

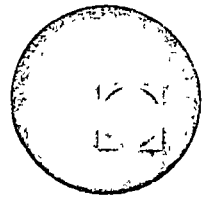
## DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRONICOS DE ESTADO SOLIDO

Fecha	Duración	Tema	Profesor
Junio 7	2 Hs.	Clasificación de circuitos electrónicos Modelado de dispositivos	Ing. Alejandro Guarda Auras
" 7	1 "	Circuitos analógicos lineales: Amplificación lineal Polarización	Ing. Manuel González Morphy
" 12	3 "	Configuraciones básicas de amplificación	
" 14	3 "	Realimentación en amplificaciones lineales	Ing. Luis M. Hernández Ortega
" 19	3 "	Respuesta a la frecuencia Estabilidad y compensación	
" 21	3 "	Circuitos analógicos no-lineales	Ing. José F. Albarrán Núñez
" 26	3 "	Amplificadores de potencia Mezcladores de frecuencia Osciladores armónicos	
" 28	2 "	Multiplicadores analógicos Multiplexaje en tiempo y frecuencia	Dr. Jorge Valerdi C.
" 28	1 "	Circuitos digitales Recortadores y fijadores Compuertas lógicas	Dr. Isaac Schnadover
Julio 3	3 "	Biestables (Flip-Flops)	
" 5	1:30 Hs.	Biestables (comparadores)	Ing. José F. Albarrán Núñez
	1:30 "	Monoestables y astables	Ing. Ernesto Suárez Sport

Fecha	Duración	Tema	Profesor
Julio 10	3 Hs.	Sistemas de conteo y control	Ing. Ernesto Suárez Sport
" 12	3 "	Conversión A/D y D/A	Dr. Jorge Valerdi C.
" 17	2 "	Modulación digital	" " " "
	1 "	Mesa redonda (Panel)	

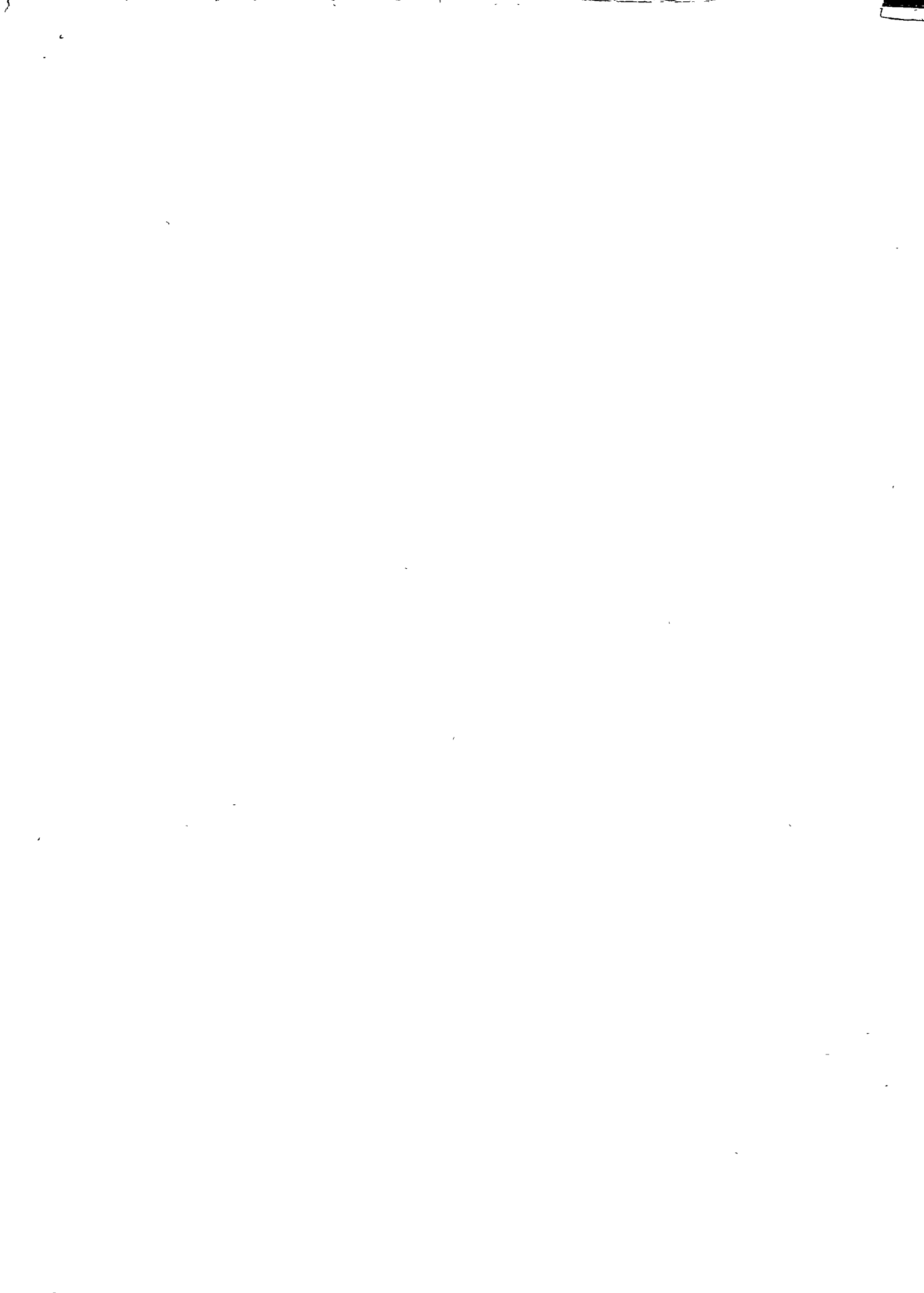


# centro de educación continua facultad de ingeniería, unam



## RELACION DE PROFESORES DEL CURSO DISEÑO DE CIR- CUITOS ELECTRONICOS DE ESTADO SOLIDO.

1. Ing. José Francisco Albarrán Núñez  
Jefe de la Secc. de Ing. Electrónica y  
de Comunicaciones  
Depto. de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
Fac. de Ing. U. N. A. M.
2. Ing. Manuel González Morphy  
Prof. Titular de Electrónica  
Jefe de Lab. de Electrónica  
Fac. de Ingeniería, U.N.A.M.  
y en la Comisión Federal de Electricidad  
Ingeniero en Instrumentación Nuclear  
Depto. de Plantas Nucleoeléctricas  
Ródano No. 14-10° Piso
3. M.C. Alejandro Guarda Auras  
Profesor Investigador de la Div. de  
Est. Superiores de la Facultad de  
Ingeniería, U. N. A. M.
4. M. en C. Luis Marcial Hernández Ortega  
Profesor e Investigador en la  
Facultad de Ingeniería, U. N. A. M.
5. Ing. Ernesto Suárez Sport  
Coordinador de la Sección de Comunicaciones  
Electrónicas
6. Dr. Isaac Schanadover Barán  
Investigador Titular de CIMAS  
Centro de Investigación de Matemáticas  
Aplicadas a Sistemas.  
U. N. A. M.
7. Dr. Jorge Valerdi Caram  
Investigador  
Comisión Nacional del Espacio  
Secretaría de Comunicaciones y Transportes  
Centro SCOP Cuerpo A -10° Piso  
México, D.F.





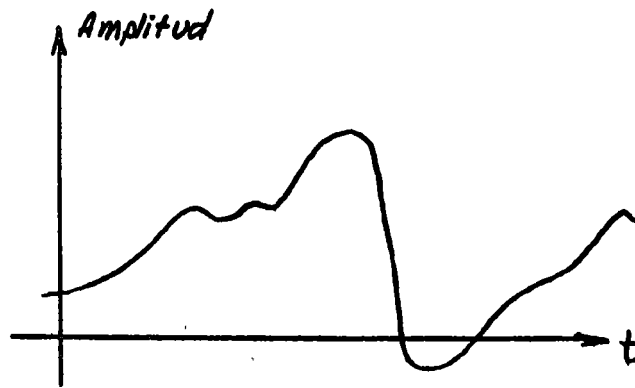
## CLASIFICACION DE CIRCUITOS ELECTRONICOS

M. en C. Alejandro Guarda A.

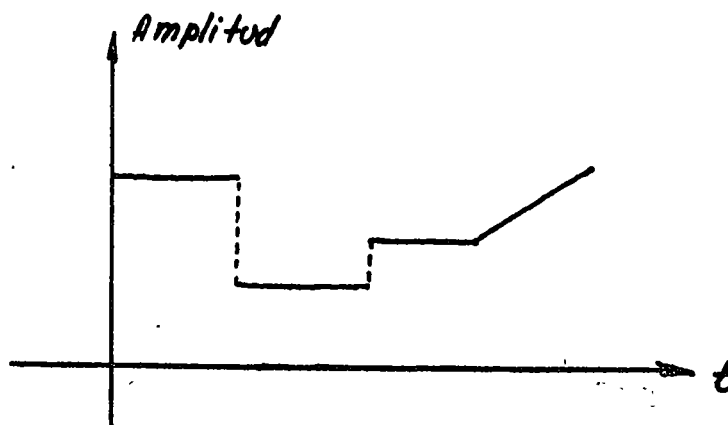
En general, un circuito electrónico es un conjunto de dispositivos y elementos, interconectados de alguna forma específica y cuya función puede ser : generar, amplificar, almacenar o transmitir señales.

De esta breve definición, se desprende que para clasificar los circuitos electrónicos, es preciso caracterizar en primer lugar las señales con que estos trabajan :

A.) Señales Analógicas: Son aquellas señales que poseen derivada para todo un periodo dado. En otras palabras, son aquellas que no presentan variaciones bruscas.



B.) Señales Digitales : Son aquellas que poseen discontinuidades o variaciones bruscas.



Según esto, existirán circuitos que procesen señales analógicas, y serán llamados "circuitos electrónicos analógicos", y otros que procesen señales digitales, llamados "circuitos electrónicos digitales". Existen además, circuitos especiales cuya función puede ser acoplar circuitos analógicos con circuitos digitales, ó convertir una señal analógica en otra digital. Dichos circuitos se llaman "circuitos convertidores analógico-digital o digital-analógico"

En la tabla a continuación, se presenta una clasificación general de los circuitos electrónicos, según lo expresado anteriormente.

Convertidores

Analogico-Digitales (A/D)

Señales continuas a la entrada y discretas a la salida

- VóHmetros digitales
- Frecuencímetros digitales
- comparadores y recortadores

Digitales Analógicos (D/A)

Señales discretas a la entrada y continuas a la salida.

- Convertidores de frecuencia en voltaje
- Interfases de computadores.

Analogicos

Lineales  
(Relacion lineal de entrada-salida)

Alta Potencia

{ Alta frecuencia  
Baja frecuencia

Amplificadores lineales  
Computadores analogicos  
Filtros activos y pasivos

Baja Potencia

{ Alta frecuencia  
Baja frecuencia

No-Lineales  
(Relacion no-lineal de entrada-salida)

Alta Potencia  
(Alta y Baja Frecuencia)

Osciladores Harmonicos  
Mezcladores  
Multiplicadores Analogicos  
Demoduladores

Baja Potencia  
(Alta y Baja Frecuencia)

Digitales

(No-lineales)

Alta potencia  
(Alta y Baja Frecuencia)

Compuertas logicas  
Flip-Flops  
Generadores de onda cuadrada, triangular, etc.  
Compuertas Digitales  
Contadores

Baja Potencia  
(Alta y Baja Frecuencia)

## MODELADO DE DISPOSITIVOS

### 1. INTRODUCCION

El término "modelo" ha sido usado en muchas disciplinas con muchos significados diferentes. Para nuestros propósitos diremos que: "Un modelo es un sistema físico hipotético definido por un número de postulados descriptivos o suposiciones". El uso de un modelo es una forma de expresar en forma organizada las aproximaciones realizadas para resolver un problema.

En nuestro caso, se trata del modelado de dispositivos electrónicos y por lo tanto nuestros modelos serán un conjunto de ecuaciones representadas por circuitos equivalentes, que se obtienen de la descripción de los materiales semiconductores, después de una serie de simplificaciones y aproximaciones.

Como punto de partida para obtener el modelo de un dispositivo electrónico es necesario, entonces, revisar los principios físicos en que están basados.

Para comprender los procesos que ocurren en un semiconductor y determinar cuáles son los dominantes, se deben contestar tres preguntas fundamentales:

1. ¿Cuáles son los portadores de electricidad en un semiconductor?
2. ¿Qué determina la densidad de dichos portadores?
3. ¿Qué produce el flujo de dichos portadores?

Para contestar estas preguntas, comenzaremos describiendo brevemente las propiedades que distinguen a un semiconductor de otros tipos de materiales.

## 2. SEMICONDUCTORES

Se puede definir a un semiconductor en términos de tres propiedades:

1. Un semiconductor tiene una resistividad que oscila entre  $10^{-3}$  y  $10^6$  ohms-cm a temperatura ambiente. Como comparación, un buen conductor tiene una resistividad de  $10^{-6}$  ohms-cm y un buen aislador,  $10^{12}$  ohms-cm o mayor.
2. La resistividad de un semiconductor, como el silicio o el Germanio, disminuye con el aumento de la temperatura para un rango bastante grande de ésta, incluyendo la temperatura ambiente ( $300^{\circ}\text{K}$ ). En contraste, la resistividad de un conductor, generalmente aumenta con la temperatura.
3. El semiconductor exhibe sensibilidad a la luz, lo que se manifiesta como una variación en la resistividad o en la aparición de pequeños foto-voltajes.

Para explicar por qué un semiconductor se comporta como tal, introduciremos una forma de describir un material semiconductor.

Uno de los resultados más importantes de la física moderna aplicada al estudio de los sólidos es que los electrones de un átomo pueden ocupar sólo ciertas órbitas en su movimiento alrededor del núcleo. Cada una de estas órbitas permitidas correspon-

de a un nivel de energía que puede adquirir el electrón. Dichos niveles de energía se agrupan en "bandas permitidas" las que están separadas por regiones que agrupan los niveles de energía - que el electrón no puede adquirir y se denominan "bandas prohibidas". En la figura 1 se ilustran en forma esquemática las bandas permitidas y prohibidas. Los electrones de las órbitas exteriores del átomo, llamados "electrones de valencia" se muestran en sus niveles de energía mas bajos, agrupados en la "banda de valencia".

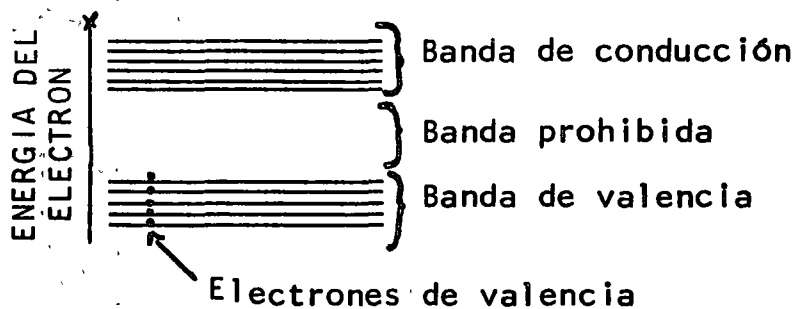


Figura 1

La "conducción", que es el fenómeno que nos interesa estudiar, se produce cuando se logra poner en movimiento a los electrones, para lo cual es necesario entregar energía suficiente a los electrones - para desprenderlos del átomo y queden libres para moverse a través del material.

Podemos examinar tres tipos diferentes de materiales conductores, semiconductores y aisladores- en términos de su representación mediante bandas de energía y desde el punto de vista de la cantidad de energía necesaria para liberar un electrón.

En conductores, los electrones de valencia son casi todos libres y constituyen una especie de mar de electrones libres para moverse con la aplicación de un pequeño campo eléctrico. En la figura 2-a se muestra la representación en bandas de energía de un conductor y se puede observar que no existe una región prohibida entre ambas bandas, por lo cual ésta se - - traslapan, y es muy fácil que los electrones pasen de una banda a otra.

En el caso de los aisladores, tales como el dióxido de silicio, los electrones de valencia están fuertemente ligados al núcleo y es muy difícil romper estas ligaduras, por lo cual no existirán electrones libres que participen en la conducción. En términos del diagrama de bandas, esto significa que existe una gran banda prohibida entre la banda de valencia y la "banda de conducción". En la figura 2b se muestra el diagrama de bandas para un aislador.

En el caso intermedio de los semiconductores, las ligaduras entre electrones y núcleo no son tan fuertes como en el caso del aislador, por lo tanto, con las vibraciones térmicas propias del material se liberarán algunos electrones, llamados -- "electrones de conducción, pero además habrá un "déficit" en el lugar que ocupa el electrón liberado; este déficit se llama "hueco". Alguno de los electrones de valencia puede saltar de alguna posición cercana al hueco y de esta forma se produce -- una conducción adicional. Este tipo de conducción puede ser interpretada como el movimiento del hueco cargado positivamente. De esta forma, en un semiconductor existen dos tipos de



portadores de carga, a saber, el electrón con carga negativa y el hueco con carga positiva. De esta forma hemos contestado la primera pregunta formulada en la sección anterior. En la figura 2-c se ilustra el diagrama de bandas para un semiconductor.

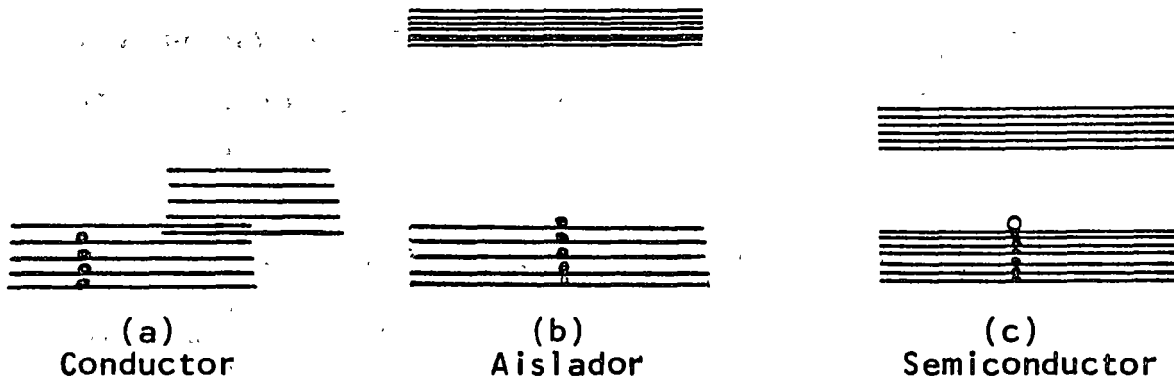


Figura 2

### 3. ELECTRONES Y HUECOS EN SEMICONDUCTORES

En materiales semiconductores puros, o intrínsecos, la conducción de huecos y electrones resulta sólo a través del rompimiento de los enlaces de los electrones con los átomos. Por lo tanto, la concentración de electrones, "n", es igual a la concentración de huecos "p". Estas concentraciones son llamadas "concentraciones intrínsecas de portadores" del semiconductor, y se designan por  $n_i$ . Tenemos entonces que en un material semiconductor intrínseco,

$$p = n = n_i \quad (1)$$

La concentración intrínseca de portadores depende de la energía vibracional del material, por lo tanto de la temperatura, y de la energía requerida para romper el enlace del electrón, la-

que corresponde al ancho de la banda prohibida, el que designaremos por  $E_g$ . (para el silicio  $E_g = 1.1$  e.V).

Sin embargo, los materiales semiconductores empleados en la fabricación de dispositivos electrónicos son impuros o "extrínsecos", es decir, que se les han agregado impurezas. Al agregar se átomos de impureza al material semiconductor, se produce un desbalanceamiento entre los dos tipos de portadores, de tal forma que habrán mas electrones que huecos o vice-versa, según el tipo de impureza que se agregue.

Consideremos el caso en que se agregan impurezas en concentraciones mucho mayores que  $n_i$ . Supondremos que el material semiconductor es Silicio, que pertenece al grupo IV en la Tabla Periódica de Elementos, es decir tiene cuatro electrones de valencia.

a) Impurezas Donoras : Son aquellas que pertenecen al grupo V de la Tabla Periódica de Elementos y por lo tanto tienen 5 electrones de valencia, como por ejemplo, el Fósforo. Como los átomos del material están ligados por "enlaces covalentes", en el que se comparten electrones de valencia como se ilustra en la figura 4, habrá un electrón del Fósforo -- que no se podrá acomodar en dicha estructura y por lo tanto será muy fácil de liberar. En otras palabras, la energía necesaria para liberar a dicho electrón, llamada "energía de ionización" es mucho menor que la energía de la banda prohibida. De hecho dicha energía es del orden de 0.05 eV. Por lo tanto, a temperatura ambiente habrá suficiente energía para ionizar --

las impurezas del grupo V. Esta situación se llama "ionización completa" y en dicho caso, la concentración de electrones será casi igual al número de impurezas, (por lo general,  $n_i = 10^{10}$  y el número de impurezas  $N_D = 10^{16}$ ). La figura 4a ilustra el diagrama de bandas para el caso en que se agregan impurezas donoras.

- b) Impurezas Aceptoras: Son aquellas que pertenecen al grupo III de la Tabla Periódica de Elementos y por lo tanto tienen tres electrones de valencia, como por ejemplo el Boro. La explicación de este caso es análoga a la anterior, sólo que ahora como la impureza tiene un electrón menos que el Silicio, al encajar en la estructura de éste, estará aportando un hueco en vez de un electrón. Dicho hueco, se puede remover fácilmente con una energía de ionización de --- 0.05 eV, y si la ionización es completa, la concentración de huecos será aproximadamente igual a la concentración de impurezas,ceptoras, es decir,  $p = N_A$ .

En el caso de impurezas donoras, la concentración de electrones es mucho mayor que la de huecos y como la corriente en este caso será producida fundamentalmente por electrones, se dice que el semiconductor tiene conductividad tipo n, o simplemente, es de tipo n. Por otro lado, en el caso de impurezas aceptoras, la concentración de huecos es mayor que la de electrones y en consecuencia la corriente será producida principalmente por huecos. Luego este tipo de semiconductor es de tipo p.

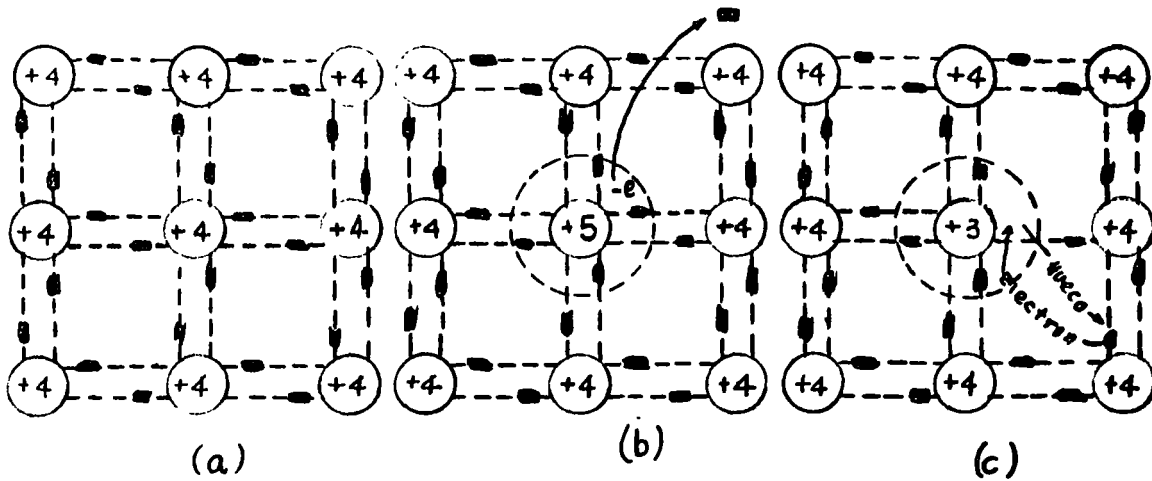


Figura 3

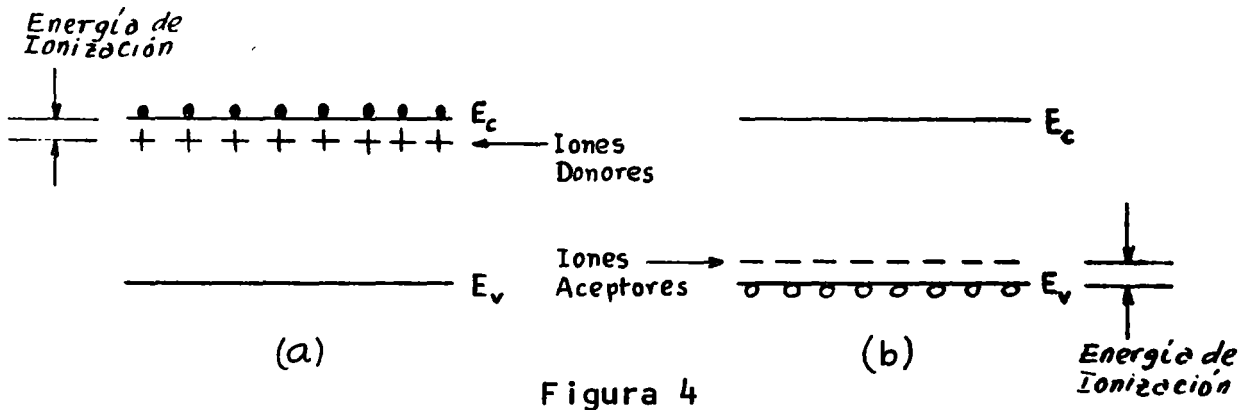


Figura 4

En general, pueden estar presentes ambos tipos de impurezas -donoras y aceptoras- simultáneamente. En este caso, el tipo de conductividad dependerá del tipo de impureza que esté presente con mayor concentración. Los portadores que estén con mayor concentración se llaman "portadores mayoritarios" y los otros serán "portadores minoritarios".

#### 4. DENSIDADES DE LOS PORTADORES

Las corrientes que fluyen por las terminales de un dispositivo semiconductor están determinadas por las corrientes que fluyen dentro del dispositivo. A su vez, estas corrientes dependen de las densidades de los portadores y de los mecanismos de

flujo de éstos.

En general, existen tres medios de controlar dichas densidades:

- 1) Metalúrgicos: que corresponde a la introducción de impurezas en el material semiconductor y cuyos efectos fueron discutidos en la sección anterior.
- 2) Eléctricos: que corresponden a la aplicación de un potencial eléctrico y que estudiaremos más adelante.
- 3) Ambientales: que corresponden a variaciones de temperatura, la que, como se expresó anteriormente, influye en las concentraciones de impurezas.

De los medios mencionados, los mas importantes son el medio metalúrgico y el medio ambiental. Sin embargo, la obtención de las expresiones matemáticas que definen cuantitativamente las densidades de portadores es bastante complicada y no interesa para los efectos de este curso. Baste con decir que además de las concentraciones de impurezas, las densidades de portadores están gobernadas por las leyes de la mecánica cuántica y de la mecánica estadística, que establecen la densidad de niveles de energía y la probabilidad que un electrón ocupe un nivel dado de energía, respectivamente.

Después de varias suposiciones y aproximaciones, es posible comprobar que las densidades de huecos y electrones están gobernadas por las siguientes ecuaciones aproximadas:

1) Densidad de electrones en un material tipo n

$$N_n = N_D - N_A \quad (2)$$

2) Densidad de electrones en un material tipo p

$$N_p = \frac{n_i}{N_A - N_D} \quad (3)$$

3) Densidad de huecos en un material tipo p

$$P_p = N_A - N_D \quad (4)$$

4) Densidad de huecos en un material tipo n

$$P_n = \frac{n_i}{N_D - N_A} \quad (5)$$

De esta forma hemos contestado la segunda pregunta fundamental expresada en la Introducción

## 5. MECANISMOS DE TRANSPORTE DE PORTADORES

Los portadores de un semiconductor están en un constante movimiento debido a la energía térmica del material, aún cuando éste se encuentre en equilibrio térmico. Sin embargo, este movimiento es totalmente errático y no contribuye en nada a la corriente neta. Nuestro interés es por aquel movimiento de portadores que se manifiesta como una corriente eléctrica. Dicho movimiento está gobernado por dos mecanismos: desplazamiento y difusión.

a) Desplazamiento: Si aplicamos un campo eléctrico a una muestra de materiales semiconductor, observaremos que resulta una circulación de corriente, la que evidentemente es una

manifestación del flujo de portadores por el interior del semiconductor, el cual es debido a la presencia del campo eléctrico aplicado.

El campo eléctrico afecta el movimiento térmico de los portadores en los intervalos entre las colisiones que éstos sufren en su movimiento errático, impartiendoles una aceleración pequeña pero uniforme. Aún cuando el incremento de velocidad de los portadores, producida por dicha aceleración, desaparece debido a las colisiones de los portadores con el medio, el campo eléctrico tiene un efecto neto en el desplazamiento, debido a que los incrementos de velocidad se producen en la dirección del campo. Este efecto es el que se llama "desplazamiento".

El flujo de "desplazamiento" de portadores se produce siempre que aparezca un campo eléctrico en el semiconductor. El campo eléctrico produce una fuerza que actúa sobre los portadores cuando éstos están cargados. Debido a las colisiones de los portadores, éstos adquieren una "velocidad de desplazamiento" proporcional al campo eléctrico. La velocidad de desplazamiento de las partículas cargadas produce una corriente eléctrica que llamaremos "corriente de desplazamiento".

b) Difusión: Si la concentración de portadores no es uniforme, es decir, cuando hay regiones del material en que la concentración es de un tipo de portador es mayor que -

en otras, dichos portadores tenderán a moverse por "difusión", desde las regiones de alta concentración hasta las regiones de baja concentración, bajo la influencia de - - "gradientes de concentración".

Para comprender el porqué del flujo neto de partículas -- desde regiones de alta concentración hacia las de baja -- concentración de portadores, supongamos que existe un plano imaginario que separa ambas regiones y que la de alta concentración está a la izquierda del plano imaginario, y la de baja concentración está a la derecha del mismo. Obviamente, en cualquier intervalo de tiempo, habrá mas portadores moviéndose erráticamente desde la izquierda hacia la derecha que en sentido opuesto, debido simplemente a - que hay mas portadores en el lado izquierdo.

A diferencia del movimiento por desplazamiento, el movimiento por difusión no requiere de partículas cargadas.

De esta forma hemos contestado a las tres preguntas fundamentales formuladas en la Introducción y podemos ahora -- continuar analizando las características de la unión de - un material p con uno de tipo n.

## 6. LA JUNTURA P-N

La juntura p-n es la unión mediante procesos físico-químicos de un material de tipo p con un material de tipo n, lograda de tal forma que ambos materiales formen una sola estructura cristalina.



La juntura p-n juega un papel muy importante en la operación de muchos dispositivos semiconductores, pues provee de un medio para controlar las densidades de portadores -- en dispositivos, mediante la aplicación de un voltaje en los terminales. Esta propiedad de controlar densidades de portadores, y por lo tanto corrientes que circulen dentro del dispositivo, hace posible las propiedades de amplificación y swicheo que exhiben dichos dispositivos semiconductores.

En el tipo de juntura p-n que vamos a considerar, tiene las impurezas distribuidas de tal forma que en algún punto del material, la concentración neta de impurezas cambia -- bruscamente de aceptora a donora. El punto en que el material de tipo p cambia a material tipo n, es llamado "juntura metalúrgica" y el nombre de juntura p-n se asigna a todo el sistema incluyendo a la juntura metalúrgica.

Una condición fundamental de la juntura p-n es que cuando está en equilibrio, es decir, cuando no hay acciones externas tales como variaciones de temperatura o voltajes aplicados actuando sobre ella, las corrientes de huecos y de electrones deben ser cero, ya que de otra manera se estaría violando el segundo principio de la termodinámica.

Sin embargo, debido a la presencia de la juntura, existirán grandes gradientes de concentraciones de ambos tipos de portadores, ya que, por ejemplo, en el lado n, hay gran densidad de electrones, en cambio en el lado p, la concen-

tración de electrones será mucho menor. Este hecho se ilustra en la figura 5. Debido a estas grandes gradientes de concentraciones de portadores, ambos tipos de portadores tendrán a moverse por difusión a través de la juntura; los huecos desde la región p a la región n y los electrones en sentido opuesto. Sin embargo, tal como se dijo anteriormente, los flujos de portadores deben ser cero en todo instante, por lo tanto deberá existir algún efecto que impida o se oponga a dichas tendencias de flujo difusivo.

En la sección anterior se vió que los dos mecanismos de transporte de portadores eran difusión y desplazamiento por campo eléctrico. Por lo tanto, la única forma de oponerse a las tendencias difusivas de los portadores, es que exista internamente un campo eléctrico que tienda a mover por desplazamiento a los portadores y que dicho campo sea de una intensidad tal que balancee las tendencias difusivas de los mismos. De esta forma la corriente eléctrica o flujo de portadores será cero en todo instante.

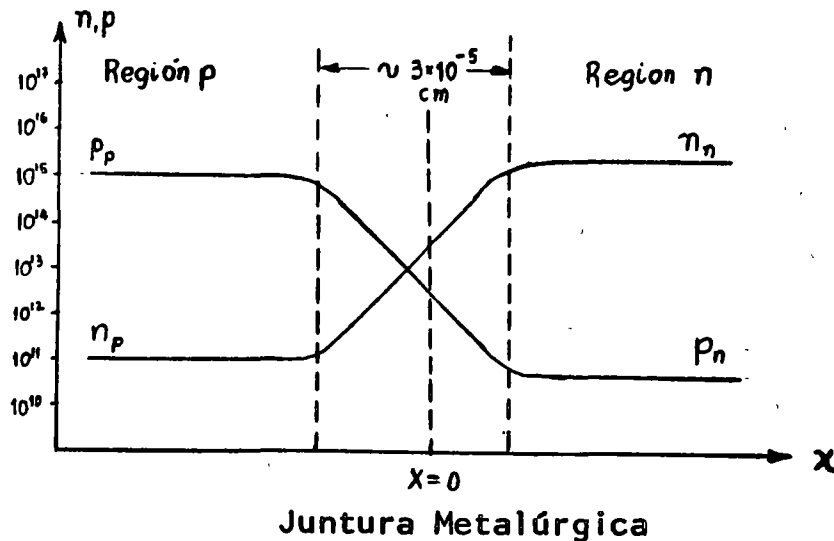


Figura 5

Para comprobar la existencia de dicho campo eléctrico, pensemos por un momento que éste no existe y analicemos que sucede en dicho caso. No existiendo un campo eléctrico, los huecos y electrones se moverán por difusión desde las regiones de alta concentración a las de baja concentración a través de la juntura; es decir, los huecos fluirán desde la región p a la región n y los electrones en dirección opuesta. Al producirse este flujo, los huecos dejarán atrás iones aceptores fijos, cargados negativamente y los electrones, iones donores fijos, cargados positivamente, ambos en la región cercana a la juntura metalúrgica. Por lo tanto, el resultado del flujo de electrones y huecos, es cargar positivamente la región n y negativamente la región p, cercanas a la juntura. Como consecuencia de esto, se producirá un campo eléctrico dirigido desde la región n a la región p, que lleva asociado un potencial electrostático que será mayor en la región n. El efecto del campo eléctrico es hacer que los huecos tiendan a moverse de la región n a la p, y los electrones de la p a la n, oponiéndose de esta forma a las tendencias difusivas de ambos portadores.

## 7. LA JUNTURA P-N CON UN VOLTAJE APLICADO

A continuación analizaremos el efecto de la aplicación de un voltaje en los terminales de la juntura. La consecuencia de la aplicación de un voltaje en los terminales de una juntura, es que aparece una corriente debida al desequilibrio introducido por el voltaje aplicado.

Consideremos la juntura p-n mostrada en la figura 6

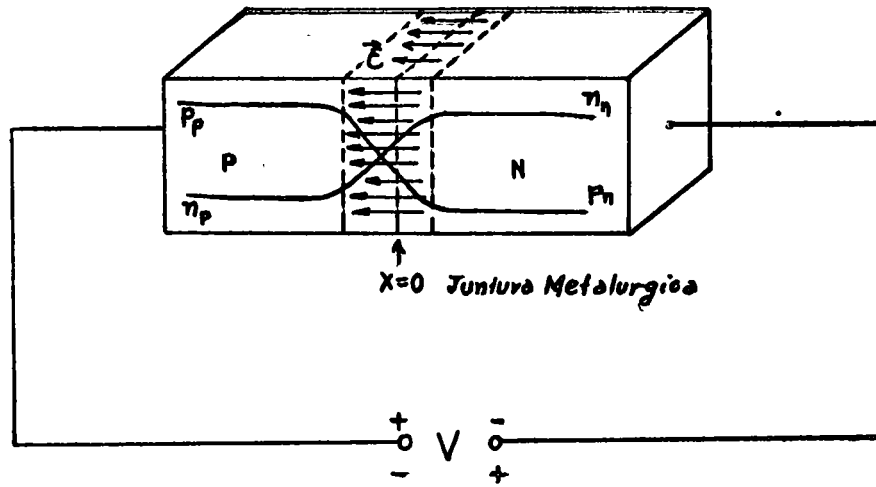


Figura 6.

El voltaje  $V$  se puede aplicar con cualquiera de las dos polaridades indicadas en la figura. Cuando la polaridad es tal que el lado p se hace positivo con respecto al lado n, se habla de "polarización directa" y en el caso opuesto, de "polarización inversa".

a) Polarización directa: En este caso, el voltaje aplicado tiene una polaridad tal que se opone al potencial electrostático de la juntura (llamado potencial de barrera), disminuyéndolo y estableciendo un desequilibrio que permitirá el flujo de portadores de un lado a otro de la juntura, resultando una circulación de corriente por el movimiento de portadores por difusión.

b) Polarización Inversa: En este caso, la polaridad del voltaje aplicado es tal que se suma al potencial de barrera, aumentando su altura y en consecuencia habrán muy pocos portadores con energía suficiente para sobre pasar dicha barrera, resultando un flujo muy reducido de portadores y por lo tanto una corriente eléctrica - muy pequeña.

El comportamiento de la juntura p-n corresponde al com portamiento del diodo semiconductor. Con el cuadro elaborado hasta este punto ya es posible analizar el -- diodo desde sus terminales, es decir, su comportamien- to eléctrico y de él obtener un modelo que nos permita analizar circuitos que contengan este tipo de disposi- tivo.

## 8. EL DIODO SEMICONDUCTOR

La descripción elaborada en las secciones anteriores es tablece los principios cualitativos del funcionamiento de un diodo semiconductor. Los detalles relativos a la obten ción de la ecuación del diodo se omitieron por ser de rela tiva complejidad y por no estar dentro de los objetivos del curso. Por lo tanto se establecerá sin demostración:

$$I_D = I_S (e^{qV/kT} - 1) \quad (6)$$

donde:

$I_D$  = corriente por el diodo

$V$  = voltaje aplicado

$I_S$  = corriente de reversa

$q$  = carga del electrón,  $1.6 \times 10^{-19}$  coulombs

$k$  = constante de Boltzman,  $1,38 \times 10^{-23}$  Joule/ $^{\circ}$ K

$T$  = temperatura absoluta en grados Kelvin

En general, a temperatura ambiente,  $T = 3000$   $^{\circ}$ K,

$$V_t = \frac{kT}{q} = 25 \text{ mV} \quad (7)$$

La corriente inversa de saturación  $I_s$ , depende del material, la geometría del diodo y de la temperatura.

En la figura 7 se ilustra la característica voltaje - corriente del diodo, que corresponde a la ecuación (6).

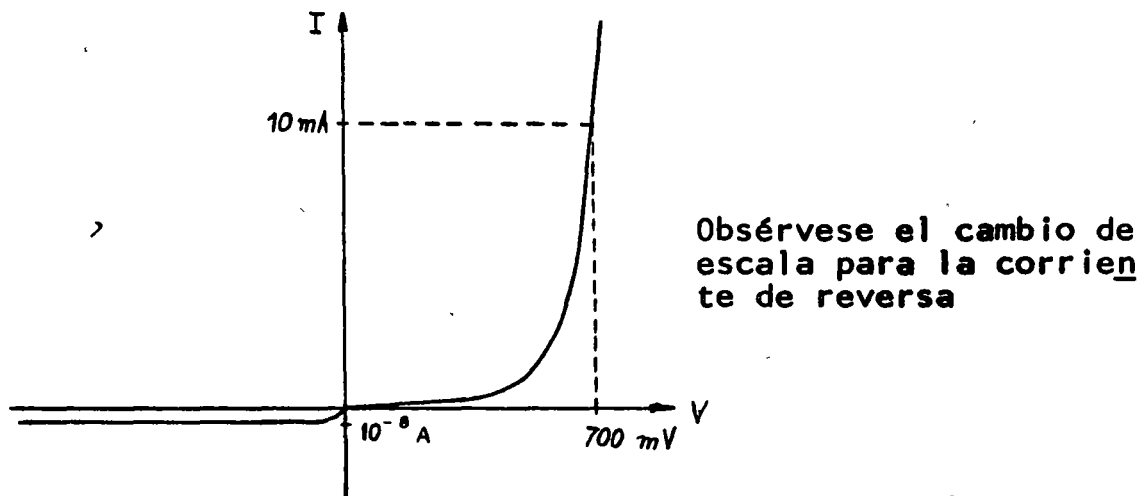


Figura 7

Hay dos formas de modelar el diodo, la primera sería, - partiendo de la característica de la figura 7, obtenida ya sea midiendo o de datos dados por el fabricante, aproximándola mediante una serie de líneas rectas, las que se deben elegir de tal forma que incluyan todo el rango de operación. Este procedimiento se ilustra en la figura 8-a,

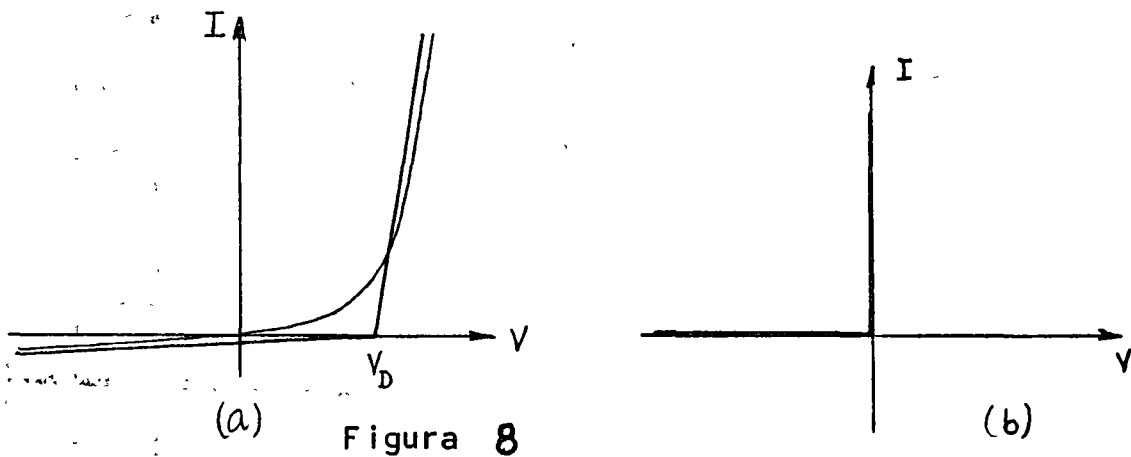


Figura 8

en donde se ha sobrepuesto a la característica, una aproximación lineal por trazos. La región en que el diodo conduce se ha modelado por una recta con pendiente igual a  $R_D$  polarizada con una batería de valor  $V_D$ .  $R_D$  se denomina -- resistencia de directa y su valor puede oscilar entre los 5 y 60 ohms, dependiendo del diodo;  $V_D$  es del orden de 700 mV para Silicio y entre 150 y 250 mV para el germanio.

La región de polarización en reversa se ha modelado también por una resistencia, esta vez designada por  $R_R$  y de valor muy grande. Si esta recta se traza de tal forma de -- intersectar a  $R_D$  en  $V = V_D$  e  $I_D = 0$ , se obtendrá una característica de quiebre bastante conveniente. Finalmente, es necesario introducir el "diodeo ideal" cuya característica se muestra en la figura 8-b. El diodo ideal es un modelo del diodo, que se comporta como un corto circuito cuando -- está polarizado en directa y como un circuito abierto cuando está polarizado en inversa.

El modelo completo del diodo se muestra en la figura 9-a y su característica, en la figura 9-b.

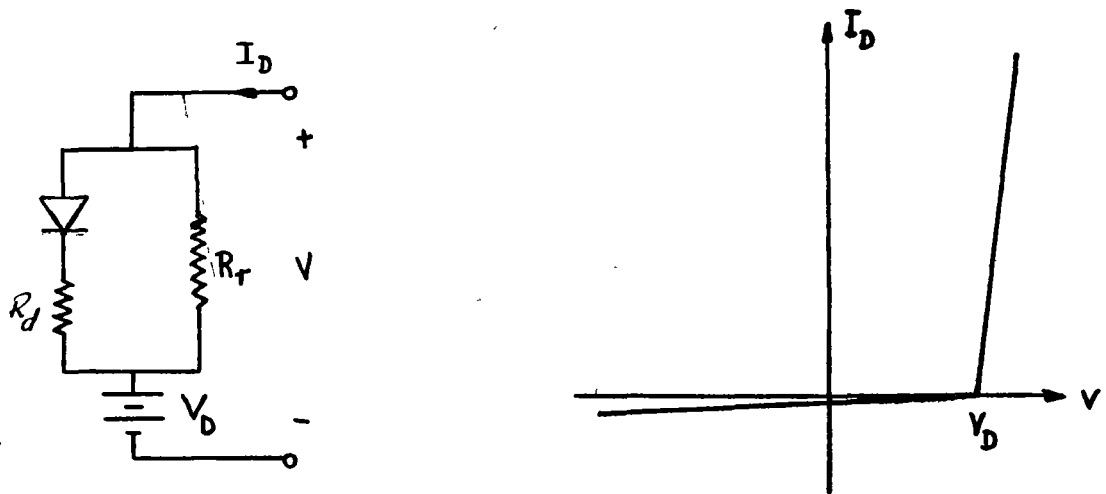


Figura 9

La segunda técnica usada en la formulación de un modelo de un diodo parte de la ecuación del diodo. Comenzaremos considerando los órdenes de magnitud y la naturaleza de los cambios de magnitud de los voltajes y corrientes - obtenidas de la ecuación 6. Dicha ecuación puede ser separada en dos: una para operación en directa y otra para operación en reversa.

$$I_D = I_s (e^{V/V_t} - 1) \approx \begin{cases} I_s e^{V/V_t} & \text{para } V > 5 V_t \quad (8) \\ -I_s & \text{para } V < -5 V_t \quad (9) \end{cases}$$

La naturaleza exponencial de la característica de directa del diodo implica que aumentos de  $I_D$  en proporciones iguales van acompañados por aumentos de igual magnitud en el voltaje de terminales del diodo. Así por ejemplo si un diodo tiene una caída de  $V_1 = 600 \text{ mV}$  a una corriente  $I_{D1} = 100 \text{ A}$ , luego para una corriente

$$I_{D2} = 10 I_{D1} = 1 \text{ mA}$$



la caída de voltaje será  $V_1 + \Delta V$ . Tomando la razón de  $I_{d2}$  a  $I_{d1}$  de la ecuación (8) tenemos:

$$\frac{I_{d2}}{I_{d1}} = 10 = e^{\Delta V/V_t}$$

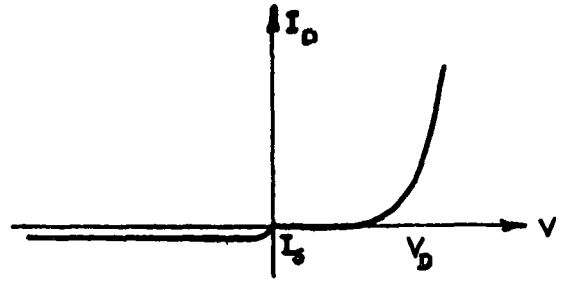
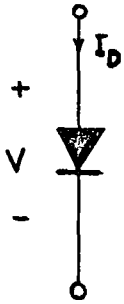
A temperatura ambiente,  $V_t = 26$  mV, luego

$$\Delta V = V_t \ln \frac{I_{d2}}{I_{d1}} = 26 \ln 10 = 60 \text{ mV}$$

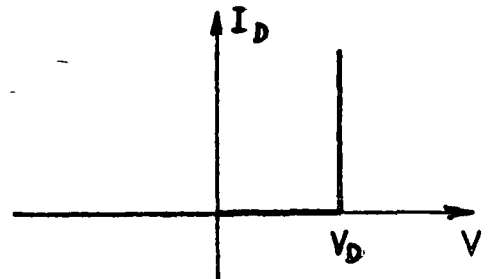
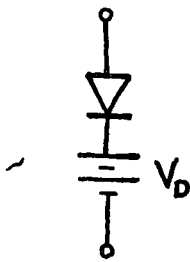
Por lo tanto, a temperatura ambiente, por cada década de aumento en la corriente, el voltaje de terminales aumenta 60 mV.

Conociendo los órdenes de magnitud en la característica del diodo, podemos linealizar la característica exponencial mediante varias aproximaciones piezo-lineales, como las -- mostradas en la Tabla a continuación. De ella, la aproximación que se escoja dependerá del nivel de aproximación que se pueda tolerar en el análisis del problema particular.

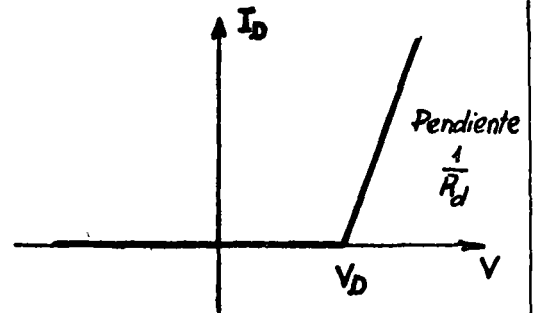
*Diodo Físico*



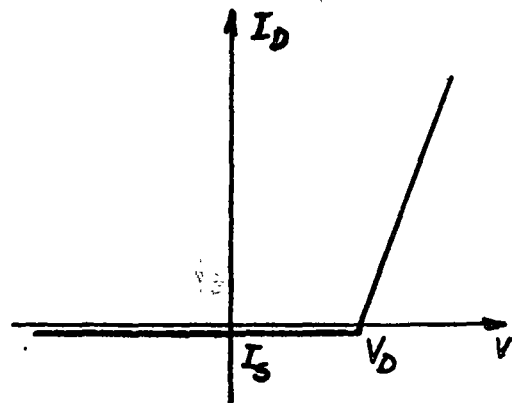
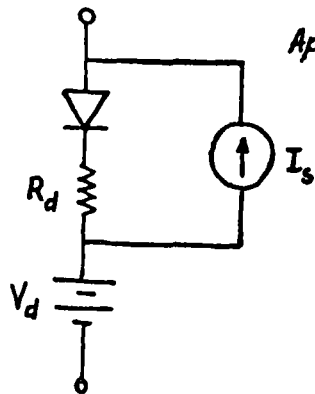
*Aproximación de primer orden*



*Aproximación de segundo orden*



*Aproximación de tercer orden*



### 9. EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA:

El análisis que haremos a continuación estará basado en la representación idealizada de la figura 9-a. En ella se muestra una región estrecha de tipo n insertado entre dos regiones de tipo p con altas concentraciones de impurezas.

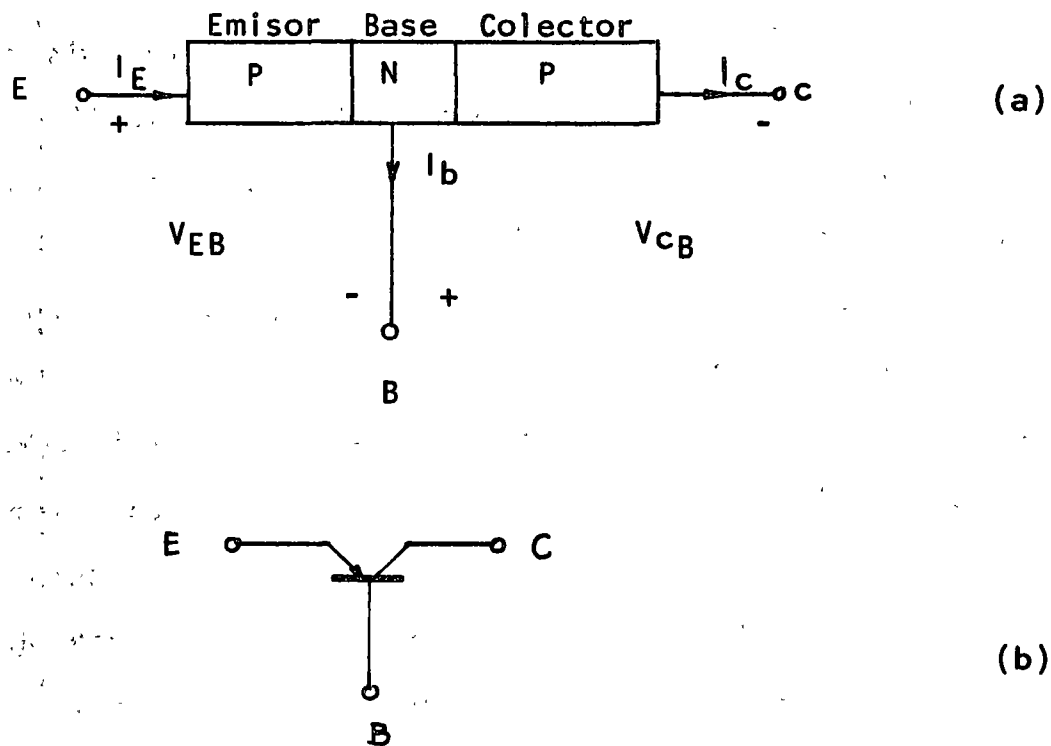


Figura 9

La misma figura sirve también para definir las polaridades que se emplearán en lo que sigue de estas notas. Para evitar ambigüedades, se elegirá como referencia la flecha del emisor y supondremos que todas las corrientes circulan en el sentido que apunta la flecha. Si la corriente de emisor circula hacia dentro del transistor las corrientes de base y de colector circularán hacia fuera. Luego, el tran-

sistor se puede considerar como un nudo en el que

$$I_E = I_B + I_C \quad (10)$$

Las polaridades de los voltajes van de acuerdo con los sentidos de las corrientes.

En el esquema de la figura 9-b, la juntura emisor-base está normalmente polarizada en directa y su comportamiento es idéntico al del díodo, explicado en la sección 7. Un voltaje de polarización directa aplicado a la juntura emisor-base produce una disminución del potencial de barrera de dicha juntura, permitiendo el flujo, por difusión, de los huecos del emisor (región p) hacia la base (región n). Tal como en el caso del díodo, la corriente de emisor aumenta exponencialmente con el voltaje de la juntura  $V_{EB}$ . Los portadores, huecos, que llegan a la base se encuentran con la juntura colector-base polarizada en reversa y por lo tanto, el campo de dicha juntura será bastante intenso haciendo que dichos huecos fluyan por desplazamiento hacia el colector (región p). La juntura colector-base estará actuando como un díodo polarizado en reversa.

La discusión precedente sugiere que las corrientes de emisor y de colector se puedan resolver en dos componentes independientes. En dicha resolución, ambas corrientes, de emisor y de colector, se expresa como la suma de dos corrientes.

a) Una componente de la corriente de emisor corresponde a la ex

tracción de portadores (huecos en el caso de un transistor p-n-p) de la juntura emisor-base y es controlada por el voltaje emisor-base. La componente asociada de la corriente de colector es el resultado del transporte de portadores (huecos en el caso de un transistor p-n-p) a través de la base y es controlado por el voltaje emisor-base. Ambas componentes son independientes del voltaje colector-base. Ambas componentes están asociadas con la operación en directa del transistor y están expresadas por:

$$I_{ED} = I_{ES} (e^{qV_{EB}/kt} - 1) \quad (11)$$

$$I_{CD} = -\alpha_F I_{EF} \quad (12)$$

b) La otra componente de la corriente de colector corresponde a la inyección de portadores a la juntura del colector y es controlada por el voltaje de colector-base. La componente asociada de la corriente de emisor corresponde al transporte de portadores a través de la base y también está controlada por el voltaje colector-base. Estas componentes están asociadas con la operación en reversa del transistor y están expresadas por:

$$I_{CR} = I_{CR} (e^{qV_{CB}/kt} - 1) \quad (13)$$

$$I_{ER} = -\alpha_R I_{CR} \quad (14)$$

Las ecuaciones (11) y (12) muestran que la componente directa de la corriente de emisor está relacionada con el voltaje emisor-base en la misma forma que el diodo p-n de juntura.

Además muestran que una fracción  $\alpha_f$  de la corriente de emisor es transportada a la juntura del colector. El coeficiente  $\alpha_f$ , llamado "ganancia en directa de corriente de corto circuito" generalmente oscila entre 0.9 y 0.995.

La interpretación del segundo par de ecuaciones, (13) y (14) que describen las componentes de reversa, es análoga a la anterior. La "ganancia en reversa de corriente de corto-circuito",  $\alpha_R$  puede variar desde muy cerca de uno a valores muy pequeños.

Cambiando las ecuaciones (11) y (12) con las (13) y (14) se obtienen las corrientes totales de emisor y colector:

$$I_E = I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) - R I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (15)$$

$$I_C = -F I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) + I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (16)$$

Empleando las ecuaciones (10), (11) y (12), se obtiene la siguiente ecuación para la corriente de base:

$$I_{BD} = \frac{1 - \alpha_f}{\alpha_f} I_{CD} \quad (17)$$

En donde:

$$\frac{\alpha_f}{1 - \alpha_f} = \beta_f \quad (18)$$

y  $\beta_f$  es la ganancia de corriente en directa; para metro usado

con mayor frecuencia.

Similarmente, con las ecuaciones (10), (13) y (14) se obtiene la ganancia de corriente en reversa:

$$r = \frac{R}{1 - R} \quad (19)$$

Las ecuaciones (10), (15) y (16) constituyen el modelo del transistor bipolar de juntura y dicho modelo es el de Ebers y Moll quienes lo postularon el año 1954. Dicho modelo puede ser representado mediante un circuito equivalente en forma muy simple. Para ésto usaremos la semejanza entre las componentes de las corrientes de las ecuaciones (15) y (16) y la ecuación del díodo.

Además, la ecuación (10) establece que la corriente de emisor es igual a la suma de las corrientes de colector y de base. El circuito equivalente de nuestra figura 10. En él, la corriente de emisor se obtiene mediante un díodo en paralelo con la fuente dependiente de corriente, similarmente para la corriente de colector.

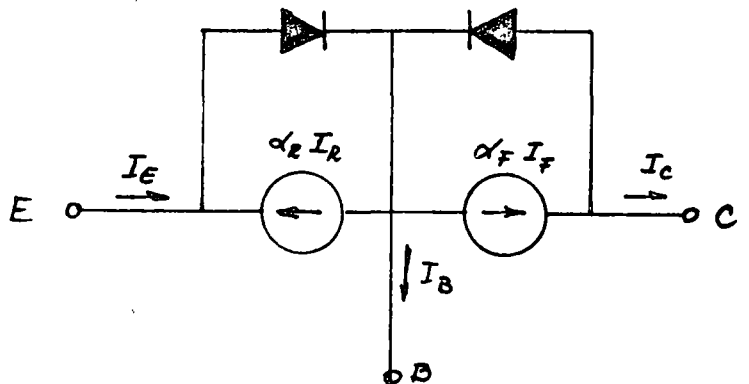


Figura 10

Sin embargo este modelo no es útil para hacer análisis con pequeñas señales aplicadas al transistor ni cuando el comportamiento de este último es prácticamente lineal. A continuación introduciremos un modelo lineal para señales pequeñas.

#### 10. MODELO LINEAL PARA SEÑALES PEQUEÑAS DEL TBJ

Un modelo de primer orden del TBJ para señales de baja frecuencia y polarizado en directa es:

$$i_c = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \quad (2)$$

$$i_B = \frac{i_c}{\beta} \quad (21)$$

en donde:

$I_{ES}$  = corriente de saturación del diodo base-emisor con el colector y la base en corto-circuito.

$\beta$  = ganancia de corriente del TBJ a frecuencias medias.

$$V_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV a } T = 300^\circ\text{K}$$

En la ecuación (20), el voltaje será en general una suma de una componente de directa  $V_{BEQ}$  debida a la polarización y una componente variable  $v_{be}$  correspondiente a la señal aplicada. Es decir:

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be} \quad (22)$$

Por lo tanto, la ecuación (20) se puede escribir:

$$i_c = I_{ES} e^{V_{BEQ}/V_T} e^{v_{be}/V_T} \quad (23)$$

Evidentemente, si la señal  $v_{be} = 0$ , la corriente



de colector será la corriente de polarización,  $I_{CQ}$ , por lo cual, la ecuación (23) se puede escribir como:

$$i_c = I_{CQ} e^{v_{be}/V_t} \quad (24)$$

donde:

$$I_{CQ} = I_{ES} e^{V_{BEQ}/V_t} \quad (25)$$

La ecuación (24) se puede expandir en una serie, obteniéndose:

$$i_c = I_{CQ} \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_t} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_t} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{v_{be}}{V_t} \right)^3 + \dots \right) \quad (26)$$

En esta expresión queda manifestada claramente la característica no lineal del TBJ. Para que la relación entre la señal de salida ( $i_c$ ) y la señal de entrada ( $v_{be}$ ) sea lineal, o casi lineal, se debe cumplir que

$$\frac{v_{be}}{V_t} \gg \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_t} \right)^2 \gg \frac{1}{3!} \left( \frac{v_{be}}{V_t} \right)^3 \gg \dots \quad (27)$$

o bien, que  $v_{be} \ll 2 V_t \cong 52 \text{ mV}$  (28)

Cumplíndose la condición (27), la ecuación (26) se puede aproximar por:

$$i_c = I_{CQ} + g_m v_{be} \quad (29)$$

donde:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_t} \quad (30)$$

y se llama "transconductancia".

De la ecuación (29) se desprende que la corriente de colector ( $i_c$ ) tiene dos componentes: una de corriente directa ( $I_{CQ}$ ) y otra dependiente de la señal ( $g_m v_{be}$ ).

Sustituyendo la ecuación (29) en la ecuación (21) se obtiene:

$$i_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} + \frac{v_{be}}{r_{\pi}} \quad (31)$$

en donde:

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} \quad (32)$$

y se denomina "resistencia de entrada de base".

Las componentes de señal de las ecuaciones (29) y (31) constituyen el modelo lineal para señales pequeñas de baja frecuencia del TBJ:

$$i_c = g_m v_{be} \quad (33)$$

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_{\pi}} \quad (34)$$

las que se pueden representar mediante el circuito equivalente de la figura 11

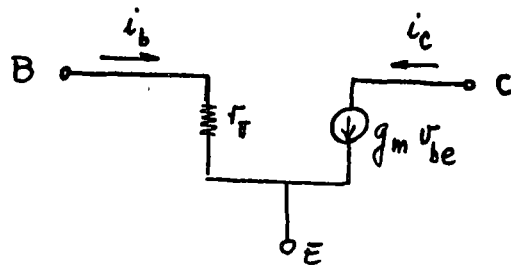


Figura 11

Dicho modelo constituye la forma más simple del TBJ, en que se han considerado solamente efectos de primer orden. A frecuencias medias, se debe considerar el efecto del almace-

namiento de portadores en la región de la base, el que se modela mediante un capacitor  $C_B$  el que depende de la velocidad de paso por la base de los portadores; y de la corriente colector. Dicho capacitor va conectado entre base y emisor.

Para frecuencias mas altas se deben considerar además las capacidades de las junturas base-emisor y base-colector, las que dependen del potencial de barrera y del voltaje aplicado. En la figura 12 se muestra el circuito equivalente con las capacidades mencionadas incluidas:

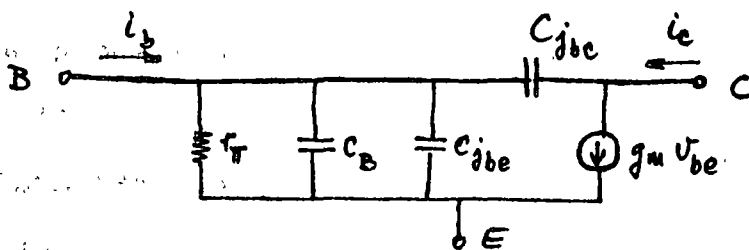


Figura 12

Se pueden introducir además otros parámetros tales como:

$r_b$  = resistencia de extensión de base, debida principalmente a la resistencia del semiconductor entre la unión base-emisor y el contacto de base.

$r_c$  = resistencia de extensión de colector, entre la unión base-colector y el contacto de colector.

$r_o$  = efecto Early o de modulación de base; (no analizada en la discusión anterior, ref.-oer Gray y Searle, Electronic Principles). ( $r_o \ll 1/I_{CQ}$ ).

$C_{b'c}$  = Capacidad distribuida de la unión base-colector, debida a parasiticos de todo tipo incluyendo los de la cápsula.

$r_{bc}$  = realimentación debida al diodo en inversa base-colector  
 $= \beta r_o$ .

En la figura 13 se ilustra el circuito equivalente con todos los parámetros incluidos. Obsérvese que las capacidades  $C_{\pi}$  y  $C_{jbe}$  se han sumado en  $C_{\pi}$ .

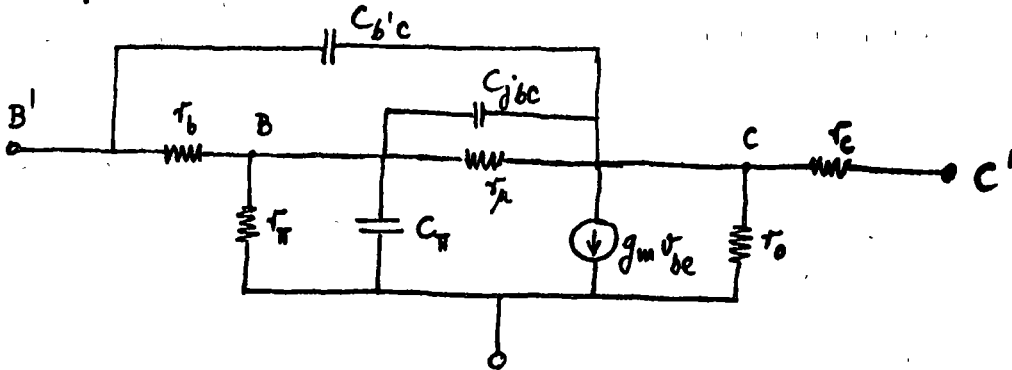


Figura 13

Cabe hacer notar que todos los parámetros incluidos en el circuito de la figura 13 son mediables.

Existen otros modelos usados con bastante frecuencia, tales como el modelo híbrido que define los parámetros  $h$  y otros como el modelo  $T$  o los parámetros  $y$  etc. Todos estos modelos se obtienen uniendo los parámetros desde las terminales del transistor conectado en alguna de las configuraciones standard, como base común o emisor común, y son deducidos empleando técnicas de la "Teoría de Circuitos".

El modelo deducido en estas notas se denominó "Pi-híbrido" y a diferencia de los anteriormente mencionados, su deducción se basa en los principios físicos que describen el funcionamiento del transistor. Se podría decir que éste es un modelo físico-eléctrico y aquellos son circuitales en el sentido que su deducción se basa en la teoría de redes de dos puertas.

A juicio del autor, el modelo descrito en estas notas presenta ventajas substanciales sobre cualquier otro modelo dado que su aplicación cubre el rango total de aplicación del transistor y por estar estrechamente relacionado con la física y geometría del transistor. Parece evidente que su uso será común y generalizado en el futuro por -- las ventajas mencionadas y otras menos evidentes y que no caben discutir en este curso.

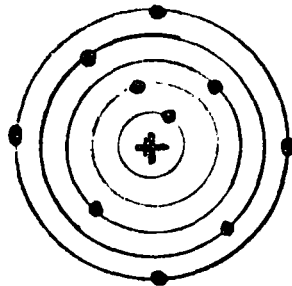
## FISICA DE SEMICONDUCTORES

- 1.- ¿ CUALES SON LOS PORTADORES DE CARGA EN UN SEMICONDUCTOR ?
  - 2.- ¿ QUE DETERMINA LA DENSIDAD DE DICHOS PORTADORES?
  - 3.- ¿ QUE PRODUCE EL FLUJO DE DICHOS PORTADORES ?
- 

FISICA MODERNA

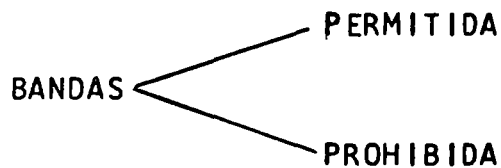


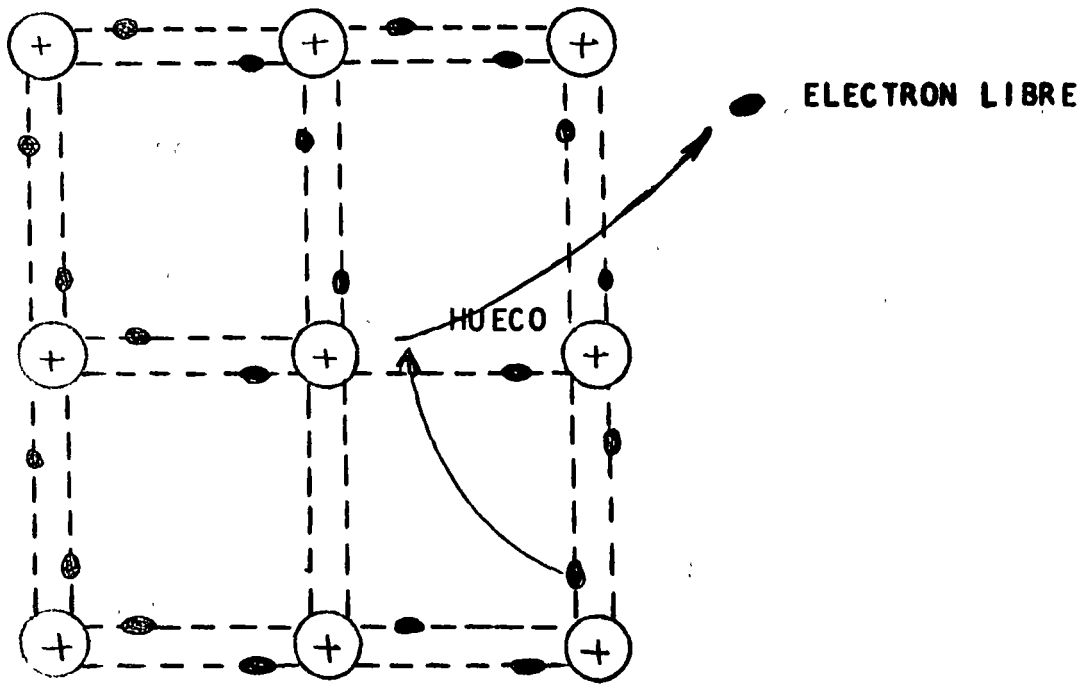
LOS ELECTRONES DE UN ATOMO PUEDEN  
OCUPAR SOLO CIERTAS ORBITAS EN SU  
MOVIMIENTO ALREDEDOR DEL NUCLEO



ORBITAS ----- NIVELES DE ENERGIA

---- LOS NIVELES DE ENERGIA SE AGRUPAN EN BANDAS-----





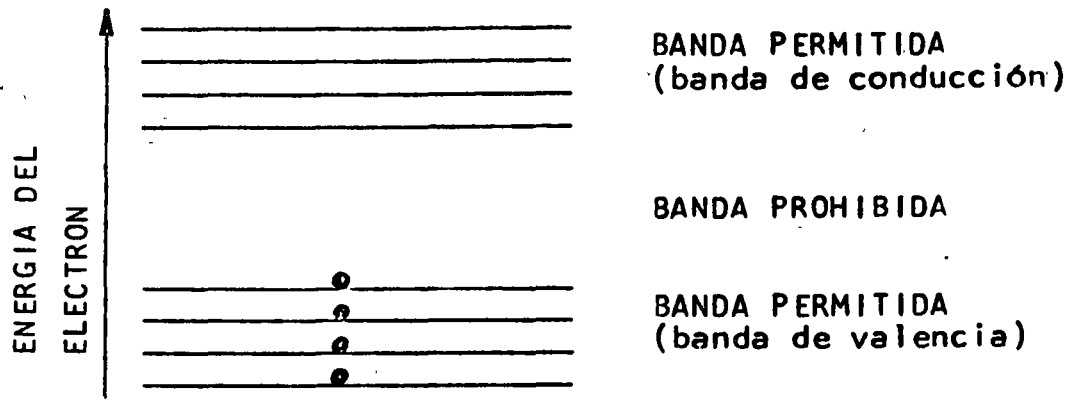
PORTADORES  $\left\{ \begin{array}{l} \text{ELECTRONES LIBRES - CON CARGA NEGATIVA} \\ \text{HUECOS - CARGA POSITIVA} \end{array} \right.$

MATERIAL PURO O INTRÍNSECO

Nº DE ELECTRONES = Nº DE HUECOS

$n = p = n_i = \text{CONCENTRACION INTRINSECA}$

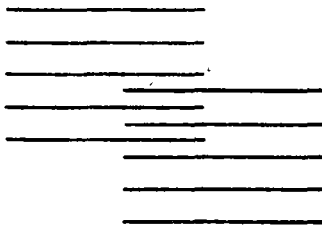
$n_i$  DEPENDE DE :   
 - TEMPERATURA   
 - ANCHO DE LA BANDA PROHIBIDA



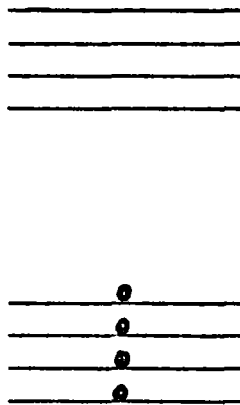
TIPOS DE MATERIALES

- CONDUCTOR
- AISLADOR
- SEMICONDUCTOR

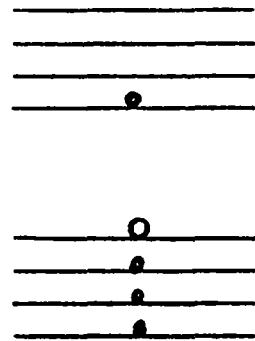
CONDUCTOR



AISLADOR



SEMICONDUCTOR

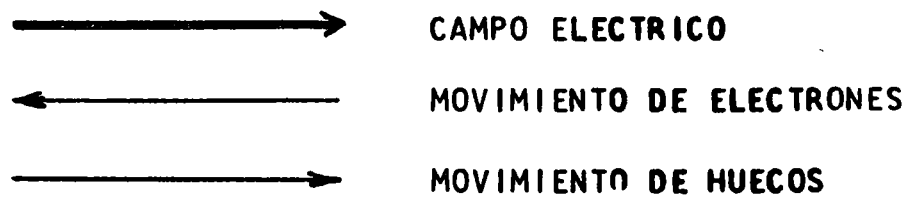


DEBIDO A LA ENERGIA INTERNA DEL MATERIAL SE LIBERAN ELECTRONES  
 LOS QUE A SU VEZ DEJAN UN " HUECO " EN EL LUGAR QUE OCUPABAN

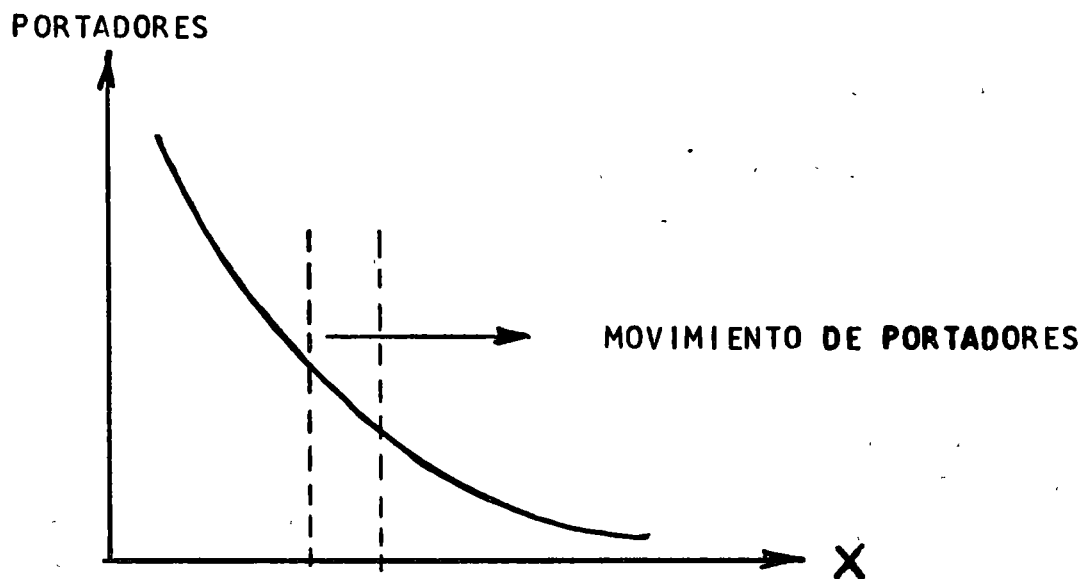


## MECANISMOS DE TRANSPORTE DE PORTADORES

1.- DESPLAZAMIENTO: POR LA ACCION DE UN CAMPO ELECTRICO

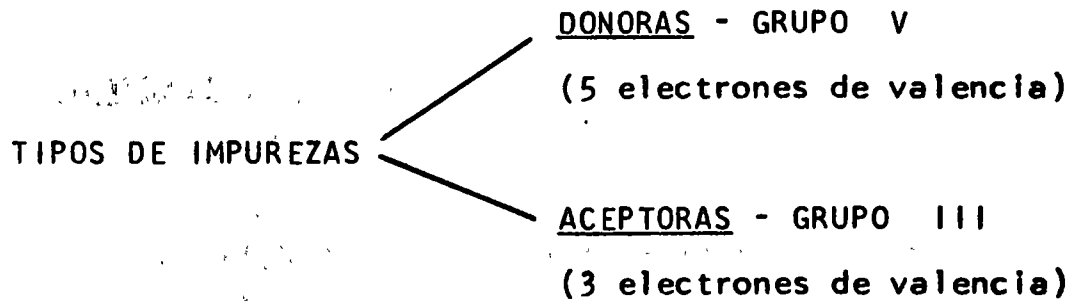


2.- DIFUSION: DEBIDO A GRADIENTES DE CONCENTRACIONES



MATERIAL IMPURO O EXTRINSECO

MATERIAL SEMICONDUCTOR ---- SILICIO - GRUPO IV (Tabla periodica)  
(4 electrones de valencia)



MAYORÍA DE IMPUREZAS DONORAS → MATERIAL TIPO N

MAYORÍA DE IMPUREZAS ACEPTORAS → MATERIAL TIPO P

DENSIDADES DE PORTADORES

LAS CORRIENTES DEPENDEN DE LA DENSIDAD DE PORTADORES

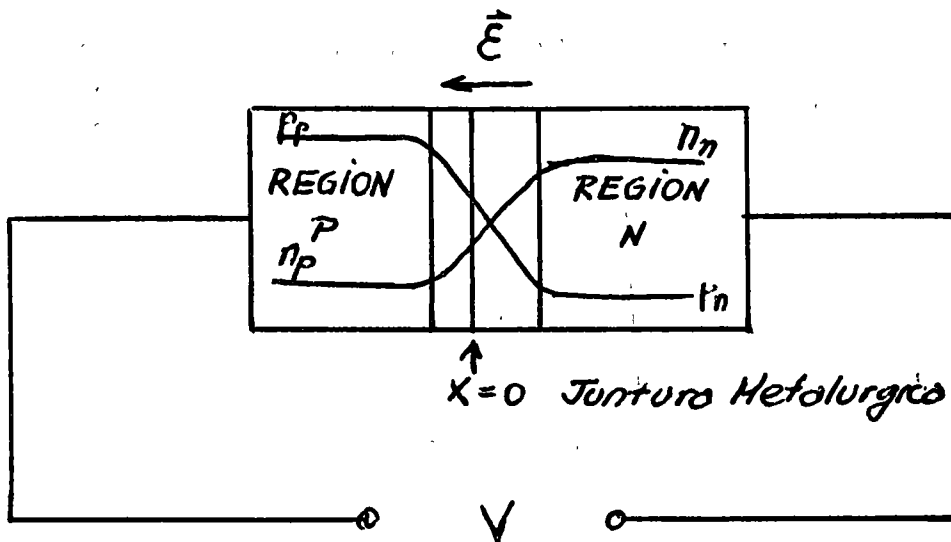
TRES MEDIOS DE CONTROLAR DENSIDADES:

1.- METALURGICOS → IMPUREZAS

2.- ELECTRICOS → APLICACIÓN DE UN POTENCIAL ELECTRICO

3.- AMBIENTALES → VARIACIONES DE TEMPERATURA

## LA JUNTURA P-N CON UN VOLTAJE APLICADO



- 1.- POLARIZACION DIRECTA : LADO P POSITIVO  
LADO N NEGATIVO

EL VOLTAJE APLICADO SE OPONE AL POTENCIAL DE BARRERA DISMINUYENDO DE TAL FORMA QUE HABRA FLUJO DE PORTADORES POR DIFUSION

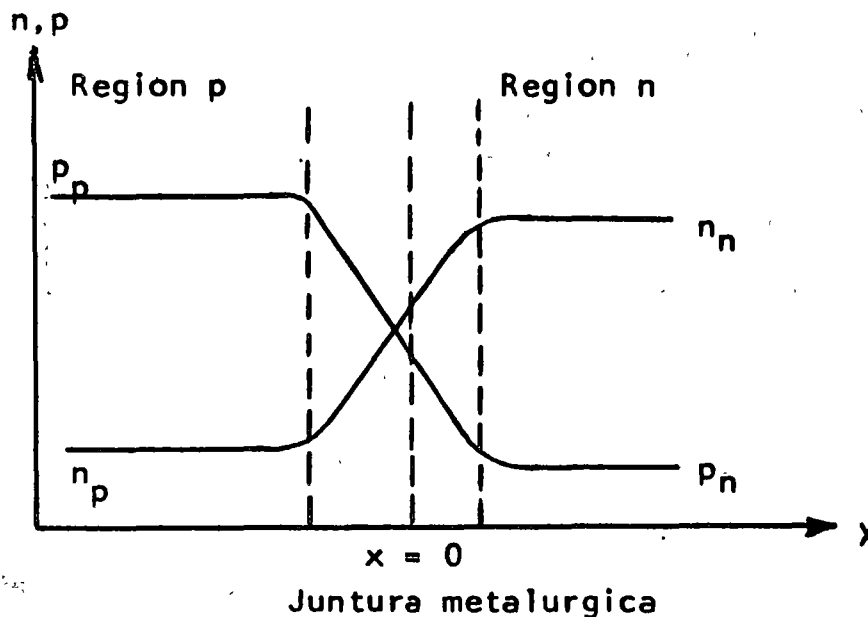
- 2.- POLARIZACION INVERSA : LADO P NEGATIVO  
LADO N POSITIVO

EL VOLTAJE APLICADO SE SUMA AL POTENCIAL DE BARRERA AUMENTANDOLO Y MUY POCOS PORTADORES ADQUIRIRÁN ENERGÍA SUFICIENTE PARA CRUZAR LA JUNTURA

## LA JUNTURA P-N

ES LA UNION DE UN MATERIAL DE TIPO P CON OTRO DE TIPO N

EN UNA JUNTURA P-N LAS CONCENTRACIONES CAMBIAN BRUSCAMENTE DE UN LADO A OTRO DE LA JUNTURA METALURGICA; PASANDO DE IMPUREZAS DONORAS A ACEPTORAS.



