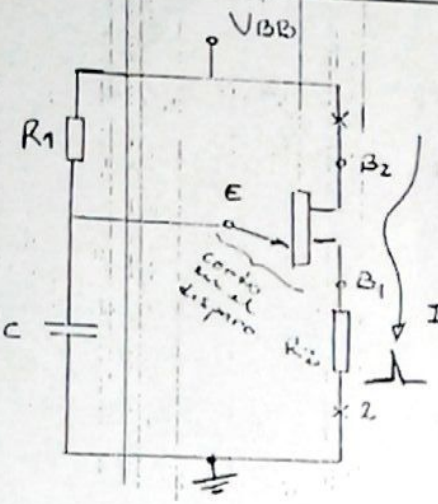


FIG (3)

Ec. D. se va a polarizar su sentido directo cdo.

- Tensión del disparo (tens. de emisor)

(tens. umbral del D)

$$\boxed{V_p = V_{BB}\frac{R_{B1}}{R_{B2}+R_{B1}} + V_D}$$

η (relación intrínseca del Trans. unijunitura)

el fabricante lo dá como dato

Ent. $\boxed{V_p = \eta V_{BB} + V_D}$ Ec. del disparo del trans. unij.

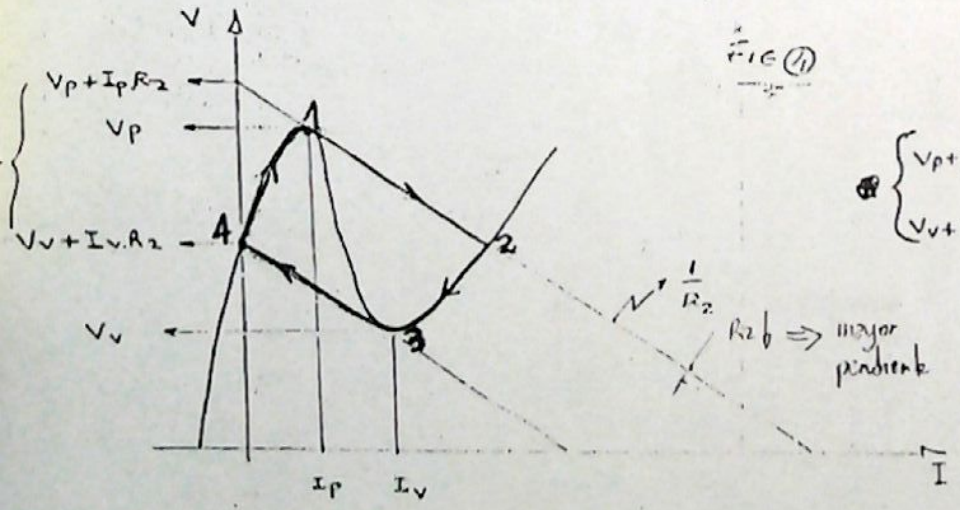
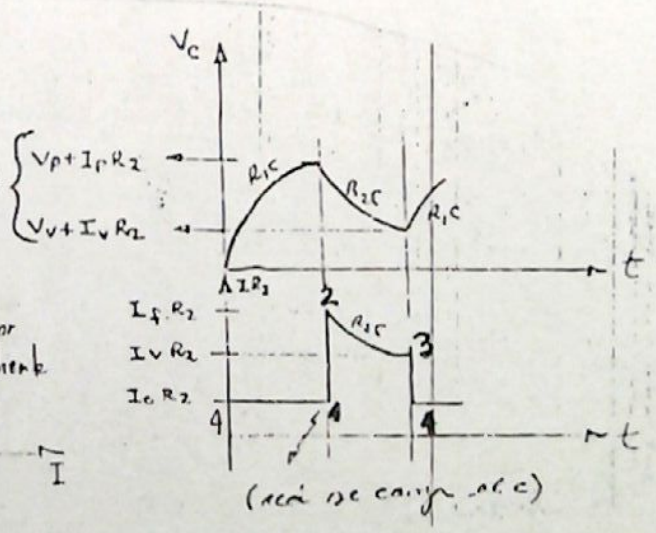
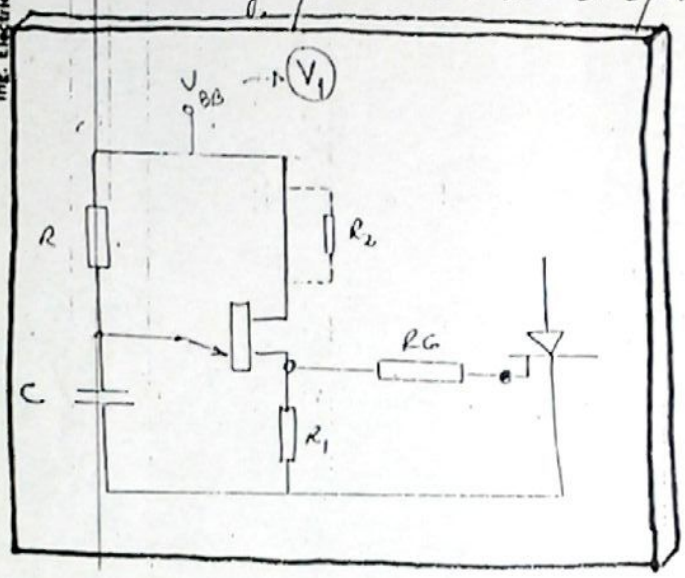


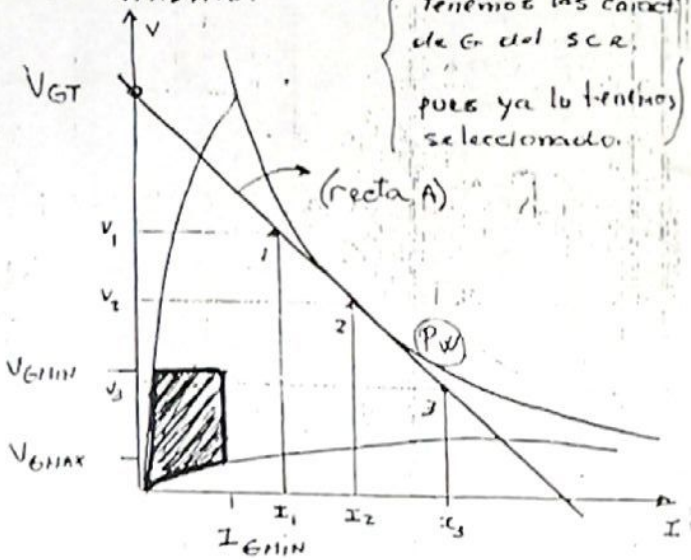
FIG (4)



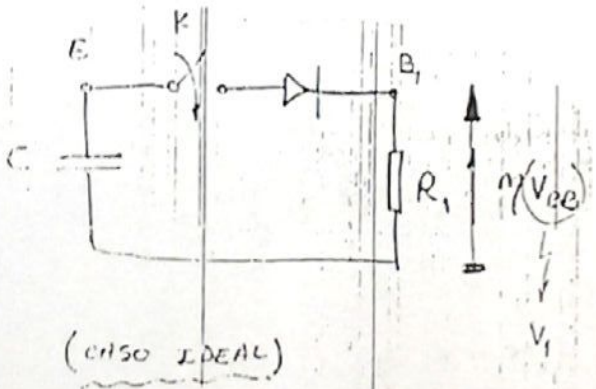
Ahora teniendo los principios de func. del osc. de relajación y recordando las caract. de G (caract. de entrada) del SCR, veremos los criterios de diseño a usar para acoplar el circ. de disparo a un SCR y producir el disparo del mismo.

ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónico





Tenemos las caract. de G del SCR, pues ya lo tenemos seleccionado.



(CASO IDEAL)

$$\boxed{V_{BB} = V_{GT}/\eta_{máx}}$$,

$\eta \rightarrow$ MAX, TIP, MIN } lo dá el fabricante

$$\{ V_{GT} = (V_{BB})\,\eta_{máx} \}$$

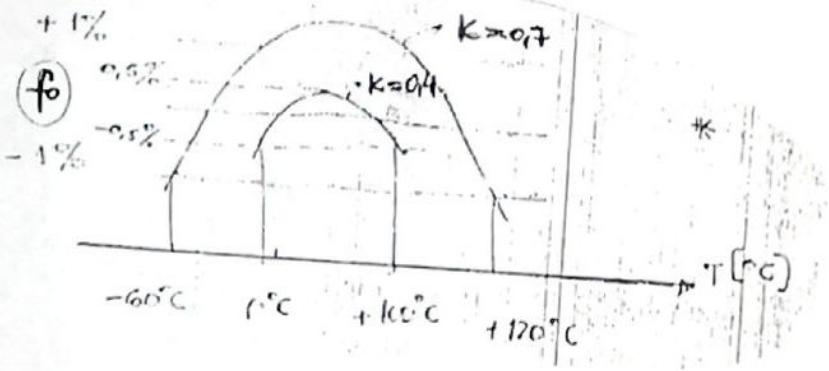
(η_{MAX} es para el peor caso)
(con esto aseguro que nunca me salga de V_{GT} -)

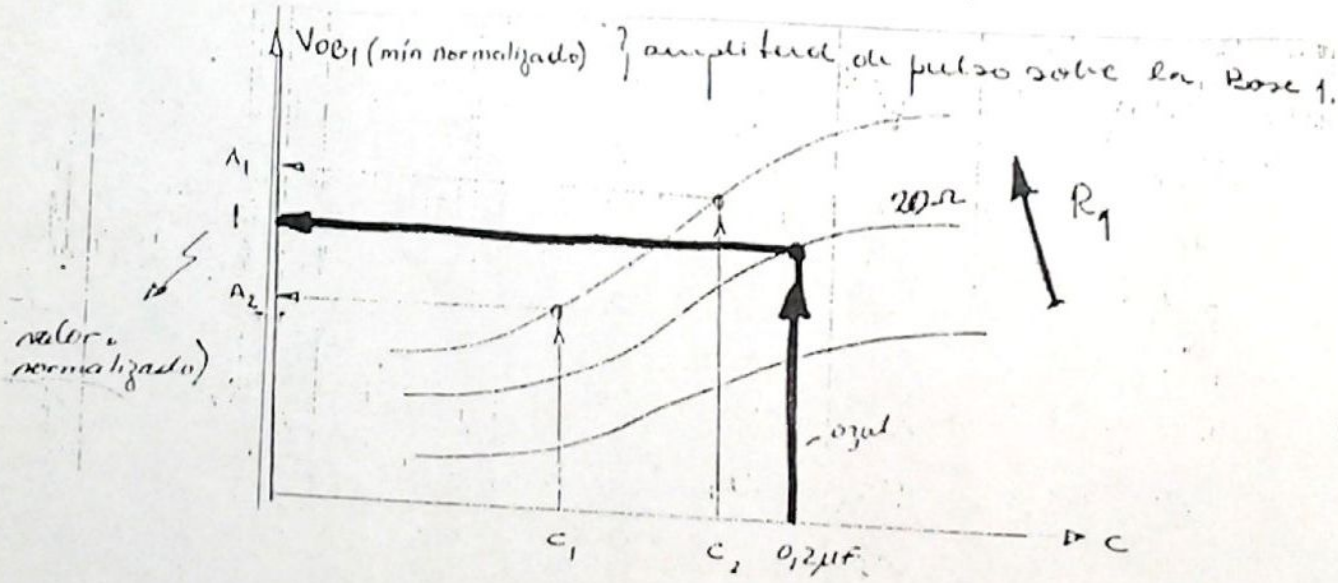
ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónico

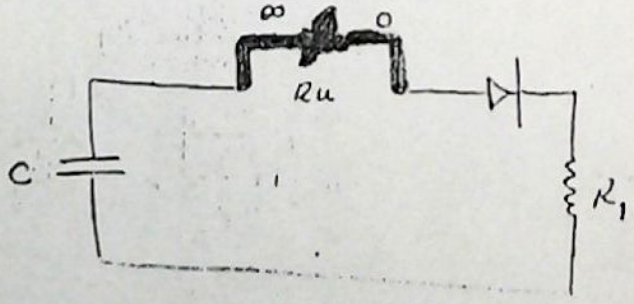
$$R_1 \Rightarrow \frac{V_1}{R_{B2B1} + R_{B2} + R_1} \times R_1 < V_{E\,MÁX}$$

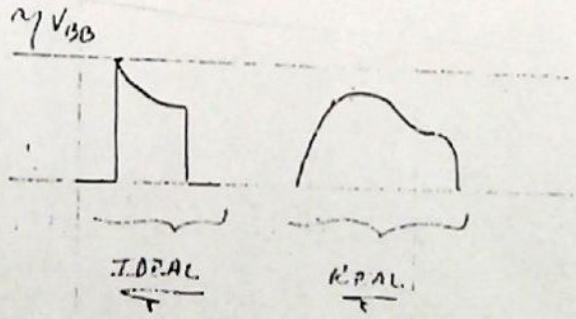
$$R_2 = \frac{K\,R_{EB3}}{\eta V_1} + \left(\frac{1-\eta}{\eta}\,R_1\right)$$

a veces puedo despreciar este término y no resolver el sistema

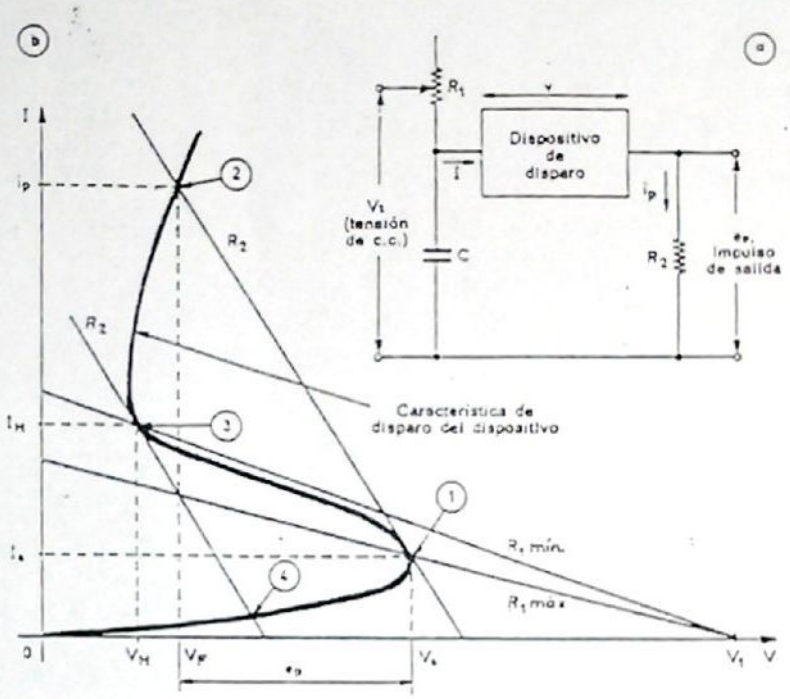






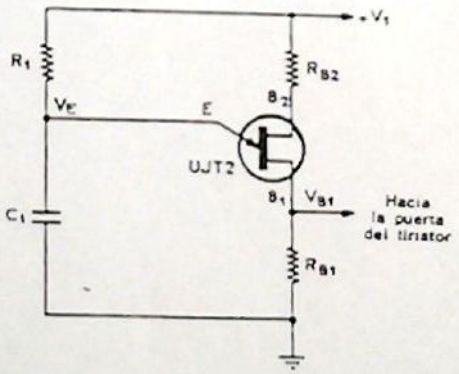


Disparo mediante circuitos con semiconductores

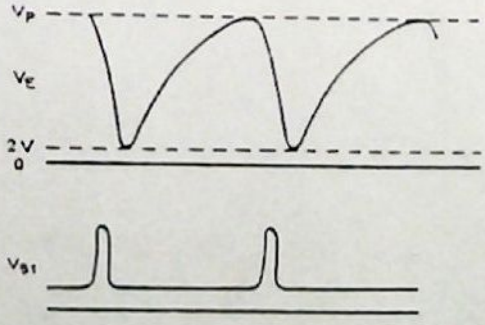


— Principio del disparo de tiristores por generador de impulsos.

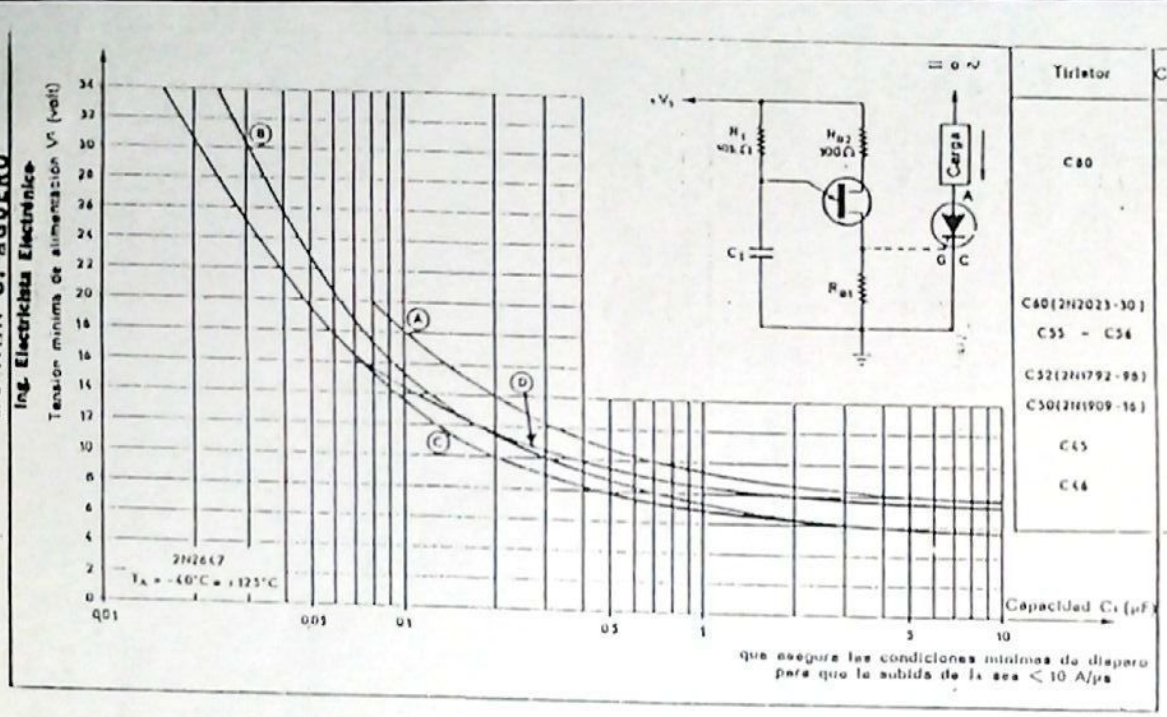
Caracte-ristica	UJT	SUS	Diac	Neón
V_s	V_p	V_s	V_{BR}	V_f
I_s	I_p	I_s	I_{BR}	
V_H	V_v	V_H		V_s
I_H	I_v	I_H		
e_p	V_{OB1}	V_O	e_p	i_p
i_p				



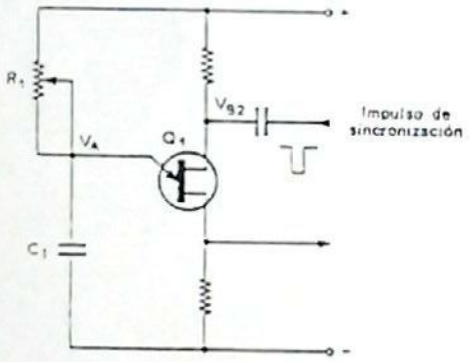
— El UJT como generador de impulsos.



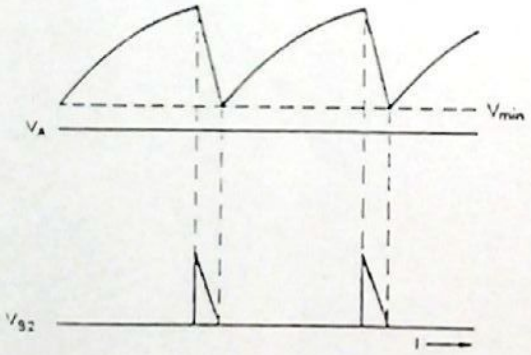
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

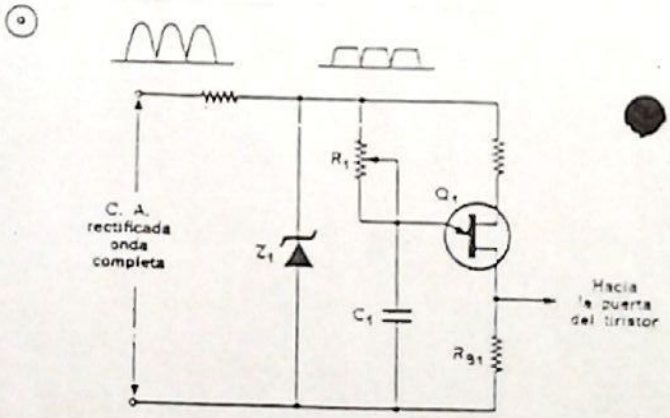


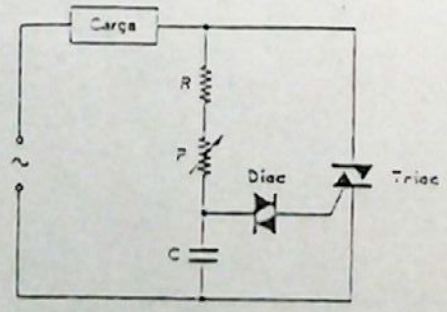
— Familia de curvas para determinar las condiciones de disparo seguro en un tiristor mediante un UJT (2N2647).

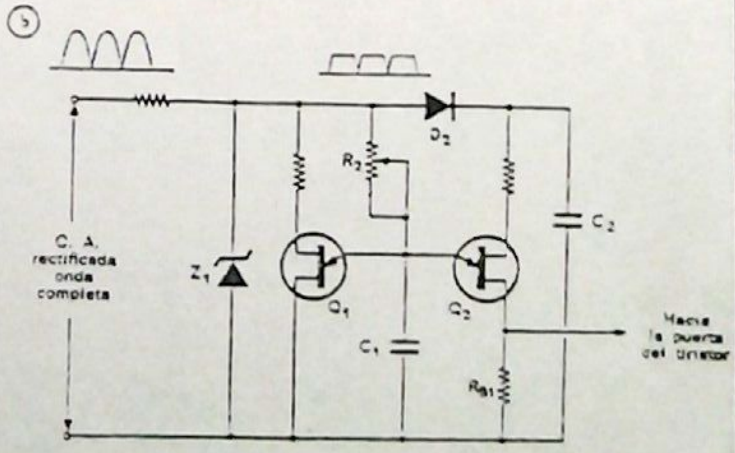


— Sincronización
un UJT.



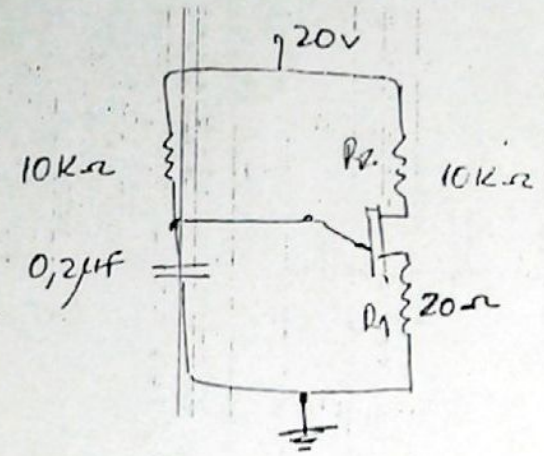






- Dos formas de sincronizar un UJT a partir de la red.

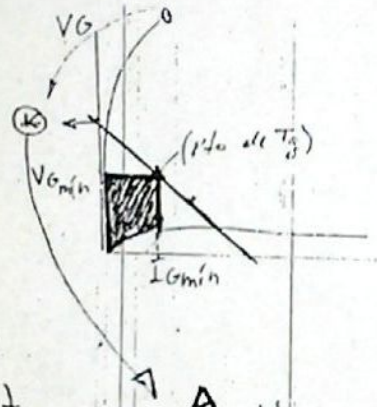
ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónica



CIRCUITO DE PRUEBA

Según este circ. $V_{OB,min} = 3V$

Trans Unijuntura 2N2646.



