EL TIRISTOR: UNA LLAVE QUE TARDE EN ABRIR EL CIRCUITO

Ing. JULIO J. GONZÁLEZ Profesor Titular de Análisis Matemático III.

1. Naturaleza de este trabajo

El siguiente es un trabajo de divulgación acerca del comportamiento del tiristor en conmutación, de los problemas que aparecen, y del diseño de un simple circuito (el snubber circuit) que los soluciona.

Los distintos aspectos del comportamiento del tiristor como llave interruptora —diseminados en distintos libros de texto— son expuestos en forma metódica, ¡unto con la explicación del origen matemático de los gráficos de diseño del snubber circuit.

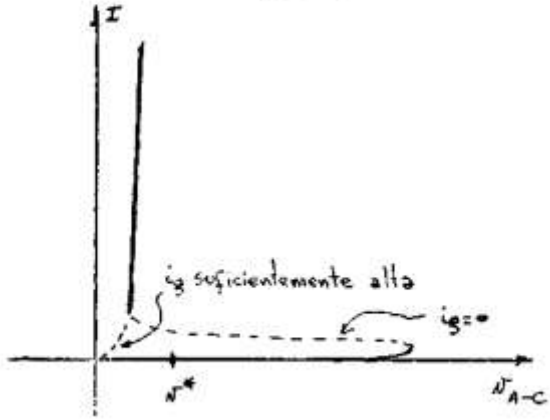
Al final, se expone un simple procedimiento alternativo original para el diseño de tal circuito.

2. Definición y concepto del tiempo de extinción

El tiristor como elemento de circuito es una llave que cierra en forma casi instantánea (algunos nanosegundos) pero que demora un intervalo de tiempo llamado "tiempo de extinción" (típicamente unos 40' useg) en abrir en forma satisfactoria. Por abrir en forma satisfactoria debemos entender no sólo que el tiristor abra el circuito, sino que sea capaz de bloquear tensiones ánodo-cátodo directas, en ausencia de corriente de gate.

Para aclarar mejor este último punto, veamos la curva característica estática del tiristor

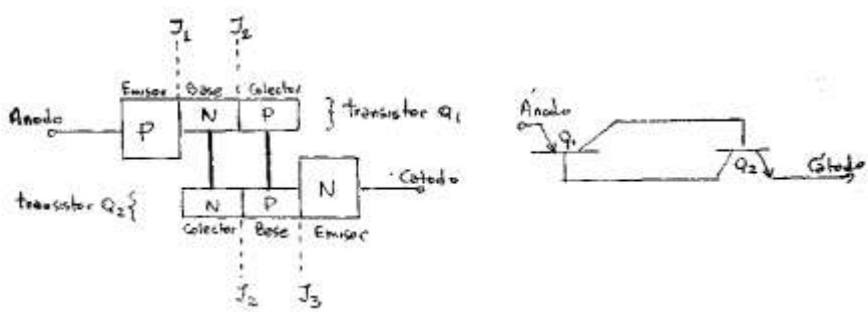
Fig. 1



Sin señal de gate, el tiristor bloquea tensiones directas (siempre que sean menores que la tensión de ruptura directa V_{BO}) en ausencia de corrientes de gate. Sin embargo tensiones levemente positivas menores que V_{BO} tales como v*, dispararán al tiristor en forma indeseada (es decir en ausencia de comando de gate) si son aplicadas inmediatamente después de que el tiristor haya abierto el circuito, a menos que esperemos un intervalo de tiempo t_q conocido como tiempo de extinción.

3. Origen físico del tiempo de extinción

Fig. 2



Cuando el tiristor conduce, las 3 junturas J_1 J_2 J_3 están directamente polarizadas. Para entender por qué J_2 está polarizada directa debe recordarse la concepción del tiristor como la conexión con realimentación positiva de 2 transistores, los cuales en el estado de conducción del tiristor están saturados.

La tensión V_{AC} cuando el tiristor conduce es consecuentemente la suma algebraica de las tres tensiones en las junturas, vale decir, típicamente,

$$V_{A-C} = 0,7 - 0,7 + 0,7 = 0,7 \text{ Volts} \qquad (1)$$

Cuando se aplica una tensión inversa, se producirá la recombinación de portadores minoritarios en las tres junturas.