CONDICIÓN FUNDAMENTAL DE LA JUNTURA EN EQUILIBRIO:

LAS CORRIENTES DE HUECOS Y DE ELECTRONES DEBEN SER CERO

PARA QUE SE CUMPLA DICHA CONDICION DEBE EXISTIR UN CAMPO ELECTRICO UBICADO EN LA ZONA DE LA JUNTURA METALURGICA QUE IMPIDA EL MOVIMIENTO POR DIFUSION DE LOS PORTADORES

## EL DIODO SEMICONDUCTOR

ECUACION:  $I_d = I_s (e^{qV/kT} - 1)$

$I_d$  = Corriente por el diodo

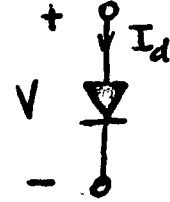
$V$  = Voltaje aplicado

$I_s$  = Corriente de reverso

$q$  = carga del electrón

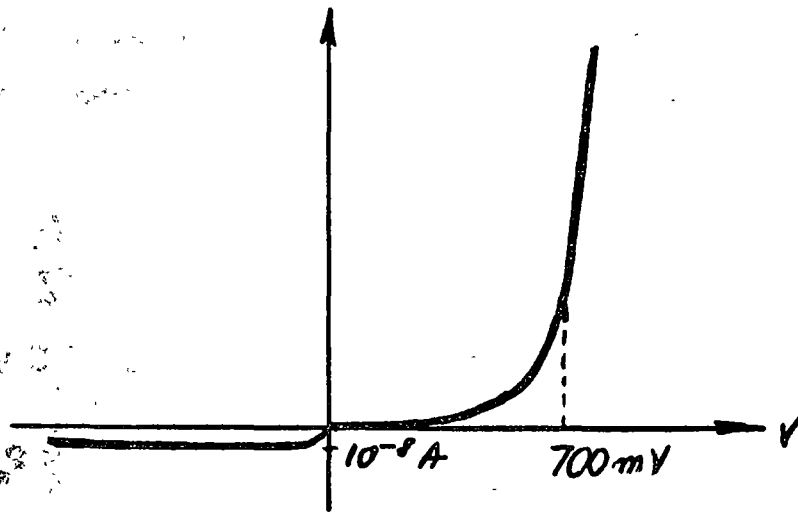
$k$  = Constante de Boltzmann =  $1.6 \times 10^{-19}$  Coulombs

$T$  = Temperatura absoluta en grados Kelvin



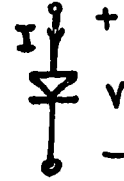
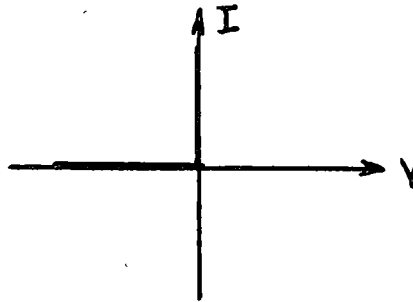
En general

$$\frac{kT}{q} = V_T = 25 \text{ mV a } 300^\circ \text{ K}$$



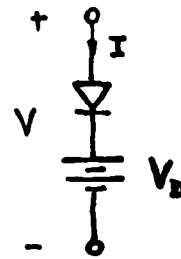
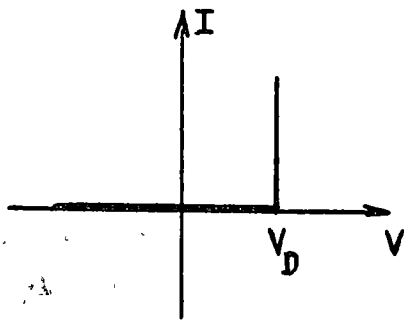
## MODELO DEL DIODO

### PRIMERA APROXIMACION ---- DIODO IDEAL

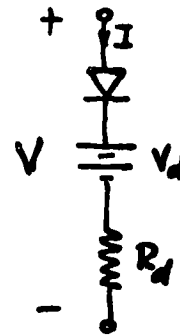
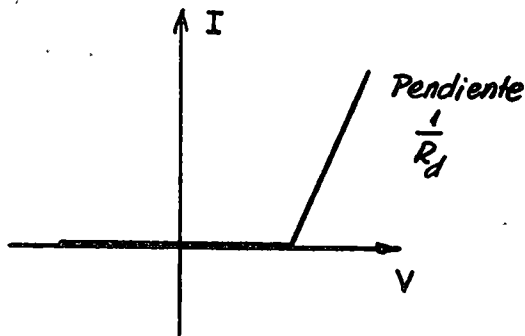


- PARA VOLTAJES NEGATIVOS  $\longrightarrow$  CIRCUITO ABIERTO
- PARA VOLTAJES POSITIVOS  $\longrightarrow$  CORTO CIRCUITO

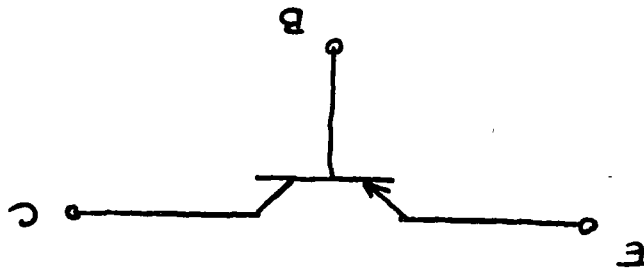
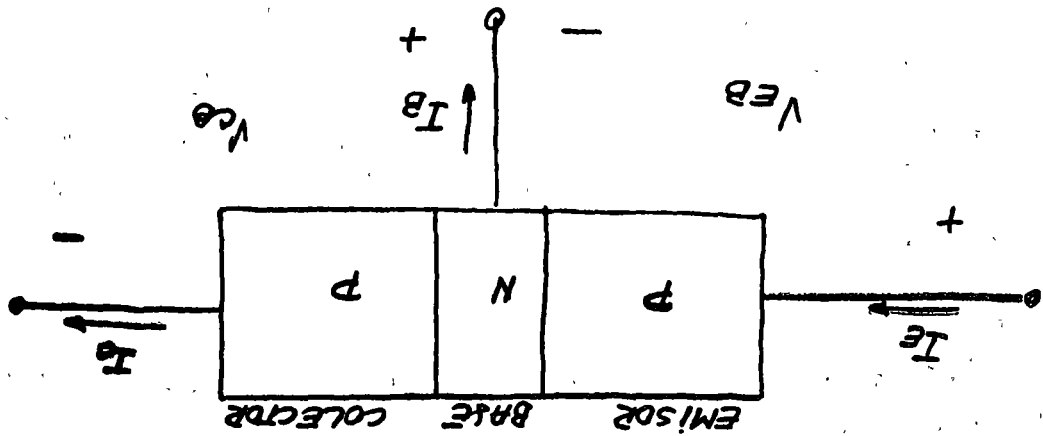
### SEGUNDA APROXIMACION ----- APROXIMACION DE PRIMER ORDEN UTILIZANDO UN DIODO IDEAL Y UNA BATERIA



### TERCERA APROXIMACION ----- APROXIMACION DE SEGUNDO ORDEN UTILIZANDO UN DIODO IDEAL ; UNA BATERIA Y UNA RESISTENCIA



EL TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA



ECUACION BASICA — CONSIDERANDO AL TRANSISTOR COMO UN LUJO

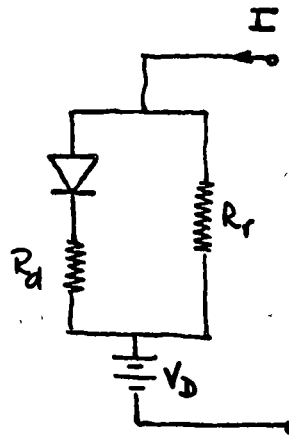
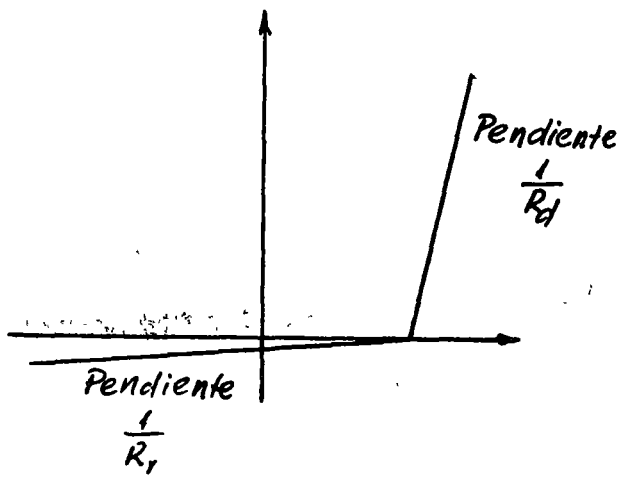
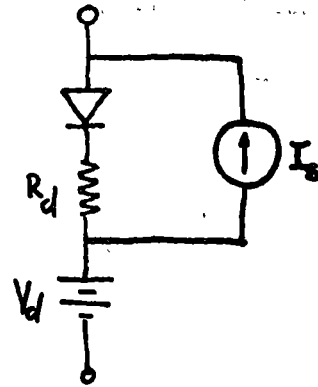
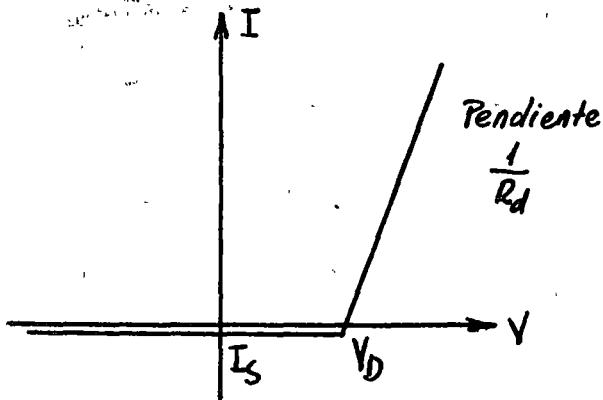
$$I_E = I_C + I_B$$

POLARIZACION: NORMAL:

— JUNTURA EMISOR-BASE POLARIZADA EN DIRECTA (comportamiento igual al diodo polarizado en directa)

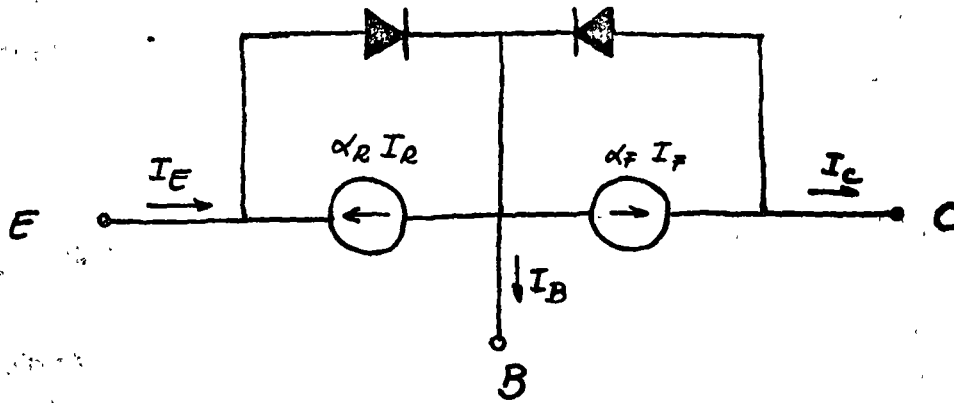
— JUNTURA COLECTOR-BASE POLARIZADA EN INVERSA.

CUARTA APROXIMACION : ----- APROXIMACION DE TERCER ORDEN  
 UTILIZANDO UNA BATERIA, UN DIODO IDEAL, UNA RESISTENCIA Y UNA  
 FUENTE DE CORRIENTE O UNA RESISTENCIA (AMBAS EN PARALELO)





DE LAS ECUACIONES SE OBTIENE EL  
SIGUIENTE CIRCUITO EQUIVALENTE



MODELO DE EBERS-MOLL  
PARA SEÑALES GRANDES

## CORRIENTES:

A.) CONTROLADAS POR EL VOLTAJE BASE - EMISOR

$$I_{ED} = I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1)$$

Corriente de emisor  
(Igual al diodo)

$$I_{CD} = -\alpha_F I_{EF}$$

B.) CONTROLADAS POR EL VOLTAJE COLECTOR - BASE

$$I_{CR} = I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1)$$

Asociadas con la  
operación en reverso

$$I_{ER} = -\alpha_R I_{CR}$$

LAS CORRIENTES TOTALES SON:

$$I_E = I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) - \alpha_R I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1)$$

$$I_C = -\alpha_F I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) + I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1)$$

$\alpha_F$  = ganancia de corriente en directa

$\alpha_R$  = ganancia de corriente en reverso

CORRIENTE DE BASE:

$$I_{BD} = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} I_{CD}$$

O BIEN

$$I_{BD} = \frac{I_{CD}}{\beta_F}$$

O BIEN :  $V_{be} \ll 2 V_T \approx 52 \text{ mV}$

BAJO ESTA CONDICIÓN:

$$i_c = I_{CQ} \left( 1 + \frac{V_{be}}{V_T} \right)$$

$$i_c = I_{CQ} + \frac{I_{CQ}}{V_T} V_{be}$$

PERO

$$\frac{I_{CQ}}{V_T} = g_m$$

LUEGO

$$i_c = I_{CQ} + g_m V_{be}$$

TAHBIÉN

$$i_b = \frac{I_{CQ}}{\beta} + \frac{V_{be}}{r_{\pi}}$$

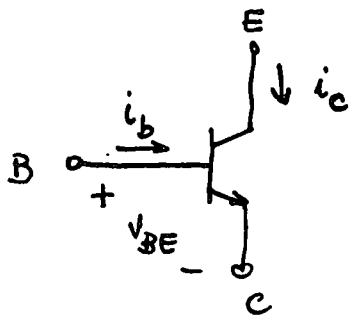
DONDE

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

TOMANDO LAS COMPONENTES DE SEÑAL

$$\begin{cases} i_c = g_m v_{be} \\ i_b = \frac{v_{be}}{r_{\pi}} \end{cases}$$

## MODELO PARA SEÑALES PEQUEÑAS



$$i_c = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta}$$

EL VOLTAJE  $V_{BE}$  ES LA SUPERPOSICIÓN DE UNA COMPONENTE DE C.D.  $V_{BEQ}$  DEBIDA A LA POLARIZACIÓN Y UNA COMPONENTE DE SEÑAL  $v_{be}$

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

LUEGO:

$$i_c = I_{ES} e^{V_{BEQ}/V_T} e^{v_{be}/V_T}$$

$$i_c = I_{CQ} e^{v_{be}/V_T}$$

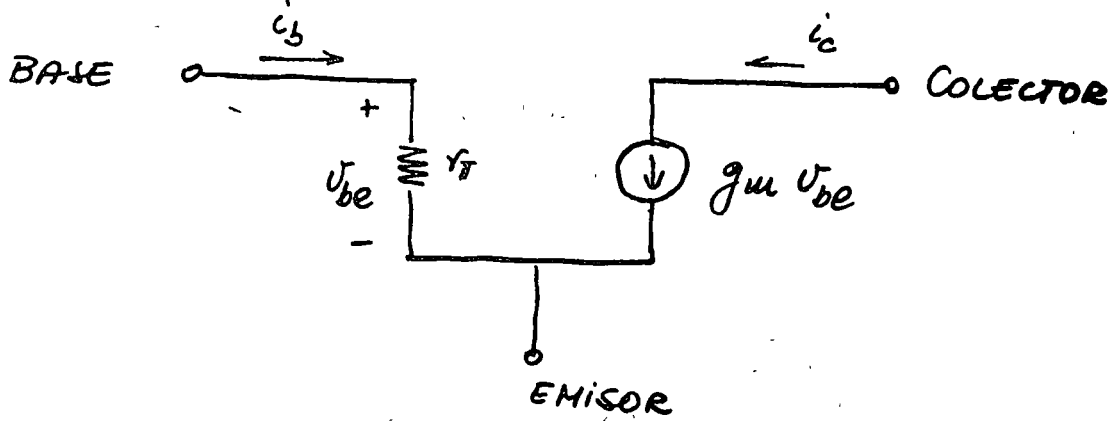
$$i_c = I_{CQ} \left( 1 + \frac{v_{be}}{V_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^3 + \dots \right)$$

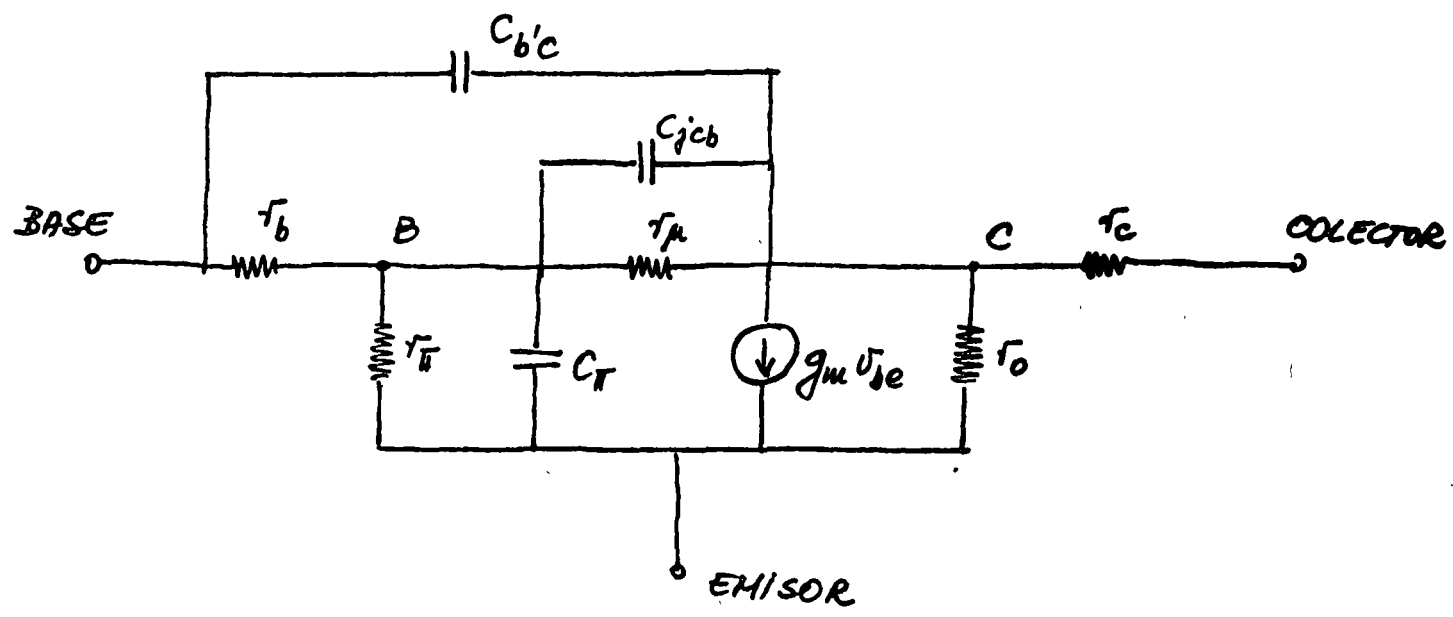
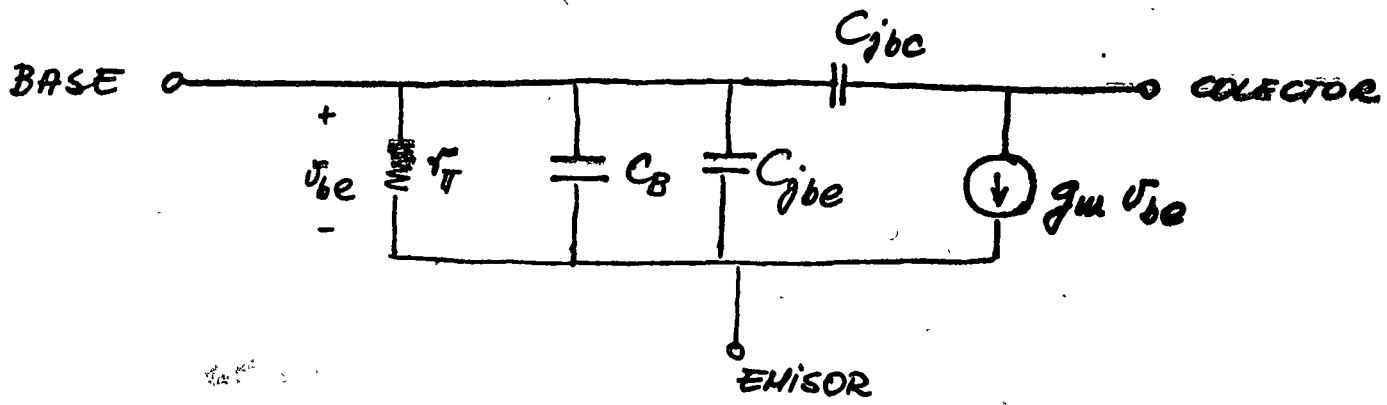
PARA LINEALIDAD:

$$\frac{v_{be}}{V_T} \gg \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 \gg \dots$$

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_{\pi}}$$





AMPLIFICACION LINEAL

P O L A R I Z A C I O N

CONFIGURACIONES BASICAS

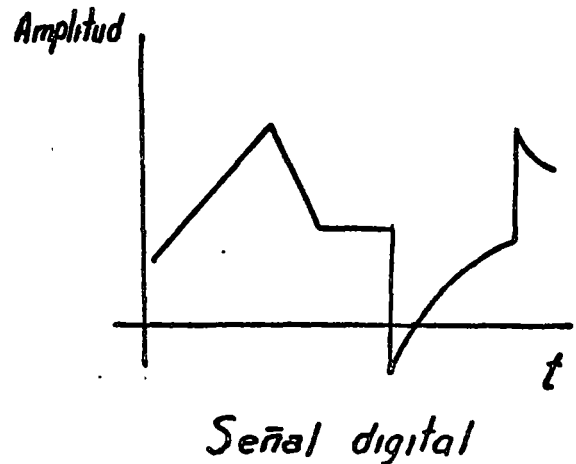
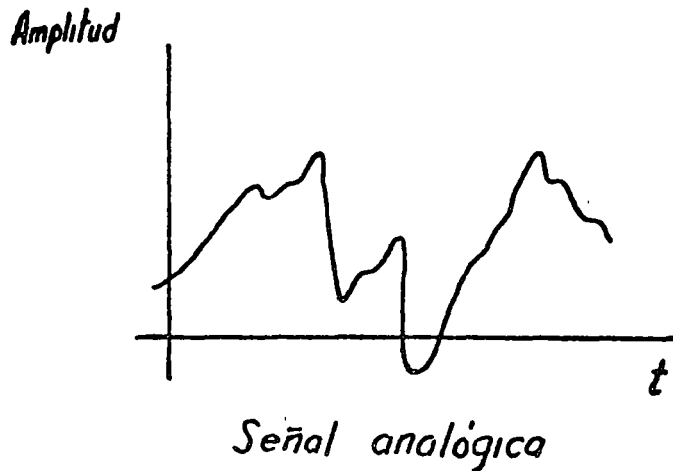
M. en C. José F. Albarrán Núñez

Ing. M. G. Morphy

## I) INTRODUCCION.

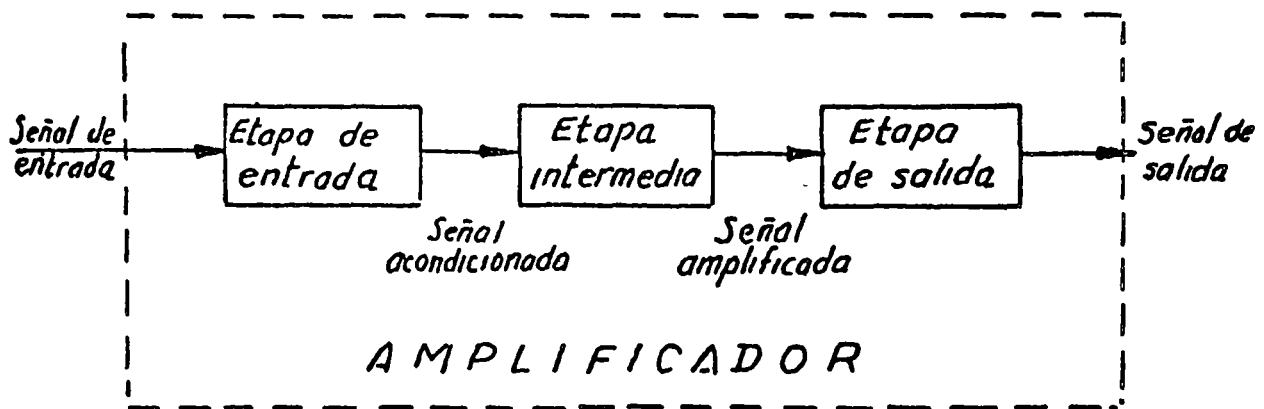
### 1.- Señales Analógicas.

*Se considerarán señales analógicas aquellas cuya derivada exista en todo un período dado. Se distinguirán de las señales digitales por - carecer de las discontinuidades de éstas.*



### 2.- Amplificación.

*Una de las principales aplicaciones de los circuitos electrónicos es - la amplificación de señales eléctricas. Los amplificadores prácticos constan en general de varias etapas, las cuales se pueden agrupar en tres: entrada, intermedia y salida.*





La etapa de entrada acondiciona la señal de entrada para poder ser - amplificada. Por lo tanto, esta etapa debe diseñarse considerando - primordialmente la naturaleza de la señal de entrada: rangos de amplitud, impedancia del generador, rango de frecuencia, etc.

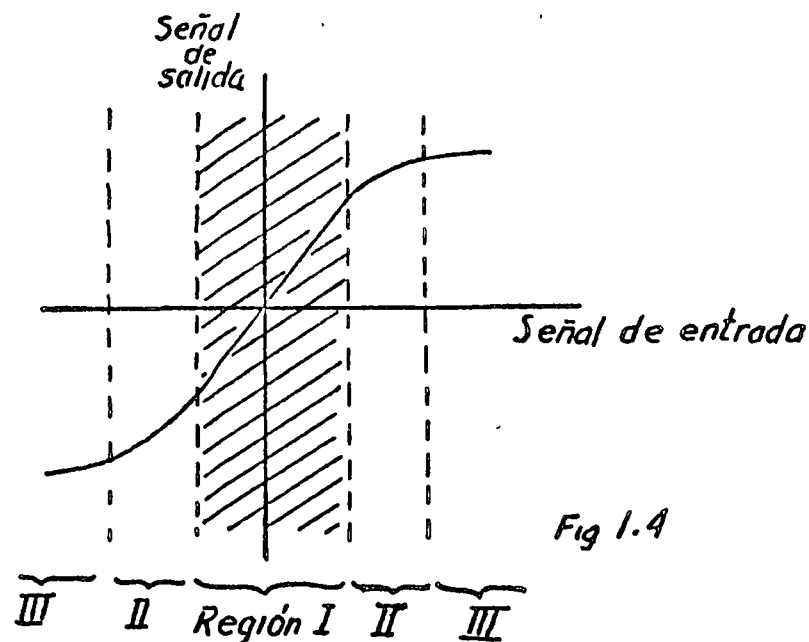
La etapa intermedia amplifica esta señal ya acondicionada y por lo - tanto se diseña en función de las características de amplificación: amplitud de la señal de salida, rango de frecuencias, nivel de distorsión, etc.

La etapa de salida acondiciona la señal amplificada de acuerdo a las - características finales de salida: potencia a disiparse en la carga, - amplitud máxima y mínima, etc.

Es difícil en general delimitar drásticamente las tres etapas, ya que las fronteras de acción de las etapas adyacentes no pueden definirse - unívocamente. Sin embargo sí es posible distinguir en forma aproxima - mada, las tres etapas mencionadas, y estudiar por separado las pro - piedades más importantes de las mismas.

Así, para las etapas de entrada e intermedia se estudiarán las caracte - rísticas inherentes a los amplificadores lineales o de muy baja dis - torsión armónica, mientras que para la etapa de salida se estudiarán las características de los amplificadores no-lineales.

El aspecto de la linealidad de los amplificadores es importante, ya - que inherentemente todos los amplificadores prácticos son no-linea - les. Un amplificador típico tendrá una característica como la que a continuación se muestra.



En la figura se distinguen tres regiones: Región I, en la que la relación entrada-salida es bastante lineal; Región II, en donde existe una no-linealidad apreciable de dicha relación; Región III, en donde la relación entrada-salida está "saturada".

Aquellos amplificadores cuyo funcionamiento se limite al rango de la región I los llamaremos lineales; aquellos cuyo funcionamiento incluya las regiones II se llamarán no-lineales. La invasión de las regiones III se restringe a los circuitos digitales.

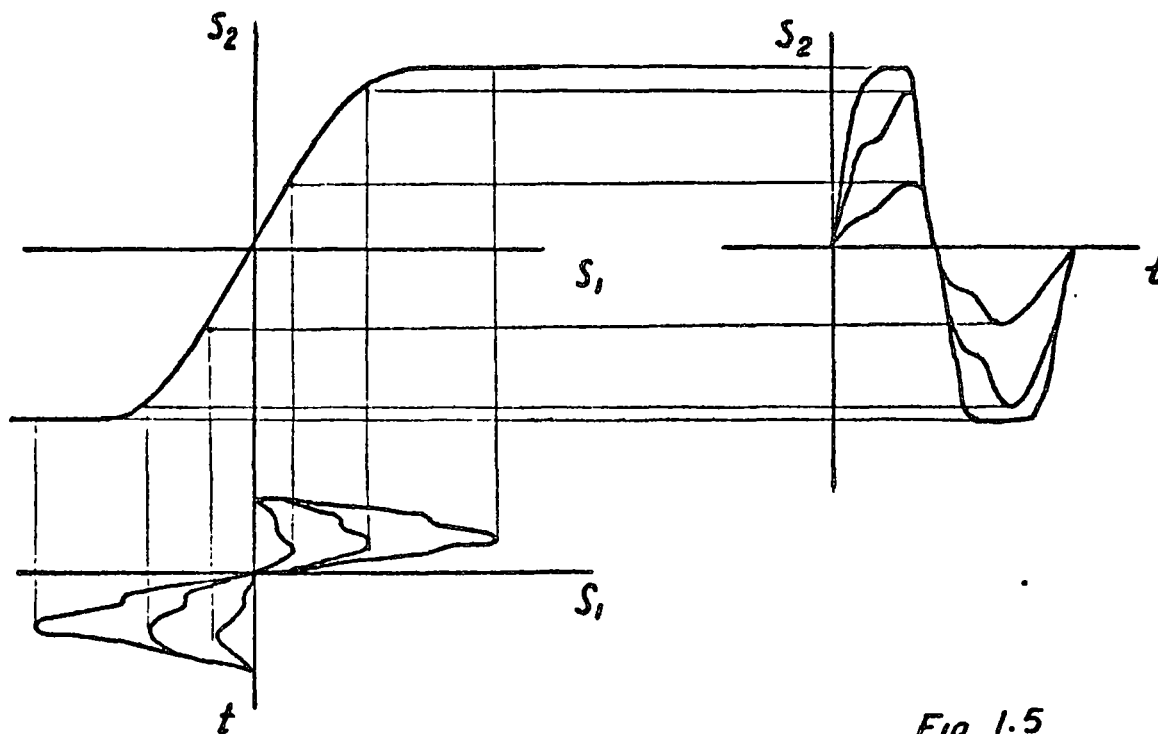


Fig 1.5

La característica mostrada puede siempre representarse por una serie de potencias:

$$S_0 = a_0 + a_1 S_1 + a_2 S_1^2 + a_3 S_1^3 + \dots$$

y por lo tanto, para considerar amplificación lineal, se requerirá que:

$$a_1 S_1 \gg a_2 S_1^2 > a_3 S_1^3 > \dots$$

en cuyo caso:  $S_0 \approx a_0 + a_1 S_1$

$a_0$  = componente de C. D. (polarización)

$a_1$  = ganancia lineal.

A medida que las componentes no lineales sean más significativas, el

*amplificador será más no-lineal, hasta que todas las componentes de la serie tengan un significado equivalente, en cuyo caso se invade el campo de los circuitos digitales.*

### 3.- Generación.

*La generación de señales analógicas puede ocurrir bajo dos tipos principales: generación intencional y generación natural.*

*La primera es aquella que se realiza con algún instrumento construido a propósito para generar una señal analógica, con fines de experimentación, transmisión, etc.*

*La segunda se refiere a aquella generada en transductores (micrófonos, acelerómetros, antenas, etc.).*

*Dado que es posible caracterizar cualquier señal por una serie armónica de senos y cosenos (Ref. Análisis de Fourier), la señal típica - que interesa generar expofeso es una señal senoidal sin distorsión, o modulada en amplitud y/o frecuencia.*

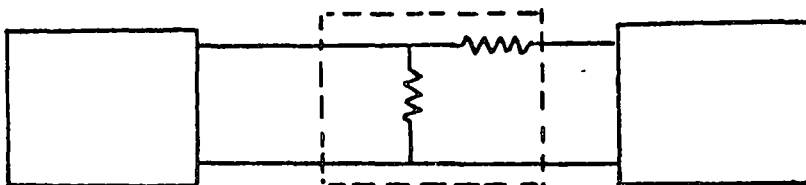
*En algunos casos interesan también señales como: triangular, diente de sierra, cuadrada, etc. las cuales se consideran en el campo de -- las señales digitales.*

### 4.- Acoplamientos.

*Ya sea entre generador y amplificador, o entre etapas de amplificación o entre amplificador y carga, siempre entre estos elementos debe de existir un acoplamiento. Este acoplamiento puede ser de tres tipos:*

*a) Acoplamiento resistivo o directo.*

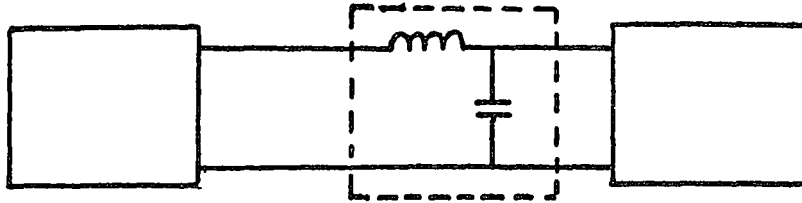
*Es aquél que une a los dos elementos de interés por medio de una red resistiva. Este acoplamiento tiene la característica de permitir el - paso de señales de todas las frecuencias, o sea que ambos elementos interaccionan desde C.D. hasta altas frecuencias.*



*Fig.16ejemplo de acoplamiento resistivo.*

*b) Acoplamiento Reactivo.*

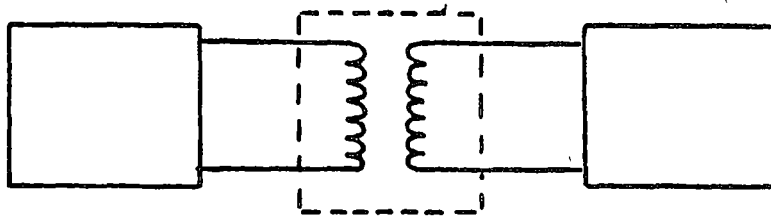
*Es aquel que une a los dos elementos de interés por medio de una red reactiva ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ). Este acoplamiento no permite el paso de señales de ciertas frecuencias, dependiendo de los valores y conexiones de sus componentes.*



*Fig 1.7  
Ej. de acoplamiento reactivo.*

*c) Acoplamiento por transformador.*

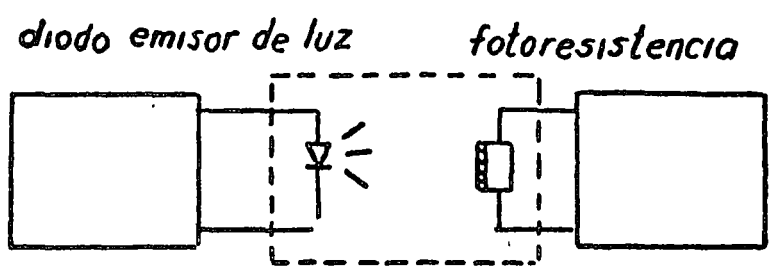
*Este acoplamiento emplea transformadores, por lo que no afecta la componente de C.D. de uno y otro elemento. Las no linealidades, su respuesta a la frecuencia así como un mayor volumen, peso y costo de los transformadores pueden ser desventajas en algunos casos.*



*Fig.18 ejemplo de acoplamiento por transformador.*

*d) Acoplamiento por transductor.*

*Cuando se desea emplear algún medio energético distinto del electromagnético (por ejemplo luz, calor, sonido, etc.) se considera este tipo de acoplamientos. La variedad existente es grande, pero poco común para circuitos analógicos.*



*Fig.19 Ej. de acoplamiento por transductor.*

## II) AMPLIFICACION LINEAL.

### 1.- Modelos Lineales.

Para efectos de amplificación lineal se considerará que la relación - entrada salida es de la forma:

$$S_0 = a_0 + a_1 \cdot s_1 \quad (2.1.1)$$

en donde:

$$\begin{aligned} S_0 &= \text{señal de salida} \\ S_1 &= \text{" " entrada} \\ a_0 &= \text{componente de C.D.} \\ a_1 &= \text{amplificación.} \end{aligned}$$

Dada la linealidad del sistema son aplicables los principios de superposición, por lo que se puede analizar la señal de salida en dos partes:

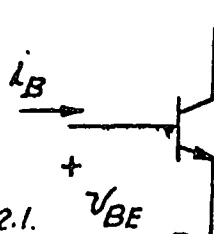
$$\begin{aligned} S_0(\text{C.D.}) &= a_0 \\ S_0 &= a_1 S_1 \\ S_0 &= S_0(\text{C.D.}) + s_0 \end{aligned} \quad (2.1.2)$$

Por lo tanto analizaremos al amplificador, cuando así convenga, en dos partes: primero su componente de directa (polarización) y después exclusivamente la componente debido a la señal de entrada o -- sea la amplificación en sí. Cuando se hable de modelos lineales se -- hablará de esta última, o sea de los que relacionan linealmente las se -- ñales.

A continuación analizaremos los modelos lineales de los elementos -- más empleados en la electrónica actual: el Transistor Bipolar de -- Juntura (TBJ) y el Transistor de Juntura de Efecto de Campo (JFET).

#### a) Modelo Lineal del TBJ.

Un modelo de primer orden del TBJ, para señales de baja frecuencia y polarización directa es:


$$i_C = I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2.1.3a)$$
$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (2.1.3b)^*$$

\* el efecto de  $I_{RBO}$  debe agregarse para el germanio, pero aquí no se tratará por estar en decadencia.

En este caso, la ecuación (2.1.6) se puede aproximar por:

$$I_C = I_{CQ} + g_m v_{be} \quad (2.1.9)$$

En donde:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad \triangleq \quad \text{transconductancia.}$$

La corriente de colector ( $i_C$ ) tiene entonces dos componentes: una de C.D. ( $I_{CQ}$ ) y otra dependiente de la señal ( $g_m v_{be}$ )

Substituyendo la ecuación (2.1.9) en (2.1.3b), se obtiene:

$$i_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} + \frac{v_{be}}{r_\pi} \quad (2.1.10)$$

en donde:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \quad \triangleq \quad \text{resistencia de entrada de base.}$$

Aislando el modelo de señal pequeña del circuito de polarización (o sea empleando el teorema de superposición), tendremos:

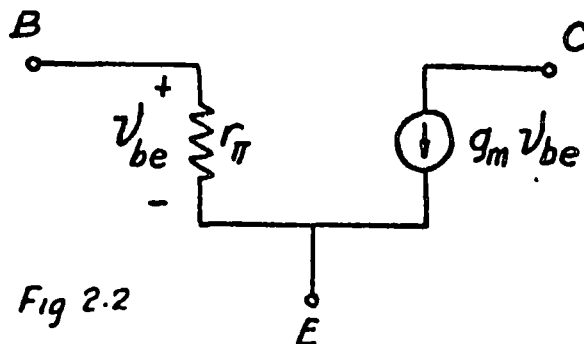


Fig 2.2

### Modelo TBJ1

Este modelo lineal (TBJ1) no incluye algunos efectos de segundo y --tercer orden en un TBJ. Estos sin embargo existen, y causan modificaciones al modelo, como se muestra en la figura. 2.3

en donde:

$I_{ES}$  = corriente de saturación del diodo base-emisor con el colector y la base en corto circuito.

$\beta$  = ganancia de corriente del TBJ a frecuencias medias.

$$V_T = n \frac{kT}{q} = n \cdot 26 \text{ mV} @ T = 300^\circ K$$

$$1 \leq n \leq 2 \quad \text{típico } n \approx 1$$

El voltaje  $v_{BE}$  será, en general, una suma de una componente de C.D. ( $V_{BEQ}$ ) y una componente variable o de señal ( $v_{be}$ ), o sea:

$$v_{BE} = V_{BEQ} + v_{be} \quad (2.1.4)$$

Por lo tanto, se puede escribir:

$$I_C = I_{ES} e^{\frac{V_{BEQ}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \quad (2.1.5)$$

Es evidente que sin señal ( $v_{be} \equiv 0$ ), la corriente de colector será la corriente de polarización ( $I_{CQ}$ ), por lo que la ecuación (2.1.5) se podrá reescribir:

$$I_C = I_{CQ} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\ \text{con } I_{CQ} = I_{ES} e^{\frac{V_{BEQ}}{V_T}} \quad (2.1.6)$$

Resulta conveniente expandir la exponencial de la ecuación (2.1.6) en una serie, con lo que se obtiene:

$$I_C = I_{CQ} \left[ 1 + \frac{v_{be}}{V_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^3 + \dots \right] \quad (2.1.7)$$

Para que la relación entre la señal de salida ( $I_C$ ) y la de entrada sea lineal, o casi lineal, se deberá garantizar que:

$$\frac{v_{be}}{V_T} \gg \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 > \frac{1}{3!} \left( \frac{v_{be}}{V_T} \right)^3 > \dots \quad (2.1.8)$$

o de otra forma:

$$v_{be} \ll 2V_T \approx 52 \text{ mV.}$$

En general, como regla de dedo:  $v_{be} \leq 10 \text{ mV p-p}$



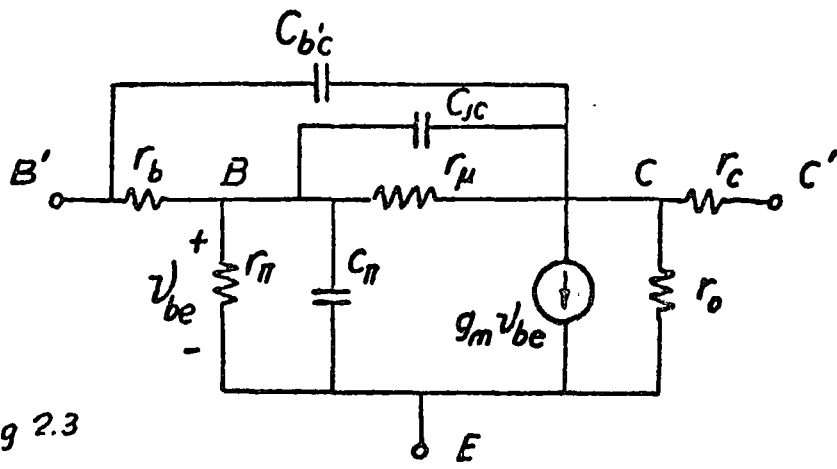


Fig 2.3

**Modelo TBJ2**

Las características que se han considerado en este modelo corregido son:

- \*  $r_b$  = resistencia de extensión de base, debido principalmente a la resistencia del semiconductor entre la unión B-E y el contacto de la base.
- $r_c$  = resistencia de extensión de colector, entre la unión B-C y el contacto de colector.
- $r_o$  = efecto Early o de modulación de ancho de base  
(Ref.: ver Gray y Searle, Pag. )  $r_o \propto 1/I_{CQ}$
- $C_{jc}$  = Capacitancia de la unión B-C (linealizada).
- $C_{bc}$  = Capacitancia distribuida entre colector y base, debida a efectos parásitos de todo tipo, incluyendo las de la cápsula.
- $r_\mu$  = realimentación debida al diodo en inversa (B-C). (Se puede -- demostrar que  $r_\mu = \beta r_o$  ).
- $C_\pi = C_{je} + C_B$
- $C_{je}$  = Capac. de la unión B-E (linealizada)
- $C_B = g_m \tau_b$
- $\tau_b$  = constante de tiempo de base del TBJ

Este último modelo resulta muy complicado, y en general se puede simplificar para llegar a un modelo intermedio (TBJ3) el cual se muestra en la figura siguiente. Las simplificaciones efectuadas son:

$$r_\mu \rightarrow \infty$$

$$C_\mu = C_{bc} + C_{jc}$$

\* Debe hacerse notar que existe también una resistencia de extensión de emisor, la cual se considerará reflejada a la base e incluida en  $r_b$ , ya que  $r_e$  será muy difícil de medir, además de ser muy pequeña.

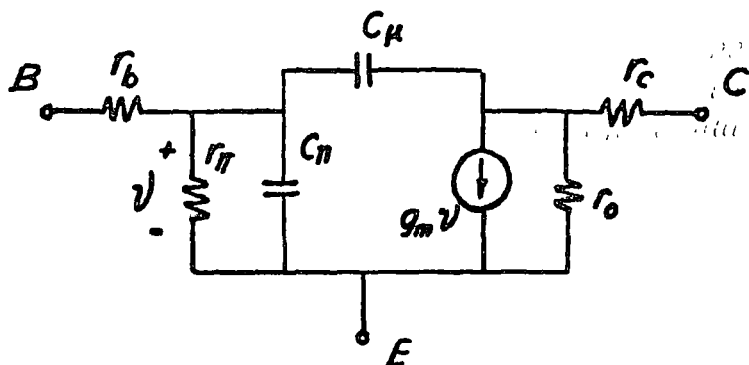


Fig 2.4  
TBJ3

Este modelo, sin embargo puede a su vez simplificarse según el caso. Por ejemplo, si existe una resistencia en serie con  $r_b$  o  $r_c$  mucho mayor que éstas, no vale la pena considerarlas. Si existe una resistencia en paralelo con  $r_o$ , mucho menor que ésta, tampoco valdrá la pena considerarla.

En el principio de este curso se tratarán los casos de análisis lineal a frecuencias medias, en cuyo caso las capacitancias  $C_\pi$  y  $C_\mu$  son despreciables (TBJ4).

b) Modelo Lineal del JFET.

Existe una disyuntiva en cuanto al modelado de este dispositivo. Un análisis clásico lleva al modelo llamado "Ley de los 3/2", como se aprecia en las ecuaciones (2.1.11)

$$i_D = \begin{cases} I_{DM} \left\{ 2 \frac{V_{GS}}{V_P} \left[ \left( \frac{V_{GS} - V_{DS}}{V_P} \right)^{1/2} - \left( \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^{1/2} \right] + V_{DS} \left[ 3 - 2 \left( \frac{V_{GS} - V_{DS}}{V_P} \right)^{1/2} \right] \right\} & (2.1.11a) \\ \text{para : } V_{GS} \geq V_P \quad \text{y} \quad |V_{GS} - V_{DS}| \geq V_P \\ I_{DM} \left[ 1 - 3 \frac{V_{GS}}{V_P} + 2 \left( \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^{3/2} \right] & (2.1.11b) \\ \text{para : } V_{DS} \geq |V_{GS} - V_P| \end{cases}$$

siendo que en general nos interesa la situación de la ec. (2.1.11b)

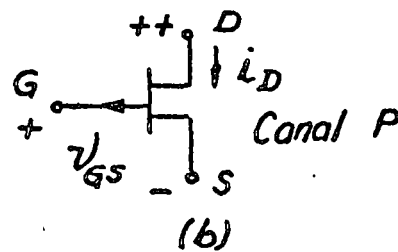
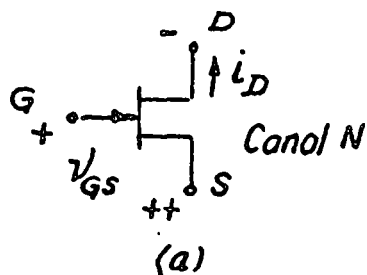
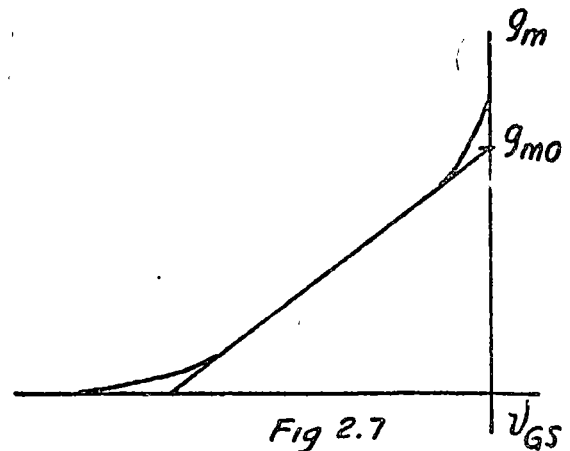
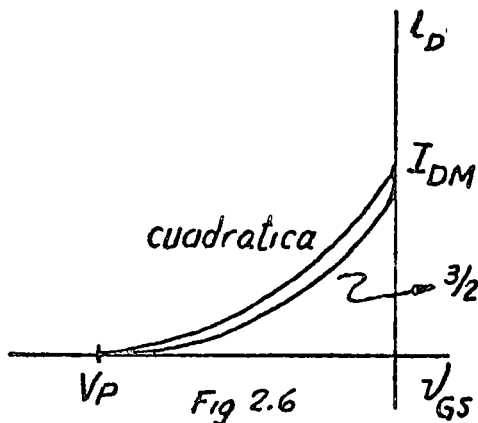


Fig 2.5

Otro análisis conduce a la llamada "ley cuadrática", la que para

$$V_{GS} - V_P \leq V_{DS} \quad \text{se escribe:}$$

$$I_D = I_{DM} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (2.1.12)$$



La diferencia entre las ecuaciones (2.1.11b) y (2.1.12) se refiere a dos cosas importantes: Polarización y transconductancia.

Para la ecuación (2.1.12), la conductancia es linealmente dependiente en el punto de operación  $V_{GSQ}$ , como se aprecia:

$$g_m \triangleq \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GS} = V_{GSQ}} = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) \quad (2.1.13)$$

en donde :  $g_{m0} = 2 \frac{I_{DM}}{V_P}$

Para deducir el valor de  $g_m$  a partir de la ecuación 2.1.11 b, procederemos primero a reescribir ésta en la siguiente forma:

$$I_D = I_{DM} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 - \frac{I_{DM} V_{GS}}{V_P} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^{1/2} \right]^2 \quad (2.1.14)$$

y por tanto:  $g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) \cdot \left\{ \frac{g_{m0}}{2} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^{1/2} \right]^2 + g_{m0} V_{GSQ} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^{1/2} \right] \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^{1/2} \frac{1}{V_P} \right] \right\}$

$$g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) - g_{m0} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^{1/2} \right] \left[ \frac{1}{2} - \left( \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^{1/2} \right] \quad (2.1.15)$$

ya que en general es deseable que  $V_{GSQ} \approx \frac{V_P}{2}$ , se tendrá en la ecuación (2.1.13):

$$\frac{g_m}{g_{m0}} \approx 0.5$$

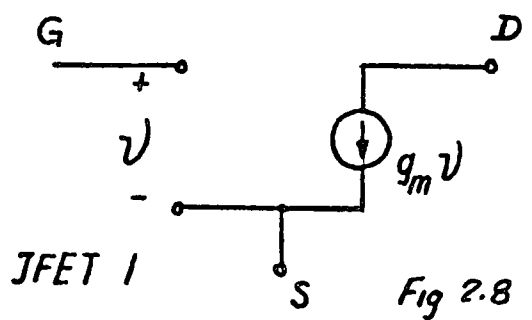
y en la ecuación (2.1.15):

$$\frac{g_m}{g_{m0}} = 0.5 - 0.5(1 - 0.707)(1 - 1.41) = 0.5 - 0.05 = 0.45$$

por lo que la diferencia entre los resultados de las ecuaciones (2.1.14) y (2.1.15) es de un 10% aprox., lo que es aceptable sobre todo si se considera que  $V_P$  varía de 5 a 1 en JFET'S del mismo tipo.

A esto se deberá agregar además el hecho de que un JFET tiene resistencia ohmica entre la fuente y el contacto exterior de ésta, lo cual actúa a manera de realimentación, linealizando la característica y haciéndola más parecida a una cuadrática que a una de 3/2.

En virtud de que la impedancia de entrada de un JFET es muy alta (equivalente a una unión P/N en inversa), el modelo lineal de primer orden es fácilmente deducible de las ecuaciones (2.1.12) y (2.1.13) y es el que se muestra.



$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DM}}{V_P}$$

Al considerar los efectos secundarios en el JFET, el modelo quedará:

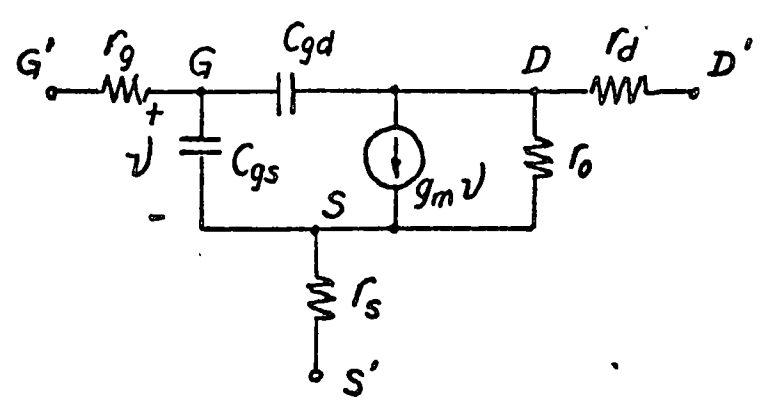


Fig 2.9  
JFET 2

En este modelo, se han agregado las siguientes componentes:

$r_g$  = resistencia ohmica entre la compuerta y su contacto (generalmente despreciable).

$r_d$  = resistencia ohmica entre el drenaje y un contacto.

$r_s$  = " " " la fuente " " "

$r_o$  = " debida al efecto de modulaci3n del canal.

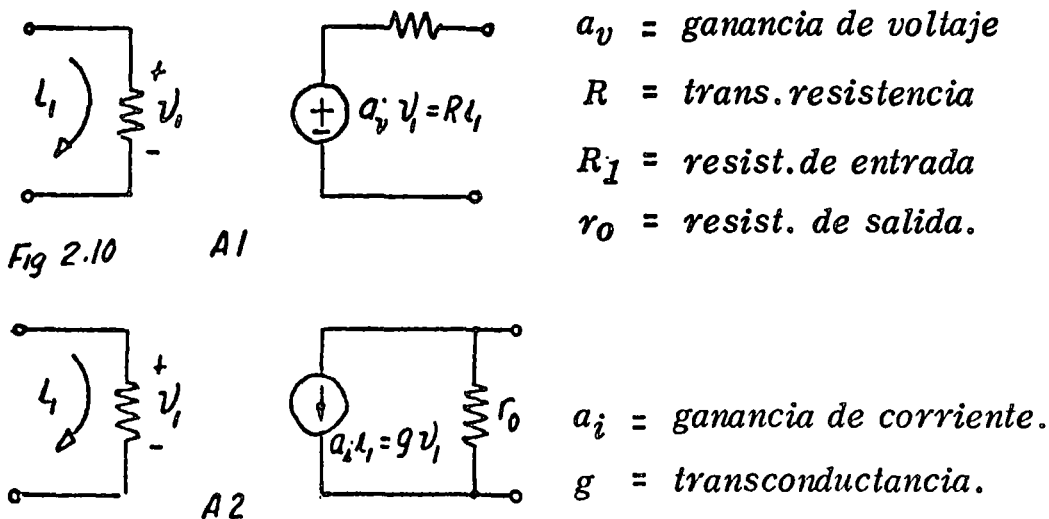
$C_{gd}$  = capacitancia de la uni3n, correspondiente a la secci3n del drenaje.

$C_{gs}$  = capacitancia de la uni3n, correspondiente a la secci3n de la fuente.

Por supuesto, cualquiera de las componentes del modelo pueden ser despreciables seg3n el caso a analizarse; por ejemplo a frecuencias medias,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  se pueden considerar fuera del modelo.

### c) Amplificadores.

En general consideraremos el modelo lineal de un amplificador en -- cualquiera de las siguientes formas (para frecuencias medias)



Obviamente, A1 y A2 son equivalentes; basta notar que el circuito de salida de uno es f3cilmente convertible al otro, de acuerdo con los teoremas de Norton y Thevenin.

Para frecuencias altas se suele aproximar la respuesta del amplificador solamente en la regi3n m3s cercana al polo dominante, y por tanto equivaldr3a a conectar una capacitancia equivalente en paralelo con  $R_1$ . Sin embargo no es prudente generalizar este caso, ni -- adelantar lo que se ver3 en el Cap3tulo II-4.

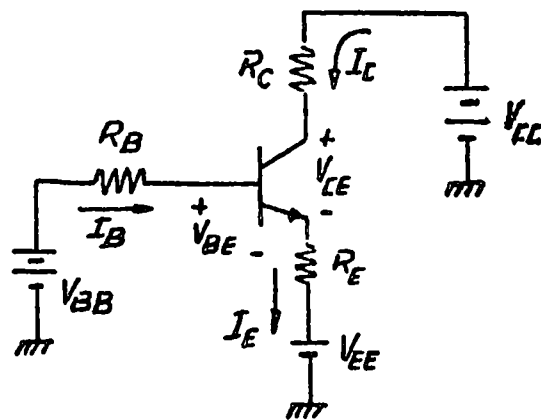
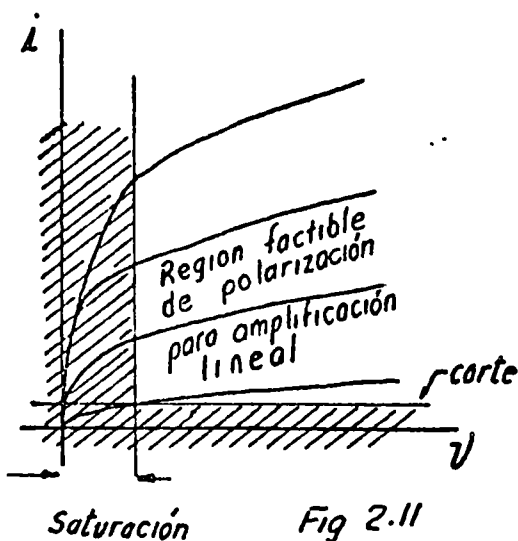
## 2.- POLARIZACION.

### 2.1) Propósitos.

Analizando los resultados obtenidos al desarrollar los modelos lineales del TBJ y el JFET (ecuación (2.1.9) por ejemplo), se advierte la existencia de una componente de C.D. en cuyo valor se basa la transconductancia del dispositivo. Estas corrientes y voltajes de C.D. son los valores de polarización (BIAS) del circuito, y es a partir de estos valores -- que se linealiza el modelo.

Los propósitos de polarizar al dispositivo en determinado "punto de operación" o punto Q ( $V_Q, I_Q$ ) son principalmente:

a) Asegurar la amplificación lineal de una señal en un rango determinado. De este propósito se deriva la evidente necesidad de escoger el punto de operación alejado de los estados de saturación y corte, como se muestra en la figura.



b) Operar con los valores de  $g_m, C_{\pi}, r_{\pi}$  etc. que sean más convenientes para el diseño. Por ejemplo, en un TBJ, se escogería una corriente pequeña para tener  $r_{\pi}$  alta. La determinación de estos valores no es fácil de hacer por el momento, haciéndose más evidente conforme avanza el curso.

### 2.2) Técnicas Básicas.

Existen multitud de técnicas de polarización, sobre todo cuando se interconectan varios dispositivos. Resultaría casi imposible mencionar todas las técnicas posibles, además de que conforme se avance en el curso

se irán ejemplificando técnicas más o menos complicadas. Por el momento se revisarán brevemente las técnicas más simples de polarización de un sólo TBJ o JFET.

a) Polarización Básica del TBJ.

La polarización básica del TBJ debe garantizar que la unión base-emisor esté polarizada en directa y la unión base-colector en inversa. De acuerdo con el teorema de Thevenin, en cada terminal del TBJ se tendrá una fuente equivalente y una resistencia equivalente, como se aprecia en la Figura 2.14, para un TBJ NPN. En este caso, se debe asegurar -- que:  $V_{CE} > 0$  ;  $V_{BE} > 0$

Es sencillo demostrar que dada una polarización ( $V_{CEQ}$ ,  $I_Q$ , etc.) ésta se puede lograr con el circuito de la figura 2.13 o con cualesquiera de los de la Figura 2.14 o cualquier combinación de resistencias y fuentes.

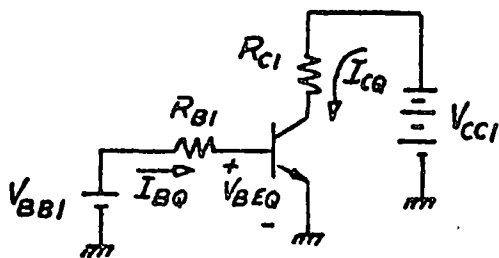


Fig 2.13

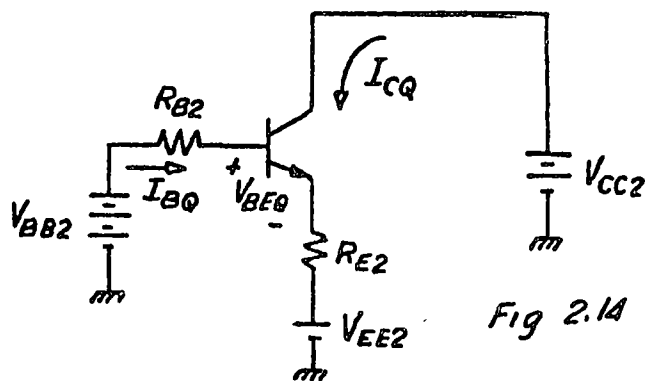


Fig 2.14

Para ilustrar esta afirmación, obtendremos los valores de  $R_{B1}$ ,  $V_{BB1}$ ,  $R_{C1}$ ,  $V_{CC1}$  para el circuito de la figura 2.13.

Para el circuito de la Figura 2.12, se tienen las siguientes relaciones:

$$I_{BQ} R_B + I_{EQ} R_E = V_{BB} - V_{BEQ} - V_{EE}$$

$$I_{EQ} = (\beta + 1) I_{BQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E - V_{EE}$$

y en el de la Figura 2.13.

$$I_{BQ} R_{B1} = V_{BB1} - V_{BEQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC1} - I_{CQ} R_{C1}$$

De ambos grupos de ecuaciones es fácil deducir que:

$$R_{B1} = R_B + (\beta + 1) R_E$$

$$R_{C1} = R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E$$

$$V_{BB1} = V_{BB} - V_{EE}$$

$$V_{CC1} = V_{CC} - V_{EE}$$

son valores factibles de diseño, sin embargo no son únicos, ya que se puede poner como condición por ejemplo:  $V_{CC1} = V_{BB1}$  (para emplear una sola fuente de voltaje). En ese caso, se deberá tener:

$$I_{BQ} R_{B1} = V_{CC1} - V_{BEQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC1} - I_{CQ} R_{C1}$$

Expresiones que comparadas con el primer grupo de ecuaciones nos da:

$$R_{B1} = R_B + (\beta + 1) R_E$$

$$R_{C1} = R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E - \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BB}}{I_{CQ}}$$

$$V_{CC1} = V_{BB1} = V_{BB} - V_{EE}$$

Es decir, que existe una infinidad de circuitos diferentes que -- pueden dar las mismas condiciones de polarización, o dicho de otra manera, existen infinidad de circuitos para polarizar a un TBJ en un punto de operación dado.

Sin embargo, existen algunas polarizaciones típicas que han demostrado ser sencillas, económicas y efectivas. A continuación describimos algunas de estas.



i) Polarización por Base.

El circuito mostrado abajo tiene este tipo de polarización. Tiene la ventaja de ser sencillo y en la mayoría de las ocasiones se hace

para emplear una sola batería. De un análisis del circuito se puede observar que (para silicio):

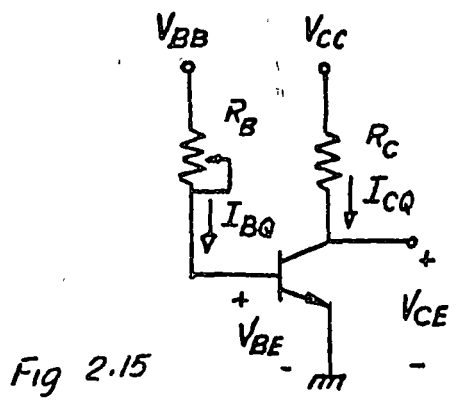


Fig 2.15

$$I_{CQ} = \beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B} \quad (2.2.1a)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (2.2.1b)$$

Debido a que  $\beta$  es un factor muy variable de un TBJ a otro, -- además de variar con la temperatura, es evidente que este circuito no se deberá emplear en un diseño para producción en serie o en el que se vayan a tener cambios de temperatura apreciables. En general  $R_B$  es un reóstato, con el cual se ajusta sobre la marcha el valor de  $I_{CQ}$  y  $V_{CEQ}$

Una medida común de qué tan buena o mala es una polarización -- es la sensibilidad del punto de operación respecto a los parámetros más variables del circuito. Para definir la sensibilidad, recordemos que la variación de una función respecto a sus parámetros se puede expresar alrededor de un punto dado (linealización) de la siguiente forma:

$$df(x, y, z, \dots) = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_f dx + \frac{\partial f}{\partial y} \Big|_f dy + \frac{\partial f}{\partial z} \Big|_f dz + \dots \quad (2.2.2a)$$

$$f_i = f(x_i, y_i, z_i, \dots) \quad (2.2.2b)$$

La expresión se puede poner en la siguiente forma:

$$\frac{df}{f} = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_f \frac{dx}{x_i} \frac{x_i}{f_i} + \frac{\partial f}{\partial y} \Big|_f \frac{dy}{y_i} \frac{y_i}{f_i} + \dots \quad (2.2.3)$$

Definiremos ahora la sensibilidad de la función  $f$  respecto al parámetro  $p$  como:

$$S_f^p \triangleq \frac{\partial f}{\partial p} \Big|_f \frac{p_i}{f_i} \quad (2.2.4)$$

Por lo tanto:

$$\frac{df}{f} = S_f^x \frac{dx}{x_1} + S_f^y \frac{dy}{y_1} + S_f^z \frac{dz}{z_1} + \dots \quad (2.2.5)$$

La sensibilidad se interpreta comunmente como la variación relativa de un parámetro, y se acostumbra escribir y definir como:

$$S_f^p = \frac{\frac{dp}{p}}{\frac{df}{f}} = \frac{d \ln(p)}{d \ln(f)} \quad (2.2.6)$$

Sin embargo, esta última definición puede ser engañosa si no se interpreta el origen de su definición.

Observando la fórmula (2.2-5), es posible deducir que la variación relativa de  $f$  será primordialmente debida a aquellos elementos a los que sea más sensitiva ( $S_f^p$  mayor), y a aquellos que cambien más ( $\frac{dp}{p}$ ). Debido a esto, no se acostumbra hacer un análisis que incluya a todas las variables de la función, sino solo aquellas que se estimen más influyentes, ya que de cualquier forma la mayoría de las veces se desea minimizar variaciones importantes.

Si se desea conocer la sensibilidad de una función respecto a una variable, se puede hacer por métodos indirectos. Para explicar esto aprovecharemos otra definición:

$$S_f^p = S_f^q S_q^p$$

Esto es fácil de probar, ya que:

$$\frac{df}{dp} = \frac{df}{dq} \cdot \frac{dq}{dp}$$

Entonces, si se conoce la sensibilidad de una función respecto a un parámetro y la de éste respecto a un segundo, se podrá conocer la sensibilidad de la función respecto a este último, según se apreció en (2.2-7).

Aprovecharemos ahora para hallar las sensibilidades de  $I_{CQ}$ :

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} = -\frac{\beta}{R_B} \frac{V_{BEQ}}{V_{BB} - V_{BEQ}} \frac{R_B}{\beta} = -\frac{V_{BEQ}}{V_{BB} - V_{BEQ}}$$

evidentemente si  $V_{BB} \gg V_{BEQ}$ ,  $S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} \rightarrow 0$

por lo que en general se busca esta desigualdad casi siempre. Por otro lado,  $V_{BEQ}$  depende de la temperatura ( $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  aprox.), por lo tanto este dato se podrá considerar si se desea hallar la variación total de  $I_{CQ}$  respecto a la temperatura.

$$S_{I_{CQ}}^{\beta} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B} \frac{\beta}{\beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B}} = 1$$

Este es un valor alto de sensibilidad y además esta sensibilidad es inalterable en este circuito. Es por esta sensibilidad que este circuito es poco empleado en las condiciones ya mencionadas. Siendo variable  $\beta$  respecto a la temperatura, esta variación se deberá conocer para ver la variación total de  $I_{CQ}$  respecto a la temperatura.

$$S_{I_{CQ}}^{R_B} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{-R_B^2} \frac{R_B}{\frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B}} = -1$$

y las conclusiones son similares que para el caso de  $\beta$ .

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BB}} = \frac{1}{R_B} \frac{V_{BB}}{\frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B}} = \frac{V_{BB}}{V_{BB} - V_{BEQ}}$$

en cuyo caso también se minimiza si  $V_{BEQ} \ll V_{BB}$

Por lo tanto la variación fraccional total de  $I_{CQ}$  respecto a variaciones en los parámetros del circuito serían:

$$\frac{dI_{CQ}}{I_{CQ}} = S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} \frac{dV_{BEQ}}{V_{BEQ}} + S_{I_{CQ}}^{\beta} \frac{d\beta}{\beta} + S_{I_{CQ}}^{R_B} \frac{dR_B}{R_B} + S_{I_{CQ}}^{V_{BB}} \frac{dV_{BB}}{V_{BB}}$$

Para dar una idea de las magnitudes, pondremos un ejemplo:

$$V_{BB} = 10 \text{ V} \pm 10 \% \quad \beta = 50 - 150 \text{ (típica } 80)$$

$$V_{BEQ} = 0.7 \text{ V} \pm 1 \% \quad R_B = 100 \text{ K} \pm 20 \%$$

por tanto:

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} = \frac{0.7}{9.3} = 0.075$$

$$S_{I_{CQ}}^{R_B} = 1$$

$$S_{I_{CQ}}^{\beta} = 1$$

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BB}} = \frac{10}{9.3} = 1.04$$

$$\frac{dV_{BB}}{V_{BB}} = 0.1$$

$$\frac{dR_B}{R_B} = 0.2$$

$$\frac{d\beta}{\beta} = \frac{100}{80} = 1.25$$

$$\frac{dV_{BEQ}}{V_{BEQ}} = 0.01$$

En el peor de los casos:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{CQ}}{I_{CQ}} &= 0.075 \times 0.01 + 1 \times 1.25 + 1 \times 0.2 + 1.04 \times 0.1 = \\ &= 0.00075 + 1.25 + 0.2 + 0.104 = 1.55475 \end{aligned}$$

y como es evidente, la variación más importante es la debida a  $\beta$  siguiendo la variación en  $R_B$  y  $V_{BB}$  y despreciándose la de  $V_{BEQ}$ . Nótese que las variaciones han sido todas sumadas para dar un peor caso, ya que es posible que algunas variaciones se cancelen entre sí.

La adición de una resistencia en el emisor mejora mucho la sensibilidad de la polarización, a expensas de aumento en costo y disminución en  $V_{CEQ}$ . La mejora en sensibilidad es debida a que la resistencia en el emisor es una realimentación, como se hará evidente en un capítulo posterior.

El circuito básico quedará modificado, como se aprecia en la Figura 2.16a.