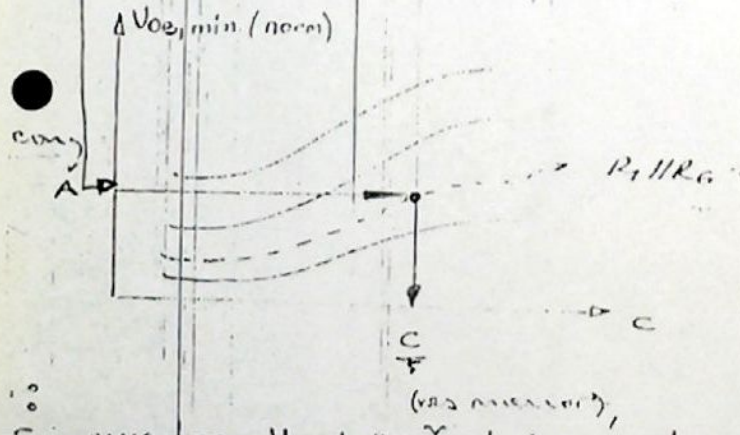
$V_{OBmín.}$ $\{ V_G = V_{Gmín} + R_G \cdot I_{Gmín} \}$

(amplitud del pulso mín q' tenemos q' asegurar)

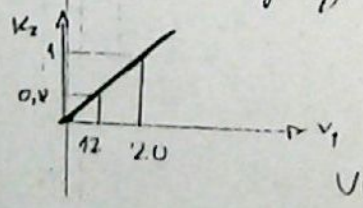
Ent. con $A = \dfrac{V_{Gmín} + I_{Gmín} R_G}{(3V) \times (K_2)}$ } entramos a las curvas. para un valor de $R = R_1 // R_G$ y obtengo C.

(Vale = 1 cdo la tens es 20V)

pulso min que asegura el fab. para el 2N2646



Si muestra $V_1 \neq 20$ ~ $K_2 \neq 1$ ent. debemos hacer una corrección. atraves de un gráfico que nos da el fabricante.



(K_2 → coef. de corrección)

(V_1 → tens de alimentación)

Unijuntura.

ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónico

Generalidades

Para estudiar la extinción del tiristor, esto es, su retorno del estado conductor al de bloqueo, refirámonos a las curvas de la figura 16-1.

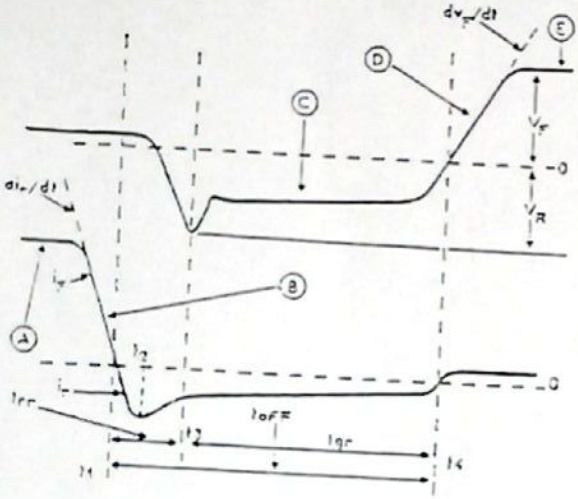


Fig. 16-1. — Ondas características de la extinción de un tiristor.

Si la tensión aplicada al elemento cambia de sentido y lo polariza inversamente, la corriente directa se anula, alcanzándose un valor débil de corriente inversa i_r. Las cargas acumuladas en la conducción del tiristor se eliminan entonces parcialmente, pudiéndose así definir un tiempo t_{rr} de recuperación inversa (de t_1 a t_3).

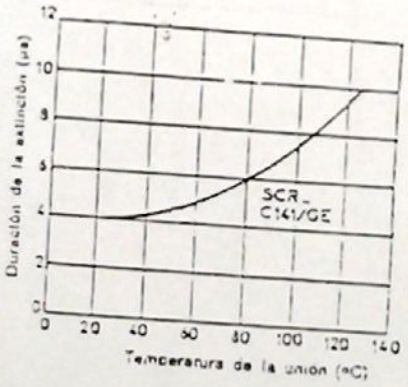
Las restantes cargas acumuladas se recombinan por difusión. Cuando su número es suficientemente bajo, la puerta recupera su capacidad de gobierno: puede entonces volver a aplicarse la tensión directa sin riesgos de un nuevo cebado. Este tiempo se denomina de recuperación de puerta y se simboliza como t_{gr}.

La duración total del proceso de bloqueo será pues el tiempo t_{OFF}:

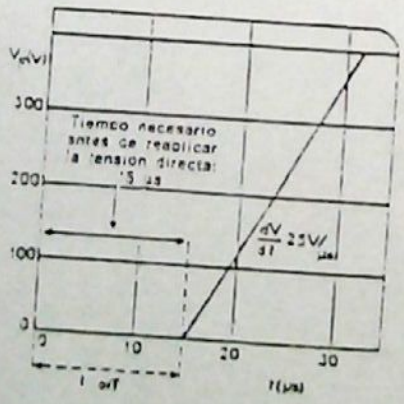
$$t_{OFF} = t_{rr} + t_{gr}$$

Este tiempo de extinción depende de muchos parámetros y crece con:

- El aumento de la temperatura de la unión (fig. 16-2);
- El aumento de la corriente directa (A, fig. 16-1);
- El incremento de la pendiente negativa de la corriente directa (B).
- La disminución de la corriente inversa de pico (t_2);
- La disminución de la tensión inversa (C);
- El incremento de la impedancia externa de puerta;
- El aumento de la polarización positiva de puerta.



— Variación del tiempo de bloqueo con la temperatura.



— Transcurrido el tiempo de extinción, que en este caso es de 15 µs, la tensión directa sólo puede volver a aplicarse respetando una velocidad máxima de variación que prolonga así la duración efectiva del ciclo.

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

Modos de extinción

1) Cuando opera en c.a., la extinción del tiristor se produce en forma automática cada vez que se invierte la tensión aplicada.

2) Cuando el tiristor opera en c.c. se puede provocar la extinción:

- Mediante un contacto mecánico;
- Por conmutación forzada.

Esto es lo que pasaremos a examinar seguidamente.

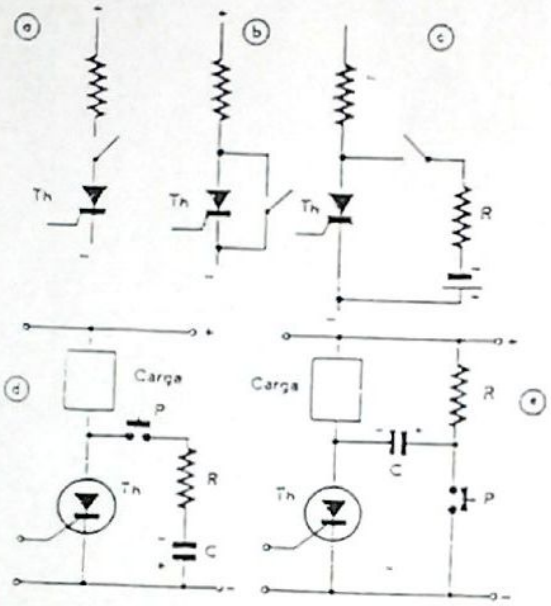
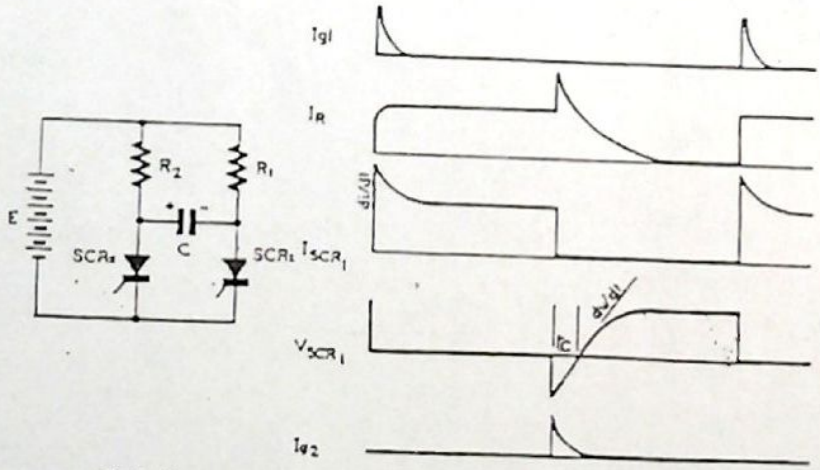


Fig. 16-4. — Cinco formas de extinción: por interrupción del circuito de ánodo (a); por cortocircuito del tiristor (b); por aplicación de una corriente inversa mediante una tensión auxiliar (c); o mediante un condensador (d); en (e) se da una variante de este último caso con mando por apertura de un pulsador.



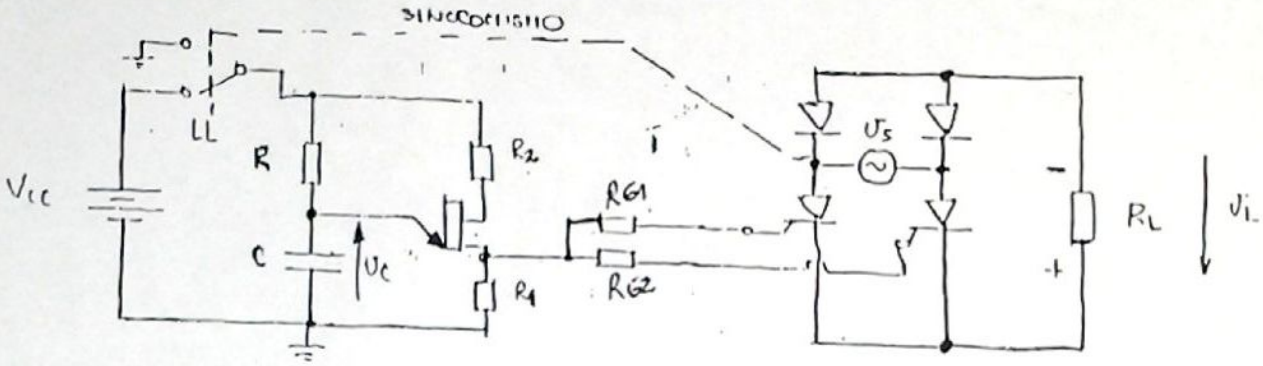
- Extinción por tiristor auxiliar. Los resistores R_1 y R_2 son de igual valor.

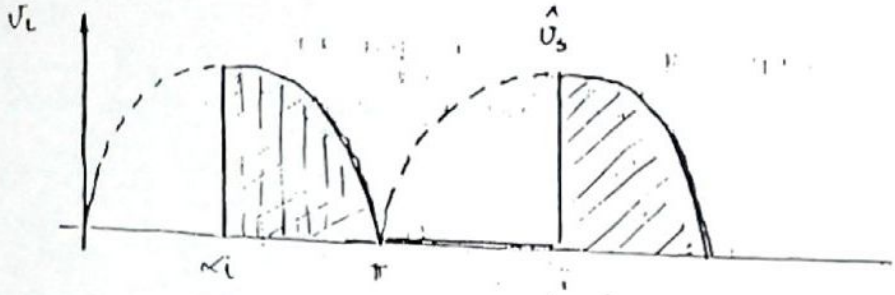
ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

Controles de Rampa.

ⓐ Rampa exponencial





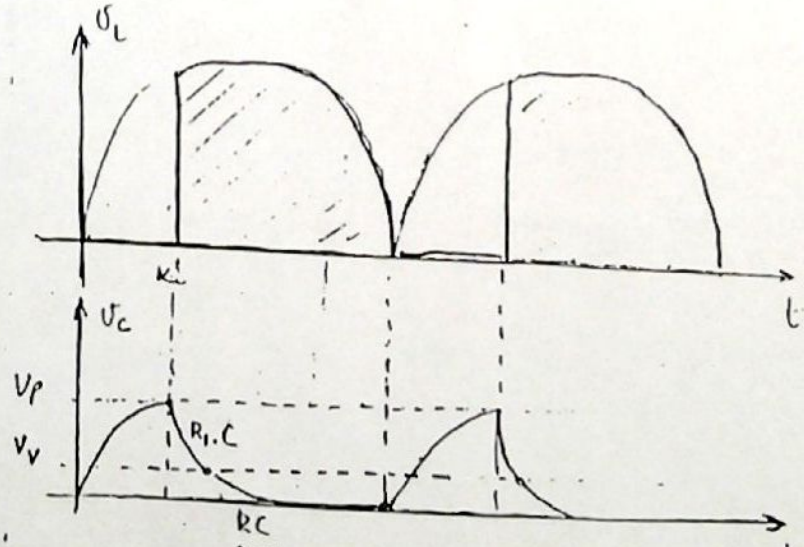
$$V_0 = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha_i}^{\pi} \hat{U}_s \operatorname{sen}\theta \, d\theta = \frac{\hat{U}_s}{\pi}\left[-\cos\theta\right]_{\alpha_i}^{\pi}$$

Si $V_0 = V_{0max}$, $\alpha_i = 0$ $\Rightarrow$ $V_{0max} = \frac{2\hat{U}_s}{\pi}$

$$\boxed{V_{0n} = \frac{V_0}{V_{0max}} = \left(\frac{1+\cos\alpha_i}{2}\right)}$$

Disparo de los SCR

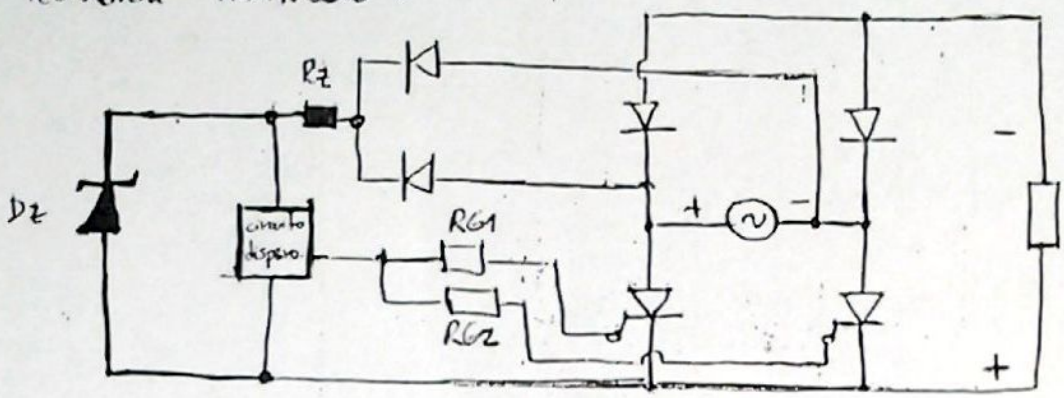
Necesitamos sincronizar α_i con el cruce por cero de la tensión, si LL no puede 2 veces. Una vez disparado el circuito, nos aseguramos la descarga total de C. Luego debemos sincronizar el comienzo de la carga con el cruce por cero de la tensión



(Si rectco, por debajo de V_D no conduce UJT y se descarga por RC)

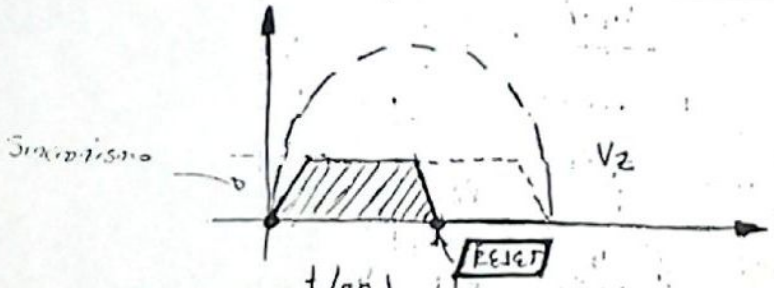
ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

resistencia limitadora :



Vemos que cuando el SCR se dispara, la tensión en el circuito de disparo es nula (RESET)

Luego, el zener comienza a repetir, sólo a partir del instante en que pase por cero la tensión



$$v_c(t) = V_z\left(1 - e^{-t/RC}\right) \qquad \text{si } t = t_i \qquad v_c(t_i) = \eta V_z$$

$$e^{-t_i/RC} = 1-\eta \quad \Rightarrow \quad \frac{t_i}{RC} = \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)$$

$$\boxed{t_i = RC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

En un UJT $\eta \cong 2/3$

$$\boxed{t_i \simeq RC} \qquad \alpha_i = \omega t_i \Rightarrow \alpha_i = \omega RC$$

$$\alpha_i = \pi \quad \Rightarrow \quad R = R_{max} \quad \Rightarrow \quad \pi = \omega R_{max} C$$

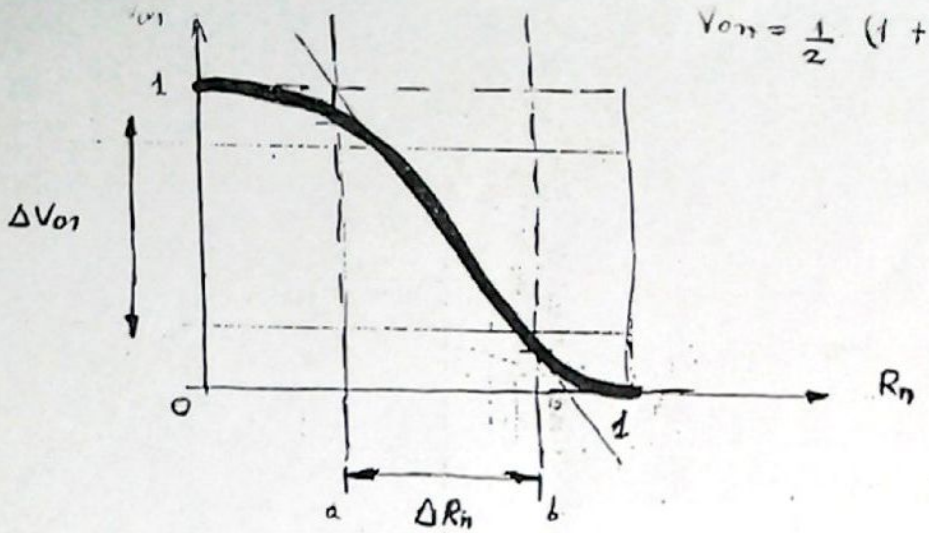
$$\frac{\alpha_i}{\pi} = \frac{\omega R C}{\omega R_{max} C} = \frac{R}{R_{max}}$$

$$\boxed{\alpha_i = \frac{\pi R}{R_{max}} = \pi \cdot R_n}$$

$$\boxed{V_{cn} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos \pi R_n\right)}$$

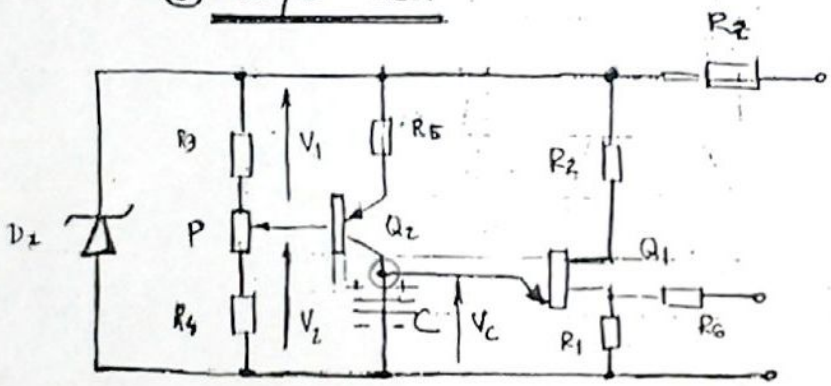
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electrónica Electrónica

$$V_{on} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos \pi R_n\right)$$



$$\text{Ganancia Control} = \frac{\Delta V_{on}}{\Delta R_n} \Rightarrow \text{Muy grande entre a y b (ALINEAL)}$$

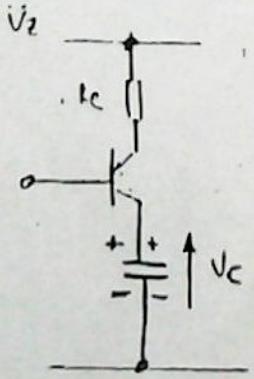
(b) Rampa lineal



$$V_1 = V_{RE} + V_{EB} \qquad V_Z > V_{RE} + \underbrace{V_{EC_{sat}}} + \eta V_Z$$

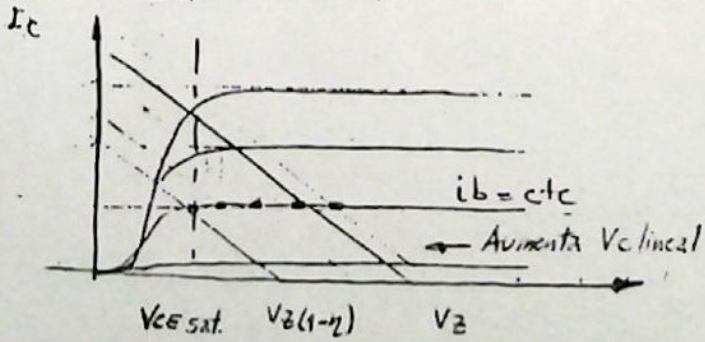
$$V_{RE} < V_Z + V_{CE\,sat} + \eta V_Z$$

1°) $$\boxed{V_1 < V_Z(1-\eta) + V_{CE\,sat} + V_{BE}}$$ Condición de Maximo



$$\boxed{V_Z - V_C = \frac{(I_E)}{\alpha} R_E + V_{CE}}$$

$I_E = I_C$



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int i\,dt \qquad i = ct = I_c$$

$$v_c(t) = \frac{I_c \cdot t}{C} \qquad \text{si } t = t_i \quad v_c(t_i) = \eta V_z$$

$$\eta V_z = \frac{I_c\, t_i}{C} \Rightarrow \boxed{t_i = \frac{\eta V_z C}{I_c}}$$

$$\alpha_i = \omega t_i = \frac{\omega \eta V_z C}{I_c}$$

$$\alpha_i = \frac{\omega \eta V_z C}{I_c} \qquad I_{c\,max} \Rightarrow \alpha_i\ min$$

$$I_{c\,min} \Rightarrow \alpha_i\ max = \pi$$

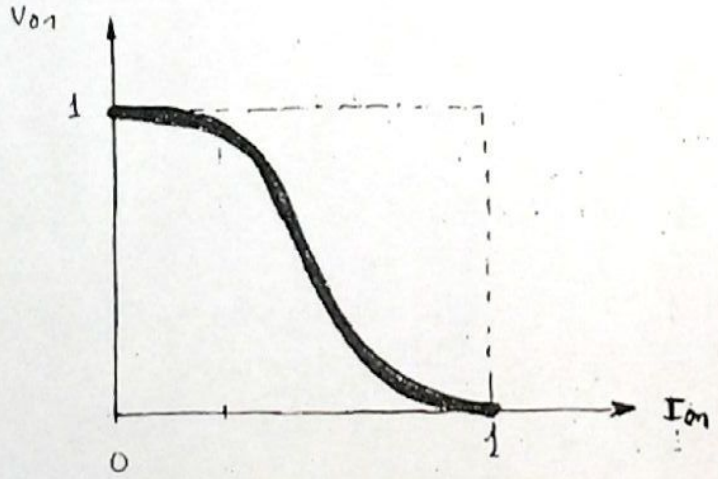
$$\pi = \frac{\omega \eta V_z C}{I_{c\,min}}$$