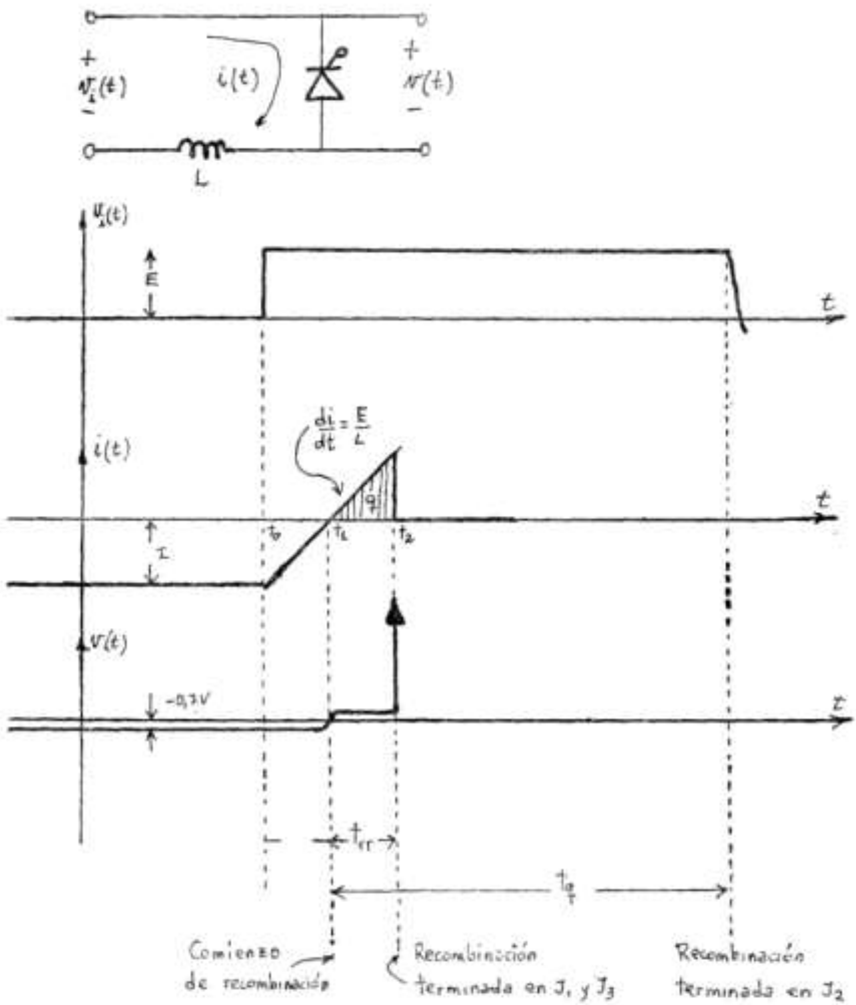
La recombinación llevará a cero la densidad de portadores minoritarios, primeramente en las junturas J_1 y J_3 y después en J_2 esta demora siendo causada por la carga extra de esta ¡untura, la cual corresponde al estado de saturación previamente mencionado.

Cuando la actividad de recombinación anula la densidad de portadores minoritarios en J_1 y J_3 ei tiristor está cortado. Sin embargo, la remanente actividad en J_3 impide la aplicación de una tensión directa, so pena de que el tiristor vuelva a conducir.

4. Un circuito práctico: Necesidad del "snubber circuit"

Mientras existan portadores minoritarios, el tiristor es un elemento de baja impedancia: en consecuencia debe existir en el circuito una impedancia que limite la corriente cuando se aplica una tensión inversa. Generalmente dicha impedancia es una inductancia, ya sea una $\frac{di}{dt}$, expresamente colocada a fines de limitar, o bien, más comúnmente la inductancia de dispersión del transformador en serié con el tiristor. Ya que vamos a tratar con tensiones y corrientes inversas por Conveniencia matemática, las definimos como positivas, de acuerdo a lo indicado en la figura Nº 3.

Fig. Nº 3



1 — En t_0 se aplica el escalón de tensión inversa y la corriente se reduce a un ritmo $\frac{di}{dt} = \frac{E-0.7\ V}{L} \simeq \frac{E}{L}$ (E puede ser por ejemplo 220 Volts).

