

Lej.  
24



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**FACULTAD DE CIENCIAS**

**GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR Y  
CONTROLADOR DE TEMPERATURA COMO  
COMPLEMENTO EN LA INSTRUMENTACION  
ELECTRONICA PARA EXPERIMENTAR EN  
ESPECTROSCOPIA MOSSBAUER**

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
**F I S I C O**  
P R E S E N T A :  
**RICARDO GARCIA REYES**

MEXICO, D. F.

1986



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

# I N D I C E

Introducción .....1

## CAPITULO 1

1 Introducción al efecto Mössbauer.....3

## CAPITULO 2

2.1 ¿Por qué un generador de onda triangular?...5

2.2 Secuencia de diseño del generador de onda triangular .....8

2.3 Convertidor digital analógico (D/A) con circuito resistivo en escalera.....10

2.4 Contador síncrono de 4 bits .....13

2.5 FLIP-FLOP'S .....17

2.6 Reloj del contador (TIMER).....21

## CAPITULO 3

3 ¿Para qué un controlador de temperatura?...23

3.1 Diseño del controlador de temperatura .....24

3.2 Desarrollo del controlador de temperatura .....26

3.3 Fuente de corriente constante independiente de su voltaje de alimentación .....27

3.4 Un amplificador operacional como termocoplador.....32

3.5	El amplificador operacional como comparador de voltaje.....	37
3.6	Configuraciones Darlington CC-CE, CC-CC.....	39
	Apéndice A.....	45
	"FLIP-FLOP" amo-esclavo	
	Apéndice B.....	47
	Contador de Década/Binario "Up/Down" CD 4029.	
	Apéndice C.....	48
	Oscilador de onda rectangular basado en el circuito integrado LM555.	

**CAPITULO 4**

4	Conclusiones.....	50
	<i>Bibliografía</i>	<i>52</i>

## INTRODUCCION:

El objetivo de este trabajo consiste en complementar la instrumentación electrónica necesaria para efectuar experimentos en espectroscopia Mössbauer.

Dentro de este amplio campo existen dos aspectos que por su importancia y su factibilidad son especialmente interesantes:

Uno es la excitación que se debe dar al motor lineal del sistema; que como se verá después genera una banda de energías, esta banda se produce cuando a la energía propia de la fuente radiactiva se le aumenta o disminuye su energía cinética.

La manera como se logra ésto es moviendo la fuente con aceleración constante, a su vez, esta aceleración constante se obtiene excitando el motor con una función lineal de voltaje.

De lo anterior se hace patente la necesidad de diseñar y construir un generador de onda triangular con el cual se puedan obtener los espectros de las muestras disponibles. Dicho generador aparte de ser un complemento necesario para el espectrómetro de velocidades, es también fundamental para tener una sincronía entre el multicanal y el servomecanismo (aparatos que se usan para obtener los espectros de las muestras en espectroscopia Mössbauer).

Dos, la necesidad de obtener espectros a varias temperaturas, nos conduce a diseñar y construir un instrumento que nos permita controlar la temperatura y puedan barrerse temperaturas desde 77°K hasta 300°K (temperaturas del nitrógeno líquido y la temperatura ambiente, respectivamente). Con este dispositivo se pretende ampliar el número

de experimentos y observaciones realizados en el campo de la espectroscopía Mössbauer.

Al satisfacer estos objetivos estamos abriendo la posibilidad de que los laboratorios de enseñanza en los cuales se trabaje con espectroscopía Mössbauer, puedan obtener este tipo de instrumentos a bajo costo.

Es importante señalar que estos dispositivos son un primer paso para satisfacer las necesidades tecnológicas y lograr poco a poco la autosuficiencias en instrumentación de los laboratorios de enseñanza de la Física. Así como, el punto de partida para obtener aparatos más eficientes, conforme aumente el potencial tecnológico del país.

## CAPITULO I

### BREVE INTRODUCCION AL EFECTO MOSSBAUER

R.L. Mössbauer, en 1957, al estar estudiando la dispersión de los rayos gamma en el Instituto para la investigación Médica Max Planck, encontró que la dispersión de los rayos gamma de 129 Kev del  $\text{Ir}^{191}$ , sufría un incremento en la dispersión a bajas temperaturas, lo cuál se contradecía con las predicciones clásicas.

La interpretación de este efecto fué dada en 1958, y con ello comienza la investigación del efecto Mössbauer.

Para entender la nueva idea, que Mössbauer introdujo en el análisis de la emisión y dispersión de los rayos gamma en átomos amarrados en los sólidos, se distinguen tres casos:

1.- Si la energía de retroceso de los átomos libres es gran de comparada con la energía de amarre del átomo en el sólido (fig.1) el átomo será desalojado de su sitio. La mínima energía requerida para desplazar un átomo es conocida por las investigaciones sobre daño por radiación y generalmente cae en el rango de 15 a 30eV. Bajo estas circunstancias es aplicable el análisis del átomo libre.

2.- Si la energía de retroceso del átomo libre es mayor que la energía característica de los modos vibracionales (el fonón de energía), pero menor que la energía de desplazamiento, el átomo perma--

necerá en su sitio y disipará su energía de retrocesos por medio de calor.

3.- Si la energía de retroceso es menor que el fotón mínimo de energía ningún modo vibracional de esta energía podrá ser excitado.

Esto es, la energía de retroceso es cero y el fotón no pierde energía durante el choque con el núcleo, por lo tanto puede ser absorción nuclear resonante.

Los niveles de energía son afectados por las interacciones de la red en la cuál están anclados (corrimientos o desdoblamientos), lo que hace necesario una modulación de energías en una banda centrada alrededor de la energía del fotón, de manera que se compensen los corrimientos o desdoblamientos mencionados.

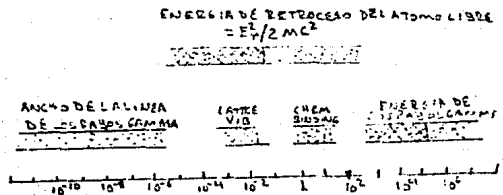


FIG. 3. LA ESCALA LOGARITMICA DE ENERGIAS Y LONGITUDES DE ONDA DE LOS RAYOS GAMMA Y X.



## 2.1 ¿POR QUE UN GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR?

En el capítulo anterior se discutió brevemente el fenómeno llamado efecto Mössbauer, el cual sirve de punto de partida para estudiar la absorción nuclear resonante de rayos gamma.

Para la observación del espectro de absorción que se obtiene al experimentar en este campo, en el depto. de Física de la fac. de ciencias de la UNAM, se dispone de la siguiente instrumentación: Un servomecanismo, un preamplificador, una fuente de alto voltaje, un amplificador, un analizador monocanal y un analizador multicanal. Con este equipo se pueden realizar experimentos, ya que algunos multicanales, además, pueden generar una onda triangular y pulsos de sincronía para subordinar otros aparatos. El multicanal mismo actúa como parte procesadora fundamental de los datos obtenidos en el experimento.

Para modular las energías que intervienen en éste, la técnica más conveniente de modulación se basa en el efecto Doppler. Este principio fué introducido por Mössbauer y encontró aceptación universal. Otros métodos son por ejemplo el corrimiento térmico al rojo y la banda lateral producida ultrasonicamente, que, se han propuesto para aplicaciones especiales, pero no han sido usados en experimentos actuales.

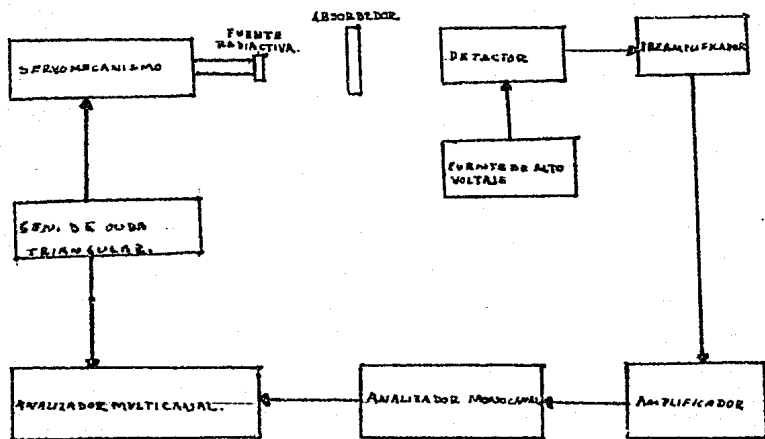
El elemento esencial de la técnica de modulación Doppler es un movimiento mecánico con velocidad controlada (el énfasis debe ser de preferencia sobre la velocidad más que en el desplazamiento, ya que el corrimiento en la energía es una función lineal de la velocidad). Los dispositivos de movimiento mecánico basados en levas han aparecido solo con éxito limitado, ya que el controlador de velocidad requiere control de la derivada angular del radio de la leva; el desgaste y la presencia

de ruido por vibraciones también tiende a causar problemas. Muchos de los dispositivos exitosos se basan en controladores de velocidad electromecánicos y sistemas realimentados.

El propósito de los dispositivos de movimiento es proveer una modulación en la energía para que pueda ser llamado un espectrómetro de absorción de efecto Mössbauer, permitiendo así examinar una región del espectro cercana a la energía no perturbada de los rayos gamma. Las propiedades deseables incluyen una escala lineal de energías y un espectro el cual es exactamente liso en ausencia de absorción. Un método para llevar a cabo esto es, considerar para un tiempo fijo valores de velocidad igualmente espaciados, usando un movimiento aserrado con la porción de retraso eliminada desde el contador, o también un movimiento aserrado simétricamente en el cual las cuentas en la velocidad positiva y negativa son almacenadas separadamente. La utilidad de un sistema espectrométrico de velocidad constante es usualmente limitada por la estabilidad del sistema de conteo.