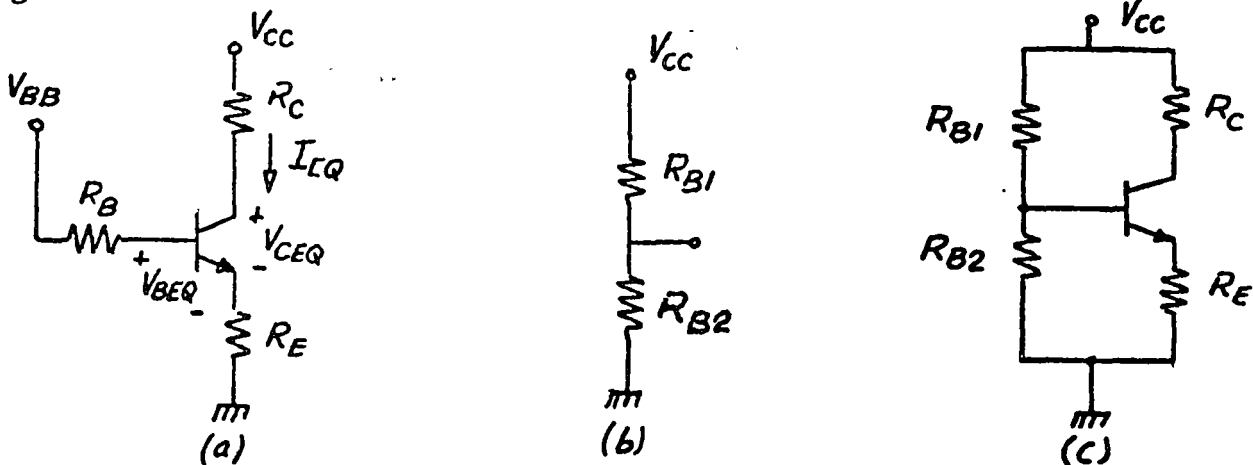


Fig 2.16

Para este circuito:

$$\left. \begin{aligned} I_{CQ} &= \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} \\ V_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) \end{aligned} \right\} (2.2.8)$$

Analizando la sensibilidad de  $I_{CQ}$  respecto a sus parámetros - estará dada por:

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} = \frac{-\beta}{R_B + \beta R_E} \frac{V_{BEQ}}{\beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + \beta R_E}} = - \frac{V_{BEQ}}{V_{BB} - V_{BEQ}}$$

Esta sensibilidad tiende a cero si  $V_{BB} \gg V_{BEQ}$ , lo cual es común. La sensibilidad respecto a  $V_{BB}$  será igual que en el caso anterior.

$$\begin{aligned} S_{I_{CQ}}^{\beta} &= \left\{ \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + \beta R_E} + \beta (V_{BB} - V_{BEQ}) \left[ \frac{-R_E}{(R_B + \beta R_E)^2} \right] \right\} \frac{\beta}{\beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + \beta R_E}} \\ &= 1 - \frac{\beta R_E}{R_B + \beta R_E} = \frac{R_B}{R_B + \beta R_E} = \frac{1}{1 + \beta \frac{R_E}{R_B}} \end{aligned}$$

Aquí se puede apreciar que si  $\beta R_E \gg R_B$ , la sensibilidad se minimiza, lo cual es una enorme mejora respecto al circuito anterior, en el que  $R_E = 0$

$$S_{I_{CQ}}^{R_B} = \beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{(R_B + \beta R_E)^2} (-1) \frac{R_B}{\beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + \beta R_E}} = \frac{-R_B}{R_B + \beta R_E} = \frac{-1}{1 + \beta \frac{R_E}{R_B}}$$

con las mismas conclusiones que para  $S_{I_{CQ}}^{\beta}$

$$S_{I_{CQ}}^{R_E} = \beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{(R_B + \beta R_E)^2} (-\beta) \frac{R_E}{\beta \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + \beta R_E}} = \frac{-\beta R_E}{R_B + \beta R_E} = \frac{-1}{\frac{R_B}{\beta R_E} + 1}$$

$S_{I_{CQ}}^{R_E}$  es por tanto inversamente proporcional respecto a  $R_E$ .

Para ilustrar la mejora respecto al caso anterior, añadiremos -

una resistencia de  $10K \pm 20\%$ , en cuyo caso se tendrá:

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} = 0.075 \quad ; \quad \frac{dV_{BEQ}}{V_{BEQ}} = 0.01 \quad S_{I_{CQ}}^{V_{BB}} = 1.04 \quad ; \quad \frac{dV_{BB}}{V_{BB}} = 0.1$$

$$S_{I_{CQ}}^{\beta} = 0.11 \quad ; \quad \frac{d\beta}{\beta} = 1.25 \quad S_{I_{CQ}}^{R_B} = -0.11 \quad ; \quad \frac{dR_B}{R_B} = 0.2$$

$$S_{I_{CQ}}^{R_E} = 0.9 \quad ; \quad \frac{dR_E}{R_E} = 0.2$$

Para un peor caso:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{CQ}}{I_{CQ}} &= (0.075)(0.01) + (0.11)(1.25) + (0.9)(0.2) + (1.04)(0.1) + (0.11)(0.2) \\ &= 0.00075 + 0.137 + 0.18 + 0.104 + 0.022 \approx 0.44 \end{aligned}$$

La mejora es de casi 4 veces, razón por la cual este circuito es preferido.

Sin embargo, por razones de economía, se acostumbra usar una sola batería, por lo cual el conjunto  $V_{BB}$  y  $R_B$  se reemplaza por un circuito como el que se muestra en la Figura 2.16, de forma que  $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$  y  $V_{BB} = V_{CC} \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ . En la Figura 2.17 se presenta el circuito total en su forma más usual.

ii) Autopolarización.

Este circuito se muestra en la Figura 2.18; basa su buen funcionamiento en la realimentación de colector a base.

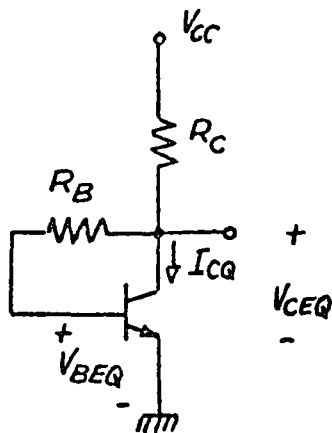


Fig 2.17

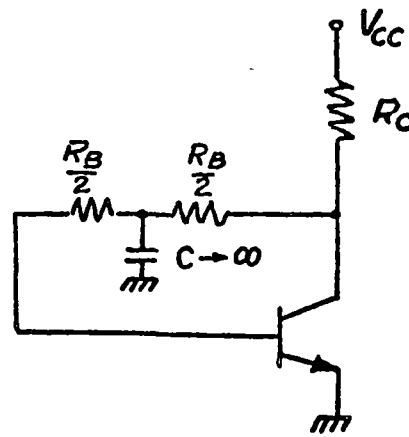


Fig 2.18

Para este circuito:

$$I_{CQ} \doteq \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_C + \frac{R_B}{\beta}} \quad (2.2.11 a)$$

$$V_{CEQ} \doteq V_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (2.2.11 b)$$

Este circuito es muy usado por estable. Analizando su sensibilidad:

$$S_{I_{CQ}}^{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{\left(R_C + \frac{R_B}{\beta}\right)^2} (-1) \frac{R_C}{\frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_C + \frac{R_B}{\beta}}} = \frac{-R_C}{R_C + \frac{R_B}{\beta}} = \frac{-1}{1 + \frac{R_B}{\beta R_C}}$$

$$S_{I_{CQ}}^{R_C} \rightarrow 0 \text{ para } R_B \gg \beta R_C$$

$$S_{I_{CQ}}^{R_B} = \frac{-1}{\beta + \frac{R_B}{R_C}} \rightarrow 0 \text{ para } \beta \text{ grande y } R_B \gg R_C$$

$$S_{I_{CQ}}^{\beta} = \frac{1}{\beta \frac{R_C}{R_B} + 1} \rightarrow 0 \text{ para } \beta R_C \gg R_B$$

$$S_{I_{CQ}}^{V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BEQ}} \rightarrow 0 \text{ para } V_{CC} \ll V_{BEQ}$$

$$S_{I_{CQ}}^{V_{BEQ}} = \frac{-V_{BEQ}}{V_{CC} - V_{BEQ}} \rightarrow 0 \text{ para } V_{CC} \gg V_{BEQ}$$

Evidentemente existe un óptimo entre los compromisos más importantes:

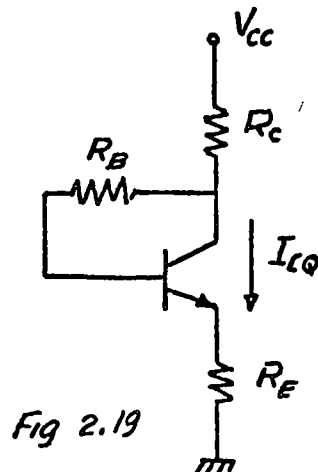
$$S_{I_{CQ}}^{\beta} \quad \text{y} \quad S_{I_{CQ}}^{R_B \text{ o } R_C}$$

Sin embargo, dado que  $\beta$  varía mucho más que  $R_B$  o  $R_C$ , se debe tener en general a que  $\beta R_C > R_B$

Como se mencionó anteriormente, y se explicará mejor poste-

riormente, este circuito tiene realimentación a través de  $R_B$ . Para evitar que esta realimentación en C.D. afecte en C.A., se acostumbra conectar un capacitor grande, como se muestra en la Figura . .

A este tipo de polarización se le puede agregar otra realimentación, al incluir también una resistencia en el emisor, como se muestra en la Figura 2.19.



En este caso, dada la doble realimentación se pensaría que la -- sensibilidad de la polarización debe mejorar; sin embargo no es así, ya que la corriente de polarización está dada por:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_C + R_E + \frac{R_B}{\beta}} \quad (2.2.12)$$

De lo que se puede deducir que haciendo  $R'_C = R_C + R_E$ , los resultados serán idénticos a aquellos deducidos de (2.2-11).

Esta polarización es sin embargo efectiva, cuando se consideran los efectos de  $I_{CQ}$ , los cuales hemos despreciado para circuitos de pequeña señal, pero que deberán ser considerados para circuitos de gran señal, debido al incremento de temperatura cuando circulan grandes corrientes.

### iii) Espejo de Corriente.

Esta polarización tiene grandes atractivos, ya que permite compensar por temperatura, minimizando además la dependencia de la polarización de  $\beta$ . Es muy empleada en circuitos integrados. Su forma fundamental se aprecia en el circuito de la Figura 2.20. En él se han conectado transistores como diodos, siendo todos los transistores idénticos. Esto en circuitos integrados es posible de hacer simplemente variando el área del emisor en uno de ellos respecto al otro. El efecto resultante es que la del TBJ como diodo y del TBJ a polarizarse tienen una relación conocida.



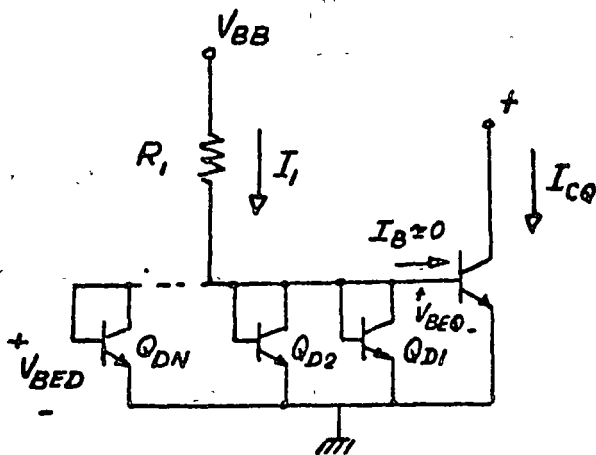


Fig 2.20

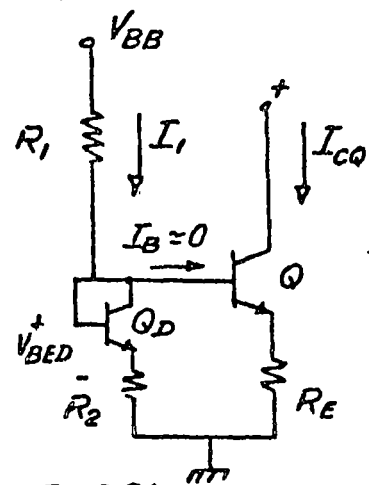


Fig 2.21

Del análisis del circuito se obtiene (considerando  $I_1 \gg I_B$ )

$$I_1 = \frac{V_{BB} - V_{BED}}{R_B} \quad (2.2.13a)$$

$$I_{CQ} = n I_1 \quad (2.2.13b)$$

en donde  $n =$  número de diodos, considerando que  $I_{ES}$  es la misma para todos los TBJ'S. Sin embargo, si sólo se tiene un diodo con  $I_{ESD}$  y el TBJ a polarizarse con  $I_{EST}$ , la relación (2.2-13b) se escribirá:

$$I_{CQ} = \frac{I_{EST}}{I_{ESD}} I_1 \quad (2.2.13c)$$

Sin embargo, no es sencillo ni aconsejable tener  $n > 5$ . Este circuito - casi no depende de  $\beta$  ( $S_{I_{CQ}} \approx 0$ ) pero depende mucho de  $I_{ES}$  (o sea de  $V_{BEQ}$ ), el cual varía con la temperatura a razón de aprox.  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Considerando que la variación de la resistencia con la temperatura es positiva, se pensó en el circuito de la Figura 2.21, el cual tiene además la ventaja de depender mucho más de una relación de resistencias, como se aprecia al analizar el circuito, obteniendo:

$$I_D = \frac{V_{BB} - V_{BED}}{R_1 + R_2} \quad (2.2.14a)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BED} - V_{BEQ}}{R_E} + I_D \frac{R_2}{R_E} \quad (2.2.14b)$$

de la ecuación (2.2-14b), se puede apreciar que para transistores parecidos,  $V_{BED} - V_{BEQ} < 60 \text{ mV}$ , por lo que se puede aproximar por:

$$I_{CQ} \approx I_D \frac{R_2}{R_E} \quad (2.2.14c)$$

En esta última ecuación se aprecia que  $I_{CQ}$  depende básicamente del valor de  $R_E$ , ya que:

$$\sum_{I_{CQ}}^{R_E} = -1 \quad ; \quad \sum_{I_{CQ}}^{R_1} = - \sum_{I_{CQ}}^{R_2} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow 0 \text{ para } R_2 \gg R_1$$

La dependencia de  $V_{BE}$  es en este circuito mucho menor.

Otro circuito que emplea la misma idea es el que se muestra en la Figura 2.22.

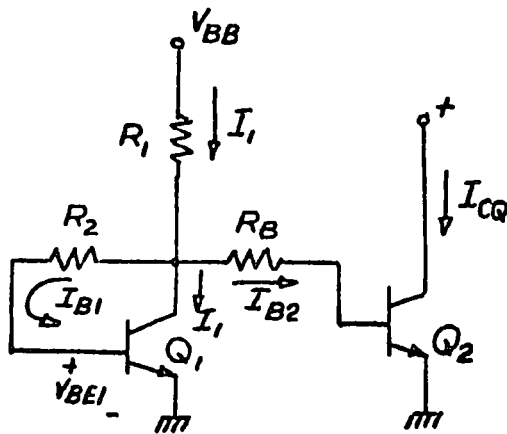


Fig 2.22

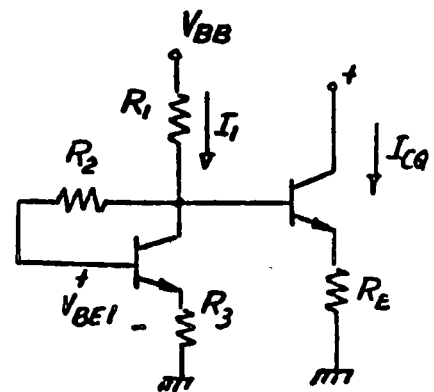


Fig 2.23

En este circuito la relación es aprox.:

$$I_1 \approx \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_1 + \frac{R_2 \parallel R_B}{\beta}} \quad (2.2.15a)$$

$$I_{CQ} \approx I_1 \frac{R_2}{R_B} \quad (2.2.15b)$$

La diferencia con el circuito anterior es la inclusión de  $\beta$ , cuyo coeficiente de temperatura es positivo, pero la sensibilidad de  $I_{CQ}$  respecto a  $\beta$  se puede hacer pequeña, cancelando las variaciones respecto a  $R_B$  (parecidas a las de  $R_E$  en el caso anterior), ya que:

$$S_{I_{CQ}}^{\beta} \approx \frac{1}{\frac{\beta R_1}{R_2 \parallel R_B} + 1} \rightarrow 0 \text{ para } \beta R_1 \gg R_2 \parallel R_B$$

Finalmente, el circuito de la figura 2.23 es una combinación de las dos anteriores, en el cual se puede optimizar para un mínimo de variación de  $I_{CQ}$  respecto a la temperatura, cancelando con las variaciones positivas de  $\beta$  y las resistencias, y la variación negativa de  $V_{BE}$ .

Para este circuito:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta}} \quad (2.2.16a)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_E} + I_D \frac{R_2 + \frac{R_1}{\beta}}{R_E} \quad (2.2.16b)$$

$$\begin{aligned} S_{I_{CQ}}^{\beta} &= \left[ \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{(R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta})^2} \frac{R_2 + \frac{R_1}{\beta}}{R_E} \left( \frac{R_2}{\beta^2} \right) + \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta}} \left( \frac{-R_1}{R_E} \right) \frac{1}{\beta^2} \right] \frac{\beta}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta}} \frac{R_2 + \frac{R_1}{\beta}}{R_E} \\ &= \frac{\frac{R_2}{\beta}}{R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta}} - \frac{\frac{R_1}{\beta}}{R_2 + \frac{R_1}{\beta}} = \frac{R_2}{\beta R_1 + \beta R_3 + R_2} - \frac{R_1}{\beta R_2 + R_1} \\ &= \frac{\beta R_2^2 + R_1 R_2 - \beta R_1^2 - \beta R_3 R_1 - R_1 R_2}{[\beta(R_1 + R_3) + R_2](\beta R_2 + R_1)} = \frac{R_1^2 + R_2^2 + R_1 R_3}{(R_1 + R_3 + \frac{R_2}{\beta})(\beta R_2 + R_1)} \end{aligned}$$

$$S_{I_{CQ}}^{R_E} = -1$$

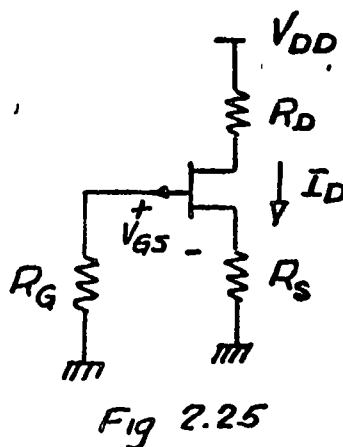
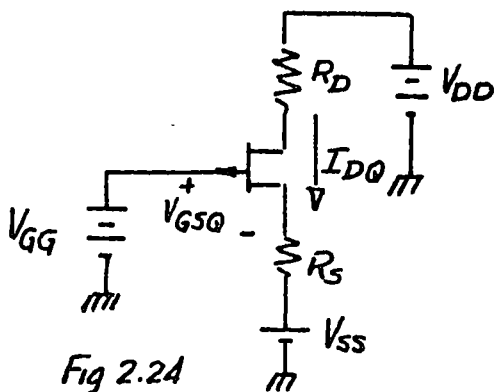
$$\therefore S_{I_{CQ}}^{R_E} S_{R_E}^T \frac{dT}{T} + S_{I_{CQ}}^{\beta} S_{\beta}^T \frac{dT}{T} \rightarrow 0 \quad (2.2.17)$$

conociendo  $S_{RE}^T$  y  $S_{\beta}^T$  se pueden escoger valores para que (2.2-17) sea mínima.

Existen aún más formas de polarizar a un TBJ, todas con los objetivos básicos expuestos en la sección 2.1, las cuales no serán revisadas en este libro.

b) Polarización Básica del JFET.

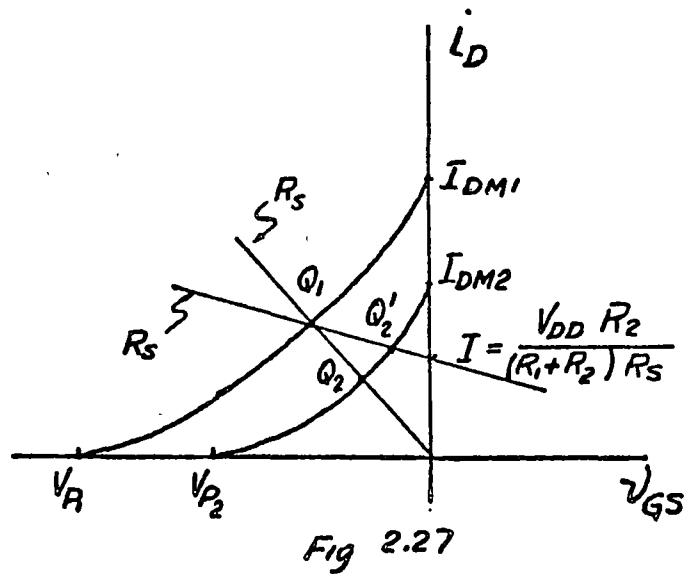
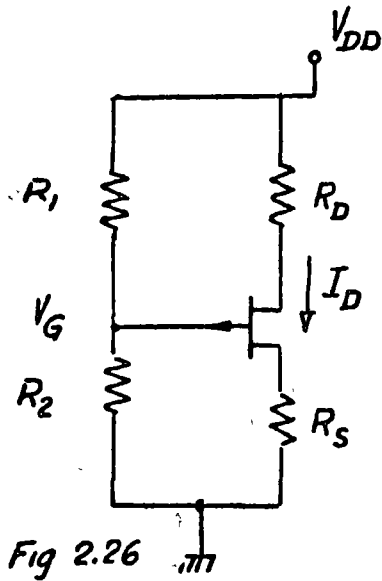
Como es evidente de la característica, para un JFET canal N, la compuerta debe ser polarizada negativamente respecto a la fuente, y el drenaje positivo respecto a ambas. Por otro lado, la corriente de compuerta es prácticamente cero, por lo que el circuito general de polarización del JFET sería como el que se muestra en la Figura 2.24



Nótese que a la compuerta se conecta una fuente de voltaje, y esto es porque se considera a aquella como un circuito abierto con lo cual -- ninguna resistencia en serie tendría efecto alguno.

De idéntica manera que para el TBJ, es posible demostrar que -- de este circuito general se puede derivar la mayoría de los circuitos de polarización de JFET. Por ejemplo, al circuito de la Figura 2.25 se le denomina de autopolariación, y en él:  $V_{GSQ} = -I_{DQ} R_S$ . La resistencia  $R_G$  se conecta sólo con el objeto de ofrecer una alta impedancia de entrada a -- una fuente conectada a la compuerta, pero dado que  $I_{GQ} \approx 0$ , la relación anterior es válida.

Otra forma de polarizar sería, para un canal P por ejemplo, como se muestra en la Figura 2.26



En este caso:

$$V_G = \frac{V_{DD} R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.2.18a)$$

$$V_S = I_{DQ} R_S \quad (2.2.18b)$$

$$V_{GS} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{DQ} R_S \quad (2.2.18c)$$

La conveniencia o inconveniencia de una polarización cualquiera dependerá también para el JFET de la sensibilidad de su punto de operación respecto a sus parámetros más variables:  $V_P$  e  $I_{DM}$ , sobre todo el primero.

Considerando la ley cuadrática del JFET, se debe tener que:

$$I_{DQ} \approx I_{DM} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2 \quad (2.2.19a)$$

$$V_{GSQ} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DM}}}\right) \quad (2.2.19b)$$

Por lo tanto, de las ecuaciones (2.2-19), y de la que describe al circuito de la Figura 2.26,  $-I_{DQ} R_S = V_{GSQ}$  se puede deducir:

$$\frac{I_{DQ}}{I_{DM}} = \frac{\alpha}{2} \left[2 + \alpha - \sqrt{4\alpha + \alpha^2}\right] \quad (2.2.20)$$

en donde:

$$\alpha = \frac{V_P}{I_{DM} R_S}$$

y de la ecuación (2.2-20) se puede obtener:

$$\frac{S_{I_{DQ}}^{\alpha}}{I_{DM}} = 1 - \frac{\alpha}{\sqrt{4\alpha + \alpha^2}} \quad (2.2.21a)$$

y de aquí, de acuerdo con (2.2-7):

$$\left. \begin{aligned} \frac{S_{I_{DQ}}^{V_P}}{I_{DM}} &= \frac{S_{I_{DQ}}^{\alpha}}{I_{DM}} S_{\alpha}^{V_P} & ; & \quad S_{I_{DQ}}^{I_{DM}} = \frac{S_{I_{DQ}}^{\alpha}}{I_{DM}} S_{\alpha}^{I_{DM}} \\ S_{I_{DQ}}^{\alpha} &= S_{I_{DM}}^{\alpha} - \frac{S_{I_{DQ}}^{\alpha}}{I_{DM}} = \frac{\alpha}{\sqrt{4\alpha + \alpha^2}} \end{aligned} \right\} (2.2.21b)$$

Evidentemente, la variación de  $I_{DQ}$  respecto a  $V_P$ ,  $I_{DM}$  y  $R_S$  es grande, y se minimiza haciendo  $\alpha$  pequeña ( $R_S$  muy grande), lo cual es en general impráctico para valores comerciales (es decir, por lo pronto,  $|V_{GS}| < |V_P|$  para que el JFET funcione como elemento activo, de lo cual  $\alpha < 1$  siempre!). La variación enorme del punto de operación se puede apreciar gráficamente en la figura

Para el circuito de la Figura 2.26, la variación de  $I_{DQ}$  se puede hacer mucho menor, como se aprecia también en la Figura 2.27. Sin embargo, la posición del punto de operación respecto a sus límites de excursión ( $I_{DM}$  y  $V_P$ ) ha sido grandemente alterada, así como la transconductancia del circuito. Así es que la autopolarización resulta en general muy conveniente.

$$S_{g_m}^{\alpha} = S_{g_m}^{I_{DQ}} S_{I_{DQ}}^{\alpha} = \frac{\alpha}{\sqrt{4\alpha + \alpha^2}} \frac{1}{\frac{I_{DM}}{\alpha I_{DQ}} + 1} \quad (2.2.22)$$

como es evidente de la ecuación (2.2-22), la sensibilidad de  $g_m$  respecto a  $\alpha$  es menor que la de  $I_{DQ}$  respecto a ésta.

### 2.3) Polarización de circuitos en cascada.

Cuando se conectan varios circuitos de uno o más transistores en cascada, se pueden acoplar de las formas mencionadas en II-4. Cuando el acoplamiento es resistivo, o a través de una inductancia en serie, las polarizaciones de ambos circuitos, el anterior y el posterior, interactúan.

El análisis de estos casos será tratado en el transcurso de los siguientes capítulos, siempre tomando en cuenta el hecho de que el circuito alrededor de un transistor se puede expresar de la forma general dada en las figuras 2.12 y 2.24.

### 3.- CONFIGURACIONES BASICAS.

Ya sea con un transistor o con una combinación de éstos, se pueden obtener circuitos que amplifiquen voltaje o corriente, que tengan una mayor o menor impedancia de entrada o de salida, etc. A continuación describimos algunas de estas combinaciones, las más empleadas, especificando sus ventajas y desventajas. Todo esto se hará a frecuencias medias, es decir aquéllas en las que los capacitores e inductores no cuentan.

Para esto, sin embargo, primero definiremos los cuatro tipos de función de transferencia y sus características ideales.

Siendo dos las variables que se manejan comunmente: voltaje ( $v$ ) y corriente ( $i$ ), es posible tener 4 combinaciones entrada-salida de la siguiente forma: (salida =  $S_o$ , entrada =  $S_i$ ).

$$v_o/v_i = a_v = \text{ganancia de voltaje (sin unidades)} \quad (2.3.1a)$$

$$v_o/i_i = r_m = \text{transresistencia } (\Omega) \quad (2.3.1b)$$

$$i_o/i_i = a_i = \text{ganancia de corriente (sin unidades)} \quad (2.3.1c)$$

$$i_o/v_i = g_m = \text{transconductancia } (\mathcal{U}) \quad (2.3.1d)$$

Cualquiera de estas cuatro funciones podrá interesarnos en un caso dado. Sin embargo, siendo que el voltaje y la corriente están relacionados por la ley de Ohm, conociendo las resistencias de entrada ( $R_i$ ) y salida ( $R_o$ ) de un amplificador dado, se puede deducir que, sin carga:

$$a_i = a_v \frac{R_i}{R_o} = \frac{r_m}{R_o} = g_m R_i \quad (2.3.2a)$$

$$a_v = a_i \frac{R_o}{R_i} = \frac{r_m}{R_i} = g_m R_o \quad (2.3.2b)$$

$$r_m = a_v R_i = a_i R_o = g_m R_o R_i \quad (2.3.2c)$$

$$g_m = \frac{a_v}{R_o} = \frac{a_i}{R_i} = \frac{r_m}{R_o R_i} \quad (2.3.2d)$$

Considerando que en el caso de que se busque una función de ---

transferencia dada, se buscará obtener la mayor transferencia a una carga cualquiera, las características ideales serán:

a) a la entrada:

corriente

$$R_i \rightarrow 0$$

para que toda la corriente entre al amplificador y no se pierda en derivaciones.

voltaje

$$R_i \rightarrow \infty$$

(o sea un ampermetro ideal).  
o sea un voltmetro ideal que no "carga" al circuito.

b) a la salida:

corriente

$$R_o \rightarrow \infty$$

para tener una fuente de corriente ideal.

voltaje

$$R_o \rightarrow 0$$

para tener una fuente de voltaje ideal.

Las cuatro configuraciones ideales se muestran en la figura 2.28. Sin embargo, la configuración real será siempre como la que se muestra en la figura

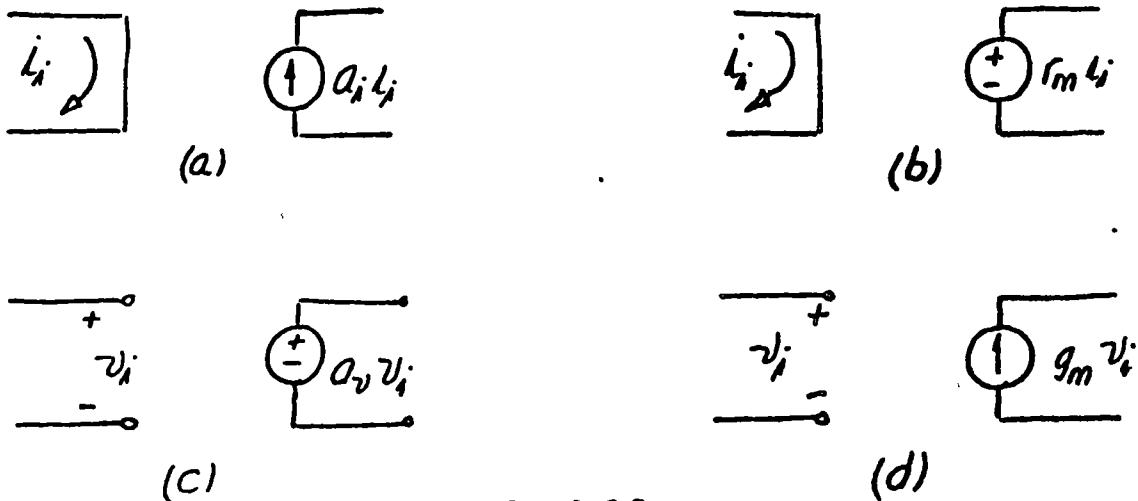


Fig 2.28

Como se puede deducir de las condiciones anteriores, y las ecuaciones (2.3.2), para una buena ganancia de corriente, la ganancia de voltaje es pésima, y así en general:



Resulta / Especif.	$a_v$	$r_m$	$a_i$	$g_m$
$a_v$	Buena	Buena	Mala	Mala
$r_m$	Buena	Buena	Mala	Mala
$a_i$	Mala	Mala	Buena	Buena
$g_m$	Mala	Mala	Buena	Buena

Fig 2.29

### 3.1.- Configuraciones básicas de un solo dispositivo.

Dada cualquier polarización, y una vez establecido que el transistor (JFET o TBJ) se encuentra en una zona de operación activa, se procede de la siguiente forma:

- i) se calculan los valores de los parámetros del transistor ( $g_m$ ,  $r_{\pi}$ , etc.)
- ii) se sustituye el transistor por su modelo lineal.
- iii) se consideran en corto circuito todas las baterías y en circuito -abierto todas las fuentes de corriente constante.

De manera que se está empleando el teorema de superposición, -lo que se hizo evidente desde la sección II-1.

a) TBJ. - Efectuando lo anteriormente descrito, el circuito general de un TBJ (Fig. 2.12) quedará como se aprecia en la figura 2.30, empleando el modelo TBJ3 con  $C_{\pi} = C_{\mu} = 0$

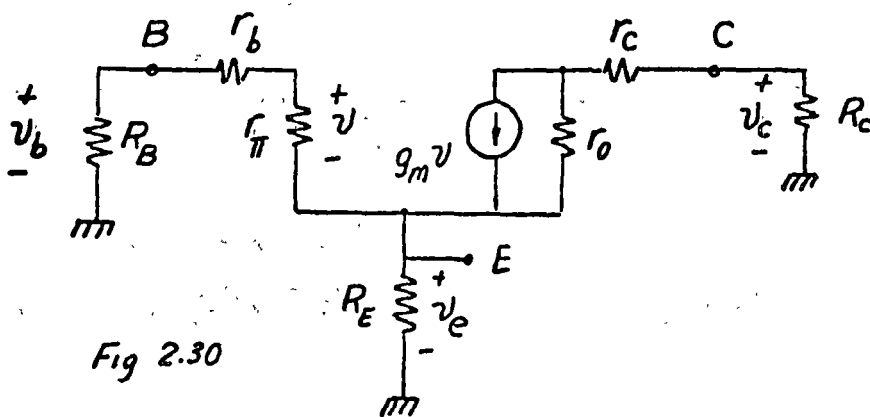


Fig 2.30

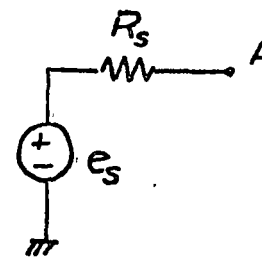


Fig 2.31

Un generador como el de la figura 2.31 , el cual incluye una - resistencia de salida  $R_s$  , puede ser conectado a la base, al emisor o al - colector del TBJ, a través de un acoplamiento que no afecte la polarización (ejemplo: un capacitor muy grande en serie con  $R_s$  ), y cuyo efecto no sea notorio a frecuencias medias. Acto seguido, el análisis simple de un cir- cuito lineal seguiría para finalmente hallar las relaciones de transferencia más útiles en el circuito.

i) Entrada por Base.

Las ecuaciones (2.3.3) describen al circuito en este caso.

$$\frac{e_s - v_b}{R_s} = \frac{v_b}{R_B} + \frac{v}{r_\pi} \tag{2.3.3a}$$

$$\frac{v_e}{R_e} = \frac{v}{r_\pi} + g_m v + \frac{1}{r_o} \left[ \frac{v_c}{R_c} (R_c + r_c) - v_e \right] \tag{2.3.3b}$$

$$g_m v + \frac{1}{r_o} \left[ \frac{v_c}{R_c} (R_c + r_c) + v_e \right] + \frac{v_c}{R_c} = 0 \tag{2.3.3c}$$

$$v_e + \frac{v}{r_\pi} (r_\pi + r_b) = v_b \tag{2.3.3d}$$

De las cuatro ecuaciones anteriores, se pueden obtener las siguien- tes relaciones:

$$\frac{v_e}{e_s} = \frac{R'_s}{R_s} R_e \frac{(\beta + 1) r_o + R_c + r_c + R_e}{\beta r_o R_e + (r_o + R_c + r_c + R_e) (r_\pi + r_b + R'_s + R_e)} \tag{2.3.4a}$$

$$\frac{v_b}{e_s} = \frac{R'_s}{R_s} \left[ 1 - \frac{R'_s (r_o + R_c + r_c + R_e)}{\beta r_o R_e + (r_o + R_c + r_c + R_e) (r_\pi + r_b + R'_s + R_e)} \right] \tag{2.3.4b}$$

$$\frac{v_c}{e_s} = \frac{R_c^2}{(R_c + r_c + r_o) [\beta r_o R_e + (r_o + R_c + r_c + R_e) (r_\pi + r_b + R'_s + R_e)]} - \frac{\frac{R'_s}{R_s} R_c (\beta r_o - R_e)}{\beta r_o R_e + (r_o + R_c + r_c + R_e) (r_\pi + r_b + R'_s + R_e)} \tag{2.3.4c}$$

en donde:  $R'_s = R_s \parallel R_B$

Evidentemente resulta molesto encontrar estas ecuaciones y lo será aún más si el análisis envuelve un número mayor de transistores.

Es aconsejable entonces considerar aquellas simplificaciones -- que reduzcan la complejidad de las ecuaciones sin menoscabo de la exactitud de los resultados. Las simplificaciones sin embargo, dependen del caso en particular en que se emplee el circuito, los casos más comunes son:

$\beta r_o \gg$  que cualquier otra resistencia

si además  $r_o \gg R_e, R_c$  y  $R_c \gg r_c'$

$$\frac{v_e}{e_s} \approx \frac{R_s'}{R_s} \frac{(\beta+1) R_e}{(\beta+1) R_e + r_\pi + r_b + R_s'} \quad (2.3.5a)$$

$$\frac{v_b}{e_s} = \frac{R_s'}{R_s} \left[ 1 + \frac{R_s'}{(\beta+1) R_e + r_\pi + r_b + R_s'} \right] \quad (2.3.5b)$$

$$\frac{v_c}{e_s} = - \frac{R_s'}{R_s} \frac{\beta R_c}{(\beta+1) R_e + r_\pi + r_b + R_s'} \quad (2.3.5c)$$

Todavía estas ecuaciones se pueden simplificar en el caso en que

$$r_\pi \gg r_b \quad \text{y} \quad R_s' \ll r_\pi, R_e (\beta+1)$$

en cuyo caso:

$$\frac{v_e}{e_s} \approx \frac{(\beta+1) R_e}{(\beta+1) R_e + r_\pi} \quad (2.3.6a)$$

$$\frac{v_b}{e_s} \approx 1 \quad (2.3.6b)$$

$$\frac{v_c}{e_s} \approx - \frac{\beta R_c}{(\beta+1) R_e + r_\pi} \quad (2.3.6c)$$

En el caso particular en el que además  $R_E = 0$ , se obtiene:

$$\left. \begin{aligned} \frac{v_e}{e_s} &= 0 \\ \frac{v_b}{e_s} &= 1 \\ \frac{v_c}{e_s} &= \frac{-\beta R_c}{r_\pi} = -g_m R_c \end{aligned} \right\} \quad (2.3.7)$$

A este último caso se le acostumbra denominar "emisor común", en la que sólo la salida en el colector es útil, y además es máxima. Debe notarse además que la señal se invierte.

La salida por emisor, con  $R_e > 0$ , es de ganancia siempre menor que la unidad, de signo positivo. Sin embargo, siendo cercana a la unidad cuando  $\beta R_e \gg r_{\pi}$ , se le acostumbra llamar "seguidor por emisor".

En la tabla A se resume la variación de las salidas por colector y emisor según la variación de los parámetros del circuito, ya que evidentemente, la salida por base es poco significativa.

Otro aspecto muy importante lo constituyen las impedancias de entrada y de salida del circuito.

Para medir éstas, se "conecta" una fuente de corriente a la entrada y se "mide" el voltaje a través de ésta, el cociente de este último entre la primera será dicha impedancia. Haciendo esto se obtiene:

$$r_{ib} \text{ (entrada a la base)} = R_B \parallel [r_b + r_{\pi} + (\beta + 1)R_e] \quad (2.3.8a)$$

$$r_{ie} \text{ (entrada al emisor)} \simeq R_e \parallel \left( \frac{r_{\pi} + r_b + R_s'}{\beta + 1} \right) \quad (2.3.8b)$$

$$r_{ic} \text{ (entrada al colector)} \simeq r_o (1 + g_m R_e) \parallel R_C \quad (2.3.8c)$$

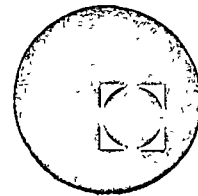
De estas ecuaciones se tendrán también las impedancias de salida, que son las mismas.

TABLA A

	Salida por Colector			Salida por Emisor		
	aum.	indif.	dism.	aum.	indif.	dism.
Aumentan	$R_C$ $r_o$ $\beta$ $R_B$		$R_s$ $R_e$ $r_c$ $r_b$	$R_e$ $R_B$ $\beta$	$R_C$ $r_o$ $r'_c$	$R_s$ $r_b$
Disminuyen	$R_s$ $R_e$ $r_c$ $r_b$		$R_C$ $r_o$ $\beta$ $R_B$			



centro de educación continua  
facultad de ingeniería, unam



DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRONICOS DE ESTADO SOLIDO

REALIMENTACION

ING. LUIS HERNANDEZ ORTEGA

1973



REALIMENTACION.

1) Introducción.- Los aspectos básicos sobre realimentación son, en general, tratados ampliamente en libros de control y el lector deberá referirse a ellos para un estudio más profundo del tema. El objetivo de este capítulo es principalmente el de introducir algunas técnicas básicas del análisis de circuitos electrónicos realimentados y presentar las ventajas y desventajas que produce la realimentación en dichos circuitos.

El capítulo comienza estableciendo la notación utilizada, para luego analizar los efectos de la realimentación y establecer una metodología de análisis. A continuación, se analizan algunos sistemas multirrealimentados, para finalizar con análisis de estabilidad y algunas técnicas de compensación.

Se presentará fundamentalmente el análisis de amplificadores lineales con realimentación negativa. El estudio de realimentación positiva y de amplificadores no-lineales son con realimentación es tema de otro volumen.

2) Ecuación básica del sistema realimentado.- En la figura 1 se muestra el esquema básico de un sistema realimentado, empleando el sistema de diagramas de bloque. Este sistema no es el único sistema de análisis, existen otros equivalentes como el de reogramas o diagramas de flujo.

Es fácil apreciar de la figura 1 que, las ecuaciones que describen el sistema son:

$$S_2 = F_1 S_1$$

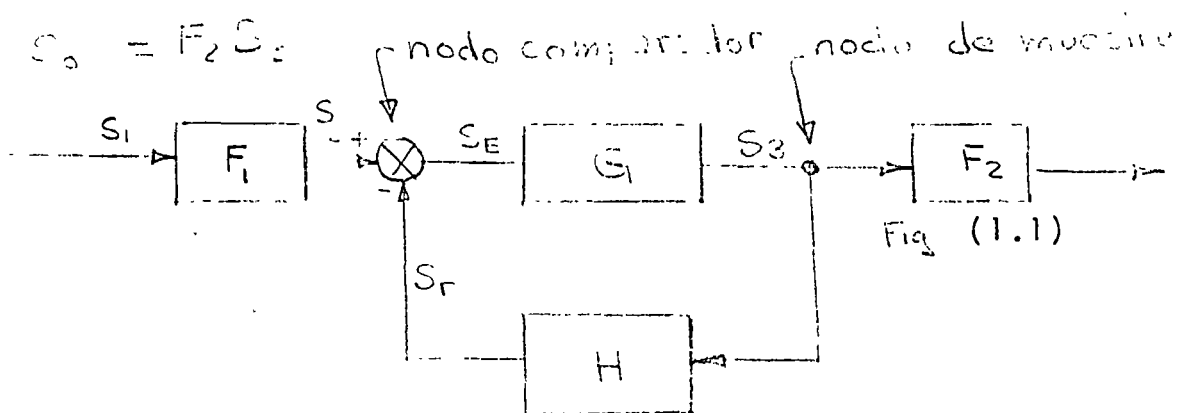
$$S_E = S_2 - S_r$$

1.2 (1.1)

$$S_3 = G_1 S_E$$

$$S_r = H S_3$$

$$S_o = F_2 S_3$$



De las cuales se puede deducir la ecuación general para un sistema realimentado:

$$T = \frac{S_0}{S_1} = \frac{F_1 G F_2}{1 + GH} \quad E_c(1.2)$$

En que:

- $S_1$  = Señal de entrada
- $F_1, F_2, G$  = Funciones de transferencia directa (ganancia)
- $H$  = Función de transferencia de realimentación
- $S_2$  = Señal de entrada al circuito comparador
- $S_3$  = Señal muestreada
- $S_0$  = Señal de salida
- $S_r$  = Señal de realimentación
- $S_E$  = Señal de error
- $T$  = Función de transferencia del sistema (ganancia).

De este sistema se pueden deducir algunas características de las señales y las funciones de transferencia que lo constituyen:

- a)  $S_2, S_r, S_E$  deben de ser señales del mismo tipo, ya sea corriente o voltaje para circuitos electrónicos.
- b)  $S_3$  es idéntica tanto para el circuito de realimentación como para la entrada de  $F_2$ . En otras palabras, el circuito de muestreo (CM) no afecta a la señal  $S_2$ .
- c)  $\frac{S_r}{S_1} = GH$  es llamada ganancia de realimentación y es negativa, ya que en el circuito comparador (CC)  $S_r$  se resta a  $S_2$ . A este tipo de realimentación se le llama realimentación negativa, y será el caso que se tratará en este volumen. La realimentación positiva también es posible, y será materia de otro volumen (ref. ).

Finalmente debe notarse que todo el desarrollo de este capítulo considera transferencias lineales y no dependientes del tiempo. Por lo tanto se usará la transformada de Laplace de dichas funciones.



3) Propiedades básicas de los circuitos realimentados.- A continuación se enumeran algunas de las propiedades básicas de los circuitos realimentados:

a) Disminución en ganancia

Cuando la realimentación es negativa, se puede apreciar de la ecuación (1.2) que la ganancia (G) disminuye por el "factor de realimentación".  $(1+GH)$  cuando la realimentación es positiva, el factor de realimentación es  $(1-GH)$ , con lo cual la ganancia puede crecer hasta in finito.

Para el caso de interés en este capítulo (realimentación negativa), la desventaja que pudiera significar la disminución en ganancia se ve compensada por otros factores como se verá más adelante.

b) Densitividad respecto a variaciones de parámetros.

Las variaciones de los parámetros de los componentes del amplificador a causa de cambios de temperatura, envejecimiento, reemplazo de piezas, etc., afectan directamente a la ganancia del amplificador. Se define como sensibilidad de una variable respecto a otra a la relación entre el cambio fraccional de la primera variable y el cambio fraccional de la segunda; matemáticamente se expresa:

$S_x^y \triangleq$  Sensitividad de la variable y respecto a la variable x

$$S_x^y \triangleq \frac{dy/y}{dx/x} = \frac{x}{y} \frac{dy}{dx} \quad E_c (1.3)$$

La sensibilidad de la ganancia de un amplificador realimentado (T) respecto a la ganancia sin realimentación (G) será:

$$S_G^T = \frac{\frac{G}{1+GH}}{G} \frac{d\left(\frac{G}{1+GH}\right)}{dG} = (1+GH) \frac{(1+GH) - GH}{(1+GH)^2} \quad E_c (1.4)$$

$$S_G^T = \frac{1}{1+GH}$$

Ya que  $S_G^G = 1$  se puede observar claramente que la sensibilidad de la ganancia con realimentación mejora notablemente debido a ésta.

Otra forma de apreciar lo anterior es que si  $GH \gg 1$  entonces:

$$T \approx \frac{1}{H} \quad E_c (1.5)$$

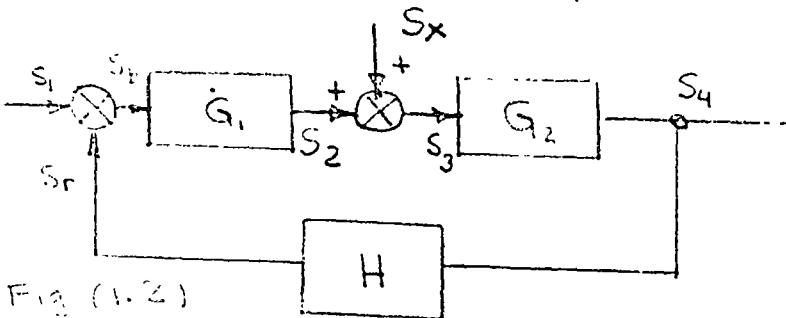
y por tanto  $T$  es independiente de  $G$ . Esto es conveniente, ya que en la mayoría de los casos  $H$  es una relación de resistencias, la cual resulta ser constante para la mayoría de los propósitos prácticos.

La densitividad producida por la realimentación no se refiere únicamente a la ganancia del amplificador como tal, sino también a su polarización (ver ejemplo # ).

c) Densitividad respecto a señales externas

Todo amplificador es afectado por la presencia de señales externas, generalmente indeseables, como son: variaciones en la fuente de alimentación, señales de alta frecuencia, etc., que tienden a producir fenómenos de intermodulación y modulación cruzada. La realimentación negativa disminuye el efecto de estas señales precondicionando al amplificador, como se muestra en un ejemplo más adelante.

La figura 2 muestra el sistema al cual se le añade una señal externa (esta puede considerarse en cualquier lugar del sistema mientras esté incluida en el circuito de realimentación). Dada la linealidad de las funciones de transferencia, es aplicable el teorema de superposición, por lo que analizaremos solamente el efecto de  $S_x$  sobre la salida ( $S_4$ ) ( $\therefore S_1 = 0$ ).



$$S_4 = (S_2 + S_x) G_2$$

$$S_2 = (S_1 - S_r) G_1 = -S_r G_1 \quad E_c (1.6)$$

$$S_r = H S_4$$

Fig (1.2)

De lo cual se deduce que:

$$\frac{S_4}{S_x} = \frac{G_2}{1 + G_1 G_2 H}$$

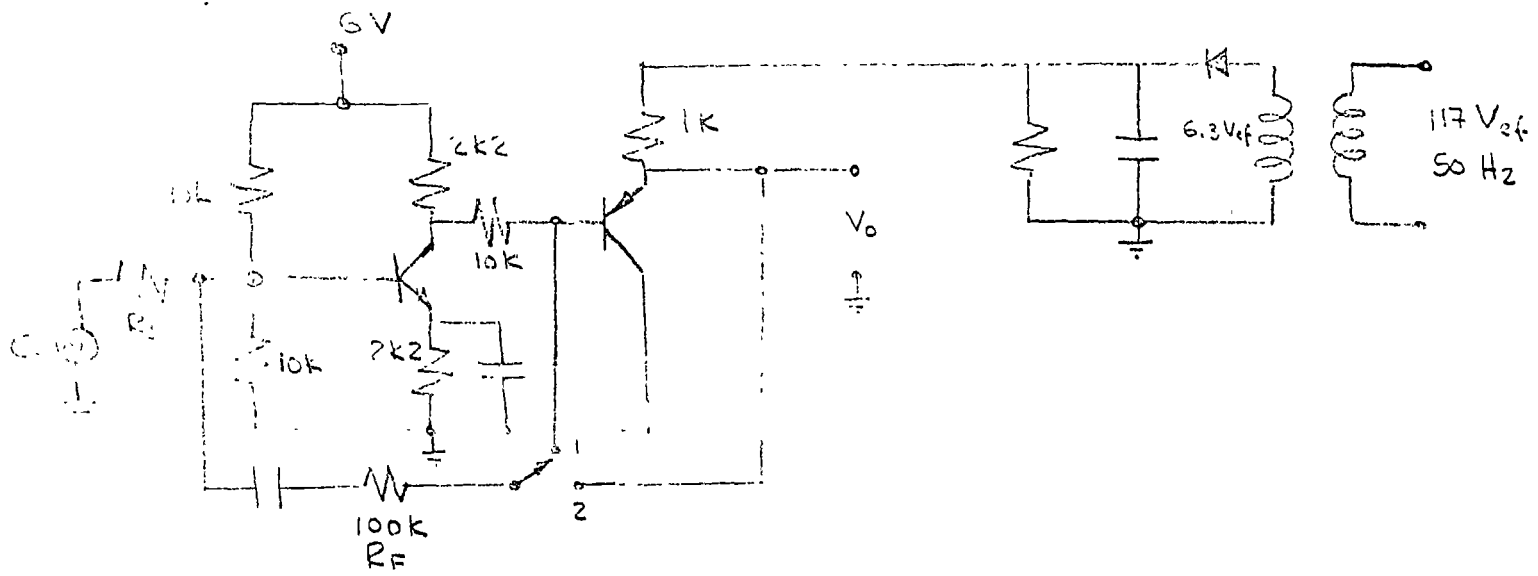
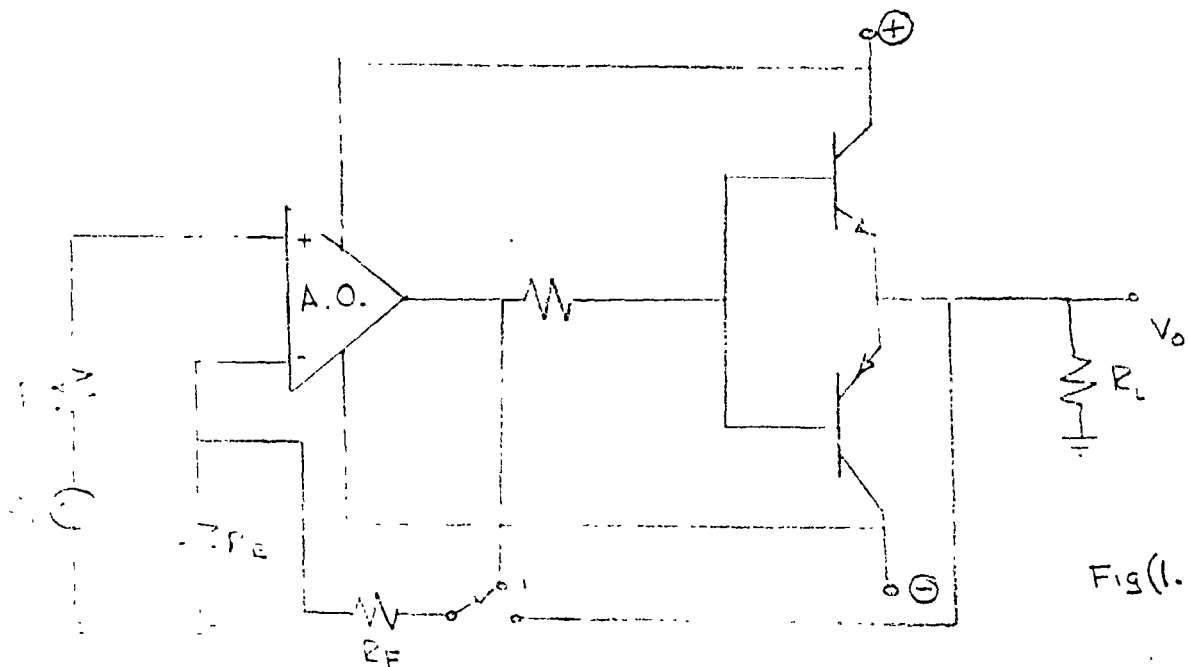


Fig (1.3)



Fig(1.4)

Obviamente, sin realimentación ( $\mu=0$ ), el efecto de sería del orden  $|G_A|$ . Por lo tanto, el efecto de  $S_x$  en  $S_y$  ha sido reducido por el factor de realimentación.

Para ilustrar este efecto emplearemos el circuito de la fig 1.3 en el cual la fuente de alimentación no es regulada, y su efecto en la señal de salida es observado en un osciloscopio cuando el circuito no está realimentado. Posteriormente se realimenta el circuito por medio de la resistencia  $R_F$ , pudiéndose observar el efecto tanto en la señal de salida como en la que precede al amplificador afectado ( $V_1$ ). Es notable que ( $V_1$ ) ha sido 'pre-accionado' por la realimentación; en otras palabras, es evidente que la señal en cuestión es proporcional a la diferencia de la señal de entrada y la señal de realimentación.\*

Aquí es necesario aclarar que el efecto del ruido, el cual no es una señal externa sino interna al sistema, no es reducido por la realimentación, debido a que la ganancia del sistema se reduce en la misma proporción para el ruido que para la señal. Este aspecto será tratado con más detalle en otro volumen de esta serie (Ref. ).

d) Disminución de distorsión efectiva

Todos los amplificadores son en esencia no-lineales. Por ejemplo, un amplificador como el de la figura 1.4 cuya característica entrada-salida, obtenida en el osciloscopio, se muestra en la fig 1.5. La distorsión de cruce, típica de los amplificadores de simetría complementaria y la distorsión por saturación son apreciables en la figura. La relación salida-entrada (ganancia) puede expresarse como: (ver figura 1.6).

$$S_o = G S_E + \delta S_E$$

En que

G = Ganancia lineal (pendiente  $\frac{V_o}{E_i}$  para el amp. en cuestión).

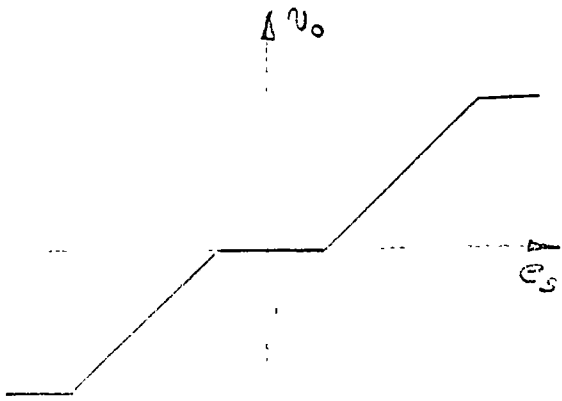
$\delta(S_E)$  Función no-lineal de la señal de entrada

La distorsión porcentual en la señal de salida será:

$$\% \text{ dist} = \frac{\delta(S_E)}{S_o} \times 100 \tag{1.7}$$

Con realimentación (en este caso debida a  $R_F$ ), se tendrá que (fig 1.7)

-----  
 Todavía no se analiza el circuito realimentado, sino el efecto de la realimentación. De capítulos posteriores el lector podrá regresar a analizar el sistema de realimentación.



Fig(1.5)

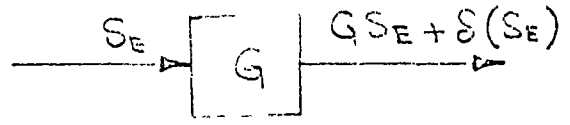


Fig (1.6)

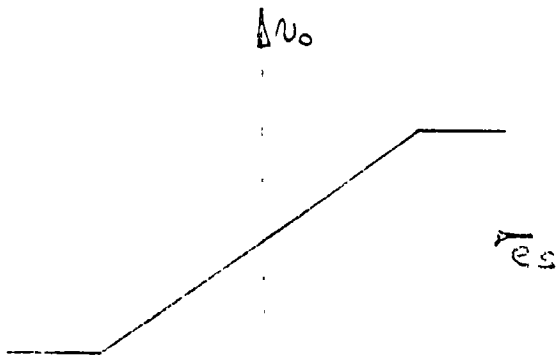
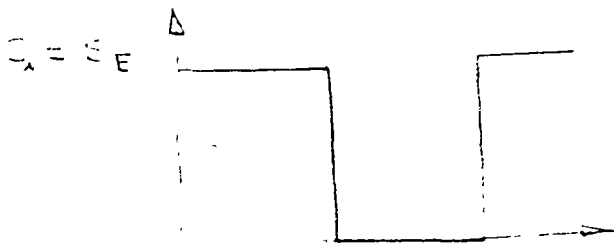
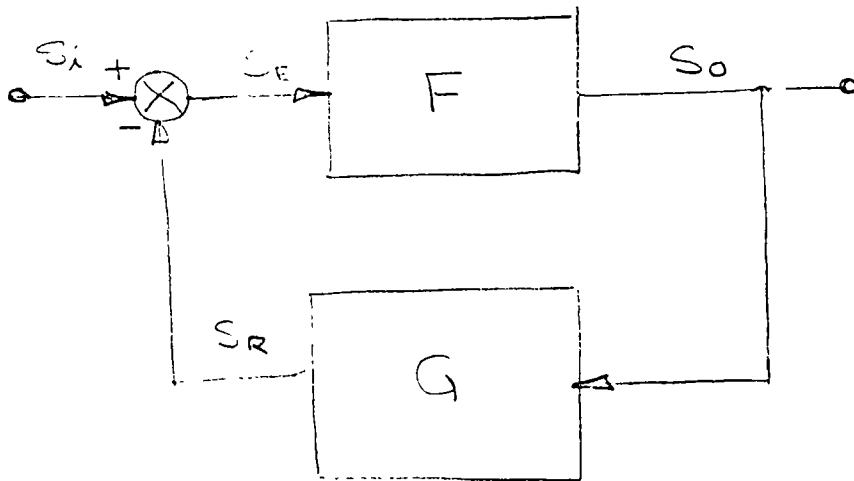
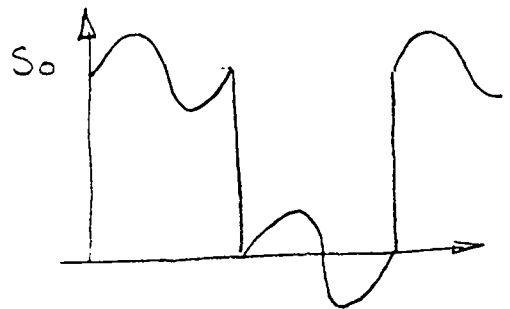


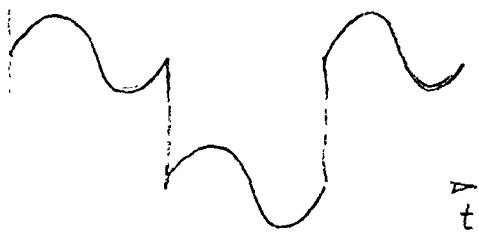
Fig 1.8



⇒

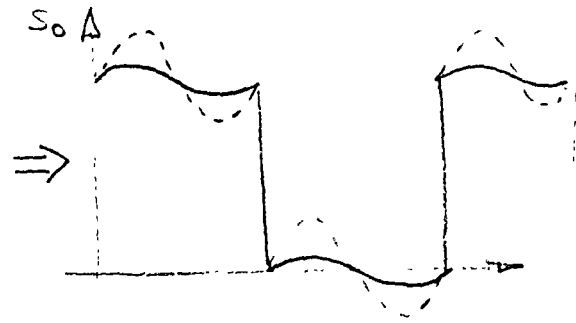
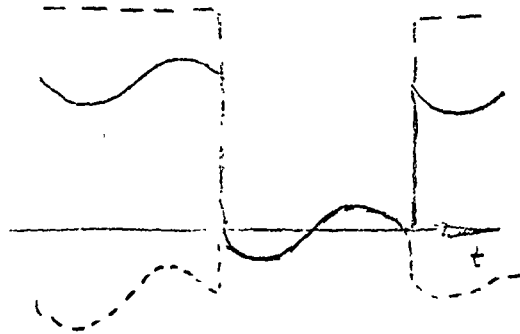


$S_R$



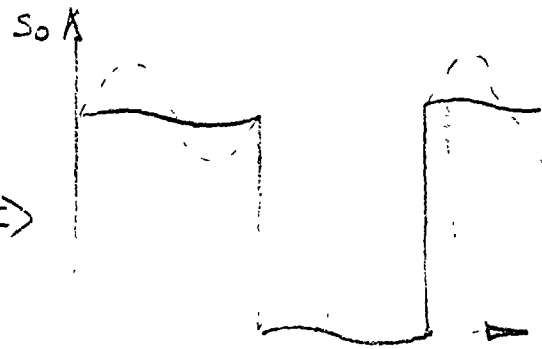
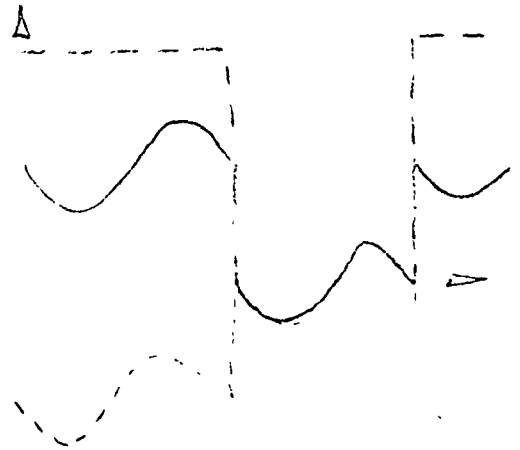
$S_E = S_A - S_B$

a.-



$S_E$

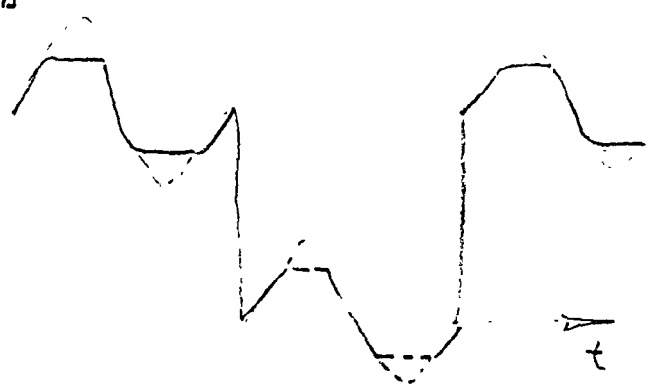
b.-

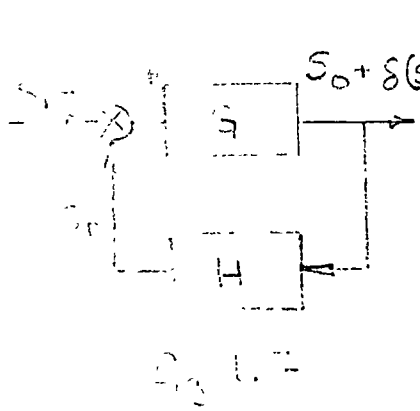


c.-

en este caso  
debido a la  
saturación de  $S_R$

$S_R \Delta$





$$S_o = G S_E + \delta(S_E)$$

$$S_E = S_i - H S_o$$

$$S_o = G S_i - G H S_o + \delta(S_E)$$

$$S_o = \frac{G S_i}{1 + G H} + \frac{\delta(S_E)}{1 + G H}$$

(1.8)

y el porcentaje de distorsión en la salida será:

$$\% \text{ dist.} = \frac{\delta(S_E)}{S_o (1 + G H)} \times 100$$

(1.9)

Es decir, que la distorsión fraccional en la salida ha disminuido. Esto se aprecia en la figura 1.8, en la que se ha obtenido la característica entrada-salida para el amplificador realimentado.

Nótese que no es posible evitar la distorsión de saturación, ya que en ese caso y el factor de realimentación no tiene influencia en el sistema.

En la figura 1.9 se muestra como la señal de realimentación pre-distorsiona a la señal de entrada para evitar la distorsión a la salida. Para poca realimentación (1.9a) la distorsión y la predistorsión son comparables. Conforme la realimentación aumenta (1.9b) la predistorsión aumenta en favor de la disminución de distorsión a la salida. Sin embargo, cuando la señal de entrada es tal que alcanza los límites de saturación, la realimentación fracasa en su valiente intento por evitar la distorsión, ya que la predistorsión de la señal alcanza su límite (1.9c).

e) Aumento del ancho de banda

Aunque este tema, junto con análisis de estabilidad y de técnicas de compensación será tratado más adelante, se hará una breve mención de esta característica de los circuitos realimentados.

Considerando a  $G(s)$  como una función dependiente de la frecuencia, con el ancho de banda AB, y a  $H$  como una constante, se puede escribir:

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G H(s)}$$

(1.10)

La amplitud de esta función de transferencia, expresada en decibeles está dada por:

$$20 \log |T(s)| = 20 \log G(s) - \log (1 + GH(s)) \quad (1.11a)$$

para  $GH(s) \gg 1$

$$\log T(s) \doteq - \log H(s) \quad (1.11b)$$

y para  $GH(s) \ll 1$

$$\log T(s) \doteq \log G(s) \quad (1.11c)$$

Se puede observar que para  $s = j\omega$  tal que  $GH \gg 1$ ,  $T$ , permanecerá aproximadamente constante. Esto se ilustra en la figura 1.10.

Otra forma de ilustrar esta característica es considerando un caso en el que  $G(s)$  tiene una función de transferencia simple, como por ejemplo:

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + \frac{s}{p_1}} \quad (1.12a)$$

Donde  $G_0$  es una constante y el ancho de banda de  $G(s)$  es  $\omega_B = p_1$  rad/seg. Reemplazando  $G(s)$  en la ecuación (1.10) se obtiene:

$$T(s) = \frac{T_0}{1 + \frac{s}{(1 + G_0 H) p_1}} \quad (1.12b)$$

Donde:  $T_0 = \frac{G_0}{1 + G_0 H}$  y  $H = \text{constante}$ .

El ancho de banda de  $T(s)$  será  $p_1 (1 + G_0 H)$  es decir,  $\omega_B$  se ha incrementado por el factor de realimentación (cuando ésta es negativa; caso contrario cuando es positiva).

#### 4) Las cuatro topologías básicas

Como ya se mencionó en la sección (2), las señales de nuestro punto de comparación pueden ser de voltaje o de corriente. De esta forma se pueden tener cuatro combinaciones básicas:



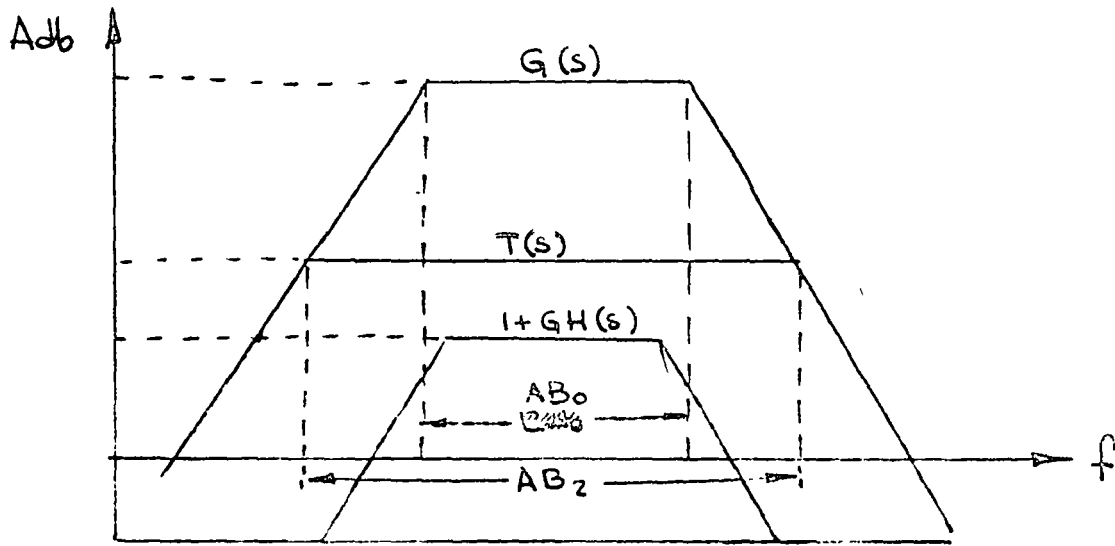


Fig (1.10)

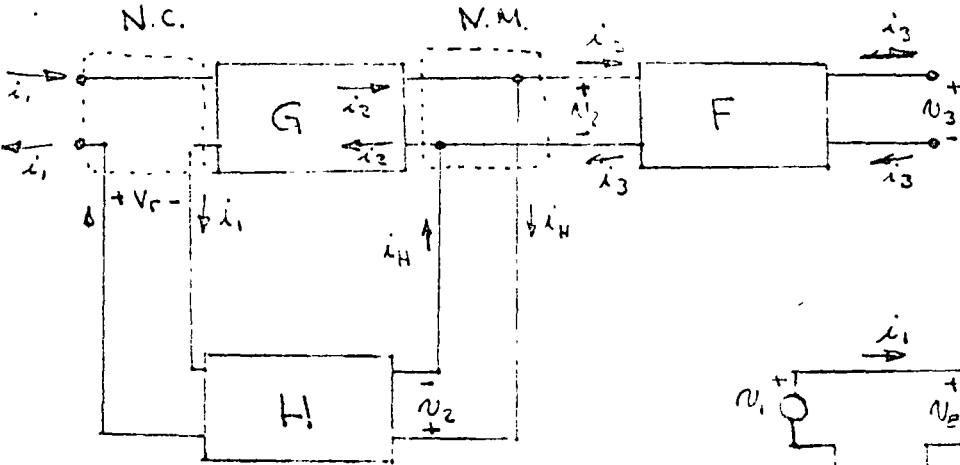


Fig (1.12)

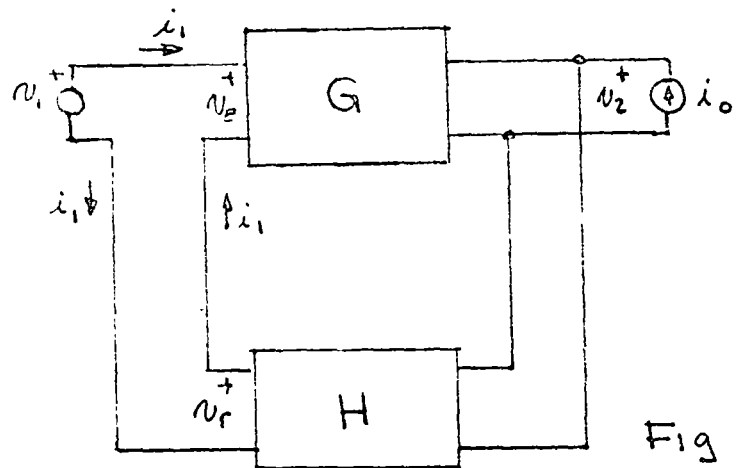


Fig (1.13)

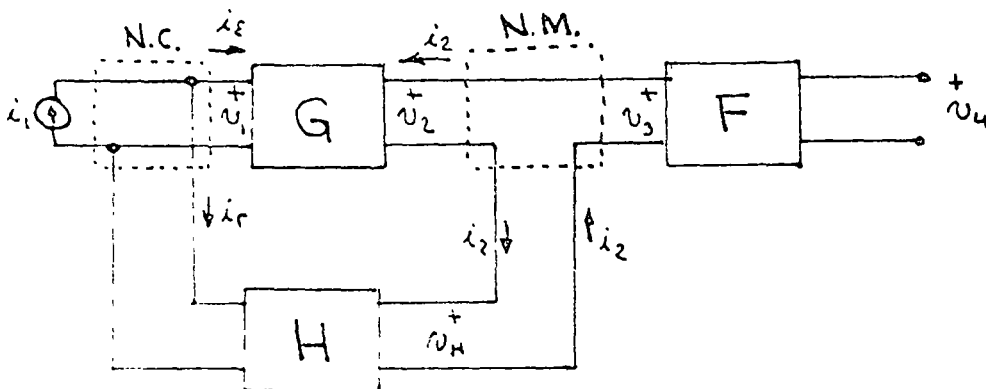
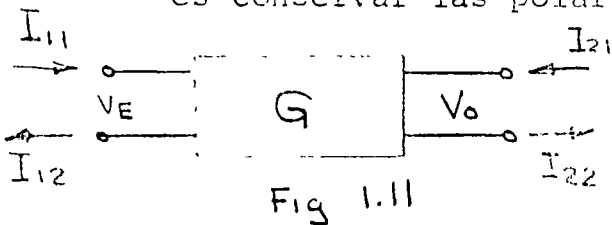


Fig (1.14)

- i) muestreo de voltaje-comparación de voltaje
- ii) muestreo de voltaje-comparación de corriente
- iii) muestreo de corriente-comparación de corriente
- iv) muestreo de corriente-comparación de voltaje

En el desarrollo de este capítulo serán analizados varios circuitos realimentados en los que se hará evidente el tipo de circuito de muestreo (M) y de circuito comparador (C) que se considere.

La elección del M o el CM no es única para un circuito dado, como se ilustrará posteriormente, sino que depende de la selección del analista. La única condición en el análisis es conservar las polaridades definidas en una red de dos puertos.



$$I_{11} = -I_{12} \triangleq I_1$$

$$I_{21} = -I_{22} \triangleq I_2$$

(1.13)

En la continuación se analizan las características fundamentales de cada una de las 4 topologías básicas.

a) muestreo de voltaje - comparación de voltajes

El circuito básico se muestra en la figura 12, y en él se aprecian las siguientes características fundamentales:

$i_1$  es la corriente que circula por la fuente, por el puerto de entrada de G y por el puerto de salida de H.

$V_r$  de acuerdo con la notación adoptada, debe restarse al voltaje de entrada para obtener realimentación negativa.

$V_2$  es el voltaje muestreado, y debe ser igual para los puertos de entrada de H y F y el puerto de salida de G.

Una de las principales características que determinan la elección de una configuración de realimentación es su efecto sobre las impedancias de entrada y salida del circuito.

La impedancia de entrada de G es:

$$Z_{iG} = \frac{V_E}{i_1}$$

(1.14)

La impedancia de entrada de todo el sistema es:

$$Z_{iT} = \frac{V_1}{I_1} \quad (1.15b)$$

pero:

$$V_E = \frac{V_1}{1 + GH} \quad (1.15c)$$

y por tanto:

$$Z_{iT} = Z_{iG} (1 + GH) \quad (1.15d)$$

es decir, la impedancia de entrada de un sistema realimentado con -  
comparación de voltaje se incrementa en  $(1 + GH)$  veces sobre su va-  
lor sin realimentación.

Para hallar la impedancia de salida, emplearemos el -  
método convencional, es decir, conectaremos una fuente de corrien-  
te  $(I_0)$  a la salida del CA, como se muestra en la fig 13, y calcu-  
laremos el voltaje a través de dicha fuente.

Sin realimentación (es decir  $H = 0$ ) se tendrá que

$$V_2' = I_0 Z_{oG} \quad (1.16a)$$

donde

$$V_2' = GV_E = GV_1 \quad (1.16b)$$

donde  $Z_{oG}$  es la impedancia de salida de  $G^*$ , es decir la impe-  
dancia de salida sin realimentación.