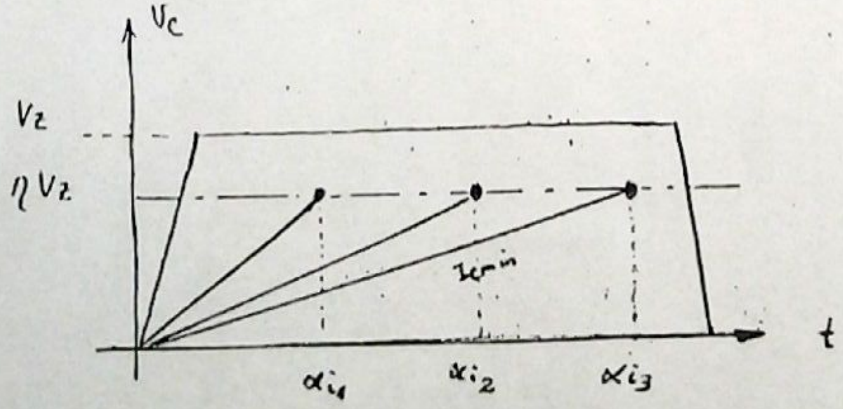
$$\frac{\alpha_i}{\pi} = \frac{\frac{1}{I_c}}{\frac{1}{I_{c\,min}}} = \frac{I_{c\,min}}{I_c} \Rightarrow \boxed{\alpha_i = \pi\, I_{cn}}$$

$$\boxed{V_{on} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos \pi I_{on}\right)}$$

$I_{cn} = 0 \qquad I_c = \infty \qquad \alpha_i = 0^\circ$

$I_{cn} = 1 \qquad I_c = I_{c\,min} \qquad \alpha_i = \pi$

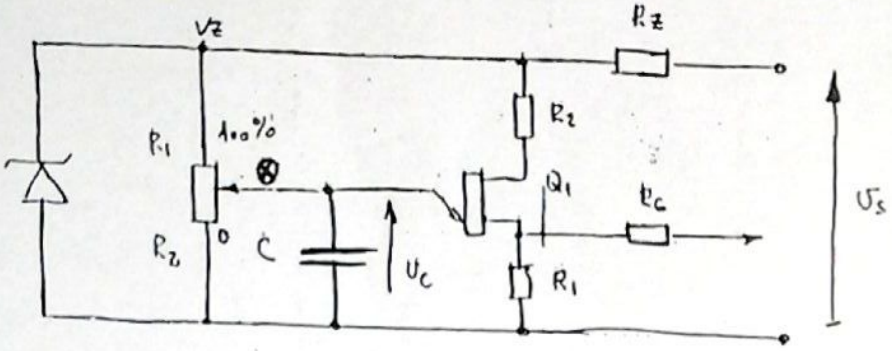




α_i = función lineal de t

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

ⓐ Control Pedestal



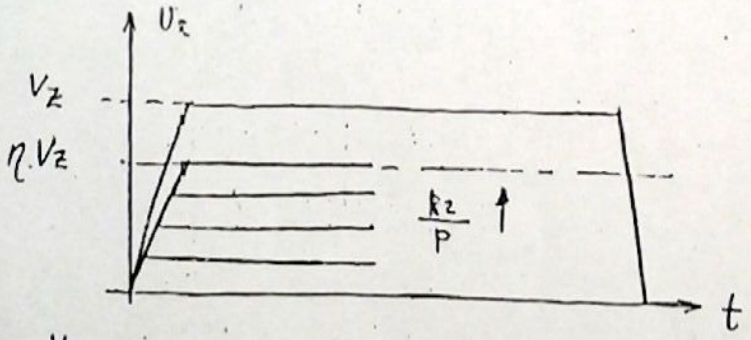
$$V_c = \frac{V_z R_2}{R_1 + R_2} \qquad \tau = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} * C \qquad \text{(Ver Thevenin en x)}$$

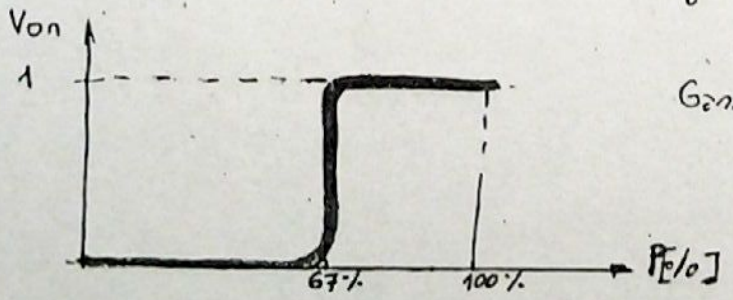
$$P = R_1 + R_2$$

Si τ es pequeño frente al tiempo de crecimiento de la onda senoidal v_s, se puede considerar a los fines práctico, que C se carga instantáneamente. Por tanto se trata de un control todo-nada.

Como $V_p = \eta . V_z$ $\quad V_p = V_c \Rightarrow \eta V_z = \dfrac{V_z . R_2}{R_1 + R_2}$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \eta \simeq 0{,}67$$

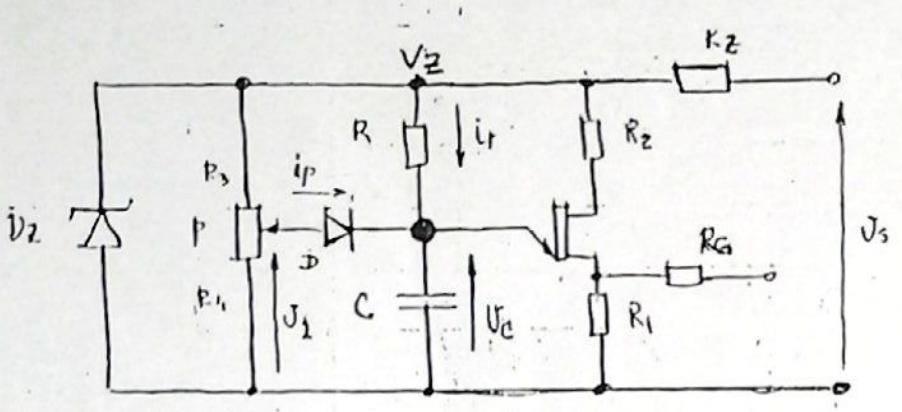




$$\text{Ganancia} = \frac{\Delta V_{on}}{\Delta P} = \infty$$

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

(b) Pedestal + Rampa exponencial



Asumimos que el capacitor C se carga a través de $R_3 - P - R_4$ en forma inmediata.

La tensión de Pedestal será

$$\boxed{\frac{V_z \cdot R_4}{P} = V_P}$$

$$v_c(t) - V_P = V_z\left(1 - e^{-t/RC}\right)$$

$$v_c(t) = V_P + V_z\left(1 - e^{-t/RC}\right)$$

$t = t_i$

$v_c(t_i) = \eta V_z$

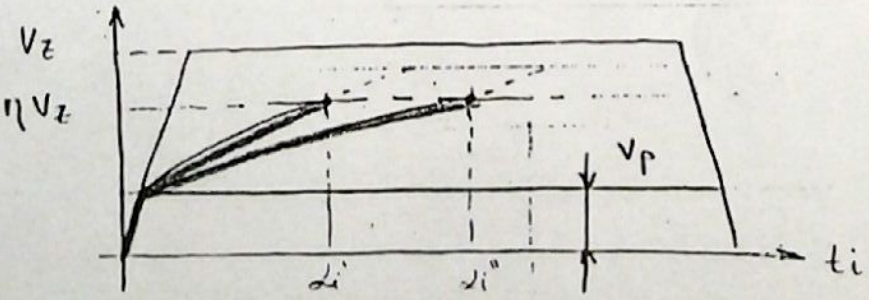
$$\eta V_z = V_P + V_z - V_z e^{-t_i/RC}$$

$$V_z e^{-t_i/RC} = V_P + V_z(1-\eta)$$

$$e^{-t_i/RC} = \frac{V_P + V_z(1-\eta)}{V_z}$$

$$\frac{t_i}{RC} = \ln \frac{V_z}{V_P + V_z(1-\eta)}$$

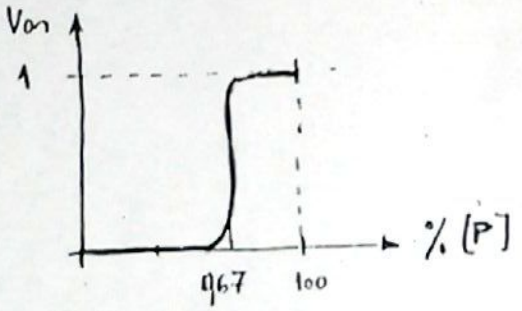
$$\boxed{t_i = R_1 C \ln\left[\frac{V_z}{V_P + V_z(1-\eta)}\right]}$$



ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

$$\alpha_i = \omega t_i = \omega RC \, Ln \left[\frac{V_z}{V_p + V_z(1-\eta)} \right]$$

Ahora, antes de ver la variación, es conveniente limitar la acción del PEDESTAL, ya que si $V_p = \eta V_z$ se dispara el circuito, perdiendo control:



$$0 \leq V_p \leq \eta V_z$$

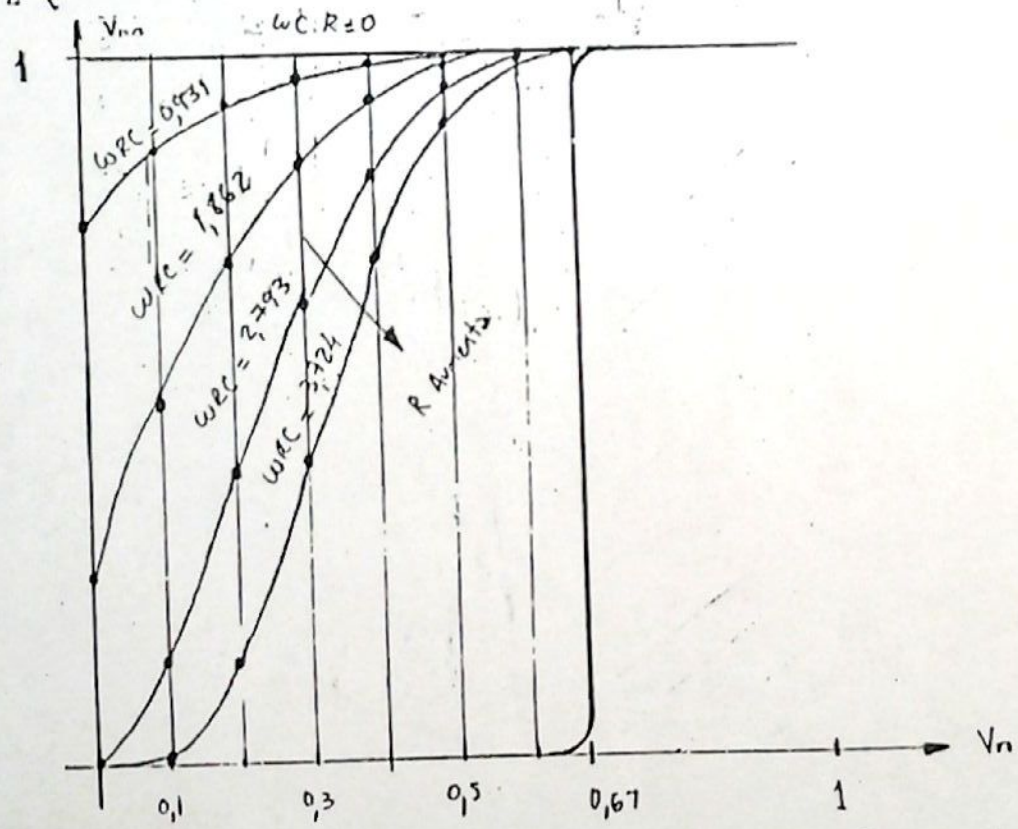
$$0 \leq \frac{V_p}{V_z} \leq \eta$$

$$0 \leq V_n \leq \eta$$

$$\alpha_i = \omega RC \, Ln \left[\frac{1}{V_n + (1-\eta)} \right] \qquad 0 \leq V_n \leq \eta$$

$$V_{on} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos \alpha_i\right)$$

Graficamos con ωCR como parám



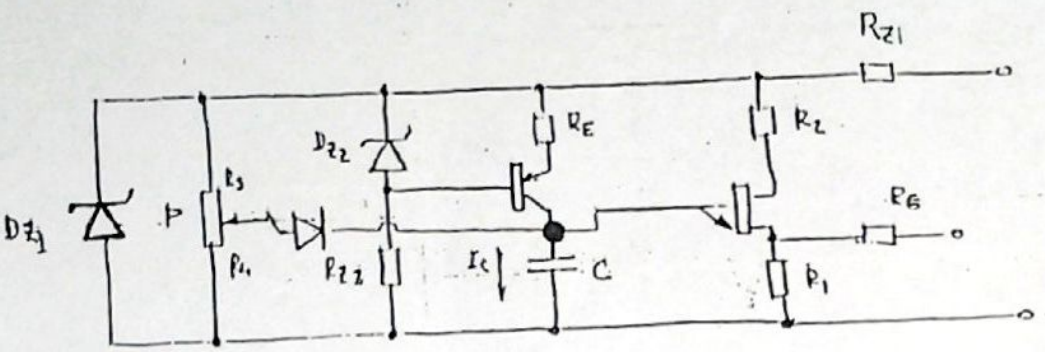
$0,1 \Rightarrow \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,843\, \omega RC\right)\right]$ $\qquad \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,314\, \omega RC\right)\right] \Leftarrow 0,4$

$0,2 \Rightarrow \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,634\, \omega RC\right)\right]$ $\qquad \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,186\, \omega RC\right)\right] \Leftarrow 0,5$

$0,3 \Rightarrow \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,462\, \omega RC\right)\right]$ $\qquad \frac{1}{2}\left[1 + \cos\left(0,07\, \omega RC\right)\right] \Leftarrow 0,6$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

ⓒ Control Pedestal + Rampa Lineal



Asumimos que el capacitor se carga muy rápidamente a través de P el valor

$$V_P = \frac{V_Z R_4}{R_Z + R_4} = \frac{V_Z R_4}{P} \quad ; \quad \tau = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \times C$$

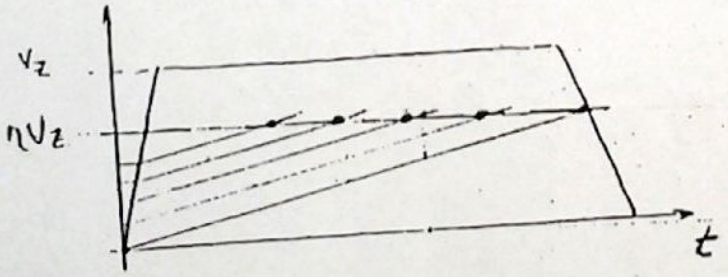
$$v_c(t) = V_P + \frac{1}{C}\int i\,dt = V_P + \frac{I_c}{C}t$$

si $t = t_i$ $\quad v_c(t_i) = \eta V_Z$; entonces

$$\eta V_Z = V_P + \frac{I_c}{C} t_i \Rightarrow \boxed{t_i = \frac{C(\eta V_Z - V_P)}{I_c}}$$

como $\alpha_i = \omega t_i$ $\quad \alpha_i = \dfrac{\omega C(\eta V_Z - V_P)}{I_c}$

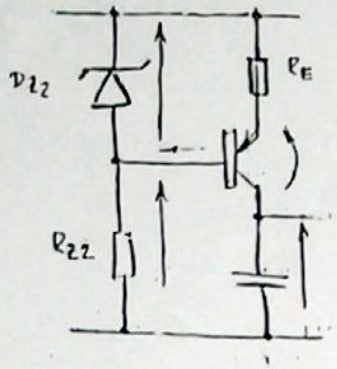
$$\boxed{I_{c\,min} = \frac{\omega C(\eta V_Z - V_P)}{\pi}}$$



$I_{c\,min}$ se calcula para $V_P = 0$ y se deja <u>ETE</u>

$$\boxed{I_{p\,min} = \frac{\omega C \eta V_Z}{\pi}}$$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónica



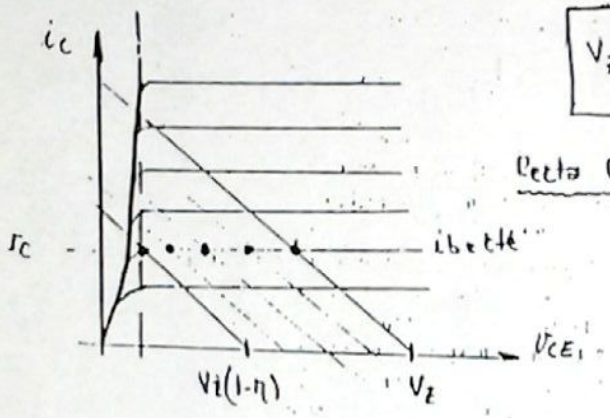
$$V_{Z2} = V_{RE} + V_{EB}$$

Para no saturar debemos tener

$$V_{Z_1} \geq V_{RE} + V_{EC\,sat} + \eta V_{Z_1}$$

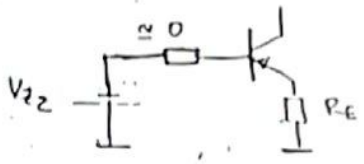
$$V_{RE} \leq V_Z + V_{CE\,sat} - \eta V_Z$$

$$\boxed{V_{Z2} \leq V_Z(1-\eta) + V_{CE\,sat} - V_{BE}}$$



Recta Carga $\quad V_Z - V_C(1) = \frac{I_C}{\alpha} R_E + V_{CE}$

Thevenin Base c.

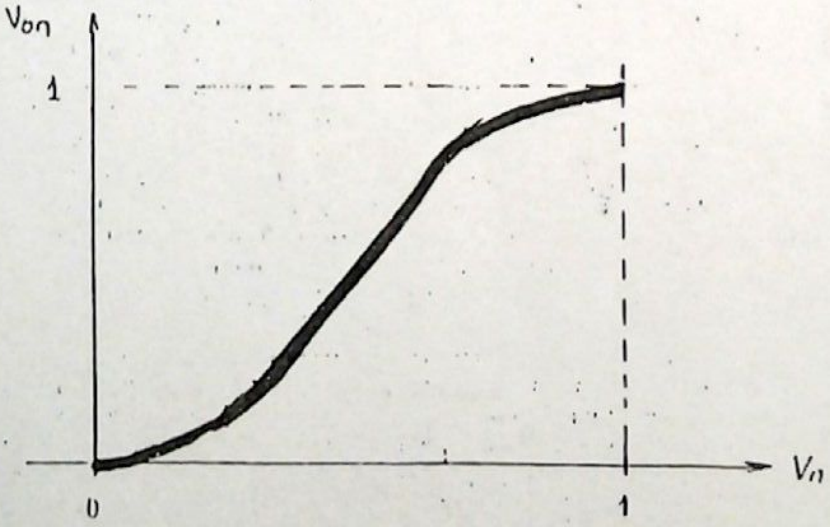


$$R_{th} = \frac{R_{Z2}\, r_Z}{r_Z + R_{Z2}} \simeq 0$$

$$\alpha_i = \frac{\omega C\,(\eta V_Z - V_P)}{\frac{\omega C \eta V_Z}{\pi}} = \pi\left(1 - \frac{V_P}{\eta V_Z}\right) \qquad 0 < V_P < \eta V_Z$$

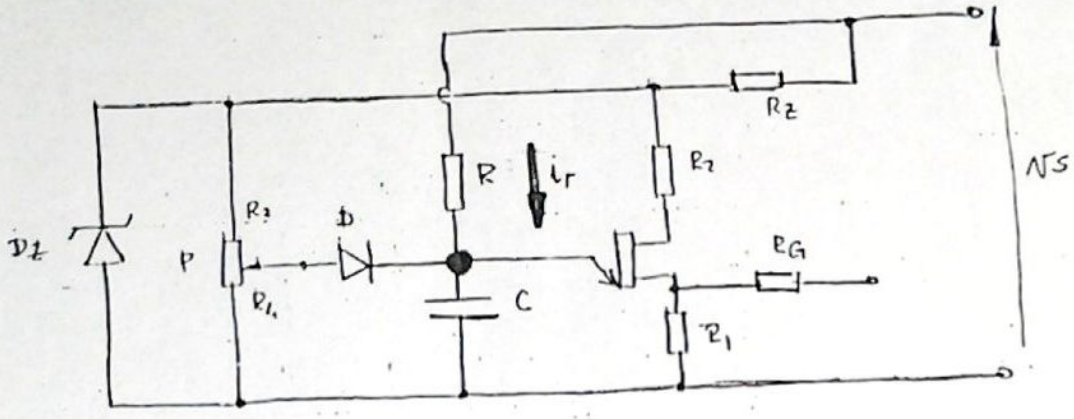
$$\boxed{K_i = \pi \cdot (1 - V_n)}$$

$$\boxed{V_{on} = \frac{1}{2}\left[1 + \cos \pi(1 - V_n)\right]}$$



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

d) Control Pedestal + Rampa Cosenoidal



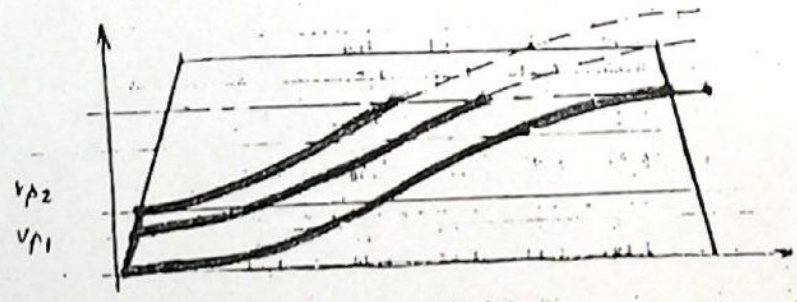
$\tau = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot C \ll$ tiempo crecimiento de la tensión rect.

$R \gg \frac{1}{j\omega C}$ $\qquad i_r \simeq \frac{\hat{v}_s}{R} \operatorname{sen} \omega t$

$$v_c(t) = V_p + \frac{1}{C}\int_0^{t_i} i_r \, dt = V_p + \frac{\hat{v}_s}{\omega RC}\left[1 - \cos \omega t\right]$$

Si $t = t_i$ $\qquad v_c(t_i) = \eta V_z$ $\qquad \omega t_i = \alpha_i$

$$\boxed{\eta V_z = V_p + \frac{\hat{v}_s}{\omega RC}\left[1 - \cos \alpha_i\right]}$$



Calculamos la rampa para $V_p = 0$ tal que $\alpha_i = \pi$

$$\eta V_z = \frac{\hat{v}_s}{\omega RC}\left[1 - \cos \pi\right]$$

$$\boxed{RC = \frac{2\hat{v}_s}{\omega \eta V_z}}$$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

Vemos que $\dfrac{\hat{v}_s}{\omega RC} = \dfrac{\eta V_z}{2}$

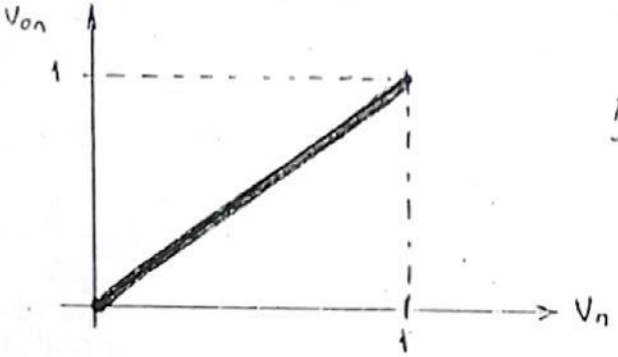
$$\eta V_z = V_p + \frac{\eta V_z}{2}\left[1 - \cos\alpha_i\right]$$

$$1 = \frac{V_p}{\eta V_z} + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos\alpha_i$$

$$\boxed{V_n = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\alpha_i\right)}$$

$0 \leq V_p \leq \eta V_z$
$0 \leq V_n \leq 1$

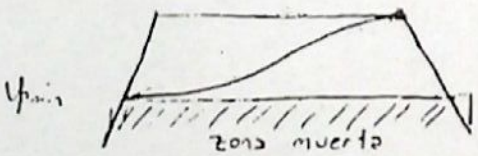
$$V_{on} = \frac{1}{2}\left(1 + \cos\alpha_i\right) \Longrightarrow V_n \Longrightarrow \boxed{V_n = V_{on}}$$

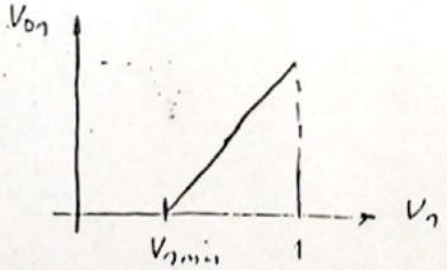


Totalmente Lineal

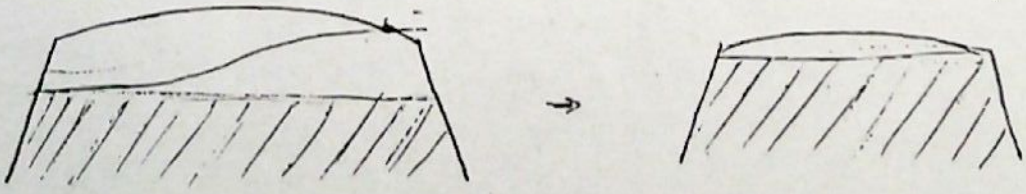
Observaciones

1) Se puede hacer la ganancia más alta, a costa de una zona muerta.