Un sistema más ventajoso barre repetidamente otra vez del rango de velocidades de interés, almacenando la información del conteo instantáneamente en un gran número de escalones. Los requerimientos de una escala lineal de velocidades acoplada con un espectro de no absorción uniforme indica que a iguales intervalos de tiempo corresponden iguales incrementos en la velocidad. Esto es equivalente a requerir aceleración constante, lo cual de hecho implica un movimiento parabólico en el tiempo, este movimiento parabólico se obtiene al integrar la onda triangular, en su paso por el motor lineal. Un esquema del arreglo experimental para estudiar el fenómeno de absorción nuclear resonante

o efecto Mössbauer se muestra en la siguiente figura.



Instrumentos que conforman el sistema de trabajo del efecto Mössbauer.

## 2.2 SECUENCIA DE DISEÑO DEL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR

En la construcción de este dispositivo se usó un convertidor digital analógico (D/A) con circuito resistivo en escalera, cuya característica principal es que a la salida de éste se obtiene una rampa escalonada de 4096 niveles (12 bits). Como es necesario obtener una onda triangular a la salida de este convertidor, se usó un flip-flop que detecta y cambia su estado en la mínima y la máxima cuenta del contador, obteniendo con esto un cambio en la pendiente de la rampa escalonada típica de nuestro convertidor D/A.

Para obtener el pulso de sincronía para el multicanal y el servomecanismo usamos un multivibrador monoestable, con el cual se asegura la sincronía en el inicio y en el final de cada periodo de la onda triangular.

Es necesario también poder seleccionar el número de canales que se desee usar en cada experimento. Para satisfacer esta condición se usó un divisor de frecuencias entre dos, cuatro, ..., treinta y dos que consiste de un flip-flop y un contador de 4 bits con este arreglo se puede determinar el número de canales a usar, ya sean 1024, 512 ó bien 256.

Por último se habla del multivibrador estable que actúa como reloj maestro del sistema, alimentando éste el contador de 12 bits del convertidor D/A y el divisor de frecuencias.

El convertidor digital analógico se discute en la sección

2.3

El contador digital síncrono de 4 bits se discute en la sección 2.4 (ver apéndice B).

Los flip-flops se discuten en la sección 2.5 (ver apéndice A).

Por último en la sección 2.6 se discute el reloj (timer) en sus conexiones a estable y monoestable el circuito integrado usado en este trabajo se presenta en el apéndice C.

### 2.3 CONVERTIDOR DIGITAL ANALÓGICO (D/A) CON CIRCUITO RESISTIVO EN ESCALERA.

El circuito resistivo en escalera empleado en este convertidor, vea figura 2, es un dispositivo divisor de corriente donde la razón de sus resistencias es más crítica que su valor absoluto. En cada nodo de esta escalera la resistencia que se mire a la izquierda o a la derecha es  $2R$ ; y por lo tanto la corriente se dividirá igualmente. Si se considera el nodo  $n-1$  y se supone que el bit más significativo (MSB) cambia a 1 lógico, el voltaje en este nodo será  $-V_R/3$ . Ya que la ganancia del amplificador operacional en el nodo  $n-1$  es  $-3R/2R$ , el voltaje del MSB vendrá a ser:

$$V_o = \left(-\frac{V_R}{3}\right) \left(-\frac{3R}{2R}\right) = \frac{V_R}{2}$$

Similarmente, cuando el segundo bit más significativo está en 1 lógico y todos los demás en 0 lógico, la salida será  $V_o = \frac{V_R}{4}$ , el tercer bit MSB da  $+V_R/8$ , y el bit menos significativo (LSB) da  $V_o = \frac{V_R}{2^n}$ .

El convertidor digital analógico en su forma binaria de  $n$  bits tiene una salida  $V_o$  de:

$$V_o = (A_{n-1} 2^{-1} + A_{n-2} 2^{-2} + \dots + A_0 2^{-n}) V_R \dots \dots \dots (1)$$

donde los coeficientes  $A_n$  representan el pulso binario (uno o cero).

El voltaje  $V_R$  es un voltaje de referencia estable, usado en el circui

to. El bit más significativo corresponde a  $A_{n-1}$  y su valor es  $V_R/2$ ,

mientras que el bit menos significativo corresponde a  $A_0$  y su valor

es  $V_R/2^n$ .

El convertidor D/A usado se muestra esquemáticamente en la fig. 2 donde los bloques  $S_0, S_1, \dots, S_n$  son flip-flops que actúan como conmutadores electrónicos controlados digitalmente.

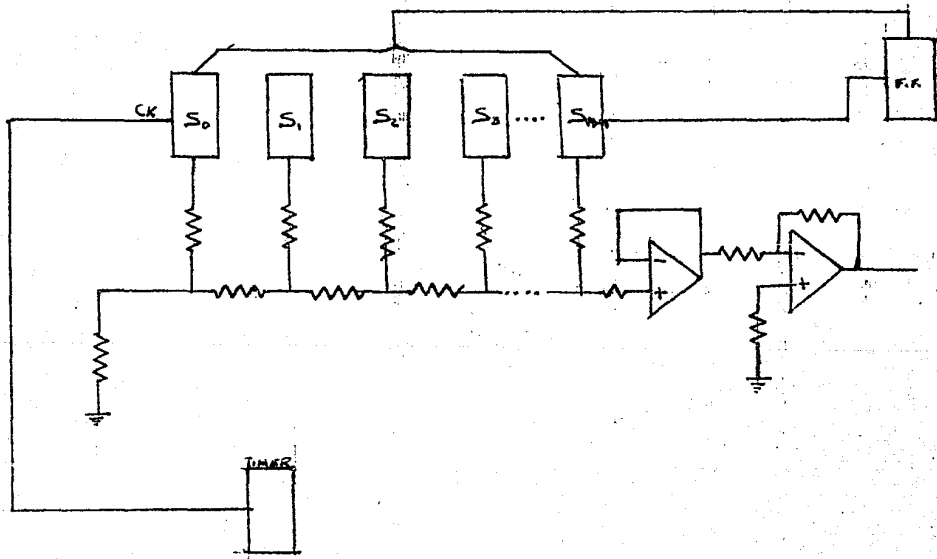


Fig. 2 Diagrama de bloques del convertidor digital-analógico (D/A).



## 2.4 CONTADOR SINCRONO.

Este tipo de contador elimina los retrasos acumulativos vistos en los contadores ripple debidos a los flip-flops. Todos los flip-flops en un contador síncrono están bajo el control del mismo pulso de reloj. El rango de repetición está limitado solamente por el retraso introducido por alguno de los flip-flops más el retraso de la compuerta de control. Los contadores síncronos con carry paralelo también conocidos como carry look ahead; cuentan con el mejor de los métodos para el control de los flip-flops. De acuerdo con la tabla de verdad de la fig. 4b se requiere que el flip-flop A cambie su estado cuando se presente cada pulso de reloj. El flip-flop B cambia su estado cuando  $Q_A=1$ . C cambia su estado cuando  $Q_A \bar{Q}_B=1$ , y D cambia cuando  $Q_A=Q_B=Q_C=1$ . El control del flip-flop A se logra mandando  $J_A$  y  $K_A$  a un estado 1 lógico. El control del flip-flop B se logra conectando  $J_B$  y  $K_B$  a  $Q_A$ . El control del flip-flop C se puede lograr con la salida invertida de una compuerta NAND de entradas  $Q_A$  y  $Q_B$ . El flip-flop D es controlado con C, excepto que las entradas de la compuerta NAND están ahora en  $Q_A$ ,  $Q_B$  y  $Q_C$ .

El contador síncrono para una cuenta binaria de módulo  $2^n$  puede ser diseñado ya que se conoce el patrón lógico de control. Para un módulo que no sea  $2^n$ , la lógica de control (algunas veces) puede llevar a confusiones. Es por esta razón que las matrices de control (mapas de Karnaugh) se calculan para cada uno de los flip-flops. La fig. 3 muestra las matrices de control para un contador síncrono de 4-bits (fig.4).

La fig 3a muestra una tabla de excitación para un flip-flop J-K.

Dado el estado presente de un flip-flop, esta tabla presenta cuáles niveles lógicos de entrada en J y K producirán el siguiente estado del flip-flop deseado. La fig. 3b es la matriz de referencia para el estado designado y muestra la secuencia de un contador de 4 bits a través de cada uno de sus 16 estados.

La fig. 3c muestra una matriz de control para el flip-flop A. Cada cuadro también llamado celda, representa uno de los 16 estados posibles del contador. Si el contador está en 0000 (LSB), el próximo estado será 0001. Para hacer que el flip-flop A cambie de estado, J estará en 1 lógico y el nivel lógico en K no importa (puede ser 1 o 0), por consiguiente la celda 0000 muestra 1X. El contador está ahora en 0001 y su próximo estado será 0010.

Cuando todas las matrices de control están completas, las expresiones Booleanas de cada una son examinadas para determinar el control del flip-flop  $J_A = K_A = 1$  es la ecuación de control para el flip-flop A. Las ecuaciones de control para los otros flip-flops son  $J_B = K_B = Q_A$ ,  $J_C = K_C = Q_A \cdot Q_B$  y  $J_D = K_D = Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C$ . Ya que las compuertas NAND llevan a cabo las funciones Booleanas requeridas, éstas son usadas para controlar los flip-flops C y D.

La máxima frecuencia de reloj para un contador síncrono con carry paralelo es

$$\frac{1}{f} = T_p + T_g$$

donde  $T_p$  = retraso en la propagación de un flip-flop

$T_g$  = retraso en la propagación de entrada a la compuerta de control de salida.