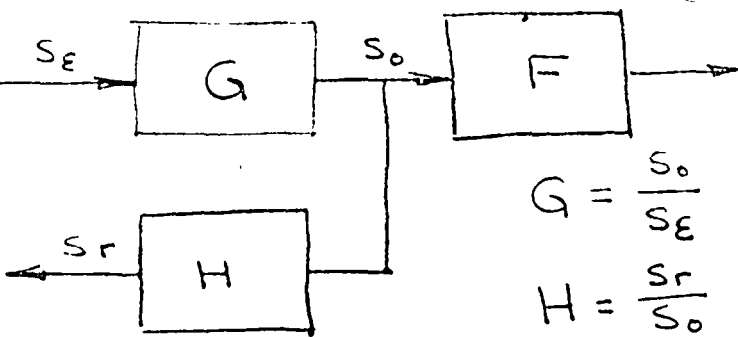
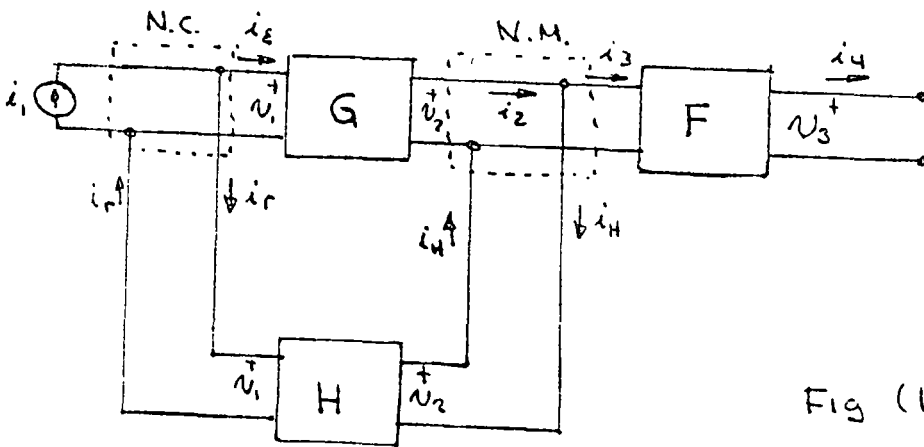
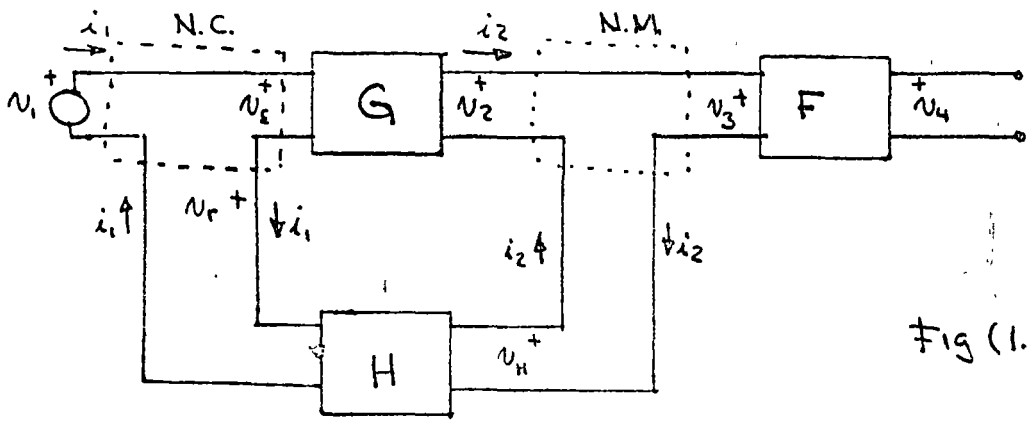
Cuando  $H \neq 0$ , se tiene que:

$$V_2 = V_1 \frac{G}{1 + GH} = \frac{V_2'}{1 + GH} \quad (1.16c)$$

o sea:

$$Z_{oT} = \frac{V_2}{I_0} = \frac{Z_{oG}}{1 + GH} \quad (1.16d)$$

En  $Z_{oT}$  se debe incluir la carga de la impedancia de entrada de  $H$ .  
Sin embargo, estrictamente hablando, la impedancia sin realimenta-  
ción equivale a considerar que  $H$  no está conectada siquiera al circuito



$$G = \frac{s_o}{s_E}$$

$$H = \frac{s_r}{s_o}$$

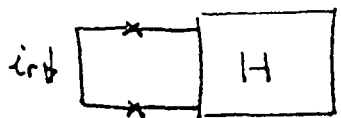
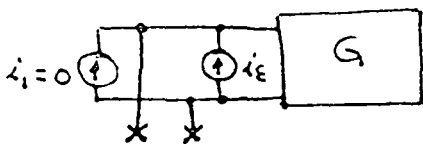
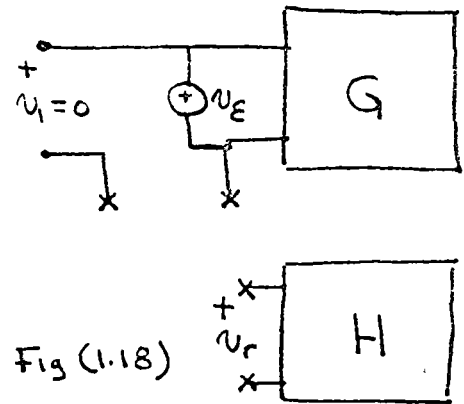


Fig (1.19)

Por lo tanto en sistemas realimentados con muestreo de voltaje, la impedancia de salida disminuye en  $(1 + GH)$  veces respecto de su valor sin realimentación.

Otro aspecto que debe ser considerado es el efecto de la impedancia de entrada de G cargando al cto. de realimentación. En general, el cto. de realimentación se diseña tal que  $GH \gg 1$ , es decir,  $V_r \gg V_e$ , y como la corriente  $i_1$  circula por ambos G y H, la impedancia efectiva de G ( $V_e/i_1$ ) es despreciable comparada con la impedancia efectiva de H ( $V_r/i_1$ ).

b) Muestreo de corriente - comparación de corrientes.

El esquema básico se muestra en la figura 14, y en él se puede apreciar que:

$i_2$  es corriente que circula por los puertos de entrada de H y F y por el puerto de salida de G

$v_1$  es el voltaje en el puerto de entrada de G y en el puerto de salida de H.

$i_r$  de acuerdo con la notación adoptada, debe restarse a la corriente de entrada, para obtener realimentación negativa.

Nuevamente, las impedancias efectivas de entrada y salida con y sin realimentación son de interés.

La impedancia de entrada sin realimentación ( $i_r = 0$ ), está dada por

$$Z_{iG} = \frac{V_1}{i_E} \quad (1.17a)$$

con realimentación:

$$Z_{iT} = \frac{V_1}{i_1} \quad (1.17b)$$

y como  $i_1 = (1 + GH) i_e$ , se tiene que:

$$Z_{iT} = \frac{Z_{iG}}{1 + GH} \quad (1.17c)$$

La impedancia de entrada de un sistema realimentado con comparación de corrientes, disminuye  $(1 + GH)$  veces respecto de su valor sin realimentación.

La impedancia de salida se determina de la misma forma que para el caso de muestreo de voltaje. Sin realimentación:

$$i_2' = G i_1$$

$$Z_{OG} = \frac{V_2}{i_2'} \quad (1.18a)$$

con realimentación

$$i_2 = \frac{G}{1+GH} i_1 = \frac{i_2'}{1+GH} \quad (1.18b)$$

$$Z_{OT} = \frac{V_2}{i_2}$$

y por tanto:

$$Z_{OT} = Z_{OG} (1+GH) \quad (1.18c)$$

Para un sistema realimentado con muestreo de corriente, la impedancia de salida se incrementa en  $(1+GH)$  veces sobre su valor sin realimentación.

Similar al caso de comparación de voltajes, al ser  $GH \gg 1$ , se implica que  $i_r \gg i_e$  y por lo tanto, siendo  $v_1$  el voltaje en el puerto de entrada de G y en el puerto de salida de H, la impedancia efectiva de G ( $v_1/i_e$ ) es despreciable comparada con la impedancia efectiva de H ( $v_1/i_r$ ):

- c) muestreo de corriente-comparación de voltajes y muestreo de voltajes-comparación de corrientes.

Las configuraciones básicas se muestran en las figuras 15 y 16 respectivamente. Las condiciones necesarias a cumplir para el CM y el CC son directamente deducibles de las figuras y de lo expresado para las dos configuraciones anteriores; lo mismo sea dicho para las impedancias de entrada y salida, así como la carga de G a la salida de H.

##### 5) Determinación de G, H y F

El primer problema con que el analista se enfrenta para determinar G, H y F es reconocer el CM y el CC. La determinación de un CC y un CM no es única como se ha demostrado posteriormente,

adquiriéndose un criterio a través de la práctica, para lo cual se desarrollarán una serie de ejemplos, los que serán resueltos por diferentes métodos, con el objeto de ilustrar lo anterior.

El análisis de un circuito realimentado se puede efectuar de diferentes formas (ref. ), con mayor o menor consideración de la carga de unas redes sobre otras. Un análisis exacto de una red realimentada no es siempre requerido, y la mayoría de las ocasiones el analista estará dispuesto a sacrificar exactitud por rapidez de cálculo e interpretación física. En el método de análisis que se presenta, se hace la suposición de que  $GH \gg 1$ , de forma que la carga que G presenta a H es despreciable. Cuando éste no sea el caso, el análisis deberá hacerse más exacto, y aunque estos casos son los menos, en un apéndice ~~se ilustra~~ se ilustrará la manera de hacer el análisis más exacto.

Para los casos en que  $GH \gg 1$ , el análisis aquí mostrado se basa en la "ruptura" del CC. Como se muestra en la fig. 17, si el efecto de la señal de realimentación  $S_r$  se aísla del sistema, o sea si se "rompe" el CC, el cálculo de F, G y H, tomando en cuenta la carga de H y F sobre G, es directo.

#### 6) Rompiendo el circuito comparador (CC).-

El principio básico para romper el CC es separar o "romper" las ramas del circuito de realimentación que llegan a él, y posteriormente "medir" la señal de realimentación  $S_r$ .

Cuando el CC es de voltajes, el rompimiento se ilustra en la figura 18. El puerto de salida de H se deja abierto ya que V se mediría con un voltómetro ideal, cuya impedancia es infinita. Para determinar G, se halla  $V_o/V_E$  o  $i_o/V_E$ , según sea la salida un voltaje o una corriente.

Para determinar H, se halla  $V_r/V_o$  o  $V_r/i_o$  para evitar problemas al considerar la carga de la fuente a H o G).

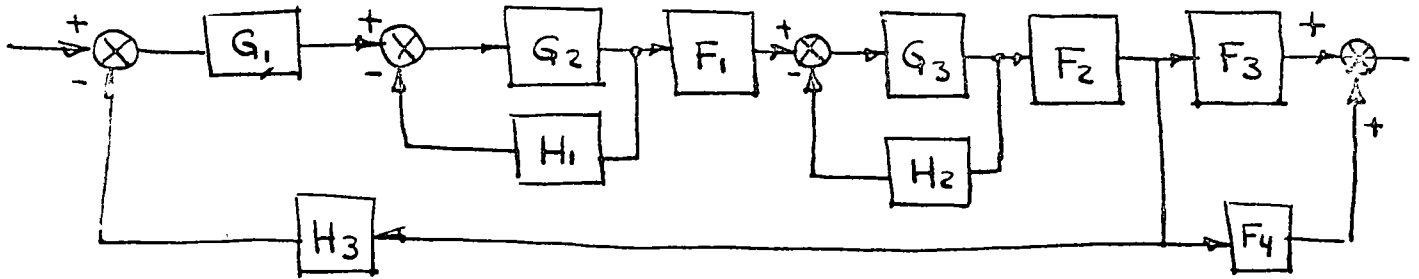
Para CC de corrientes, se corto-circuitea el punto de salida de H, ya que  $i$  se "mediría" con un amperímetro ideal.

$$G = \frac{V_o}{i_E} \quad \text{ó} \quad G = \frac{i_o}{i_E}$$

$$H = \frac{i_r}{V_o} \quad \text{ó} \quad H = \frac{i_r}{i_o}$$

7.7 LOCALIDAD DE LA REALIMENTACION.

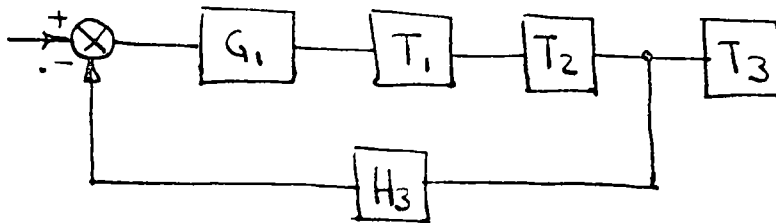
En cualquier sistema o en nuestro caso, circuito, se pueden tener varias mallas de realimentación, e incluso algunas de alimentación hacia adelante (feedforward) como el ejemplo que se muestra en la figura



En este caso, podemos hallar  $G_1, G_2, G_3, F_1, F_2, F_3, F_4, H_1, H_2, H_3$  con la transferencia total

$$T = \frac{G_1 G_2 G_3 F_1 F_2 (F_3 + F_4)}{1 + G_2 H_1 + G_3 H_2 + G_2 G_3 H_1 H_2 + G_1 G_2 G_3 F_1 F_2 H_3}$$

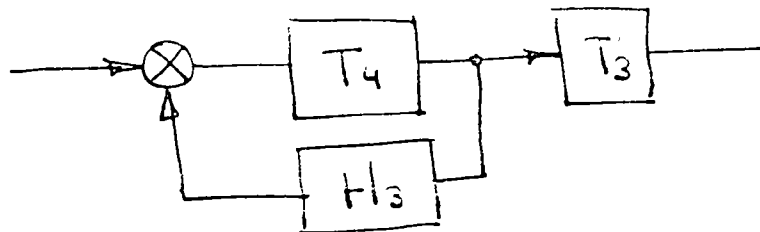
O bien, podemos ir simplificando las mallas internas una a una obteniendo el siguiente sistema:



donde:

$$T_1 = \frac{G_2 F_1}{1 + G_2 H_1} \quad T_2 = \frac{G_3 F_2}{1 + G_3 H_2} \quad T_3 = F_3 + F_4$$

y al simplificar a



donde  $T_4 = G_1 T_1 T_2$

de este modo obtenemos

$$T = \frac{T_4 T_3}{1 + T_4 H_3}$$



transferencia total que es igual al resultado obtenido por el método directo, este último procedimiento es el más empleado ya que permite ir considerando en cada paso las simplificaciones dictadas por la física del problema. (ver problemas 4, 5 y 6).

Para ilustrar ahora el empleo del método, se analizarán una serie de ejemplos de dificultad creciente.

Ejemplos:

Al estudiar la polarización del TBJ se encontró que la estabilidad de la corriente de colector  $I_{CQ}$  mejoraba considerablemente si se colocaba una resistencia entre el emisor y tierra. Ahora analizaremos dicha configuración y explicaremos sus consecuencias basándonos en la teoría de la realimentación.

Consideremos el siguiente circuito (fig. 1.1)

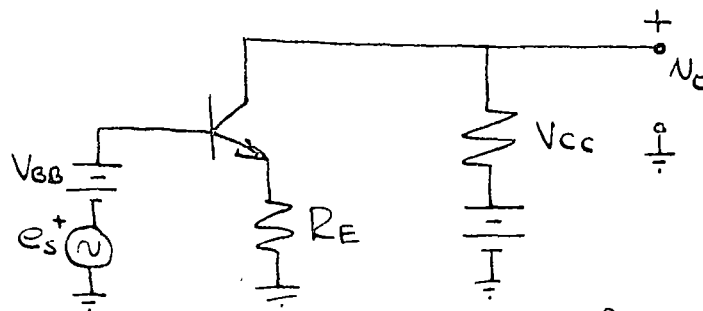


fig 1.1

La señal de entrada es  $V_{BB} + e_s$ , o sea un voltaje. Esto nos obliga a considerar la realimentación como un voltaje también, aunque veremos más adelante, desde el punto de vista del dispositivo (TBJ) lo que compararemos serán corrientes ya que este es un dispositivo controlado por la corriente de base.

El nodo de entrada aparecerá entonces como se muestra en la figura 1.2

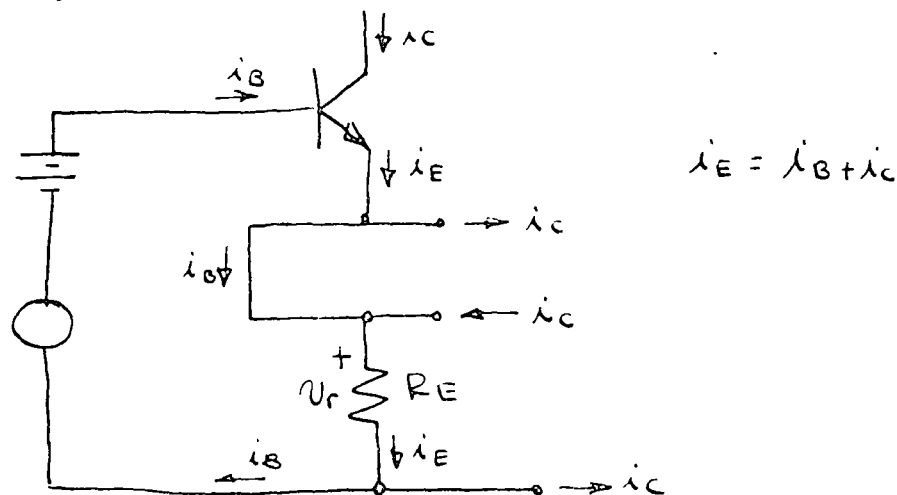


Figura 1.2.

La corriente debera ser la misma, tanto en la fuente, a la entrada del transistor ( $G$  en este caso, y a la salida de  $H$  ( $R_E$ ); como a la entrada del transistor  $i=i_B$  y la corriente que circula por  $R_E$  es  $i_E = i_B + i_C$ , el lazo de realimentación será el que se muestra en la figura 1.3,

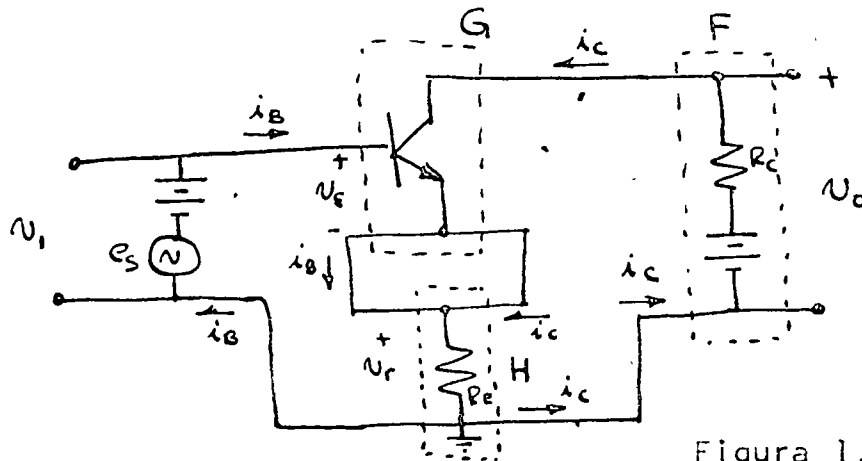


Figura 1.3

Para encontrar los valores de  $G$ ,  $H$  y  $F$  deberemos "cortar" el circuito en el nodo suma tal como se muestra en la figura 1.4

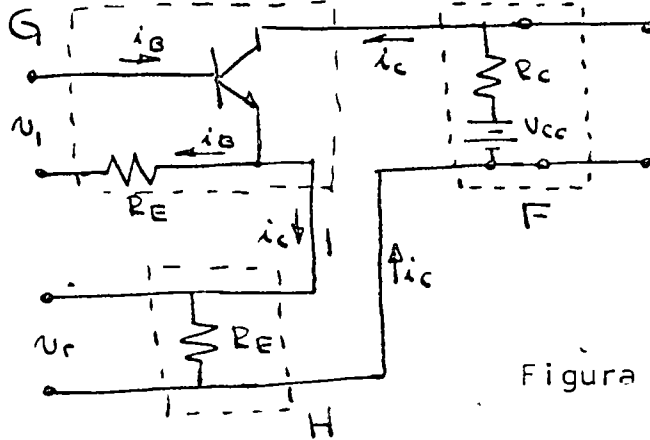


Figura 1.4

$$G = \frac{i_C}{v_1} \quad (\text{trans-conductancia})$$

$$H = \frac{v_r}{i_C} \quad (\text{trans-resistencia})$$

$$F = \frac{v_0}{i_C} \quad (\text{trans-resistencia})$$

Si consideramos  $G$ , tendremos dos casos:

-Para C. D,  $G$  es no-lineal ( $i_C = I_S e^{v_1/v_T}$ ) y por tanto, no se puede emplear el concepto de función de transferencia. Sin embargo, si consideramos una aproximación de primer orden podemos escribir

$$G(v) \doteq G =$$

como  $F = \frac{v_r}{i_C} = R_E$  es lineal, podemos escribir  $T \doteq \frac{G}{1+GH} \frac{I_C}{V_{BB}}$

Por tanto, la función de transferencia es aproximadamente

(ya que para el caso de C. D.  $v_i = v_{BB}$ )

si consideramos  $GH \gg 1$

$$T' = \frac{1}{H} = \frac{1}{R_E} \quad \therefore I_c = \frac{V_{BB}}{R_E}$$

o sea que no depende de  $G$ , por tanto la aproximación al considerar  $G(v) \approx G$  no es importante si la condición  $GH \gg 1$  se cumple (nótese que lo anterior se encontró al hablar de la polarización del TBJ)

Por otra parte

$$v_o = -i_c R_c + V_{CC}$$

$$\therefore F = \frac{v_o}{i_c} = -R_c + \frac{V_{CC}}{i_c}$$

-Para C. A., substituímos el TBJ por un modelo lineal, nosotros emplearemos el "pi-híbrido" (Fig. 1.5).

en este caso  $i_c = g_m v_i = g_m e_s \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_E}$

o sea

$$i_c = \beta e_s \frac{1}{r_{\pi} + R_E} \Rightarrow G = \frac{\beta}{r_{\pi} + R_E}$$

además

$$H = R_E, \quad F = \frac{v_o}{i_c} = -R_c$$

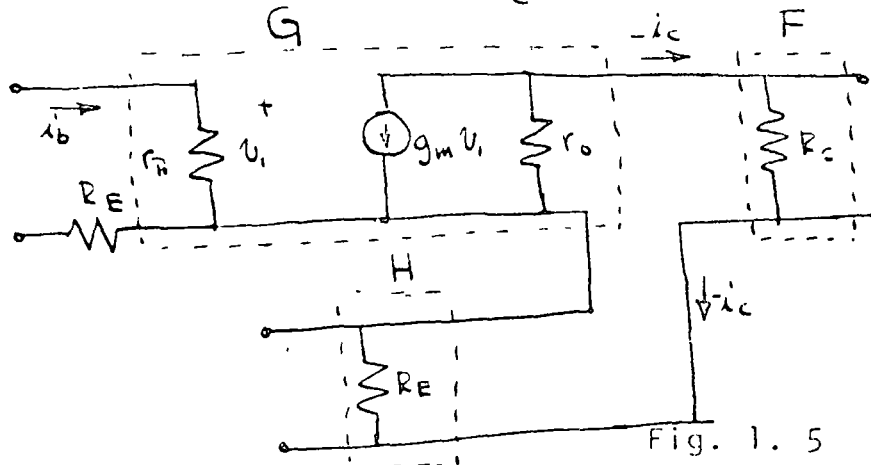


Fig. 1.5

En diagrama de bloques, lo anterior queda como se muestra en figura 1.6

Aplicando Algebra de bloques el circuito puede ser reducido a uno como el mostrado en la figura 1.7

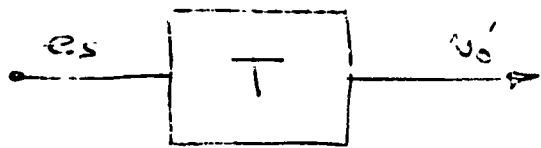


Fig 1.7

donde  $T = \frac{GF}{1+GH}$

o sea:  $\frac{v_o'}{e_s} = T = \frac{\frac{\beta}{r_{\pi} + R_E} (-R_c)}{1 + \frac{\beta}{r_{\pi} + R_E} R_E} = - \frac{\beta R_c}{r_{\pi} + (\beta + 1) R_E}$

Si  $\beta \gg 1$  y  $(\beta + 1) R_E \gg r_{\pi}$ , entonces:

$$\frac{v_o'}{e_s} = - \frac{R_c}{R_E}, \text{ por tanto hemos conseguido}$$

estabilizar la ganancia de C.A. así como la polarización en C.D.

Para el circuito sin realimentación, la impedancia de entrada está dada por  $r_{\pi} + R_E$ , para el circuito realimentado, estará dada por:

$$Z_{in} = (r_{\pi} + R_E) \left( 1 + \frac{\beta}{r_{\pi} + R_E} \right) R_E$$

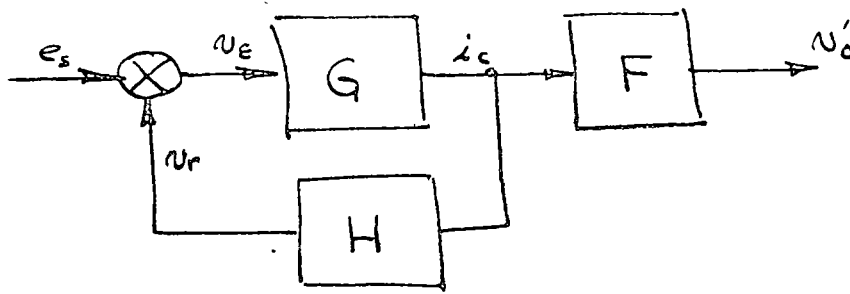


Fig. 1. 6

o sea  $Z_{in} = r_{\pi} + (\beta + 1) R_E$

Por otra parte, la impedancia de salida estará dada por  $(r_o + R_E) // R_C$  como  $r_o \gg R_E, R_C$  entonces para el amplificador realimentado la impedancia de salida estará dada por

$$Z_o = \frac{r_o + R_E}{1 + \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_E} g_m R_E}$$

Si consideramos que  $r_o \gg R_E$ ,  $r_{\pi}(1 + g_m R_E) \gg R_E$  y que  $r_{\pi} > R_E$  tendremos:

$$Z_o \approx \frac{r_o}{1 + g_m R_E}$$

que dado que  $1 + g_m R_E > 1$  la impedancia de salida sea menor que para el caso sin realimentación, compárense los resultados con los obtenidos al hablar de polarización.

Ejemplo 2.-

Consideremos ahora el caso de un amplificador operacional, como el mostrado en la figura 2.1

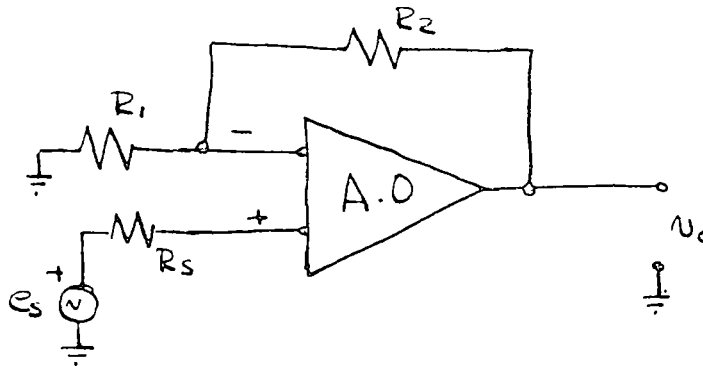


Figura 2.1

En este caso, dado que el amplificador operacional tiene una función de transferencia lineal igual a  $A_v$ , en este caso la realimentación será muestreo de voltajes y comparación de voltajes, podemos redibujar el circuito rompiendo el lazo de realimentación como se muestra en la figura 2.2

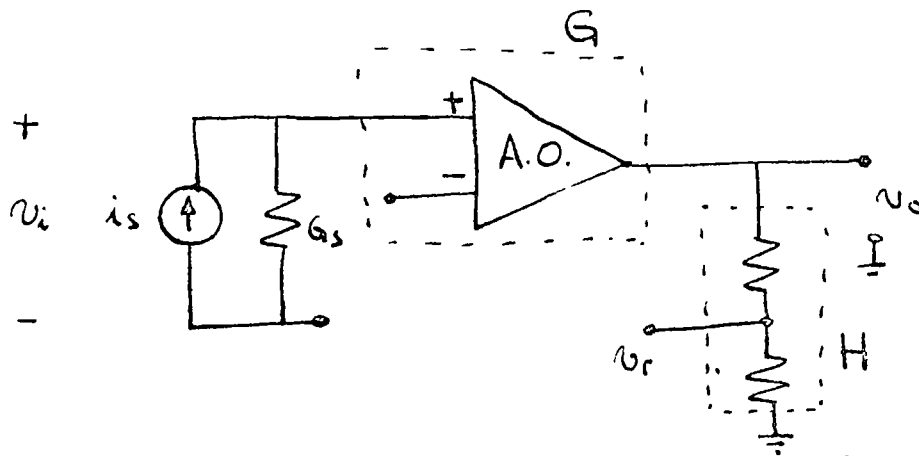


Figura 2.2.

Si consideramos la impedancia de entrada infinita, tendremos

$$v_i = \frac{i_s}{G_s} = e_s$$

tendremos

$$v_o = A_v v_i$$

$$v_r = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} = H v_o$$

Por tanto, la transferencia total será:

$$T = \frac{G}{1 + GH} = \frac{A_v}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_v}$$

Si hacemos

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_v \gg 1$$

entonces

$$T \doteq \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

o sea que podemos fijar a voluntad y con precisión el valor de ganancia que queramos.

Ejemplo 3.-

Consideremos ahora el siguiente circuito

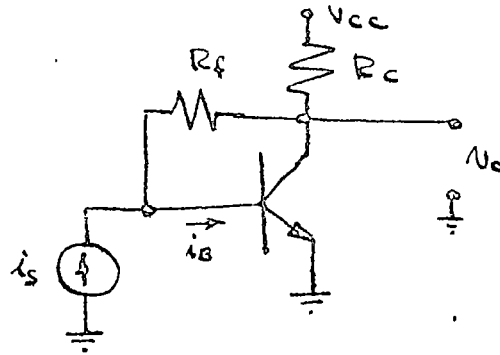


Figura 3.1

En este ejemplo, la comparación se realiza por medio de corrientes, sin embargo, como veremos más adelante, el muestreo podrá considerarse de voltaje o corriente.

Consideremos primero la figura 3.2

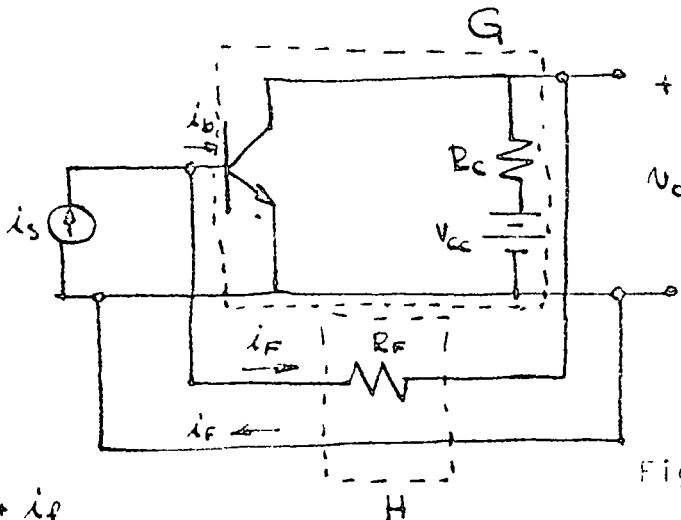


Figura 3.2

$$i_s = i_b + i_f$$

Para este caso, si consideramos  $i_f$  pequeña en comparación a  $i_c$  tendremos para C. A.  $N_o = i_c R_c$  pero  $i_c = \beta i_b$

$$N_o = i_b \beta R_c$$

$$\therefore G = \frac{N_o}{i_b} = \beta R_c$$

Además sabemos que

$$i_f = \frac{N_o}{R_f} \quad H = \frac{i_f}{N_o} = H = \frac{1}{R_f}$$

Por tanto, corresponde un diagrama de bloques a (Fig. 3.3)

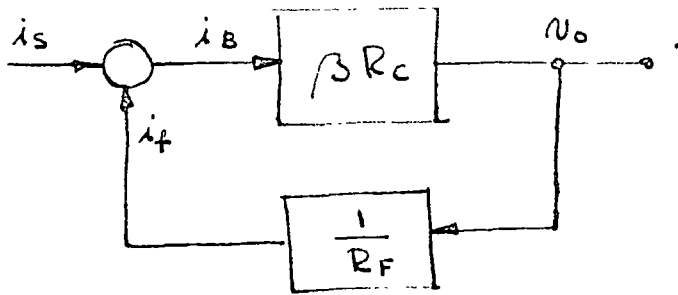


Figura 3.3

Podemos redibujar el circuito (Fig. 3.1) en la forma mostrada en figura 3.4

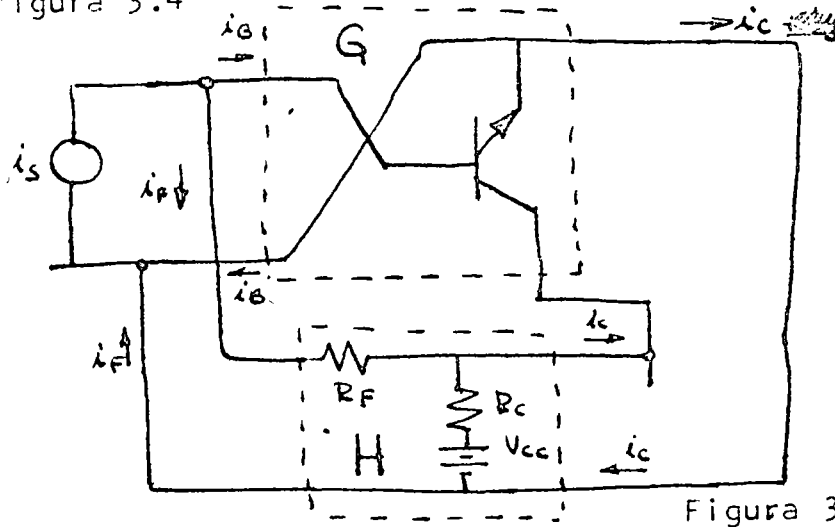


Figura 3.4

En aquí podemos identificar fácilmente que:

$$G = \beta \quad \text{y} \quad H = \frac{R_c}{R_F + R_c}$$

Si consideramos  $R_c \ll R_F$  lo que equivale a suponer que  $i_c \gg i_f$  entonces

$$H \approx \frac{R_c}{R_F} = R_c \frac{1}{R_F}$$

en diagramas de bloque equivale al rostrado en la figura 3.5

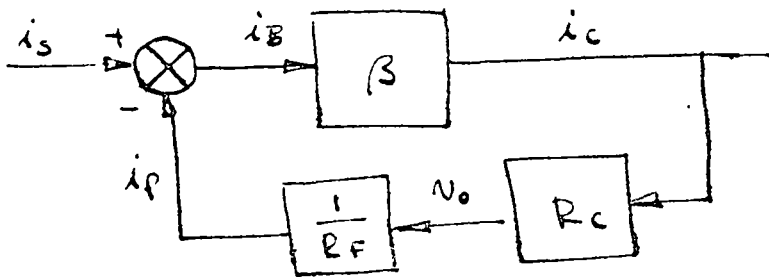


Figura 3.5



el cual evidentemente es una transformación del diagrama de la figura 3.3.

Ejemplo 4.-

En la figura 4.1 se muestra un circuito en el cual el circuito de realimentación está a su vez realimentado

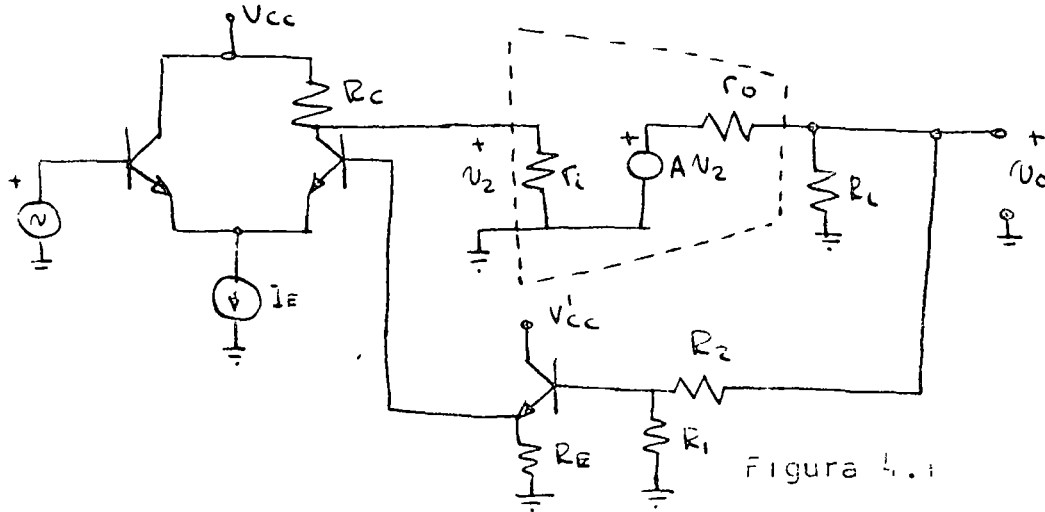


Figura 4.1

Este amplificador tiene a la entrada un par diferencial por lo que la comparación en el nodo suma deberá de ser de voltajes, la salida es el voltaje  $V_o$ , por lo que podemos decir que el nodo de muestreo es también de voltajes. El circuito equivalente empleando el modelo lineal del TBO y del medio circuito diferencial es el mostrado en la figura 4.2

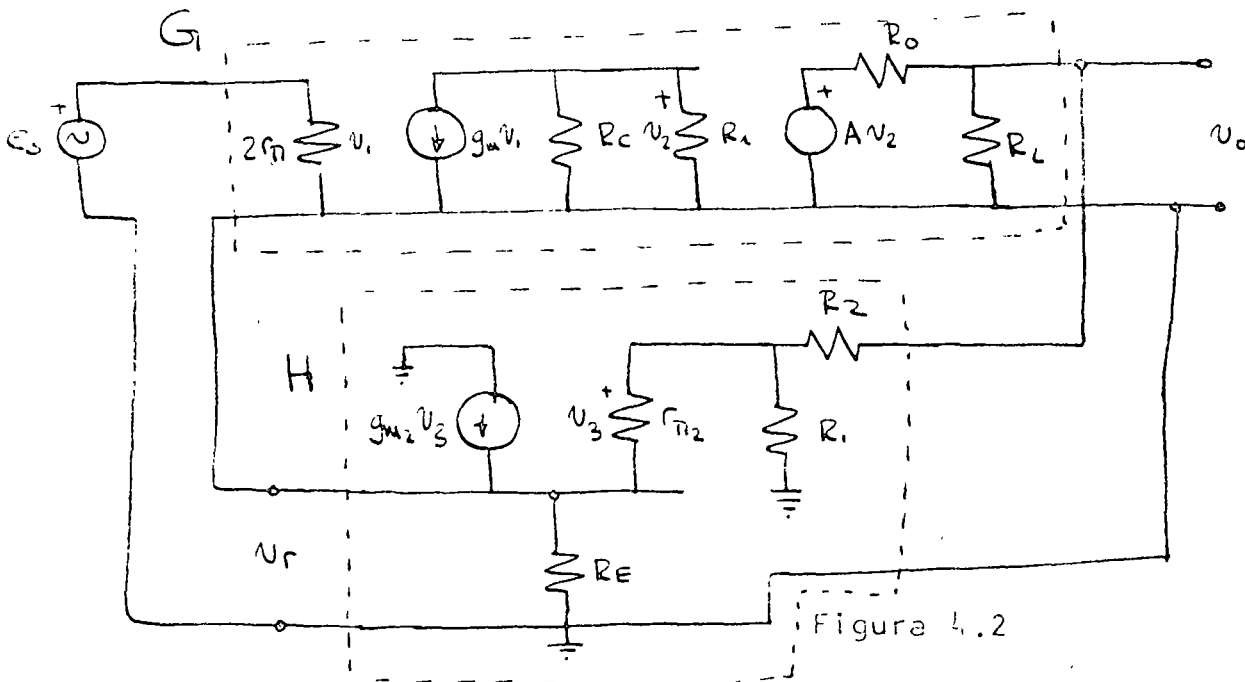


Figura 4.2

Por inspección podemos determinar:

$$G = \frac{V_o}{e_s} \Big|_{N_r=0} = g_{m1} (R_c \parallel R_i) A \frac{R_i'}{R_i' + r_o}$$

$$H = \frac{V_r}{V_o} = \frac{g_{m2}^2 R_1^2 R_E R_2 // (r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_E)}{(1 + g_{m2} r_{\pi 2}) (r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_E) (R_2 + R_1 // r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_E)}$$

$$= \frac{R_1 R_E \beta_2}{(R_1 + R_2) (r_{\pi 2} + R_E) + R_1 R_E \beta_2}$$

donde:

$$R'_L = R_L // [R_2 + R_1 // (r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_E)]$$

lo cual corresponde a un sistema como el mostrado en la figura 4.3

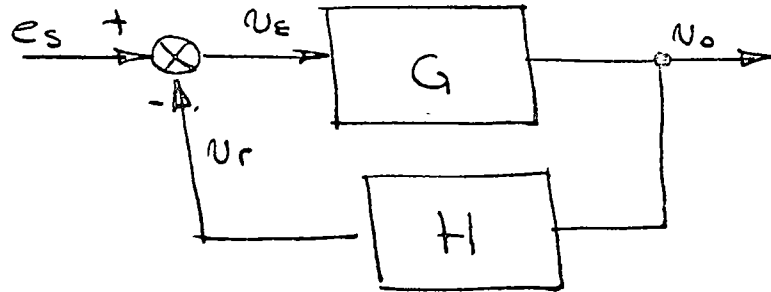


Figura 4.3

Podemos también considerar por separado la realimentación en \$H\$ como se muestra en 4.5, donde se muestra \$H\$ con el nodo de comparación "roto"

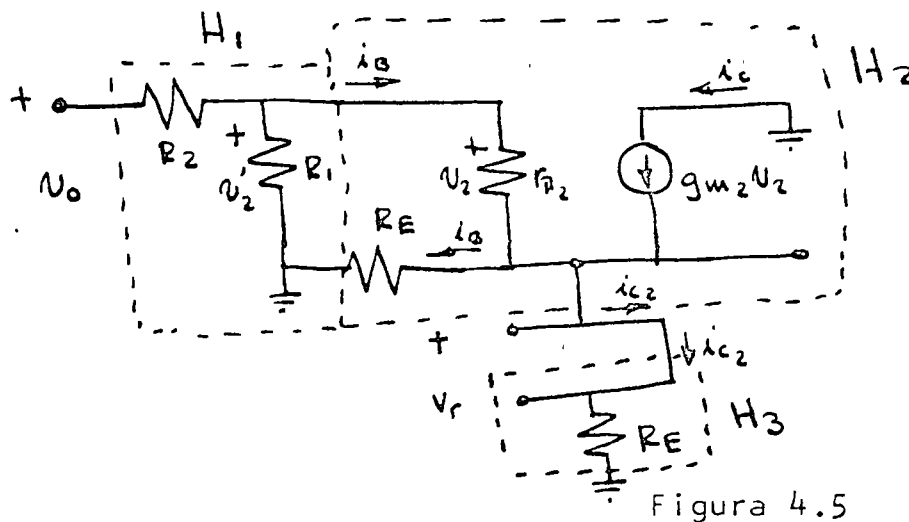


Figura 4.5

Podemos apreciar que.

$$V_2' = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_2 = V_2' \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + R_E}$$

$$i_{c2} = g_{m2} V_2$$

$$V_r = V_{r2} = i_{c2} R_E$$

por tanto,

$$H_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad H_2 = \frac{g_{m2} r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + R_E} \quad H_3 = R_E$$

quedando la malla de realimentación con transferencia unitaria.

Esto se aprecia claramente en la figura 4.6

de modo que la transferencia total es

$$H = \frac{H_1 H_2 H_3}{1 + H_1 H_2 H_3}$$

que substituyendo valores queda como

$$H = \frac{R_1 R_E g_{m2} r_{\pi 2}}{R_1 R_E g_{m2} r_{\pi 2} + (R_1 + R_2)(r_{\pi 2} + R_E)}$$

$$H = \frac{R_1 R_E \beta^2}{(R_1 + R_2)(r_{\pi 2} + R_E) + R_1 R_E \beta}$$

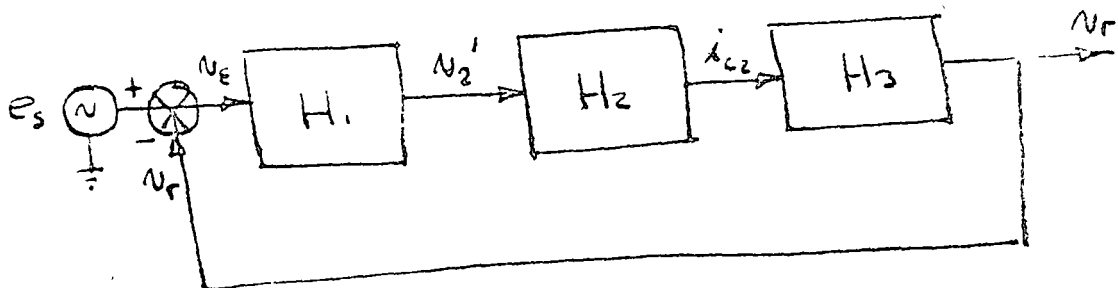


Figura 4.6

Ejemplo 5.-

Consideremos ahora el siguiente circuito ( Fig. 5.1) el cual analizaremos únicamente desde el punto de vista de C. A. Proponemos como ejercicio el hallar los puntos de operación con los parámetros indicados ( $\beta=20, r_o=\infty$ ) y verificar el cálculo de los modelos de señal pequeña, así como la realimentación en C. D.

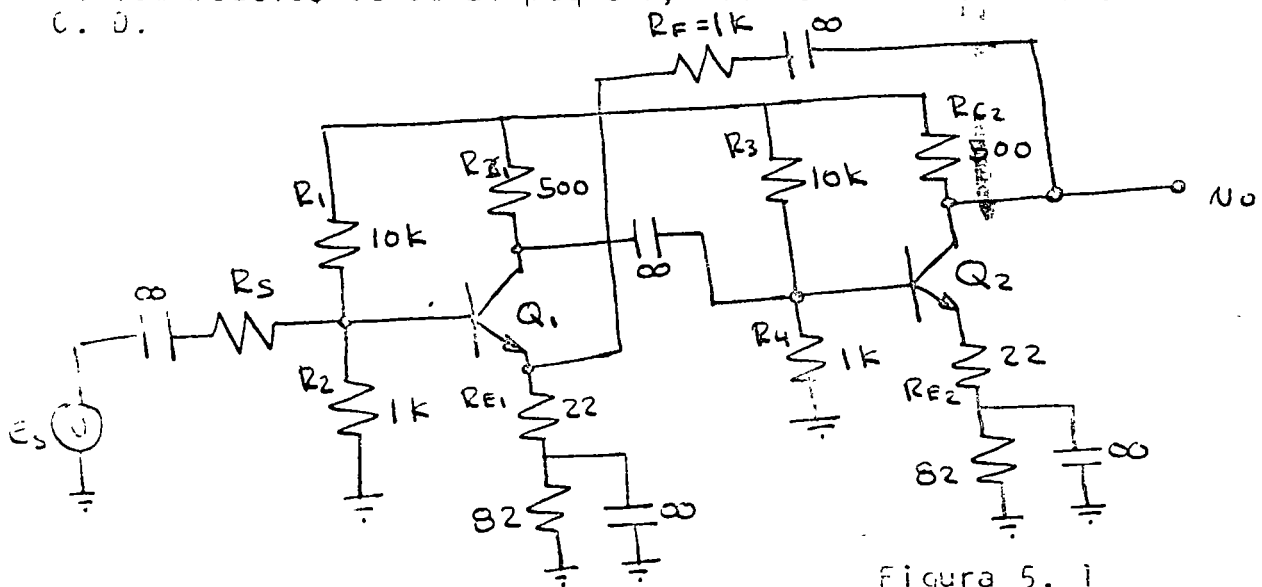


Figura 5.1

Para C. A. consideraremos todos los capacitores como corto circuito (considérese lo opuesto para el análisis de C. D.) substituyendo los TBJ por sus modelos lineales, considerando que para  $I_{CQ1} = I_{CQ2} \doteq 2.5 \text{ mA}$  tendremos  $g_{m1} = g_{m2} \doteq 100 \text{ mmhos}$  podemos dibujar el circuito equivalente, mostrado en la figura 5.2 donde  $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = 200 \Omega$

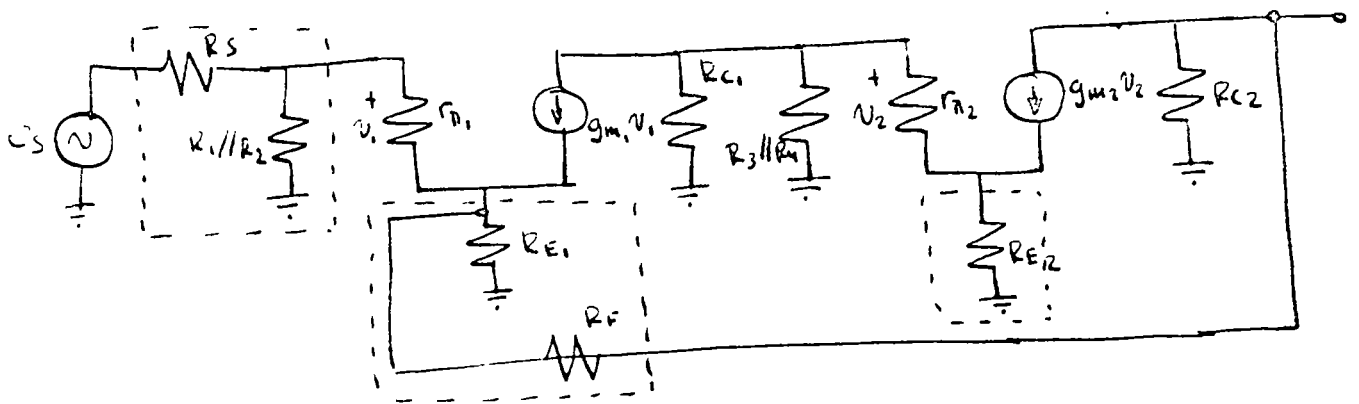
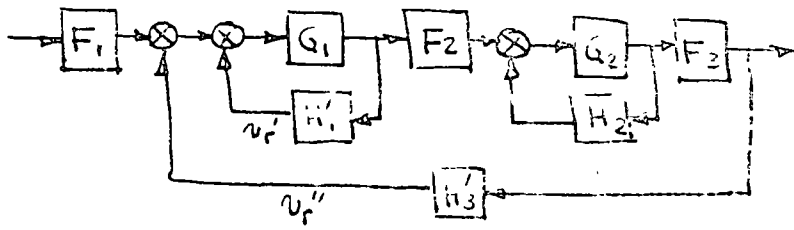


Figura 5.2

Como se ve en señalado con línea punteada los circuitos locales de realimentación; para mostrarlos mejor, se redibujará el circuito en la forma mostrada en la figura 5.3 con su correspondiente dia-

grama de bloques (Fig. 5.4) el cual, simplificado, queda como se muestra en la figura 5.5 (como referencia en la simplificación, véase "Feedback and control Systems" de la colección Schaum's).

La transformación mediante la cual llegamos al diagrama de la figura 5.5, significa un cambio en el circuito como el mostrado en la figura 5.6



donde

$$H_1' = H_1 H_4$$

$$H_2' = H_2 H_4$$

Figura 5.5

Ahora es fácil romper los nudos con y hallar las transformaciones locales, podemos entonces reducir el circuito de la figura 5.3 como se muestra en 5.7

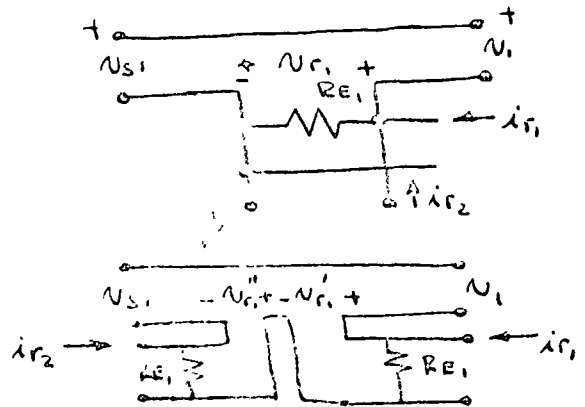
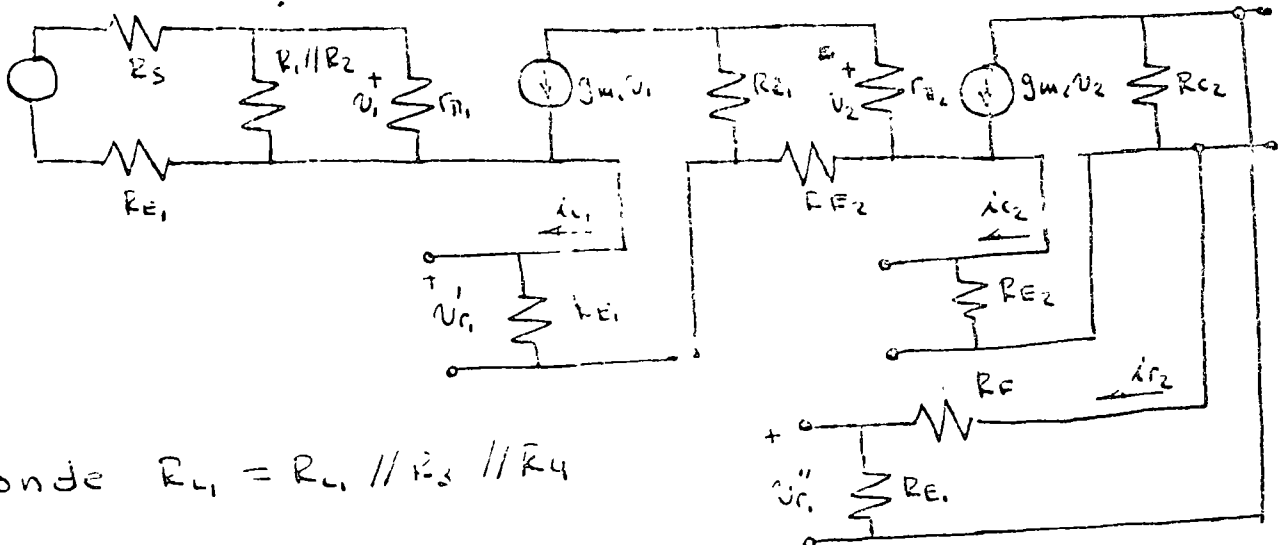


Figura 5.6



donde  $R_L = R_L // R_3 // R_4$

Figura 5.7

$$F_1 = \frac{V_1}{e_s} = \frac{(R_1 // R_2) r_{\pi 1}}{(R_1 // R_2 + R_s)(r_{\pi 1} + R_{E1})}$$

$$G_1 = \frac{i_{c1}}{V_1} = g_{m1}$$

$$H_1' = \frac{V_{r1}}{i_{c1}} = R_{E1} = H_2$$

$$F_2 = \frac{V_2}{i_{c1}} = [R_L // (r_{\pi 2} + R_{E2})] \frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2} + R_{E2}}$$

$$G_2 = \frac{i_{c2}}{V_2} = g_{m2}$$

$$F_3 = \frac{V_o}{i_{c2}} = - (R_{c2} // (R_F + R_{E1})) = R_{L2}$$

$$H'_3 = \frac{V_{F1}}{V_o} = \frac{R_{E1}}{R_F + R_{E1}}$$

Podemos simplificar el diagrama de la figura 5.5 como se muestra en la figura 5.8

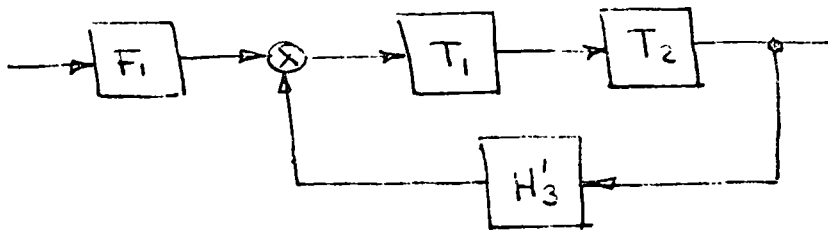


Figura 5.8

donde

$$T_1 = \frac{G_1 F_2}{1 + G_1 H'_1} \quad ; \quad T_2 = \frac{G_2 F_3}{1 + G_2 H_2}$$

y podemos obtener la transmitancia total como

$$T = \frac{F_1 T_1 T_2}{1 + T_1 T_2 H'_3}$$

es claro que si

$$T_1 T_2 H'_3 \gg 1 \quad T = \frac{F_1}{H'_3}$$

Podemos pasar ahora a calcular los valores de  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $F_1$  y finalmente  $T$ .

R34

$$F_1 = \frac{(10k // 1k) 200}{(10k // 1k)(200 + 22)} = 0.425$$

$$G_1 = 100 \times 10^{-3} \text{ mhos}$$

$$H_1' = H_2 = 22 \ \Omega$$

$$G_2 = 100 \times 10^{-3} \text{ mhos}$$

$$F_3 = -500 // (1k + 22) = -335$$

$$H_3' = \frac{22}{1k + 22} = 2.15 \times 10^{-2}$$

Por tanto,

$$T_1 = \frac{100 \times 10^{-3} \times 118}{1 + 100 \times 10^{-3} \times 22} = -3.7$$

$$T_2 = - \frac{100 \times 10^{-3} \times 335}{1 + 100 \times 10^{-3} \times 22} = -10.5$$

Por tanto:

$$T = \frac{3.7 \times 10.5}{1 + 3.7 \times 10.5 \times 2.15 \times 10^{-2}} = 21$$

Ejemplo 6.-

Considérese el siguiente circuito

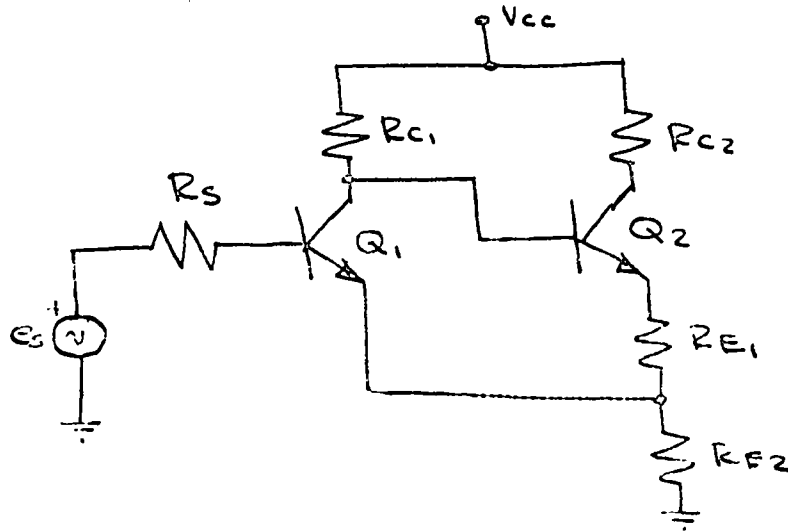


Figura 6.1

el modelo lineal del circuito será el mostrado en 6.2 si consideramos  $r_o = \infty$

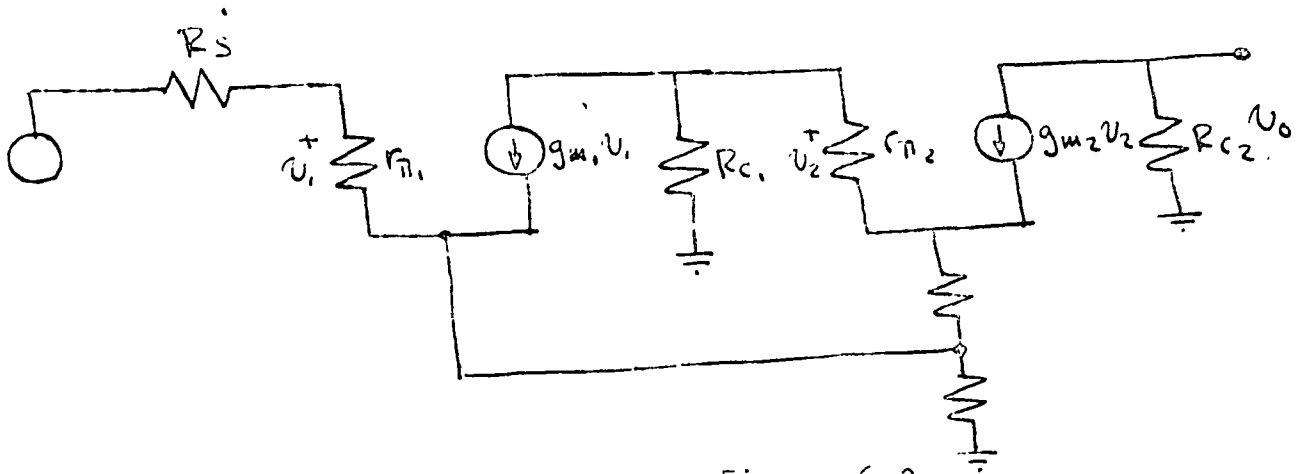


Figura 6.2

Rearreglando el circuito para mostrar más claramente las realimentaciones existentes, queda como muestra la figura 6.3, donde se indica con líneas punteadas los lugares donde podemos "romper" los nodos de comparación



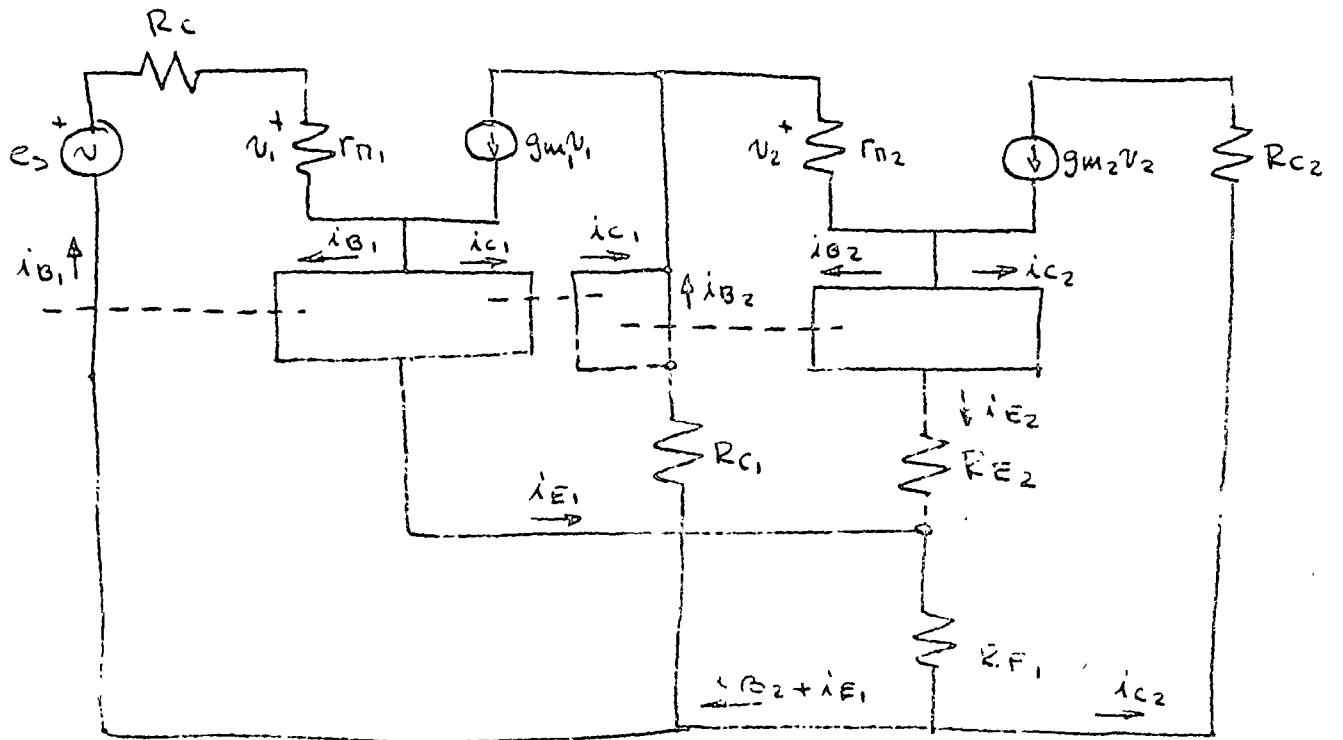


Figura 6.3

El diagrama de bloques de la figura 6.4 puede reducirse al que se muestra en la figura 6.5 donde claramente se aprecian las diversas realimentaciones locales e incluso la alimentación hacia adelante.

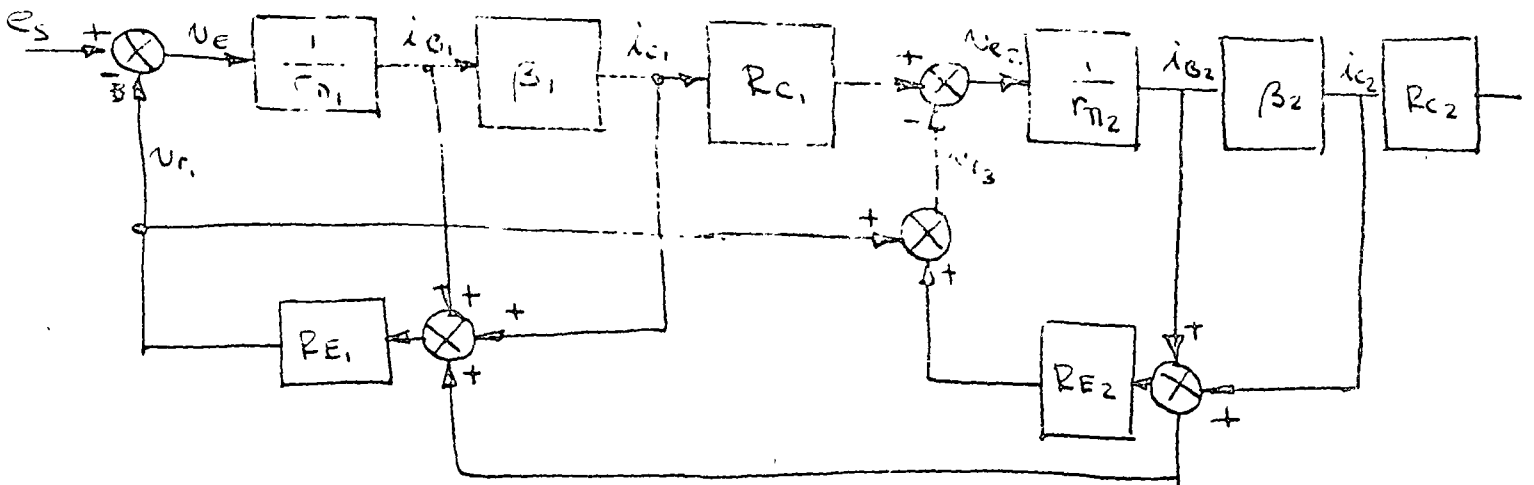


Figura 6.4

Simplificando el diagrama, llegamos finalmente a lo mostrado en la figura 6.6

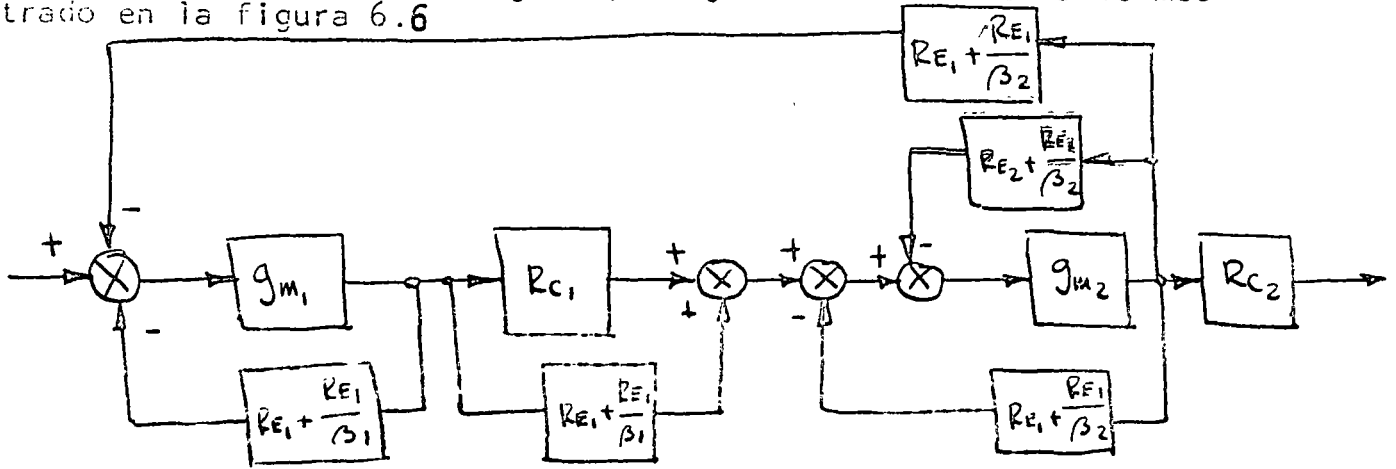


Figura 6.5

donde

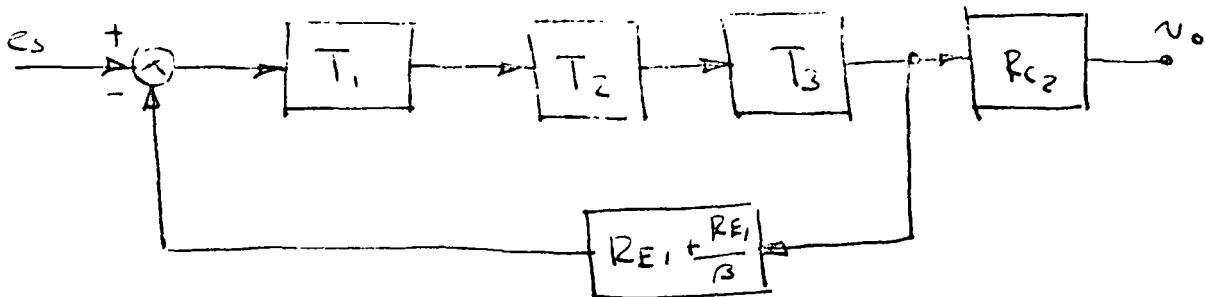
$$T_1 = \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1} \left( R_{E1} + \frac{R_{E1}}{\beta_1} \right)}$$

$$T_2 = R_{C1} + R_{E1} + \frac{R_{E1}}{\beta_1}$$

$$T_3 = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2} \left( R_{E1} + R_{E2} + \frac{R_{E1} + R_{E2}}{\beta_2} \right)}$$

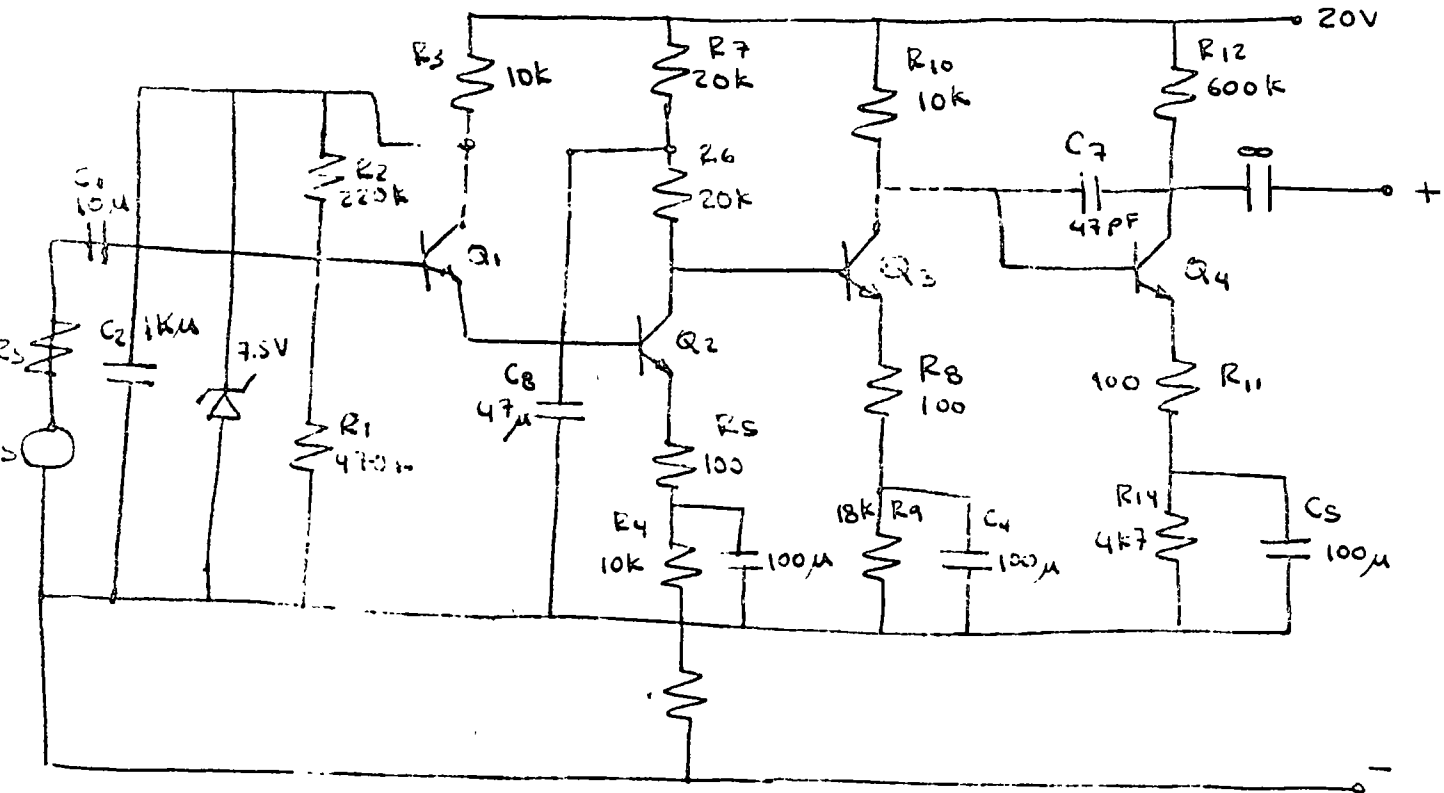
siendo la transferencia total  $T =$

$$T = \frac{T_1 T_2 T_3 R_{C2}}{1 + T_1 T_2 T_3 \left( R_{E1} + \frac{R_{E1}}{\beta_2} \right)}$$



Ejemplo 7.-

En este ejemplo se muestra un amplificador con una serie de realimentaciones locales y una realimentación que aparece como "total" en una forma algo engañosa. Este amplificador está diseñado para tener un ancho de banda grande.



Desde el punto de vista de C. D., así como de el de C. A. a frecuencias medias, el circuito es similar. Para C. D., la realimentación procura mantener la polarización constante. Analizaremos sólo el circuito de C. A., por ser parecido al de C. D. y más interesante por el aspecto de frecuencia.