II — A partir de t_1 comienza el mecanismo de recombinación que disminuye la cantidad de portadores minoritarios, sin embargo mientras éstos existan el tiristor es prácticamente un corto circuito y por ello la eliminación de portadores se efectúa básicamente al misma ritmo $\frac{di}{dt} = \frac{E}{L}$.

III — Si llamamos q a la carga de portadores minoritarios almacenada, ésta será eliminada en un intervalo de tiempo $t_2 - t_1 = \Delta t$ que verifique la ecuación:

$$\int_{t_1}^{t_2} i\, dt = q \qquad (2)$$

Es fácil demostrar que Δt el llamado tiempo de recuperación inversa e $\hat{I}_r$, la corriente pico inversa, están dados por las siguientes ecuaciones (ver apéndice)

$$\Delta t = \sqrt{\frac{2Lq}{E}} \qquad (3)$$

$$\hat{I}_r = \sqrt{\frac{2qE}{L}} \qquad (4)$$

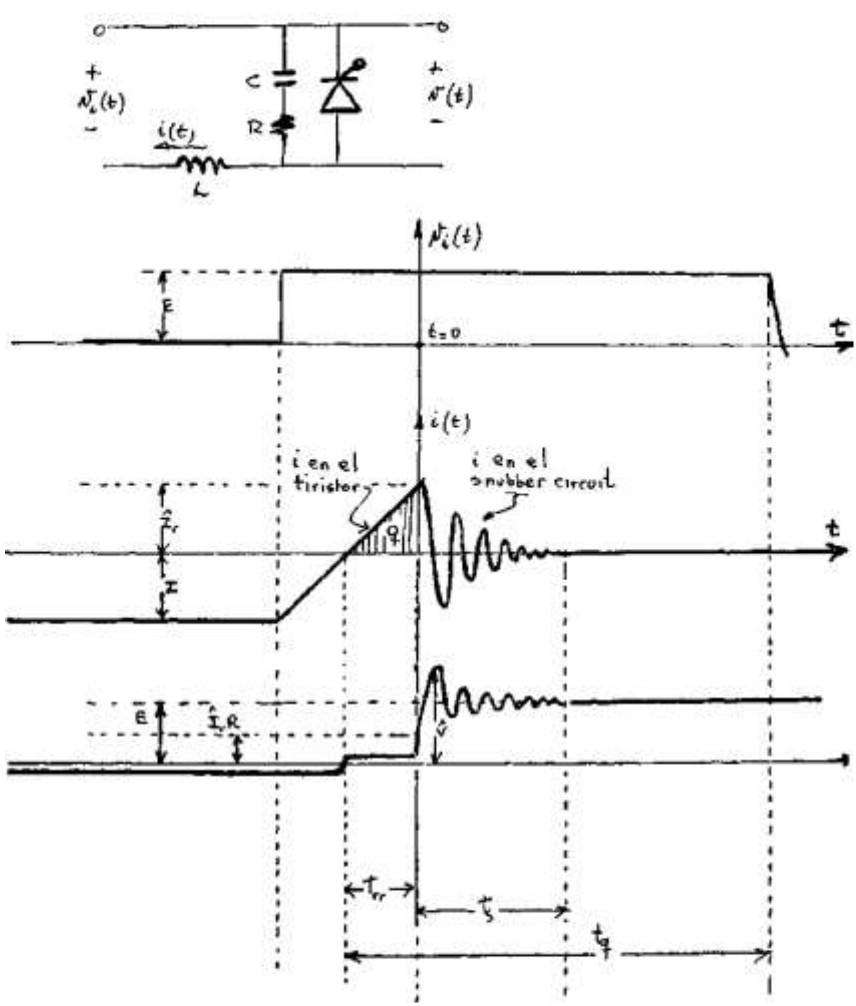
IV — En el tiempo t_2, el tiristor abre bruscamente el circuito. La instantánea interrupción de corriente en la inductancia L generará un impulso de tensión $e_L = L\,\frac{di}{dt}$ que, de no hacerse ninguna modificación, en el circuito destruirá al tiristor. En la práctica la corriente no se corta en forma instantánea en t_2 y por consiguiente la tensión inversa aplicada al tiristor no será infinita, pero sí lo suficientemente grande como para destruir al tiristor. Aun en el caso en que esto no ocurriera, la brusca variación de tensión disparará al tiristor en forma indeseada.