$Q_n$	$Q_{n-1}$	J	K
0	0	0	x
0	1	1	x
1	0	x	1
1	1	x	0

x = no importa  
a) tabla de excitación

$Q_3$ $Q_2$ $Q_1$ $Q_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
00	00	01	11	10
01	0	1	3	2
11	4	5	7	6
10	8	9	11	10

b) matriz de referencia.

$Q_3$ $Q_2$ $Q_1$ $Q_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
00	00	01	11	10
01	1x	x1	x1	1x
11	1x	x1	x1	1x
10	1x	x1	x1	1x

c) matriz de control del  
Flip Flop A  $J_A = K_A = 1$

$Q_3$ $Q_2$ $Q_1$ $Q_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
00	00	01	11	10
01	0x	1x	x1	x0
11	0x	1x	x1	x0
10	0x	1x	x1	x0

d) matriz de control del  
Flip Flop B  $J_B = K_B = Q_n$

$Q_3$ $Q_2$ $Q_1$ $Q_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
00	00	01	11	10
01	0x	0x	1x	0x
11	x0	x0	x1	00
10	x0	x0	x1	x0

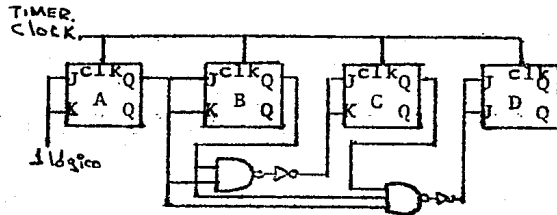
e) matriz de control del  
Flip Flop C  $J_C = K_C = Q_n Q_0$

$Q_3$ $Q_2$ $Q_1$ $Q_0$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
00	00	01	11	10
01	0x	0x	0x	0x
11	x0	x0	1x	0x
10	x0	x0	x0	x0

f) matriz de control del  
Flip Flop D  $J_D = K_D = Q_n Q_0 Q_1$

Leyenda para una celda :  $\boxed{JK}$

fig. 3 matrices de control para un contador síncrono de 4-bits.



estado	$Q_D$	$Q_C$	$Q_B$	$Q_A$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
Q	0	0	0	0

Fig. 4 Contador síncrono de 4-bits con carry paralelo.

a) Diagrama lógico, b) tabla de verdad.

## 2.5 FLIP-FLOPS

El flip-flop es un dispositivo que exhibe dos estados estables diferentes y es ampliamente usado como un elemento de memoria en un sistema binario. Cualquier circuito eléctrico que tenga estas características cae dentro de la categoría de los flip-flops. Algunos otros nombres de éste son: multivibrador bistable, multibinario, interruptor y basculador. Todos ellos implican en su nombre 2 estados característicos del dispositivo.

En su forma más simple un flip-flop consiste de dos amplificadores inversores acoplados en cruz. Esto simplemente indica que la salida de un amplificador está conectada a la entrada del otro y viceversa. La fig. 5a muestra un circuito que comprende dos transistores NPN y dos resistencias que muestran la idea de acoplamiento cruzado. Obviamente, si el transistor  $Q_1$  es inicialmente llevado a saturación (ON), aplicando una señal positiva en su base, su colector estará en  $V_{CE(sat)}$  (típicamente de 0.2 a 0.4V). El colector de  $Q_1$  está unido a la base de  $Q_2$  (fig.5b) regresando  $Q_2$  a corte (cut-off). El colector de  $Q_2$  es llevado hasta  $V_{CC}$ . Esta acción refuerza la señal positiva inicial aplicada a la base de  $Q_1$ , y podemos, entonces, remover la señal inicial y el circuito mantendrá a  $Q_1$  en el estado ON y  $Q_2$  en el estado OFF indefinidamente.

Una señal positiva aplicada en la base de  $Q_2$  lleva a éste a ON. Repitiendo la secuencia,  $Q_2$  va a saturación (ON) y  $Q_1$  va a corte (OFF), resultando un segundo estado estable. En general, el flip-flop descrito puede llamarse un amplificador saturado con realimentación positiva en 2-estados.

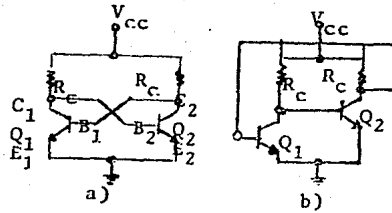


fig. 5 Comparación de flip-flops acoplados en cruz: a) Convencional  
 b) En cascada.

Aun cuando el circuito mostrado tiene dos estados estables, es evidente que cualquier señal de salida de su colector es muy pequeña. Por ejemplo, cuando  $Q_1$  se satura, su base sólo puede llegar a  $V_{BE}^{SAT}$  de 1.0V. Si se toma una salida de el colector de  $Q_2$ , el voltaje alcanzado es aproximadamente  $1.0 - V_{CE(sat)}$  ó  $1.0 - 0.2$  a  $0.4 \approx 0.6V$ . Esta no es realmente una señal que se puede usar como nivel lógico en sistemas digitales que usen lógica saturada.

La fig. 6 muestra un circuito más funcional que difiere del primero solo en la suma de las dos resistencias de base  $R_B$  y las dos entradas de control (S,R). Para valores de  $R_B = 10R_C$  el circuito operará

como el de la fig. 5a. Sin embargo las señales de salida  $Q$  y  $\bar{Q}$  ( $Q$ =salida no invertida,  $\bar{Q}$ =salida invertida) tienen un rango de voltaje aproximadamente igual a  $V_{CC}-V_{CE(sat)}$ . Para  $V_{CC}=5V$  el voltaje en la salida es  $\approx 4.6V$ . En la práctica este valor es ligeramente menor debido a la corriente que se hace circular por la carga, varía típicamente de 3.8 a 4.2V.

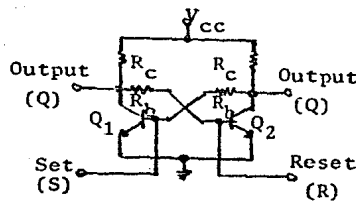


fig. 6 circuito discreto para un flip-flop.

Cuando un nivel ó pulso positivos se aplican en la entrada set, la salida  $Q$  toma el voltaje positivo más alto o estado lógico 1. Cuando un voltaje positivo o pulso se aplica a la entrada reset, la salida  $Q$  toma el mínimo voltaje positivo o estado lógico 0.

Este circuito cae dentro de la categoría de flip-flops conocida como latch. Es importante, sin embargo notar que en todo tipo de flip-flop se usan latches en sus distintas formas. El concepto básico de latch puede extenderse para incluir entradas de reloj, entrada múltiple de datos y variaciones en los controles "enable" o "preset". Los flip-flops se usan en todos los tipos de contadores, incluyendo el contador UP/DOWN, presettable, gated y cualquier combinación de

éstos.

En este trabajo usamos el CD 4027 BC Dual J-K Master/Slave flip-flop. (ver apéndice A).



## 2.6 RELOJ DEL CONTADOR (TIMER).

En esta sección se tratan los multivibradores a estable y monoestable, los cuales actúan como control del convertidor D/A, del control de apertura de canales y el control externo de disparo para el multicanal, los dos primeros con a estables y el último con el monoestable. Se usaron estos tipos de multivibradores ya que son capaces de producir exactamente los retrasos de tiempo u oscilación. El intervalo de tiempo del monoestable se controla con una simple resistencia externa y un capacitor. En el multivibrador a estable, la frecuencia y el ciclo de trabajo pueden ser controlados independientemente con dos resistencias externas y un simple capacitor externo.

Los niveles de disparo y umbral, son normalmente dos tercios y un tercio, respectivamente de  $V_{CC}$ . Cuando el nivel de disparo de entrada cae el Flip-Flop es excitado y la salida va al nivel 1. Cuando se preestablece la entrada de umbral, la salida va al nivel 0. El "reset" de entrada puede abrir todas las entradas y puede ser usado para iniciar un nuevo ciclo de tiempo S. Cuando el "reset" de entrada va a 0 lógico una baja impedancia provee la descarga entre la terminal y tierra y descarga C a través de  $Q_1$ .

La operación en modo monoestable se inicia cuando el voltaje en la entrada "trigger" cae por debajo del "trigger" de umbral. Una vez iniciada la secuencia, se completará solo si el "trigger" de entrada está en 1 lógico en el fin del intervalo de tiempo. A causa de el nivel de umbral y voltaje de saturación de  $Q_1$ . El ancho del pulso de salida es aproximadamente  $t_w = 1.1R_{AC}$ .

Los niveles de umbral y rangos de carga son directamente pro

porcionales a la fuente de alimentación  $V_{CC}$ ; Por lo tanto, el intervalo de tiempo es independiente del voltaje de alimentación, así como el voltaje de alimentación es constante en el intervalo de tiempo.

Aplicando un pulso de disparo negativo, simultáneamente a las terminales "reset" y "trigger" durante el intervalo de tiempo descargará C y se reiniciará el ciclo, comenzando en el borde positivo de el pulso preestablecido. La salida es retenida en cero en tanto el pulso esté en 0 lógico. Cuando la entrada "reset" no se usa se conecta a  $V_{CC}$  para prevenir disparos en falso.

La conexión a estable es el resultado de un capacitor C cargando y descargando entre el nivel de voltaje de umbral ( $=0.67V_{CCS}$ ) y el nivel de voltaje de inicio ( $=0.33V_{CC}$ ). Como en el monoestable, las veces de carga y descarga, la frecuencia y el ciclo de trabajo son independientes del voltaje de alimentación.