Las corrientes de polarización aproximadas son:

$$I_{Q1} = 0.011 \text{ mA}$$

$$I_{Q2} = 0.35 \text{ mA}$$

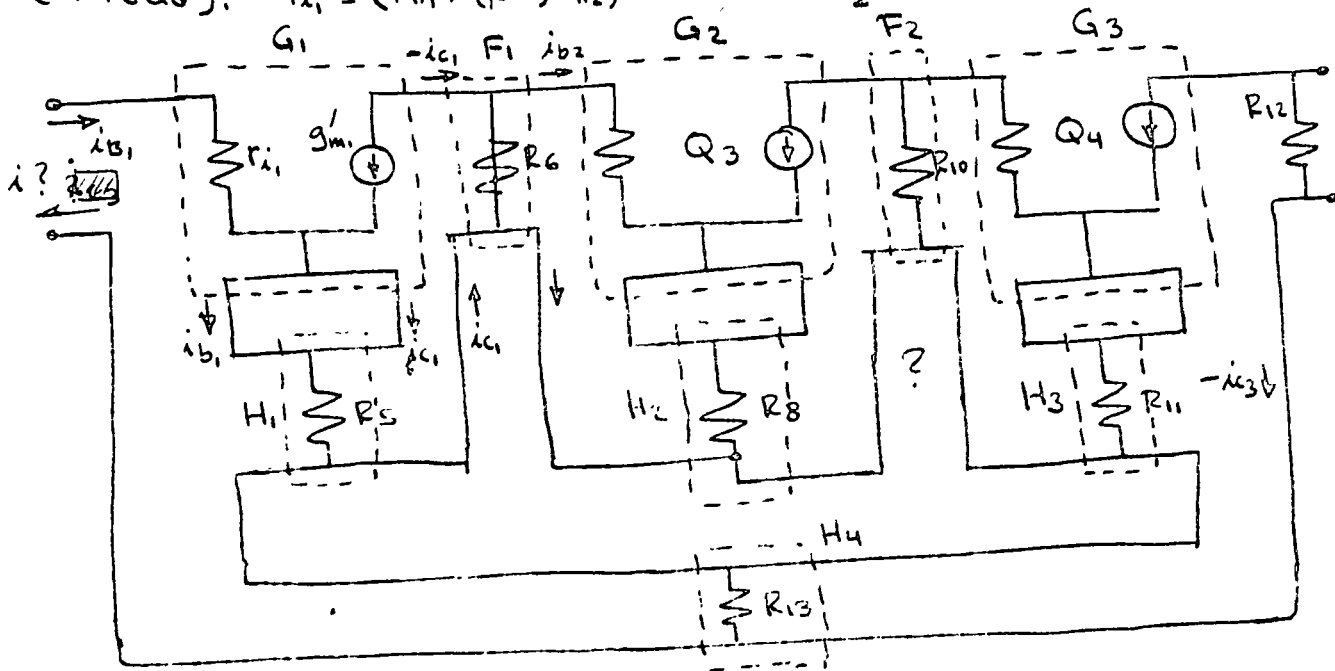
$$I_{Q3} = 0.30 \text{ mA}$$

$$I_{Q4} = 3.5 \text{ mA}$$

$$\beta = 30 \quad r_o = \infty \quad r_x = 0$$

Calcularemos ahora la ganancia de A a B a frecuencias medias. Para esto, no dibujaremos el circuito de C. A., mostrando todas las realimentaciones

Primero, redibujaremos el circuito mostrando las aparentes realimentaciones locales y la aparente realimentación total, mostrando incumplimiento de las reglas para redes de dos pares de puertas. (Emplearemos un modelo para el "Darlington" a la entrada).  $r_{i1} = (r_{\pi 1} + (\beta + 1)r_{\pi 2})$   $g_{m1} = \frac{g_{m2}}{2}$



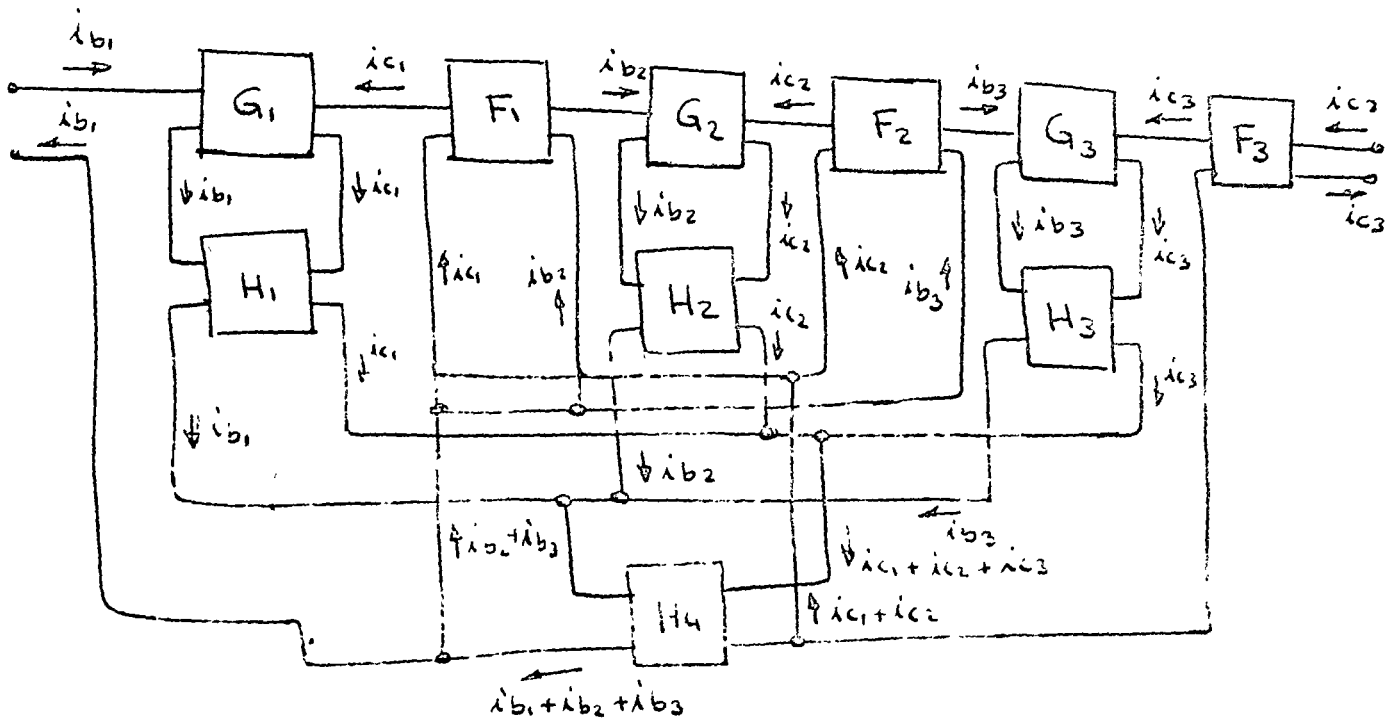
Como se aprecia, la corriente de entrada no es igual a la de salida en varios casos: entrada  $F_1$ ,  $F_2$  y  $F_3$ . Por lo tanto, esta no es una configuración correcta de análisis. Alguien pensaría en analizar primero el amplificador sin realimentación y obtener:

$$G = \frac{G_1 F_1}{1 + G_1 H_1} \times \frac{G_2 F_2}{1 + G_2 H_2} \times \frac{G_3}{1 + G_3 H_3}$$

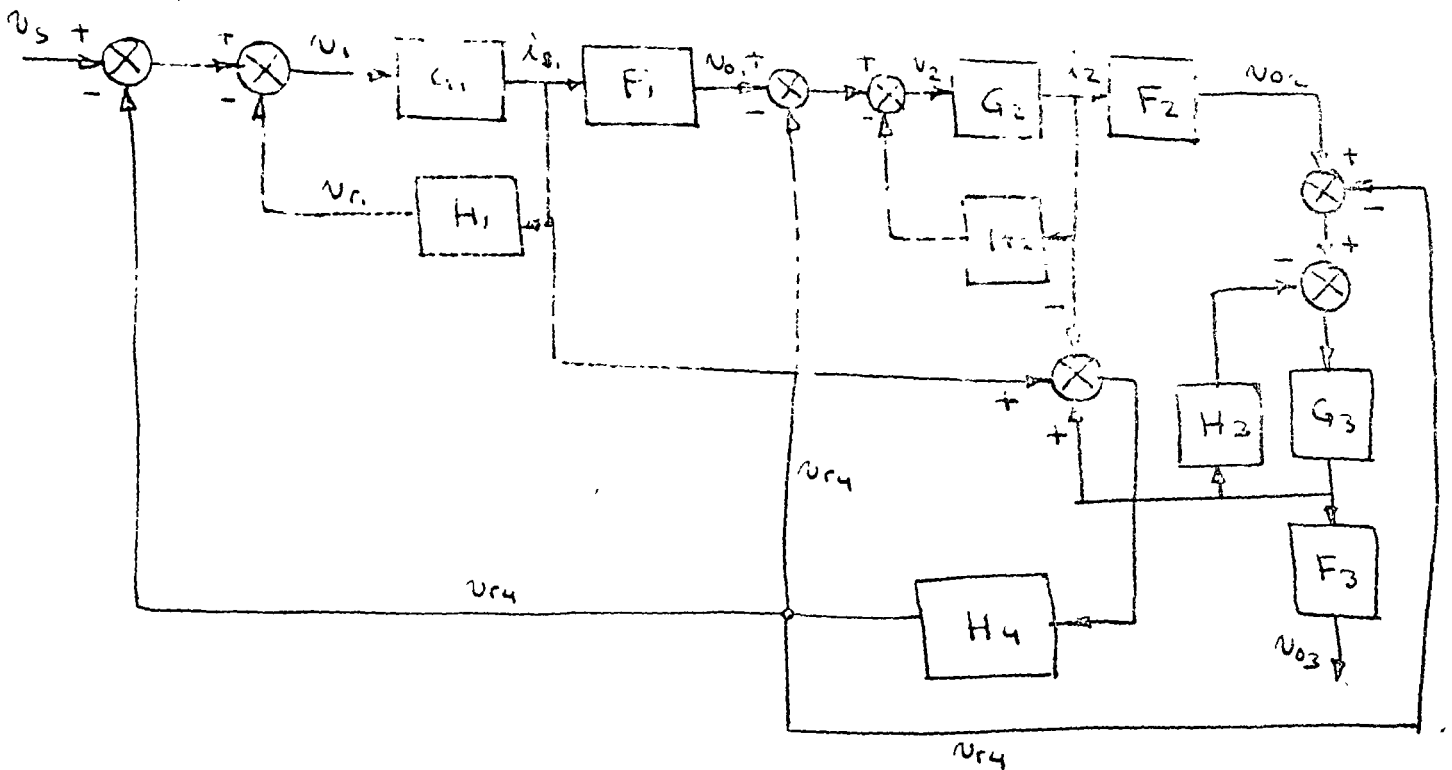
y posteriormente:

$$T = \frac{G F_3}{1 + G H_4}$$

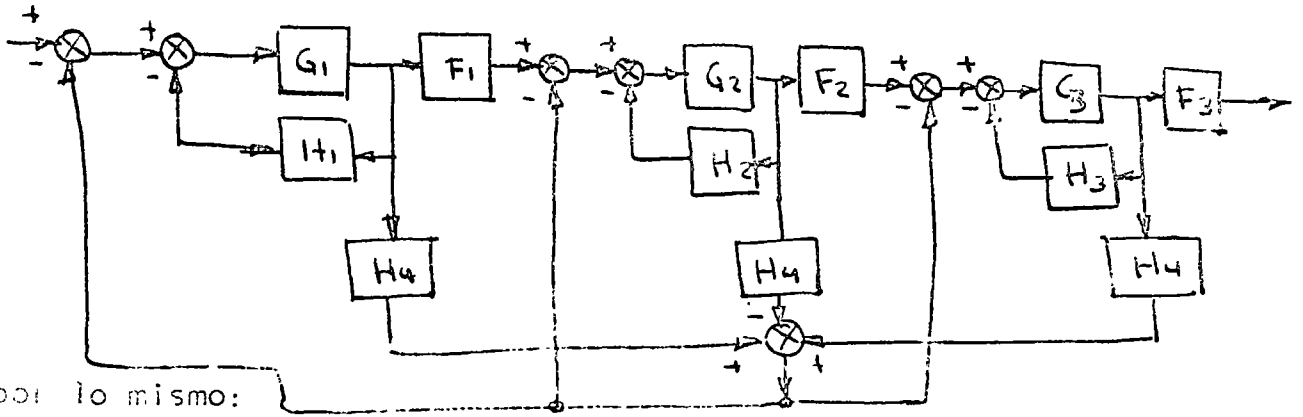
El resultado será erróneo. El sistema debe ser tomado de forma que se cumplan las reglas para redes de dos pares de puertas. Siendo así, se redibuja el sistema como se muestra:



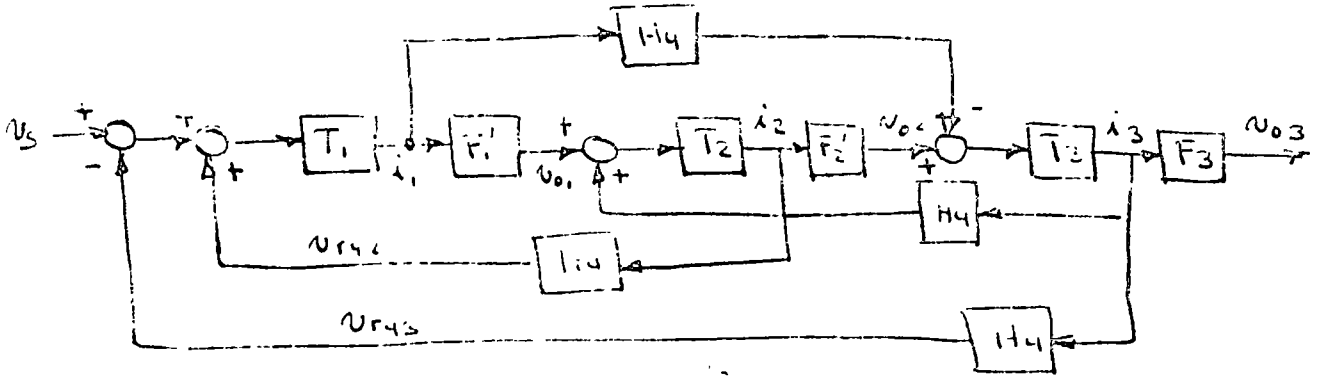
Empleando la notación de los diagramas de bloques



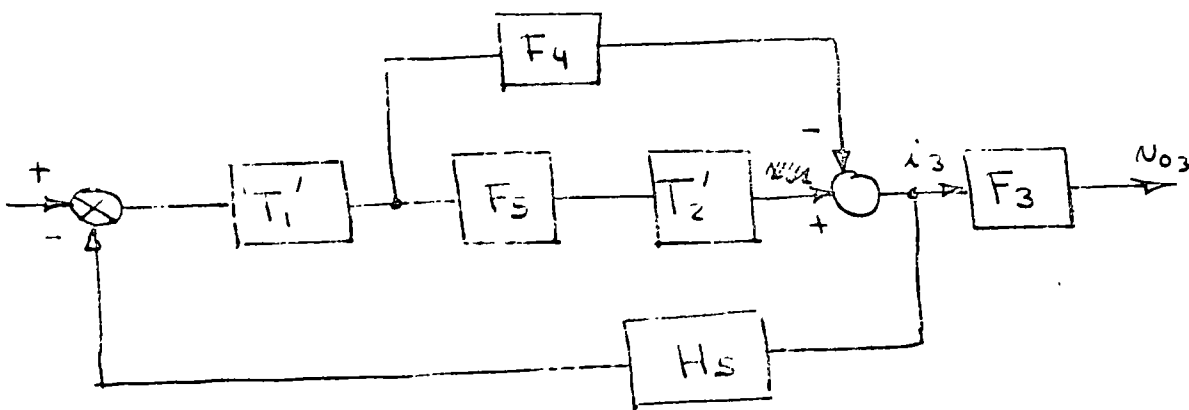
De acuerdo con las reglas de diagramas de flujo, se puede redibujar:



y por lo mismo:  
Al reducir queda:



Reduciendo:



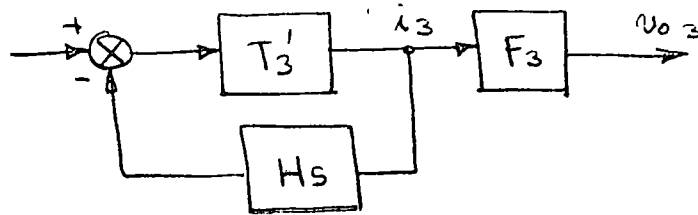
donde:  $T_1 = G_1 \frac{1}{1+G_1(H_1+H_4)}$  ;  $T_2 = \frac{G_2}{1+G_2(H_2+H_4)}$

$T_3 = \frac{G_3}{1+G_3(H_3+H_4)}$  ;  $F_1' = F_1 + H_4$  ;  $F_2' = F_2 + H_4$

y de aquí

$T_2' = \frac{T_2 T_3 F_2'}{1 - T_2 T_3 F_2' H_4}$  ;  $F_5 = 1 - H_4^2 \frac{T_3}{F_1'}$  ;  $F_4 = \frac{H_4 T_3}{F_1'}$  ;  $H_5 = H_4(1 - T_2 H_4)$

y finalmente



donde:  $T'_3 = T'_1(F_5 T'_2 - F_4)$

La Transferencia total sera  $T = \frac{T'_3 F_3}{1 + T'_3 H_5}$

Realimentación positiva puede hacer inestable el sistema si  $|T_2 H_4| > 1$   $H_5$  es negativo y se tiene una realimentación total positiva lo que haría inestable el sistema.

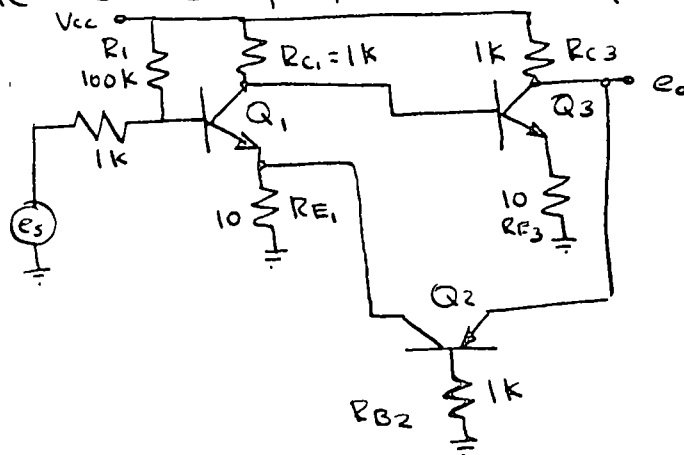
Para hallar los valores de  $G_1, G_2, etc.$ , se empleará el primer diagrama de la página 24, cortando los nodos suma como ya se ha explicado. El principal problema consiste en hallar  $F_1$  y  $F_2$  ya que para hacerlo se debe conocer la resistencia de entrada al siguiente circuito.

EJERCICIO

Para el siguiente circuito determine  $\frac{e_o}{e_s}$

a- considere:  $r_o = \infty$   $r_{\pi_i} = 400 \Omega$   $g_{m_i} = 100 \frac{mA}{V}$   $i = 1, 2, 3$

Muestre claramente los circuitos equivalentes y sus diagramas de bloque correspondientes, para cada una de las simplificaciones que efectue



b- Suponga  $V_{cc} = 10V$ , analice la polarización y encuentre los valores correctos para  $g_{m_i}$  y  $r_{\pi_i}$

$i = 1, 2, 3$





## X. ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA .

### X.1 Introducción .

El tiempo de respuesta de un circuito se refiere a una limitación del mismo en cuanto a la rapidez de variación de las señales que puede manejar. Esta limitación, en circuitos lineales se acostumbra estudiar en términos de frecuencia, debido principalmente a la facilidad de analizar señales senoidales ó de emplear el conocido método de la transformada de Laplace ( ) para analizar circuitos reactivos. El hecho de emplear estas técnicas de análisis no restringe su aplicación, ya que señales no senoidales pueden siempre ser expresadas como una suma de señales senoidales armónicas ( ) .

Del análisis llamado en el dominio de la frecuencia, el cual se realiza empleando la transformada de Laplace, se tienen ya resultados desarrollados en el campo de Control y de la Teoría de Circuitos, muchos de los cuales serán de gran utilidad en el análisis de circuitos electrónicos. Algunos de los principales resultados que se emplean son :

- La transformación Laplaciana de circuitos reactivos .
- El análisis de Bode y sus criterios de estabilidad .

La respuesta a la frecuencia de un circuito electrónico es una limitación ó una propiedad esencial . Básicamente es posible distinguir tres tipos principales de circuitos amplificadores en lo que se refiere a esta característica :

- Pasa altas .- Aquel circuito que amplifica las señales de frecuencia superior a una frecuencia dada - (  $f_p$  ) como se advierte en el diagrama de amplificación vs. frecuencia en la figura -- X.1.1 a .
- Pasa Bajas .- En oposición al anterior, amplifica las señales de frecuencia inferior a una dada (  $f_A$  ) ver figura X.1-1 b .

- Para Bandas. - Amplifica señales dentro de un rango específico de frecuencias ( $f_1, f_2$ ) ó ancho de banda ( $AB = |f_2 - f_1|$ ). Ver figura X.1.1c

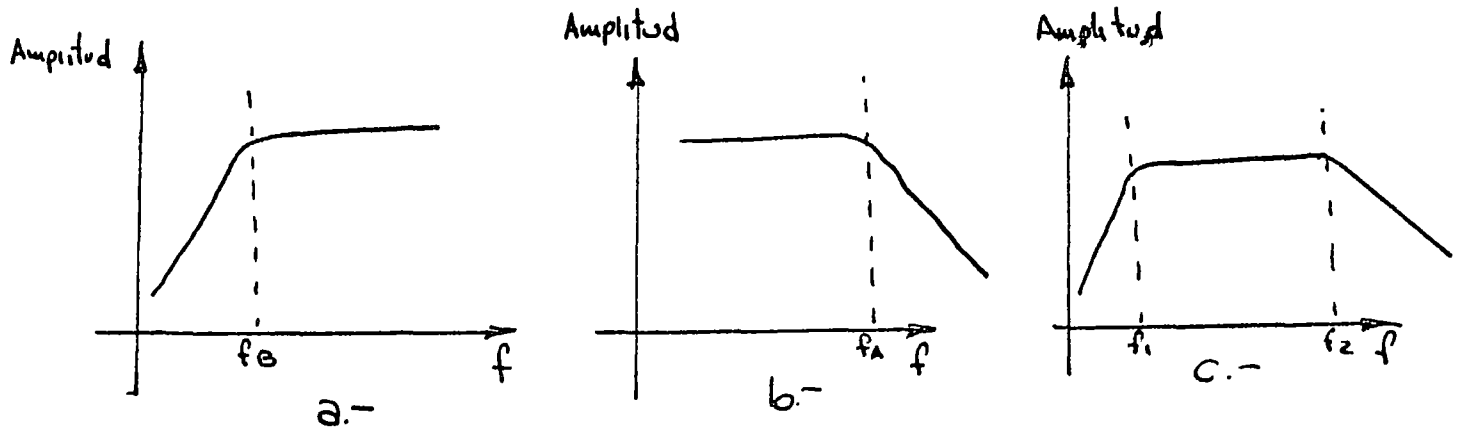


Fig X.1-1

Una gran parte de los circuitos electrónicos son para banda, y todos tienen un límite superior en la frecuencia de amplificación. Pueden existir otros tipos de respuesta a la frecuencia tipo ventana, en el que solo un rango de frecuencias no se amplifica ( Fig. X.1.2 a ) para bajas ó para altas ó para banda con sobretiro, que tiene frecuencia de mayor amplificación, pero otras de aceptable amplificación ( X.1.2 b ); y combinaciones de todos estos tipos ( Fig. X.1-2 c ).

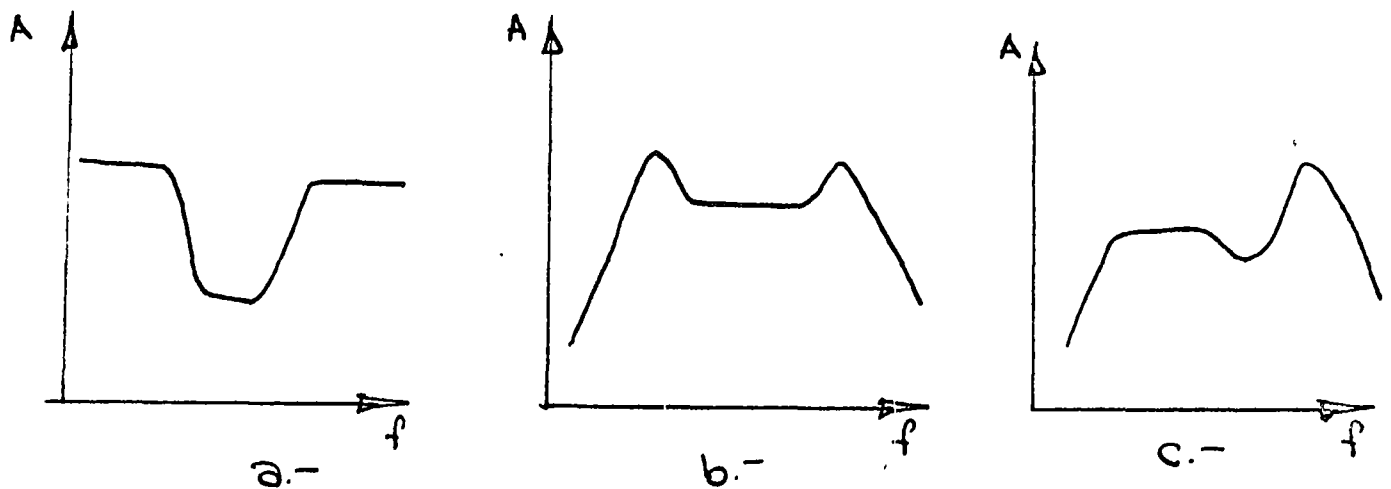


Fig. X.1-2

Sin embargo, la mayoría de los circuitos electrónicos prácticos se diseñan para bajas, para altas ó para banda, combinandolos en ocasiones para producir respuestas más complejas .

El tipo de respuesta a la frecuencia , así como los límites de ésta se determinan según la aplicación del circuito, así un amplificador de señales de audio debe trabajar entre 20 Hz y 20 KHz, un aplicador de frecuencia intermedia de un receptor comercial debe trabajar con un ancho de banda de 20 KHz centrados en 455 KHz, y un detector y amplificador de deformaciones de un "strain gauge" debe trabajar desde C.D. hasta una frecuencia alta ( $f_A$ ) en subaudio ( unos 15 Hz ), etc .

Nuestro propósito en este capítulo es evidenciar técnicas de análisis que permitan determinar la respuesta a la frecuencia de la mayoría de los circuitos electrónicos lineales - en la práctica. Nos referiremos aquí básicamente a dos tipos: para altas y para bajas. El caso para banda lo consideraremos sólo como una extensión basada en el empleo de circuitos resonantes ó en una combinación para bajas -para altas . Enfatizaremos además aquellos casos, los más comunes en los que exista un polo dominante ( \* ), desentendiéndonos de los ceros en la gran mayoría de los casos .

Para deducir los resultados generales de análisis, partiremos de un ejemplo muy común, evitando lo más posible entrar en detalles matemáticas y enfatizando los resultados prácticos .

## X.2 Un amplificador común de TBJ .

En la figura X.2-1 a se muestra un amplificador clásico con un solo TBJ. En la figura X.2.1 b se muestra el circuito incremental equivalente en el que para sencillez de análisis se ha reducido a un equivalente de Thevenin el circuito de la base .

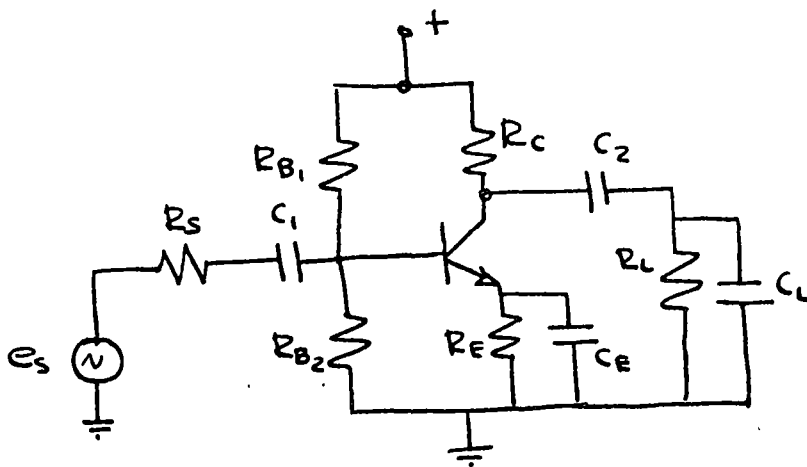
---

( \* ) El lector debe estar familiarizado con los conceptos de polos y ceros. En caso contrario recomendamos recurrir a libros de Control ó Teoría de Circuitos como el de Gerez y Murray (LIMUSA, 1971)

En la mayoría de los casos, los capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_E$  son grandes ( u F ) y equivalen a corto circuitos, a frecuencias medias y altas . Asimismo,  $C_{\pi}$ ,  $C_u$  y  $C_c$  son por lo general chicos ( del orden de picofarads ) y a bajas y medias frecuencias equivalen a circuitos abiertos .

Por lo tanto podemos simplificar el análisis del circuito completo sí consideramos tres regiones de acción :

- a) Frecuencias bajas, en las que el circuito se puede reducir al de la Figura X.2-2 a .
- b) Frecuencias medias, en las que el circuito es resistivo , como en la Figura X.2.2 b .
- c) Frecuencias altas , en las que el circuito se puede reducir al de la figura X.2-2 c .



$$e'_s = e_s \frac{R_{B1} // R_{B2}}{R_s + R_{B1} // R_{B2}}$$

$$R'_s = R_{B1} // R_{B2} // R_s$$

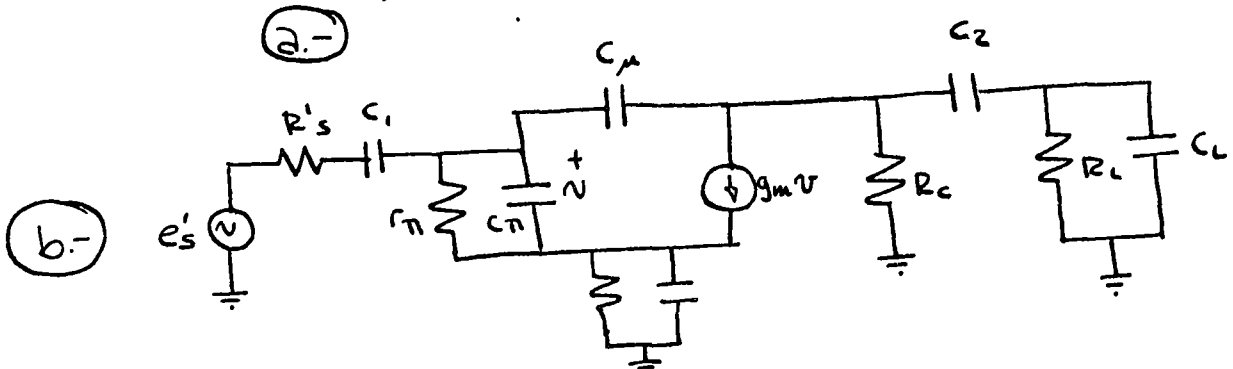


Fig X2-1

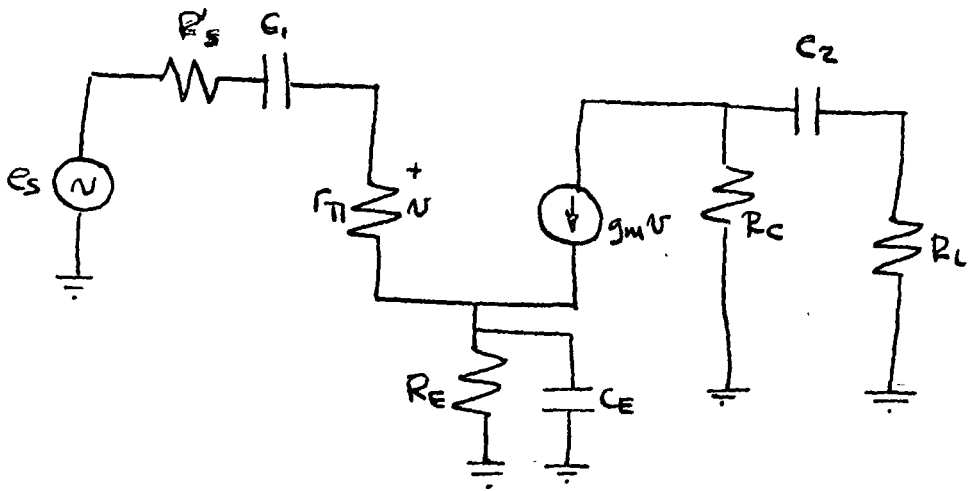


Fig X.2-2a

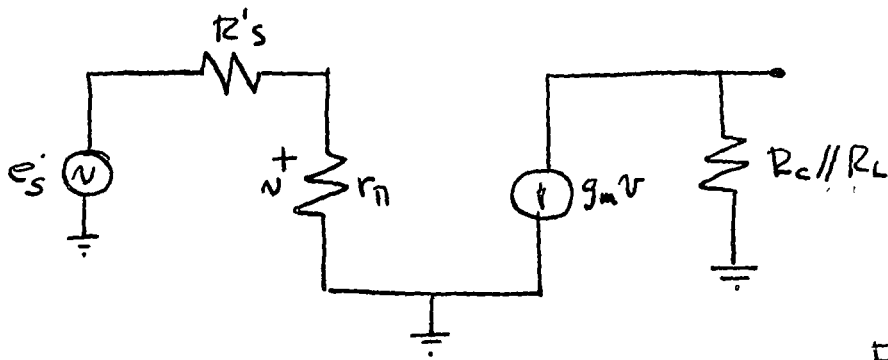


Fig X.2-2b

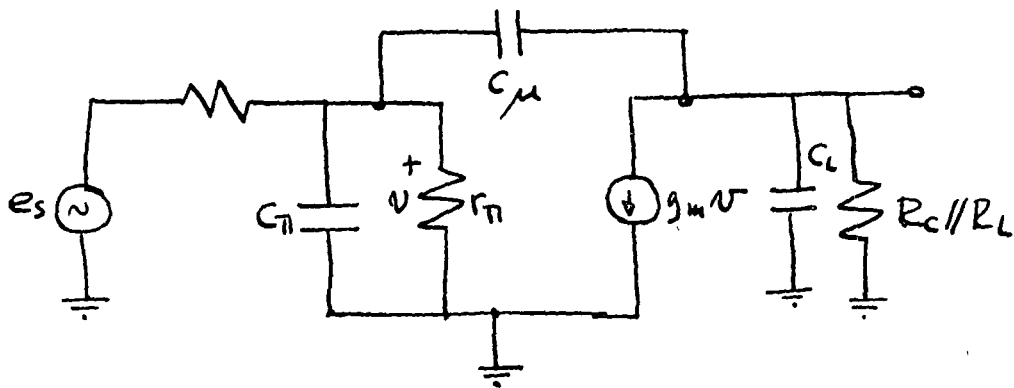


Fig X.2-2c

El circuito a frecuencias medias es ya conocido para nosotros, y sabemos que el resultado es:

$$\frac{v_o}{e_s} = - \frac{r_{\pi}}{R_s + r_{\pi}} g_m R'_L \quad (R'_L = R_L \parallel R_C) \quad (X.2-1)$$

Procederemos ahora a analizar los otros dos circuitos.

### X.2-1 Frecuencias bajas.

Analizando el circuito de la Figura X.2-2 a, empleando la variable S para la transformada de Laplace, se tendrá:

$$e_s - v - v_e = \frac{v}{r_{\pi}} (R'_s + \frac{1}{sC_1}) \quad (X.2-2 a)$$

$$v_e \left( \frac{1}{R_E} + sC_E \right) = g_m v + \frac{v}{r_{\pi}} \quad (X.2-2 b)$$

$$v_o = g_m v \frac{R_C \parallel (R_L + \frac{1}{sC_2})}{R_L + \frac{1}{sC_2}} R_L \quad (X.2-2 c)$$

De (X.2-2 a) y (X.2-2 b) se puede deducir:

$$\frac{v}{e_s} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R'_s} \frac{s(s + \frac{1}{R_E C_E})}{s^2 + \left( \frac{1}{R_{1\infty} C_1} + \frac{1}{R_{E\infty} C_E} \right) s + 1} \quad (X.2-3 a)$$

en dónde:

$$R_{1\infty} = R'_s + r_{\pi} \quad (X.2-3 a)$$

$$R_{E\infty} = R_E \parallel \frac{r_{\pi} + R'_s}{\beta + 1} \quad (X.2-3 c)$$

Asimismo, de (X.2-2 c)

$$\frac{v_o}{v} = - \frac{g_m R'_L s}{s + \frac{1}{R_{2\infty} C_2}} \quad (X.2-4 a)$$

en dónde :

$$R'_L = R_L \# R_C \quad (\text{X.2-4 b})$$

$$R_{200} = R_L + R_C \quad (\text{X.2-4 c})$$

y de (X.2-3 a) y (X.2-4 a) se obtiene ;

$$\frac{V_o}{e'_s} = a_{V_o} \frac{s^2 (s + \frac{1}{R_E C_E})}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{x.2-5 a})$$

en dónde :

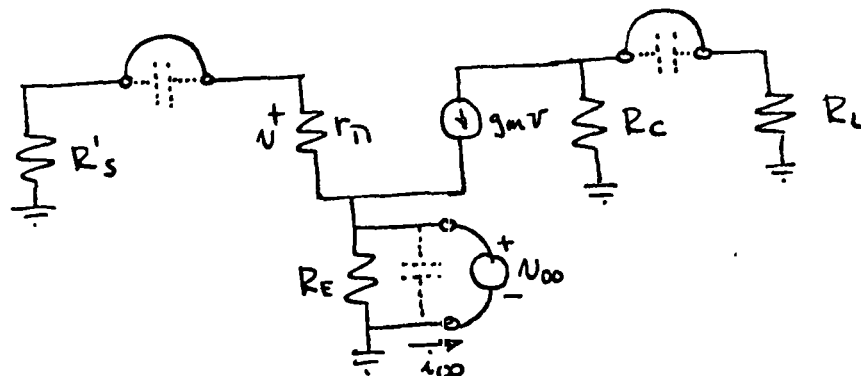
$$a_{V_o} = -g_m R'_L \frac{r_\pi}{r_\pi + R'_s} \quad (\text{X.2-5 b})$$

$$b_2 = \frac{1}{R_{100} C_1} + \frac{1}{R_{200} C_2} + \frac{1}{R_{E00} C_E} \quad (\text{X.2-5 c})$$

$$b_1 = \frac{1}{(r_\pi + R'_s) R_E C_1 C_E} + \frac{1}{R_{200} C_2} \left( \frac{1}{R_{100} C_1} + \frac{1}{R_{E00} C_E} \right) \quad (\text{X.2-5 d})$$

$$b_0 = \frac{1}{(r_\pi + R'_s) R_E (R_C + R_L) C_1 C_2 C_E} \quad (\text{X.2-5 e})$$

En este momento es prudente observar la interpretación que se le puede dar a  $R_{100}$ ,  $R_{200}$  y  $R_{E00}$ . Cada una de estas resistencias equivalentes es la que "vé" el capacitor -- ( $C_1$ ,  $C_2$  ó  $C_E$ ) cuando los otros capacitores han sido cortocircuitados (o sea n les ha dado un valor  $C = \infty$ , de aquí el subíndice  $\infty$ ). Cada resistencia se puede encontrar en turno por una fuente de voltaje  $v_\infty$ , se calcula la corriente a través de ésta ( $i_\infty$ ), siendo el cociente de ambas, figura X.2-3 para hallar  $R_{E\infty}$ .

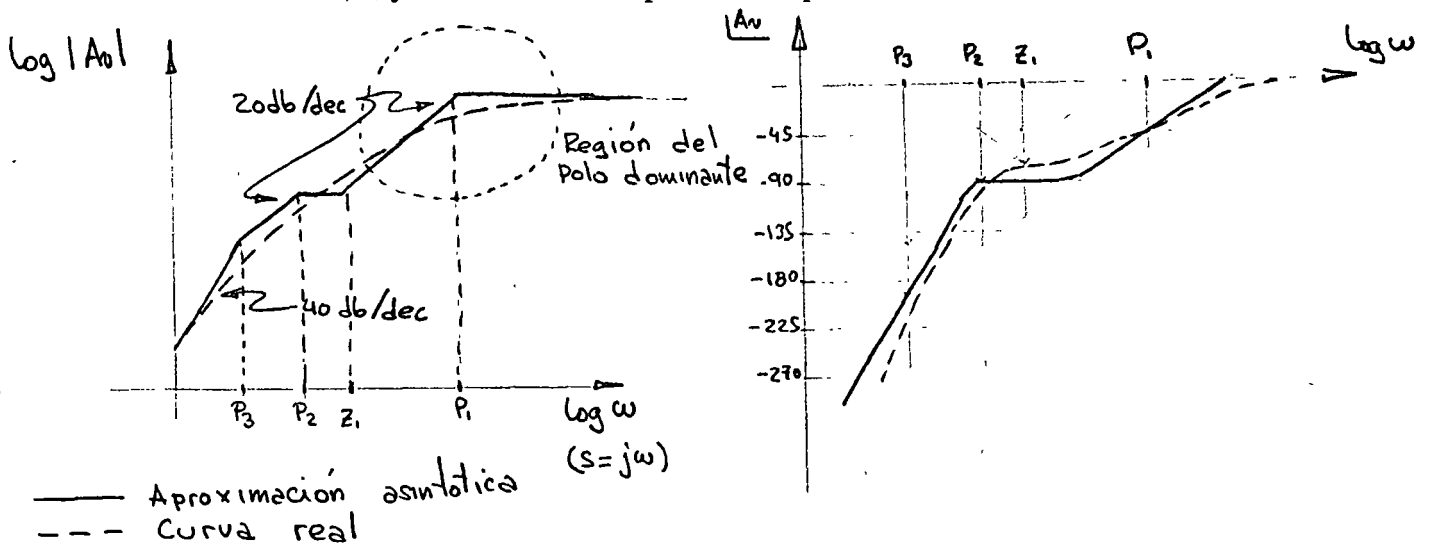


La ecuación ( X.2-5 a ) es de tercer orden, es decir tiene tres polos que se pueden hallar al resolver la ecuación cúbica del denominador , y tres ceros; dos en el origen, uno en :

$$z_1 = \frac{1}{R_E C_E}$$

$$a_{v_o}(s) = a_{v_o} \frac{s^2 (s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)} \quad (X.2-6)$$

La solución del polinomio del denominador de ( X.2-5a ) es complicada , sobre todo si el orden llegara a ser todavía mayor. Sin embargo, en este caso, como en la gran mayoría, uno de los tres polos es dominante, es decir existe un polo ---  $p_1 \gg p_2, p_3$  . En la figura X.2-4 se ilustra un caso típico de solución de las ecuaciones mostrando polos y ceros ( empleando el método de Bode ) , y en dónde se aprecia el polo dominante .



Nótese que el cero  $Z_1$  casi se cancela con uno de los polos. Esto es un caso muy común, y de esta forma, lo más probable es que para frecuencias cercanas al polo  $p_1$  , la magnitud de la ganancia se comporte como una función de un solo polo. Para expresar lo anterior matemáticamente, se debe hacer notar, de una comparación entre ( X.2-5 a ) y ( X.2-6 ) que :

$$b_2 = p_1 + p_2 + p_3 \quad (X.2-7 a)$$

$$b_1 = p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3 \quad (X.2-7 b)$$

$$b_0 = p_1 p_2 p_3 \quad (X.2-7 c)$$



y por lo tanto, para  $\left\{ \begin{array}{l} S \approx jP_1 \\ S \ll jP_1 \end{array} \right\}$  se debe tener :

$$|S^3| > |b_2 S^2| \gg |b_1 S| > |b_0| \quad (\text{X.2-8})$$

y por lo tanto :

$$a_{v_0}(s) \approx \frac{a_{v_0}}{s + P_1} \quad \text{si } S \approx jP_1 \quad (\text{X.2-9})$$

de manera que :  $b_2 \approx P_1$  , es decir se puede aproximar este polo dominante por :

$$P_1 \approx \frac{1}{R_{1\infty} C_1} + \frac{1}{R_{2\infty} C_2} + \frac{1}{R_{E\infty} C_E} \quad (\text{X.2-10})$$

Este resultado generalizado, es muy útil para circuitos complejos . En un amplificador que conste digamos de tres etapas de amplificación acopladas por capacitores se tendrán unos siete capacitores, todos los cuales interactúan ( sobre todo si se considera  $r_o$  , que fue despreciada en el ejemplo anterior ) y determinar una ecuación como la ( X.2-5 a ) sería muy bromoso ; sin embargo aproximando el polo dominante como la suma que se muestra en la ecuación ( X.2-11 ), el trabajo algebraico se reduce extraordinariamente, obteniendo una muy buena aproximación. La generalización del método se presenta rigurosamente en el apéndice o se puede encontrar en "Electronic Principles" de Gray & Searle

$$P_i \approx \sum_{i=1}^{N_B} \frac{1}{R_{i\infty} C_i} \quad (\text{X.2-11 a})$$

en dónde :

$N_B$  = número de capacitores que influyen sobre el comportamiento a bajas frecuencias .

$C_i$  = i-ésimo capacitor

$R_i$  = Resistencia que " vé " el i-ésimo capacitor con todos los demás capacitores cortocircuitados .

Por lo tanto un método general de análisis sería de la siguiente forma :

- i) Elimínese las fuentes independientes ( es decir hágase que  $e_s$  ó  $i_s$  , en tantas entradas como haya, tome el valor cero ) .
- ii) Cortocircuitense todos los capacitores excepto uno. En lugar de éste " conectese " una fuente de voltaje  $e_{\infty}$  .
- iii) Calcúlese la corriente  $i_{\infty}$  que circula por la fuente  $e_{\infty}$  .
- iv) El cociente  $\frac{e_{\infty}}{i_{\infty}} = R_{\infty}$  será la resistencia que el capacitor en cuestión "vé" .
- v) Repítase el procedimiento desde ( ii ) hasta ( iv ) para cada capacitor del circuito de Baja Frecuencia .
- vi) Aplíquese la ecuación ( X.2-11 a ) , aproximando así el polo dominante a bajas frecuencias, es decir el valor de la frecuencia (  $f_B = \frac{P_1}{2\pi}$  ) a la que la ganancia disminuye en 3 db .

Para ilustrar como este tipo de análisis puede aplicarse al diseño propondremos el siguiente problema :

PROBLEMA X.1 .- Para el amplificador de la figura ( X.2-2 a ) - suponganse los siguientes datos :

$$\begin{array}{lll} I_{CQ} = 10 \text{ mA} & R'_S = 600 \Omega & R_L = 50 \Omega \\ \beta = 80 & R_C = 1 \text{ k}\Omega & R_E = 150 \Omega \end{array}$$

se desea que el corte a bajas frecuencias sea a  $f_B = 100 \text{ Hz}$ . El problema consiste en determinar un juego de valores de  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_E$  que satisfagan este requisito, tratando de minimizar el valor de uno de los capacitores .

De los datos del problema se puede deducir :  $g_m = 385 \text{ mA/v}$   $r_{\pi} = 210$  . Efectuando los pasos descritos, se obtendría ;

$$R_{100} = R'_s + r_n = 810 \Omega$$

$$R_{200} = R_L + R_C = 1.05 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E00} = R_E // \frac{R'_s + r_n}{\beta + 1} = 150 \Omega // \frac{810 \Omega}{50} \doteq 15 \Omega$$

Por otro lado :

$$P_1 = 2\pi f_B = 6.28 \times 100 = 628 \text{ seg}^{-1}$$

Evidentemente :

$$\frac{1}{R_{i00} C_i} < P_i$$

Para toda  $i = 1, 3$ , ya que la suma debe ser igual a  $P_1$ , por lo tanto

$$R_E > \frac{1}{R_{E00} P_1} \doteq 105 \mu\text{F} \quad (\text{X.2-12 a})$$

$$C_1 > \frac{1}{R_{100} P_1} \doteq 2 \mu\text{F} \quad (\text{X.2-12 b})$$

$$C_2 > \frac{1}{R_{200} P_1} \doteq 1.5 \mu\text{F} \quad (\text{X.2-12 c})$$

El capacitor mayor será  $C_E$  dado el bajo valor de  $R_{E00}$  si arbitrariamente se escoge que,

$$\frac{1}{R_{100} C_1} = \frac{1}{R_{200} C_2} = \frac{1}{R_{E00} C_E}$$

entonces :

$$C_E = 315 \mu\text{F}$$

$$C_1 = 6 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 1.5 \mu\text{F}$$

si por otro lado se desea limitar el valor del capacitor más grande, digamos  $C_E = 220 \mu\text{F}$ , y dividir igualmente al resto en  $C_1$  y  $C_2$ , se tendrá :

$$\frac{1}{R_{100} C_1} = \frac{1}{R_{200} C_2} \quad (\text{X.2-13 a})$$

$$2 \frac{1}{R_{100} C_1} = P_1 - \frac{1}{R_{E00} C_E} \quad (\text{X.2-13 b})$$

Ahora, como comprobación de la afirmación de que el cero dominante está lejos del polo dominante, basta notar que :

$$Z_1 = \frac{1}{R_E C_E} = 30 \text{ seg}^{-1} \ll P_1$$

### X.2.2 Frecuencias altas .

Corresponde ahora analizar el circuito en alta frecuencia ( Figura ( X.2.2-c ) ), y de este análisis llegar a un resultado similar al anterior. Del circuito de la figura ( X.2-2c ) se tiene :

$$\frac{e'_s - v}{R'_s} = v \left( \frac{1}{r_\pi} + s C_\pi \right) - (v_o - v) s C_\mu \quad (\text{X.2-14 a})$$

$$(v_o - v) s C_\mu + g_m v + v_o \left( s C_c + \frac{1}{R'_L} \right) = 0 \quad (\text{X.2-14 b})$$

De estas dos ecuaciones se puede llegar a una ecuación de la forma :

$$\frac{v_o}{e'_s} = \frac{d_1 s - 1}{b_2 s^2 + b_1 s + 1} \quad (\text{X.2-15 a})$$

en dónde :

$$d_1 = \frac{C_\mu}{g_m} \quad (\text{X.2-15 b})$$

$$b_2 = R'_L (R'_s // r_\pi) (C_\mu C_\pi + C_c (C_\mu + C_\pi)) \quad (\text{X.2-15 c})$$

$$b_1 = (R'_s // r_\pi) C_\pi + \left( 1 + g_m R'_L + \frac{R'_L}{R'_s // r_\pi} \right) C_\mu + R'_s // r_\pi + R'_L C_c \quad (\text{X.2-15 d})$$

Evidentemente, se tiene un caso parecido al anterior, y como en aquel, es muy común hallar polo dominante. Sin embargo en este caso, lo más común es que al cero de la función quede demasiado alejado aún de los polos no dominantes ( es más su parte real es positiva ), y en lugar de anular su efecto, llega incluso a incrementarlo, por lo que el tratamiento del polo dominante en este caso debe incluir el efecto de los polos no dominantes. Para esto ana

lizaremos un polinomio como el de la ecuación (X.2-16)

$$D(s) = b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + 1 \quad (\text{X.2-16 a})$$

Si el polinomio en cuestión se le determinan sus raíces, éste puede ser expresado según la ecuación (X.2-166).

$$D(s) = \left(\frac{s}{p_1} + 1\right) \left(\frac{s}{p_2} + 1\right) \dots \left(\frac{s}{p_{n-1}} + 1\right) \left(\frac{s}{p_n} + 1\right) \quad (\text{X.2-16 b})$$

Por lo tanto, de la observación de estas dos últimas ecuaciones se puede deducir que :

$$b_n = \frac{1}{p_1} \times \frac{1}{p_2} \dots \frac{1}{p_n} = \prod_{i=1}^n \frac{1}{p_i} \quad (\text{X.2-17 a})$$

$$b_{n-1} = \sum_{i=1}^n \prod_{j \neq i} \frac{1}{p_j} \quad (\text{X.2-17 b})$$

$$b_2 = \sum_{\substack{i=1 \\ k \neq i}}^n \frac{1}{p_i p_k} \quad (\text{X.2-17 c})$$

$$b_1 = \sum_{i=1}^n \frac{1}{p_i} \quad (\text{X.2-17 d})$$

Ahora bien, si se tiene un polo dominante  $p_j \ll p_i$  para toda  $i \neq j$ , y  $D(s)$  es el denominador la ganancia  $a(s)$ , al diagrama de Bode será del estilo que se muestra en la Fig. (X.2-5).

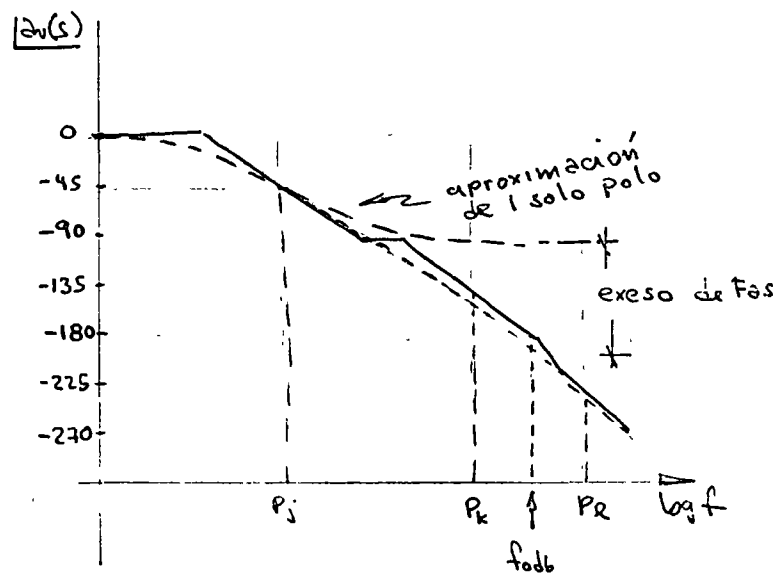
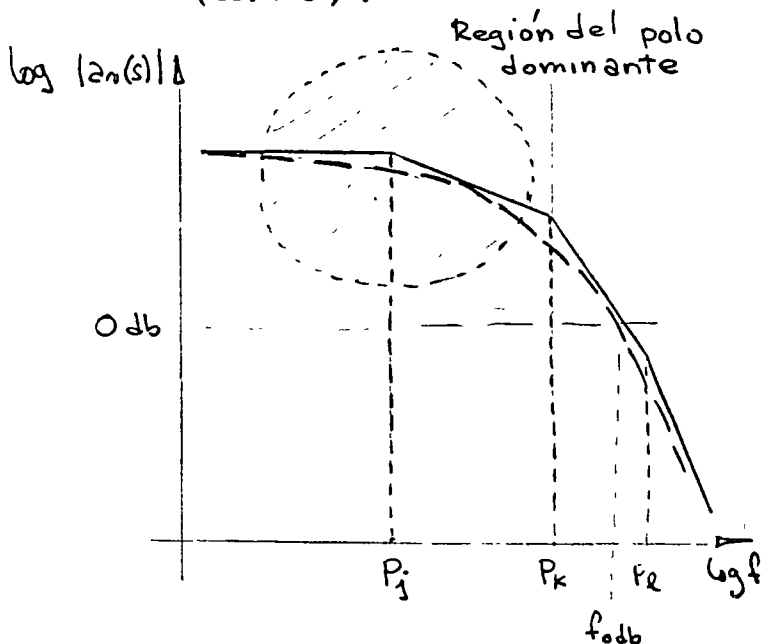


Fig X.2-5

En dicha figura se puede observar que para frecuencias cercanas al polo dominante, mientras los polos no dominantes no influyen notoriamente en la magnitud, si lo hacen en la fase causando un "exceso de fase". Este efecto se puede determinar matemáticamente al hallar la magnitud y la fase del polinomio  $D(s)$ ; para  $S = j\omega$

$$|D(j\omega)|^2 = \left(\frac{\omega^2}{p_1^2} + 1\right) \left(\frac{\omega^2}{p_2^2} + 1\right) \cdots \left(\frac{\omega^2}{p_j^2} + 1\right) \cdots \left(\frac{\omega^2}{p_n^2} + 1\right) \quad (\text{x.2-18a})$$

$$\angle D(j\omega) = -\tan^{-1} \left[ \frac{\omega}{p_1} + \frac{\omega}{p_2} + \cdots + \frac{\omega}{p_j} + \cdots + \frac{\omega}{p_n} \right] \quad (\text{x.2-18b})$$

Así es que para  $\omega \cong p_j$  se tendrá que:

$$\frac{\omega}{p_j} > \frac{\omega}{p_i} \quad \text{para toda } i \neq j \quad (\text{x.2-19a})$$

y por tanto:

$$\frac{\omega^2}{p_j^2} \gg \frac{\omega^2}{p_i^2} \quad \text{para toda } i \neq j$$

De manera que es posible aproximar la magnitud por:

y en la fase se puede reescribir:

considerando ahora las ecuaciones (X.2 - 17) y las ecuaciones (X.2 - 20), además de la desigualdad para todo  $i$  y finalmente que se puede concluir que:

$$\frac{1}{p_j} \cong b_1 - t_0 \quad \text{x.2-21a}$$

$$t_0 = \frac{b_2}{b_1} \quad \text{x.2-21b}$$

en donde  $\omega t_0$  = exceso de fase. Este exceso de fase es fundamentalmente en lo que a estabilidad se refiere, como se verá en secciones posteriores.

Por lo tanto esta aproximación nos será útil si podemos conocer  $b_1$  y  $b_2$ .

En el apéndice se explica rigurosamente la forma de hacerlo para cualquier  $b_i$ ; baste mencionar aquí el resultado.

$$b_1 = \sum_{i=1}^{NA} R_{i0} C_i \quad (X.2-22a)$$

$$b_2 = \sum_{i=1}^{NA} C_i \sum_{j \neq i}^{NA} R_{j0} R_{i0}^j C_j \quad (X.2-22b)$$

En donde:

$R_{j0}$  = resistencia que "ve" el  $j$ ésimo capacitor con todos los demás abiertos (o sea  $C_j = 0$  para todo  $j \neq i$ ).

$R_{i0}^j$  = resistencia que "ve" el capacitor  $i$ ésimo con todos los capacitores abiertos, excepto el capacitor  $j$ , que es costo circuitado.

Regresando a la ecuación (X.2 - 15) se puede observar la veracidad de la fórmula (X.2 - 22). Si se hace  $\epsilon_s = 0$ , se abren todos los capacitores, y se conecta una fuente de corriente ( $i_0$ ) en lugar de  $C_n$ , y se calcula el voltaje a través de dicha fuente ( $v_0$ ), se obtendrá:

$$R_{n0} = R'_s // r_n \quad (X.2-23a)$$

De igual manera con  $C_\mu$  y  $C_L$  se obtendrá:

$$R_{\mu 0} = (1 + g_m R'_L) R_{n0} + R'_L \quad (X.2-23b)$$

$$R_{L0} = R'_L \quad (X.2-23c)$$

pudiendo observar que en efecto:

$$b_1 = R_{n0} C_n + R_{\mu 0} C_\mu + R_{L0} C_L \quad (X.2-24)$$

Ahora bien, si al "medir" o determinar  $R_{n0}$  se cortocircuita  $C_\mu$  se obtendrá:

$$R_{n0}^\mu = r_n // R'_s // R'_L // \frac{1}{g_m} \quad (X.2-25a)$$

y si en lugar de cortocircuitar  $C_\mu$  se cortocircuita  $C_L$  :

$$R_{n0}^L = r_n // R'_s \quad (X.2-25b)$$

De manera similar:

$$R_{\mu 0}^\pi = R'_L = R_{L0} \quad (X.2-25c)$$

$$R_{\mu_0}^L = R_{\pi_0} \quad (\text{x.2-25d}) \quad 16$$

$$R_{L_0}^{\pi} = R_{L_0} \quad (\text{x.2-25e})$$

$$R_{L_0}^{\mu} = R_L' \parallel r_{\pi} \parallel R_S' \parallel \frac{1}{g_m} \quad (\text{x.2-25f})$$

De manera que:

$$\begin{aligned} b_2 = & C_{\pi} ( R_{\pi_0}^{\mu} R_{\mu_0} C_{\mu} + R_{\pi_0}^L R_{L_0} C_L ) \\ & + C_{\mu} ( R_{\mu_0}^{\pi} R_{\pi_0} C_{\pi} + R_{\mu_0}^L R_{L_0} C_L ) \\ & + C_L ( R_{L_0}^{\pi} R_{\pi_0} C_{\pi} + R_{L_0}^{\mu} R_{\mu_0} C_{\mu} ) \end{aligned}$$

y simplificando

$$b_2 = R_{\pi_0} R_{L_0} ( C_{\pi} C_{\mu} + C_{\pi} C_L + C_{\mu} C_L )$$

que es idéntica a la ecuación (x.2 - 15c), como era de esperarse.

Para ilustrar el empleo de este sistema, se desarrollará un ejemplo simple.

### Ejemplo X.2.

Para el amplificador del ejemplo anterior se desea conocer la frecuencia de corte superior ( $f_A$ ) y el exceso de fase considerando que el transistor es del tipo BC238A, y que  $C_L = 1000 \text{ pF}$ .

De los datos del fabricante se conoce que para el transistor BC238A =

$$(\beta) = h_{fe} \doteq 220$$

$$f_T = 300 \text{ MHz} \quad @ \quad I_C = 10 \text{ mA}$$

$$(C_{je}) = C_{ibo} = 9 \text{ pF} \quad @ \quad V_{BE} = 0.5 \text{ V} \quad (I_C = I_E = 0)$$

$$(C_{\mu}) = C_{obo} = 2.5 \text{ pF} \quad @ \quad V_{CB} = 10 \text{ V} \quad (I_C = I_E = 0)$$

Como ya se estimó en el capítulo , de los datos anteriores se puede hallar el valor de la constante de tiempo de tránsito por la base ( $\tau_B$ ):



$$\tau_B = \frac{1}{2\pi f_T} - \frac{\bar{C}_{je} + \bar{C}_{\mu}}{g_m(f_T)} \quad (\text{X.2-27})$$

en donde  $g_m(f_T)$  es la transconductancia con la que fué medida  
En este caso se obtendrá:  $\tau_B = 0.5 \text{ n seg.}$

De este dato se puede determinar  $C_n$  para el circuito en particular:

$$C_n = g_m \tau_B + C_{je} \quad (\text{X.2-28})$$

Resultando

$$C_n = 209 \text{ pF}$$

Con estos resultados se procede a determinar las resistencias de circuito abierto  $R_{i0}$  y  $R_{o0}$ , que para este circuito ya han sido determinadas, y que numéricamente tienen el valor:

$$R_{\pi 0} = R_{\pi 0}^L = R_{\mu 0}^L \doteq 150 \Omega$$

$$R_{\mu 0} \doteq 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L 0} \doteq R_{L 0}^n \doteq 50 \Omega$$

$$R_{\pi 0}^{\mu} = R_{L 0}^{\mu} \doteq 2.5 \Omega$$

y por tanto:

$$b_1 = (0.15 \text{ k})(209 \text{ pF}) + (3 \text{ k})(2.5 \text{ pF}) + (0.05 \text{ k})100 \text{ pF}$$

$$\therefore b_1 = 327.5 \times 10^{-9}$$

$$b_2 = (0.15 \text{ k})(0.05 \text{ k}) \left[ (209)(2.5) + (100)(2.5) + (209)(100) \right] \text{ pF}^2$$

$$b_2 = 16.2 \times 10^{-21}$$

Así que se puede aproximar el polo dominante y el retardo excesivo:

$$t_0 = \frac{16.2}{3.275} \times 10^{-14} = 4.95 \times 10^{-14} \text{ [Seg]}$$

$$\frac{1}{p_0} \doteq 3.275 \times 10^{-7} - 4.95 \times 10^{-14} = 3.275 \times 10^{-7}$$

Así es que el exceso de fase será:

$$\omega t_0 = \omega (4.95 \times 10^{-14}) \text{ [rad]}$$

y el límite superior de frecuencia:

$$f_A = \frac{P_d}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(3.275 \times 10^7)} = 0.5 \text{ MHz}$$

Solo como comprobación de supociones hechas, obsérvese que

$$Z_i = \frac{g_m}{C_\mu} = \frac{0.355}{2.5 \text{ pF}} = 0.154 \times 10^{12} \gg P_d$$

### X.3.- Límites superiores en la respuesta a la frecuencia de un TBJ.-

El modelo incremental general presentado en el capítulo está basado en el comportamiento físico del dispositivo. Nos referiremos aquí a la manera clásica de especificar las capacitancias de un TBJ, las cuales determinan los límites de frecuencia alta.

La figura X.3-1 muestra el modelo incremental de un TBJ con el colector emisor en corto circuito, la entrada por base y el emisor a tierra. Nótese que en este modelo se han incluido  $r_b$  y  $r_c$  debido a que juegan un papel importante en los límites de frecuencia.

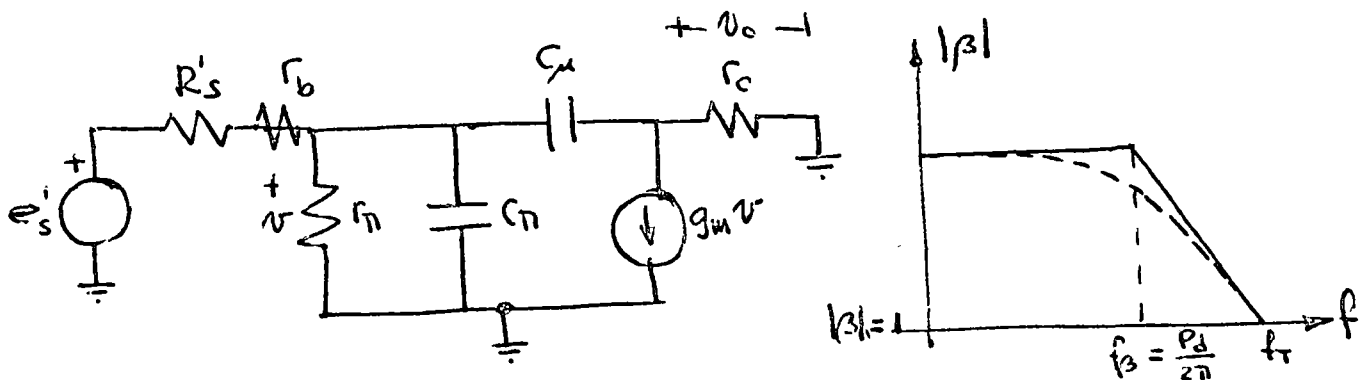


fig X.3-1

Aprovechando la ecuación (X.2-15a), podremos escribir:

$$\frac{v_o}{e's} = a_{v0} \frac{\frac{s}{Z_i} - 1}{b_2 s^2 + b_1 s + 1} \quad (\text{X.3-1a})$$

en donde:

$$a_{v0} = -g_m r_c \frac{r_\pi}{R_s + r_b + r_\pi} \quad (\text{X.3-1b})$$

$$b_2 = r_c (R_b // r_\pi) (C_\mu C_\pi) \quad (\text{X.3-1c})$$

donde  $R_b = R_s + r_b$

$$b_1 = (R_b // r_\pi) C_\pi + [(1 + g_m r_c) R_b // r_\pi + r_c] C_\mu \quad (\text{X.3-1d})$$

Igual que en la sección anterior, aproximaremos al polo dominante, con lo que:

$$a_v(s) = \frac{a_{v0}}{1 + \frac{s}{p_d}} \quad (\text{x.3-2a})$$

$$\frac{1}{p_d} \doteq (R_b // r_{\pi}) C_{\pi} + R_{\mu 0} C_{\mu} \quad (\text{x.3-2b})$$

Este circuito se emplea para medir  $\beta(j\omega)$ , definiéndola como:

$$\beta(j\omega) \doteq \frac{i_c}{i_b}(j\omega) \quad (\text{x.3-3})$$

así es que para el caso en cuestión:

$$i_b = \frac{e_s' - v}{R_b} \quad (\text{x.3-4a})$$

$$i_c = \frac{v_0}{r_c} \quad (\text{x.3-4b})$$

En general es muy conveniente hacer que  $e_s' \gg v$  y  $R_b$  sea grande (para aproximar a  $e_s' - R_b$  como una fuente de corriente), así que:

$$\beta(s) = a_{v0} \frac{R_b}{r_c} \frac{1}{1 + \frac{s}{p_d}} \quad (\text{x.3-5a})$$

$$= \beta_0 \frac{R_b}{R_b + r_{\pi}} \frac{1}{1 + \frac{s}{p_d}} \quad (\text{x.3-5b})$$

Se define como  $f_T$  a la frecuencia a la que  $\beta(j\omega_T) = 1$ . De la ecuación anterior se deduce que

$$\left| 1 + \frac{j\omega_T}{p_d} \right| \gg \beta_0 \frac{R_b}{R_b + r_{\pi}} \gg 1 \quad (\text{x.3-6a})$$

$$\therefore \omega_T \doteq \beta_0 \frac{R_b}{R_b + r_{\pi}} p_d \quad (\text{x.3-6b})$$

En consecuencia:

$$\beta_T = \frac{\beta_0 R_b}{2\pi (r_{\pi} + R_b)} \frac{1}{(R_b // r_{\pi}) C_{\pi} + \left[ 1 + g_m r_c + \frac{r_c}{R_b // r_{\pi}} \right] C_{\mu} (R_b // r_{\pi})} \quad (\text{x.3-7a})$$

$$f_T = \frac{\frac{1}{2\pi} g_m}{C_{\pi} + \left[ 1 + g_m r_c + \frac{r_c}{R_b // r_{\pi}} \right] C_{\mu}} \quad (\text{x.3-7b})$$

Esta última fórmula da el verdadero valor ideal de  $f_T$ . Sin embargo, este valor no puede ser medido por varias razones:

a) Es muy alto, y los aparatos de medición serían costosos.

b) El segundo polo puede ser importante para valores de  $\beta$  cercanos a 1, y la aproximación de un solo polo falla.

Por lo tanto, se acostumbra medir  $f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta}$ , aunque sea costumbre dar como dato  $f_T$ . (un valor hipotético, no necesariamente real). Nótese por otro lado que  $f_T$  (y por tanto  $f_{\beta}$ ) depende de el valor de la corriente de polarización (el término gm), por lo que esta corriente a la que fué medida se especifica siempre.

Una aproximación común (no siempre correcta) es la de suponer que  $r_c = 0$ , en cuyo caso:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{\pi} + C_{\mu}} \quad (X.3-8)$$

La realidad es que en sistemas prácticos de medición, no solo se tiene a  $r_c$ , sino también a la resistencia del ampermetro con el que se mide  $i_c$ , y esto debe ser tomado en cuenta, sustituyendo en la fórmula (X.3-7) a  $r_c$  por  $(r_c + R_{\text{Ampermetro}})$ .

X.4.- Constantes de tiempo de valor cero y valor infinito para una caso general de un solo TBJ.

En la figura X.4-1, se muestra un caso muy general de TBJ, en el que se tienen resistencias y capacitancias prácticamente en todos lados.

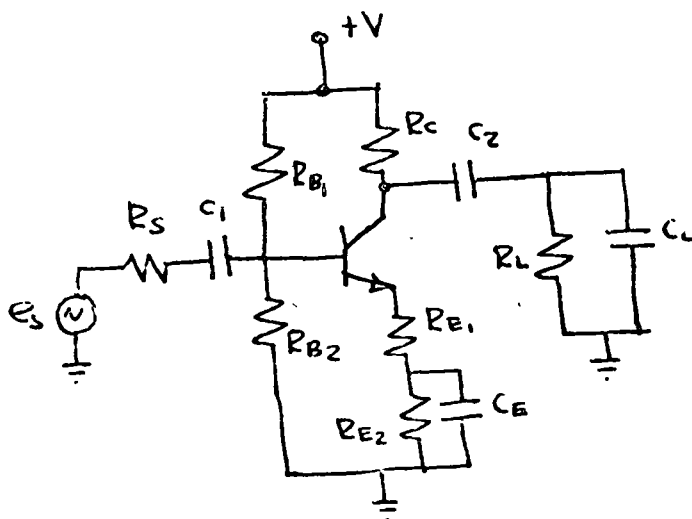
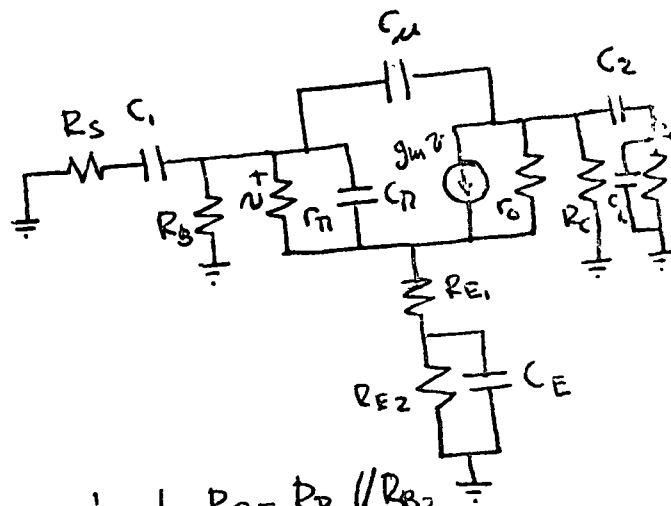


fig X.4-1a



donde  $R_B = R_{B1} // R_{B2}$

fig X.4-1b

El análisis, tal y como se describe en X.2 hará divisible el circuito anterior en dos circuitos: Para bajas Frecuencias y para altas frecuencias - (figuras X.4-2 y X.4-3).

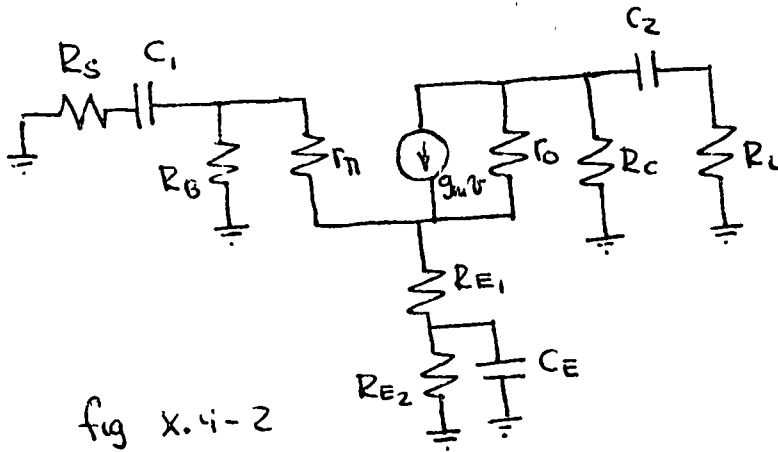
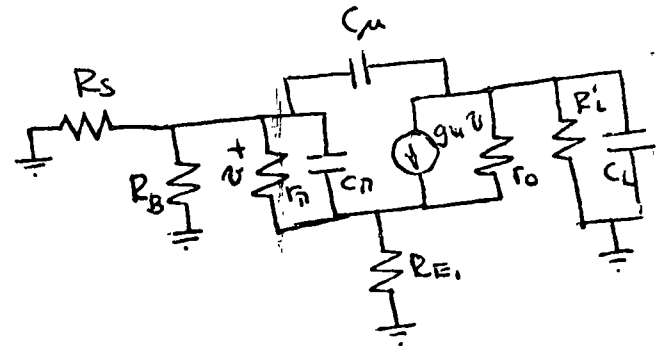


fig X.4-2



donde  $R'_L = R_c // R_L$

fig X.4-3

El análisis a bajas frecuencias, como se describe en X.2- se efectúa a continuación:

a) Fuente en  $C_1$  ;  $C_E$  y  $C_2$  en corto circuito.

$$R_{100} = R_s + R_B // (r_{\pi} + (\beta + 1) R_{E1})$$

b) Fuente en  $C_2$  ;  $C_1$  y  $C_E$  en c. c.

$$R_{200} = R_L + R_c // \left( r_o + \frac{g_m R_{E1} r_o}{\beta + 1} \right)$$

c) Fuente en  $C_E$  ,  $C_1$  y  $C_2$  en c. c.

$$R_{E00} = R_{E2} // \left( R_{E1} + \frac{R_s // R_B + r_{\pi}}{\beta + 1} \right)$$

A continuación, presentaremos otros ejemplos de análisis en el dominio de la frecuencia

Ejemplo X-1 Respuesta a altas frecuencias de un amplificador con un solo TBJ en emisor común.

Consideremos el amplificador mostrado en la figura XE-1

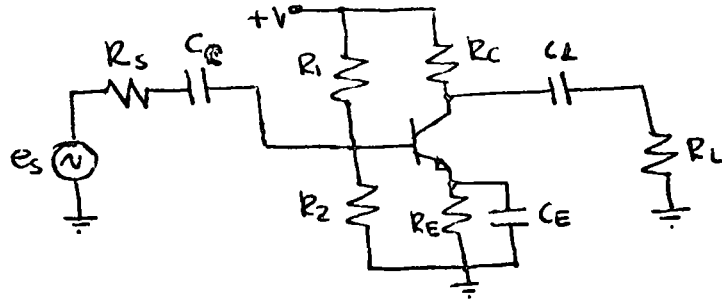
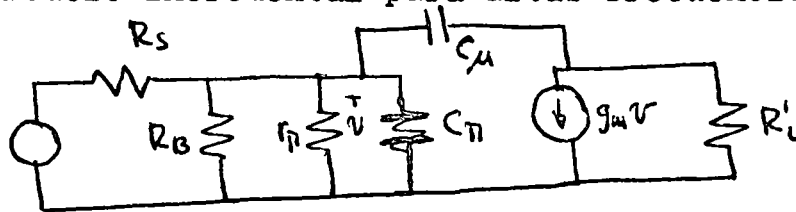


fig XE-1

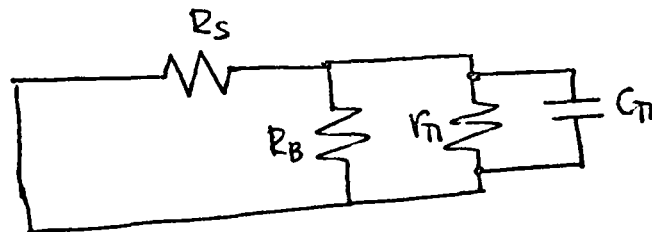
El modelo incremental para altas frecuencias sera:



Donde  $R_B = R_1 // R_2$  y  $R'_L = R_c // R_L$

fig XE-2

Para calcular la resistencia asociada con  $C_\pi$  consideraremos el modelo reducido mostrado en la figura XE-3.



Por tanto:

Fig XE-3

$$R_{\pi 0} = R_s // R_B // r_\pi$$

$$\text{y } \tau_{\pi 0} = C_\pi (R_s // R_B // r_\pi)$$

Para el calculo de  $R_{\mu 0}$  el modelo reducido que emplearemos sera el mostrado en la figura XE-4.

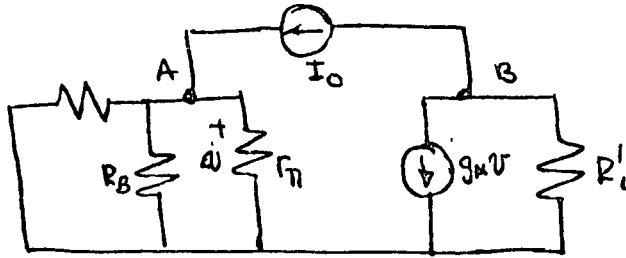


fig XE-4

Para determinar el valor de  $R_{\mu 0}$  substituiremos el capacitor  $C_{\mu}$  por una fuente de corriente  $I_0$ .