2) La zona muerta no debe ser excesivamente grande, dado que la curvatura del zener afecta la linealidad (Confunden las curvas)



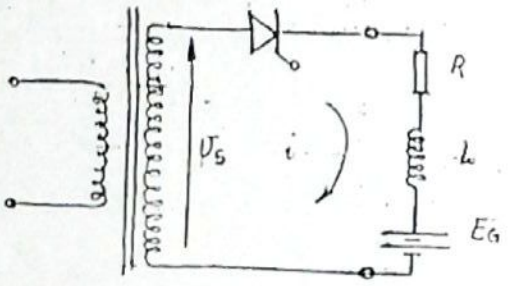
RECTIFICACION CONTROLADA - PUCHLOWSKY

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

Cuando se desea controlar la potencia mediante SCR, triacs o tiratrones en cargas con gran contenido inductivo, el análisis se complica ya que no es fácil determinar cuando cesará la conducción de corriente, debido esto a las propiedades eléctricas de las inductancias, que se oponen a las variaciones de corriente.

¿Y porque importa tanto la extinción de la corriente? Importa, porque esto determina cuando se apagará el elemento de control.

Para el análisis partimos de un sistema muy simple (monofásico)



$$\boxed{v_s - E_G = iR + L\frac{di}{dt}}$$

Ecuación diferencial lineal no homogénea

Tiene como solución general $\boxed{i = i_h + i_p}$

a) Solución a la ecuación homogénea:

$$0 = iR + L\frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{di}{dt} = -i\frac{R}{L}$$

$$\frac{di}{i} = -\frac{R}{L}dt$$ Integrando ambos miembros

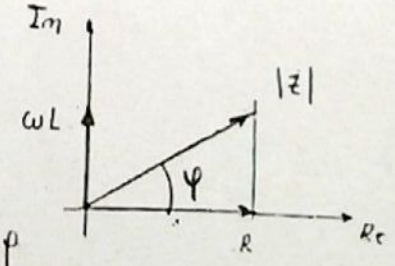
$$\ln i = -\frac{R}{L}t + K \Rightarrow i_h = e^{-\frac{R}{L}t + K} = C e^{-\frac{R}{L}t}$$

b) Solución a la ecuación particular:

$$i_p = \frac{v_s}{Z} - \frac{E_G}{R}$$

$$tg\varphi = \frac{\omega L}{R}$$

$$R = |Z|\cos\varphi$$



$$i_p = \frac{v_s}{Z} - \frac{E_G}{R}$$

ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electrónica Electrónica

Ahora, v y z pueden expresarse de forma ya conocida:

$$z = |z|\, e^{j\varphi} \qquad v_s = \mathrm{Im}\left[\hat{v}_s\, e^{j\omega t}\right]$$

$$i_p = \mathrm{Im}\left(\frac{\hat{v}_s\, e^{j\omega t}}{|z|\, e^{j\varphi}}\right) - \frac{E_G}{R} = \frac{\hat{v}_s}{|z|}\,\mathrm{sen}\,(\omega t - \varphi) - \frac{E_G}{R}$$

$$i_p = \frac{\hat{v}_s}{R}\,\mathrm{sen}\,(\omega t - \varphi)\cos\varphi - \frac{E_G}{R}$$

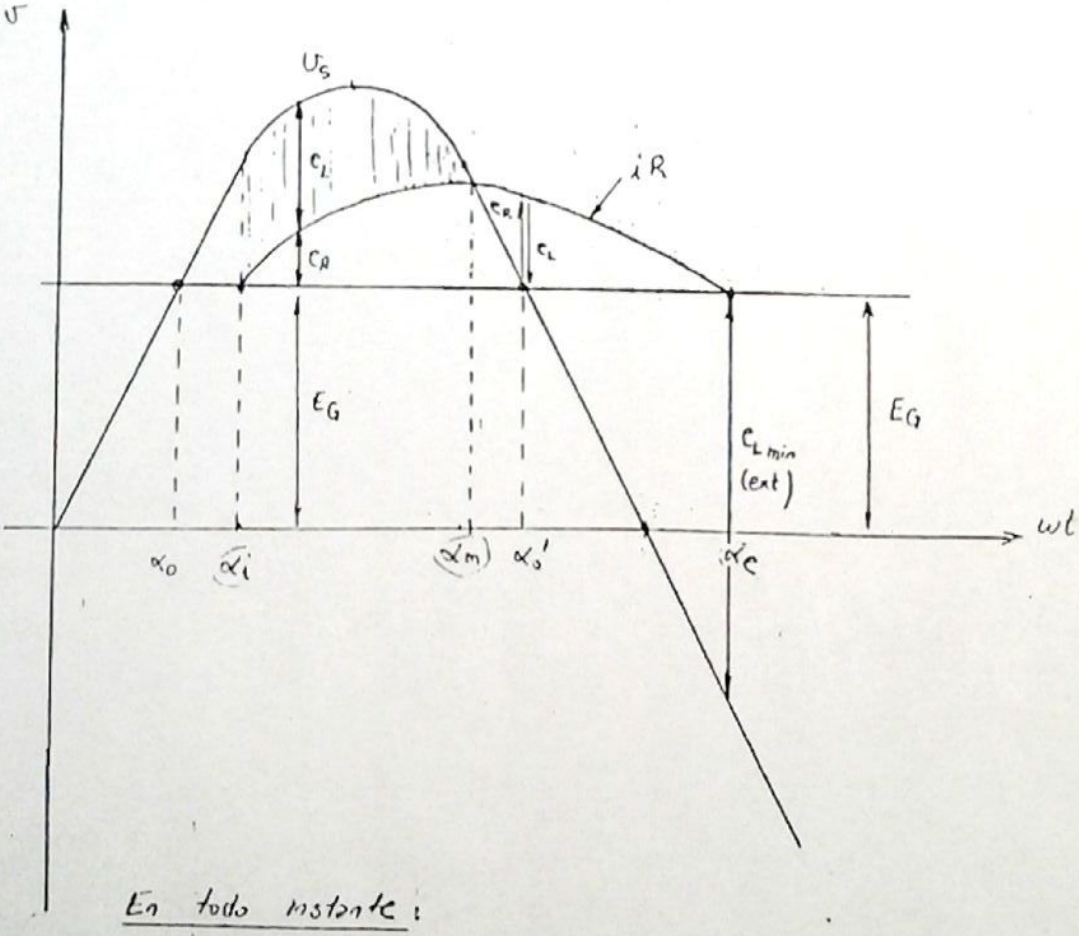
La solución general tiene la forma:

$$i = \frac{\hat{v}_s}{R}\,\mathrm{sen}\,(\omega t - \varphi)\cos\varphi - \frac{E_G}{R} + C\, e^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\,\varphi}}$$

$$i = \frac{\hat{v}_s}{R}\left[\mathrm{sen}\,(\omega t - \varphi)\cos\varphi - \frac{E_G}{\hat{v}_s}\right] + C\, e^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\,\varphi}}$$

Se denomina $a = \dfrac{E_G}{\sqrt{2}\, V_s}$ "Coeficiente de tensión"

$$i = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{R}\left[\mathrm{sen}\,(\omega t - \varphi)\cos\varphi - a\right] + C\, e^{-\frac{\omega t}{\mathrm{tg}\,\varphi}}$$



<u>En todo instante:</u>

$$v_s = E_G + e_R + e_L$$

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

Hasta que no se dispare el elemento de control, $i=0$
Luego debe cumplirse que

$$\omega t_i = \alpha_i \quad \Rightarrow \quad i=0$$

$$0 = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\left[\operatorname{sen}(\alpha_i-\varphi)\cos\varphi - a\right] + C\,e^{-\frac{\alpha_i}{tg\varphi}}$$

$$C = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\left[\cos\varphi\,\operatorname{sen}(\alpha_i-\varphi) - a\right] e^{\frac{\alpha_i}{tg\varphi}}$$

$$\boxed{i = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\left\{\left[\operatorname{sen}(\omega t-\varphi)\cos\varphi - a\right] + \left[a - \operatorname{sen}(\alpha_i-\varphi)\cos\varphi\right] e^{-\frac{\omega t-\alpha_i}{tg\varphi}}\right\}}$$

Esta corriente se compone de tres términos
- Componente C.C.
- Componente C.A.
- Componente Exponencial

$$\begin{cases} I_{cc} = \dfrac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\,a \\[2ex] i_{ca} = \dfrac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\operatorname{sen}(\omega t-\varphi)\cos\varphi \\[2ex] i_{cf} = \dfrac{\sqrt{2}\,V_s}{R}\left[a - \operatorname{sen}(\alpha_i-\varphi)\cos\varphi\right] e^{-\frac{\omega t-\alpha_i}{tg\varphi}} \end{cases}$$

<u>Análisis de formas de onda:</u>

a) Cuando $\omega t = \alpha_0$ $i=0$ y hasta α_i no hay posibilidad de circulación de corriente, luego $i=0$ (circ. abierto) para $\alpha_0 \le \alpha < \alpha_i$

b) Cuando $\omega t = \alpha_i$ $i=0$ $\frac{di}{dt} > 0$ (hay crecimiento de i)

$$i\,R = e_R = 0$$

$$\frac{di}{dt}L = e_L \neq 0 \qquad\qquad U_s = E_G + e_L$$

ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónica

c) $\omega t = \alpha_m$ $\quad \frac{di}{dt} = 0$ (máximo de la corriente)

$e_L = L \frac{di}{dt} = 0$

$v_S = E_G + e_{R\,max}$ $\quad e_{R\,max} = \hat{i} R$

$$\hat{i} = \frac{v_S - E_G}{R} = \frac{\hat{v}_S \operatorname{sen} \alpha_m - E_G}{R}$$

Concluímos que $0 \leq e_L \leq e_{L\,max}$

d) $\omega t = \alpha_0'$ $\quad v_S = E_G$, pero $\frac{di}{dt} < 0$. e $i \neq 0$, entonces la corriente sigue circulando a expensas de la energía almacenada en la bobina

$v_S - E_G = e_R + e_L$ $\quad \therefore -e_L = e_R$

e) Luego de $i_{max} = \hat{i}$, e_L cambia de signo y contribuye a la circulación de corriente hasta que $(v_S + e_L) - E_G = 0$, momento en el que se extingue i.

<u>Ángulo de ignición.</u>

Vimos que podemos encender al elemento de control a partir del momento en que la tensión de ánodo sea mayor o igual que la tensión aplicada al cátodo (Batería) y hasta el momento en que esta situación se invierta nuevamente. Esto está representado por los ángulos α_0 y α_0' respectivamente.

Para el instante en que $t = t_0$ $\quad \omega t = \alpha_0$

$$\hat{v}_S \operatorname{sen} \alpha_0 = E_G$$

$$\alpha_0 = \operatorname{arc\,sen} \frac{E_G}{\sqrt{2}\, V_S}$$

$$\boxed{\alpha_0 = \operatorname{arc\,sen} a}$$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónica

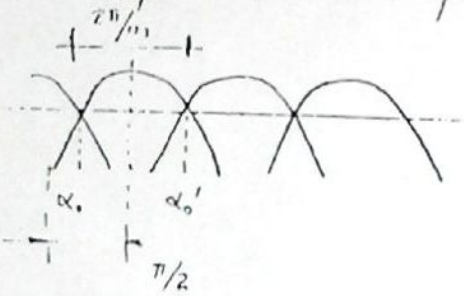
Por simetría

$$\boxed{\alpha_0' = \pi - \text{arc sen } a}$$

De manera que

$$\boxed{\text{arc sen } a \leq \alpha_i \leq \pi - \text{arc sen } a} \quad \text{(I)}$$

¿Por qué ocurre si el rectificador es polifásico? ¿Es válido el campo α_i dado por (I)?



En este caso vemos que el ángulo natural de conmutación viene dado por

$$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$$, entonces

$$\alpha_0' = \pi - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$$

y podremos exceder el elemento de control para cualquier α_i dado por

$$\boxed{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \alpha_i \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} \quad \text{(II)}$$

y hay que analizar la condición más restrictiva de las dadas por (I) y (II)

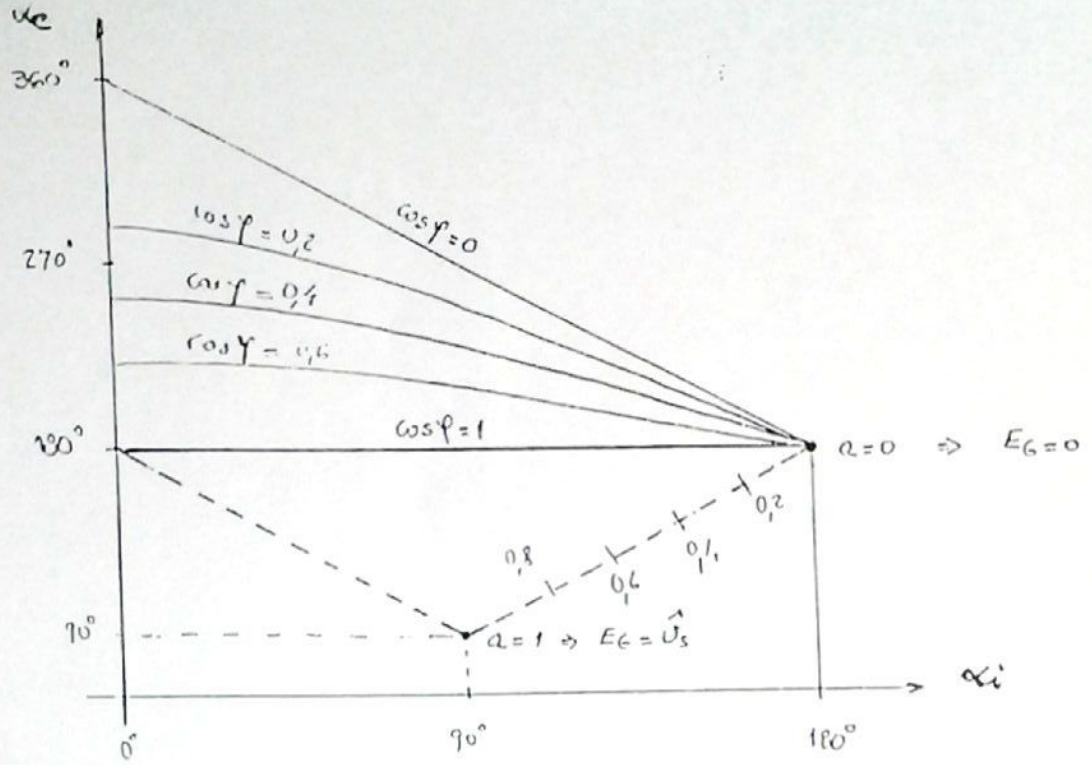
<u>Ángulo de extinción</u>

Cuando $\omega t_e = \alpha_e$ $\quad i = 0$ y cesa la corriente i.

$$0 = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{R}\left\{\left[\text{sen}(\alpha_e - \varphi)\cos\varphi - a\right] + \left[a - \text{sen}(\alpha_i - \varphi)\cos\varphi\right] e^{-\frac{\alpha_e - \alpha_i}{\text{tg}\varphi}}\right\}$$

$$\boxed{\frac{\text{sen}(\alpha_e - \varphi)\cos\varphi - a}{e^{-\frac{\alpha_e}{\text{tg}\varphi}}} = \frac{\text{sen}(\alpha_i - \varphi)\cos\varphi - a}{e^{-\frac{\alpha_i}{\text{tg}\varphi}}}}$$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico



Como deducimos en caso de $a = 0$ y $\cos\varphi = 0$

$a = 0$

$$\frac{\operatorname{sen}(\alpha_e - \varphi)\cancel{\cos\varphi}}{e^{-\frac{\alpha_e}{tg\varphi}}} = \frac{\operatorname{sen}(\alpha_i - \varphi)\cancel{\cos\varphi}}{e^{-\frac{\alpha_i}{tg\varphi}}}$$

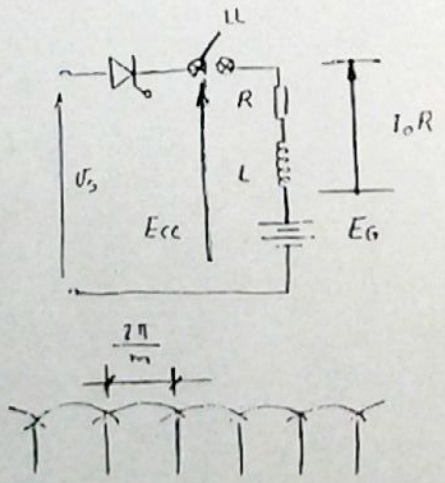
Como $\cos\varphi = 0$ (inductivo puro) $\Rightarrow \varphi = 90°$ $\quad tg\varphi = \infty \Rightarrow e^{-\frac{k}{\infty}} = 1$

$$\operatorname{sen}(\alpha_i - \varphi) = \operatorname{sen}\alpha_e \cos\varphi - \operatorname{sen}\varphi \cos\alpha_e$$

si $\alpha_i = 0$ $\quad \operatorname{sen}(-90) = -\cos\alpha_e \Rightarrow \cos\alpha_e = 1$ $\quad \alpha_e = 0$ No! $\quad \alpha_e = 360°$

Y así se procede para distintos $\cos\varphi$.

ANALISIS DE LAS TENSIONES - CORRIENTE MEDIA



a) Tensión media rectificada (lo que disponemos) LL abierta

$$E_{cc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{\alpha_i}^{\alpha_e} \hat{U}_s \operatorname{sen}\omega t \, d\omega t$$

$$E_{cc} = \frac{m\sqrt{2}\,V_s}{2\pi} \Big[-\cos\omega t \Big]_{\alpha_i}^{\alpha_e}$$

$$\boxed{E_{cc} = \frac{m\sqrt{2}\,V_s}{2\pi} \left(\cos\alpha_i - \cos\alpha_e \right)} \quad (A)$$

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

b) Corriente rectificada media (LL cerrada)

$$I_0 R = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha_i}^{\alpha_e} \left(\hat{v}_s \operatorname{sen} \omega t - E_G \right) d\omega t$$

$$I_0 R = \frac{m}{2\pi} \sqrt{2}\, V_s \int_{\alpha_i}^{\alpha_e} \left(\operatorname{sen} \omega t - a \right) d\omega t$$

$$I_0 R = \frac{m \sqrt{2}\, V_s}{2\pi} \left[-\cos \omega t \Big|_{\alpha_i}^{\alpha_e} - a\,\omega t \Big|_{\alpha_i}^{\alpha_e} \right]$$

$$\boxed{I_0 R = \frac{m \sqrt{2}\, V_s}{2\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a \left(\alpha_e - \alpha_i \right) \right]} \quad (B)$$

c) Tensión media sobre la carga (LL cerrada)

Por Kirchoff se debe cumplir que: $E_0 = E_G + I_0 R$

$$E_0 = \frac{m \sqrt{2}\, V_s}{2\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a \left(\alpha_e - \alpha_i \right) \right] + E_G$$

$$E_0 = \frac{m \sqrt{2}\, V_s}{2\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a \left(\alpha_e - \alpha_i \right) + \frac{E_G}{\sqrt{2}\, V_s} \frac{2\pi}{m} \right]$$

$$\boxed{E_0 = \frac{m \sqrt{2}\, V_s}{2\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a \left(\alpha_e - \alpha_i \right) + a \frac{2\pi}{m} \right]} \quad (C)$$

Comparemos (A) y (C)

$$E_{cc} = K \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_c \right] \qquad \alpha_e - \alpha_i = \alpha_c$$

$$E_0 = K \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_c + a \left(\frac{2\pi}{m} - \alpha_c \right) \right]$$

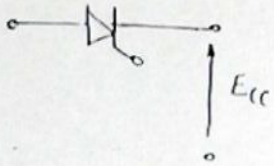
Si $\alpha_c < \frac{2\pi}{m} \Rightarrow E_0 > E_{cc}$

La corriente esta fluyendo en forma discontinua ya que circula durante un α_c menor al teórico posible.

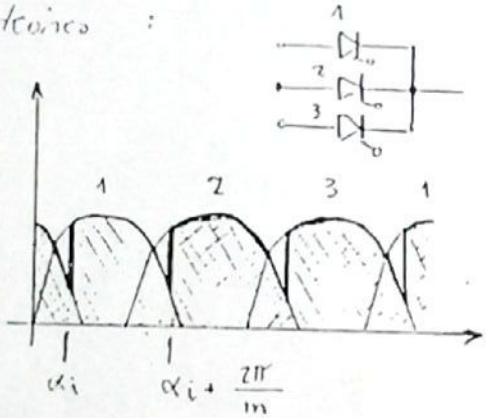
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

¿De que depende α_c ? → del nº fases
→ del caracter de carga ($\cos\varphi$)
→ de la f.c.e.m (a)

¿Que significa $E_0 > E_{cc}$? Significa que la tension E_{cc} medida a bornes en circuito abierto, es menor que la media con el circuito cerrado, y esto es debido a la presencia de f.c.e.m que "agrega" tensión



¿Puede ser $\alpha_c > \frac{2\pi}{m}$? NOO!, nunca podemos tener una conducción de corriente por fase, superior al teórico :



Si encendemos el elemento de control en α_i, necesariamente se apagará en $\alpha_i + \frac{2\pi}{m}$ ya que en ese momento, el elemento de la fase 2 aplicará al cátodo del elemento de fase 1 una tensión inversa apagándolo !! ..