Puesto que el problema es causado por la interrupción brusca de la corriente en la inductancia, la solución consiste en colocar una impedancia en paralelo con el tiristor, por la cual la corriente pueda seguir circulando durante un tiempo después de que el tiristor abre el circuito. Este tiempo extra no es ningún inconveniente siempre que sea menor que el intervalo $t_q - t_{rr}$ (fig. 3) dentro del cual el tiristor no puede de todas maneras ser aprovechado.

Como la nueva impedancia agregada debe ser circuito abierto a régimen permanente, podría pensarse en una capacidad C; sin embargo el sistema de segundo orden LC sin fricción que quedaría actuando después del tiempo t_2, oscilaría indefinidamente sin llegar al estado de equilibrio. Evidentemente nuestra impedancia debe consistir entonces en una serie capacitor - resistencia, pero ¿cómo elegimos los valores de R y C para un tiristor dado (conocida t_q) y para un determinado valor de inductancia L?

5. Requerimientos del "snubber circuit"

Fig. 4



Debe notarse que la serie RC agregada no modifica las ondas de corriente y tensión hasta t = o, debido a que están "puenteados" por el tiristor mientras éste conduzca.

Los valores de R y C se eligen de forma tal que:

I — la tensión pico v sea menor que la tensión de pico inversa del tiristor.

II — El tiempo de establecimiento sea menor que la diferencia tiempo de extinción — tiempo de recuperación inversa.

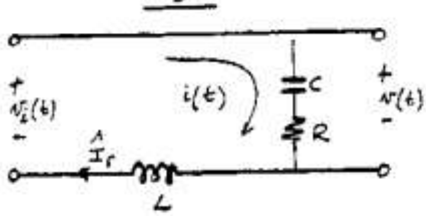
III — La variación de tensión sea menor que la admisible $(\frac{dv}{dt})_T$ del tiristor.

6. **Diseño "clásico del snubber circuit"**

La forma común de elegir los valores de R y C es utilizando los gráficos que aparecen en los manuales de tiristor (como por ejemplo el manual SCR de General Electric). A continuación se dará una breve explicación del origen matemático de tales gráficos.

Después de t = o de la figura N° 4, tenemos el siguiente circuito:

Fig. 5



en el cual hay una corriente $\hat{I}$ "almacenada" en la inductancia **L**.

La relación entre la tensión a bornes del tiristor y la tensión de entrada es:

$$v_i(t) = v(t) + L\frac{di}{dt} \qquad (5)$$

En términos de transformada de Laplace

$$\frac{E}{s} = V(s) + Ls\,I(s) - L\hat{I}_r \qquad (6)$$

La corriente puede fácilmente ponerse en función de v (t).

$$v(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt + iR \qquad (7)$$

O transformando:

$$V(s) = \frac{1}{sC}\,I(s) + R\,I(s)\,;$$

$$I(s) = \frac{Cs}{1 + RCs}\,V(s) \qquad (8)$$

Reemplazando en (6)

$$\frac{E}{s} = \left[1 + \frac{LCs^2}{1+RCs}\right] V(s) - L\hat{I}_r\;;$$

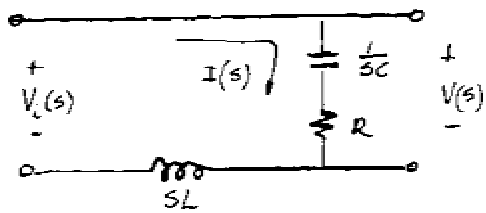
$$V(s) = \frac{\left(\frac{E}{s} + L\hat{I}_r\right)\left(\frac{1}{LC} + \frac{Rs}{L}\right)}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \qquad (9)$$

Antitransformando V (s) se obtiene v (t), y de ella, por análisis matemático, $\frac{dv}{dt}/_M$ en función de R y C.