Sabemos que  $R_{\mu 0} = \frac{V_{AB}}{I_0}$

Tendremos entonces

$$v = I_0 (r_{\pi} // R'_L // R_B) \\ = I_0 R_{\pi 0}$$

$$V_{AB} = v + (I_0 + g_m v) R'_L = I_0 R_{\pi 0} + I_0 (R'_L + g_m R'_L R_{\pi 0})$$

Por tanto

$$R_{\mu 0} = R_{\pi 0} + R'_L + g_m R'_L R_{\pi 0}$$

Finalmente:

$$\tau_{\mu 0} = (R_{\pi 0} + R'_L + g_m R'_L R_{\pi 0}) C_{\mu}$$

Supongamos ahora los siguientes valores

$$R_1 = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 200 \Omega$$

$$R_E = 200 \Omega$$

$$R_L = 200 \Omega$$

$$C_{\mu} = 2.5 \text{ pF}$$

$$R_S = 500 \Omega$$

$$f_T = 750 \text{ MHz}$$

$$C_C, C_E = C_L = \infty$$

$$r_x = 30 \Omega$$

$$\beta = 80$$

Analizando el circuito podemos encontrar:

$$R_B = 2 \text{ k}\Omega$$

$$I_C = 15 \text{ mA}$$

$$g_m = 600 \text{ mmho}$$

$$R_S^* = 500 \Omega$$

$$r_{\pi} = 133 \Omega$$

$$R'_L = 100 \Omega$$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{\omega_T} - C_{\mu} = 125 \text{ pF}$$

Substituyendo valores en las ecuaciones obtenidas anteriormente:

$$R_{\pi 0} = 100 \Omega \quad \therefore \tau_{\pi 0} = 12.5 \text{ nseg}$$

$$R_{\mu 0} = 6.2 \text{ k}\Omega \quad \therefore \tau_{\mu 0} = 15.5 \text{ nseg}$$

$$\tau_0 = \sum_{i=1}^2 \tau_{i0} = 12.5 + 15.5 = 28 \text{ nseg}$$

$$\therefore \omega_A = 0.0356 \times 10^9 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right] \quad \text{o sea: } f_A = 5.7 \text{ MHz}$$

Comparando esta solución con la obtenida mediante un análisis exacto del sistema y mediante la aproximación de un solo polo (Electronic Principles de Gray & Searle pg.503) vemos que es satisfactoria con un error del 5%.

Ejemplo X-2 Ahora analizaremos un circuito denominado Cascodo, el cual como comprobaremos posee una mejor respuesta que el analizado anteriormente, emplearemos los valores usados en un ejemplo similar analizado el libro de Gray y Searle.

El circuito por analizar es el mostrado en la figura XE-5

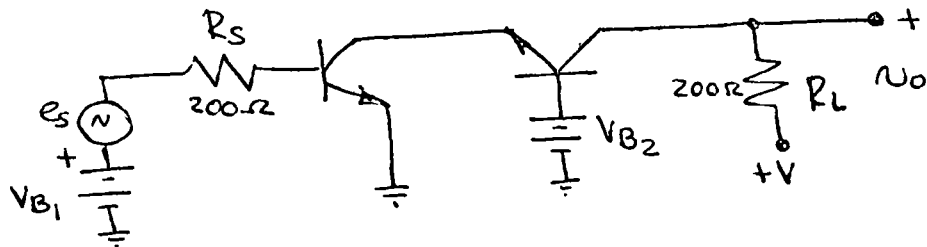


fig XE-5

Supongamos:

$$I_{CQ} = 10 \text{ mA}$$

$$\beta = 100$$

$$C_{\pi} = 100 \text{ pF}$$

$$V_{CE} = 10 \text{ V}$$

$$r_x = 20$$

$$C_{\mu} = 5 \text{ pF}$$

Por tanto tendremos:

$$g_m = 0.4 \text{ mho}$$

$$r_{\pi} = 250 \Omega$$



El modelo incremental sera el mostrado en la figura XE-6 el cual incluye las capacitancias que intervienen en el calculo de la respuesta para alta frecuencia, como se puede apreciar es un circuito cuyo analisis directo es bastante complicado

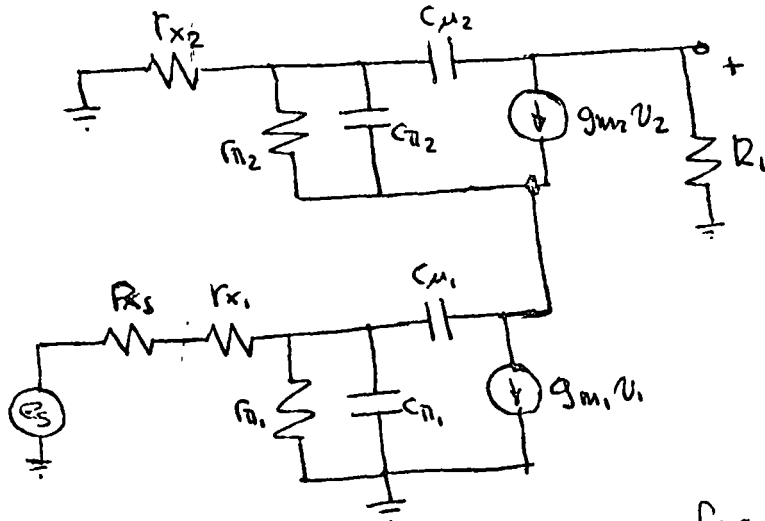


fig XE-6

Consideremos todos los capacitores abiertos exepcto  $C_{\pi 1}$ , el circuito reducido sera:

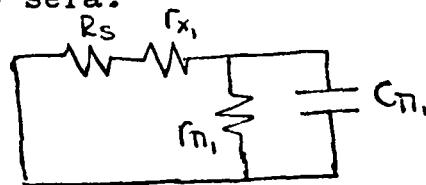


Fig XE-7

Entonces:  $R_{\pi,0} = r_{\pi 1} // (R_s + R_{x1}) = 117 \Omega$

Por tanto:  $\tau_{\pi,0} = R_{\pi,0} C_{\pi 1} = 11.7 \text{ [nseg]}$

Consideremos lo mismo para  $C_{\mu 1}$ , la carga del transistor 1 sera la impedancia de slida por ~~colector~~<sup>emisor</sup> del transistor 2 calculada a frecuencias medias, o sea que tendremos:

$$R_L = \frac{r_{x2} + r_{\pi 2}}{\beta + 1}$$

Bajo estas condiciones el modelo reducido sera:

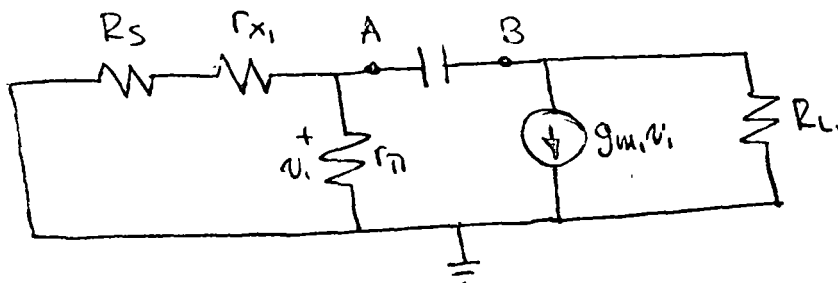


Fig XE-8

Substituyendo valores encontramos que:

$$R_{L1} = 2.7 \Omega$$

Para determinar el valor de la resistencia entre los puntos A y B, colocamos una fuente de corriente de valor  $I_0$

Tendremos entonces:

$$\begin{aligned} V_1 &= I_0 (r_{\pi 1} \parallel (R_S + r_{x1})) \\ &= I_0 R_{\pi 1.0} \end{aligned}$$

Ya que por definicion  $R_{\mu,0} = \frac{V_{AB}}{I_0}$  entonces:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= I_0 R_{\mu,0} = I_0 R_{\pi 1.0} + R_{L1} (g_{m1} V_1 + I_0) \\ &= I_0 R_{\pi 1.0} + R_{L1} (g_{m1} I_0 R_{\pi 1.0}) + I_0 R_{L1} \end{aligned}$$

Por tanto

$$R_{\mu,0} = R_{\pi 1.0} + g_{m1} R_{L1} R_{\pi 1.0} + R_{L1} = 243 \Omega$$

O sea:

$$\tau_{\mu,0} = C_{\mu 1} R_{\mu,0} = 1.22 \text{ [nseg]}$$

Ahora calcularemos  $R_{\pi 2,0}$  como la resistencia en paralelo con  $C_{\pi 2}$ , el modelo reducido se muestra en la figura XE-9.

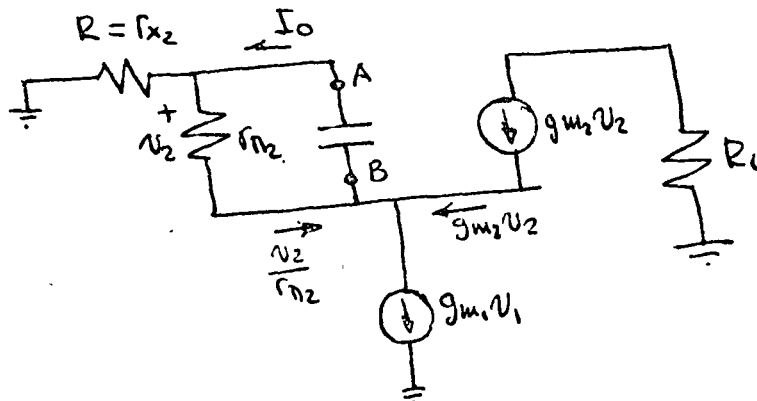


Fig XE-9

En este caso  $\left. \begin{array}{l} V_1 = 0 \\ V_{AB} = V_2 \end{array} \right\}$ , por tanto, tendremos que tomando en cuenta que  $R_{\pi 2,0} = \frac{V_{AB}}{I_0} = \frac{V_2}{I_0}$  resulta:

En el nodo B

$$I_0 = g_{m2} v_2 + \frac{v_2}{r_{\pi 2}}$$

Entonces:

$$\frac{v_2}{I_0} = R_{\pi 20} = \frac{1}{g_{m2} + \frac{1}{r_{\pi 2}}} = 2.47 \Omega$$

Por tanto:

$$\tau_{\pi 20} = R_{\pi 20} C_{\pi 2} = 0.247 \text{ nseg}$$

Para calcular la cuarta constante de tiempo del circuito emplearemos el modelo mostrado en la figura XE-10.

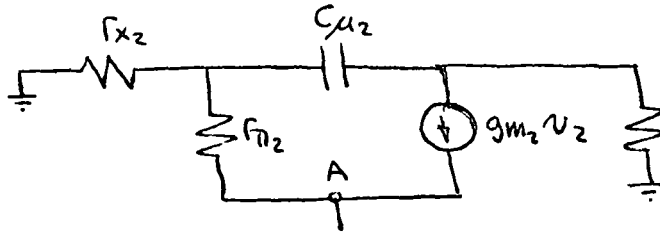


Fig XE-10

Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff al nodo A tendremos:

$$\frac{v_2}{r_{\pi 2}} = -g_{m2} v_2$$

Pero dado que  $r_{\pi 2}, g_{m2} > 0$  para cumplir la ecuacion se debera tener:  $v_2 = 0$

Por tanto no existira flujo de corriente en la malla formada por:  $r_{\pi 2}, g_{m2} v_2, C_{\mu 2}$  y  $R_{\mu 2}$  estara dada por:

$$R_{\mu 20} = r_{x2} + R_L = 220 \Omega$$

Por tanto:  $\tau_{\mu 20} = R_{\mu 20} C_{\mu 2} = 1.1 \text{ [nseg]}$

La suma de constantes de valor cera sera:

$$\tau_0 = \sum_{i=1}^4 \tau_{i0} = 14.27 \text{ [nseg]}$$

Y finalmente, la frecuencia superior de corte del circuito sera:

$$\omega_A = 0.07 \times 10^7 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$f_A = 11.1 \text{ MHz}$$

Analizaremos a continuacion el circuito para bajas frecuencias, tomando en cuenta para este calculo los efectos de la red de polarizacion, como se muestra en la figura XE-11.

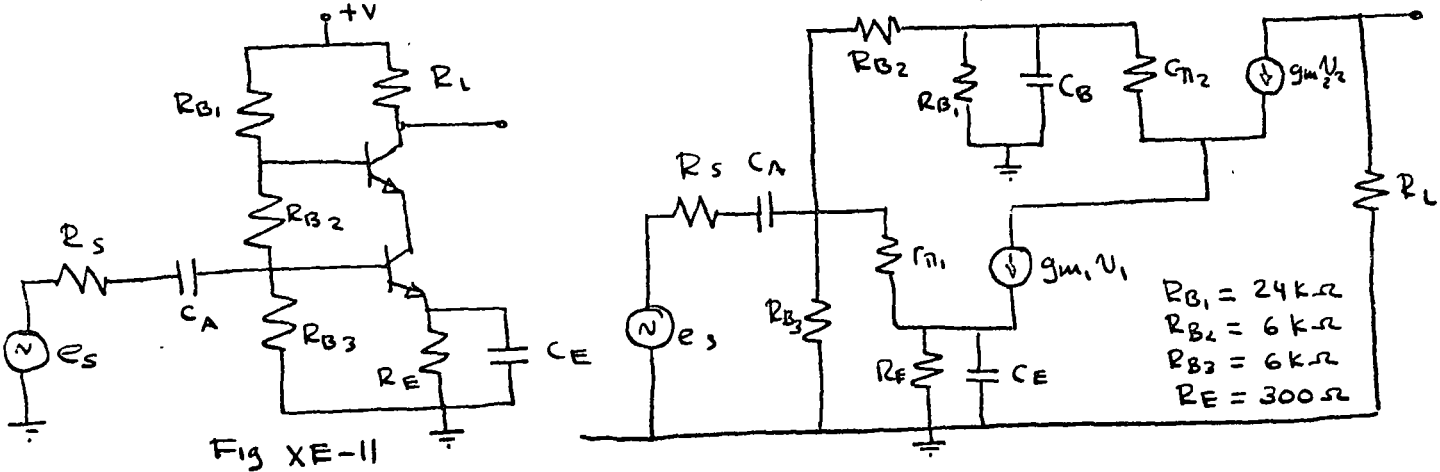


Fig XE-11

Considerando todos los capacitores en corto menos  $C_C$  tendremos:

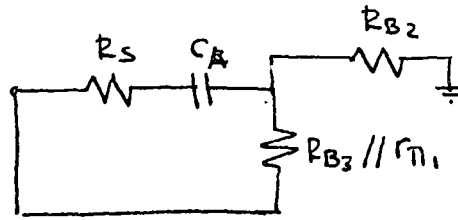


Fig XE-12

Por tanto:  $R_{A\infty} = R_S // R_{B3} // R_{B2} // r_{\pi_1} = 430\Omega$

para el calculo de  $R_{E\infty}$  el circuito sera el mostrado en la figura:

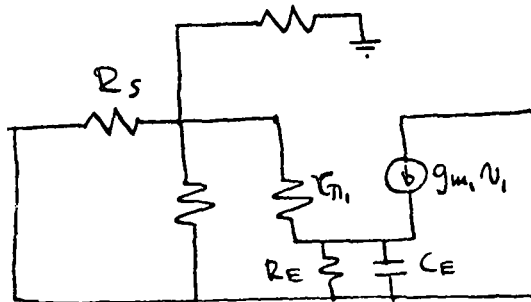


Fig XE-13

El valor de  $R_{E\infty}$  estara dado por:

$$R_{E\infty} = \frac{R_S // R_{B3} // R_{B2} + r_{\pi_1} // R_E}{\beta + 1}$$

$$= 4.3\Omega$$

El valor de la resistencia asociada con  $C_B$  se puede calcular a partir del circuito mostrado en la figura XE-14.

$$V_1 = \frac{r_{\pi_1} // R_{B_2} // R_S}{(r_{\pi_1} // R_{B_3} // R_S) + R_{B_2}} V_{A0}$$

$$i_{b_2} = -(1-\alpha_2) I_{e_2} = (1-\alpha_2) g_{m_1} V_1$$

$$I_0 = V_{A0} \left( \frac{1}{R_{B_1}} + \frac{1}{R_{B_2} + (r_{\pi_1} // R_{B_3} // R_S)} + \frac{r_{\pi_1} // R_{B_3} // R_S (1-\alpha_2)}{R_{\pi_1} // R_{B_3} // R_S + R_{B_2}} \right)$$

De donde obtenemos:

$$\text{Como } G_{B00} \triangleq \frac{I_0}{V_{A0}} = 0.276 \text{ mho}$$

Finalmente podemos calcular:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\tau_{i\infty}}$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^3 \frac{1}{R_{i\infty} C_i} = \left( \frac{1}{R_{A00}} C_A + \frac{1}{R_{B00}} C_B + \frac{1}{R_{E00}} C_E \right) \frac{1}{2\pi}$$

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1}{430} C_A + \frac{1}{4.3} C_E + \frac{1}{3600} C_B \right)$$

Si deseamos una frecuencia de corte a bajas frecuencias de 1000Hz, el proceso de diseño puede ser suponer en un principio que  $C_A = C_E = C_B = C$

$$\text{O sea: } 4034.3 C = 6280$$

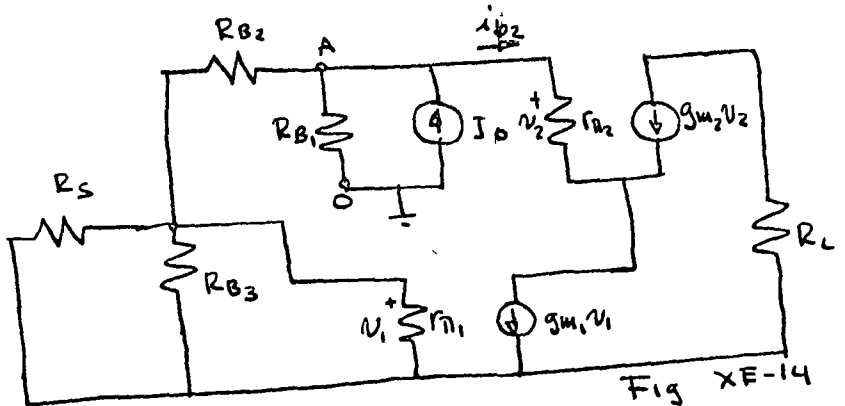
Resolviendo la ecuacion llegamos a:  $C_A = C_E = C_B =$

Otra tecnica sera suponer las tres constates de tiempo iguales, con lo que tendremos  $\tau_{A00} = \tau_{E00} = \tau_{B00} = \tau$

$$6280 = \frac{1}{3\pi} \Rightarrow \tau =$$

Por tanto

Si limitamos el valor de C a pF y consideramos las



restantes constantes de tiempo iguales entre si:

Lo cual es claramente mejor solucion que la obtenida anteriormente.

## COMPENSACION

## 1.-Introduccion:

Por compensacion debemos entender, el conjunto de tecnicas mediante las cuales podemos modificar la respuesta en frecuencia de un circuito dado, no el hacer "Diseño de laboratorio" para subsanar fallas de diseño teorico, lo cual es una practica reprobable en todos sentidos.

El tema de compensacion esta intimamente ligado con el de realimentacion, ya que uno de nuestros principales problemas es el de la estabilidad del sistema realimentado.

En general podemos escribir:

$$T = \frac{G}{1 + GH}$$

Donde:

$$G = \frac{G_0}{1 - \frac{s}{s_a}}$$

O sea

$$T = \frac{G_0}{1 + G_0 H - s/s_a}$$

$$H \neq H(s)$$

$$s_1 = s_a [1 + G_0 H]$$

Si el sistema es como en este caso de primer orden no hay problema, si en lugar consideramos un sistema de segundo orden tendremos:

$$G = \frac{G_0}{(1 - \frac{s}{s_a})(1 - \frac{s}{s_b})}$$

O sea:

$$T = \frac{G_0}{(1 + G_0 H) + 2\zeta s + \omega_n^2 s^2}$$

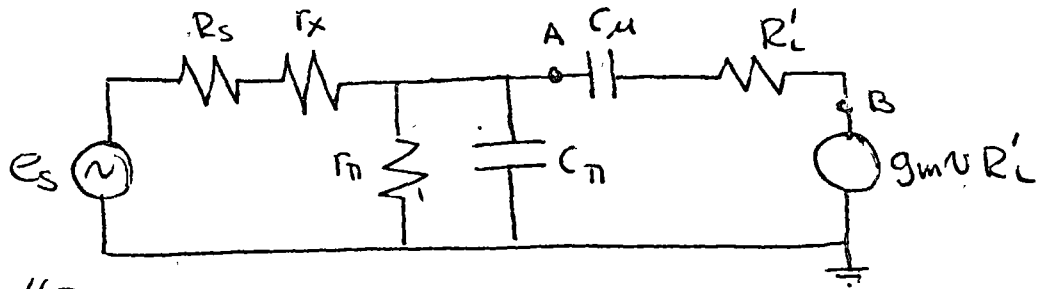
En un sistema como este, si  $G_0 H < \frac{\omega_n^2}{4\zeta^2} - 1$  tendremos polos complejos lo cual como es de todos sabido significa un cierto sobretiro lo cual en ciertas aplicaciones es indeseable.

La situacion se complica cuando consideramos sistemas de orden superior o sistemas con ceros en el semiplano derecho.

Sera por tanto nuestro objetivo el encontrar metodos que nos proporcionen informacion acerca del comportamiento del

Ademas del metodo aproximado expuesto al principio de este capitulo existen tecnicas de simplificacion, que nos permiten el analisis exacto de los circuitos. De estas tecnicas quiza la mas conocida es la del efecto "Miller".

Consideremos el modelo de un TBJ para altas frecuencias

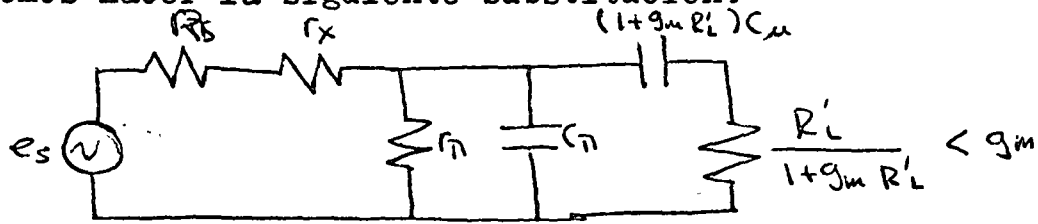


$$R'_L = r_o // R_L$$

en este modelo podemos apreciar que la capacitancia  $C_{\mu}$  es una retroalimentacion en el circuito, nuestro objeto es el encontrar una forma de reflejar esta capacitancia al circuito de entrada de forma tal que pueda ser sumada a la capacitancia  $C_{\pi}$ .

$$\text{Dado que } V_{AB} = (1 + g_m R'_L) v$$

Podemos hacer la siguiente substitucion:



Donde  $g$  es del orden de  $10^{-1}$  ohms

Por tanto la reactancia presentada por  $(1 + g_m R'_L) C_{\mu}$  es mucho mayor que la presentada por la resistencia  $\frac{R'_L}{1 + g_m R'_L}$  que es menor que  $g_m$ .

Por tanto una aproximacion del valor de la capacitancia conectada en paralelo con  $r_{\pi}$  estara dada por:  $C = C_{\pi} + (1 + g_m R'_L) C_{\mu}$

Esta tecnica puede ser empleada para simplificar el circuito, sobre todo si el tipo de analisis es por nodos.



sistema cuando variamos el valor de  $GH$  (en toda la discusión hemos considerado que la transferencia de realimentación  $H$  no depende de la frecuencia, lo cual no es cierto en general pero nos provee de una base sencilla e intuitiva para atacar el problema) El objeto de la compensación puede resumirse como el de conseguir  $GH$  grande a fin de desensibilizar, linealizar etc. sin que el sistema oscile y manteniendo el sobretiro dentro de límites aceptables.

La compensación puede realizarse en muy diversas formas dependiendo del lugar en que se coloque la red de compensación

#### Compensación serie

- dentro de la malla de realimentación  $C_2$
- fuera de la malla de realimentación  $C_1$  y  $C_3$

#### Compensación en paralelo

$H$  y  $C_4$

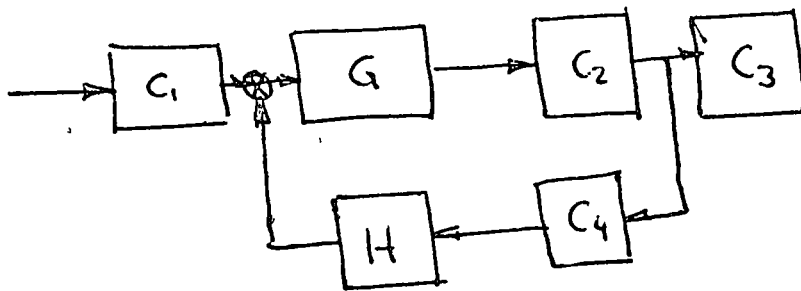


Fig C-1

Dentro del tipo serie estudiaremos básicamente el caso de  $C_2$ .

Existen infinitas técnicas y "recetas" para efectuar la compensación de circuitos electrónicos, prácticamente todas estas técnicas son estudiadas a profundidad en libros de Ingeniería de control, por tanto referiremos al lector a estas fuentes a fin de profundizar en este tema de la compensación.

Nos concretaremos a presentar dos técnicas de compensación, la de el "Lugar geométrico de la raíces" y la de los "Diagramas de Bode".

## 2.-Metodo del lugar geométrico

Este metodo se basa en el analisis del comportamiento de los ceros de la función  $1+GH$  (los cuales constituyen los polos de la función  $T$ ) en un plano cuya ordenada es la parte imaginaria de dichas raíces y cuya abscisa es la parte real de las mismas. El gran inconveniente que posee el metodo es que requiere del conocimiento de la localización mas o menos exacto de las raíces y ceros del sistema de malla cerrada, lo cual requiere en general del auxilio de una computadora digital.

Recomendamos al lector el estudio del capítulo 16 del libro "electronic principles" mencionado anteriormente como referencia, en este ejemplo se estudia la aplicación de este metodo en todo detalle así como las reglas generales para su construcción y propiedades generales del mismo.

## 3.- Metodo del diagrama de Bode

Una de las formas de aplicación de este metodo es del tipo gráfico, es por ello que hemos creído conveniente el presentarlo en estas notas, podemos decir que básicamente consiste en superponer a la gráfica del sistema en cuestión la de la red seleccionada para compensar, tal como se muestra en la figura

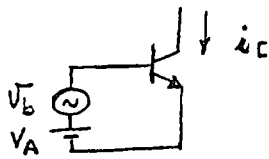
Una discusión bastante extensa del metodo así como gráficas normalizadas de diversas redes de compensación pueden ser encontradas en el libro "Feedback & Control Systems" de la colección Schaum's

Una de las principales ventajas de este sistema es que la gráfica de el sistema original puede obtenerse experimentalmente (aunque a primera vista esto pueda parecer una contradicción a lo señalado en la introducción) y sobre este diagrama diseñar la red de compensación adecuada.

Característica no lineales de algunos dispositivos  
Básicos.

TBJ.

- a) Excitación de voltaje. Cuando el TBJ es excitado por una fuente de voltaje, como se muestra en la figura 7, la ecuación 16 muestra la dependencia de la corriente con este voltaje.



$$i_c = I_{ES} e^{\frac{V_b + V_A}{V_T}} \quad \text{--- 16}$$

Fig. 7.

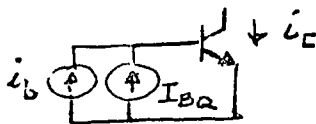
Cuando no hay señal ( $V_b = 0$ ), la corriente de colector será de polarización ( $I_{cQ}$ ), por lo que se puede reescribir 16 como:

$$i_c = I_{cQ} e^{V_b/V_T} \quad \text{--- 17}$$

Finalmente (17) se puede expandir en la conocida serie  $e^x$ :

$$i_c = I_{cQ} + \frac{I_{cQ}}{V_T} V_b + \frac{I_{cQ}}{2V_T^2} V_b^2 + \frac{I_{cQ}}{6V_T^3} V_b^3 + \dots \quad \text{18}$$

- b) Excitación de corriente. Cuando la excitación es de corriente, como se muestra en la figura 8, la ecuación a emplearse será la ecuación 19.



$$i_c = \beta I_{cQ} + \beta (i_c) i_b \quad \text{--- 19}$$

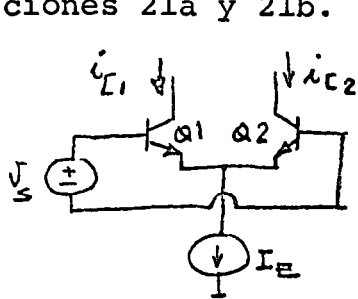
Fig. 8

Ahora bien, la variación de  $\beta(I_{cQ})$  es muy diferente de una TBJ a otra, y en general no es fácilmente predecible. Si fuese necesario hacerlo, se deberá conocer la variación de  $\beta$  con  $i_c$ , y en ese caso expandir la función como se muestra en la ecuación 20.

$$i_c = I_{cQ} + \beta(I_{cQ}) i_b + \left. \frac{\partial \beta(i_c)}{\partial i_c} \right|_{i_c = I_{cQ}} i_b^2 + \dots \quad \text{20}$$

Sin embargo, este caso es poco probable y poco práctico, además de que la distorsión debida a variaciones en  $\beta$  es relativamente pequeña (típicamente menor de un 10% en distorsión total).

D-2) Par Diferencial. Exitado por voltaje (el caso más común) el circuito, como se muestra en la figura 9, es descrito por las ecuaciones 22, en la cual se consideran las ecuaciones 21a y 21b.



$$\left. \begin{aligned} i_{C1} &= I_{ES} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ i_{C2} &= I_{ES} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{aligned} \right\} 21a$$

$$\left. \begin{aligned} I_E &= i_{C1} + i_{C2} \\ V_S &= V_{BE1} - V_{BE2} \end{aligned} \right\} 21b$$

$$i_{C1} = \frac{I_E e^{\frac{V_S}{V_T}}}{1 + e^{\frac{V_S}{V_T}}} \quad \dots \quad 22a$$

$$i_{C2} = \frac{I_E}{1 + e^{\frac{V_S}{V_T}}} \quad \dots \quad 22b$$

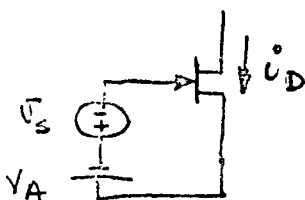
Estas últimas ecuaciones se pueden expandir en series como se muestra en las ecuaciones 23

$$i_{C1} = \frac{I_E}{2} + \frac{I_E}{4V_T} V_S - \frac{I_E}{24V_T^3} V_S^3 + \frac{I_E}{480V_T^5} V_S^5 + \dots \quad 23a$$

$$i_{C2} = \frac{I_E}{2} - \frac{I_E}{4V_T} V_S + \frac{I_E}{24V_T^3} V_S^3 - \frac{I_E}{480V_T^5} V_S^5 + \dots \quad 23b$$

Debe notarse aquí que no existen potencias pares y por tanto distorsión de armónicas pares.

D-3) JFET. El JFET debe ser exitado por voltaje (dado que  $i_G \cong 0$ ). Las ecuaciones 24 describe su funcionamiento para  $|V_{DS} - V_{GS}| \gg |V_P|$



$$i_D = I_{DM} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad 24a$$

$$V_{GS} = -V_A - V_S \quad 24b$$

$$V_P < 0 \quad 24c$$

Expandiendo el binomio se obtendrá:

$$i_D = I_{DM} \left(1 - \frac{V_A}{|V_P|}\right)^2 - \frac{2I_{DM}}{|V_P|} \left(1 - \frac{V_A}{|V_P|}\right) V_S + \frac{I_{DM}}{V_P^2} V_S^2 \quad 25a$$

$$i_D = I_{DQ} - \frac{2I_{DM}}{|V_P|} \left(1 - \frac{V_A}{|V_P|}\right) V_S + \frac{I_{DM}}{V_P^2} V_S^2 \quad 25b$$

De esta ecuación se puede apreciar que no existen términos de potencia mayor a la segunda y por tanto de armónica superior a la 2a.

Aunque la ecuación 25b no es estrictamente cierta, su aproximación es muy aceptable en general.

- E. PEQUEÑA DISTORSION. En una gran parte de las aplicaciones de circuitos electrónicos analógicos, la distorsión debe ser pequeña, es decir debe ser tal que solo la segunda y tercera armónica sean de alguna importancia. En este caso, las ecuaciones 8 se pueden simplificar a:

$$\left. \begin{aligned} k_0 &\doteq a_0 \\ k_1 &\doteq a_1 \hat{S}_1 \\ k_2 &\doteq \frac{1}{2} a_2 \hat{S}_1^2 \\ k_3 &\doteq \frac{1}{4} a_3 \hat{S}_1^3 \end{aligned} \right\} \text{---} \quad 26$$

y las ecuaciones 13 (Si  $\hat{S}_1 = \hat{S}_2$ ) a:

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= a_2 \hat{S}_1^2 \\ h_2 &= \frac{3}{4} \hat{S}_1^3 \end{aligned} \right\} \text{---} \quad 27$$

y las distorsiones porcentuales a:

$$\left. \begin{aligned} D_{2\%} &= \frac{a_2}{2a_1} \hat{S}_1 = \frac{1}{2} D_{I1} \\ D_{3\%} &= \frac{a_3}{4a_1} \hat{S}_1^2 = \frac{1}{3} D_{I2} \end{aligned} \right\} \quad 28$$

Observe<sup>da</sup> las ecuaciones 28 que la distorsión de 2a. armónica crece linealmente con la magnitud de la señal de entrada mientras que la de 3a. armónica crece cuadráticamente, -

como se ilustra en la figura 10.

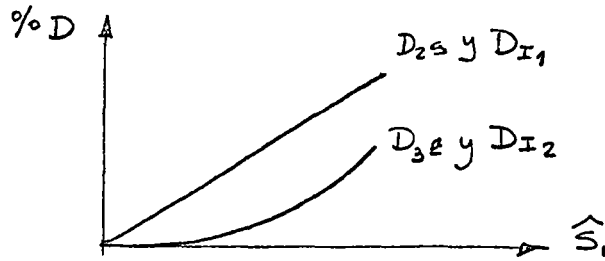


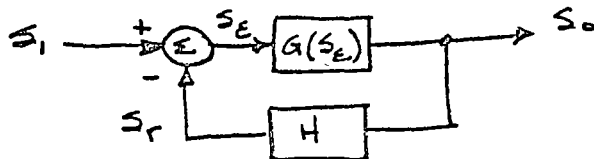
Figura 10.

De las ecuaciones 28 se pueden comparar en cuanto a distorsión los principales dispositivos básicos:

	$D_{2e}$	$D_{3e}$	$D_{I1}$	$D_{I2}$
TBJ	$\hat{V}/4V_T$	$\hat{V}^2/24V_T^2$	$\hat{V}/2V_T$	$\hat{V}^2/8V_T^2$
Dif.	0	$\hat{V}^2/24V_T^2$	0	$\hat{V}^2/8V_T^2$
JFET	$\hat{V}/4V_P(1 - \frac{V_A}{ V_P })$	0	$3\hat{V}/4V_P(1 - \frac{V_A}{ V_P })$	0

Evidentemente el JFET es superior al par diferencial y éste al TBJ en cuanto a distorsión se refiere.

- F. La Realimentación en la Distorsión. Un sistema realimentado típico se muestra en la figura 11. En ella,  $G(S_E)$  es una función de transferencia no-lineal, y  $H$  es una función lineal de realimentación, la realimentación es negativa.



Fig, 11.

La función no-lineal  $G(S_E)$  se puede expresar por una serie:

$$S_0 = a_0 + a_1 S_E + a_2 S_E^2 + a_3 S_E^3 + \dots \quad 29$$

Sin embargo, aplicando la realimentación, la salida, en función de la entrada será de la forma:

$$S_0 = b_0 + b_1 S_1 + b_2 S_1^2 + b_3 S_1^3 + \dots \quad 30$$

Por otro lado, aplicando las ecuaciones de realimentación se tiene:

$$S_{\varepsilon} = S_1 - HS_0 \quad \text{--- --- ---} \quad 31$$

y por tanto, en la ecuación 29 se tendrá:

$$S_0 = a_0 + a_1 (S_1 - HS_0) + a_2 (S_1 - HS_0)^2 + a_3 (S_0 - HS_1)^3 + \dots \quad 32$$

Para poder determinar los coeficientes bi basta notar que:

$$b_0 = S_0 \text{ cuando } S_1 = 0$$

$$b_0 = \frac{\partial S_0}{\partial S_1} \text{ cuando } S_1 = 0$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 S_0}{\partial S_1^2} \quad \text{" "}$$

⋮

Así que de esto se obtiene:

$$b_0 = a_0$$

$$b_1 = \frac{a_1}{1 + a_1 H}$$

$$b_2 = \frac{a_2}{(a + a_1 H)^3}$$

$$b_3 = \frac{a_3}{(1 + a_1 H)^4} - \frac{2a_2^2 H}{(1 + a_1 H)^5}$$

} --- --- 33

etc.

Debe hacerse notar de las ecuaciones 33 que la realimentación reduce muy notablemente la distorsión, sobre todo en las armónicas más altas, ya que se dividen por potencias del factor de realimentación  $(1 + a_1 H)$ . Aún más, para la tercera armónica, la intermodulación de la 2a. armónica ( $a_2$ ), permite anular dicha componente, ya que si  $\frac{2a_2^2 H}{a_3(1+a_1 H)} = 1$ , entonces

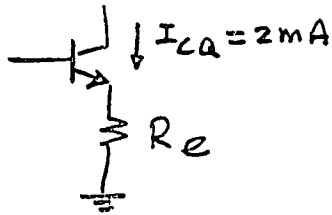
$b_3 = 0$ .

El porcentaje de distorsión disminuye notablemente.

$$D_{2\%} = \frac{D_{2\%} \text{ (sin Realimentación)}}{(1 + a_1 H)^2}$$

$$D_{3\pm} (\text{con real.}) = \frac{1 - \frac{2a_2^2 H}{a_3(1+a_1 H)}}{(1+a_1 H)^3} D_{3\pm} (\text{sin Real.})$$

Ejemplo. A un TBJ, se le añade realimentación de voltaje como se muestra en la figura 12. Si se desea que la Intermodulación tipo 2 sea del 0.33% con una señal de entrada de magnitud igual a 100 mV ¿Cual debe ser el valor de la resistencia de emisor?



Solución. Con Realimentación, la distorsión por Intermodulación tipo 2 será:

$$D_{I_2} = \frac{b_3}{b_1} \hat{S}_1^2 = \frac{a_3}{a_1} \hat{S}_1^2 \left[ \frac{1 - 2 \frac{a_2^2 H}{a_3(1+a_1 H)}}{(1+a_1 H)^3} \right]$$

Para un TBJ:

$$a_1 = \frac{I_{CQ}}{V_T} \approx \frac{80 \text{ mA}}{V}$$

$$a_3 = \frac{I_{CQ}}{6V_T^3} \approx \frac{210 \text{ mA}}{V^3}$$

$$a_2 = \frac{I_{CQ}}{2V_T^2} \approx \frac{160 \text{ mA}}{V^2}$$

Resolviendo para  $S_1 = 100 \text{ mV}$  y  $D_{I_2} = 0.0033$  se obtendrá:

$$a_1 H = 13.3$$

$$y = H = R_e = 170 \Omega$$

F. Medición Simple distorsión. La Distorsión se puede medir - con medidores especializados o filtrando la fundamental y/o cada una de las armónicas. Por otro lado, por simple observación en el osciloscopio es posible hacer una estimación - por el método de los 5 puntos. Este método se basa en las ecuaciones desarrolladas con anterioridad, y se aplica como sigue:

Al dispositivo se le aplica una señal senoidal sin distorsión, y se observa la señal de salida en el osciloscopio, - midiendo las amplitudes en los puntos que se muestran en la figura 13.



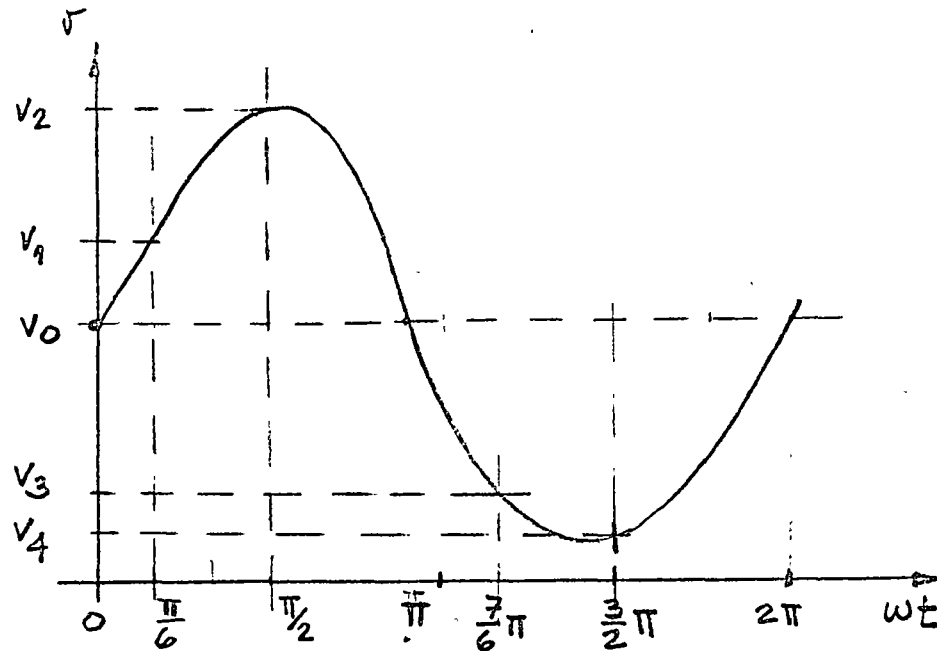


Figura 13.

De aquí se aproximan los coeficientes de las primeras armónicas:

$$k_0 = \frac{V_2 + 2V_1 + 2V_3 + V_4}{6}$$

$$k_1 = \frac{V_2 + V_1 - V_3 - V_4}{3}$$

$$k_2 = \frac{V_2 - 2V_0 + V_4}{4}$$

34

$$k_3 = \frac{V_2 - 2V_1 + 2V_3 - V_4}{6}$$

$$k_4 = \frac{V_2 - 4V_1 + 6V_0 - 4V_3 + V_4}{12}$$

Siendo la distorsión total:

$$D_T = \frac{\sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2}}{k_1}$$

Ejemplo.- De un circuito se miden los siguientes voltajes a la salida, según la figura 13, y en las condiciones de entrada de señal senoidal pura:

$$V_2 = 1V; \quad V_1 = 26V; \quad V_0 = 15V; \quad V_3 = 7V; \quad V_4 = 0$$

De estos valores se obtiene:

$$k_0 = 16.2V; \quad k_1 = 16.7V; \quad k_2 = 0.25V; \quad k_3 = -1.2V$$

$$k_4 = 0.9V.$$

$$y: \quad D_{\frac{y}{x}} = 9.1\%.$$

#### G. Las etapas de Salida.

El diseño de una etapa de salida se restringe a condiciones específicas de:

- Potencia a disiparse en una carga dada
- Características de la carga (inductiva, capacitiva, etc.)
- Frecuencia de operación
- Distorsión máxima permisible en la señal
- etc.

En general, los dispositivos empleados en las etapas de salida son llevados a sus límites de operación; así un amplificador para un sistema de deflexión magnético deberá conducir grandes corrientes u otro amplificador para un sistema de deflexión electrostático deberá trabajar con grandes variaciones de voltaje.

Tanto desde un punto de vista económico como desde un punto de vista ingenieril, se deberá buscar emplear el dispositivo más adecuado para la función a desarrollar, y no un dispositivo "sobrado", y mucho menos uno que no cumpla con el mínimo de especificaciones.

Al ser llevados a los extremos de su funcionamiento, los dispositivos en etapas de potencia causarán gran distorsión a la señal de entrada, por lo que es inevitable recurrir a la realimentación en la mayoría de los casos, en vista de lo benéfico que resulta su aplicación, como se observó en la sección E.

Si los requerimientos de potencia son despreciables se puede decir que existen dos tipos básicos de circuitos a la salida de un sistema:

- a) Salida por colector, en cuyo caso la impedancia de salida será la que ofrezca el colector en paralelo con la resistencia entre el colector y tierra. Este cir-

cuito tiene la desventaja de tener una alta impedancia - de salida.

b) Salida por emisor, en cuyo caso la impedancia de salida es baja (se divide la resistencia en la base por  $(\beta + 1)$ ). Posiblemente sea el tipo de salida más común. Sin embargo, cuando la potencia requerida es apreciable, existen varios tipos de salida posible, los cuales se dividen típicamente:

- clase A
- clase B
- clase C

Tanto la clase A como la clase B son amplificadores que funcionan para un rango considerable de frecuencias, - - mientras que, como se verá después, el clase C trabaja - solo a una frecuencia.

La subdivisión anterior se basa en el tiempo de conducción de corriente por un dispositivo de salida respecto al periodo de la señal de entrada. Así, p~~o~~r el clase A el dispositivo conduce durante todo el periodo de la señal, como se aprecia en la figura 14b

En el clase B un dispositivo conduce solo durante un semiperiodo, existiendo otro que conduce en el complemento. Finalmente en el clase C, la conducción en el dispositivo es durante un intervalo menor al de un semiperiodo. En cualquiera de los casos se estará tratando de emplear al dispositivo en sus límites de potencia. El dispositivo por excelencia hoy en día para etapas de potencia es el TBJ, y a él nos referiremos en esta sección. La figura 15 muestra la característica  $V_{ce} - I_c$  de un TBJ, en fatizando sus límites comunes de funcionamiento.

Los límites son bien conocidos:

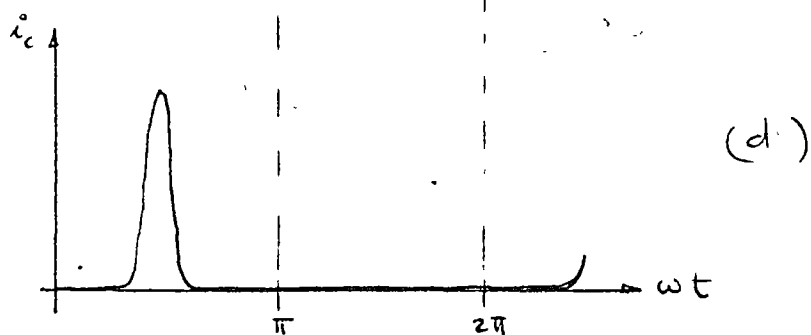
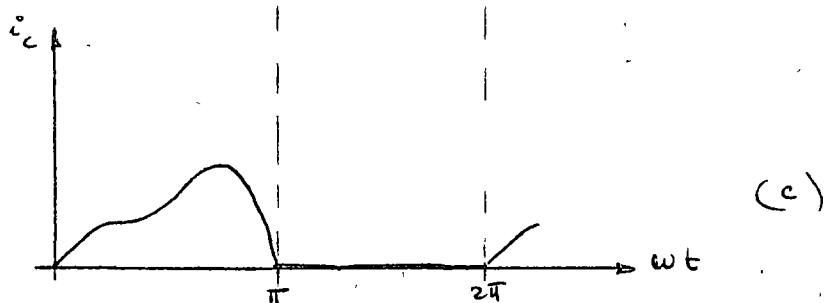
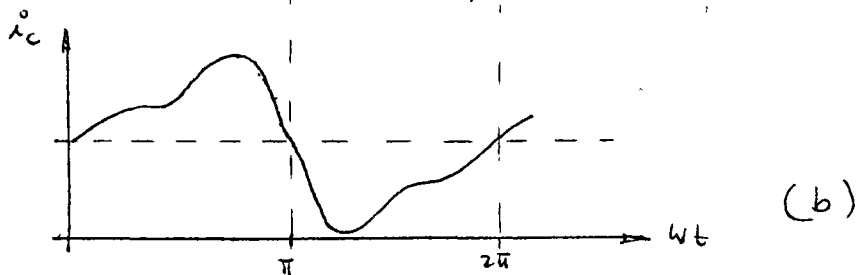
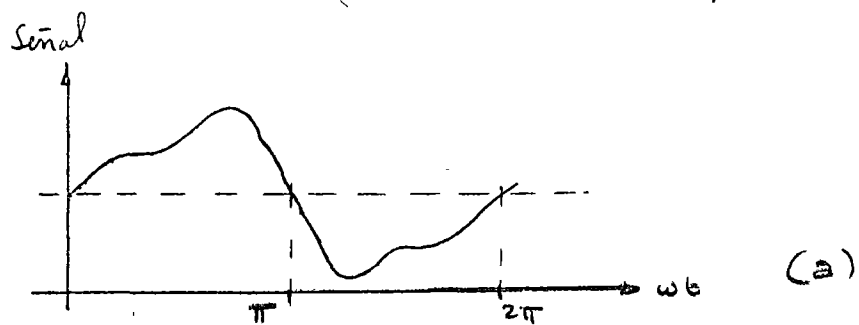
$I_{cmax}$  = corriente máxima permisible

$V_{Bo}$  = voltaje de ruptura de la unión base-colector

$P_{max}$  = potencia máxima disipable en el colector

$R_{sqt}$  = resistencia de saturación.

Aunado a estos límites comunes, existe la importante limitación de Temperatura máxima de la unión base-colector.



Fig, 14.

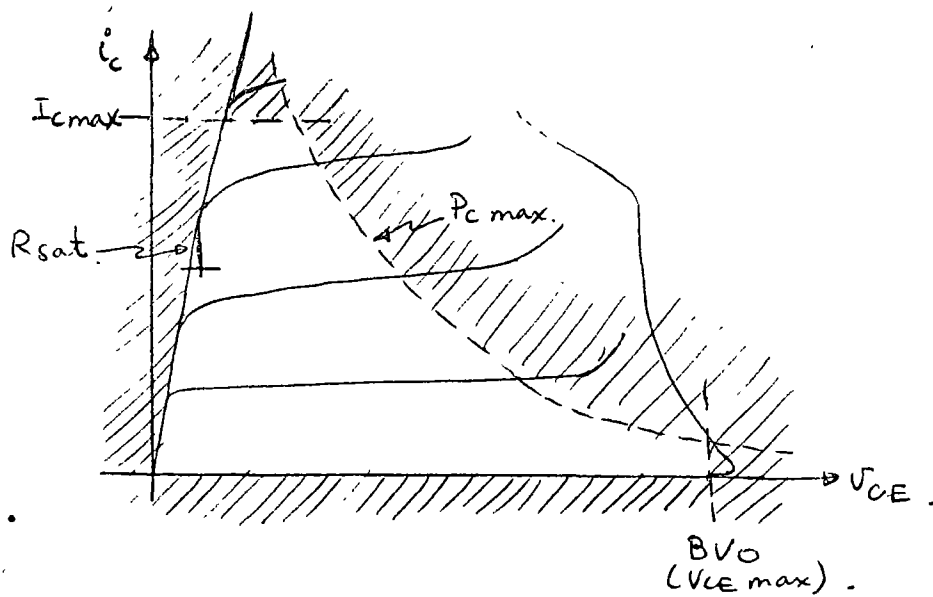


Figura 15.

Para representar este fenómeno se especifica la resistencia térmica ( $\theta$ ) que representa el aumento de temperatura en un elemento (la unión base-colector, ó la cápsula del TBJ, etc.) respecto a la potencia que disipa (o sea  $\theta_c/W$ ).

Las resistencias térmicas de la unión base colector ( $\theta_{bc}$ ), el contacto de la base ( $\theta_{jb}$ ), el colector y la cápsula ( $\theta_{cs}$ ) y entre la cápsula y el aire ( $\theta_{ca}$ ) se suman para dar la resistencia térmica que relacione a la potencia en C.D ó bajas frecuencias en el colector y la diferencia entre la temperatura del transistor y el ambiente, como muestra la ecuación 35.

$$\theta = (\theta_{jb} + \theta_{bc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}) = \frac{T_j - T_a}{P_c} \quad \text{--- 35}$$

El diseñador tiene algún control en la resistencia térmica entre la cápsula y el aire, así es que el mínimo valor obtenible de  $\theta$  sería:

$$\theta_{\min} = \theta_{jb} + \theta_{bc} + \theta_{cs} \quad \text{--- 36}$$

El uso de disipadores de calor alterará  $\theta_{sa}$ . Valores típicos para  $\theta_{jc}$  y  $\theta$  en transistores comunes sin disipador se dan en la tabla 1 (del libro de Cherry y Hooper, en la lista de referencias)

Cápsula Tipo	$\theta_{jc}$ ( $^{\circ}C/W$ )	$\theta$ ( $^{\circ}C/W$ )	
T018 Metal	200	600	* Dispositivos grandes se usan con disipadores que afectan grandemente.
epoxy	200	500	
T05 Metal	60	250	
epoxy	140	330	
T03	1 a 7	*	

Es necesario hacer notar que  $\theta_{ca}$  tiene dos componentes  $\theta$  el disipador (de resistencia muy baja) y el aislante eléctrico (típicamente una mica), el cual debe de considerarse.

Una de las principales limitaciones de un transistor es

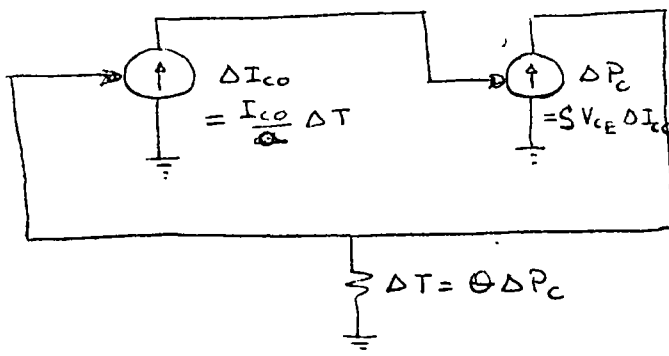
es la Realimentación Térmica Positiva que produce la llamada Carrera Térmica. Esta se produce por el siguiente fenómeno: La corriente de colector  $I_c$  está dada por la ecuación 37, e incluye la corriente de fuga  $I_{co}$ . El término  $S$  depende de la polarización del circuito, y es bien conocido que  $I_{co}$  es del orden de nA para Silicio y  $\mu$  A para Germanio y que depende fuertemente de la temperatura (ec.38)

$$I_{cQ} = I_{cQ} + S I_{co} \quad \text{--- --- ---} \quad 37$$

$$I_{co} = K e^{T/a} \quad \text{--- --- ---} \quad 38$$

Donde  $10^\circ\text{C} \leq a \leq 14^\circ\text{C}$

Un aumento en la temperatura que cause un aumento sustancial en  $S I_{co}$ , aumentará  $I_c$  y por tanto la potencia disipada en el TBJ, lo cual causará un aumento mayor en  $S I_{co}$  y así sucesivamente hasta la destrucción. La figura 16 muestra el sistema de realimentación.



Fig, 16.

De la ecuación 38, para pequeñas variaciones en Temperatura se tendrá:

$$\frac{\Delta I_{co}}{\Delta T} = \frac{I_{co}}{a} \quad \text{--- --- ---} \quad 39$$

Por otro lado, la potencia de C.D. en el colector del TBJ será:

$$P_{cQ} = V_{CEQ} I_{cQ} = V_{CEQ} (I_{cQ} + S I_{co}) \quad \text{--- ---} \quad 40$$

De lo cual se deduce:

$$\frac{\Delta P_c}{\Delta I_{c0}} = S V_{ceQ} \text{ --- --- --- } 41$$

Finalmente, por definición de resistencia térmica:

$$\theta = \frac{\Delta T}{\Delta P_c} \text{ --- --- --- } 42$$

Con lo que se obtienen las funciones de transferencia de la figura 16.

La ganancia de realimentación (GH) del sistema en cuestión será

$$GH = \frac{\Delta I_{c0}}{\Delta T} \frac{\Delta T}{\Delta P_c} \frac{\Delta P_c}{\Delta I_{c0}} = \frac{S V_{ceQ} I_{c0} \theta}{\alpha} \text{ --- --- --- } 43$$

Así es que si  $GH \geq 1$ , la realimentación positiva causará la destrucción del dispositivo.

Finalmente, se debe tomar en cuenta que la potencia máxima permisible dada en general por el fabricante es para potencia constante, sin embargo la mayoría de los transistores - pueden soportar potencias instantáneas mayores, como se aprecia en la figura 17.

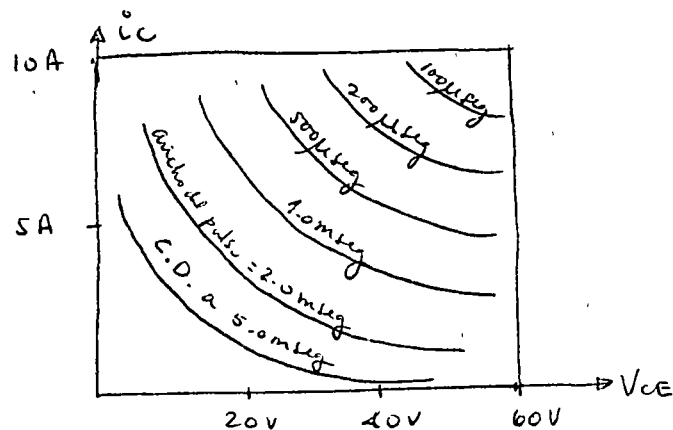


Figura 17.

#### H. Amplificador clase A.

La figura 18 muestra las cargas más comunes a amplificador de potencia clase A.

Si tratamos de resumir todos estos tipos de circuitos en - uno solo habrá necesidad de considerar tres aspectos:

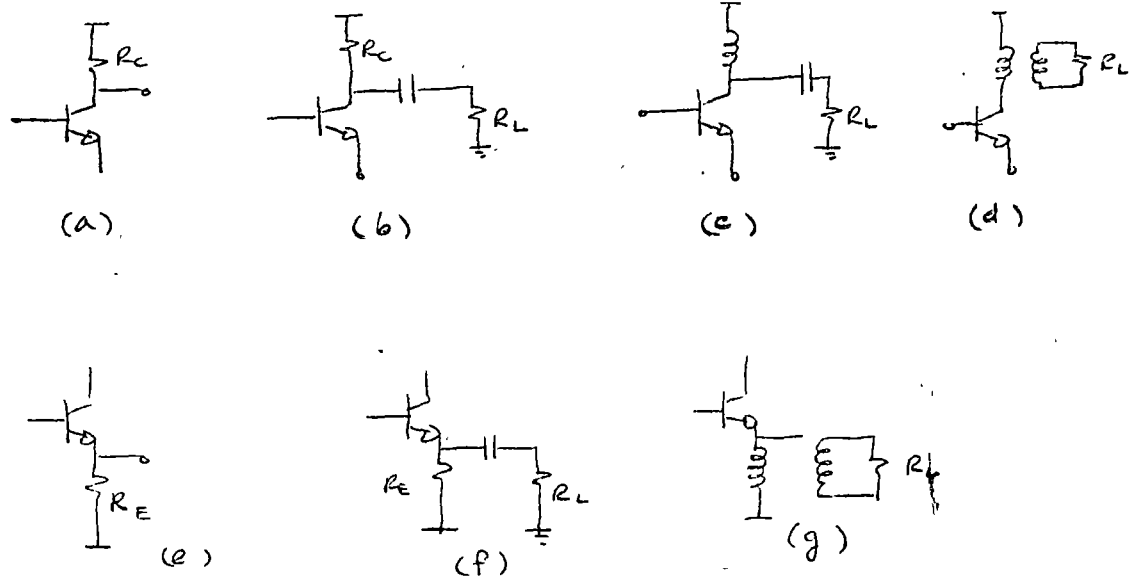


Figura 18.

- 1) La carga de C. D. ó Polarización ( $R_C$ )
- 2) La carga de C.A. ( $R_{CA}$ )
- 3) La relación entre el voltaje  $V_{CE}$  y el voltaje en la carga ( $V_L$ )

Posteriormente, estos tres aspectos se reunirán para analizar las posibilidades de obtener máxima eficiencia en la entrega de potencia a la carga.

La eficiencia del amplificador se define como:

$$\eta = \frac{\text{Potencia promedio disipada en la carga}}{\text{Potencia promedio drenada de la batería}} \quad \text{--- 44}$$

Para simplificar el análisis se supone siempre una señal de salida senoidal, por lo que, para una carga resistiva:

$$V_L = V_L \cos \omega t \quad \text{--- 45a}$$

$$i_L = I_L \cos \omega t \quad \text{--- 45b}$$

$$V_L = i_L R_{CA} \quad \text{--- 45c}$$

De esta manera, la potencia disipada en la carga será:

$$\left. \begin{aligned} P_L &= V_L i_L \\ &= \frac{V_L I_L}{2} (\cos 2\omega t + 1) \end{aligned} \right\} \text{--- 46}$$



De lo que se puede deducir que:

$$(P_L)_{prom} = \frac{V_L I_L}{2} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad 47a$$

$$(P_L)_{pico} = V_L I_L ; (\omega t = 0, \pi, 2\pi) \quad \text{--- --- ---} \quad 47b$$

La potencia drenada de la batería será:

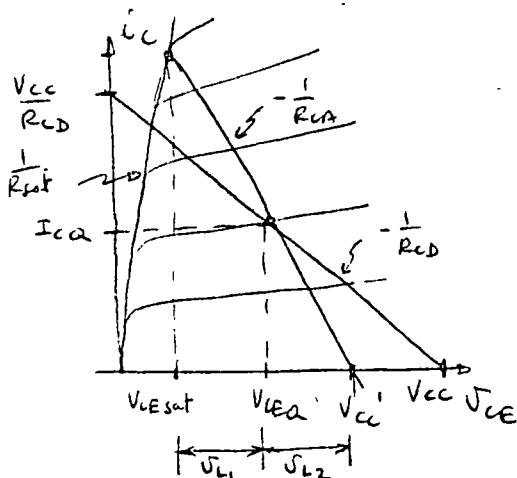
$$P_{cc} = V_{cc} I_{ca} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad 48$$

y evidentemente a la potencia disipada en el transistor será:

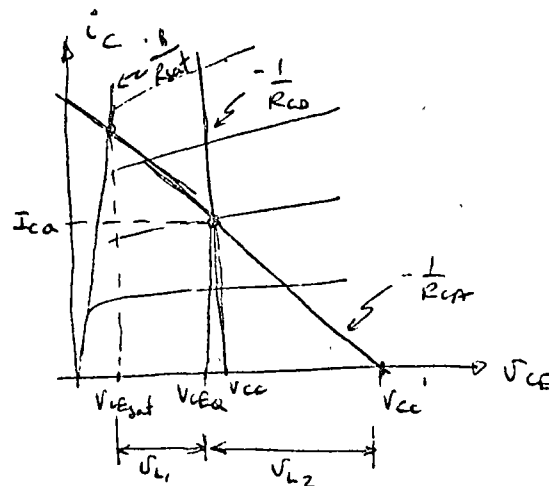
$$P_c = P_{cc} - P_L \quad 49$$

El valor de  $P_L$  puede variar desde cero (cuando  $V_L = 0$ ), hasta un máximo (cuando  $V_L = V_{Lmax}$ ), considerando siempre en el amplificador clase A que no exista distorsión extrema en la onda senoidal (o sea que no se pasen los límites de corte y saturación).

Considerando esto último se debe analizar cual será el valor de  $V_{Lmax}$  (y por tanto de  $I_{Lmax}$ ), el que dependerá principalmente de el punto de operación del circuito, respecto a los límites de corte y saturación. La figura 19a muestra las líneas de carga (C.D. y C.A.) de un amplificador clase A con acoplamiento capacitivo, y la figura 19b con acoplamiento inductivo.



Fig, 19a



Fig, 19b.

Los voltajes acotados  $V_{L1}$  y  $V_{L2}$  son los máximos obtenibles en la carga, y el menor de ellos será el limitante para el

valor de  $V_{Lmax}$ , o sea:

$$V_{Lmax} = \min \{ V_{L1}, V_{L2} \} \quad \text{---} \quad 50$$

Por inspección de las figuras 19 es posible determinar:

$$V_{L1} = V_{CEQ} - V_{CEsat} \quad \text{---} \quad 51a$$

$$V_{CEsat} = (V_{CC}' - V_{CEsat}) \frac{R_{sat}}{R_{CA}} \quad \text{---} \quad 51b$$

$$V_{L2} = V_{CC}' - V_{CEQ} \quad \text{---} \quad 52a$$

$$V_{CC}' = V_{CEQ} + (V_{CC} - V_{CEQ}) \frac{R_{CA}}{R_{CD}} \quad \text{---} \quad 52b$$

Es evidente que la máxima excursión simétrica se obtendrá cuando:  $V_{Lmax} = V_{L1} = V_{L2}$  --- 53

Ahora bien, reescribiendo 51 y 52:

$$V_{L1} = V_{CEQ} \left( 1 - K_1 + K_1 \frac{R_{CA}}{R_{CD}} \right) - K_1 \frac{R_{CA}}{R_{CD}} V_{CC} \quad \text{---} \quad 54a$$

$$V_{L2} = (V_{CC} - V_{CEQ}) \frac{R_{CA}}{R_{CD}} \quad \text{---} \quad 54b$$

$$K_1 = \frac{R_{sat}}{R_{sat} + R_{CA}} \quad \text{---} \quad 54c$$

y considerando 53, para  $R_{CA}$ ,  $R_{CD}$ ,  $R_{sat}$  y  $V_{CC}$  dadas:

$$V_{CEQ}|_{opt} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{CD}}{R_{CA}} \frac{1-K_1}{1+K_1}} \quad \text{---} \quad 55$$

De este resultado se pueden deducir los conocidos resultados de los casos ideales:

idealmente,  $R_{sat} = 0$ , y por tanto  $K_1 = 1$ , de donde:

$$V_{CEQ}|_{opt} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{CD}}{R_{CA}}} \quad \text{---} \quad 56$$

También idealmente, para el amplificador clase A con acoplamiento inductivo o por transformador,  $R_{CD} = 0$ , con lo que resulta  $V_{CEQ}|_{opt} = V_{CC}$ . Igualmente, para carga resistiva, para,

$R_{CA} = R_{CD}$  es lo ideal, con lo que  $V_{CEQ}|_{opt} = \frac{V_{CC}}{2}$ .

En las condiciones en las que  $V_{CEQ} = V_{CEQ}|_{opt} = K_2 V_{CC}$ , se tendría:

$$P_L|_{pico} = (k k_2)^2 \frac{V_{CC}^2}{R_{CA}} \quad \text{-----} \quad 57a$$

$$P_L|_{prom} = (k k_2)^2 \frac{V_{CC}^2}{2 R_{CA}} \quad \text{-----} \quad 57b$$

$$I_{CA} = \frac{V_{CC}}{R_{CD}} (1 - K_2) \quad \text{-----} \quad 57c$$

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{R_{CD}} (1 - K_2) \quad \text{-----} \quad 57d$$

ya que  $V_L = k V_{Lmax} = k_1 k_2 V_{CC}$ .

En esas condiciones es posible calcular la eficiencia:

$$\eta = \frac{P_L|_{prom}}{P_{CC}} = \frac{k^2 k_2^2}{(1 - K_2)} \frac{R_{CD}}{2 R_{CA}} \quad \text{-----} \quad 58$$

y la potencia disipada en el colector:  $P_C = P_{CC} - P_L$

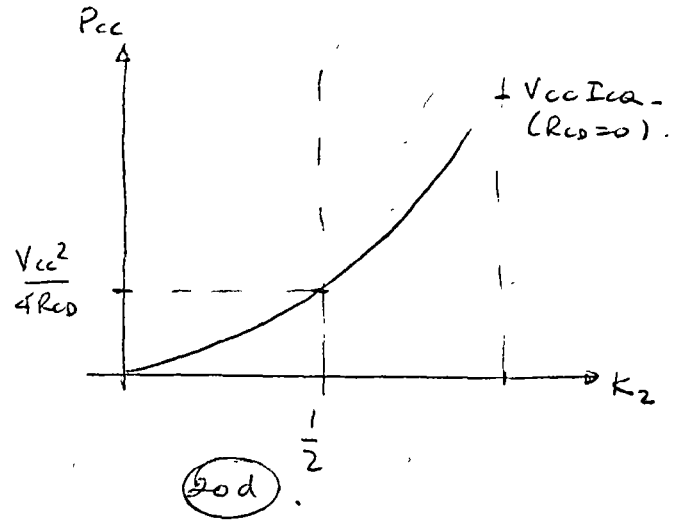
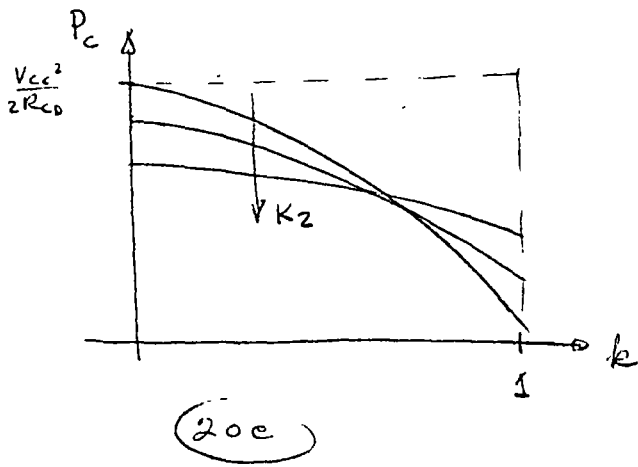
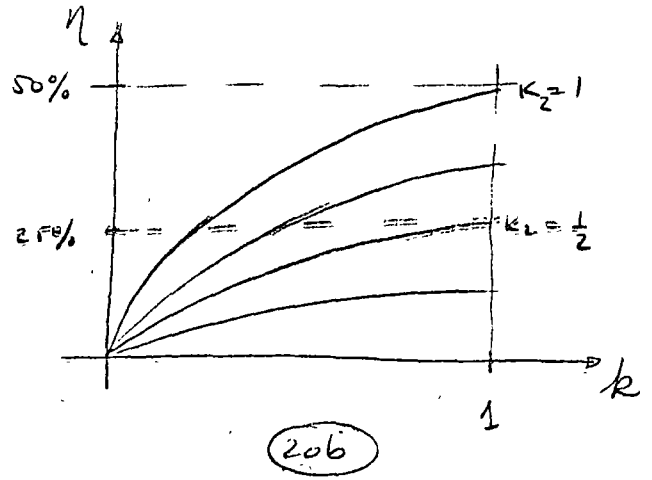
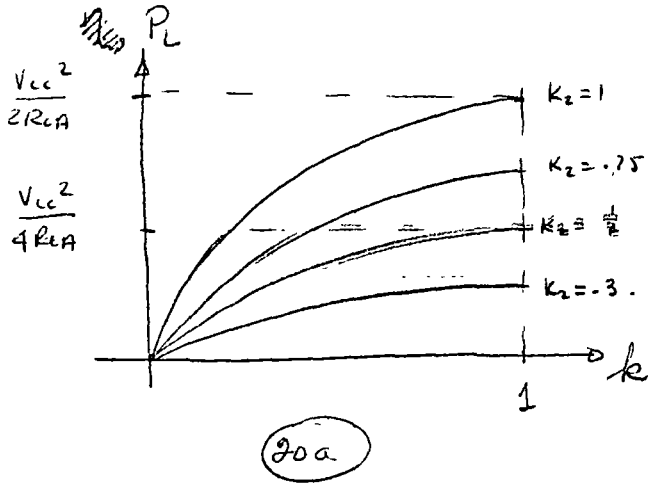
$$(P_C)_{prom} = V_{CC}^2 \left[ \frac{1 - K_2}{R_{CD}} - \frac{k^2 k_2^2}{2 R_{CA}} \right] \quad \text{-----} \quad 59$$

$$(P_C)_{max} = P_{CC} - (P_L)_{min} = V_{CC}^2 \left[ \frac{1 - K_2}{R_{CD}} \right] \quad \text{-----} \quad 60$$

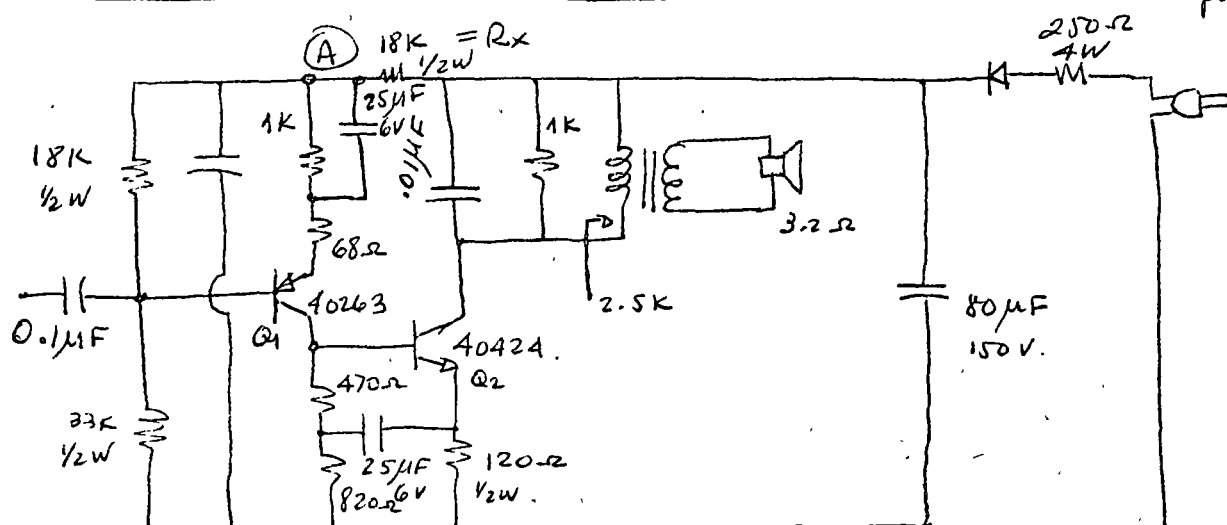
Aquí es conveniente introducir una figura de mérito, que será la razón entre la potencia máxima disipada en el colector y la potencia máxima disipada en la carga

$$F.M. = \frac{(P_C)_{max}}{(P_L)_{max}} = \frac{(1 - K_2)}{k^2 k_2^2} \frac{R_{CA}}{R_{CD}} \quad \text{-----} \quad 61$$

Las figuras 20 muestran la variación de  $P_L$ ,  $P_C$ ,  $P_{CC}$  y F.M. con la variación de  $k$  y  $K_2$ .



Ejemplo de Amplificador clase A. - (Sacado del manual RCA (5C-13) pag. 479).



Los datos del transistor se dan en pagina adjunta.

Aunque no se especifica  $R_{sat}$ , se puede apreciar de las curvas de la pag. 354 que para  $80\text{ mA}$ ,  $V_{CE(sat)} \approx 5-10\text{ V}$ , o sea  $R_{sat} \approx 100\ \Omega$ .

El voltaje en  $\textcircled{A}$  es del orden de  $13\text{ V}$ , y dado que  $\beta_1 \approx 30$ , la corriente por  $18\text{ K}$  y  $33\text{ K}$  es:

$$I_{18\text{K}} \approx I_{33\text{K}} = \frac{13\text{ V}}{51\text{ K}} = 0.26\text{ mA}$$

$$\therefore V_{BQ1} \approx 0.26\text{ mA} \times 33\text{ K} = 8.6\text{ V}$$

$$\text{o sea: } I_{CQ1} = \frac{4\text{ V}}{1\text{ K}} = 4\text{ mA} \quad (4\text{ V} = 13\text{ V} - 0.4 - 8.6\text{ V})$$

$$\text{y asi, } V_{BQ2} = I_{CQ1} \times (470 + 0.820) = 5.2\text{ V}$$

$$I_{CQ2} = \frac{5.2 - 0.7}{0.12\text{ K}} = 36.0\text{ mA}$$

$$\text{La caída en } R_x = 18\text{ K} \text{ es: } V_{R_x} = (I_{18\text{K}} + I_{CQ1}) 18\text{ K} = 77.4\text{ V}$$

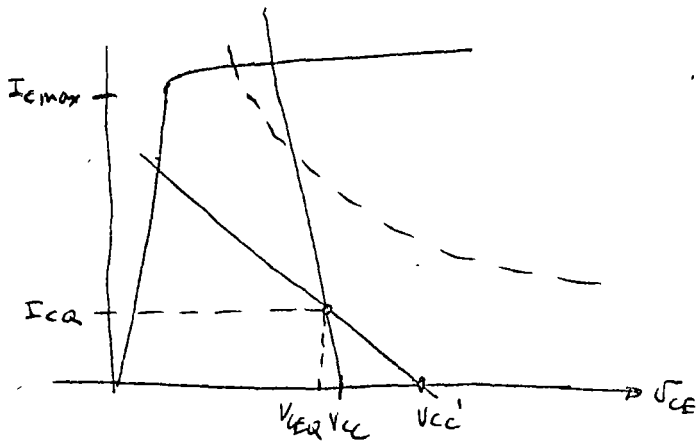
$$\therefore V_{CC|_{Q2}} = 13 + 77.4\text{ V} \approx 90\text{ V}$$

no hay datos sobre la resistencia del transformador, por lo que se puede suponer que  $V_{CEQ}$  es  $85\text{ V}$  en el mejor de los casos. En este caso:

$$R_{CO} \approx 120\ \Omega$$

$$R_{CA} = 120\ \Omega // 820\ \Omega + 1\text{ K} // 2.5\text{ K} \approx 850\ \Omega$$

Para  $a_2$ ,  $I_{Cmax} = 150 \text{ mA}$ , pero como  $I_{CQ} = 36 \text{ mA}$ , no se alcanzará la máxima sin tener fuerte distorsión por corte, y así el límite máximo de excursión será ise:  $I_{CM} \leq I_{CQ2}$ . Dicho de otra forma:



$$V_{CC}' = V_{CEQ} + I_{CQ} R_{EA} = 115 \text{ V} < 2V_{CC}$$

O sea, corte será la limitación y no saturación.

$$\therefore V_{Lmax} = V_{CC}' - V_{CEQ} \cong 30 \text{ V}$$

$$(P_{Lprom})_{max} = \frac{V_{Lmax}}{2R_{EA}} \cong \underline{0.5 \text{ Watts.}}$$

y no toda la potencia se disipa en la carga, ya que parte se disipa en la resistencia de emisor y la resistencia de  $1 \text{ K}$ .