### 3. ¿PARA QUE UN CONTROLADOR DE TEMPERATURA?

Con los instrumentos que se han mencionado anteriormente se pueden efectuar experimentos en espectroscopía Mössbauer, aunque éstos no comprenden todas las posibilidades que existen en este campo. Con el fin de ampliar el número de experimentos realizables nos proponemos llevar a cabo el diseño y la construcción de un controlador de temperatura.

Se sabe que los fenómenos de absorción libre y emisión de rayos gamma en el efecto Mössbauer son más notorios a bajas temperaturas y estos fenómenos no los podemos observar si no se cuenta con un dispositivo que pueda controlar la temperatura.

### 3.1 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE TEMPERATURA

Se requiere que nuestro controlador funcione en el rango de 77°K a 300°K (temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente) por lo que en primer lugar tenemos que encontrar un elemento eléctrico que satisfaga esta condición. Se sabe que un diodo de silicio tiene un comportamiento lineal hasta temperaturas de alrededor de los 70°K, y aún sin ser lineal funciona hasta 10°K (ver gráfica 1), lo cual es una característica que hace pensar que el diodo es un buen candidato para ser el sensor de temperatura en dicho dispositivo. Ahora bien, este diodo debe ser alimentado por un circuito que le suministre una corriente constante (fuente de corriente constante) para que el voltaje dependiente de la temperatura pueda variar libremente. La variación del voltaje respecto de la temperatura es una constante para los diodos de silicio; esta es igual a  $-2\text{mV}/^\circ\text{K}$ .

El diodo necesita una corriente para alcanzar su voltaje de conducción. Esta corriente debe mantenerse lo más constante posible para no crear efectos combinados en la operación del diodo. El tipo de fuente de corriente que se usó, es la fuente de corriente independiente de la polarización. De ésta se hablará más adelante.

Se ha mencionado que entre las terminales del diodo hay una diferencia de potencial, la cual irá creciendo o decreciendo conforme la temperatura disminuya o aumente respectivamente. Estas diferencias de potencial normalmente son pequeñas para ser usadas directamente, pero basta un amplificador operacional que las amplifique para permitir un proceso adicional. En este caso se alimenta un comparador con la señal obtenida. El comparador actúa como elemento de decisión que

determina el paso de la corriente hacia el calefactor. Partiremos de la temperatura más baja posible e iremos elevando a voluntad la temperatura más baja posible e iremos elevando a voluntad la temperatura de la muestra. La técnica que se usó para conservar constante la temperatura es calentar o no calentar la muestra de acuerdo a las variaciones internas que existan y que compensaremos para que la temperatura no cambie.

### 3.2 DESARROLLO DEL CONTROLADOR DE TEMPERATURA.

Para la construcción de este dispositivo partimos del diseño de una fuente de corriente independiente de la polarización, cuyo objetivo es proporcionar una corriente constante al diodo que se use, en este caso el IN4007, su diferencia de potencial es captada por un amplificador operacional que actúa como termocoplador, ésta es la parte sensora del sistema.

El voltaje de salida del termocoplador se compara con un voltaje, seleccionado mediante un amplificador operacional en su forma "comparador de voltaje", obteniendo a la salida de éste la condición de suministro o suspensión de potencia, para mantener la temperatura deseada.

La potencia de salida del sistema viene dada por un arreglo Darlington de transistores, colector común-colector común (cc-cc).

La fuente de corriente, el termocoplador, el comparador de voltaje, y las configuraciones Darlington cc-ce-cc-cc, se discuten en las secciones siguientes.

### 3.3 FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE INDEPENDIENTE DE SU VOLTAJE DE ALIMENTACION.

Se escogió este tipo de fuente ya que necesitamos la mayor estabilidad posible ante cambios de voltaje y temperatura y una fuente de corriente simple (como la Wilson) tiene la desventaja de que la corriente de salida es proporcional al voltaje de alimentación. Si, por ejemplo se usara la fuente de corriente simple en un circuito de amplificador operacional, tendría que funcionar con una fuente de voltaje de 10 a 30V. La corriente variaría en un rango de tres a uno y la disipación de potencia, en un rango de nueve a uno. Una medida de dichas variaciones en un circuito, es el cambio fraccional en la polarización de la corriente que resulta de un cambio fraccional dado en la fuente de voltaje; por lo tanto, la fuente de corriente simple no es conveniente para nuestro fin. La fuente de corriente Widlar tiene un mejor coeficiente de sensibilidad a la alimentación de voltaje. La presencia de la resistencia en el emisor da una dependencia aproximadamente logarítmica de la corriente de salida contra el voltaje de alimentación, como se indica en la fig. 7.

La sensibilidad de algún parámetro Y a un segundo X está definida similarmente:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \left( \frac{\partial y}{\partial x} \right)$$

El parámetro más usual para describir la variación de la corriente de salida contra el voltaje de alimentación es la sensibilidad S. Esta es el cambio fraccional en la corriente de salida entre el cambio fraccional en el voltaje de alimentación. Para variaciones pequeñas.

$$S_{V_{cc}} = \frac{\frac{\Delta I_{C2}}{I_{C2}}}{\frac{\Delta V_{cc}}{V_{cc}}} = \frac{V_{cc} \Delta I_{C2}}{I_{C2} \Delta V_{cc}} = \frac{V_{cc}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{cc}}$$

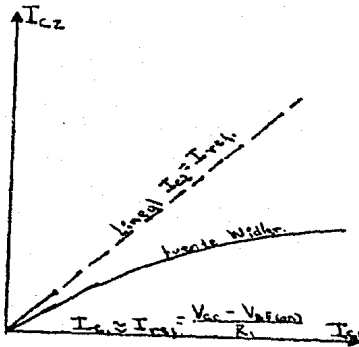
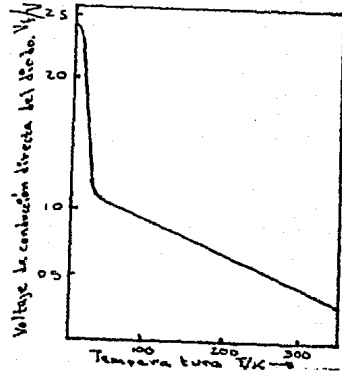


fig. 7 Dependencia de  $I_{C2}$  con respecto al voltaje de alimentación para la fuente de corriente Widlar.



Gráfica 1 voltaje de conducción directa del diodo característico.

En el caso de la fuente Widlar; la corriente de salida  $I_{C2}$ , está dada implícitamente por la ecuación:

$$V_T \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \right) = I_{C2} R_2$$

en la que:

K es la constante de Boltzman en J/°K, T es la temperatura en grados



Kelvin y  $q$  la carga del electrón.

Para determinar la sensibilidad de  $I_{C2}$  derivamos la ecuación siguiente con respecto a  $V_{CC}$

$$V_T \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \left( \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \right) \right) = R_2 \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}$$

con lo que se obtiene:

$$V_T \left( \frac{I_{C2}}{I_{ref}} \right) \left( \frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}} - \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right) = R_2 \left( \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right)$$

resolviendo esta ecuación para  $\frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}$ , obtenemos:

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} = \left( \frac{1}{1 + \frac{I_{C2} R_2}{V_T}} \right) \frac{V_{CC}}{I_{ref}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}}$$

y así

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \left( \frac{1}{1 + \frac{I_{C2} R_2}{V_T}} \right) S_{V_{CC}}^{I_{ref}}$$

Si  $V_{CC}$  es mucho mayor que el voltaje de ruptura de un diodo, entonces la sensibilidad de  $V_{CC}$  es aproximadamente la unidad ya que:

$$I_{ref} \approx \frac{V_{CC}}{R}$$

Por esto las fuentes de corriente simples no son muy adecuadas para muchos tipos de circuitos analógicos, ya que podemos tener mucha mejor independencia en el circuito que depende de un voltaje estándar que en otro que dependa del voltaje de alimentación. El circuito de referencia puede clasificarse por la fuente de voltaje estándar que utiliza.

Los estándares más convenientes son: el  $V_{BC}$  de un transistor, el voltaje térmico  $V_T$  y el voltaje de ruptura de la unión base emisor de

un transistor con polarización inversa. Cada uno de estos puede ser usado para establecer la independencia de las variaciones de la alimentación, pero la desventaja de los primeros dos es que el voltaje de referencia es enteramente dependiente de la temperatura. El  $V_{BE}$  tiene un coeficiente de temperatura negativo y el voltaje térmico uno positivo. El diodo zener tiene la desventaja de que se necesita no menos de 7 a 8V de alimentación de voltaje, ya que la tecnología de circuitos integrados estandar produce transistores NPN con un voltaje de ruptura base-emisor de alrededor de 6V.

Además, las uniones PN producen grandes cantidades de ruido en el voltaje en condiciones de ruptura inversa encontradas en un circuito con referencia polarizada.

Primero consideremos circuitos con referencia polarizada basada en su forma más simple como se muestra en la fig. 8. Este circuito es similar al circuito Wilson con el diodo conectado al transistor, sustituido por una resistencia, la corriente de referencia es forzada una vez más a fluir en  $Q_1$ .

El transistor  $Q_2$  hará circular corriente a través de  $R_2$ , tal que, el voltaje base-emisor de  $Q_1$  es igual a  $V_{BE}(I_{ref})$ .

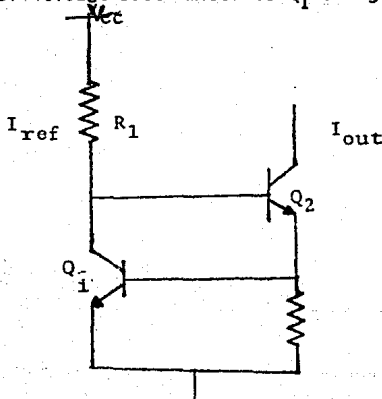


fig. 8 fuente independiente de polarización usando  $V_{BE}$  como una referencia.