Luego: si $\alpha_c < \frac{2\pi}{m}$ tenemos conducción DISCONTINUA

si $\alpha_c \geq \frac{2\pi}{m}$ tenemos conducción CONTINUA

y aquí hay que reemplazar el valor de α_c encontrado por Puchlowsky por

$$\alpha_c = \alpha_i + \frac{2\pi}{m}$$

Así para <u>CONDUCCION CONTINUA</u>

$$I_{cc} = \frac{m\sqrt{2}\,V_s}{2\pi} \cdot \left[\cos\alpha_i - \cos\left(\alpha_i + \frac{2\pi}{m}\right)\right]$$

$$I_0 R = \frac{m\sqrt{2}\,V_s}{2\pi} \left[\cos\alpha_i - \cos\left(\alpha_i + \frac{2\pi}{m}\right) - a \cdot \frac{2\pi}{m}\right]$$

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

$$E_0 = \frac{m\sqrt{2}\,V_s}{2\pi}\left[\cos\alpha_i - \cos\left(\alpha_i + \frac{2\pi}{m}\right)\right]$$

<u>Angulo de ignición crítico:</u>

Es aquel que indica la transición entre conducción discontinua y conducción continua

Se cumple que: $\alpha_i = \alpha_{ic}$ y $\alpha_e = \alpha_{ic} + \frac{2\pi}{m}$

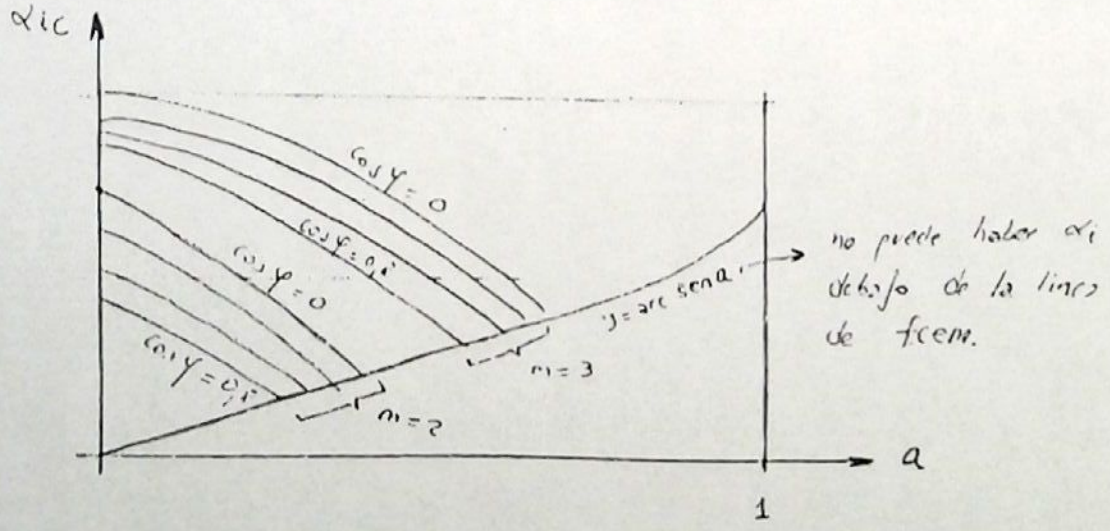
Reemplazando en la ecuación de PUCHLOWSKY:

$$\frac{\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{m} - \varphi\right)\cos\varphi - a}{e^{-\frac{\alpha_{ic} + 2\pi/m}{tg\varphi}}} = \frac{\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} - \varphi\right)\cos\varphi - a}{e^{-\frac{\alpha_{ic}}{tg\varphi}}}$$

$$\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{m} - \varphi\right)\cos\varphi - a = \left[\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} - \varphi\right)\cos\varphi - a\right] e^{-\frac{2\pi/m}{tg\varphi}}$$

$$\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{m} - \varphi\right)\cos\varphi - \operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} - \varphi\right)\cos\varphi\, e^{-\frac{2\pi/m}{tg\varphi}} = a\left(1 - e^{-\frac{2\pi/m}{tg\varphi}}\right)$$

$$\boxed{a = \frac{\operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{m} - \varphi\right) - \operatorname{sen}\left(\alpha_{ic} - \varphi\right) e^{-\frac{2\pi/m}{tg\varphi}}}{1 - e^{-\frac{2\pi/m}{tg\varphi}}}\cos\varphi}$$



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

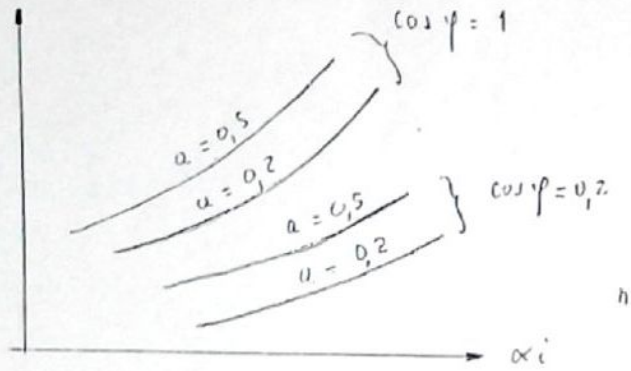
Con todos estos datos, es posible dimensionar correctamente los elementos de control y el transformador de alimentación.

Con I_o es posible obtener $I_{T(RMS)}$ sin resolver la integral complicada.

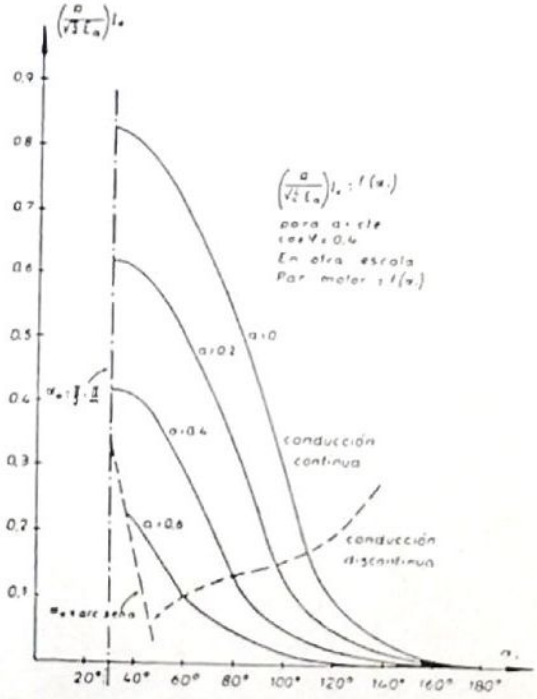
$$I_{T(AV)} = \frac{I_o}{m}$$

$$I_{RMS} = F_f \cdot I_{T(AV)}$$

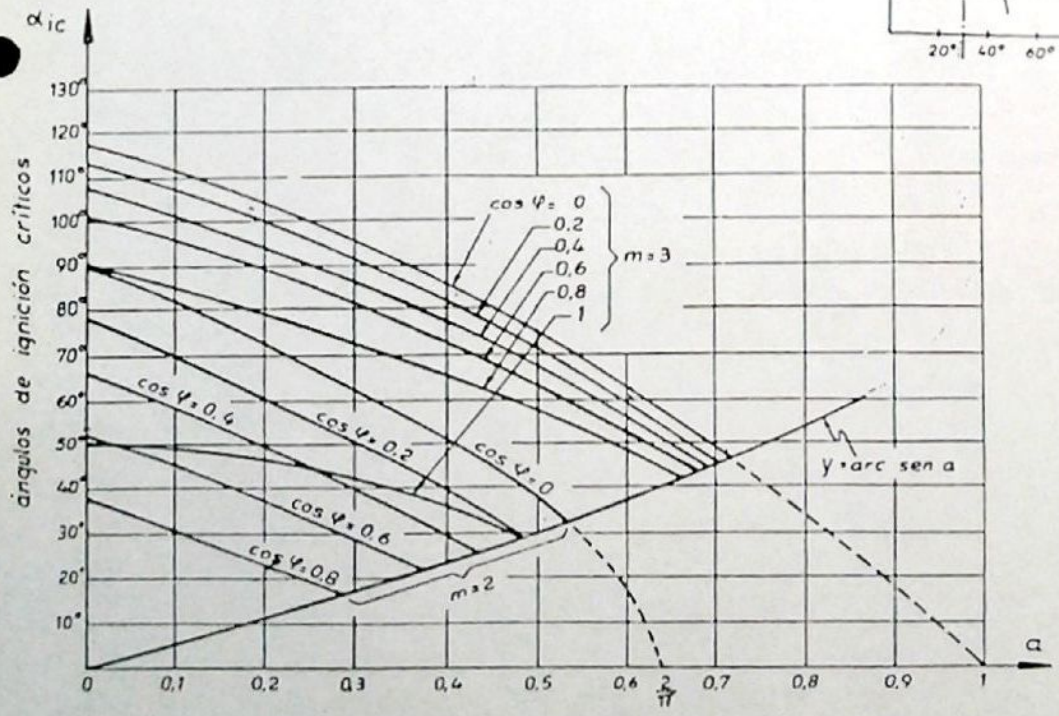
$$I_{T(RMS)} = \frac{I_{RMS}}{\sqrt{m}}$$



m = 2



Variación de la corriente media en un rectificador trifásico, para varios valores de los parámetros.



Angulos críticos de ignición, en función de a y φ para rectificadores bifásicos y trifásicos.

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

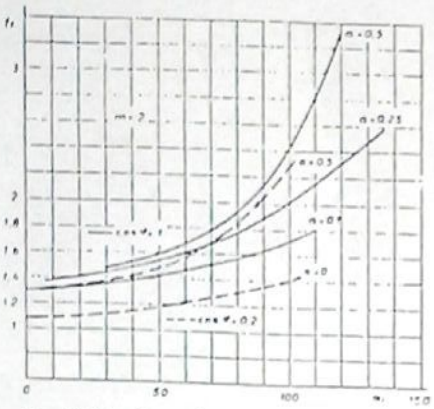


Fig. Nº 37. – *Factor de forma en función del ángulo de ignición con a y φ como parámetros para el caso de m = 2.*

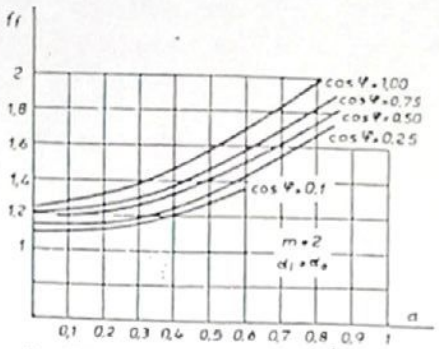


Fig. Nº 38. – *Factor de forma en función de a, para ángulos de ignición mínimo y m = 2.*

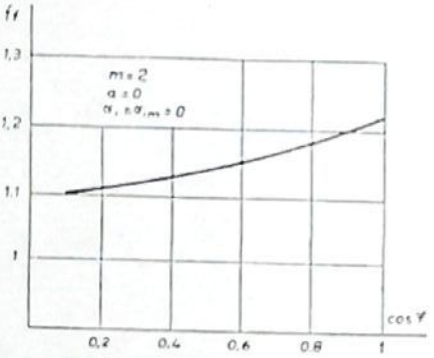


Fig. Nº 39. – *Factor de forma en función del ángulo de fase de la carga para a = 0, α₁ = 0 y m = 2.*

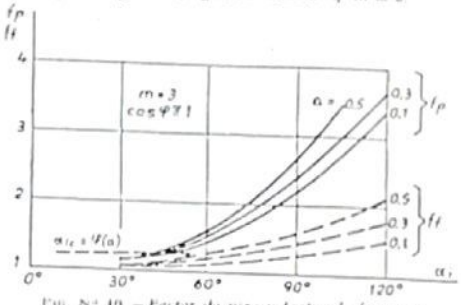


Fig. Nº 40. – *Factor de pico y factor de forma en función del ángulo de ignición con a como parámetro para m = 3 y cos φ = 1.*

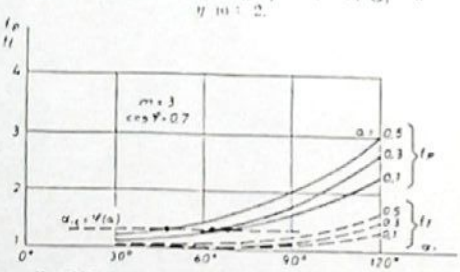


Fig. Nº 41. – *Factor de pico y factor de forma en función del ángulo de ignición con a como parámetro para m = 3 y cos φ = 0,7.*

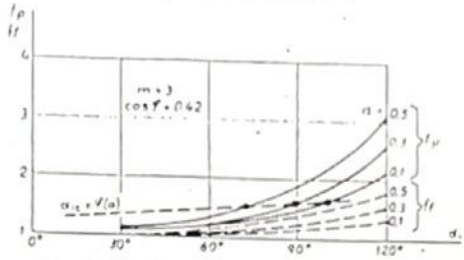


Fig. Nº 42. – *Factor de pico y factor de forma en función del ángulo de ignición con a como parámetro para m = 3 y cos φ = 0,42.*

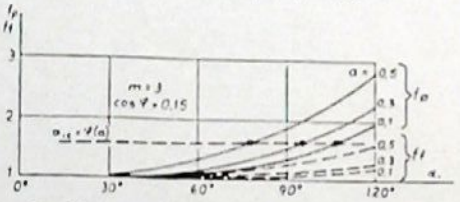


Fig. Nº 43. – *Factor de pico y factor de forma en función del ángulo de ignición con a como parámetro para m = 3 y cos φ = 0,15.*

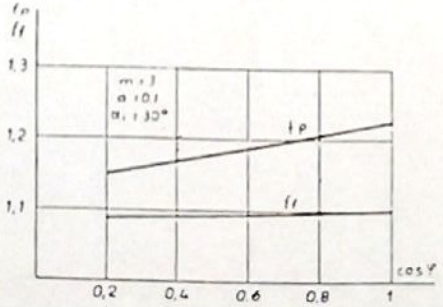


Fig. Nº 44. – *Factor de pico y factor de forma en función del ángulo de fase de la carga para a = 0,1 y ángulo de ignición mínimo (máxima corriente media).*

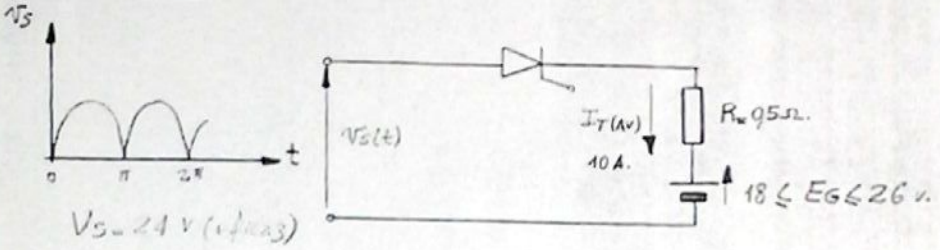
PROBLEMA Nº 28.

En el siguiente circuito de cargador de baterias, se pide determinar:

a) Campo de existencia de αi para los dos valores de Eg.

b) Especificar parámetros de selección de los SCR'S.

SOLUCION.

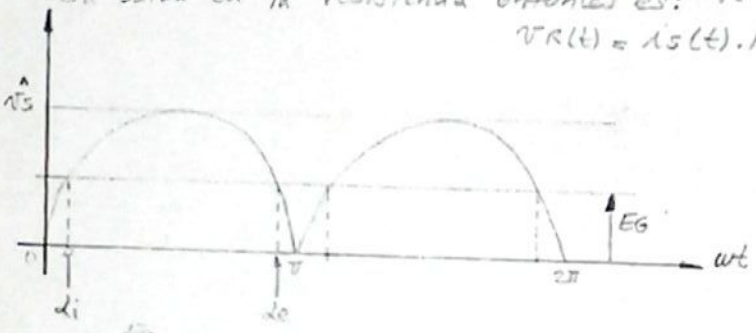


Vs = 24 v (eficaz)

a) La ecuación de malla es: $i_s(t) = \dfrac{v_s(t) - E_G}{R}$ (despreciando v_T)

La caída en la resistencia entonces es:

$$v_R(t) = i_s(t).R = v_s(t) - E_G$$



$$\hat{v}_s.\operatorname{sen}\alpha_i = E_G$$

$$\alpha_i = \operatorname{arc\,sen}\frac{E_G}{\hat{v}_s}$$

$$\begin{cases} \alpha_i = \operatorname{arc\,sen} a \\ \alpha_e = \pi - \operatorname{arc\,sen} a \end{cases}$$

$$a = \frac{E_G}{\sqrt{2}.V_s}$$

$$a_1 = \frac{18}{\sqrt{2}.24} = 0{,}53 \quad \begin{cases} \alpha_i = 32° \\ \alpha_e = 148° \end{cases} \Rightarrow \alpha_{c1} = 116°$$

(de corriente).

$$a_2 = \frac{26}{\sqrt{2}.24} = 0{,}77 \quad \begin{cases} \alpha_i = 50° \\ \alpha_e = 130° \end{cases} \Rightarrow \alpha_{c2} = 80°$$

Para:

$E_G = 18\,v$; $32° \leq \alpha_i \leq 148°$

$E_G = 26\,v$; $50° \leq \alpha_i \leq 130°$

b) $I_{T(AV)} = \dfrac{1}{\pi}\displaystyle\int_{\alpha_i}^{\alpha_e} i_s(t)\, d\omega t$, con: $i_s(t) = \dfrac{\sqrt{2}.V_s.\operatorname{sen}\omega t - E_G}{R}$

$$I_{T(AV)} = \frac{\sqrt{2}.V_s}{\pi.R}\int_{\alpha_i}^{\alpha_e}(\operatorname{sen}\omega t - a)\, d\omega t$$

$$I_{T(AV)} = \frac{\sqrt{2}.V_s}{\pi.R}\left[-\cos\omega t\Big|_{\alpha_i}^{\alpha_e} - a\,\omega t\Big|_{\alpha_i}^{\alpha_e}\right]$$

$$\boxed{I_{T(AV)} = \frac{\sqrt{2}.V_s}{\pi.R}.\left(\cos\alpha_i - \cos\alpha_e - a(\alpha_e - \alpha_i)\right)}$$

Ahora construimos una tabla de valores, para tres valores de EG:

$E_G = 18$ V $a = 0,53$			
α_i	α_e	α_t	I_T (AV)
37	148	116	13,5
40	148	108	13,3
50	148	98	12,6
60	148	88	11,5
70	148	78	10,1
80	148	68	8,5
90	148	58	6,7
100	148	48	4,9
110	148	38	3,3
120	148	28	1,7
130	148	18	0,8
148	148	0	0

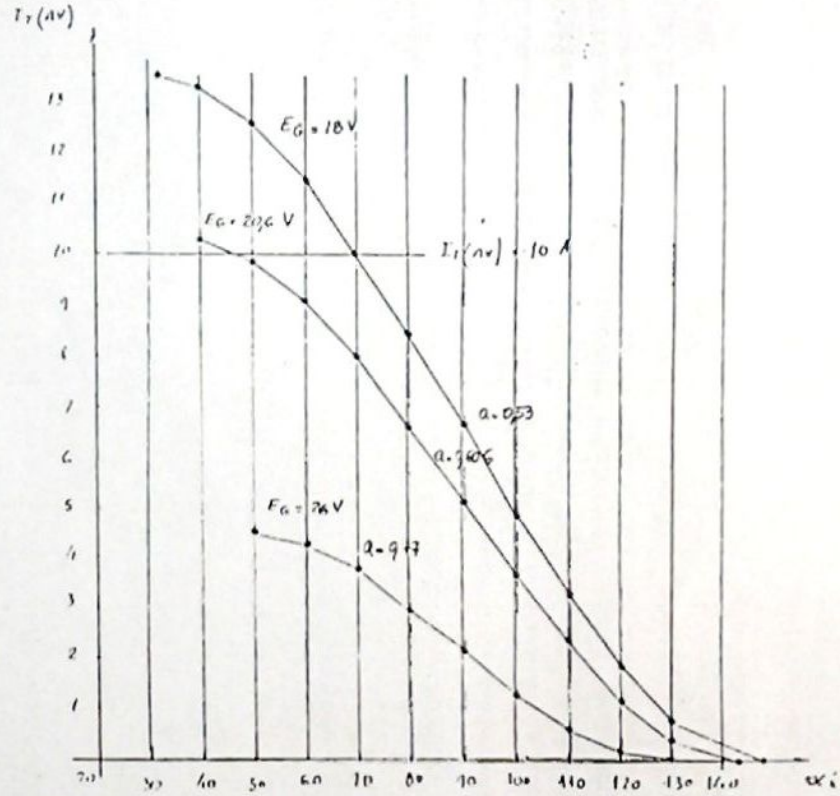
$32 \leq \alpha_i \leq 148$

$E_G = 20,6$ V $a = 0,606$			
α_i	α_e	α_t	I_T (AV)
37,3	142,7	105,4	10,3
40	142,7	102,7	10,3
50	142,7	92,7	9,7
60	142,7	82,7	9,1
70	142,7	72,7	8,0
80	142,7	62,7	6,6
90	142,7	52,7	5,2
100	142,7	42,7	3,7
110	142,7	32,7	2,4
120	142,7	22,7	1,2
130	142,7	12,7	0,4
142,7	142,7	0	0

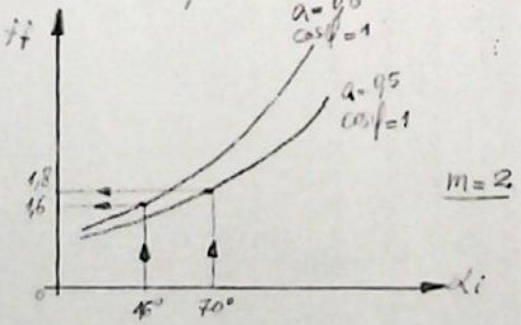
$37,3 \leq \alpha_i \leq 142,7$

$E_G = 26$ V $a = 0,77$			
α_i	α_e	α_t	I_T (AV)
50	130	80	4,5
60	130	70	4,3
70	130	60	3,8
80	130	50	3,01
90	130	40	2,2
100	130	30	1,3
110	130	20	0,6
120	130	10	0,06
130	130	0	0
—	—	—	—
—	—	—	—
—	—	—	—

$50 \leq \alpha_i \leq 130$



Para seleccionar el Tiristor, hace falta calcular la corriente eficaz. Como es matemáticamente complicado, se recurre a curvas que dan el factor de forma en función de α_i, $\cos\varphi$ y a como parámetros:



El f_f se busca para la condición más desfavorable (pulso más estrecho ⇒ más armónicas ⇒ f_f más elevado).

$I_T(RMS) = 1,8 \times 10\ A. = 18\ A.$

$V_{DRM\,máx} = \sqrt{2} \cdot 24 - 18V = 16\ V.$

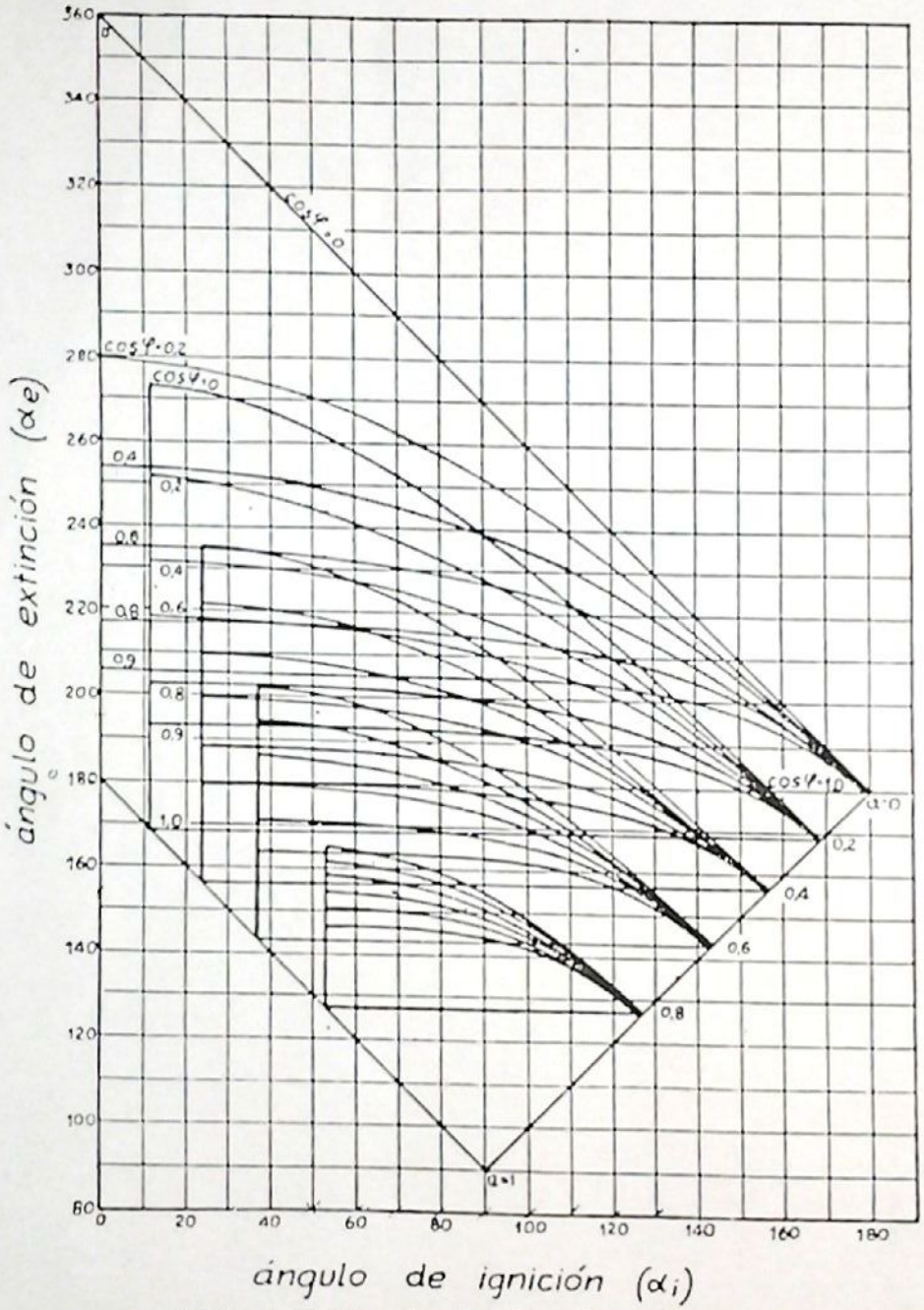
Selección SCR
- $I_T(RMS) = 18 \times 1,3 = 23,4\ A.$
- $V_{DRM} = 2,5 \times 16V. = 40\ V.$

Seleccionamos BTW 45
- 400 V.
- 25 A.