La potencia disipada de la batería es:

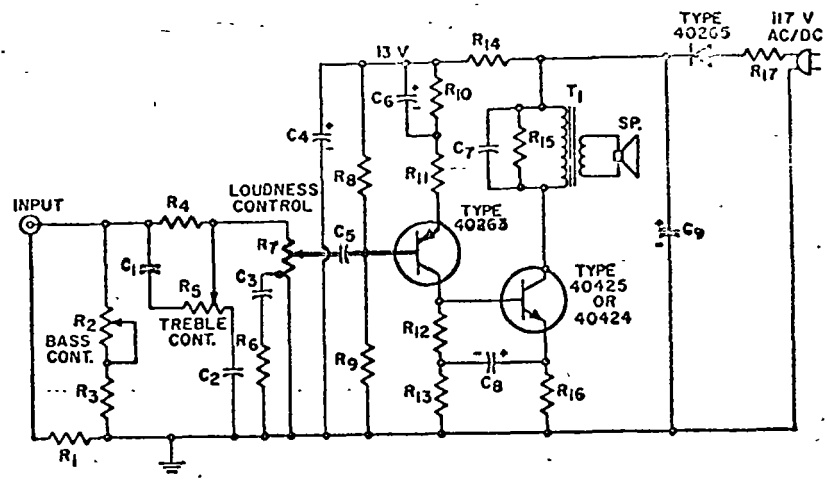
$$P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} \cong 90 \text{ V} \times 0.036 \text{ A} = 3.25 \text{ Watts.}$$

$$\text{O sea: } \eta_{max} = \frac{0.5}{3.25} \cong 15\%$$

$$\text{además, } P_{col. (max)} = V_{CEQ} I_{CQ} = 3 \text{ Watts.}$$

En efecto, se está empleando un transistor que aguanta  $8 \text{ Watts}$ !

no es fácil mejorar la eficiencia de este circuito, ya que la  $R$  de  $1 \text{ K}$  sirve de protección por si se corta el emisor no se destruya el TBJ, - además de asegurar el corte a altas frecuencias (con el capacitor de  $0.01 \mu\text{F}$  ( $\frac{1}{2\pi \times 1 \text{ K} \times 0.01 \mu\text{F}} \cong 15 \text{ KHz}$ )). Si se desmonta  $R = 1 \text{ K}$ , y se refleja una resistencia de  $2 \text{ K}\Omega$ , se tendría  $V_{ce} = 2V_{CEQ}$  y  $(P_{Lprom})_{max} \cong 1.5 \text{ Watts}$ . En general podría haberse diseñado para mejor funcionamiento, ya que el transistor está muy sobrado.



- Parts List**
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> = 1200 pF, ceramic disc
  - C<sub>3</sub> = 0.005 μF, ceramic disc
  - C<sub>4</sub> = 80 μF, electrolytic, 25 V
  - C<sub>5</sub> = 0.1 μF, ceramic disc
  - C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> = 25 μF, electrolytic, 6 V
  - C<sub>8</sub> = 0.01 μF, ceramic disc
  - C<sub>9</sub> = 80 μF, electrolytic, 150 V
  - R<sub>1</sub> = 56000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>2</sub> = base control, potentiometer, 3 megohms, 0.5 watt, audio taper
  - R<sub>3</sub> = 68000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>4</sub> = 0.33 megohm, 0.5 watt
  - R<sub>5</sub> = treble control, potentiometer, 1 megohm, 0.5 watt, audio taper
  - R<sub>6</sub> = 10000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>7</sub> = loudness control, potentiometer, 2 megohms, tapped at 1 megohm, 0.5 watt, linear taper
  - R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub> = 18000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub> = 33000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> = 1000 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>14</sub> = 63 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>15</sub> = 170 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>16</sub> = 820 ohms, 0.5 watt
  - R<sub>17</sub> = 120 ohms, 0.5 watt
  - T<sub>1</sub> = 250 ohms, 4 watts
- T<sub>1</sub> = audio output transformer; matches collector load impedance of 2500 ohms to speaker voice-coil impedance of 32 ohms; Freed No. RCA-8, Triad No. S-12X, or equiv.

## 40263 TRANSISTOR

Ge p-n-p alloy-junction type used in low-level af-amplifier and driver service in conjunction with types 40261 (converter), 40262 (if amplifier), 40424 (power output), and 40265 (line rectifier) to provide a complement for line-operated AM broadcast-band receivers and phonographs in entertainment equipment. JEDEC TO-1, Outline No.1. Terminals: 1 - emitter, 2 - base, 3 - collector.

### MAXIMUM RATINGS

Collector-to-Base Voltage .....	V <sub>CB0</sub>	-20	V
Collector-to-Emitter Voltage (R <sub>BE</sub> = 10 kΩ) .....	V <sub>CE0</sub>	-18	V
Emitter-to-Base Voltage .....	V <sub>EB0</sub>	-2.5	V
Collector Current .....	I <sub>C</sub>	-50	mA
Emitter Current .....	I <sub>E</sub>	50	mA
<b>Transistor Dissipation:</b>			
T <sub>A</sub> up to 55°C .....	P <sub>T</sub>	120	mW
T <sub>A</sub> above 55°C .....	P <sub>T</sub>	See curve page 116	
<b>Temperature Range:</b>			
Operating (T <sub>A</sub> -T <sub>C</sub> ) and Storage (T <sub>ST0</sub> ) .....	T <sub>L</sub>	-65 to 100	°C
Lead-Soldering Temperature (10 s max) .....	T <sub>L</sub>	255	°C

### CHARACTERISTICS

Collector-to-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = -5 mA, R <sub>BE</sub> = 10 kΩ) .....	V <sub>(BR)CE</sub>	18 min	V
Emitter-to-Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = -0.05 mA, I <sub>C</sub> = 0) .....	V <sub>(BR)EB</sub>	-2.5 min	V
Collector-Cutoff Current (V <sub>CB</sub> = -20 V, I <sub>B</sub> = 0) .....	I <sub>CB0</sub>	-12 max	μA
Emitter-Cutoff Current (V <sub>EB</sub> = 2.5 V, I <sub>C</sub> = 0) .....	I <sub>EB0</sub>	-12 max	μA
Small-Signal Forward-Current Transfer-Ratio Cutoff Frequency (V <sub>CE</sub> = -6 V, I <sub>C</sub> = -1 mA) .....	f <sub>ctc</sub>	10	MHz
Small-Signal Forward-Current Transfer Ratio (V <sub>CE</sub> = -6 V, I <sub>C</sub> = -1 mA, f = 1 kHz) .....	h <sub>fe</sub>	100 to 325	
Intrinsic Base-Spreading Resistance (V <sub>CB</sub> = -6 V, I <sub>C</sub> = -1 mA, f = 100 MHz) .....	r <sub>bb'</sub>	200	Ω

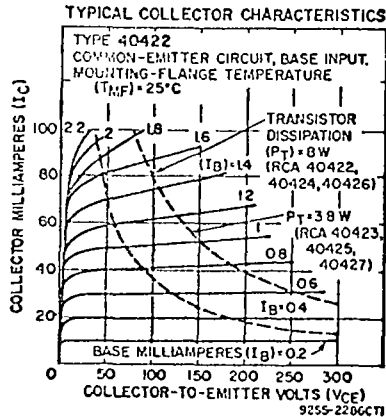
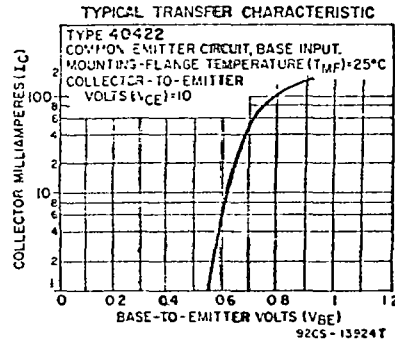
### MAXIMUM RATINGS

Collector-to-Base Voltage	V <sub>cb0</sub>	300	V
Collector-to-Emitter Voltage (I <sub>c</sub> = 5 mA, I <sub>b</sub> = 5 μA)	V <sub>ce(sus)</sub>	300	V
Emitter-to-Base Voltage	V <sub>eb0</sub>	2	V
Collector Current	I <sub>c</sub>	150	mA
Base Current	I <sub>b</sub>	150	mA
Emitter Current	I <sub>e</sub>	150	mA
Transistor Dissipation:			
T <sub>MF</sub> up to 70°C	P <sub>r</sub>	8*	W
T <sub>MF</sub> above 70°C	P <sub>r</sub>	See curve page 116	
Temperature Range:			
Operating (T <sub>A</sub> - T <sub>MF</sub> )	T <sub>ro</sub>	-65 to 150	°C
Storage	T <sub>L</sub>	-65 to 150	°C
Lead-Soldering Temperature (10 s max)	T <sub>L</sub>	255	°C

### CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)

Emitter-to-Base Breakdown Voltage (I <sub>b</sub> = 0.1 mA, I <sub>c</sub> = 0)	V <sub>(BR)EB0</sub>	2 min	V
Collector-Cutoff Current:	I <sub>co</sub>	100 max	μA
V <sub>CB</sub> = 300 V, I <sub>E</sub> = 0	I <sub>ceX</sub>	5 max	mA
V <sub>CE</sub> = 300 V, I <sub>B</sub> = 5 mA	h <sub>FE</sub>	50 to 250	
Static Forward-Current Transfer Ratio (V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>c</sub> = 50 mA)	f <sub>T</sub>	25	MHz
Gain-Bandwidth Product (V <sub>CE</sub> = 50 V, I <sub>c</sub> = 20 mA)	C <sub>ob0</sub>	5	pF
Output Capacitance (V <sub>CB</sub> = 50 V, I <sub>B</sub> = 0)	r <sub>bb'</sub>	20	Ω
Intrinsic Base-Spreading Resistance (V <sub>CE</sub> = 50 V, I <sub>c</sub> = 20 mA, f = 100 MHz)	θ <sub>J-MF</sub>	8* typ; 10* max	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Mounting Flange			

\* This value does not apply to types 40423, 40425, 40427.



## 40423

### POWER TRANSISTOR

Si n-p-n type used in class A of power-amplifier service in line-operated radios, phonographs, television receivers, and other entertainment-type electronic equipment. JEDEC TO-66 (with heat radiator), Outline No.22B. Terminals: 1 (E) - emitter, 2 (B) - base, Mounting Flange - collector and case (with heat radiator). This type is identical with type 40422 except for the following items:

### MAXIMUM RATINGS

Transistor Dissipation:			
T <sub>A</sub> up to 55°C	P <sub>r</sub>	3.8	W
T <sub>A</sub> above 55°C	P <sub>r</sub>	See curve page 116	

### CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)

Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	θ <sub>J-A</sub>	25 max	°C/W
---	------------------	--------	------

### POWER TRANSISTOR

## 40424

Si n-p-n type used in class A output amplifier service. This type is used in conjunction with types 40261 (converter), 40262 (if amplifier), 40263 (af amplifier and driver), 40425 (power output), and 40265 (line rectifier) to provide a complement for line-operated AM broadcast-band receivers and phonographs in entertainment equipment. JEDEC TO-66, Outline No.22. Terminals: 1 (E) - emitter, 2 (B) - base, Mounting Flange - collector and case. For collector-characteristics and transfer-characteristics curves, refer to type 40422.

### MAXIMUM RATINGS

Collector-to-Base Voltage	V <sub>cb0</sub>	300	V
Collector-to-Emitter Voltage (I <sub>c</sub> = 5 mA, I <sub>b</sub> = 5 μA)	V <sub>ceX</sub>	300	V
Emitter-to-Base Voltage	V <sub>eb0</sub>	2	V
Collector Current	I <sub>c</sub>	150	mA
Base Current	I <sub>b</sub>	150	mA
Emitter Current	I <sub>e</sub>	-150	mA
Transistor Dissipation:			
T <sub>MF</sub> up to 70°C	P <sub>r</sub>	8*	W
T <sub>MF</sub> above 70°C	P <sub>r</sub>	See curve page 116	
Temperature Range:			
Operating (T <sub>A</sub> - T <sub>MF</sub> )	T <sub>ro</sub>	-65 to 150	°C
Storage	T <sub>L</sub>	-65 to 150	°C
Lead-Soldering Temperature (10 s max)	T <sub>L</sub>	255	°C

### CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)

Collector-to-Base Breakdown Voltage (I <sub>c</sub> = 0.1 mA, I <sub>e</sub> = 0)	V <sub>(BR)CB0</sub>	300 min	V
Collector-to-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>c</sub> = 1 mA, I <sub>b</sub> = 0.005 mA)	V <sub>(BR)CEX</sub>	300 min	V
Emitter-to-Base Breakdown Voltage (I <sub>b</sub> = 0.1 mA, I <sub>c</sub> = 0)	V <sub>(BR)EB0</sub>	2 min	V
Collector-Cutoff Current:	I <sub>co</sub>	100 max	μA
V <sub>CB</sub> = 300 V, I <sub>E</sub> = 0	I <sub>ceX</sub>	5 max	mA
V <sub>CB</sub> = 300 V, I <sub>B</sub> = 0.005 mA	h <sub>FE</sub>	30 to 150	
Static Forward-Current Transfer Ratio (V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>c</sub> = 50 mA)	f <sub>T</sub>	25	MHz
Gain-Bandwidth Product (V <sub>CE</sub> = 50 V, I <sub>c</sub> = 20 mA)	r <sub>bb'</sub>	20	Ω
Intrinsic Base-Spreading Resistance (V <sub>CE</sub> = 50 V, I <sub>c</sub> = 20 mA, f = 100 MHz)	C <sub>ob0</sub>	5	pF
Feedback Capacitance (V <sub>CB</sub> = 50 V, I <sub>E</sub> = 0)	θ <sub>J-MF</sub>	8* typ; 10* max	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Mounting Flange			

\* This value does not apply to type 40425.

### POWER TRANSISTOR

## 40425

Si n-p-n type used in class A output amplifier service. This type is used in conjunction with types 40261 (converter), 40262 (if amplifier), 40263 (af amplifier and driver), 40424 (power output), and 40265 (line rectifier) to provide a complement for line-operated AM broadcast-band receivers and phonographs in entertainment equipment. JEDEC TO-66 (with heat radiator), Outline No.22B. Terminals: 1 (E) - emitter, 2 (B) - base, Mounting Flange - collector and case (with heat radiator). This type is identical with type 40424 except for the following items:

### MAXIMUM RATINGS

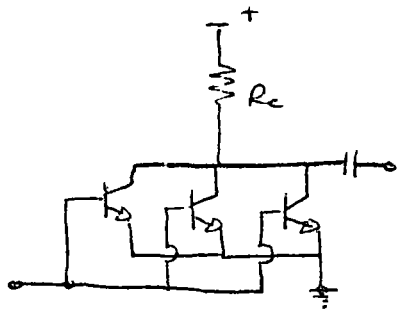
Transistor Dissipation:			
T <sub>A</sub> up to 55°C	P <sub>r</sub>	3.8	W
T <sub>A</sub> above 55°C	P <sub>r</sub>	See curve page 116	

### CHARACTERISTICS

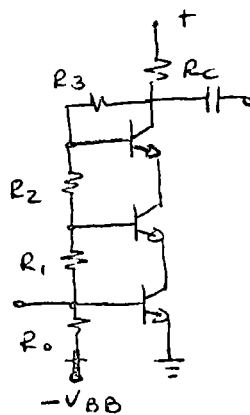
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	θ <sub>J-A</sub>	25 max	°C/W
---	------------------	--------	------



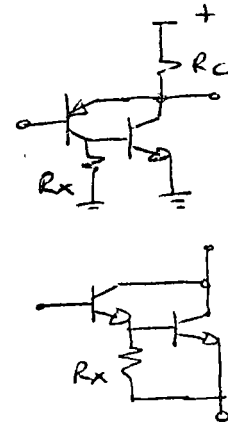
Otros tipos de amplificadores clase A se describen a continuación:



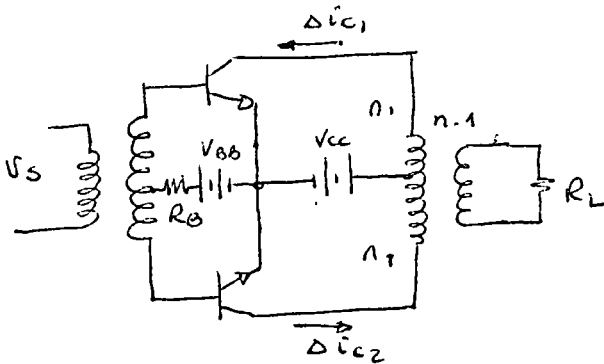
22-a) Paralelo



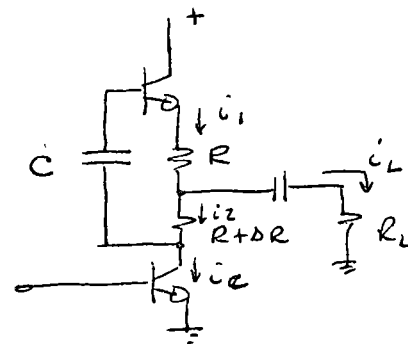
22-b) Serie



22-c) Darlington.



22-d) Push-Pull



22-e) Totem-Pole

**Paralelo.**- En este arreglo se pueden combinar varios transistores para aumentar su capacidad  $I_{C \max}$  y  $P_{\max}$ . La desventaja básica consiste en que al no ser idénticos, pasa iguales voltajes  $V_{BE}$ , uno de ellos puede conducir mucho más corriente que los demás. Esto se puede corregir si se agregan resistencias en serie con cada base o cada emisor.

**Serie.**- Dualmente al paralelo incrementa la capacidad de  $V_{ce \max}$ , con menores problemas relativos a las desigualdades entre transistores.

**Darlington.**- Se emplea para aumentar  $\beta_{ef}$  y/o para transformar NPN en PNP y viceversa.-  $R_x$  es conveniente para estabilización térmica y mejor respuesta a la frecuencia.

Push-Pull.- El push-pull, pese a lo que se cree, puede trabajar con ambas transistores en clase A, si así son polarizados. Tiene bastantes ventajas sobre el clase A convencional: Aumenta la  $I_{cmax}$  del sistema, ya que  $I_{c1}$  e  $I_{c2}$  están en contrafase, aunque circulan en el mismo sentido en el transformador, así que equivale a que estuvieran en paralelo. Disminuye distorsiones debidas a la histeresis del transformador y de los transistores en sí, debido a que el hecho de que  $\Delta I_{c1} = -\Delta I_{c2}$  cancela las componentes de distorsión, de segundo orden. Finalmente, la resistencia de carga que de cada TBJ es el doble que para una clase A simple, debido a la autotransformación del mismo primario.

Totem-Pole .-Un capacitor grande C equivale a una fuente de voltaje. Con esto,  $I_1 R + I_2 (R + \Delta R) = \text{constante}$ .- Por lo tanto si  $I_2$  aumenta,  $I_1$  disminuye aprox., en la misma proporción, con lo que  $\Delta I_L = 2 \Delta I_1 = -2 \Delta I_2$ . Este circuito es conveniente para cargas dinámicas críticas.

Ventajas y Desventajas de las amplificadores clase A.-

Las ventajas de estos amplificadores son:

- Uso de un solo TBJ (economía).
- Menor distorsión (no hay corte o saturación).

Sus desventajas son a cambios mayores:

- Baja eficiencia.
- Uso de TBJ's de Potencia  $P_{cmax} = 2 \times P_{Lmax}$  (economía).
- El más eficiente (con transformador) tiene problemas por:
  - distorsión por histéresis del transformador (23a).
  - la inductancia del transformador limita la frecuencia y puede hacer que la línea de carga invada regiones prohibidas. (fig. 23b).
- Un circuito abierto en el secundario puede causar la

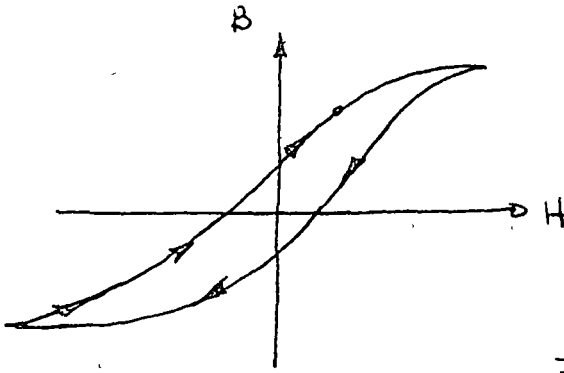


Fig. 23a

Histeresis del Transformador.

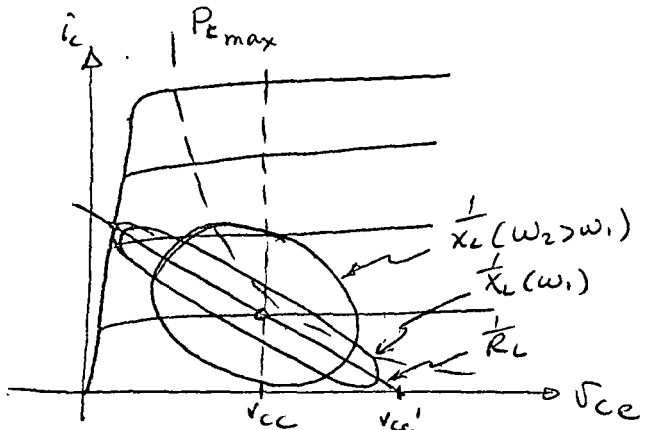


Fig. 23b

$$X_L = R_L + j\omega L$$

$$= \sqrt{R_L^2 + \omega^2 L^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

$$\therefore i_c = I \cos \omega t$$

$$\Rightarrow V_{ce} = I \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \cos(\omega t + \phi)$$

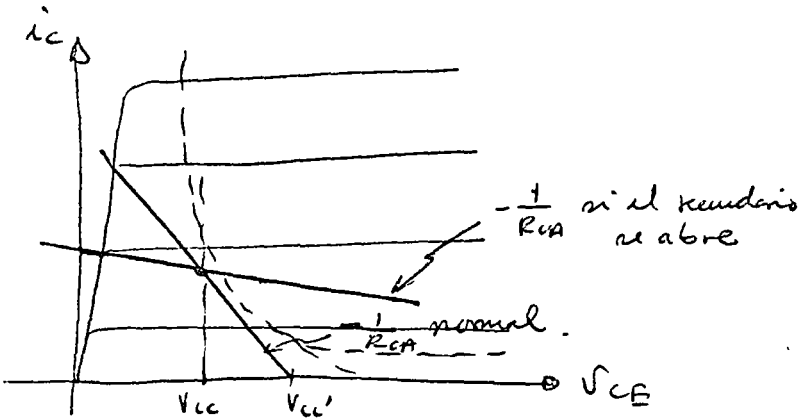
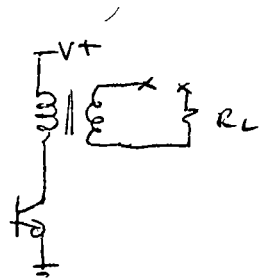


Fig. 23c



la destrucción del TBJ (fig. 23c).

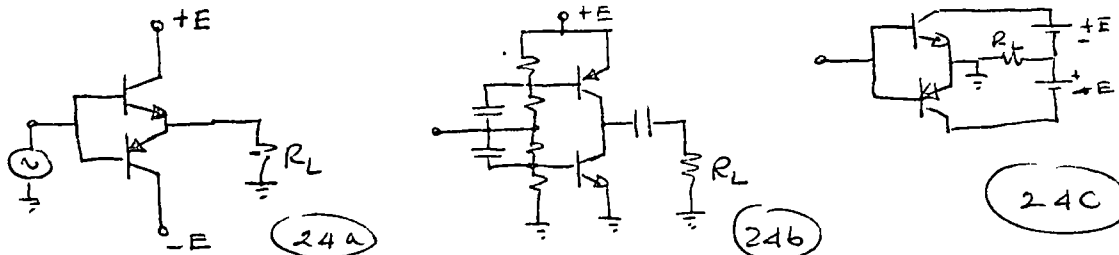
- La potencia que <sup>es</sup> ~~es~~ <sup>es</sup> muy grande  $> 2 P_{Lmax}$  (fiabilidad).

### Amplificadores Clase B.-

El circuito de amplificador clase B es igual del de la figura (22d), con la diferencia de que los transistores deberán estar polarizados en corte o casi en corte (operación en clase AB). De esta manera, cuando un transistor conduzca el otro estará apagado, con grandes ventajas en cuando a transferencia de potencias:

- La corriente promedio en cada colector es menor.
- La potencia " " " " " "
- La potencia " drenada de la batería disminuye cuando la excursión de salida disminuye .
- La eficiencia es mayor.

El hecho de contar con dispositivos complementarios (NPN y PNP) es muy conveniente, para operación clase B, ya que se puede tener un par de simetría complementaria, como el que se ilustra en las figuras 24, en donde se puede observar que no solo se elimina el transformador, sino que se puede eliminar el acoplamiento reactivo si se emplean dos fuentes.



Además, se puede emplear otros arreglos que se comentarán mas adelante»

Por lo pronto procederemos a hacer un análisis de las potencias en el circuito, utilizando para esto el circuito de la fig.25.

La figura 26 muestra la recta de carga en CA (en C.D. es infinita). Suponiendo perfecta simetría, la excursión máxima de la corriente a la salida es  $I_C$ , y :

$$I_{CM} R_{sat} = V_{CE\ min} \quad \text{---} \quad (62)$$

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE\ min}}{R_{CA}} \quad \text{---} \quad (63)$$

$$\therefore I_{CM} = V_{CC} \frac{k_2}{R_{CA}} \quad ; \quad \text{donde } k_2 = \frac{R_{CA}}{R_{CA} + R_{sat}} \quad \text{---} \quad (64)$$

suponiendo, como es costumbre, una señal senoidal a la salida (despreciando la distorsión de cruce al encender  $Q_1$  o  $Q_2$ ) se tendrá:

$$\left. \begin{aligned} i_{C1} &= k_1 I_{CM} \text{ Sen } \omega t \quad ; \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad ; \quad 0 \leq k_1 \leq 1 \\ i_{C2} &= -k_1 I_{CM} \text{ Sen } \omega t \quad ; \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad ; \quad 0 \leq k_1 \leq 1 \end{aligned} \right\} (65)$$

Sin embargo, el voltaje  $V_{CE}$  en  $Q_1$  y  $Q_2$  lleva una excursión completa durante el período:

$$\left. \begin{aligned} V_{CE1} &= V_{CC} - k_1 I_{CM} R_{CA} \text{ Sen } \omega t \quad ; \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \\ V_{CE2} &= V_{CE1} + V_{CC} \end{aligned} \right\} (66)$$

La potencia disipada en la carga será:

$$P_L = V_L i_L = k_1^2 I_{CM}^2 R_{CA} \cos^2 \omega t \quad \text{---} \quad (67)$$

$$P_{L\ max} = 2 P_{L\ prom} = k^2 \frac{V_{CC}^2}{R_{CA}} \quad ; \quad \text{donde } k = k_1, k_2 \quad \text{---} \quad (68)$$

Por otro lado, la corriente ~~de carga~~<sup>drenada</sup> de la batería es:

$$\left. \begin{aligned} I_{CC} &= i_{C1} \quad \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ &= i_{C2} \quad \text{para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{aligned} \right\} (69)$$

$$\text{Así, } P_{CC} = \int_0^T \frac{V_{CC} I_{CC}}{T} dt = \frac{2k}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_{CA}} \quad \text{---} \quad (70)$$

$$\text{y: } \eta = \frac{P_L(\text{prom.})}{P_{CC}} = \frac{k\pi}{4} = k \times 78.5\% \quad \text{---} \quad (71)$$

La potencia en el colector:

$$P_C = V_{CE} i_C = V_{CC} [1 - k \cos \omega t] \frac{k V_{CC}}{R_{CA}} \cos \omega t \quad \text{---} \quad (72a)$$

$$P_C = \frac{V_{CC}^2}{R_{CA}} \left[ k \cos \omega t - \frac{k^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) \right] \quad \text{---} \quad (72b)$$

$$P_C(\text{pic}) = k^2 \frac{V_{CC}^2}{R_{CA}} = \frac{1}{2} P_L(\text{prom}) \quad \text{---} \quad (73a)$$

$$P_c(\text{prom}) = P_L(\text{prom}) \left[ \frac{2k}{\pi} - \frac{k^2}{2} \right]$$

$$[P_c(\text{prom})]_{\text{max}} = \frac{2}{\pi^2} P_L(\text{prom}) \cong 0.2 P_L(\text{prom}) \text{ para } k \cong 0.64 \quad \text{--- (73d)}$$

En las figuras 27 se resumen estos resultados.

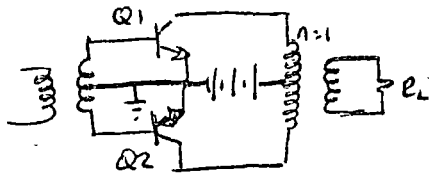


Fig. - 25

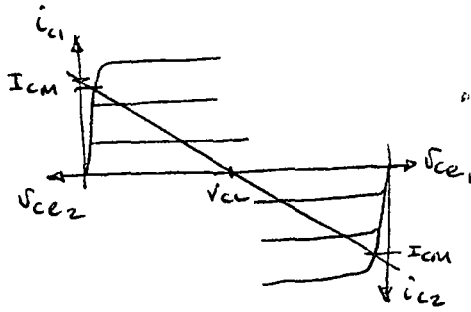
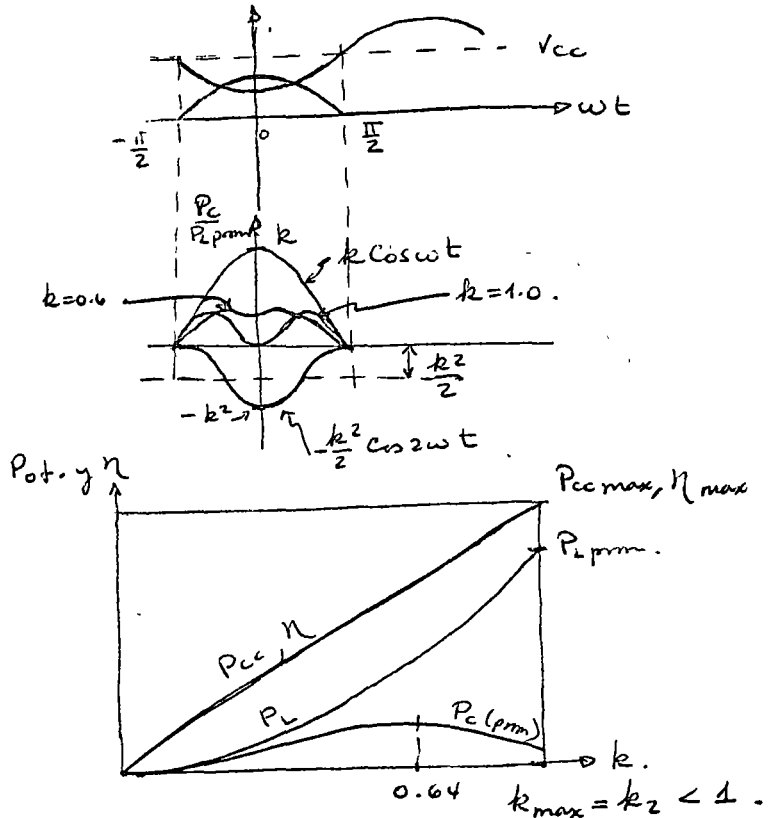


Fig. - 26



se observa que:

- $P_c \text{ prom.}$  es máxima para  $k = 0.6$
- $P_c \text{ max}$  es independiente de  $k$ .
- $P_{cc}$  aumenta con  $k$ .
- La eficiencia  $\eta$  aumenta con  $k$ .

Si la constante de tiempo térmica es tal que la potencia promedio es más importante que la potencia pico, el clase B puede ser 10 veces mejor que el clase A. En el caso contrario, el clase B aún sería 4 o 5 veces mejor que el mejor clase A de un solo TBJ.

Evidentemente en general será preferible un clase B, ya que:

- Emplea transistores de menor potencia (economía).
- La potencia quiescente es baja (un 30% de la max). (fiabilidad).
- Puede prescindir de transformadores y aún de capacitores.

pese a que:

- emplea dos o más transistores (economía).
- Tiene gran distorsión de cruce (ver Fig. 28a) si se exita con fuente de voltaje.
- tiene distorsión de  $\beta$  si se exista con fuente de corriente (ver fig.28b).

La distorsión de cruce se puede <sup>disminuir si se</sup> polarizan los transistores casi en encendido (clase AB). Además dicha distorsión es simétrica, o sea de armónicas impares.

Algunos tipos de amplificadores clase B y AB se presentan en las figuras 29 y se comentan a continuación.

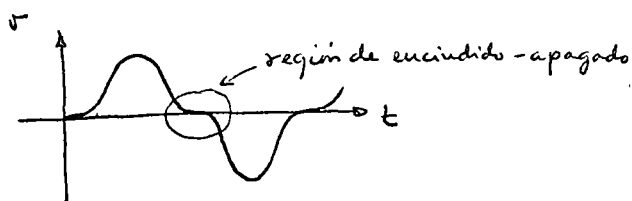
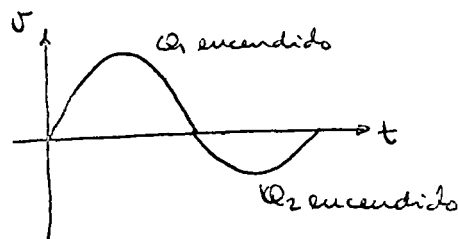


Fig. 28a



$\beta_1 > \beta_2$   
Fig. 28b

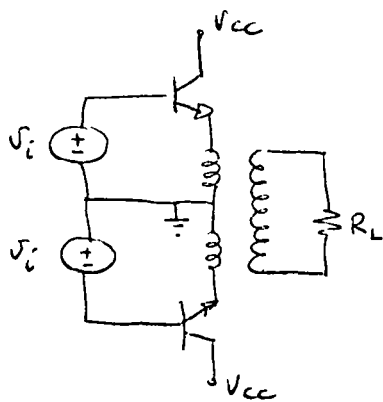


Fig. 29a

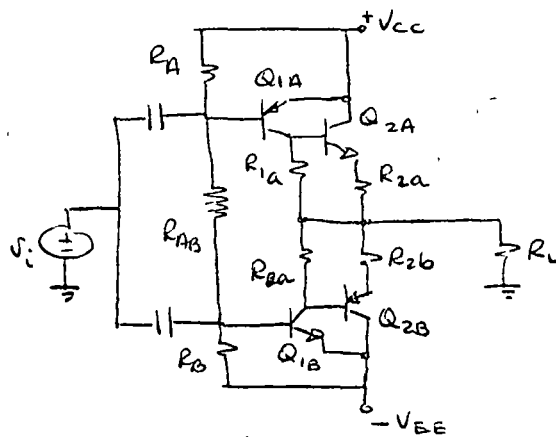


Fig. 29b

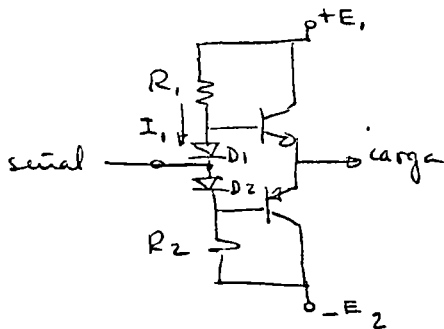
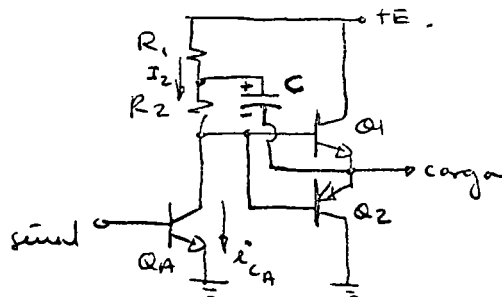


Fig. 29c



En la figura 29a se tiene un amplificador clase B típico con la salida por emisor. Tiene como principales desventajas: el transformador,  $k < 1$  siempre, y necesita ser excitado por fuentes en contrafase. Como ventajas, usa una batería y un solo tipo de transistores.

En la figura 29b, se emplea la configuración Darlington para obtener simetría complementaria, siendo  $Q_{2A}$  y  $Q_{2B}$  las que manejan mayores cantidades de corriente y por tanto de potencia.

En la figura 29c se tiene una configuración complementaria, en la que D1 y D2 se emplean para polarizar a Q1 y Q2 en clase AB.  $+E_1, -E_2, R_1$  y  $R_2$  determinan  $I_D$ , y si D1 y D2 son iguales a las bases emisor de Q1 y Q2, se tendrá en estos una corriente de polarización igual a  $I_D$ . Por otro lado, en la figura 29 B se efectúa esta polarización con  $R_{AB}$  en lugar de diodos.

En la figura 29 d, el capacitor C tiene por objeto mantener constante el voltaje a través de  $R_2$ , con lo cual  $I_2$  es constante. De esta forma, cualquier diferencia ( $i_{CA} - I_2$ ) deberá ser tomada por las bases de Q1 y Q2. Por lo general C es del orden de  $500 \mu F$  para mantener constante su voltaje aún a bajas frecuencias.

### Gran distorsión.

Cuando la señal es suficientemente grande, tal que las armónicas superiores a la tercera sean importantes, o digamos que la distorsión sea mayor de un 10%, pero sin llegar a los límites de corte y saturación, se dice que se tiene gran distorsión.

Discutiremos aquí los principios que gobiernan a este proceso, ejemplificando con un TBJ con excitación senoidal de voltaje, como el de la figura 7.



Ejemplo de amplificador clase AB - (Sacado del manual RCA  
pág. 450. Los datos de  
los transistores están en las  
págs. adjuntas).

Un preamplificador, realimentado en C.D. para estabilizar su polarización y ganancia, excita al excitador del par complementario. El transistor 2N4074 está polarizado, con una realimentación de C.D. desde la salida, y un corriente de colector circula por el diodo 1N3754 que mantiene a los transistores de salida con un voltaje y corrientes quiescentes, lo que disminuye la distorsión de crossover (debe notarse además que el hecho de que la carga sea baja ( $8 \text{ } \Omega$ ), y la impedancia del <sup>colector del</sup> transistor sea alta significa que el par complementario está excitado por corriente, por lo que la distorsión mayor es la distorsión de  $\beta$ .

Un capacitor grande  $C_5 (= 250 \mu\text{F})$  mantiene constante el voltaje a través de  $R_{10}$ , con lo que  $I_{R_{10}}$  es constante, y cualquier diferencia ( $I_{R_{10}} - i_{C_{2N4074}}$ ) va a la base del 40465.

Fuerte realimentación, tanto de C.D. ( $R_7$  y  $R_3$ ), como de C.A. ( $R_{13}, R_{14}, R_6$ ), minimiza la distorsión.

Los "zoo fantasma" ( $R_7 C_4$  y  $R_6 C_3$ ) compensan al circuito para evitar oscilaciones dada la fuerte realimentación, y por otro lado ayudan a determinar el corte a altas frecuencias (el polo debido a  $R_7 C_4$  es aprox.  $140 \text{ kHz}$ ).

La etapa de potencia en sí debe estar diseñada para máxima excursión. Sin embargo, supongamos que está diseñada para que la salida sea  $\frac{V_{CC}}{2}$  en C.D. En ese caso será  $18.5 \text{ V}$ , y por tanto  $i_{R_7} \cong \frac{18.5 - 0.7 \text{ V}}{2.2 \text{ K}} = 8.5 \text{ mA}$ .

Por otro lado,  $i_{R_8} \cong \frac{0.7 \text{ V}}{.1 \text{ K}} \cong 7 \text{ mA}$ .  $\therefore i_B \cong 1.5 \text{ mA}$

La corriente de colector del excitador será aprox:  $\frac{37 \text{ V} - V_{BE_{40465}} - 18.5 \text{ V}}{R_9 + R_{10}}$

$\cong 72 \text{ mA}$ , con lo cual la  $\beta$  del transistor deberá ser del orden de 50. Sin embargo, dada la realimentación de  $R_7$ , los valores

datos no cambiarían grandemente por otros valores de  $\beta$ . En todo caso, al aumentar  $\beta$ , el voltaje de salida en C.D. disminuirá, lo que no es tan incorrecto, como se vea.

Si el voltaje en el diodo es del orden de 0.7-0.8V, considerando que  $I_{E_{40405}} = I_{E_{2N2148}}$ , y viendo las características  $V_{BE} - I_E$  de ambos transistores, es fácil deducir que  $I_{E2} \approx 10 \text{ mA}$  para ambos.

El límite máximo de excursión positiva está dado por:

$$V_{L \text{ pico}+} \leq 37V - V_{CE5} \quad (\text{oua cuando } i_{R9} = 0) \\ \leq 37V - (.7V + 72 \text{ mA} \times 120 \Omega) = 27.6V.$$

El límite de excursión negativa estará dado por la saturación del excitador:

$$V_{L \text{ pico-}} \leq V_{CEsat} + V_{BE}(G2) = 1.0V + .4V \approx 1.4V$$

Si el voltaje de salida central es 18.5V, el límite de excursión positiva es el importante, con lo que:

$$R = \frac{27.6V - 18.75V}{37V - 18.75V} = \frac{V_{L \text{ max (real)}}}{V_{L \text{ max (ideal)}}} = \frac{8.85}{18.75} = 0.47$$

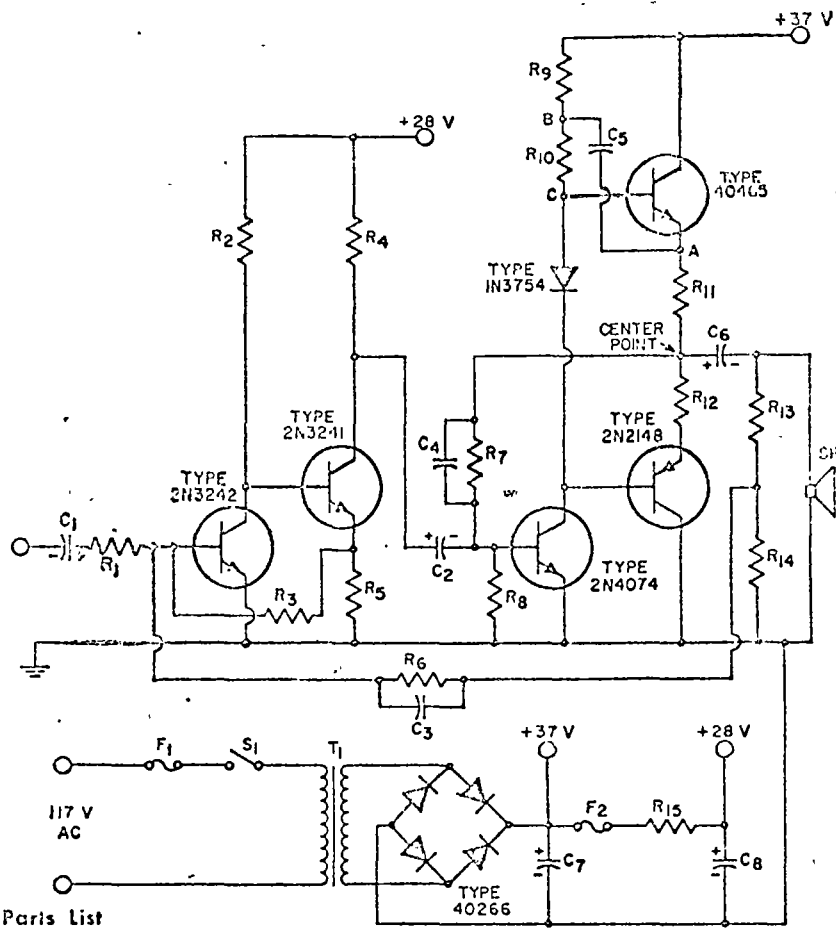
y por tanto:  $\eta_{\text{max}} = 0.47 \times 78.5 = 37\%$ .

La potencia en la carga será:  $(P_L(\text{prom}))_{\text{max}} = \frac{V_{L(\text{max})}^2}{2R_L} = \begin{cases} 4.5W & (R_L = 8\Omega) \\ 9W & (R_L = 4\Omega) \end{cases}$

La potencia pico max. en cada transistor será 2.25W y 4.5W (por 8 $\Omega$  y 4 $\Omega$ ), mientras que su potencia promedio será del orden de 1W y 2W.

Ya que se emplean transistores de 25W y 40W, se ve que este requisito está sobrado. Sin embargo su limitación principal es que  $V_{CE \text{ max}}$  para ambos es de 40V.

Este amplificador tiene como principales desventajas: no aprovechar al máximo  $V_{CC} = 37V$ . (se podría obtener 4 veces la potencia!) y que el voltaje de C.D. de salida no queda muy definido. Sin embargo, por otro lado aprovecha bien las ventajas de la realimentación para emplear transistores diferentes ( $G_{ce}$  y  $S_i$ ) en un par complementario.



Parts List

- C<sub>1</sub> = 5 μF, electrolytic, 15 V
- C<sub>2</sub> = 250 μF, electrolytic, 15 V
- C<sub>3</sub> = 10 pF, NPO ceramic disc
- C<sub>4</sub> = 100 pF, NPO ceramic disc
- C<sub>5</sub> = 250 μF, electrolytic, 15 V
- C<sub>6</sub> = 1000 μF, electrolytic, 25 V
- C<sub>7</sub> = 2500 μF, electrolytic, 40 V
- C<sub>8</sub> = 1000 μF, electrolytic, 30 V
- F<sub>1</sub> = fuse, 1-ampere, slow-blo
- F<sub>2</sub> = fuse, 3-ampere
- R<sub>1</sub> = 3300 ohms, 0.5 watt
- R<sub>2</sub> = 33000 ohms, 0.5 watt
- R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> = 0.1 megohm, 0.5 watt
- R<sub>5</sub> = 1000 ohms, 0.5 watt
- R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> = 100 ohms, 0.5 watt
- R<sub>8</sub> = 2200 ohms, 0.5 watt
- R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> = 120 ohms, 2 watts
- R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub> = 0.51 ohm, 1 watt
- R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub> = 500 ohms, 0.5 watt
- R<sub>15</sub> = 180 ohms, 0.5 watt
- S<sub>1</sub> = ON-OFF switch, single-pole single throw
- SP = speaker; 4-, 8-, or 16-ohm
- T<sub>1</sub> = power transformer, Better Coil and Transformer Co. No. 99 P 11, CP Electronics No. 9999, or equiv.

TRANSISTOR

2N4074

Si n-p-n epitaxial planar type used in high-voltage, high-current audio and video amplifier service in commercial and industrial equipment. JEDEC TO-104, Outline No.26 (3-lead). Terminals: 1 - emitter, 2 - base, 3 - collector and case.

MAXIMUM RATINGS

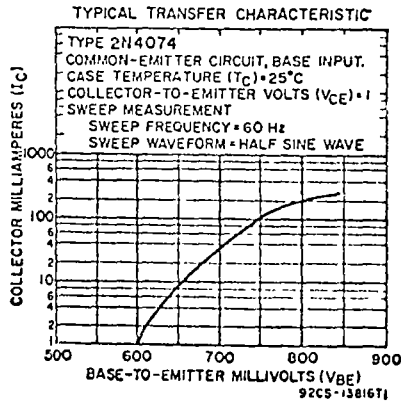
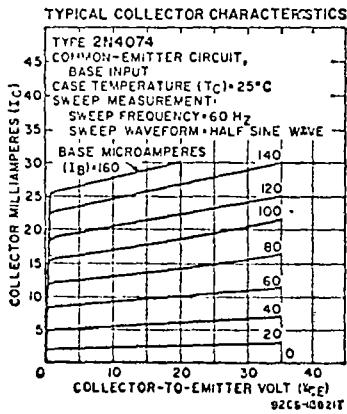
Collector-to-Emitter Voltage:			
V <sub>CE</sub> = -1 V	V <sub>CE</sub>	40	V
Base open	V <sub>CEO</sub>	40	V
Emitter-to-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	8	V
Collector Current	I <sub>C</sub>	300	mA

**MAXIMUM RATINGS (cont'd)**

Emitter Current	$I_E$	-300	mA
Transistor Dissipation:	$P_T$	2	W
$T_C$ up to 75°C	$P_T$	See curve page 116	
$T_C$ above 75°C	$P_T$	0.5	W
$T_A$ up to 25°C	$P_T$	See curve page 116	
$T_A$ above 25°C	$P_T$		
Temperature Range:	$T_J$ (opr)	-65 to 175	°C
Operating (Junction)	$T_{STG}$	-65 to 175	°C
Storage	$T_L$	255	°C
Lead-Soldering Temperature (10 s max)			

**CHARACTERISTICS (At case temperature = 25°C)**

Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 10$ mA, $I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	40 min	V
Emitter-to-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 0.05$ mA, $I_C = 0$ )	$V_{(BR)EB0}$	8 min	V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 300$ mA, $I_B = 15$ mA)	$V_{CE(sat)}$	0.22 typ; 0.3 max	V
Base-to-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 300$ mA, $I_B = 15$ mA)	$V_{BE(sat)}$	1 typ; 1.5 max	V
Collector-Cutoff Current:			
$V_{CE} = 25$ V, $I_E = 0$	$I_{CBO}$	10 max	nA
$V_{CE} = 25$ V, $I_E = 0$ , $T_C = 85^\circ\text{C}$	$I_{CBO}$	1 max	$\mu\text{A}$
$V_{CE} = 40$ V, $V_{BE} = 1$ V	$I_{CEV}$	10 max	$\mu\text{A}$
Emitter-Cutoff Current ( $V_{BE} = -2.5$ V, $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	10 max	nA
Static Forward-Current Transfer Ratio:			
$V_{CE} = 6$ V, $I_C = 0.5$ mA	$h_{FE}$	35 min, 75 typ	
$V_{CE} = 10$ V, $I_C = 10$ mA	$h_{FE}$	75 to 300	
$V_{CE} = 1$ V, $I_C = 100$ mA	$h_{FE}$	50 min, 110 typ	
Small-Signal Forward-Current Transfer Ratio ( $V_{CE} = 12$ V, $I_C = 10$ mA, $f = 1$ kHz)	$h_{FE}$	75 min; 175 typ	
Gain-Bandwidth Product ( $V_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA, $f = 100$ MHz)	$f_T$	50 min, 80 typ	MHz
Intrinsic Base-Spreading Resistance ( $V_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA, $f = 100$ MHz)	$r_{bb'}$	20 typ; 40 max	$\Omega$
Output Capacitance ( $V_{CE} = 6$ V, $I_E = 0$ , $f = 1$ MHz)	$C_{ob0}$	12 typ; 20 max	pF
Small-Signal Input Impedance ( $V_{CE} = 12$ V, $I_C = 10$ mA, $f = 1$ kHz)	$h_{ie}$	600	$\Omega$
Small-Signal Output Admittance ( $V_{CE} = 12$ V, $I_C = 10$ mA, $f = 1$ kHz)	$h_{oe}$	75	$\mu\text{mhos}$
Small-Signal Reverse-Voltage Transfer Ratio ( $V_{CE} = 12$ V, $I_C = 10$ mA, $f = 1$ kHz)	$h_{re}$	$125 \times 10^{-6}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$\theta_{J-C}$	50 max	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$\theta_{J-A}$	300 max	°C/W

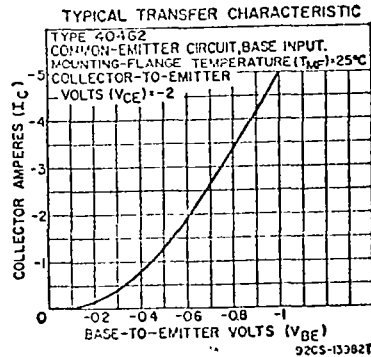
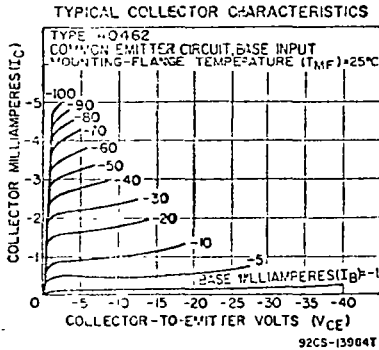


**CHARACTERISTICS (cont'd)**

<b>Collector-Cutoff Current:</b>			
$V_{CE} = -30\text{ V}, I_E = 0$	$I_{C0}$	-0.5 max	mA
$V_{CE} = -0.5\text{ V}, I_E = 0$	$I_{C0}(\text{sat})$	-0.1 max	mA
<b>Static Forward-Current Transfer Ratio</b>			
$(V_{CE} = -2\text{ V}, I_C = -1\text{ A})$	$h_{FE}$	50 min; 90 typ	
<b>Gain-Bandwidth Product (<math>V_{CE} = 5\text{ V}, I_C = -0.5\text{ A}</math>)</b>	$f_T$	600	kHz
<b>Thermal Resistance, Junction-to-Case</b>	$\theta_{j-c}$	15 max	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

**TYPICAL OPERATION IN "SINGLE-ENDED PUSH-PULL" CLASS B AF-AMPLIFIER CIRCUIT (At mounting-flange temperature = 25°C)**

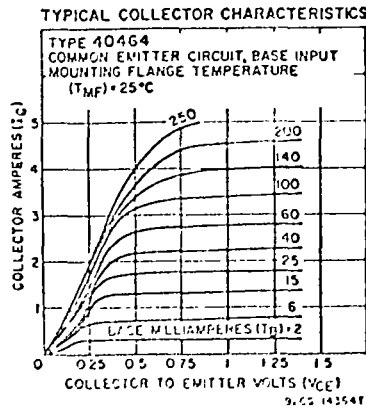
<b>DC Collector Supply Voltage</b>	$V_{CC}$	18	V
<b>Zero-Signal DC Collector Current</b>	$I_C$	-12	mA
<b>Zero-Signal Base-Bias Voltage</b>	$V_{BE}$	-0.15	V
<b>Peak Collector Current</b>	$I_{CM}$	-2.8	A
<b>Maximum-Signal DC Collector Current</b>	$I_C$	-1	A
<b>Input Impedance of Stage (per base)</b>	$R_i$	32	$\Omega$
<b>Load Impedance (speaker voice-coil)</b>	$R_L$	4	$\Omega$
<b>Maximum Collector Dissipation (per transistor) under worst-case conditions</b>		7.5	W
<b>EIA Music Power-Output Rating</b>	$P_{MPO}$	25	W
<b>Power Gain</b>	$G_{PB}$	25	dB
<b>Maximum-Signal Power Output</b>	$P_{OB}$	15	W
<b>Total Harmonic Distortion at Maximum-Signal Power Output</b>		5	%



**40464**

**POWER TRANSISTOR**

Si n-p-n epitaxial type used in high-fidelity af power-amplifier service when wide frequency range and low-distortion are required. JEDEC TO-3, Outline No.2. Terminals: 1 (B) - base, 2 (E) - emitter, Mounting Flange - collector and case.



**POWER TRANSISTOR**

**40465**

Si n-p-n epitaxial type used in high-fidelity af power-amplifier service when wide frequency range and low distortion are required. JEDEC TO-3, Outline No.2. Terminals: 1 (B) - base, 2 (E) - emitter, Mounting Flange - collector and case. This type is identical with type 40464 except for the following items:

**MAXIMUM RATINGS**

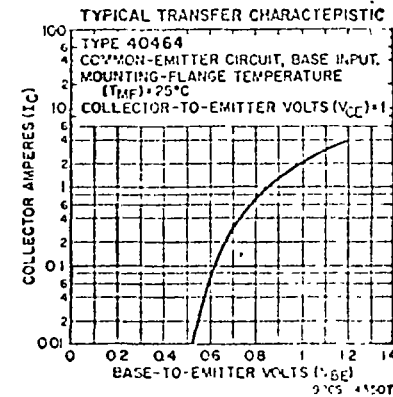
Collector-to-Base Voltage	$V_{CBO}$	50	V
Collector-to-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	V

**MAXIMUM RATINGS**

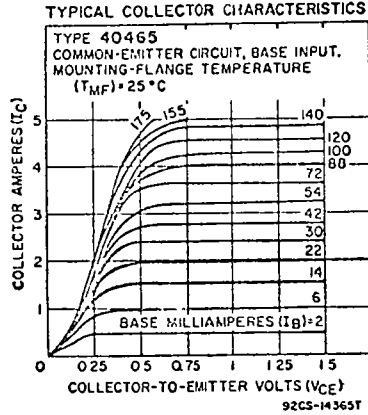
Collector-to-Base Voltage	$V_{CBO}$	35	V
Collector-to-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	35	V
Emitter-to-Base Voltage	$V_{EBO}$	4	V
Collector Current	$I_C$	5	A
<b>Transistor Dissipation:</b>			
$T_{MF}$ up to 70°C	$P_T$	40	W
$T_{MF}$ above 70°C	$P_T$	See curve page 116	
<b>Temperature Range:</b>			
Operating (Junction)	$T_J(\text{opr})$	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Storage	$T_{-T0}$	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Lead-Soldering Temperature (10 s max)	$T_L$	265	$^{\circ}\text{C}$

**CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)**

<b>Collector-to-Emitter Breakdown Voltage</b> ( $I_C = 0.1\text{ A}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	35 min	V
<b>Emitter-to-Base Breakdown Voltage</b> ( $I_E = 0.01\text{ A}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	4 min	V
<b>Collector-to-Emitter Saturation Voltage</b> ( $I_C = 2\text{ A}, I_B = 0.2\text{ A}$ )	$V_{CE(\text{sat})}$	0.25	V
<b>Collector-to-Emitter Sustaining Voltage</b> ( $R_{\theta j-c} = 33\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}, I_C = 1.5\text{ A}$ )	$V_{CER(\text{sus})}$	35 min	V
<b>Base-to-Emitter Voltage:</b>			
$V_{CE} = 1\text{ V}, I_C = 2\text{ A}$	$V_{BE}$	0.9	V
$V_{CE} = 10\text{ V}, I_C = 0.05\text{ A}$	$V_{BE}$	0.55	V
<b>Collector-Cutoff Current</b> ( $V_{BE} = 35\text{ V}, I_E = 0$ )	$I_{C0}$	0.25 max	mA
<b>Emitter-Cutoff Current</b> ( $V_{EB} = 15\text{ V}, I_C = 0$ )	$I_{E0}$	2.5 max	mA
<b>Static Forward-Current Transfer Ratio:</b>			
$V_{CE} = 1\text{ V}, I_C = 1\text{ A}$	$h_{FE}$	40 min; 80 typ	
$V_{CE} = 1\text{ V}, I_C = 2\text{ A}$	$h_{FE}$	30 to 170	
<b>Gain-Bandwidth Product</b> ( $V_{CE} = 6\text{ V}, I_C = 0.5\text{ A}$ )	$f_T$	2 min; 5 typ	MHz
<b>Second-Breakdown Collector Current</b> ( $V_{CE} = 25\text{ V}$ )	$I_{S/B}$	2.5 min	A

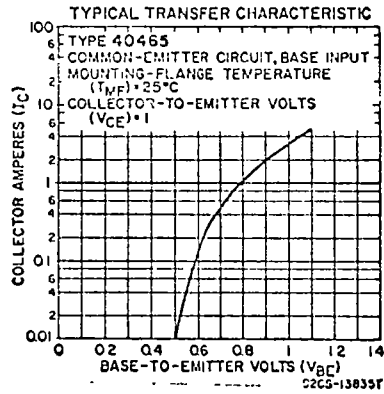


PAPER PARA USO EXCLUSIVO



**CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)**

Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 0.1$ A, $I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	40 min	V
Collector-to-Emitter Sustaining Voltage ( $R_{\theta JC} = 33 \Omega$ , $I_C = 1.5$ A)	$V_{CER(sus)}$	40 min	V
Collector-Cutoff Current ( $V_{CE} = 40$ V, $I_C = 0$ )	$I_{CBO}$	0.1 max	mA
Static Forward-Current Transfer Ratio: $V_{CE} = 1$ V, $I_C = 1$ A	$h_{FB}$	70 min; 150 typ	
$V_{CE} = 1$ V, $I_C = 2$ A	$h_{FB}$	50 to 170	
Gain-Bandwidth Product ( $V_{CE} = 6$ V, $I_C = 0.5$ A)	$f_T$	3 min; 5 typ	MHz
Second-Breakdown Collector Current ( $V_{CE} = 25$ V)	$I_{S/B}$	4 min	A



**CHARACTERISTICS (cont'd)**

Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5 \text{ V}$ , $I_c = 0$ )	$C_{ibo}$	80 max	pF
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10 \text{ V}$ , $I_c = 0$ )	$C_{obe}$	15 max	pF
Input Resistance			
$V_{EB} = 5 \text{ V}$ , $I_c = 1 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{ib}$	24 to 34	$\Omega$
$V_{EB} = 10 \text{ V}$ , $I_c = 5 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{ib}$	4 to 8	$\Omega$
Small-Signal Reverse-Voltage (Feedback)			
Transfer Ratio			
$V_{CB} = 5 \text{ V}$ , $I_c = 1 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{rb}$	$3 \times 10^{-4}$ max	
$V_{CB} = 10 \text{ V}$ , $I_c = 5 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{rb}$	$3 \times 10^{-4}$ max	
Output Conductance:			
$V_{EB} = 5 \text{ V}$ , $I_c = 1 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{ob}$	0.1 to 0.5	$\mu\text{mho}$
$V_{EB} = 10 \text{ V}$ , $I_c = 5 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$	$h_{ob}$	0.1 to 1	$\mu\text{mho}$
Noise Figure ( $V_{CB} = 10 \text{ V}$ , $I_c = 0.3 \text{ mA}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $R_s = 510 \Omega$ , circuit bandwidth = 1 Hz)	NF	6 max	dB
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$\theta_{j-c}$	35 max	$^{\circ}\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$\theta_{j-a}$	175 max	$^{\circ}\text{C/W}$

\* This value applies only to type 2N2102.

**2N2147**

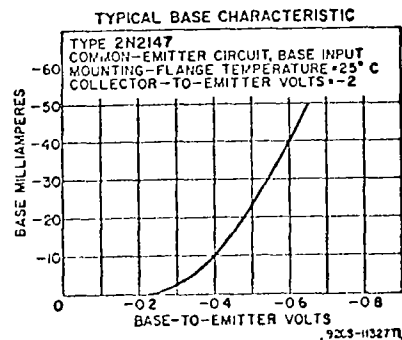
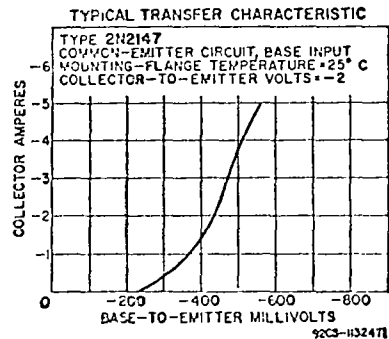
**POWER TRANSISTOR**

Ge p-n-p drift-field type used in high-fidelity amplifiers where wide frequency range and low distortion are required. JEDEC TO-3, Outline No.2. Terminals: 1 (B) - base, 2 (E) - emitter, Mounting Flange - collector and case.

**MAXIMUM RATINGS**

Collector-to-Base Voltage	$V_{cbo}$	-75	V
Collector-to-Emitter Voltage	$V_{ceo}$	-50	V
Emitter-to-Base Voltage*	$V_{ebo}$	-1.5	V
Collector Current	$I_c$	-5	A
Emitter Current	$I_e$	5	A
Base Current	$I_b$	-1	A
Transistor Dissipation:			
$T_M$ up to $81^{\circ}\text{C}$	$P_T$	12.5	W
$T_M$ above $81^{\circ}\text{C}$	$P_T$	Derate linearly 0.66 W/ $^{\circ}\text{C}$	
Temperature Range:			
Operating (Junction)	$T_j(\text{opr})$	-65 to 100	$^{\circ}\text{C}$
Storage	$T_{stg}$	-65 to 100	$^{\circ}\text{C}$
Pin-Soldering Temperature (10 s max)	$T_P$	255	$^{\circ}\text{C}$

\* This rating may be exceeded provided the combined dissipation in the emitter and collector does not exceed the maximum dissipation rating for the device.



**CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature =  $25^{\circ}\text{C}$ )**

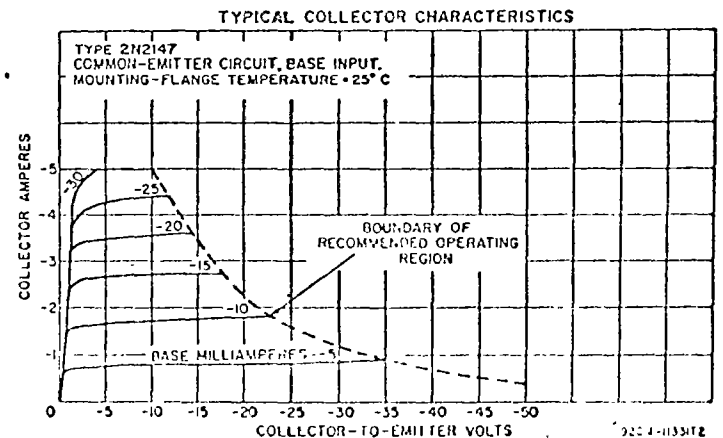
Collector-to-Base Breakdown Voltage ( $I_c = -10 \text{ mA}$ , $I_b = 0$ , $t_p = 300 \mu\text{s}$ , $df = 0.01\%$ )	$V_{cbrcbo}$	-75 min	V
Collector-to-Emitter Sustaining Voltage ( $I_c = -100 \text{ mA}$ , $I_b = 0$ )	$V_{ceo}(\text{sus})$	-50 min	V

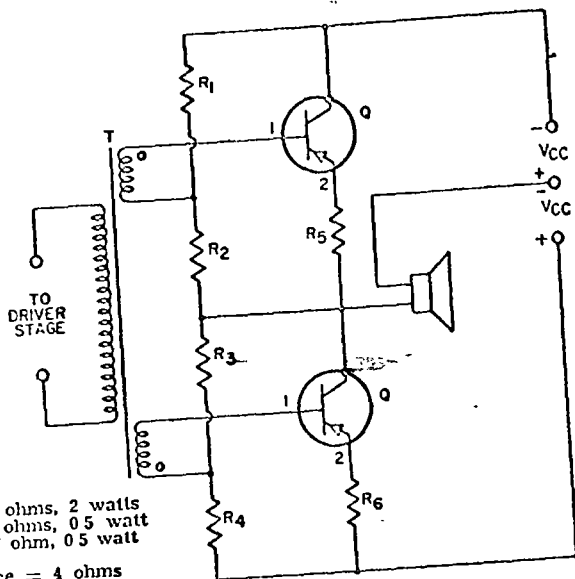
**CHARACTERISTICS (cont'd)**

Collector-to-Emitter Saturation Voltage ( $I_b = -250 \text{ mA}$ , $I_c = -5 \text{ A}$ )	$V_{ce}(\text{sat})$	-0.6 max	V
Base-to-Emitter Voltage:			
$V_{CE} = -10 \text{ V}$ , $I_c = -50 \text{ mA}$	$V_{BE}$	-0.2 to -0.27	V
$V_{CE} = -2 \text{ V}$ , $I_c = 1 \text{ A}$	$V_{BE}$	-0.5 max	V
Collector-Cutoff Current ( $V_{CE} = -40 \text{ V}$ , $I_b = 0$ )	$I_{cbo}$	-1 max	mA
Collector-Cutoff Saturation Current ( $V_{CE} = -0.5 \text{ V}$ , $I_c = 0$ )	$I_{cbo}(\text{sat})$	-70 max	$\mu\text{A}$
Emitter-Cutoff Current ( $V_{EB} = -1.5 \text{ V}$ , $I_c = 0$ )	$I_{ebo}$	-2.5 max	mA
Static Forward-Current Transfer Ratio			
$V_{CE} = -2 \text{ V}$ , $I_c = -1 \text{ A}$	$h_{FE}$	100 to 300	
$V_{CE} = -2 \text{ V}$ , $I_c = -4 \text{ A}$	$h_{FE}$	75 min	
Gain-Bandwidth Product ( $V_{CE} = -5 \text{ V}$ , $I_c = -500 \text{ mA}$ )	fr	3 max; 4 typ	MHz
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$\theta_{j-c}$	1.5 max	$^{\circ}\text{C/W}$

**TYPICAL OPERATION IN "SINGLE-ENDED PUSH-PULL" CLASS B AF-AMPLIFIER CIRCUIT (At mounting-flange temperature =  $25^{\circ}\text{C}$ )**

DC Collector Supply Voltage	$V_{CC}$	-22	V
Zero-Signal DC Collector Current	$I_o$	-0.035	A
Zero-Signal Base-Bias Voltage		-0.24	V
Peak Collector Current	$i_c(\text{peak})$	-3.5	A
Maximum-Signal DC Collector Current	$I_c(\text{max})$	-1.1	A
Input Impedance of Stage (per base)		75	$\Omega$
Load Impedance (speaker voice-coil)	$R_L$	4	$\Omega$
Maximum Collector Dissipation (per transistor) under worst-case conditions		12.5	W
EIA Music Power Output Rating		45	W
Power Gain		33	dB
Maximum-Signal Power Output	$P_{oa}$	25	W
Total Harmonic Distortion at Maximum-Signal		5	%
Power Output			





$R_1, R_4 = 330$  ohms, 2 watts  
 $R_2, R_3 = 39$  ohms, 0.5 watt  
 $R_5, R_6 = 0.27$  ohm, 0.5 watt  
 Voice coil impedance = 4 ohms  
 $V_{CC} = 22$  volts

92CS-11332R2

**POWER TRANSISTOR**

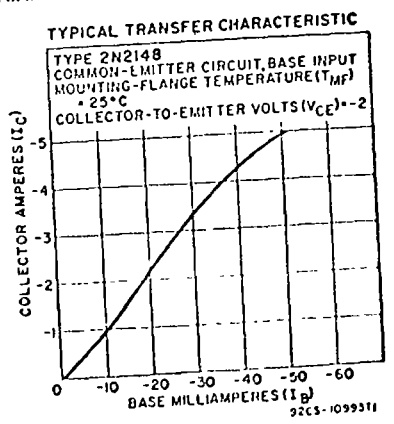
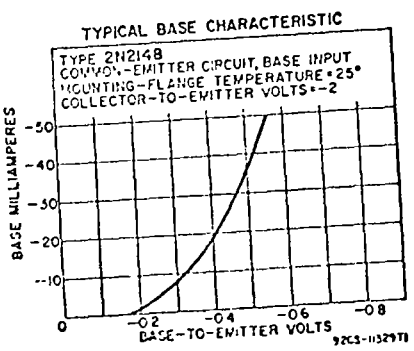
**2N2143**  
 Ge p-n-p drift-field type used in high-fidelity amplifiers where wide frequency range and low distortion are required. JEDEC TO-3, Outline No.2. Terminals: 1 (B) - base, 2 (E) - emitter, Mounting Flange - collector and case. This type is identical with type 2N2147 except for the following items:

**MAXIMUM RATINGS**

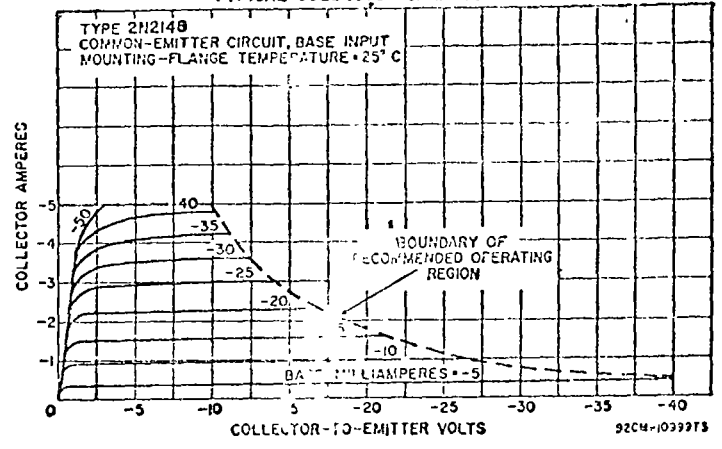
Collector-to-Base Voltage	$V_{CBO}$	-60	V
Collector-to-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	-40	V

**CHARACTERISTICS (At mounting-flange temperature = 25°C)**

Collector-to-Base Breakdown Voltage ( $I_C = -10$ mA, $I_B = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	-60 min	V
Collector-to-Emitter Sustaining Voltage ( $I_C = -100$ mA, $I_B = 0$ )	$V_{CEO(sus)}$	-40 min	V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = -5$ mA, $I_B = -250$ mA)	$V_{CE(sat)}$	-0.75 max	V



**TYPICAL COLLECTOR CHARACTERISTICS**

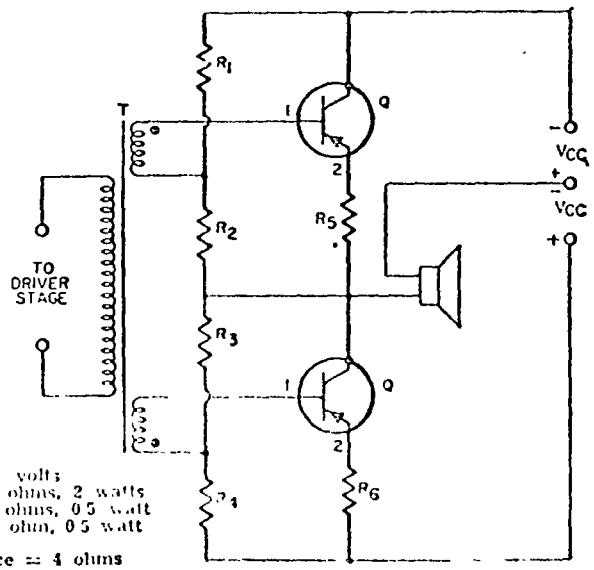


**CHARACTERISTICS (cont'd)**

Base-to-Emitter Voltage ( $V_{CE} = -10$ V, $I_C = -50$ mA)	$V_{BE}$	-0.21 to -0.29	V
Collector-Cutoff Saturation Current ( $V_{CE} = -0.5$ V, $I_E = 0$ )	$I_{CBO(sat)}$	-100 max	μA
Emitter-Cutoff Current ( $V_{EB} = -1.5$ V, $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	-10 max	mA
Static Forward-Current Transfer Ratio ( $V_{CE} = -2$ V, $I_C = -1$ A)	h <sub>FE</sub>	60 min	
Gain-Bandwidth Product ( $V_{CE} = -5$ V, $I_C = -500$ mA)	f <sub>T</sub>	3 min; 4 typ	MHz

**TYPICAL OPERATION IN "SINGLE-ENDED PUSH-PULL" CLASS B AF-AMPLIFIER CIRCUIT (At mounting-flange temperature = 25°C)**

DC Collector Supply Voltage	$V_{CC}$	-16.5	V
Zero-Signal DC Collector Current	$I_C$	-0.035	A
Zero-Signal Base-Bias Voltage		-0.26	V
Peak Collector Current	$I_C(\text{peak})$	-2.7	A



$V_{CC} = 16.5$  volts;  
 $R_1, R_4 = 330$  ohms, 2 watts  
 $R_2, R_3 = 39$  ohms, 0.5 watt  
 $R_5, R_6 = 0.27$  ohm, 0.5 watt  
 Voice coil impedance = 4 ohms

92CS-11332R2



En este caso, la ecuación que determina el valor de la corriente se puede expresar, reorganizando la ecuación de la siguiente forma:

$$i_L = I_{ca} k_0 \left[ 1 + \frac{k_1(\hat{s}_1)}{k_0(\hat{s}_1)} \cos \omega t + \frac{k_2(\hat{s}_1)}{k_0(\hat{s}_1)} \cos 2\omega t + \dots \right] \quad (74)$$

Esta ecuación se ha graficado, reorganizándola de la siguiente forma:

$$i_L = I_K \left[ 1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0} \cos \omega t + 2 \frac{J_2(b)}{J_0} \cos 2\omega t + \dots \right] \quad (75)$$

en donde:

$$b = \frac{V_b}{V_T} \quad , \quad \text{si } v_b = V_b \cos \omega t$$

$$I_K = I_{ca} I_0 = \text{corriente promedio de C. D.}$$

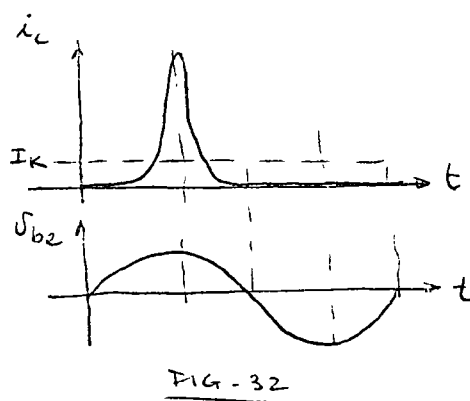
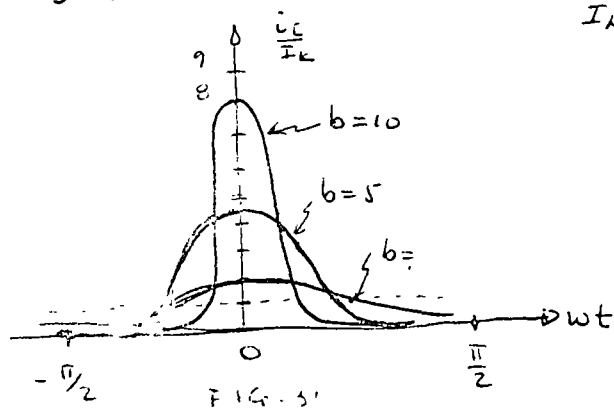
$\frac{J_n(b)}{J_0}$  están graficados en la gráfica 1.

NOTAS.

1. Estas gráficas son válidas si, y solo si  $v_{be}$  es senoidal e igual a  $v_b = V_b \cos \omega t$ .

2. La corriente máxima ( $I_c(\text{pico})$ ) será cuando  $\omega t = 0$ , o sea  $I_c(\text{pico}) = I_{ca} e^b = I_K \frac{e^b}{J_0(b)}$ .