Si despreciamos las corrientes de base, la corriente  $I_{out}$  es igual a la corriente de emisor de  $Q_2$ , la cual es la corriente que fluye a través de  $R_2$ . Ya que  $R_2$  tiene un voltaje igual a una caída a través de esta, la corriente de salida es proporcional a este voltaje base-emisor. Así, despreciando las corrientes de base:

$$I_{out} = \frac{V_{be1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_{ref}}{I_{S1}}$$

Este circuito no es totalmente independiente de la alimentación ya que el voltaje base emisor de  $Q_1$  cambiará ligeramente con el voltaje de alimentación. Esto ocurre porque la corriente de colector de  $Q_1$  es proporcional a  $V_{CC}$ . Esto es con frecuencia un problema con los circuitos polarizados, cuya corriente de salida es derivada de una resistencia conectada a la terminal de alimentación, ya que las corrientes en algunas partes del circuito cambiarán con el voltaje de alimentación. La independencia en la alimentación puede ser grandemente mejorada por el uso de la técnica llamada boot-strap. (\*)

(\*) referencia 3.

## UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO TERMOACOPLADOR

La entrada caracterfstica de los amplificadores operacionales, incluyendo el voltaje de offset de entrada, corriente de polarización de entrada y corriente de offset de entrada determina el limite más bajo de la magnitud de la señal de dc que puede ser exactamente amplificada, el desempeño de estos parámetros es más importante en aplicaciones de instrumentación, donde se miden frecuentemente pequeñas diferencias de potencial. Un ejemplo típico es el amplificador termocoplado mostrado en la fig. 9. Un termocoplador es la unión de dos metales distintos (termopar) que producen una diferencia de potencial que varía con la temperatura. Cuando se usan sensores de temperatura de referencia.

La diferencia de potencial producida por la combianción en serie de las uniones es entonces proporcional a la temperatura misma.

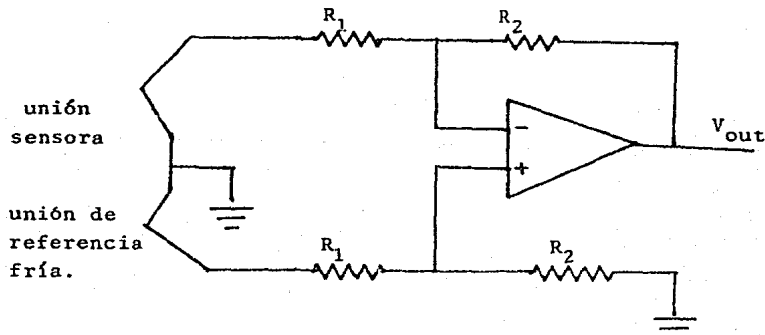


fig. 9 Amplificador diferencial sensor de temp. usando termocopladores.

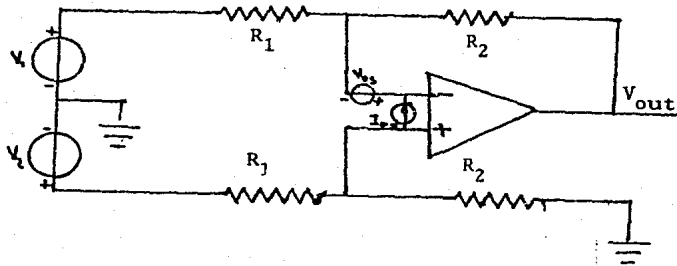


fig. 9a. circuito equivalente al termocoplador incluyendo  $I_{os}$  y  $V_{os}$

Estos dispositivos tienen un rango de uso, sensando temperaturas que se extienden hasta más de mil grados y son usados en hornos y otros muchos sistemas. Por ejemplo, para termocopladores acero-constantan el voltaje de salidas de alrededor de  $50\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Estos sin embargo, no son útiles en un controlador de temperaturas abajo de cero  $^\circ\text{C}$ .

El voltaje de offset y corriente del amplificador operacional usado limitará la resolución del sistema medidor de temperatura. El circuito equivalente con estas imperfecciones incluidas se muestra en la fig 9a.. La salida puede ser controlada usando la suma en el punto de constricción de esta manera:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (\Delta V_i + V_{os} + 2I_{os} R_i)$$

donde  $\Delta V_i = (V_1 - V_2)$ , y hemos supuesto por simplicidad que  $R_2 \gg R_1$ .

La salida contiene un término de error que depende de la característica de entrada del amplificador, en este caso la corriente de offset de entrada y el voltaje son las cantidades críticas, y no la corriente de polarización de entrada. Si por ejemplo, usáramos el 741 en este circuito con un termocoplador acero-constantan, el voltaje de offset de entrada de 2.6mV, a la larga dará un error en la medida de la temperatura de:

$$T_E = \frac{2.6 \text{ mV}}{50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} = 52^\circ\text{C}.$$

En tal aplicación, crítica, un potenciómetro externo podría usarse para anular el voltaje de offset de el 741 a cero, para eliminar este gran error. Esto se realiza insertando un potenciómetro entre las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  del circuito 741. Sin embargo, el factor importante podría entonces llegar a ser la dirección que tome el voltaje de offset de entrada con respecto a la temperatura.

La dirección del comportamiento del 741 puede ser evaluada diferenciando la siguiente ecuación:

$$V_{os} = \left[ \left( \frac{2}{1 + \frac{I_{cs-6} R_{i-2}}{V_T}} \right) \left( \frac{\Delta I_{55-6}}{I_{55-6}} \right) - \left( \frac{2 \frac{I_{cs-6} R_{i-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{cs-6} R_{i-2}}{V_T}} \right) \left( \frac{\Delta R_{i-2}}{R_{i-2}} \right) \right. \\ \left. - \frac{\Delta I_{51-2}}{I_{51-2}} - \frac{\Delta I_{53-4}}{I_{53-4}} - \left( \frac{1}{\beta_{3-4}} \right) \left( \frac{\Delta \beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \right) \right]$$

entonces la dirección es

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{os}}{T} + 2V_T \frac{d}{dT} \left[ \frac{\frac{\Delta I_{S-6}}{I_{S-6}}}{\left(1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}\right)} - \frac{\left(\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}\right)}{\left(1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}\right)} \right] \quad \text{---} \textcircled{2}$$

Los términos que incluyen  $I_s$  en la ecuación 1 se supone que son independientes de la temperatura y el término que incluye  $\beta$  es usualmente despreciable. El primer término de la ecuación 2 se fuerza a cero cuando el "offset" es anulado pero el segundo término no. Mientras que el desajuste en la corriente de saturación  $\Delta I_{S-6}/I_{S-6}$ , es insensible a la temperatura, la corriente de polarización  $I_{C5-6}$ ,  $R_{1-2}$  y  $V_T$  son todas dependientes de la temperatura. Aún más, el término de desajuste de la resistencia  $\Delta R_{1-2}/R_{1-2}$ , generalmente tendría una dependencia con la temperatura, distinta de cero debido a la presencia del potenciómetro anulador el cual tiene un coeficiente de temperatura distinto al de las resistencias. El comportamiento actualmente observado es que anulando el 741 mejora un poco la deriva sobre el estado no anulado y el coeficiente de temperatura del voltaje de offset residual tiene un valor típico de alrededor de 3 a 5mV/°C. Este nivel se deriva en la aplicación del sensor de temperatura termoacoplado podría dar un error de 0.1°C en la temperatura o cambio en la temperatura ambiente experimentada por el amplificador operacional. Esta sensibilidad en la temperatura sensada con respecto a la temperatura ambiente podría ser inaceptable en muchos sistemas de control de precisión. Existe pues, una necesidad de amplificadores operacionales con mejor

voltaje de offset de entrada y corriente de offset de entrada. Para este caso en particular el voltaje de offset de entrada fue más importante.

Muchas aplicaciones envuelven altas fuentes de impedancias, tal que la entrada polarizada y la corriente de offset de entrada también son importantes.



EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR DE VOLTAJE.

El amplificador diferencial es usado para amplificar la diferencia entre dos voltajes. Este circuito se muestra en la fig. 10. Para este circuito  $I_{i1} = 0$  y así las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  forman un divisor de voltaje  $V_x$  que está dado por

$$V_x = V_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (3)$$

y ya que  $V_1 = 0$  para este circuito (una conexión para el punto de suma) tenemos  $V_x = V_y$ . La corriente  $I_1$  es de esta manera:

$$I_1 = \left( \frac{V_2 - V_y}{R_1} \right) = I_2 \quad (4)$$

El voltaje de salida está dado por:

$$V_o = V_y - I_2 R_2 \quad (5)$$

Substituyendo (3) y (4) en (5) y usando el hecho de que  $V_y = V_x$  encontramos:

$$V_o = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \left[ \frac{V_2 - V_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)}{R_1} \right] R_2$$

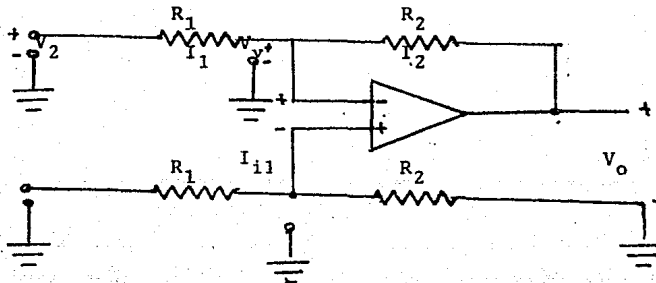


fig.10 configuración del amplificador diferencial

agrupando términos

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} [V_1 - V_2]$$

El circuito así amplifica la diferencia de voltaje  $[V_1 - V_2]$ .