Entonces la condición más desfavorable corresponde a:

$E_G = 18\ V.$
$\alpha_i = 70°$
$\alpha_e = 148°$

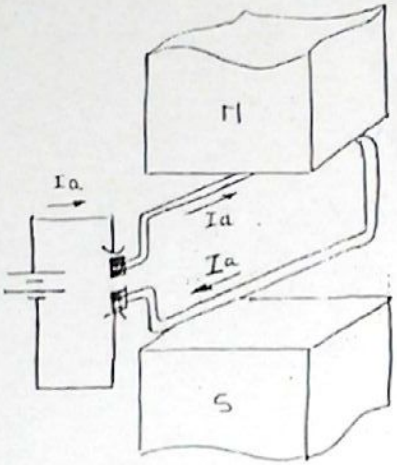
$I_T(AV) = 10\ A.$
$I_T(RMS) = 18\ A.$

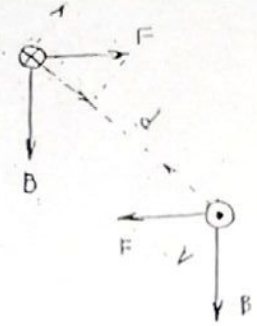


— *Angulos de extinción en función de los parámetros del circuito. Tomada de K. P. Puchlowsky; Industrial Electronics Reference Book. Ver Texto.*

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electrónica Electrónica

③ Ecuaciones típicas de los motores





$$* \quad \vec{F} = I_a \vec{l} \times \vec{B}$$

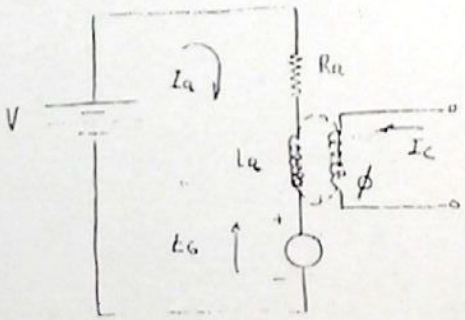
$$\begin{cases} \phi \propto B \cdot A \\ C_m \propto F \end{cases}$$

$$\boxed{C_m = K_c \cdot I_a \cdot \phi}$$

Por el que espira en movimiento, se induce una fem que trabaja contra la I_a

$$* \quad E_G = \vec{v} \times \vec{B} \cdot l$$

$$\boxed{E_G = K_v \cdot \phi \cdot n}$$



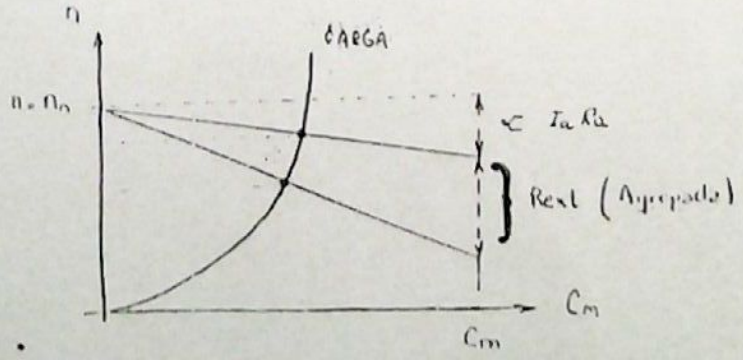
$$V = E_G + I_a R_a$$

$$E_G = V - I_a R_a$$

$$K_v \phi n = V - I_a R_a$$

$$\boxed{n = \frac{V - I_a \cdot R_a}{K_v \phi}}$$

$$n = \frac{V - I_a R_a}{K_v \phi} \qquad C_m = K_m \cdot \phi \cdot I_a \qquad \phi = cte$$



ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

Formas de controlar la velocidad:

a) Aumentando por Rext la Ra ⇒ Gran disipación $n \downarrow$

b) Aumentar el flujo ⇒ Inconveniente, satura el hierro $\downarrow n$

c) Disminuir el flujo ⇒ Aumenta de n (Hasta $2\,n_n$)

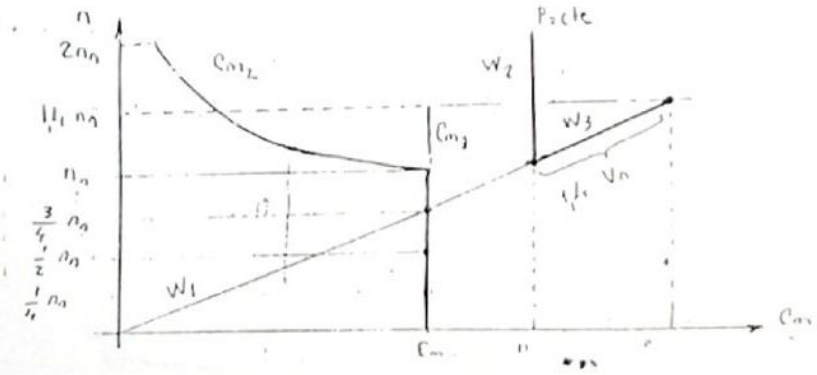
d) Variar la tensión de alimentación V

Control por disminución de ϕ:

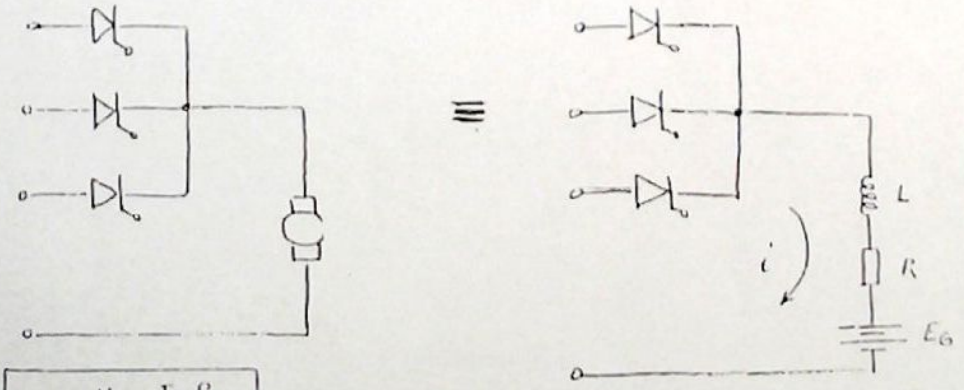
Este tipo de control, se realiza a Potencia Constante, dado que una disminución de ϕ, implica una disminución de Cupla, entonces habría que aumentar I_a, pero no podemos exceder la corriente nominal (Al menos, hasta un cierto margen)

$$P = C_m \cdot n = K_m \phi I_a \cdot \frac{E_G}{K_e \phi} = \underline{K\, I_a E_G} \leq P_{max}$$

La tensión correspondiente a la alimentación puede llegarse hasta un 140% de V_n.



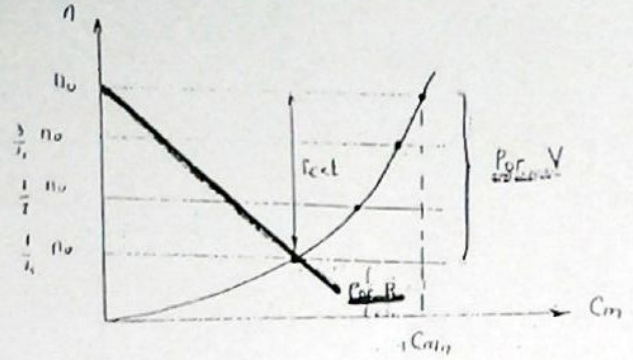
CONTROL DE UN C.C. x TENSION CONTROL



$$\boxed{n = \frac{V - I_a R_a}{K_e \phi}}$$

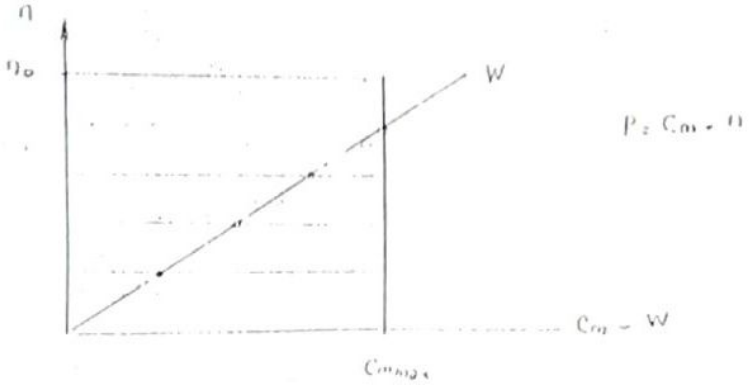
Esta forma de control es la más eficiente de las vistas, ya que no provoca ninguna disipación de potencia extra.

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico



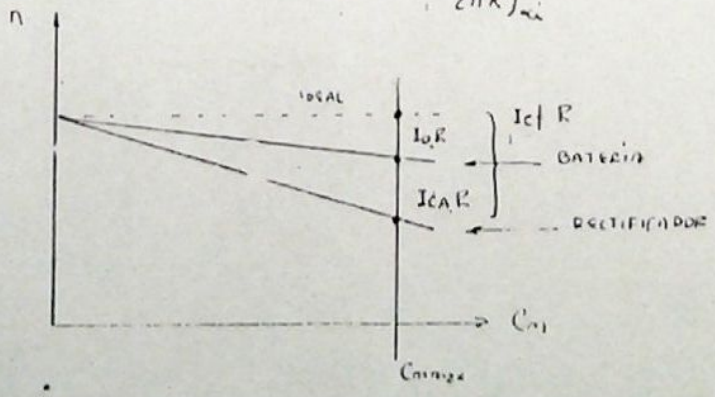
Tiene como ventaja, que la regulación de velocidad en la zona de bajas rpm es muy buena; ya que comparada con resistencias Rcel la característica se hará demasiado empinada y la disipación sería elevada.

Este sistema controla VELOCIDAD, conservando su valor de Cm máxima constante, pero a potencia creciente.



No obstante, el sistema presenta algún inconveniente, respecto a la alimentación efectuada por una C.C pura (Batería). Cuando se desea disminuir la velocidad, manteniendo la Cmmax, la forma de onda de corriente, debido al pequeño ángulo de conducción (alto αi), se hace muy estrecha, y para conservar su Io, la Icf toma valores muy elevados (factor de forma muy grande). Esto produce caídas adicionales de tensión en las resistencias de los devanados, empinando más la característica y produciendo disipación adicional.

$$I_0 = \frac{m}{2\pi R}\int_{\alpha_i}^{\alpha_c} \left(\hat{S}_1 \operatorname{sen}\omega t - E_G\right) d\alpha$$



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

Proceso de Calculo

1) Determinar características del motor → $\cos\varphi$, V_n - I_n, R_e

2) Elegido el sistema rectificador, es preciso determinar las tensiones por fase ⇒ $a = \frac{E_G}{\sqrt{2}\, V_S}$

$a < 1$ ya que sino, se pierde control, es decir no tendremos una amplia gama de α_i para variar la velocidad, si se desea carga constante.

$a > 0{,}5 - 0{,}6$ debido a que para bajas rpm la forma de onda de corriente se hace muy agudo con alto valor eficaz

$$0{,}5 - 0{,}6 \leq a \leq 0{,}7$$

3) $$I_0 R = \frac{\sqrt{2}\, V_S\, m}{2\pi} \left(\cos\alpha_i - \cos\alpha_c - a\,\alpha_c \right)$$

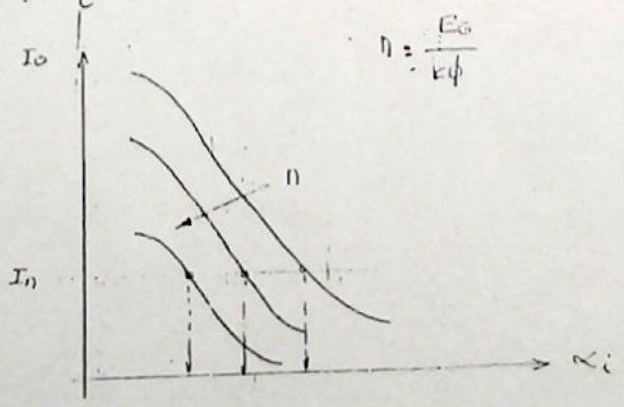
$$\begin{cases} \alpha_c \leq \alpha_e - \alpha_i, & \text{Conduce discont} \\ \alpha_c \geq \frac{2\pi}{m}; & \text{Conduce continua} \end{cases}$$

Se construye para las velocidades $\left(n_n - \frac{3}{4} n_n - \frac{1}{2} n_n - 0 \right)$ una tabla, como la siguiente: $[K\phi \cdot n_n = E_G]$

α_i	α_c	Tipo conduc	I_0

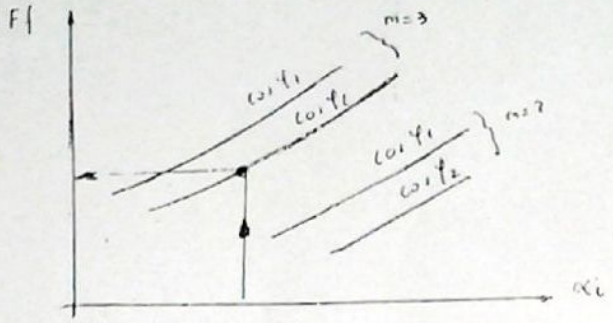
4) Trazar una gráfica

$$n = \frac{E_G}{K\phi}$$



ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electrónica Electrónica

5)



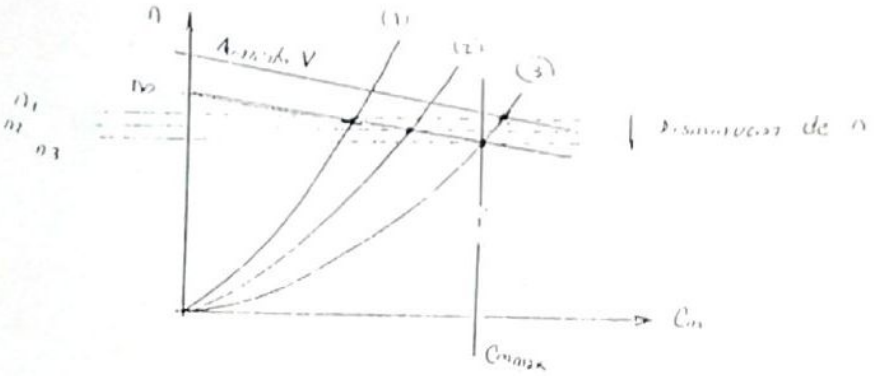
$$I_{EF} = F_f \cdot I_0$$

Selecciono Tiristor para $F_f \uparrow$

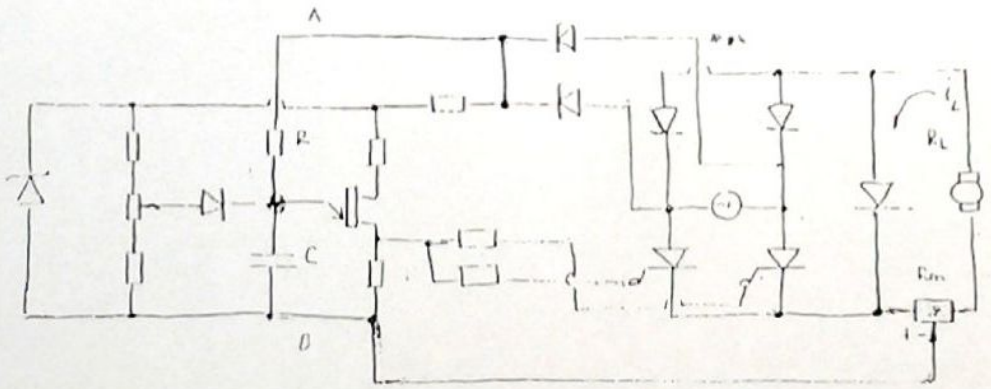
$$I_T(rms) = \frac{I_{EF}}{F_m}$$

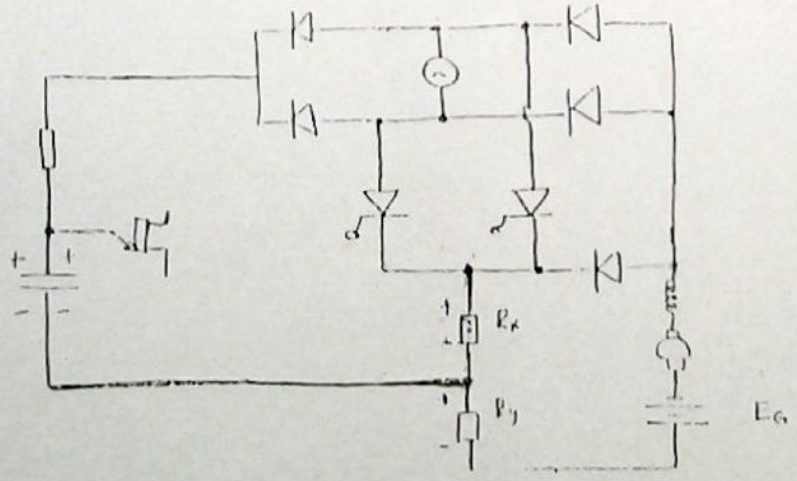
COMPENSACION DE CAIDA I×R

Es un control que elimina las variaciones de velocidad por aumento (o disminución) de la carga resistente en la carga

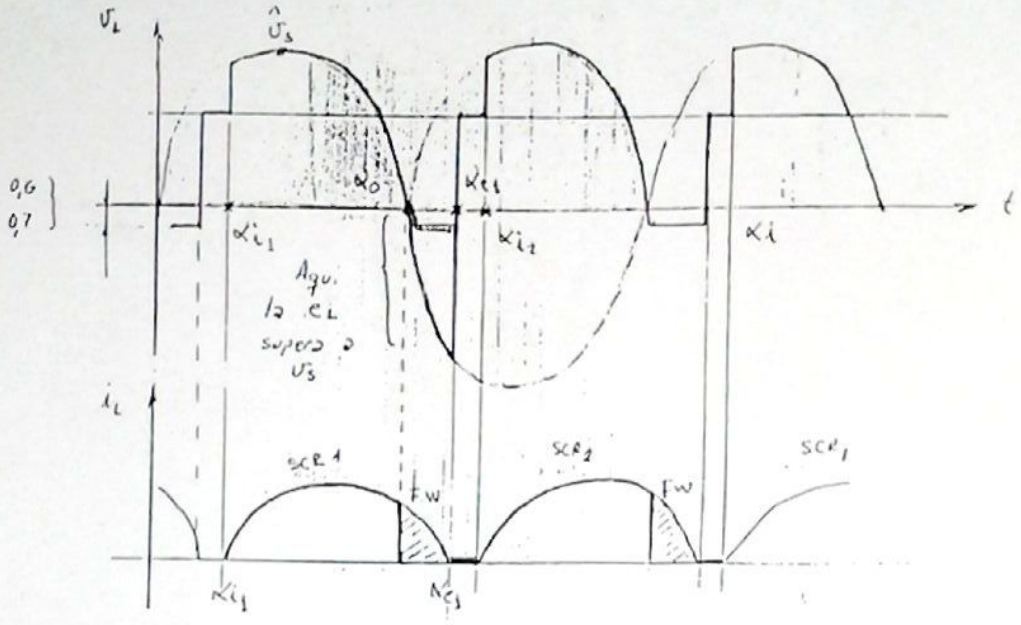


Si logramos aumentar la tensión de control con un aumento de C_m ($\Rightarrow I_0 \uparrow$), el sistema deberá "AUMENTAR α_i"





ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónico



Disparamos en α_{i1}, comienza a conducir el R-L-E_G desde $i=0$ debido a L.

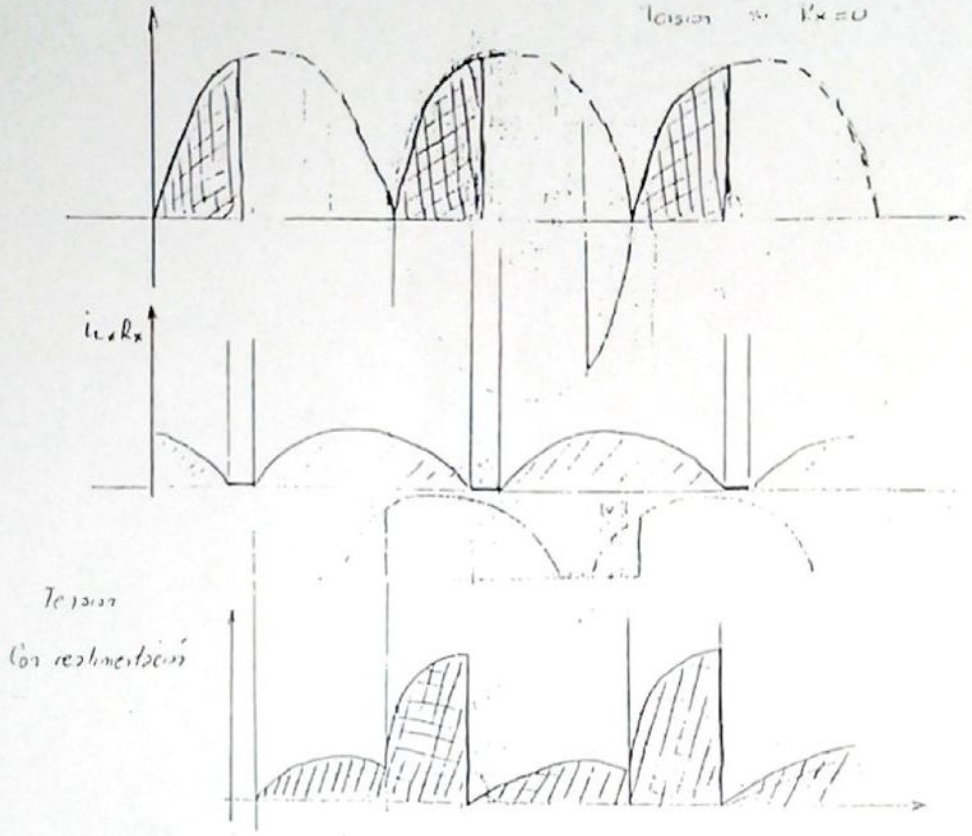
Luego de $\hat{i}$ L invierte su polaridad, logrando de mantener i en su circuito hasta α_{c1}. Llega un momento en que $\boxed{e_L > v_s(t)}$ y se invierte la tensión medida en la carga; pero allí, y a partir de 0,7 V conduce el diodo F.W manteniéndose la tensión constante en la carga.

Mecanismo de compensación

Si aumenta la carga resistente, aumentará la corriente tomada del rectificador por el motor. Esto provoca una caída de tensión en R_m, que es proporcional a la corriente que circula por la carga.