7. Procedimiento alternativo de diseño del "snubber circuit"

Un procedimiento alternativo consiste en utilizar conceptos de teoría de control aplicados al sistema de segundo orden formado:

Fig. 6



La función de transferencia (obtenida ignorando condiciones iniciales) es:

(10)

$$\frac{V(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC} + R}{sL + R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{LC} + \frac{R}{L}\,s}{s^2 + \frac{R}{L}\,s + \frac{1}{LC}}$$

El polinomio divisor de (10) es conocido como polinomio característico.

Los sistemas de segundo orden están completamente estudiados en forma normalizada, vale decir, con el polinomio característico escrito en esta forma

$$s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2$$

Donde ξ — coeficiente de amortiguamiento
ω_o — frecuencia natural no amortiguada

Algunas de las conclusiones obtenidas de tal estudio son:
El coeficiente de amortiguamiento debe estar entre 0,5 y 0,8,

valores más pequeños dan excesivo sobreimpulso y con fricciones mayores responde muy tardíamente.

Para valores de ξ comprendidos en tal intervalo, la expresión para el tiempo de establecimiento al 2% es aproximadamente:

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_0} \qquad (12)$$

De modo que para aprovechar estos resultados tan valiosos, no tenemos sino que identificar nuestro polinomio característico de (10) con el normalizado de (11), es decir, si:

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \dfrac{R}{L} & (13) \\ \\ \omega_0^2 = \dfrac{1}{LC} & (14) \end{cases}$$

debe ser

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (15) \quad ; \quad \xi = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (16)$$

Si fijamos como criterio de diseño $\xi = 0{,}65$ y un tiempo de establecimiento igual a un cierto porcentaje α del tiempo de extinción, podemos escribir:

$$\begin{cases} \dfrac{R}{2}\sqrt{\dfrac{C}{L}} = 0{,}65 & (17) \\ \alpha\, t_q \simeq \dfrac{4}{0{,}65}\sqrt{LC} & (18) \end{cases}$$

De donde, resolviendo para C y R obtenemos:

$$C = \frac{26{,}4\ \alpha^2\ t_q^2\ 10^{-3}}{L} \qquad (19)$$

$$R = 1{,}3\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (20)$$

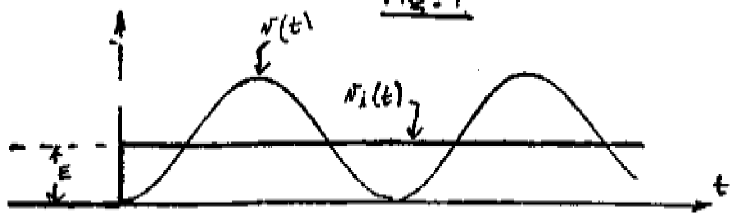
Ahora debemos verificar si la máxima $\frac{dv}{dt}\Big/_M$ es menor que la admisible del tiristor $\left(\frac{dv}{dt}\right)_T$ es decir, si

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_M < \left(\frac{dv}{dt}\right)_T \qquad (21)$$

Como no estamos considerando una ecuación sino una inecuación, para simplificar el cálculo de $\frac{dv}{dt}\Big/_M$ podemos considerar el caso no real más desfavorable en que la fricción es nula (es decir el $\frac{dv}{dt}\Big/_M$ así calculado será mayor que el real).

En ese caso v (t) sería la bien conocida respuesta:

Fig. 7



$$v(t)=E(1-\cos \omega_o t) \qquad (22)$$

$$\frac{dv}{dt}= \omega_o E \operatorname{sen} \omega_o t \qquad (23)$$

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{M} = \omega_o E = \frac{E}{\sqrt{LC}} \qquad (24)$$

8. Ejemplo de diseño utilizando el procedimiento alternativo

Sea un tiristor con t_q = 40 useg y $\left(\frac{dv}{dt}\right) = 150 \frac{\text{Volts}}{useg}$ calcular el "snubber circuit" si la tensión inversa aplicada es E = 220 Volts y la inductancia L = 20 uH.

Solución:

El tiempo de recuperación inversa es generalmente un 15% del tiempo de extinción, de modo que el tiempo de establecimiento podrá ser como máximo un 85% de t_q .