Los amplificadores operacionales se requieren para detectar y amplificar pequeñas diferencias entre dos voltajes, una aplicación típica es la medida de las diferencias de voltaje entre las dos terminales del puente de Wheatstone. Notese que como en el caso del amplificador no inversor, el opamp de la fig. 10 experimenta una entrada a modo común que es igual al voltaje a modo común aplicado a las terminales de entrada para  $R_2 \gg R_1$ .

## CONFIGURACIONES DARLINGTON CC-CE. CC - CC

La configuración colector-común-emisor-común se muestra en la fig. 11a. La fuente de corriente polarizada  $I_{bias}$ , esta presente para establecer el cociente de corriente dc en el transistor seguidor emisor  $Q_1$ . Esta fuente de corriente puede ser reemplazada por una resistencia. La configuración colector común colector común se ilustra en la fig. 11b.

En ambas configuraciones, el efecto del transistor  $Q_1$  es incrementar la ganancia en corriente y aumentar la resistencia de entrada. Para el propósito del análisis en señal pequeña a bajas frecuencias, los dos transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  pueden estar atraves de una

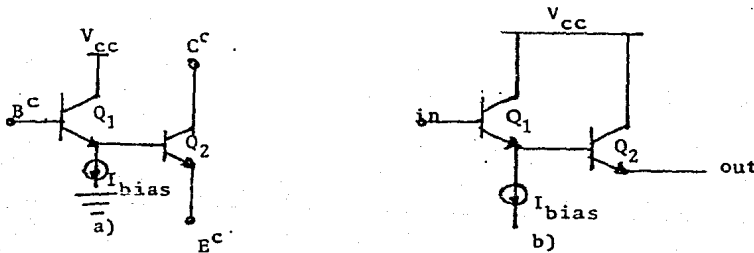


fig. 11 coelctor común-emisor común en cascada. b) colector común-colector común en cascada.

composición simple de transistores como se ilustra en la fig. 12. Los efectos de  $r_o$  en  $Q_1$  son despreciables, el circuito equivalente a señal pequeña para este dispositivo se muestra en la fig. 13. Ahora calcularemos los valores efectivos para la  $r_{\pi}$ ,  $g_m$ ,  $P_o$  y  $r_c$  del disposi-

tivo compuesto y designaremos estos parámetros compuestos con un superíndice c. También denotaremos los voltajes terminales y corrientes del dispositivo compuesto con un superíndice "c" y supondremos que  $\beta_0$  es constante.

El valor efectivo de  $r_{\pi}$ ,  $r_{\pi}^c$ , es la resistencia vista de la base con el emisor a tierra. Refiriéndose a la fig. 13, se ve que la resistencia de entrada del emisor a tierra es simplemente  $r_{\pi 2}$ . Así podemos usar

$$R_i = \frac{V_x}{I_x} = r_{\pi} + R_i (\beta_c + 1).$$

y substituir en esta  $r_{\pi 2}$  para  $R_E$ .

$$r_{\pi}^c = r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1) r_{\pi 2}.$$

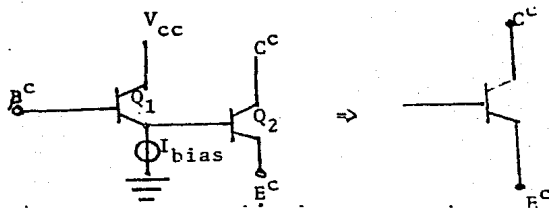


fig. 12 representación de un transistor compuesto.

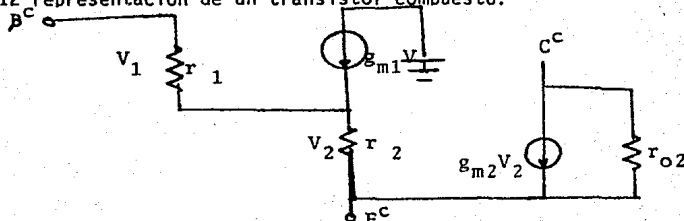


fig.13 circuito equivalente para pequeñas señales de transistores

conectados en CC-CE y CC-CC.

La transconductancia efectiva de la configuración  $g_m^c$ , es el cambio en la corriente de colector de  $Q_2$ ,  $i_c^c$ . Para una unidad de cambio en  $V_{bc}^c$ . Para calcular éste, encontramos el cambio de  $V_2$  que ocurre para una unidad de cambio de  $V_{be}^c$ . la ecuación:

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{1 + \frac{R_S + r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) R_L}}$$

puede ser usada directamente dando:

$$\frac{V_2}{V_{be}^c} = \frac{1}{1 + \left[ \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}} \right]}$$

y

$$i_c^c = g_m^c V_{be}^c = g_{m2} v_2 = \frac{g_{m2} V_{be}^c}{1 + \left[ \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}} \right]}$$

así

$$g_m^c = \left[ \frac{g_{m2}}{1 + \left[ \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}} \right]} \right]$$

Para el caso especial en el cual la fuente de corriente polarizada  $I_{bias}$  es cero, la corriente de emisor de  $Q_1$  es igual a la corriente de base de  $Q_2$ . Así  $r_{\pi 1}$  y  $r_{\pi 2}$  tienen una razón igual a  $\beta_0$  y  $g_m^c$  se reduce a:

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{2}$$

la ganancia efectiva es la razón

$$\beta^c = \frac{i_c^c}{i_b^c} = \frac{i_{c2}}{i_{b1}}$$

la corriente de emisor de  $Q_1$  está dada por:

$$i_{e1} = (\beta_0 + 1) i_{b1}$$

Esta es igual a  $i_{b2}$ , tal que

$$i_{e2} = i_c^c = \beta_0 i_{b2} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_{b1} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_c^b$$

por lo tanto

$$\beta^c = \beta_0 (\beta_0 + 1)$$

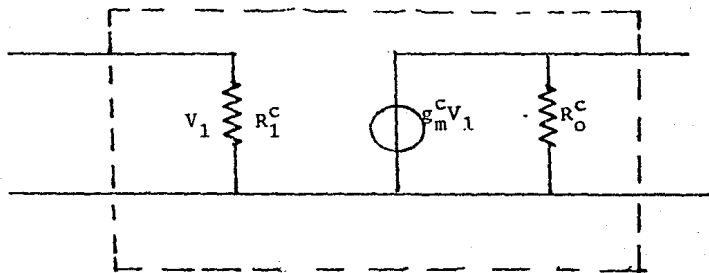
La ganancia en corriente de la composición de transistores es aproximadamente igual a  $\beta^c$ . También por inspección de la fig. 13 suponiendo  $r_{e1}$  despreciable.

$$r_e^c = r_{e2}$$

La red equivalente en señal pequeña de dos puertas para la conexión CC-CE se muestra en la fig. 14. La resistencia de colector no ha sido incluida. Este equivalente en señal pequeña puede ser usado para representar la ejecución de el dispositivo compuesto, que se maneja más fácilmente que el circuito original.

La configuración Darlington ilustrada en la fig. 15 es un dispositivo compuesto de dos transistores, en el cual los colectores están unidos y el emisor del primero conduce a la base del segundo. Un elemento polarizado de cualquier clase se requiere para controlar la corriente de emisor de  $Q_1$ . El resultado es un transistor compuesto de tres terminales que puede en principio ser usado en vez de un transistor simple en sus configuraciones emisor-común, base-común y colector-

común. Cuando se usa como seguidor -emisor el dispositivo es idéntico a la conexión CC-CC ya discutida. Si se usa como amplificador de emisor común el dispositivo es muy similar a la conexión CC-CE, excepto que el colector de  $Q_1$  está conectado a la salida en vez de a la alimentación. El efecto de este cambio es para reducir la resistencia de salida efectiva de el dispositivo a causa de la retroalimentación a través de  $r_o$  de  $Q_1$  y para causar el incremento en la capacitancia de entrada de  $Q_1$  desde la entrada hasta la salida.



$$R_i^C = r_i^C = r_{11} + (B_o + 1)r_{22}$$

$$g_m^C = G_m^C = g_{m2} / [1 + (r_{11} / (B_o + 1))r_{22}]$$

fig. 1 representación de la conexión CC-CE

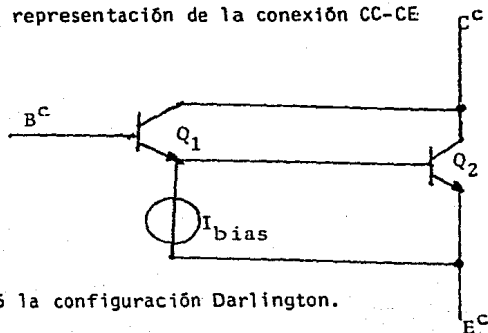


fig. 15 la configuración Darlington.

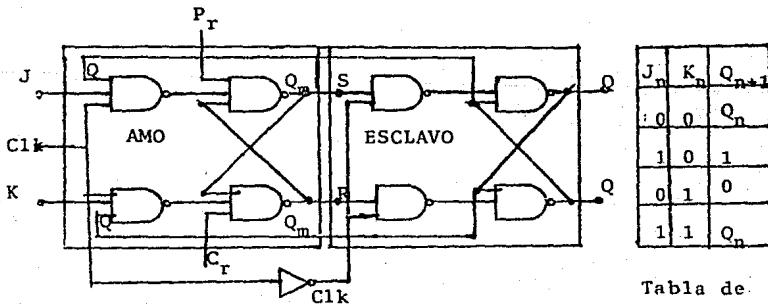
A causa de estas desventajas la conexión CC-CE es normalmente preferible en amplificadores de señal pequeña integrada. El término Darlington es generalmente referido a ambas conexiones CC-CC y CC-CE.



APENDICE A.

FLIP-FLOP AMO-ESCLAVO (MASTER-ESLAVE).