Entonces, a la tensión nominal a bornes del circuito de disparo, se le añade la caída $R_m \times i_L$

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico



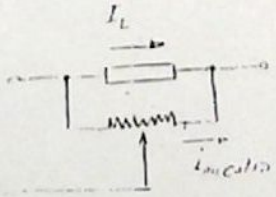
Entonces existe un valor adicional conectado en el circuito, que provee una descarga de C, y es $i_L \cdot R_x$

Como la tension $\hat{v}_{AB}$ será mayor; en un tiempo $\tau = R.C$ se alcanza una tension final $v_C(t)$ mas grande y esto está implicando que ηV_Z es alcanz. antes ⇒ se adelanta α_i

Es preciso ajustar bien R_x dado que se trata de una realimentación POSITIVA ($\uparrow i_L \Rightarrow \uparrow \alpha_i \Rightarrow \uparrow i_L$)

Si esto ocurriese, el motor se embala.

Implementación

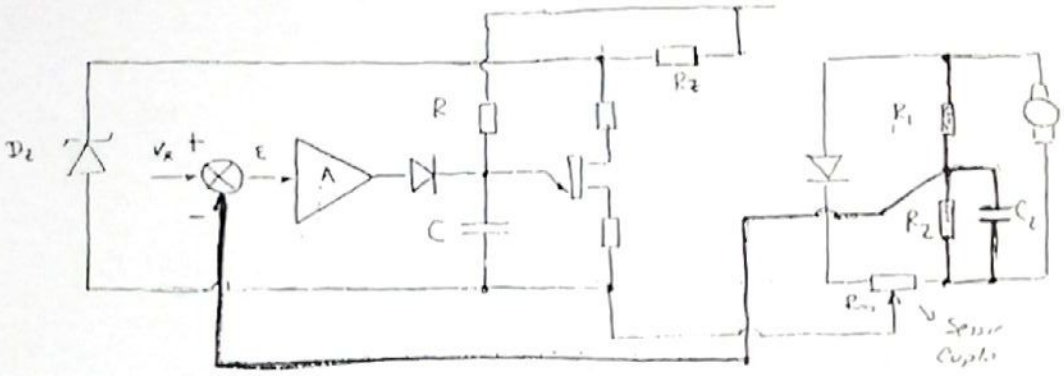


ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

CONTROL POR TACOGENERADOR Y REAL. TENSIÓN

Cuando se producen variaciones en la tensión de armadura, hay una inevitable variación de velocidad, siempre y cuando "no se modifique α_i".

Este problema, puede compensarse con una realimentación negativa donde se muestree la tensión de armadura.



El divisor R_1-R_2 toma una muestra de tensión de la armadura (filtrándose el eventual ripple por C_2), y es enviada al bloque sumador. Allí:

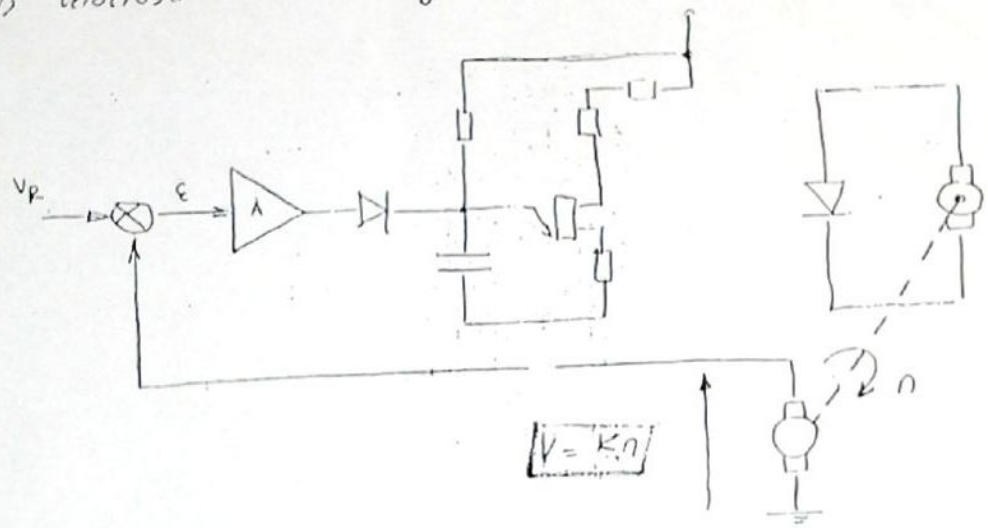
$$\boxed{\varepsilon = V_{REF} - K\,V_{ACTI}}$$

Este amplificador proporciona una carga rápida de C (federal) pero a niveles inferiores a $R_1 V_Z$, para evitar que la ganancia sea infinita (control todo-nada) Esto obliga a dejar un margen de pedestal, ya que la ganancia la determina R-C (rampa exponencial).

Así compensa la variación de velocidad por modif de la carga.

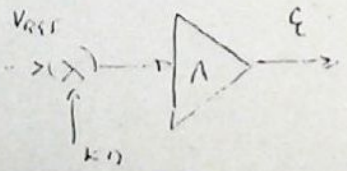
ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónica

Un sistema reforzado, que se independiza de la carga resistente que se aplique en el eje, es la <u>Rrealimentación tacométrica</u>, que sensa directamente la velocidad en el eje:



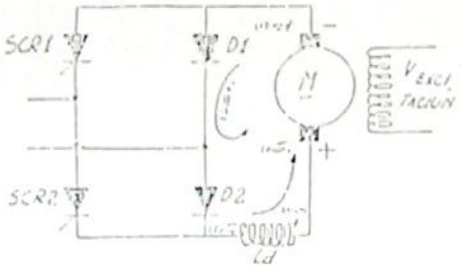
El amplificador A tiene que responder con una "inercia" a las variaciones de velocidad, para evitar oscilaciones. Supongamos el motor detenido. Se aplica plena tensión a la bornadura y cuando se alcanza n_n, la tensión de error sería cero, el se habría ido ver mas grande hasta quitar toda la tensión de armadura. Allí caería nuevamente n_n y se produciría error nuevamente ⇒ OSCILA.

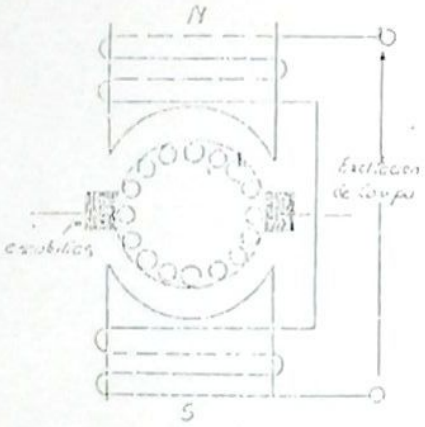
Esto se remedia con un control P+I



Control de Velocidad de un Motor de Corriente Continua

ADRIAN C. AGUERO
ING. Electricista Electrónico





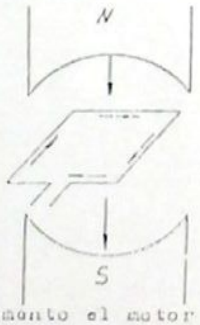
velocidad en: $\boxed{E = fcem = K_1 . \phi . n}$, donde

K_1; constante que depende de las características constructivas del motor.

ϕ ; flujo magnético

n ; velocidad angular del rotor

A su vez, al circular corriente por la armadura del motor, instante a instante, nos encontramos con una bobina, o grupos de bobinas, en presencia de un flujo magnético y la interacción de ambos genera una fuerza y esta a su vez una cupla.



$\boxed{C_m = K_2 . \phi . I_a}$, donde:

C_m; cupla motora

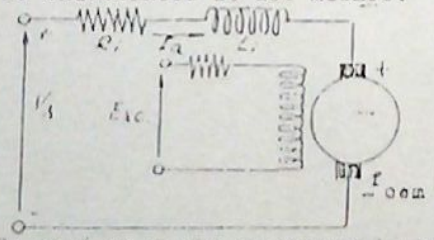
K_2; constante constructiva del motor

ϕ ; flujo magnético

I_a; corriente de armadura

En todo momento el motor debe vencer una resistencia o carga mecánica que esta representada por una cupla resistente C_r. En régimen debe ser $C_m = C_r$, lo que implica que $\boxed{C_m = C_r = K_2 . \phi . I_a}$, en consecuencia tenemos que $\boxed{I_a = C_r / K_2 . \phi}$; es decir, que en régimen, la corriente de armadura que tome el motor va a depender exclusivamente de la cupla de carga.

Para hacer el modelo eléctrico del motor de corriente continua, hay que tener en cuenta la resistencia óhmica de los bobinados y la inductancia de los mismos.



$\boxed{V_A = R_1 . I_a + L_1 . dI_a/dt + E}$; En régimen I_a=cte ; esto implica que $L_1 . dI_a/dt = 0$; luego nos queda que

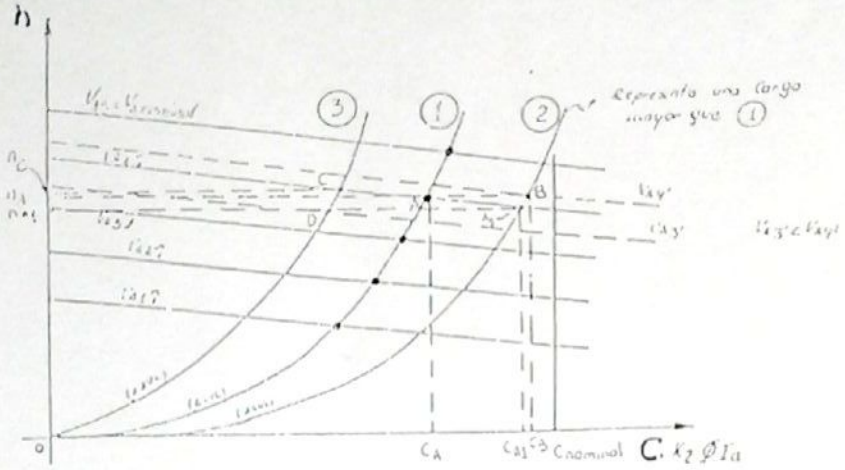
$\boxed{V_A = R_1 . I_a + K_1 . \phi . n}$ $\boxed{f_{cem} = E = K_1 . \phi . n}$

De aquí se puede encontrar la expresión de la velocidad en función de la tensión de armadura.

$$\boxed{n = \frac{V_A - R_1 . I_a}{K_1 . \phi}}$$

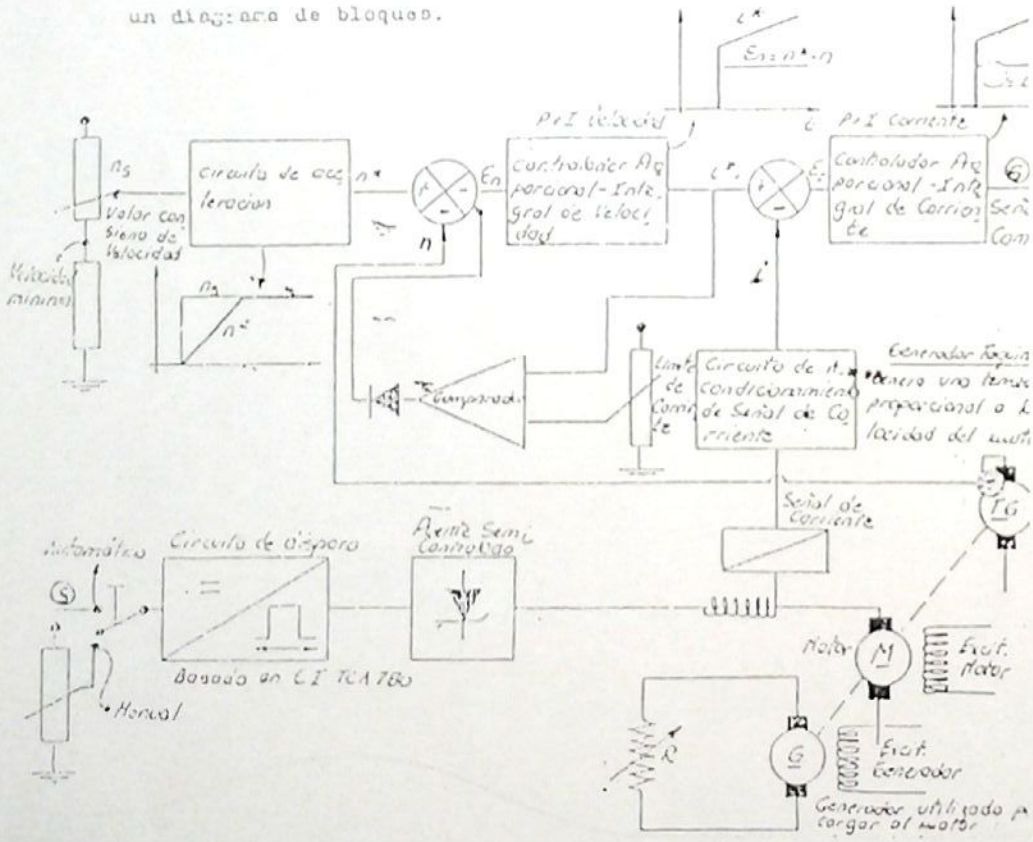
En nuestro caso ϕ=cte debido a que la excitación es fija.

ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

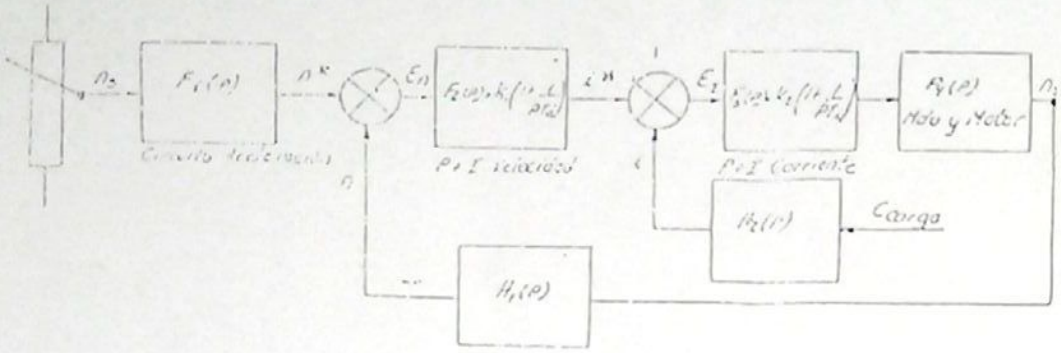


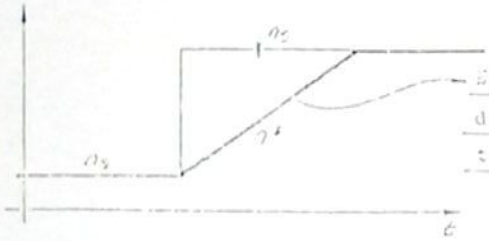
CIRCUITO DE CONTROL

Pasaremos ahora a describir el circuito de control a través de un diagrama de bloques.

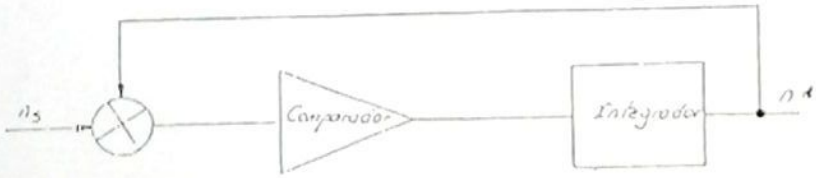


ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico

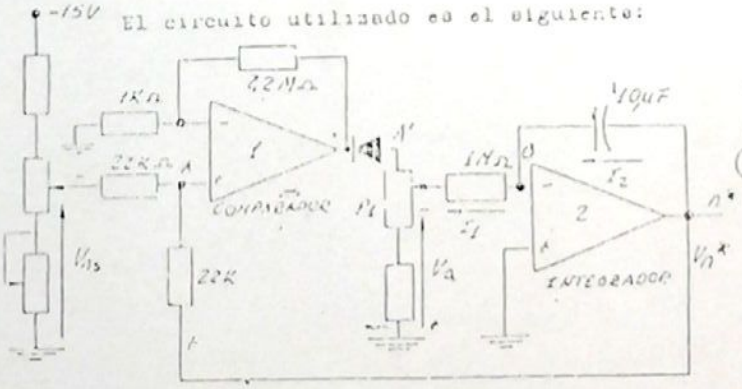




Esta pendiente es lo que se puede variar con el ajuste existente en este circuito



El circuito utilizado es el siguiente:



Los amplificadores operacionales (1) y (2) tienen:

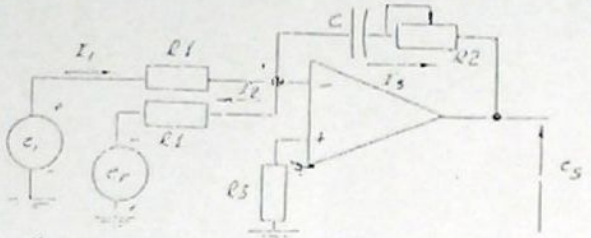
$G \to \infty$

$Z_1 \to \infty$

$Z_o \to 0$

ADRIAN C. AGDERO
Ing. Electricista Electrónico

Describiremos a continuación el circuito utilizado tanto para controlador de velocidad como el de corriente. Son del tipo:



Vamos a trabajar con transformada de Laplace y luego antitransformamos.

$$I_1 - I_2 = I_3$$

$$e_1/R_1 - e_r/R_1 = \frac{-e_a}{1/PC + R_2}$$

$$\frac{e_1 - e_r}{R_1} = \frac{-PC.e_a}{1 + PCR_2} \longrightarrow \frac{e_1 - e_r}{R_1} = \frac{-P.e_a}{P + 1/R_2C} \cdot 1/R_2$$

$e_1 - e_r = \mathcal{E}(P)$ Señal error

$$e_a(P) = -\mathcal{E}(P).R_2/R_1 . \frac{P + \frac{1}{R_2.C}}{P}$$

$$e_a(P) = -\mathcal{E}(P).R_2/R_1.(1 + 1/P.R_2.C)$$

$\mathcal{E}(P) = \mathcal{E}/P$

$$e_a(P) = -\mathcal{E}.R_2/R_1.(1/P + 1/P^2.R_2.C)$$

Si ahora antitransformamos, queda:

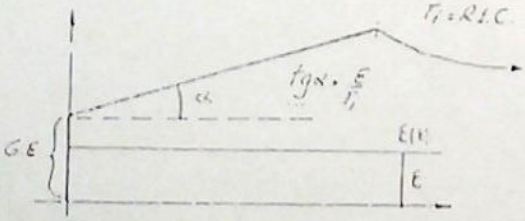
$$e_a(t) = -\mathcal{E}(t).R_2/R_1.(1 + t/R_2.C)$$

$$e_a(t) = -\left[R_2/R_1 . \mathcal{E}(t) + (t/R_1.C) . \mathcal{E}(t)\right]$$

Es decir, que se trata de una acción proporcional más integradora (P + I)

$R_2/R_1 = G$ = Ganancia de la acción proporcional

$1/R_1.C = 1/T_i$ = pendiente de la acción integral



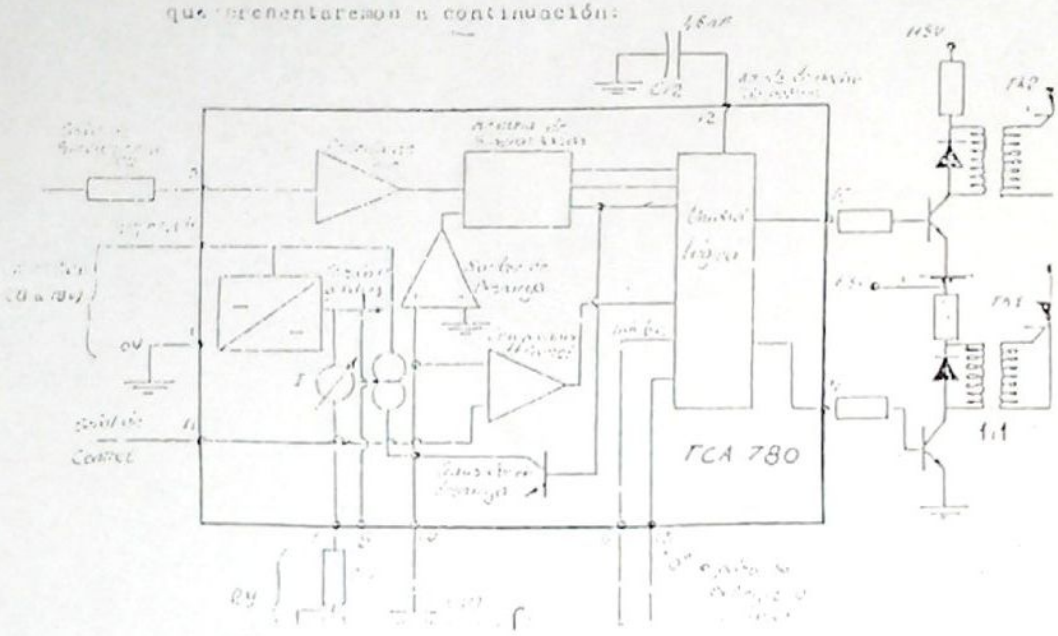
Respuesta ante un error escalón

Esta curva tendría que dibujarse negativamente de acuerdo a como hemos definido el error lo cual no tiene mayor importancia, solamente hay que tenerlo en cuenta en el circuito para lograr realimentación negativa.

Es decir, que si e_1 crece positivamente, e_a crecerá negativamente y la acción de esta señal e_a sobre el resto del circuito deberá tender a que e_R, que es la señal realimentada, tienda a crecer negativamente a los efectos de buscar anular el error; realimenta-

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

Describiremos a continuación el circuito de disparo que está usado en el circuito integrado TCA 780 cuyo diagrama en bloque presentaremos a continuación:



El capacitor del pin 10 es cargado con una fuente de corriente constante cuya corriente es controlada a través de la resistencia del pin 9.