Generalmente t_s = (30 % ÷ 60 %) t_q , es decir nuestro coeficiente α definido en (17) puede ser cualquier valor entre α = (0,3 - 0,6) t_q

Si probamos con $\alpha = 0{,}3$, la ecuación (19) da:

$$C = \frac{26{,}4(0{,}3)^2(40)^2\ 10^{-3}}{20} = 0{,}2\ \mu f$$

y (20) da:

$$R = 1{,}3\sqrt{\frac{20}{0{,}2}} = 13\ \Omega$$

Aplicando (24)

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_M = \frac{220}{\sqrt{20 \times 0{,}2}} = 110\ \frac{\text{Volts}}{\mu\text{seg}} < 150\ \frac{\text{Volts}}{\mu\text{seg}}$$

es decir la inecuación (21) es satisfecha; si así no fuera tendríamos que tomar un α mayor. Por ejemplo, si $\left(\frac{dv}{dt}\right)_T$ fuese igual a 90 Volts, el problema queda solucionado adoptando $\alpha = 0{,}45$, para el cual obtenemos por un procedimiento análogo al anterior

$$C = 0{,}4\ \mu f$$

$$R = 10\ \Omega$$

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_M \simeq 78\ \text{Volts}/\mu\text{seg}$$

9.Comparación entre los métodos clásico y alternativo de diseño

El método "clásico" está basado en el análisis minucioso del circuito L — C — R de la figura Nº 5, considerando la energía inicial almacenada en L, y podría esperarse una gran coincidencia con los resultados prácticos. Sin embargo, esto no es así debido a que las hipótesis que generan aquel análisis no son exactas, es decir:

I — La tensión inversa no es una función escalón perfecta.

II — La inductancia L, que generalmente es la inductancia de dispensión de un transformador, no es exactamente conocida y sólo puede ser estimada.

El método alternativo no predice la tensión v, pero es experiencia del autor que la adopción de ξ = 0,65 da "oversho+s" completamente satisfactorios.

En virtud de los puntos I) y II), este método es tan útil como el ortodoxo para determinar un primer par tentativo de valores R y C.

El ajuste final se hace mediante la obtención del valor de L, por observación de v (t) en el osciloscopio. En efecto: se mide la frecuencia de oscilación, correspondiente a la pulsación natural amortiguada, que de acuerdo a la teoría de control es:

$$\omega_d = \sqrt{1-\xi^2}\;\omega_o = \sqrt{1-(0,65)^2}\;\frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (25$$

y luego:

$$L = \frac{1-(0,65)^2}{\omega_d^2\,C} \simeq \frac{0,58}{\omega_d^2\,C} \qquad (26)$$

Una sola iteración es suficiente para conseguir el resultado final.

10. Conclusiones

I — El conocimiento del comportamiento del tiristor en conmutación es indispensable para su protección.

II — El diseño del circuito de protección por el método alternativo propuesto es tan útil como el cálculo gráfico convencional, pero con la ventaja de que sitúa al problema dentro de un marco formal conocido (el comportamiento de un sistema de segundo orden), lo cual satisface al ingeniero de control, quien es el usuario más frecuente del tiristor.

11. Apéndice

$$\int_{t_1}^{t_2} i \, dt = q = \frac{\hat{I}_r}{2}(t_2 - t_1) = \frac{\hat{I}_r \Delta t}{2} \qquad (27)$$

Además como la eliminación de portadores ha sido hecha a un ritmo:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{\hat{I}_r}{t_2 - t_1} = \frac{\hat{I}_r}{\Delta t} \qquad (28)$$

obtenemos el sistema de dos ecuaciones

$$\begin{cases} \dfrac{\hat{I}_r \Delta t}{2} = q \\[2ex] \dfrac{\hat{I}_r}{\Delta t} = \dfrac{E}{L} \end{cases}$$

que resuelto da: (3) y (4).

12. Referencias

- H. Lilen: TIRISTORES Y TRIACS, Marcombo.
- General Electric: SCR MANUAL.
- Apuntes del curso de MSc en la Universidad de Birmingham, Inglaterra.
- Millman y Taub: CIRCUITOS DE PULSOS DIGITALES Y DE CONMUTACON., Me Graw-Hill.
- K. Ogata: INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA, Prentice-Hall.