Este dispositivo consiste de dos Flip-Flop's S-R con realimentación, desde la salida del segundo (llamado esclavo) a la del primero (llamado amo), como se muestra en la fig.16. Los pulsos de reloj positivos se aplican al amo y son invertidos antes de excitar al esclavo. Cuando  $P_r=1$ ,  $C_r=1$  y  $C_k=1$ , el amo es habilitado y su operación sigue la tabla de verdad de la fig.17. Además desde  $C_k=0$  el esclavo del Flip-Flop S-R es inhibido (esto es, no cambia de estado) tal que  $Q_n$  es invariante durante la duración del pulso  $t_p$ . Cuando el pulso pasa a  $C_k=0$  el amo es inhibido  $C_k=1$ , lo cual causa que el esclavo sea habilitado. El esclavo es un Flip-Flop S-R, que sigue la lógica de la tabla . Similarmente, en el intervalo entre pulsos de reloj, el valor de  $Q_m$  es transferido a la salida de Q. En resumen durante un pulso de reloj la salida de Q no cambia pero  $Q_m$  sigue la lógica J-K; al final del pulso, el valor de  $Q_m$  es transferido a Q.



$J_n$	$K_n$	$Q_{n+1}$
0	0	$Q_n$
1	0	1
0	1	0
1	1	$\bar{Q}_n$

Tabla de verdad.

Se podría enfatizar que los datos J-K deben permanecer constantes durante la duración del pulso de reloj o podría resultar una salida errónea.

Clk	J	K	S	R	Q	Q	Q
	1	X	0	0	0	1	0
	X	0	0	0	1	1	0
	0	X	0	0	0	0	1
	X	1	0	0	1	0	1
	X	X	0	0	X	NO	CAMBIA
X	X	X	1	0	X	1	0
X	X	X	0	1	X	0	1
X	X	X	1	1	X	1	1

(fig. 13) Tabla de verdad del flip flop J-K  
CD 4027 BM/CD 4027 BC.

### APENDICE B.

EL CD4029 BM/CD4029 BC Contador Binario/Década, Up/Down preestablecido.  
Descripción general.

El CD4029 BM/CD4029 BC es un contador Up/Down preestablecido el cual cuenta en su modo binario o década dependiendo de el nivel de voltaje aplicado en la entrada Binario/Década. Cuando el Binario/Década está en 1 lógico, el contador cuenta en binario, de otra manera contará en década. Similarmente, el contador cuenta en Up cuando la entrada Up/Down está en 1 lógico y viceversa.

Un 1 lógico en la señal hace posible que toda la información en las entradas JAM establezca al contador en algún estado asíncrono con el reloj. El contador avanza una cuenta cuando vá al borde positivo del reloj, si las entradas "carry in" y "preset enable" están en 0 lógico. El avance es inhibido cuando una o ambas de estas dos entradas están en 1 lógico. La señal del "carry out" normalmente está en 1 lógico cuando el contador llega a su máxima cuenta en el modo Up o a la mínima cuenta en su modo Down la entrada "carry in" es provista de un estado 0 lógico.

Todas las entradas están protegidas contra descargas eléctricas por arreglo de diodos a ambas  $V_{DD}$  y  $V_{SS}$ .

#### CARACTERISTICAS:

- 1.- Amplio rango de alimentación en voltaje.....3V a 15V
- 2.- Alta inmunidad al ruido..... $0.45V_{DD}$  típico
- 3.- Baja potencia.....capacidad de alimentar

2 74L ó 1 74LS

- 4.- Entradas JAM paralelas
- 5 Contador binario ó BCD década

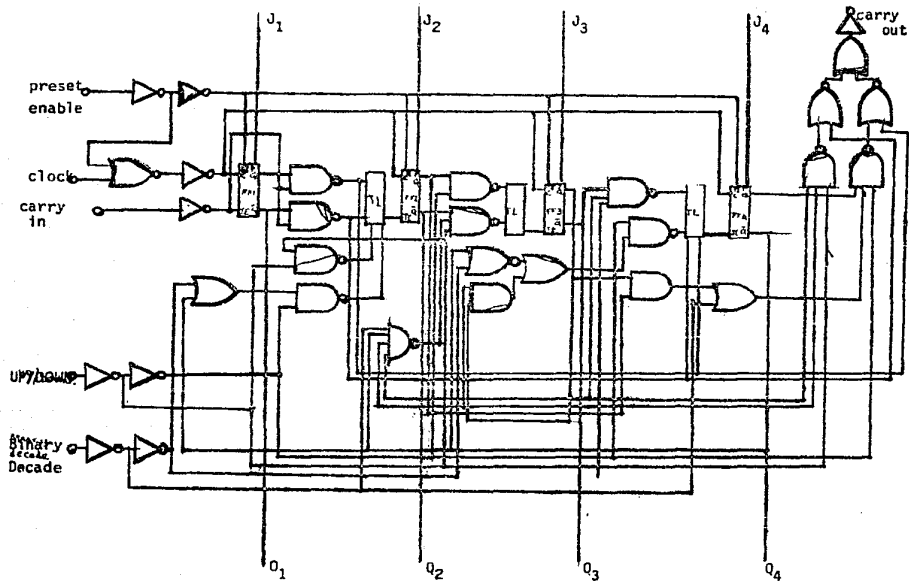


FIG.1 Diagrama l6gico del contador CD 4029.

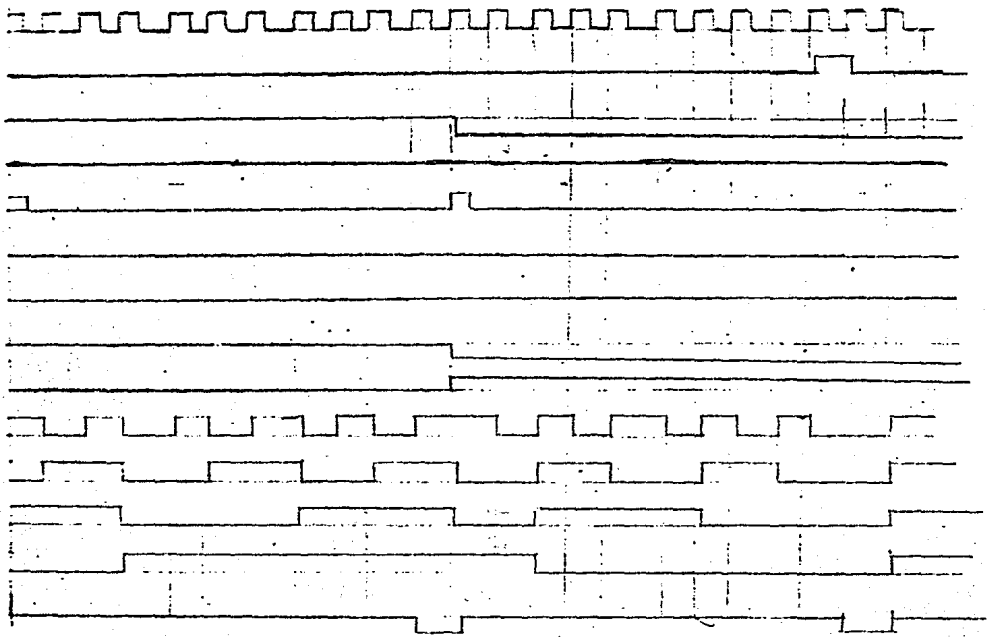
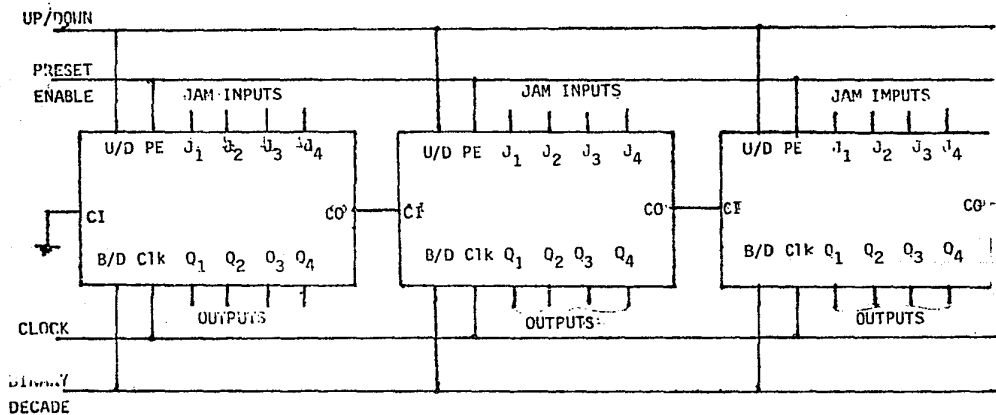


DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CD 4029.



ENTRADA DE RELOJ EN PARALELO PARA EL ARREGLO EN CASCADA DEL CD 4029.

### APENDICE C.

#### CIRCUITOS INTEGRADOS TIPOS SE 555, NE 555 "TIMERS DE PRECISION".

##### Características.

- 1.- Tiempos desde microsegundos a horas.
- 2.- Operaciones Astable y Monostable.
- 3.- Ciclo de trabajo ajustable.
- 4.- Compatible con TTL
- 5.- Puede suministrar (source) ó absorber (sink) 200 mA.

##### Descripción

El circuito de salida es capaz de absorber ó alimentar arriba de 200 mA. La operación está especificada para fuentes de 5 a 15V. Con una fuente de 5V los niveles de salida son compatibles con entradas TTL.

Rangos máximos absolutos de operación y rangos de temperatura al aire libre (a menos que se especifique otra cosa).

Fuente de voltaje  $V_{CC}$  (ver nota 1).....18V

Voltaje de entrada (control de voltaje, reset, umbral, disparo).