La tensión U_{10} será:

$$U_{10}=\frac{U_{REF}\cdot t}{R_9\cdot C_{10}}$$ (con U_{REF} = 3,1 Volt, que es una tensión estabilizada)

cuando $U_{11}=U_{10}$ se genera el pulso de disparo ,en consecuencia el tiempo de retardo de disparo será:

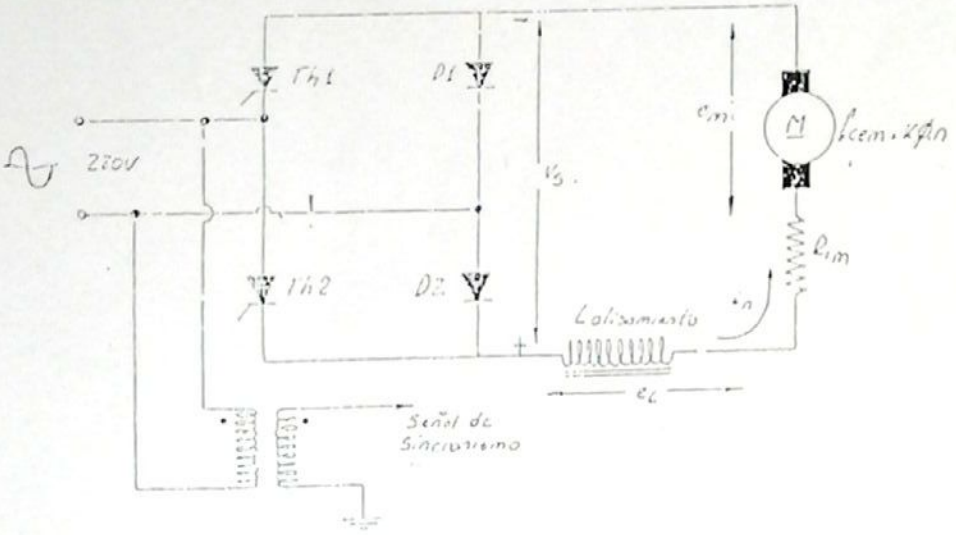
$$t=\frac{U_{11}\cdot R_9\cdot C_{10}}{U_{REF}}$$

como C_{10}=0,047 µF se fija que para t=10 seg, U_{10}= 13 Volt que es prácticamente la máxima tensión de salida del controlador de corriente;luego tenemos

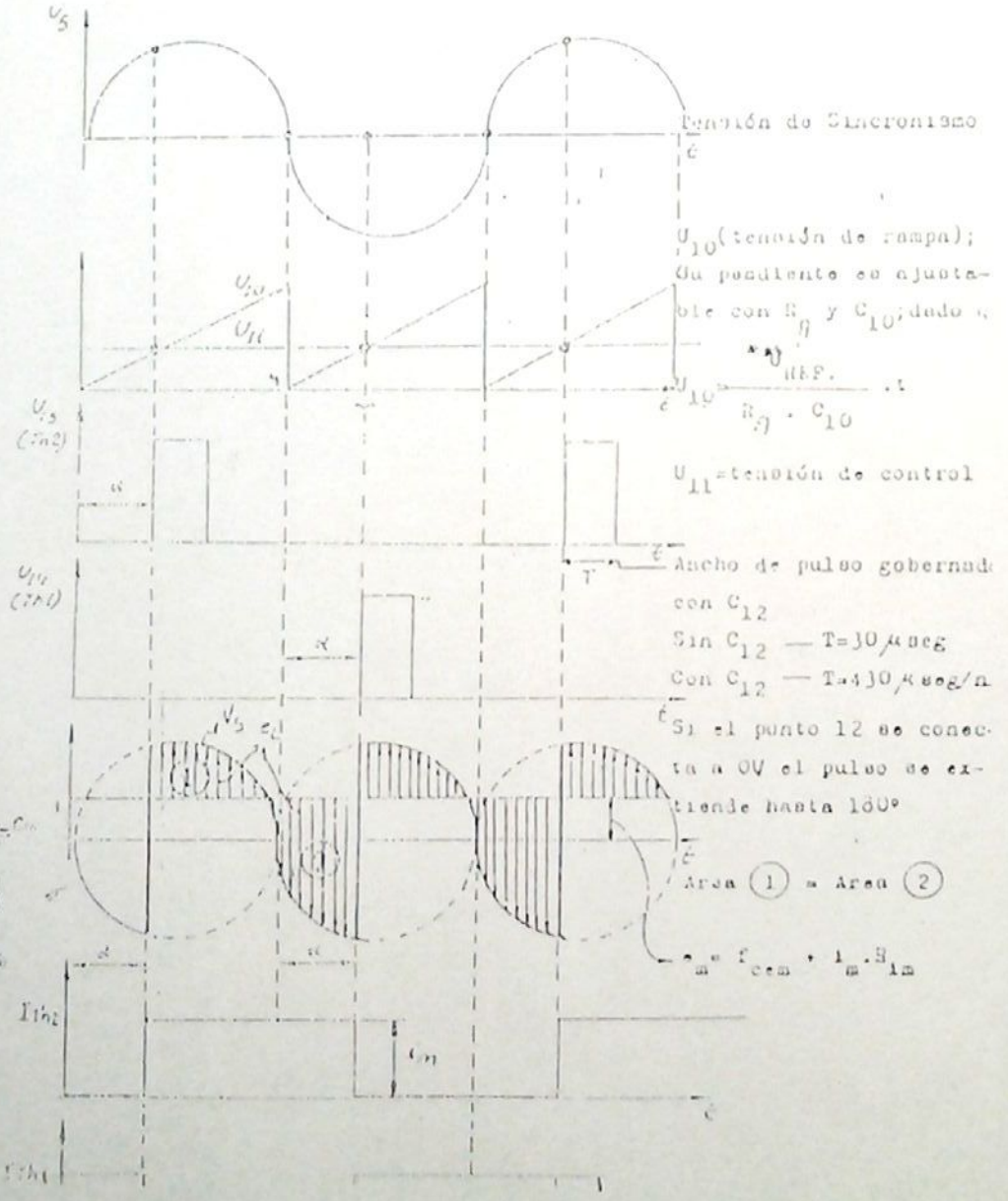
$$R_9=\frac{U_{REF}\cdot t}{U_{10}\cdot C_{10}}=\frac{3,1\times 10\times 10^{-3}}{13\times 0,047\times 10^{-6}}=50,73\ \Omega$$

ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electrónica Electrónica

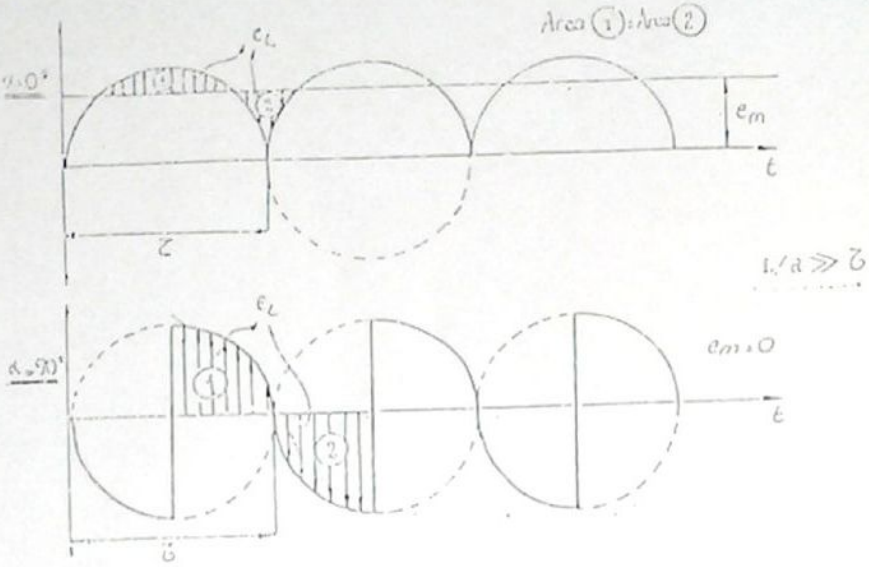
Dibujaremos ahora las formas de onda en los puntos más importantes del circuito de la página anterior que controlan al siguiente circuito de fuerza:



Se elige 1/RC>10 seg., lo que hace que la forma de onda de la corriente en el motor sea lo más alisada posible variando su valor únicamente con la carga mecánica del motor.

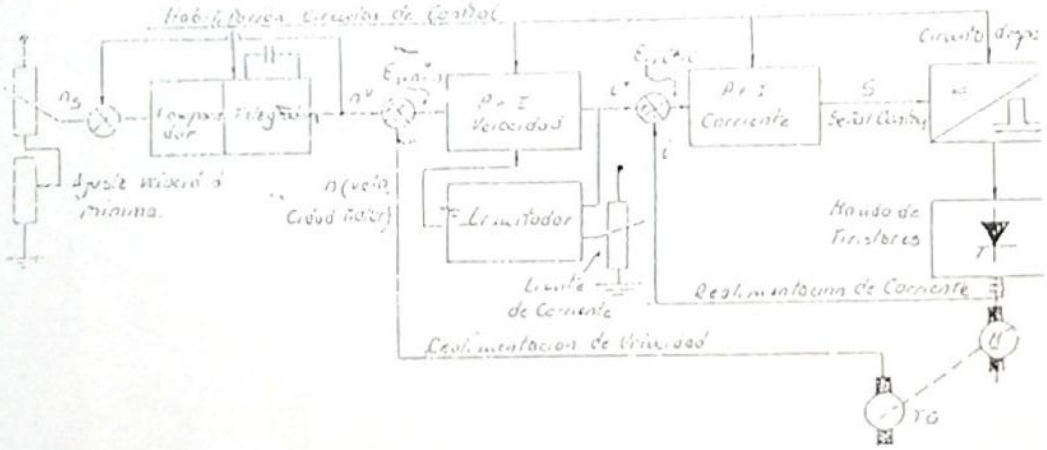


ADRIAN C. AGOERO
Ing. Electricista Electrónico



Caso Límite Teórico

Finalmente explicaremos a continuación el funcionamiento de todo el circuito en bloques en su conjunto:



ADRIAN C. AGÜERO
Ing. Electricista Electrónico

Phase control, intended to control thyristors, triacs and transistors. The trigger pulses can be shifted within the phase angle of 0° and 180° el.

The output current is 50 mA. The selection TCA 780 D is available for applications up to 100 mA. Typical application includes converter circuits, ac controller and anti-ductor.

- Reliable recognition of zero passage
- Large application field
- May be used as zero point switch
- LSI compatible
- Threephase operation possible (3 ICs)

Type	Ordering code	Package outlines
TCA 780	Q67000-A1087	DIP 16
TCA 780 D	Q67000-A1087-E10	

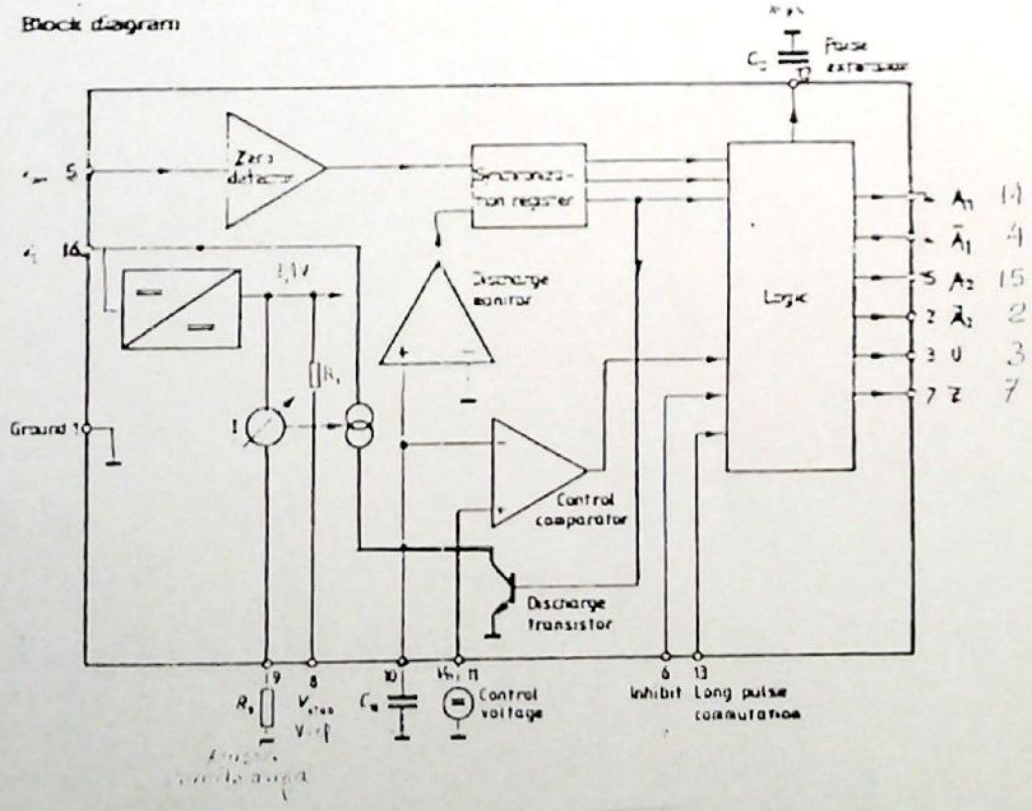
Maximum ratings

Supply voltage	V_S	18	V
Max. output current pin 14, 15	I_Q	55	mA
Inhibit voltage	V_9	V_S	V
Control voltage	V_{11}	V_S-2	V
Pulse control voltage	V_{13}	V_S	V
Synchronization input current	I_5	200	µA
Max. output voltage at pin 14,15	V_Q	V_S	V
Junction temperature	T_j	150	°C
Storage temperature range	T_s	−40 to 125	°C
Thermal resistance: system - ambient air	R_{thsamb}	120	K/W

Range of operation.

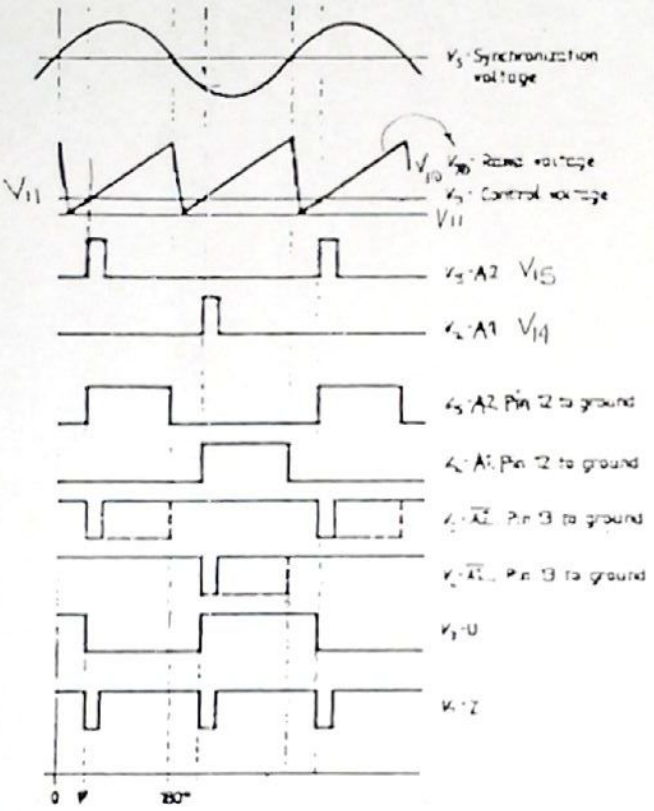
Supply voltage	V_S	8 to 18	V
Operating frequency	f	10 to 500	Hz
Ambient temperature	T_{amb}	0 to 70	°C

Block diagram



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electricista Electrónico

Pulse diagram



Ecuaciones útiles para el diseño

La carga de C10 se hace a corriente constante, en consecuencia:

$$V_{C10} = \frac{1}{C10}\int_0^{ti} I_{10}\,dt = \frac{I10}{C10}\,ti \qquad (1)$$

donde ti = instante en que se produce el pulso en A1 o A2.

La corriente de carga de C10 está definido por:

$$I_{10} = \frac{Vref.K}{R9} \qquad (2) \qquad \text{donde } K = 1,5$$

y los límites para I_{10} son 20 - 100 μA.

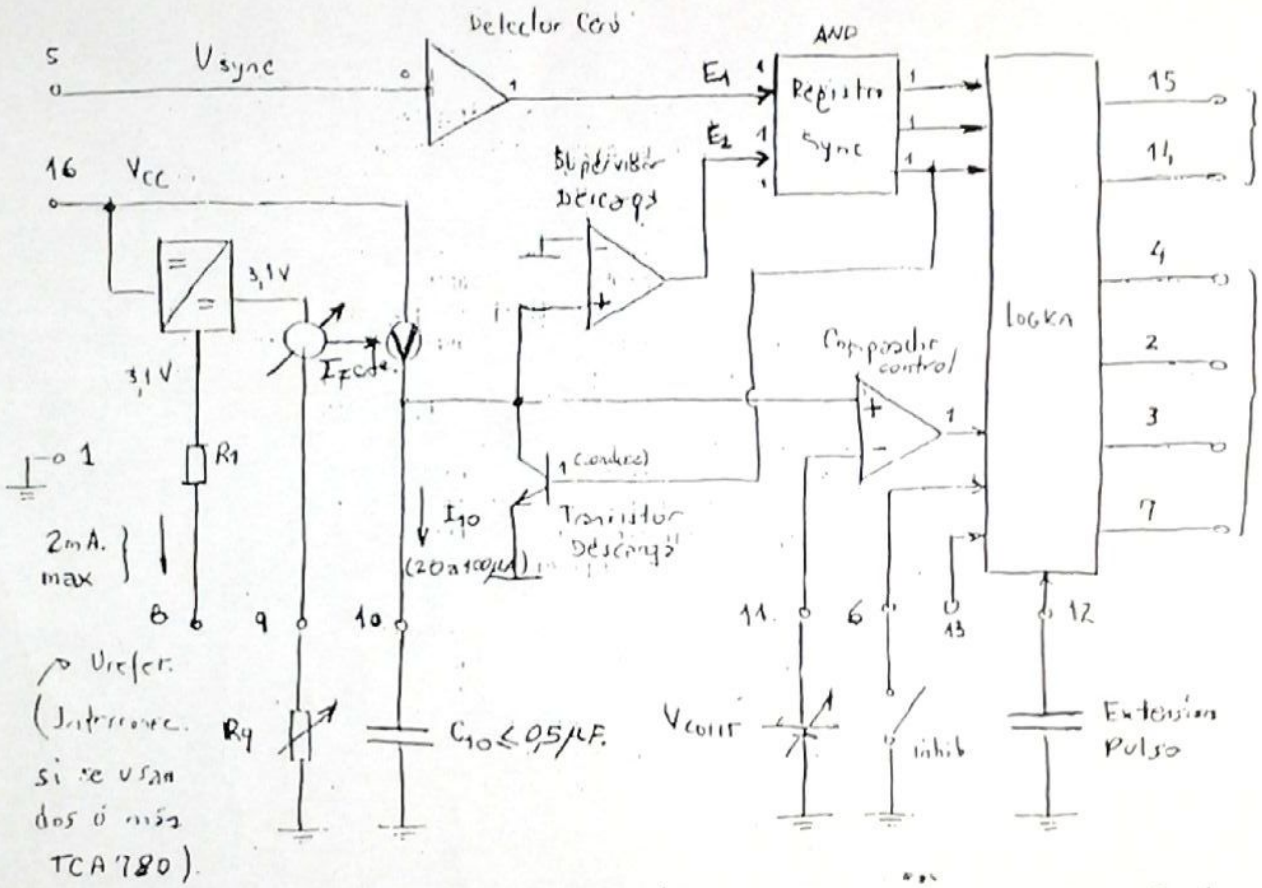
Combinando (1) y (2) y teniendo en cuenta que ti corresponde al instante en que la tensión sobre C10 iguala a la tensión del pin 11 (tensión de control), V10 = V11.

$$ti = \frac{V11\ R9\ C10}{Vref.K}$$

ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electrónica Electrónico

CONTROL INTEGRADO TCA780

Diagrama en bloques

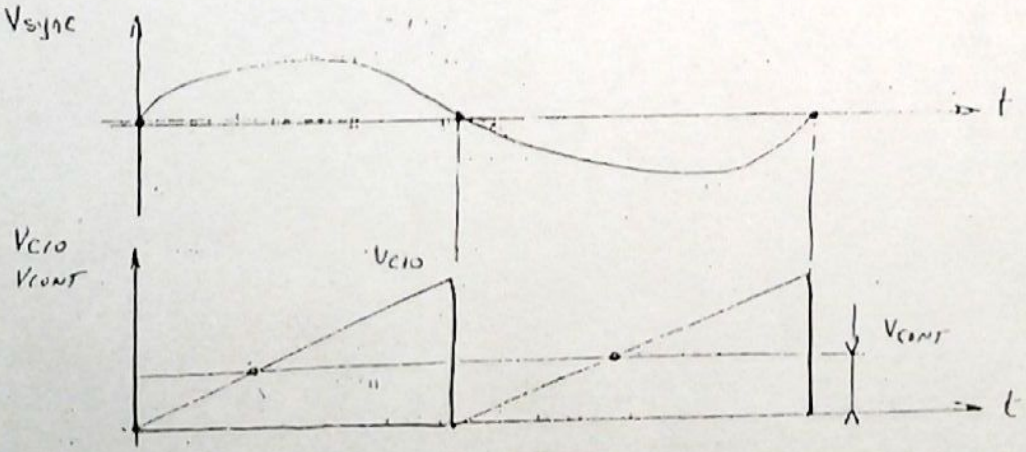


$20 \leq I_{10} \leq 100\ \mu A$

$C_{10} \leq 0{,}5\ \mu F$

$0 \leq V_{CONT} \leq 8\ V$ (-95V)

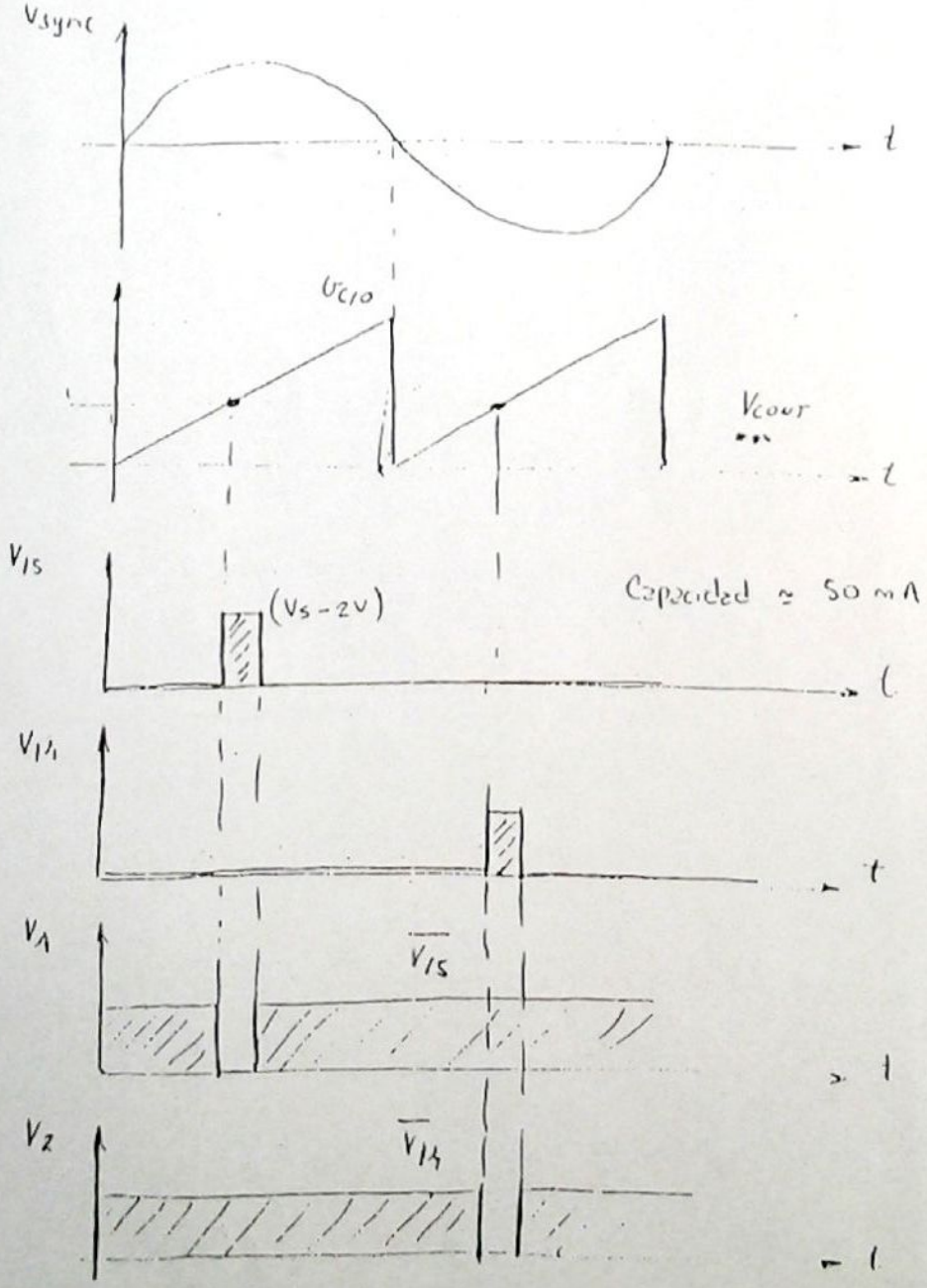
$8 \leq V_s \leq 12\ V$ (consumo de 5 a 10 mA). I_{SS}



ADRIAN C. AGUERO
Ing. Electrónica Electrónica

Apenas $v_{C10} > 0$, la salida del supervisor de descarga se pone en estado alto (E_2).

Cuando la tensión vuelva a cruzar por cero E_1 se pone en estado alto.

E_1 en E_2 conforman una lógica AND de tal forma que en el cruce, el transistor recibe la orden de conducir descargando totalmente a C_{10}.-

Por otro lado, cuando $v_{C10} > V_{cont}$, el comparador se pone en estado alto, haciendo que las salidas por 14, 15 den un pulso positivo (uno por vez)