Corriente de salida.....+225mA.

Disipación continua total (a generalmente 25°C temperatura al aire libre).....600mW.

Rango de operación a temperatura ambiente.....SE 555...-55 a 125°C

" " " " " " " ".....NE 555.. 0 a 70°C

Rango de temperatura de almacenamiento.....-65 a 150°C

Conducción de calor en 1/16 de pulgada (1.66mm) desde el casco para 60 seg. c/paquete 300°C.

## NOTAS:

- 1.- Todos los valores de voltaje son respecto a la terminal y tierra
  - 2.- Para operaciones alrededor de 25°C (temperatura al aire libre)
- Los "chips" son montados en vidrio.

Para la operación monoestable, el SE 555/NE 555 se puede conectar como se muestra en la fig.1. Si la salida es baja, la aplicación de un pulso negativo a la entrada "trigger" pone al Flip-Flop (0 en cero lógico) alimentando un 1 lógico en  $Q_1$ . El condensador C es entonces cargado a través de  $R_A$  hasta el voltaje que cruza por el capacitor llega al voltaje de umbral de entrada. Si la entrada "trigger" ha regresado al nivel 1 lógico, la salida del comparador de umbral regresará al Flip-Flop (0 va a 1 lógico), conduce la salida baja, y descarga C a través de  $Q_1$ .

La fig.2 muestra la forma de onda típica durante la operación a estable. La duración del nivel 1 lógico  $t_H$  y la duración del nivel cero lógico  $t_L$  pueden ser encontradas por:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

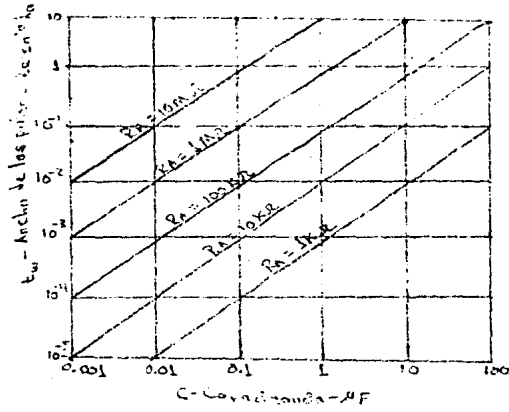
$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Otras relaciones útiles son:

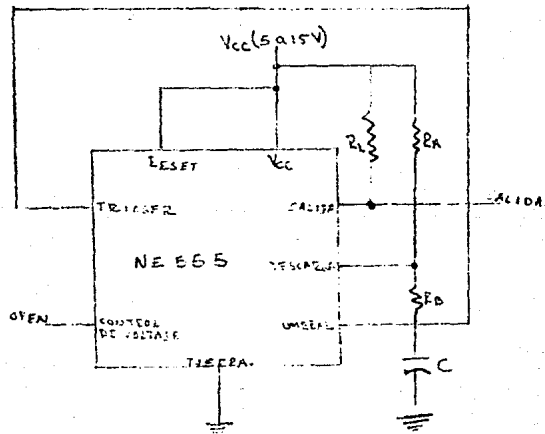
$$\text{periodo} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frecuencia} = 1.44 / (t_H + t_L)$$

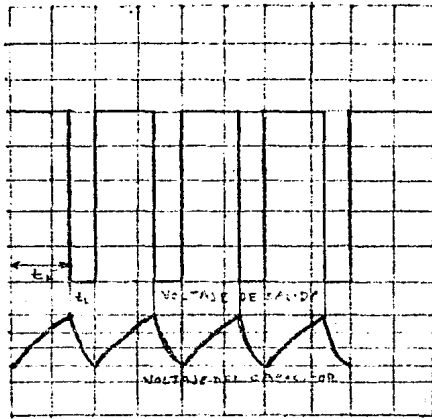




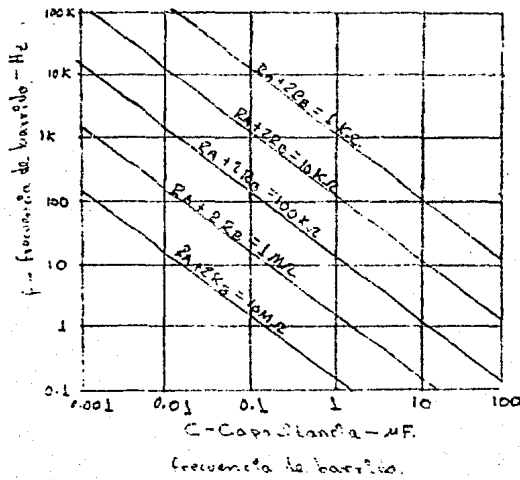
ANCHO DEL PULSO VS CAPACITANCIA



(fig 1) CIRCUITO EN MONOSTABILIDAD



(Fig. 2). TIPO FORMA DE ONDA DE UN ASTABE

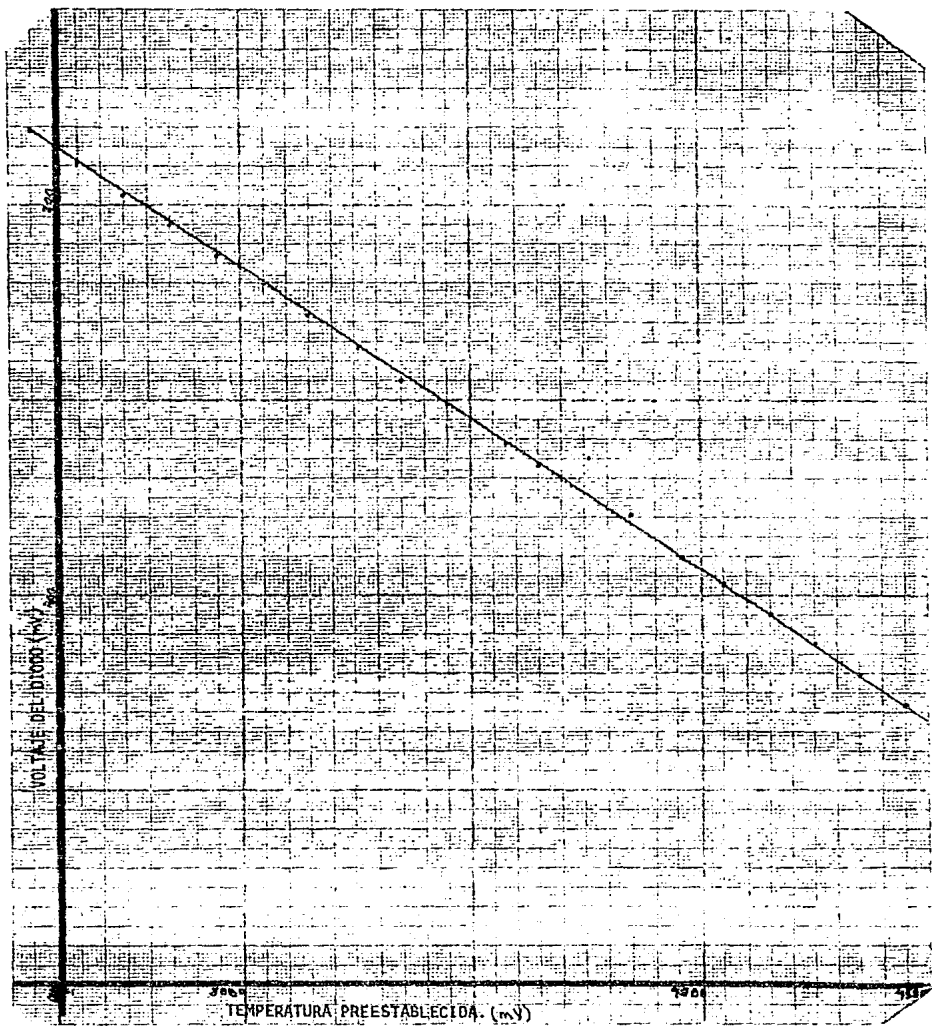


**CONCLUSIONES:**

Actualmente en la facultad de ciencias de la UNAM se usa el generador de onda triangular en conjunto con los instrumentos mencionados en la sección 2.1 para la obtención de espectros de absorción de distintas muestras, a continuación se muestran algunos de los espectros obtenidos con este equipo, los cuales tienen una buena resolución permitiendo con esto hacer estudios sobre la estructura del átomo.

Los resultados obtenidos con el controlador de temperatura concuerdan con trabajos de investigación hechos recientemente con diodos de silicio como sensores de temperatura obteniendo para nuestro caso una variación de 1mV el cual corresponde a un grado kelvin en la escala de temperaturas en la lectura.

Las graficas que se muestran a continuación representan la diferencia de potencial en el diodo contra el valor de temperatura deseado.



## BIBLIOGRAFIA

- 1.- Gunther K. Wertheim.  
Mössbauer Effect: Principles and Applications  
Academic Press  
Tercera impresión 1968.
  
- 2.- Millman-Halkias  
INTEGRATED ELECTRONICS  
Analog and Digital Circuits and Systems.  
Mc Graw-Hill  
25<sup>a</sup> edición 1983.
  
- 3.- Paul R. Gray, Robert G. Meyer  
Analysis and Design of Analog  
INTEGRATED CIRCUITS  
John Wiley and Sons.  
1977.
  
- 4.-Texas Instrument Incorporated  
Designing with TTL  
Integrated Circuits  
Mc Graw-Hill  
KOGAKUSHA 1971
  
- 5.- NATIONAL SEMICONDUCTOR  
CMOS DATA BOOK 1978.

**6.- Texas Instrument Incorporation**  
**The Linear Control Circuits Data Book**  
**for Design Engineers**  
**Second Edition 1980.**