Para ejemplificar lo que esto significa, graficaremos en la fig. 31 el valor normalizado  $\frac{i_L}{I_K}$  para diferentes valores de  $b$ .



En vista de que el valor de la corriente promedio cambia, es mejor emplear la polarización de "corriente constante" como se muestra en la figura 33.

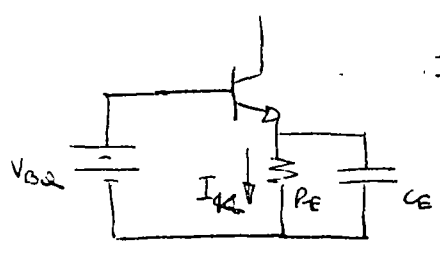


FIG. 33

$$I_E \approx \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_E}$$

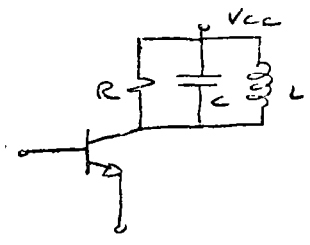


FIG 34

Las aplicaciones más comunes de un transistor con gran distorsión (señal grande) en el ramo analógico son:

- 1) Amplificador clase C.
- 2) Oscilador LC.
- 3) Mezclador.

AMPLIFICADOR CLASE C.

Debido al caracter pulsante de  $i_C$  para grandes señales, la corriente promedio en el TBJ es pequeña, comparada con la que tendrá una corriente senoidal de igual magnitud pico a pico. En vista de lo cual, la eficiencia del circuito será grande. Sin embargo, para obtener una señal senoidal (sin distorsión) a la salida, se requerirá un circuito sintonizado (LC) que sea un corto circuito para todas las armónicas, como se muestra en la figura 34. Tanto por requerirse una señal senoidal a la entrada, como por requerirse un circuito sintonizado a la salida, el amplificador clase C solo se emplea a una frecuencia.

Analicemos un amplificador clásico clase C, como el de la figura 35 (sin considerar el circuito de polarización).

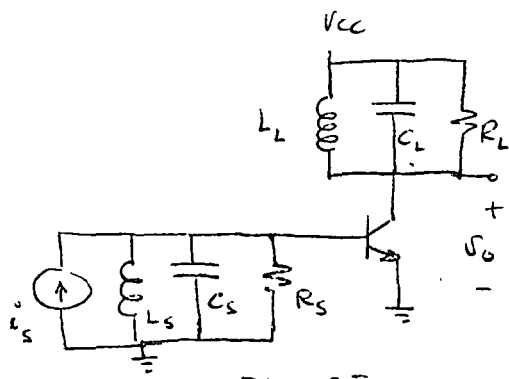


FIG. 35

Si el inductor es ideal,  $I_{ca}$  no causa caídas en el circuito tanque y  $V_{ceq} = V_{cc}$ . La corriente pico de colector será cuando  $\omega t = 0$  ( $\cos \omega t = 1$ ), y por tanto:

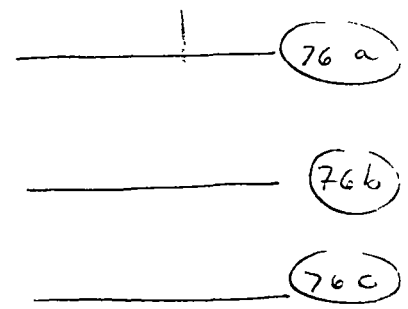
$$I_c(\text{pico}) = I_{ca} e^b = I_k \frac{e^b}{J_0(b)}$$

Por otro lado, la impedancia de un circuito RLC es:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + jQ_0 \frac{\omega}{\omega_0} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)}$$

$$|Z(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q_0^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}}$$

$$\angle Z(j\omega) = -\tan^{-1} \left[ Q_0 \frac{\omega}{\omega_0} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) \right]$$



Donde:  $Q_0 = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L}$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

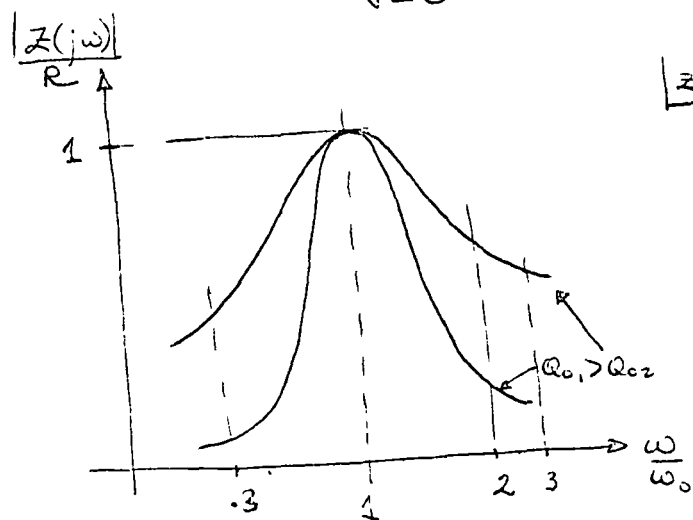
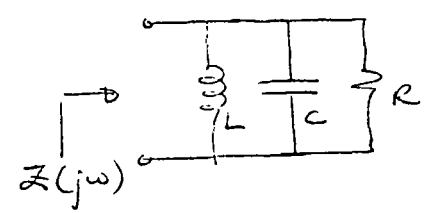


FIG. 36a

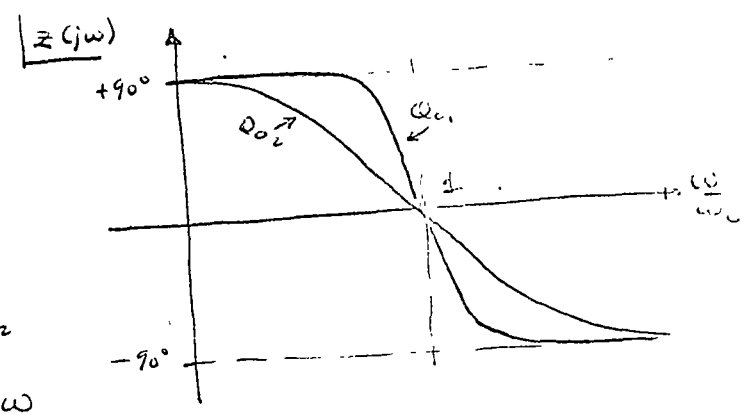


FIG. 36b

Así es que si  $\omega = \omega_0$ , se sigue que  $Z(j\omega_0) = R$ .

$$y Z(jn\omega_0) = \frac{R}{1 + jn\omega_0 n(1 - \frac{1}{n^2})} \rightsquigarrow \frac{R}{jn\omega_0} \text{ para } \omega_0$$

grande.

De esa forma, para las armónicas,  $Z$  ofrecerá una baja impedancia, y solo causará caída de voltaje la componente fundamental:

$$V_o = (I_{\omega_0} \cos \omega t) R_L \quad \text{---} \quad (77)$$

en donde, de la ecuación 75 se obtiene:

$$I_{\omega_0} = 2 I_K \frac{J_1(b)}{J_0(b)} \quad \text{---} \quad (78)$$

La excursión máxima de voltaje está dada por la saturación del transistor:

$$V_{o \max} = V_{CC} - I_c(\text{pico}) R_{sat} \quad \text{---} \quad (79)$$

El valor requerido de  $R_L$  para esta excursión será:

$$R_L = \frac{V_{o \max}}{I_{\omega_0}} = \frac{V_{CC} - I_c(\text{pico}) R_{sat}}{2 I_K \frac{J_1(b)}{J_0(b)}} \quad \text{---} \quad (80)$$

y la potencia promedio disipada en la carga:

$$\left. \begin{aligned} P_L(\text{prom}) &= \frac{1}{2} V_o I_{\omega_0} \\ [P_L(\text{prom})]_{\max} &= I_K \frac{J_1(b)}{J_0(b)} [V_{CC} - I_c(\text{pico}) R_{sat}] \end{aligned} \right\} (81)$$

la potencia drenada de la batería será:

$$P_{CD} = V_{CC} I_K \quad \text{---} \quad (82)$$

y la disipada en el colector:

$$P_{col} = P_{CD} - P_L \quad \text{---} \quad (83)$$

por lo tanto, la eficiencia de este amplificador será:

$$\eta_{\max} = \frac{P_L}{P_{CD}} = \frac{V_{CC} - I_c(\text{pico}) R_{sat}}{V_{CC}} \left( \frac{J_1(b)}{J_0(b)} \right) \quad \text{---} \quad (84)$$

Como puede observarse de 84, y de las curvas de la gráfica 1, si  $R_{sat} = 0$ , se sigue que  $\eta \rightarrow 100\%$ . Sin embargo el valor de  $R_{sat}$  es muy importante y disminuye en mucho la eficiencia (Nótese además que  $\eta_{max}$  es independiente de  $R_L$  para el caso, excepto por el hecho de que  $R_L$  debe ser escogida para máximo  $S_{ming}$ ).

Si el circuito resonante del amplificador clase C se <sup>1</sup>sintoniza a el doble de la frecuencia de entrada, solo se obtendrá voltaje debido a la segunda armónica. Con esto se tiene un doblador de frecuencia.

Aquí es conveniente definir la transconductancia armónica de señal grande. De la definición de transconductancia (corriente de salida/voltaje de entrada), conviene reescribir la ecuación 75 de forma que:

$$\frac{i_c}{v_b} = \frac{I_E}{v_b} \left[ 1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0} \cos \omega t + 2 \frac{J_2(b)}{J_0} \cos 2\omega t + \dots \right] \quad (85a)$$

$$v_b = v_b \cos \omega t \quad (85b)$$

y multiplicando y dividiendo por  $v_b$ :

$$\frac{i_c}{v_b} = \frac{g_{ma}}{b \cos \omega t} \left[ 1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0} \cos \omega t + \dots \right] \quad (86)$$

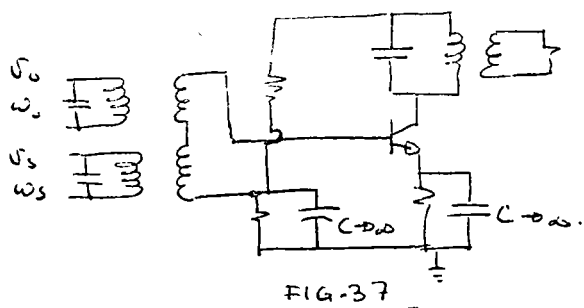
de forma que se pueda definir para cada armónica la transconductancia armónica:

$$G_{m_n} = \frac{2}{b} g_{ma} \frac{J_n(b)}{J_0(b)} \quad (87)$$

Igualmente, la resistencia de entrada por base será  $R_{in} = \frac{\beta}{G_{m_n}}$

o por crisis,  $R_{i_n} = \frac{1}{G_{m_n}}$ .

Otra aplicación muy importante es la de mezcladores de frecuencia (moduladores en amplitud), aprovechando la intermodulación causada por la no linealidad del dispositivo. En la fig. 37 se muestra un mezclador básico. En él se aprecian dos señales: la del "oscilador local", la cual es grande y proporciona, podríase decir, la potencia a la salida; y  $V_s(\omega_s)$  que es la señal a mezclarse, chica en general.



El circuito tanque a la salida está sintonizado a la suma o la diferencia de  $\omega_o$  y  $\omega_s$ ; ( $\omega_o \pm \omega_s$ ).

Supondremos que:

1) Todos los circuitos tanque son corto circuitos para toda frecuencia fuera de su frecuencia de resonancia. Con esta suposición podremos tratar las dos entradas independientemente.

2) Todos los capacitores de bypass son corto circuitos las frecuencias de operación.

Supongase ahora que no se ha aplicado  $V_s$ , sino solo  $V_o$ . Siendo  $V_o$  grande y senoidal tendremos los resultados ya derivados en las ecuaciones previas, o sea:

$$i_c = I_c \left( 1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega_o t + \dots \right) \quad \text{--- (88)}$$

$$R_{in} = \frac{\beta}{g_{m_n}} \quad ; \quad b = \frac{V_o}{V_T} \quad \text{--- (89)}$$

Si ahora se aplica la señal pequeña ( $V_s$ ), esta "verá" a un circuito de señal pequeña:  $i_c = g_m V_s$ , pero  $g_m$  es variable (depende de  $b$  y tiene varias armónicas), o sea:

$$i_c = g_m a \left[ 1 + 2 \frac{J_1(b)}{J_0(b)} \cos \omega_o t + 2 \frac{J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega_o t + \dots \right] \times V_s \cos \omega_s t \quad \text{--- (90a)}$$

$$i_c = g_m \alpha V_s \cos \omega_s t + \frac{J_1(b)}{J_0(b)} g_m \alpha V_s \cos(\omega_0 \pm \omega_s) t + \dots \quad \text{--- (9.06)}$$

45

(Todo lo anterior es equivalente a la intermodulación ya mencionada en secciones previas).

si llamamos  $\omega_{\pm} \equiv \omega_0 \pm \omega_s$  y  $\omega \approx \omega_0 + \omega_s$ ,

$$i_{c \omega_{\pm}} = \underbrace{g_m \alpha \frac{J_1(b)}{J_0(b)}}_{g_{con}} V_s \cos \omega_{\pm} t$$

definiendo  $g_{con} = g_m \alpha \frac{J_1(b)}{J_0(b)}$  como la transconductancia de conversión. La señal pequeña verá como impedancia de entrada al TBJ por base  $a = r_{\pi} = \beta / g_m \alpha$  (por ser señal pequeña).

Se define  $(g_{con})_n$  porque es posible también convertir con  $2\omega_0 \pm \omega_s$ , dado que en ocasiones el mezclador es también el oscilador, y no conviene mezclar a frecuencias cercanas a la de oscilación porque los circuitos tanques se desintonizan unos a otros. La desventaja es que  $(g_{con})_2 < (g_{con})_1$ , i.e. menos potencia transmitida.

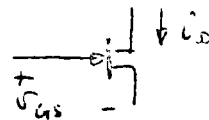
Los mezcladores, sin embargo, pueden hacerse de muchas otras formas:

a) Con JFET

$$i_D = I_{DM} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

$$g_{con} = g_{m0} \frac{V_0}{2V_P}$$



$$g_{m0} = \frac{2 I_{DM}}{V_P}$$

con la desventaja que  $g_{con}(\text{JFET}) < g_{con}(\text{TBJ})$

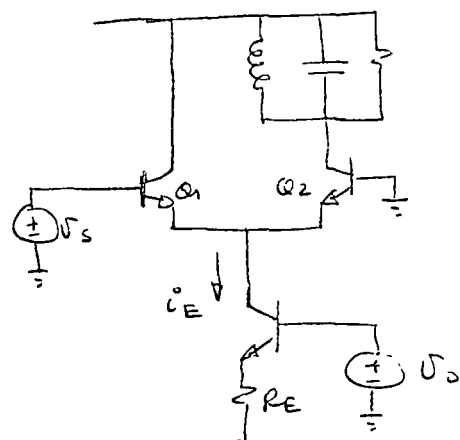
b) Pares diferenciales:

como:  $g_{md} = \frac{i_E}{4V_T}$

si  $i_E = k V_0$

entonces:  $i_{C2} = \frac{k}{4V_T} V_0 V_s$

la modulación se produce.



$$(V_o \cos \omega_o t)(V_s \cos \omega_s t) = \frac{V_o V_s}{2} [\cos (\omega_o + \omega_s) t + \cos (\omega_o - \omega_s) t]$$

c) Multiplicadores.- Evidentemente, el principio del por diferencial es el de un multiplicador, ya que  $i_{c2} = k V_o V_s$  si se emplea un multiplicador, la modulación es evidente:

$$V_o V_s = \frac{V_o V_s}{2} \cos (\omega_o \pm \omega_s) t$$

Actualmente se siguen empleando los TBJ, y FET'S para mezclas a altas frecuencias y altas potencias, pero los multiplicadores integrados van cerrando fuerte, y ya es muy común hayar etapas completas de mezclado y amplificación de frecuencia intermedia con circuitos integrados.



# OSCILADORES ARMONICOS (Señal Pseudoidal) -

Los osciladores armónicos son muy empleados en sistemas de comunicación (carrier) y en sistemas de control, de aquí su importancia. Existen dos formas de tratarlos:

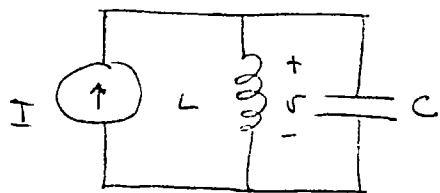
- a) Resistencia negativa
- b) Realimentación Positiva.

La primera es poco usual en la práctica, aunque en primer lugar explica el funcionamiento básico de cualquier oscilador, es la única forma de tratar con osciladores de diodo túnel, y la más conveniente para osciladores de bloqueo y otros.

La segunda es la más común para osciladores típicos LC y RC.

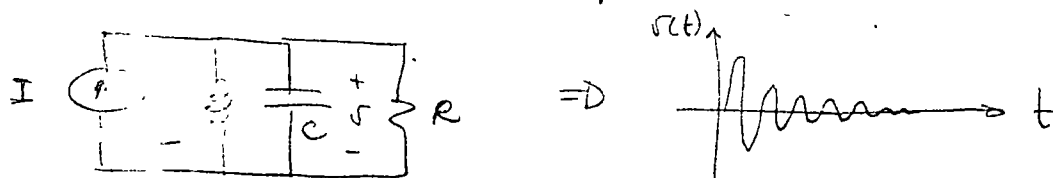
## ④ Resistencia negativa -

Un oscilador ideal es un circuito LC sin pérdidas; este circuito oscilará a una frecuencia  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

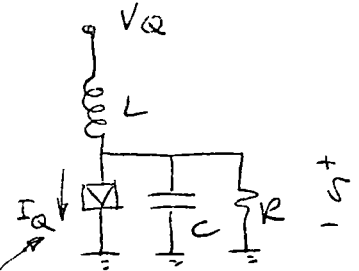
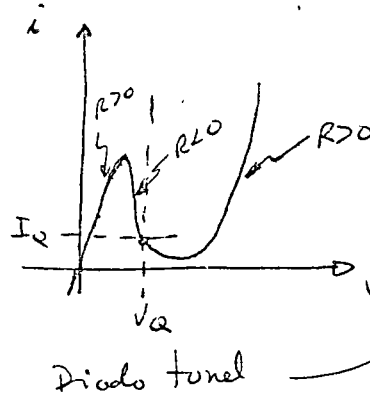
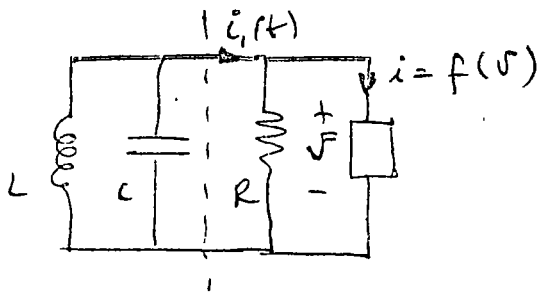


$$v(s) = \frac{I(s) sL}{s^2 LC + 1}$$

Sin embargo, en la práctica siempre se tienen pérdidas por las resistencias propias del inductor, del capacitor y la carga. En su caso, la oscilación desaparece.



La adición de una resistencia negativa en paralelo que compense las pérdidas en el inductor, capacitor, carga, etc. causará que el circuito oscile.

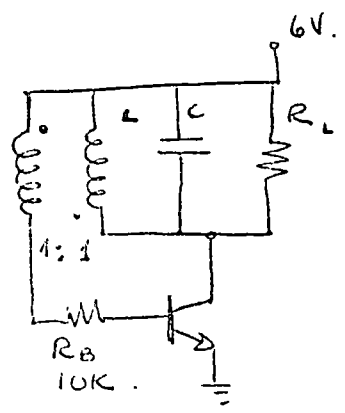


Una resistencia negativa, como tal, no existe, ya que significaría poseer un dispositivo generador de energía. Sin embargo, existen dispositivos como el diodo túnel que tienen una región en su característica  $v-i$  que tiene pendiente negativa, la cual está acotada por regiones de pendiente positiva, de forma que la "resistencia global" viene siendo positiva. Si se polariza el diodo en la región de resistencia negativa y se trabaja dentro de los límites de ésta, incrementalmente se tendrá una resistencia negativa.

Ahora bien, si la resistencia total ( $R \parallel \text{resist. neg.}$ ) es negativa la oscilación tenderá a crecer hasta que la amplitud de la misma haga que se invadan las regiones de resistencia positiva del dispositivo. La oscilación quedará estable cuando la potencia promedio disipada en el dispositivo y  $R$  sea cero (o sea que no haya pérdida ni ganancia de potencia). Sin embargo, como  $v(t)$  es aprox. senoidal (por el circuito  $LC$ ), la única forma en la que  $\int v(t) i_1(t) dt = 0$  así si  $i_1(t)$  carece de la fundamental de  $v(t)$  y solo contiene sus armónicas.

Como ejemplo, analizaremos un oscilador de bloques.

Oscilador de Bloqueo



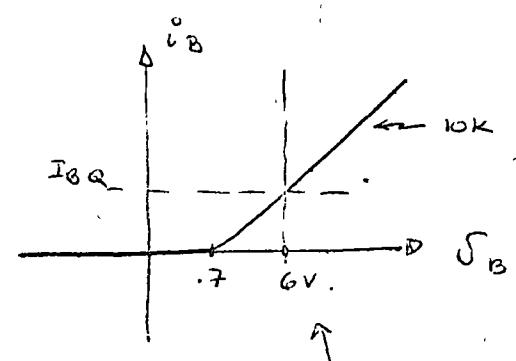
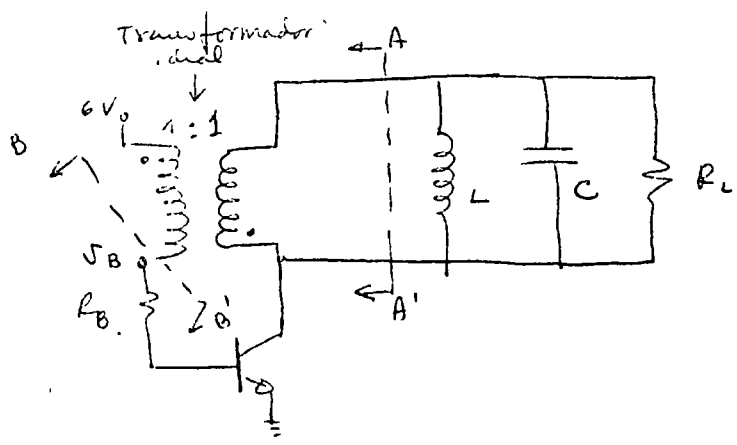
$L = 3 \mu H$  sin pérdidas.  
 $C = 10,000 \text{ pF}$ .  
 $V_{BE(on)} \cong 0.7 \text{ V}$ .  
 $R_{sat} = 20 \Omega$   
 $\beta = 50$

1) cuando el transformador se neutraliza, deberemos tener una cierta polarización:

$$I_{CQ} = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B} = 26.5 \text{ mA} \cong \beta I_{BQ}$$

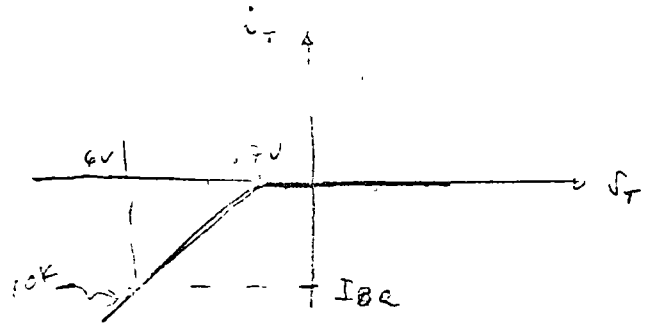
$$V_{CEQ} = V_{CC} = 6 \text{ V}$$

2) ahora nos interesa conocer que resistencia "ve" el circuito RLCE:

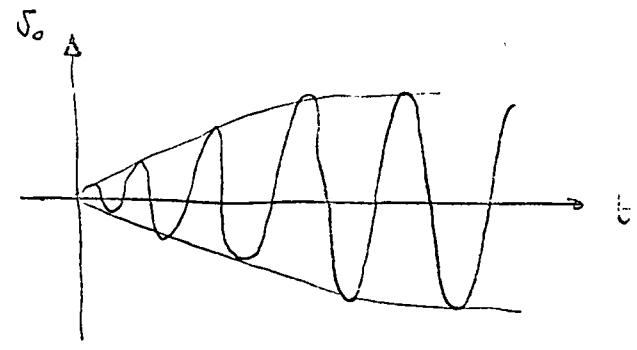
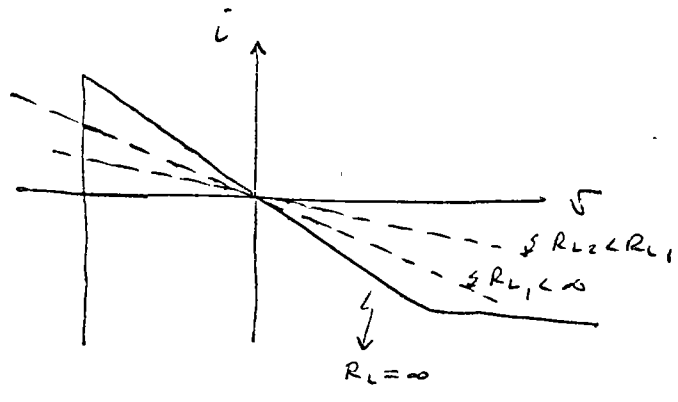


(no está a escala!)

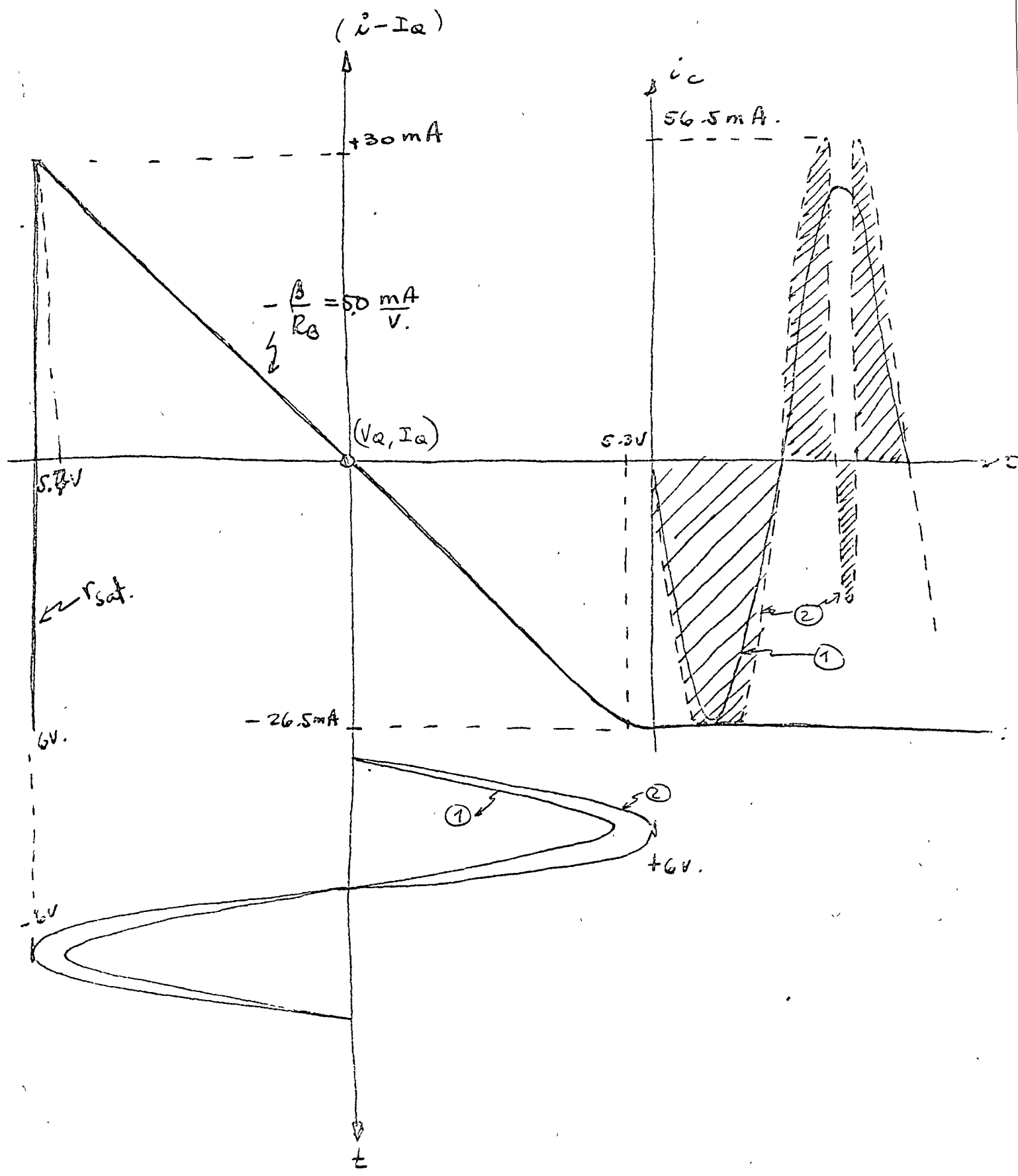
Paso Para analizar la resistencia que "ve" AA', primero analizaremos la que "ve" BB'. Para BB' se ve RB en serie con la base-emisor del transistor; por tanto se usará la característica que se muestra arriba. El transformador invierte la señal de voltaje, por lo que se usará en el secundario:



sin embargo, la corriente total que se debe tomar incluye a  $i_c = \beta i_b$ , por tanto, la resistencia equivalente disminuye  $\beta$  veces. El límite de excursión en un sentido será saturación. Por otro lado, cuando  $i_b \uparrow, i_c \uparrow$ , por lo que la característica de corriente (el eje  $i$ ) debe cambiar de signo. El diagrama final se presenta en la página siguiente. En este diagrama se muestran dos ondas senoidales de voltaje, mostrando la primera, en la que la corriente que pasa por la resistencia negativa es senoidal y por tanto la potencia promedio es ~~positiva~~ diferente de cero. La onda ②, debido a la limitación ( $R_{sat}$ ), la corriente se deforma, hasta que el promedio (v.i.)<sub>prom</sub> es cero. Esta es la limitación de oscilación sin carga ( $R_L$  muy grande). Sin embargo si existe carga ( $R_L$ ), la característica que se deberá tomar será  $\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{neg}}$ , quedando como se muestra a continuación para diferentes valores de  $R_L$ .



Evidentemente, si  $|R_L| < |R_{neg}|$ , entonces  $R_{TOT} > 0$  y no hay oscilación.



## (B) Realimentación Positiva. -

Es ya muy conocido que si un amplificador tiene realimentación positiva igual a la unidad, oscilará. Esto; sin embargo, siempre se especifica en términos de modelos de señal pequeña, lo cual es inadecuado por varias razones:

- ① Con el modelo de señal pequeña no es posible predecir la amplitud de oscilación.
- ② En general se aconseja que la ganancia de lazo ( $GH$ ) sea mayor que la unidad, lo cual causaría, según la teoría una oscilación creciente exponencialmente hasta el infinito, lo cual es evidentemente mentiroso.
- ③ No se puede predecir la distorsión armónica en la señal de salida.
- ④ No se puede predecir la potencia o la eficiencia del circuito.
- ⑤ etc.

Afortunadamente, tal como se analizó al amplificador clase C es posible advertir como la transconductancia efectiva disminuye con la señal al crecer ésta, lo que implica un mecanismo de autolimitación. A este respecto cabe indicar que se dan dos casos fundamentales de limitación:

- a) limitación controlada, en la que la disminución de  $G_m$  con el aumento de señal limita la ganancia de realimentación a 1.
- b) limitación por saturación, en la que son no linealidades basadas las que limitan el mecanismo, ya que al saturarse el transistor, se limita evidentemente la corriente.

De los dos anteriores, tratare el primero, ya que el segundo es burdo, requiere de circuitos quintuplicados de alta  $Q_c$  y son más lentos debido al tiempo perdido en saturación y desaturación del dispositivo.

~~Resistencia~~

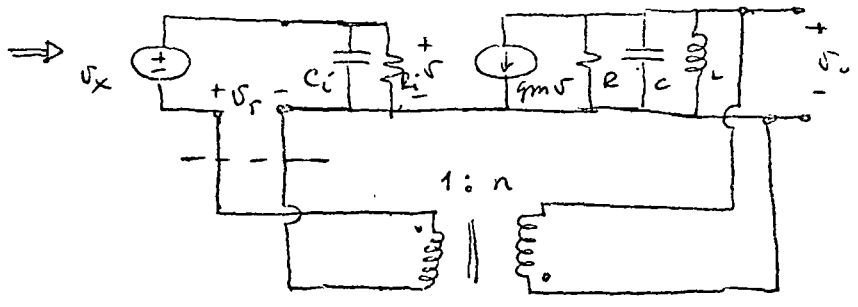
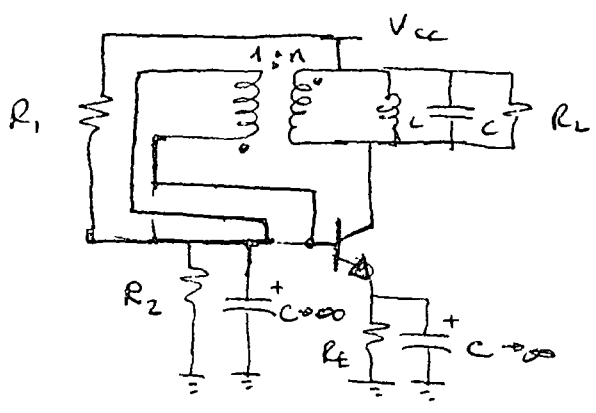
Por otro lado, distinguiamos dos tipos de circuitos:

LC - en general de un solo dispositivo y para altas frecuencias.

RC - generalmente emplean un amplificador y un mecanismo de limitación es de leve distorsión (se usa realim. negativa - además de positiva), y son empleados en sistemas de baja frecuencia y poca estabilidad.

① Circuitos LC :-

Un oscilador típico se muestra a continuación.



En el modelo incremental se tendrá, suprimiendo el lazo y si  $G \gg H$ :

$$G = -g_m Z_T(s)$$

$$H = -\frac{1}{n}$$

$$\therefore GH(s) = \frac{g_m Z_T(s)}{n}$$

en donde:  $Z_T(s) =$  impedancia total vista del colector.

o sea:  $Z_T(s) = R_T \parallel \frac{1}{sC_T} \parallel sL_T$

$$R_T = R \parallel n^2 R_i$$

$$C_T = C + \frac{C_i}{n^2}$$

$$L_T = L + L_{\text{transf.}} + \text{Induct. Mutua}$$

$v_x$  es un voltaje instantáneo que desaparece (puede ser el transitorio del encendido de la batería, ó un voltaje de ruido en el transistor, ó un voltaje inducido externamente por una lámpara, etc.).

El requisito para que la oscilación empiece será:

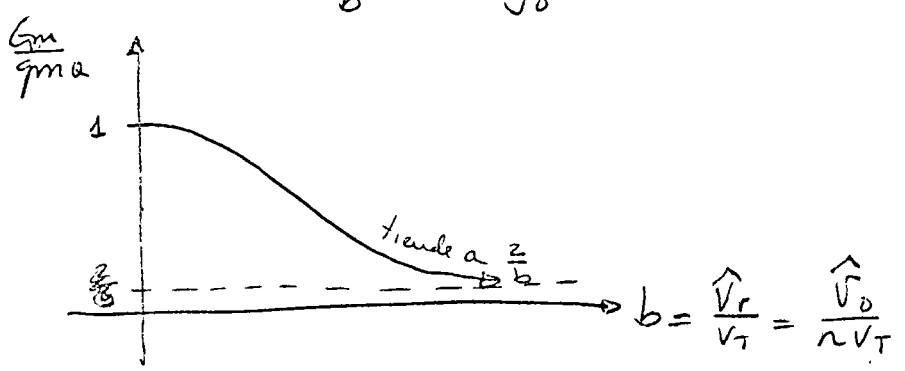
$$\frac{g_{ma} Z_T(s)}{n} \geq 1 \quad (\text{Condición de autoarranque})$$

Si el circuito reintegrado tiene una  $Q$  alta, esta condición se cumplirá para  $\omega = \omega_0$  ( $Z_T(j\omega_0) = R_T$ ), ya que para las armónicas  $Z(j\omega > \omega_0)$  será muy pequeña.

Como ya sabemos:  $g_{ma} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ , e  $I_{CQ} \approx \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$ .

El voltaje base emisor será igual al voltaje de alimentación -  $v_{ce}$ , ya que  $v_x = 0$  por efectos de oscilación. Debido al circuito tanque, si  $v_o$  es sinusoidal, también lo es  $v_r = v_{be}$ .

Al ser  $G_H > 1$  la oscilación crece, y al ser esta  $G_m(b) = \frac{z}{b} g_{ma} \frac{J_1(b)}{J_0}$  disminuye.



$$v_o = \hat{V}_o \cos \omega t$$

$$v_r = \frac{v_o}{n}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}}$$

Así es que la oscilación se mantendrá en magnitud constante cuando:

$$\frac{G_m Z_T(\omega_0)}{n} = 1 \quad (\text{Condición de amplitud constante}).$$

Como regla de dedo es conveniente hacer  $\frac{g_{ma}}{G_m} \approx 3$ , así la distorsión es pequeña y se asegura que el circuito empieza a oscilar.



Por lo tanto las formulas de diseño son sencillas.

$$\frac{g_{m2} R_T}{n} > 1 \quad (\cong 3) \quad \text{para arranque}$$

$$E_{m2} = \frac{2}{b} g_{m2} \frac{J_1(b)}{J_0(b)}$$

~~Con  $R_T$  y  $g_{m2}$~~

$$\frac{g_{m2} R_T}{n} = 1 \quad \text{para amplitud constante}$$

$$\hat{V}_o \cong I_{w0} R_T$$

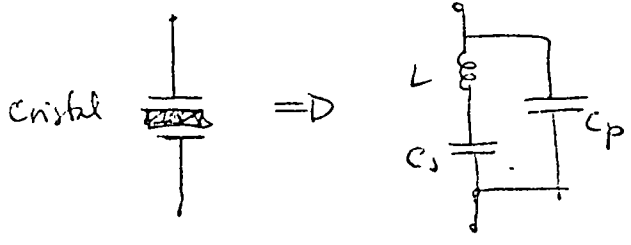
$$I_{w0} = 2 I_K \frac{J_1(b)}{J_0(b)}$$

$$P_{ot} = \frac{\hat{V}_o I_{w0}}{2} \quad (\text{rms}).$$

$$I_{pico} = I_K \frac{e^b}{J_0(b)} \quad \left[ V_{CE \max} = V_{CC} - I_{pico} R_{sat} \right].$$

y todas las consideraciones de eficiencia son las mismas que para un clase C.

Estabilidad de Frecuencia :- Esta depende de la  $Q_0$  del circuito tanque y el desfase que produzca el transistor, ya que el desfase neto debe ser  $180^\circ$ . Por esta causa se emplean cristales ( $Q_0 \cong 10000$ ) para circuitos de frecuencia muy estables.



Resonancias :

$$\text{serie} : \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L C_s}}$$

$$\text{paralelo} : \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L C_p}}$$

$\omega_p > \omega_s$  en general.

Para hacer el método de diseño:

- ① generalmente se especifica  $\hat{V}_o$  y  $R_L$  (o la potencia máxima deseada, etc.).  

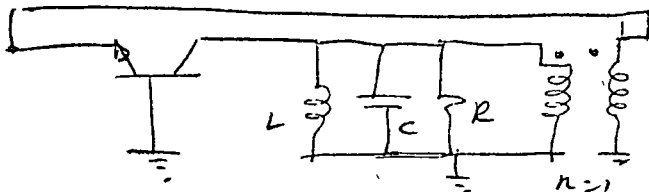
$$I_{C_{max}} = \frac{\hat{V}_o}{R_L}$$
- ② Escogase un voltaje en la base ( $V_{be} \approx 100\text{ mV rms}$ ) y  $g_{m_{max}} \approx 3$ .
- ③ de  $V_{be} \Rightarrow b$  y  $I_{C_{max}}$  se obtiene  $I_{CQ}$  (usando  $\frac{I_C}{V_o}(b)$ )
- ④ se diseña el circuito de polarización para  $I_{CQ}$ .
- ⑤ como se conoce  $\hat{V}_o$  y se ha "escogido"  $\hat{V}_{be}(b)$ , se conoce  $n = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_{be}} = \frac{\hat{V}_o}{b V_T}$ .
- ⑥ se determina  $L$  y  $C$  (considerando la carga  $C_L, R_L$ , etc.) para realizar un  $Q$  y  $\omega_0$  específicas.

El problema de squegging :- Como en general se polariza al transistor a corriente constante (con  $R_E$  bypasada por  $C_E$  grande), puede suceder lo siguiente:

- ① al empezar la oscilación, el voltaje rms en la base va aumentando y la corriente de polarización tenderá a aumentar ( $C_E$  se cargará a un mayor voltaje).
- ② al aumentar  $V_{BE}$ , el transistor se empieza a apagar ( $V_{BEQ}$  disminuye). Si  $C_E$  es muy grande, su constante de tiempo es grande y el circuito tenderá a apagarse.
- ④ al apagarse el circuito,  $C_E$  se descarga sobre  $R_E$  y al TBJ se vuelve a encender, repitiéndose el proceso.

Algunos tipos de osciladores LC .-

Transformador: ya se vio al emisor común; ahora entrada por emisor:



ojo!  
no hay defasamiento en el transformador.

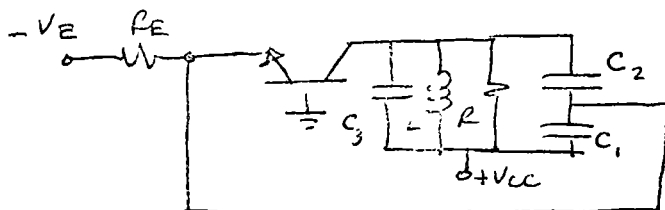
Colpits .-

Entrada por emisor:

$$n = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$

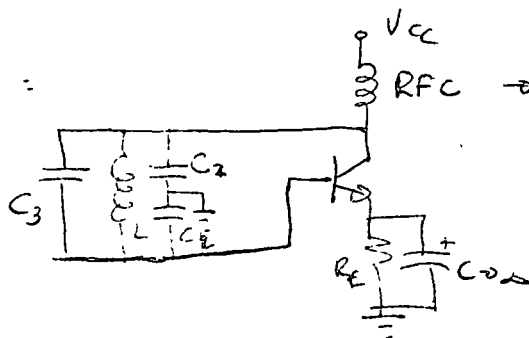
$$C_T = C_3 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$C_1' = C_1 + C_3$$



Entrada por base:

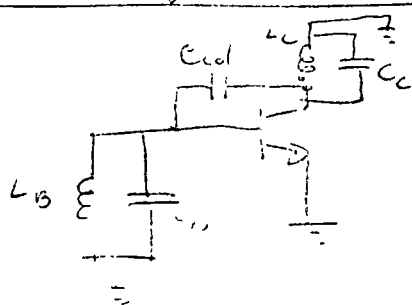
$$n = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$



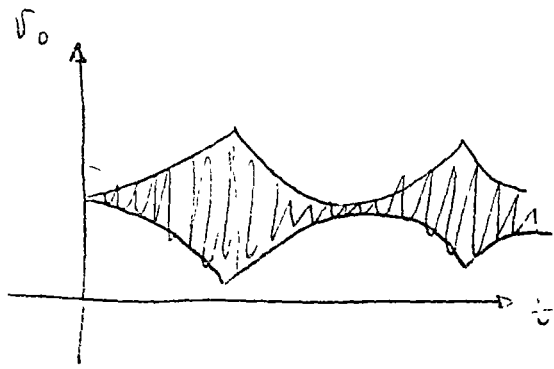
para efectos de polarización  
( $V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} R_E$ )

Hartley .- El "tap" en lugar de ser capacitivo es inductivo o de autotransformador (que es lo mismo). El Colpitts es mejor a altas frecuencias, porque el divisor (tap) capacitivo funciona mejor a altas frecuencias.

Colector y base sincronizados:



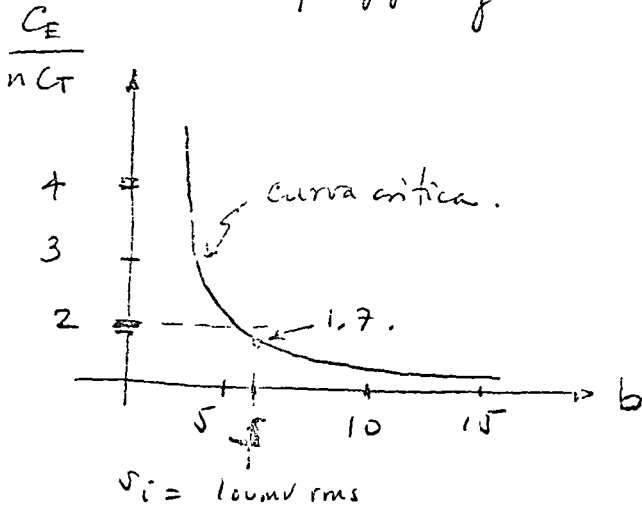
a través del capacitor se sincroniza con defasamiento de 90°. Los otros 90° se reparten entre los circuitos tanques del colector y la base y oscila fuera de la frecuencia de resonancia. Co siempre se usa un cristal en lugar del  $L_B C_B$  el cual toma casi todo el defasamiento y el circuito oscila a la frecuencia del  $L_{CC} C_C$ .



Regla para evitar squegging :

$$\frac{C_E}{n C_T} \leq \frac{1}{1 - \frac{2}{b} \frac{J_1(b)}{J_0(b)}}$$

squegging.



El colpitts nunca tiene problemas de squegging, ya que se puede polarizar de manera que  $\frac{C_E}{n C_T} \leq 1$  siempre.

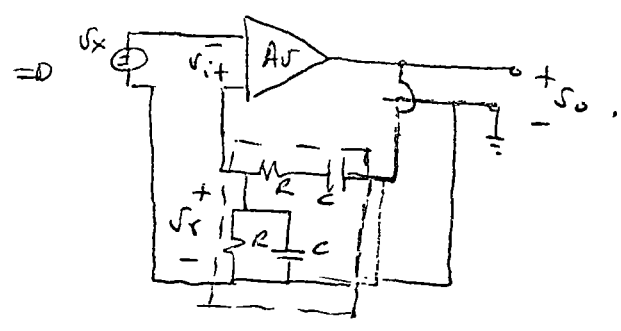
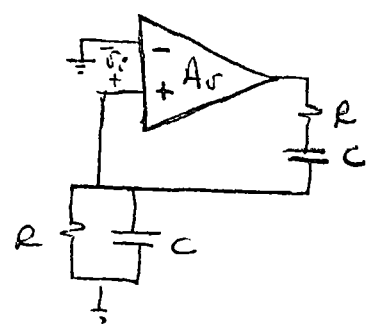
## Osciladores RC :-

Los osciladores RC son típicamente de tres

- tipos :
- Puente Wien
  - comunicación de fase.
  - T gemela.

En todos los casos se tiene un circuito resonante RC en lugar de un LC. Sin embargo, la ganancia del amplificador se necesita especificar dentro de ciertos rangos que permitan poca distorsión a la señal. Por ejemplo:

El puente Wien: Considere el amplificador que se muestra en la siguiente figura.



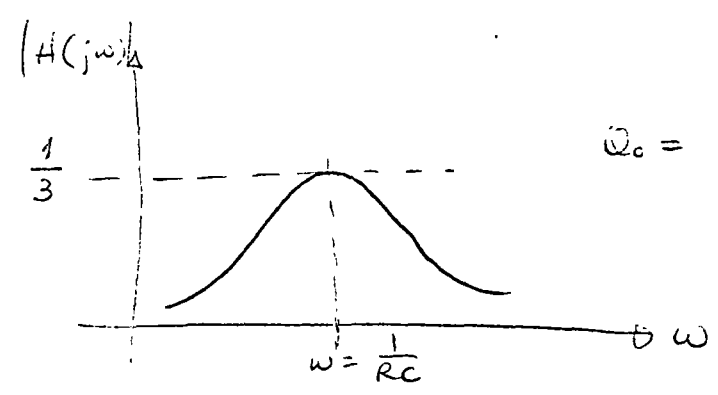
La ganancia en mayúscula abierta (si  $R_{in} \gg R \parallel \frac{1}{sC}$  y  $R_{out} \ll R + \frac{1}{sC}$ )  
 sea:  $\frac{v_o}{v_i} = A_v = G$

La de realimentación:

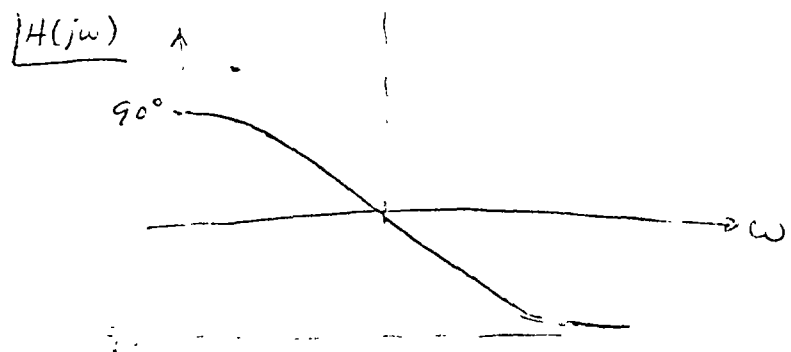
$$H = \frac{v_r}{v_o} = \frac{R \parallel \frac{1}{sC}}{(R + \frac{1}{sC}) + R \parallel \frac{1}{sC}} = \frac{R}{\frac{RCs + 1}{RCs} + \frac{R}{RCs + 1} + \frac{1}{RCs}} = \frac{R}{\frac{(RCs + 1)^2 + RCs}{(RCs + 1) sC}}$$

$$H = \frac{RCs}{(RC)^2 s^2 + 3RCs + 1}$$

O sea:  $H(s)$  es una función selectiva en la frecuencia:



$$|H(jw)| = \frac{\frac{1}{3} wRC}{\sqrt{(1 - w^2 R^2 C^2)^2 + 9w^2 R^2 C^2}}$$



$$\angle H(jw) = 90^\circ - \tan^{-1} \left( \frac{3wRC}{1 - w^2 R^2 C^2} \right)$$

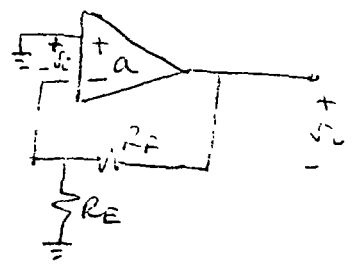
Para que  $GH = 1$  se requiere que:

$$|A_0 RCs| = |(RC)^2 s^2 + 3RCs + 1|$$

y la fase sea  $0^\circ$ , lo cual sucede cuando  $\omega = \frac{1}{RC}$ , por lo que a esa frecuencia:

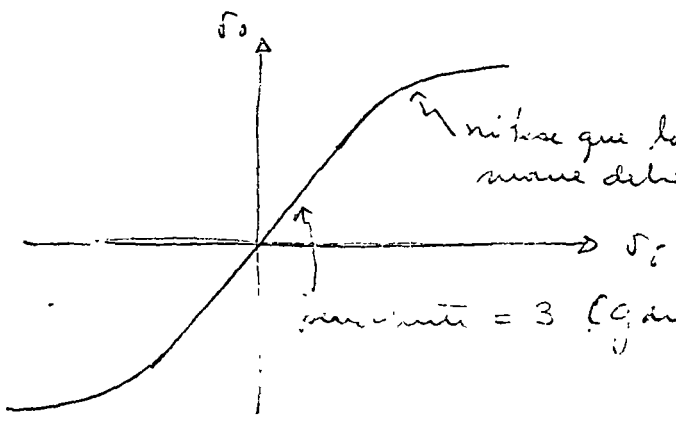
$$A_0 = 3 \quad \text{donde la igualdad y la oscilación}$$

si se tiene un amplificador realimentado:



entonces  $A_0 \approx \frac{a}{1 + \frac{a R_E}{R_f + R_E}} \rightarrow \frac{R_f + R_E}{R_E}$

Así es que se puede hacer  $A_0 \approx 3$  con bastante precisión y linealidad.



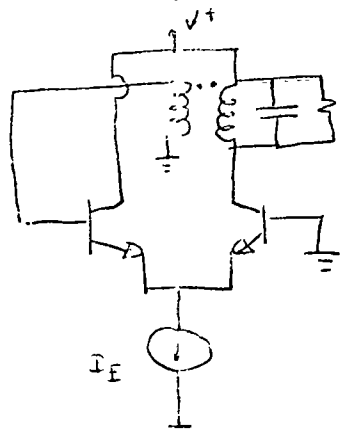
notarse que la no-linealidad no es abrupta sino muy suave debido a la realimentación.  
 pendiente = 3 (ganancia).

si se hace  $A_0 \approx 3.4$  (se ajusta con un resistor en  $R_f$ )

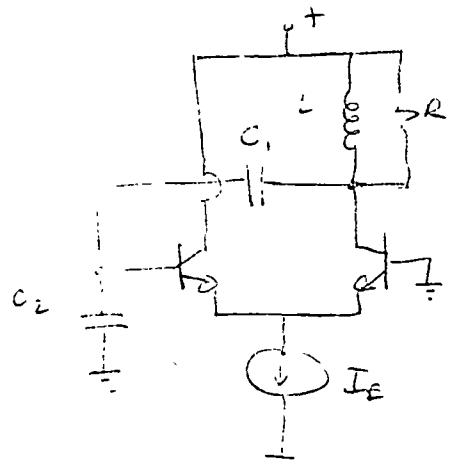
entonces el circuito empezará a oscilar, y se autocontrolará cuando la onda invade levemente la zona no-lineal, por lo que será una onda bastante pura. Para determinar la magnitud de la señal máxima que cumple el criterio del ciclo límite y el diagrama de Lienard (ref. - Strauss, L. Wave motion and Shaping. McGraw, 1970 (2ª edición)).

Existen otros tipos de osciladores tanto LC como RC.

... aquí algunos:

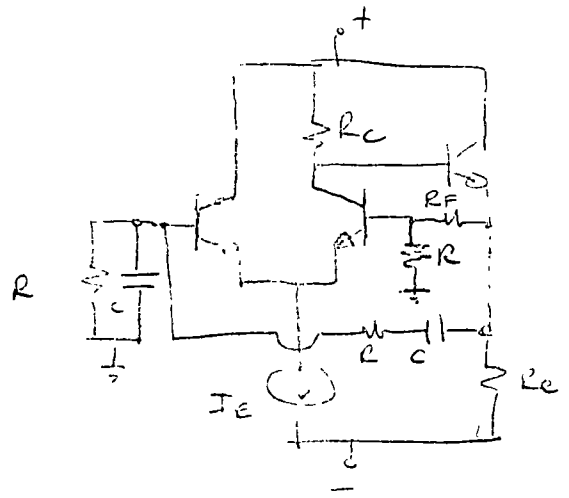


Usando un por diferencial es posible determinar un oscilador, conociendo  $A_0, A_1$ , etc. de la serie de Fourier, la cual a su vez se puede conocer de la serie de potencias. Tiene varias ventajas: no hay squegging (no hay capacitor  $C_E$ ); no hay 2ª armónica (menos distorsión); es fácil de construir (se compra integrado el por diferencial).



La relación n:1 se puede lograr de varias formas: por transformador, tap inductivo, tap capacitivo, etc.

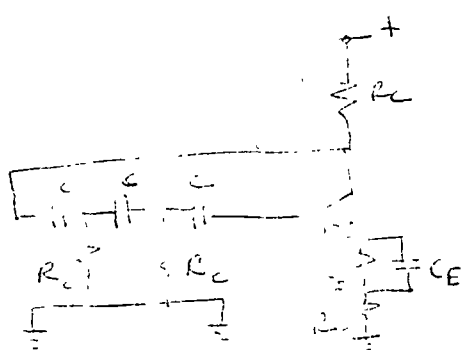
También puede ser conveniente usar cristal para lograr una mejor estabilidad en la frecuencia (por ejemplo un cristal en serie con la base que va a tierra).



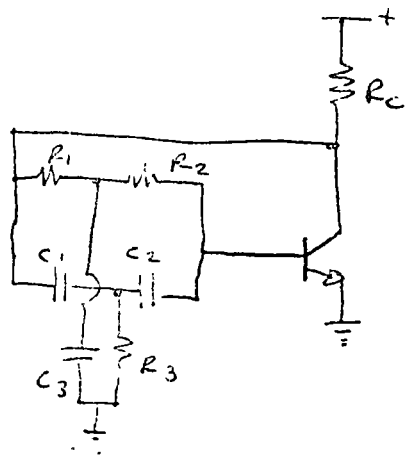
Un puente de Wien con un por diferencial (usando un regulador de emisor para disminuir el efecto por carga del circuito).

$$A_V = \frac{R_F + R}{R} \approx 3$$

$$\omega = \frac{1}{RC}$$



Esto es el conocido "conexión de fase". La Red RC causa  $180^\circ$  de desfase y una pérdida  $H(j\omega)$  a  $180^\circ$  de desfase. Se debe calcular la ganancia del  $75J$  (aprox.  $\frac{R_C}{R_C}$ ) para que  $G_H \approx 1$  y no haya mucha distorsión.

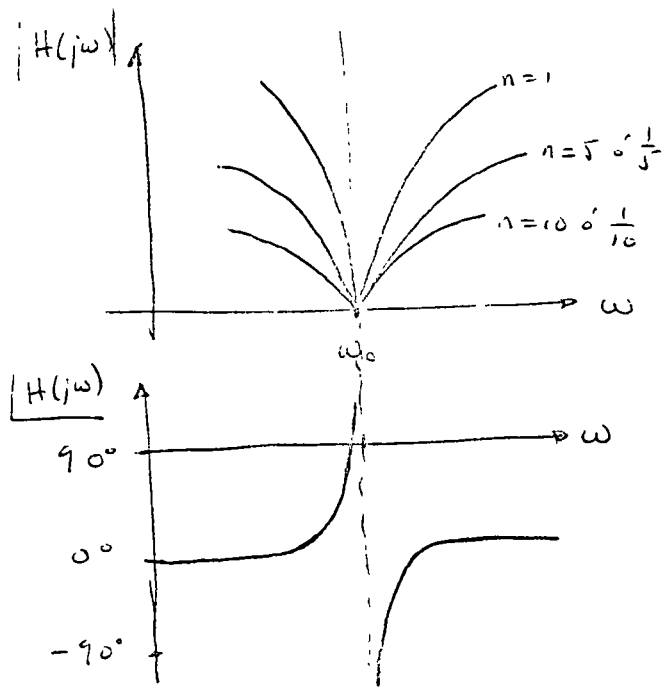


La red T genera tiene la función de transferencia de la forma:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - j 2 \frac{\sqrt{n} + \frac{1}{\sqrt{n}}}{\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}}}$$

Donde:  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$

$$n = \frac{2C_1}{C_3} = \frac{R_2}{2R_1}$$



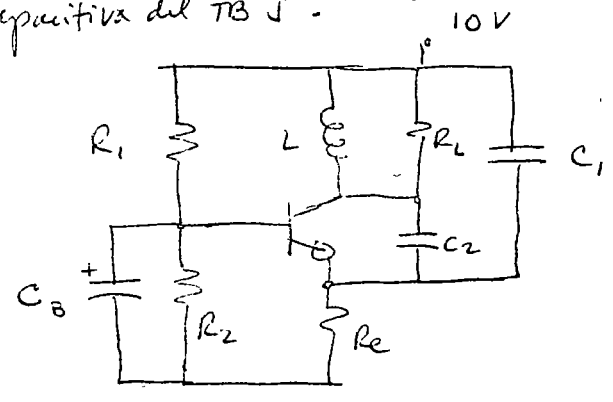
$$|H(j\omega)| = \tan^{-1} \left[ -2 \frac{\sqrt{n} + \frac{1}{\sqrt{n}}}{\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}} \right]$$

Se debe calcular la <sup>transresistencia</sup> ganancia de corriente del amplificador ( $\cong \beta R_c$ ) para que  $\beta R_c H(j\omega) \cong 1$ .



Ejemplos:

① Oscilador colpitts. - Diseñarlo como el de la figura para una frecuencia de 50MHz, con  $R_L = 1k\Omega$  y un circuito tanque de Q (cargada) = 15. Especificamos L, C1, C2 y I.C.D. del TBJ. Debe entregar 1V rms a la carga. Desprecie la carga capacitiva del TBJ.



① para 1V rms de salida, elegiremos 100mV (rms) a la entrada (un voltaje no muy alto, ∴ no mucha distorsión).

∴  $n = 10 = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$

② ya en equilibrio, la impedancia de entrada es  $\frac{1}{G_m}$ .

si elegimos  $\frac{g_{mQ} R_F}{n} = 3$ , entonces  $\Rightarrow G_m = \frac{g_{mQ}}{3}$

y  $R_i = \frac{3}{g_{mQ}}$

$R_T = R_L \parallel n^2 R_i = 1k \parallel 100 \times \frac{3}{g_{mQ}}$

en es que en equilibrio:  $\frac{G_m R_T}{n} = 1$

o sea:  $\left(\frac{g_{mQ}}{3}\right) \times \left(\frac{1k \parallel \frac{300}{g_{mQ}}}{1 + \frac{300}{g_{mQ}}}\right) \times \frac{1}{10} = 1$

∴  $g_{mQ} = 30 \frac{mA}{V} \Rightarrow \boxed{I_{CQ} = 0.88 mA}$

con lo que se puede calcular:  $R_i = 91 \Omega \Rightarrow R_T = 0.9 k\Omega$ .

Ahora en,  $Q = \omega R_T C_T = 15$

∴  $C_T = \frac{15}{2\pi \times 50kHz \times 0.9k\Omega} = 53 pF$ .

$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ , pero  $9 C_2 = C_1$  (de  $n = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$ ).

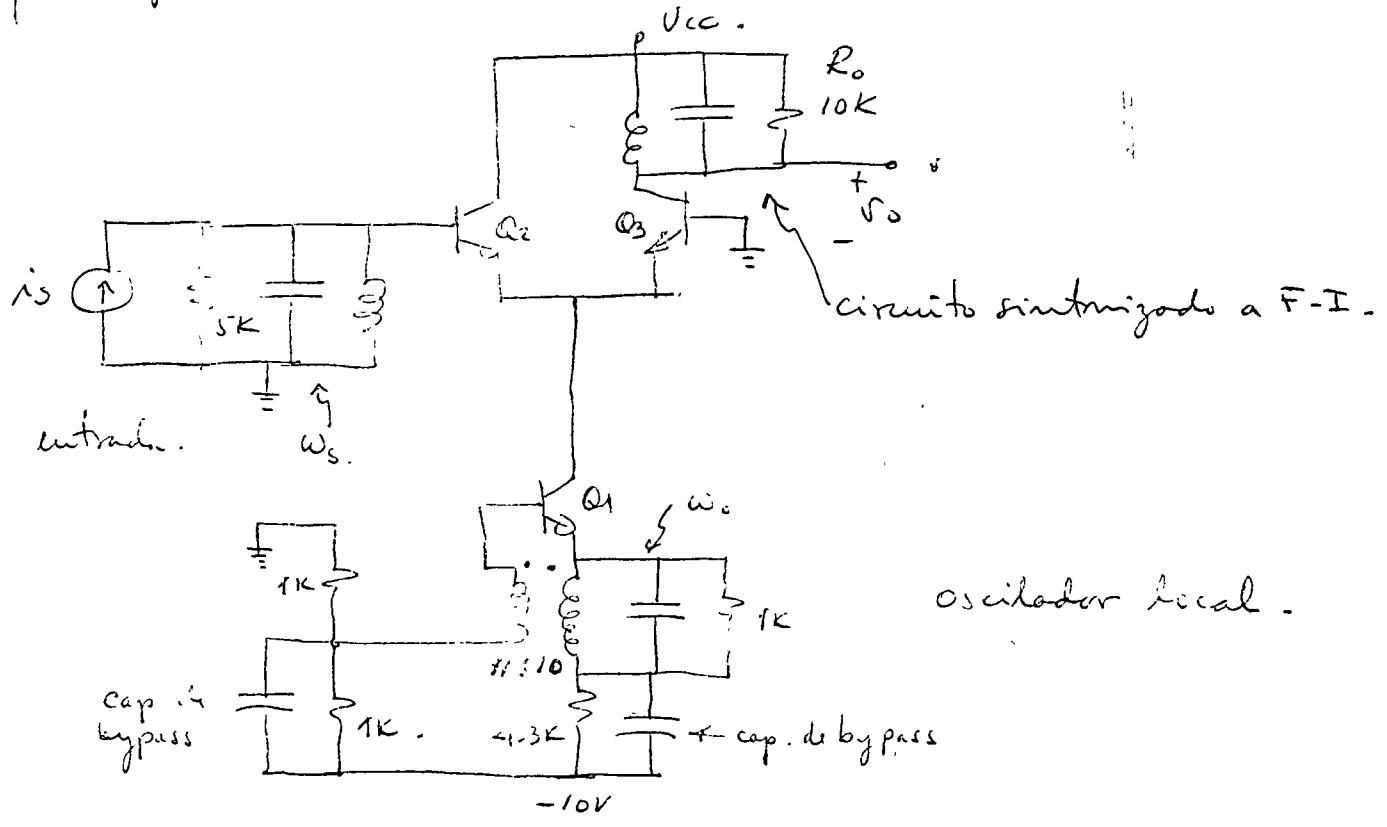
donde es que  $\frac{9C_2^2}{9C_2 + C_2} = \frac{9C_2}{10} = 53 \text{ pF}$

$$\begin{cases} C_2 = 59 \text{ pF} \\ C_1 = 530 \text{ pF} \end{cases}$$

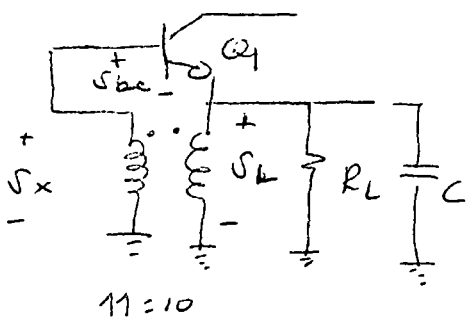
y como  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \Rightarrow L = 190 \text{ nH}$

Mi el base  $R_e = 1 \text{ K}$ ,  $R_1 = 17 \text{ K}$  y  $R_2 = 3.3 \text{ K}$ , retendrá  $I_{C0} = 0.88 \text{ mA}$  y el circuito oscilará como predicho.

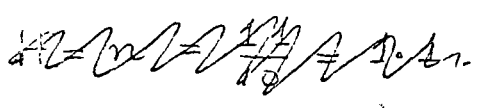
(2) Sin considerar la carga reactiva de los dispositivos, calcúlense la salida a frecuencia intermedia ( $V_o$ ) para una señal de entrada de  $i_{s(rms)} = 1 \mu\text{A}$ . Considérese  $\beta$  en los muy grande y de  $\beta = 50$  para  $Q_2$  y  $Q_3$ .



1) Considerando solo el oscilador:



Polarización: ( $\beta$ , muy grande).  
 $I_{ca1} \approx \frac{4.3V}{4.3K} = 1mA$



Circuito de c.-A.

Ganancia de alimentación =  $\frac{V_{be}}{V_L} = V_x - V_L$   
 $= \frac{10}{10} V_L - V_L = 0.1 V_L$

$\therefore \frac{V_{be}}{V_L} = \frac{1}{10} \quad (n=10)$

Ganancia de largo =  $G_H = \frac{G_m R_L}{n}$

al empezar a oscilar (señal pequeña):  $g_{mQ} = 38.5 \frac{mA}{V}$

$\therefore \frac{g_{mQ} R_L}{n} = 3.85 > 1 \quad \therefore$  oscila solo.

En equilibrio  $\frac{G_m(b) R_L}{n} = 1 \Rightarrow G_m = \frac{g_{mQ}}{3.85}$

como  $G_m = \frac{2}{b} g_{mQ} \frac{J_\theta(b)}{J_0(b)}$ , se calcula de las gráficas.  $\therefore$

$b = 7.1$ , o sea  $V_{be} = 130mV$  (rms).

2) El mezclador: Para el par diferencial:

$i_{C3} = \frac{I_E}{1 + e^{v_d/2V_T}}$

si  $v_d$  es pequeña:  $i_{C3} \approx \frac{I_E}{2} \left[ 1 + \frac{v_d}{2V_T} \right]$

pero  $I_E = I_{CQ1} \left[ 1 + 2 \frac{J_2(b)}{J_0(b)} \cos \omega_0 t + 2 \frac{J_2(b)}{J_0(b)} \cos 2\omega_0 t + \dots \right]$   
 por el oscilador.

$\therefore i_{E3} = I_E + \frac{I_E}{2V_T} v_d$   
 $v_d = (i_s \times 5K \parallel r_{\pi d}) \cos \omega_s t$  por ser señal pequeña.

Considerando de todos los productos solamente el que da  $\omega_I = \omega_0 - \omega_s =$

$$g_{con} = \frac{1}{4} g_{mQ1} \cdot \frac{J_1(b)}{J_0(b)} = 8.8 \frac{mA}{V}$$

Como  $r_{\pi d} = \frac{\beta}{g_{md}}$  y  $g_{md} = \frac{I_{EQ}}{4V_T} = \frac{I_{CQ1}}{4V_T}$

$$\Rightarrow r_{\pi d} = 5.2K.$$

$$\therefore r_{\pi d} \parallel 5K \cong 2.5K.$$

antes que  $v_d = i_s \times 5K = 2.5 mV$  (rms)

$$|v_o| = + g_{con} R_o v_d = 8.8 \frac{mA}{V} \times 2.5 mV \times 10K = 225 mV (rms).$$

# BIESTABLES (COMPARADORES). -

ING. JOSE FRANCISCO ALBARRAN

Los comparadores son elementos básicos en casi todo sistema digital y muy particularmente en los sistemas de conversión Analógica - Digital (A/D) y Digital - Analógica.

La característica básica de un comparador se muestra en la figura 1

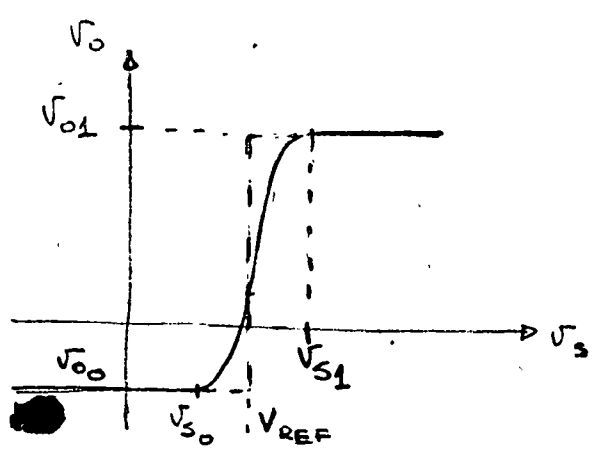


Fig. 1.

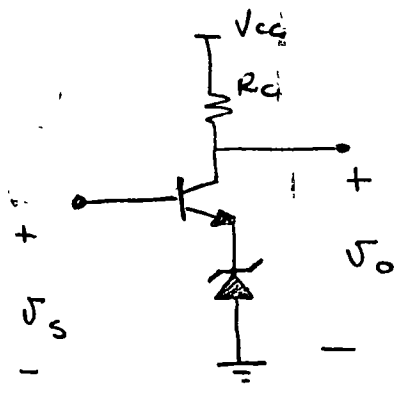


Fig. 2

Es decir, si la señal de entrada es mayor que una señal de referencia ( $V_{REF}$ ), la salida cambiará de estado, permaneciendo en éste mientras  $V_s > V_{REF}$ , y viceversa para  $V_s < V_{REF}$ .

Evidentemente cualquier compuerta lógica se podrá considerar un comparador, solo que es necesario especificar bien que el voltaje de referencia ( $V_{REF}$ ) debe poder ser bastante mayor que  $V_{BE(ON)}$ .

Las principales características de un comparador son:

- 1.- Precisión
- 2.- Sensitividad (Resolución)
- 3.- Rango del voltaje de entrada y salida
- 4.- Impedancia de entrada y salida.
- 5.- Hysteresis en la detección

- 6.- Tiempo de conmutación.
- 7.- Rechazo a variaciones en Temperatura, Voltaje de batería, etc.

Breves comentarios a cada uno de los puntos anteriores siguen:

1.- Precisión - Generalmente se refiere al error en el voltaje de entrada, es decir a la variación entre el voltaje nominal de entrada y el real.

2.- Resolución - Se refiere a la variación mínima de señal que haga cambiar el estado en la salida. Está muy relacionado con la ganancia.

3.- Rango de voltajes de entrada y salida - Se refiere al rango de tensiones admisibles del circuito, o sea sus niveles lógicos. En lo relativo a la entrada se toma en cuenta también el hecho de que los picos muy grandes pueden hacer malfuncionar al circuito (por ejemplo por ruptura de alguna unión PN, etc.).

4.- Impedancias - la impedancia de entrada es importante por lo que el circuito puede "cargar" a otros; se debe recordar que esta impedancia es dinámica, es decir varía con el voltaje de entrada. La impedancia de salida da una medida de la carga que puede soportar el circuito.

5.- Hystéresis - Como se verá, existen varios circuitos de comparación en cuya relación entrada salida existe una hystéresis.

6.- Tiempo de conmutación - dará una medida de la frecuencia máxima a la que puede operar.

7.- Rechazo a Variaciones - Esto es importante en cualquier circuito, y afecta directamente a la precisión.

Un ejemplo básico de un comparador se muestra en la figura 2. El zener fija  $V_{REF}$ . Sin embargo, la impedancia de

entrada es baja, la de salida es alta, y la ganancia es aproximadamente  $-\frac{\beta R_c}{2 r_{\pi}}$  ( $r_{\pi}$  = resistencia del diodo base-emisor). El nivel de salida es muy dependiente de  $V_{cc}$  en su nivel alto.

Para disminuir variaciones con  $V_{cc}$  se emplea comúnmente un circuito diferencial, como el básico de la figura 3.

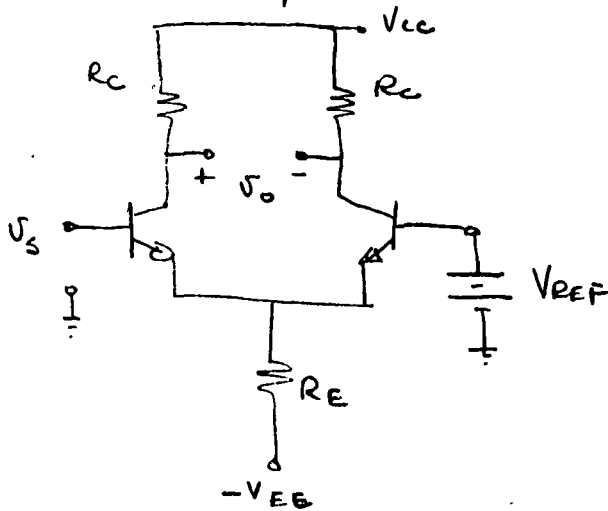


Fig. 3

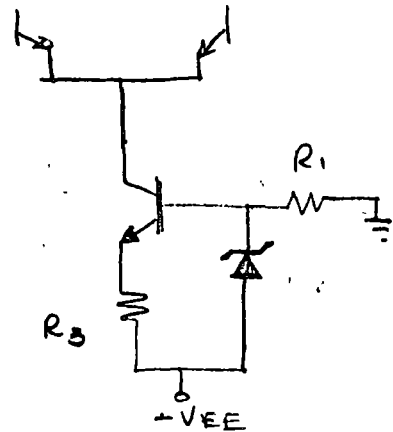


Fig. 4

Este amplificador tiene un buen rechazo a  $V_{cc}$ , sin embargo tiene algunas desventajas en cuanto a variaciones de  $V_{EE}$ , e impedancia para excursiones grandes de  $V_{S1}$ . El circuito de la figura 4 en lugar de  $R_E$  es mucho más insensible a variaciones en  $V_{EE}$  y ofrece una impedancia mucho mayor.

Para aumentar la impedancia de entrada puede ser conveniente emplear FET'S a la entrada (Fig. 9)

La resolución de un circuito diferencial simple como el de la figura 3 es de aproximadamente 120mV a la entrada para cambiar el estado. Esto puede mejorarse si se conectan diferenciales en cascada para aumentar la ganancia, como se muestra en las figuras 5, 7, 8 y 9. En la figura 8 se emplean pares integrados, tanto de FET'S como de TBJ'S. En la figura 9 se emplean pares diferenciales integrados.

Los circuitos integrados se muestran en la misma figura. Los valores de las resistencias en los emisores de Q5 y Q9 se obtienen corto circuitando las resistencias de 4.2K y 11.2K en el primer caso (7K) y las de 4.2K, 5.6K y 11.2K en el segundo (1.4K).

El Darlington del primer par permite alta impedancia de entrada. El transistor de salida Q10 se emplea para aumentar la ganancia y hacer nueva flotante la salida.

El hecho de tener tantos circuitos en cascada produce un considerable tiempo de respuesta, y la alta impedancia de salida (RL) hace que el tiempo de 1-0 sea grande. Por ejemplo, para RL = 30k y CL = 25nF, el tiempo de nivel cruzado (0-1) es de aprox. 0.4 μseg, mientras que el tiempo para bajar a +5V (cruce de 0), es de aproximadamente 3.0 μseg.

Por otro lado, los niveles lógicos son definidos (+11.5V y 0V), la resolución es de 11.5 mV, el rango de voltaje a la entrada es de 0V a +5V, y el error debido a 10% de variación en las baterías es del orden de 0.5 mV.

El transistor Q6 tiene como propósito apagar o encender la fuente de corriente que forma Q5.

Otro circuito comparador es el circuito de la figura 10. (UA710), cuyas características se resumen en la tabla de la misma figura. El circuito básico lo forma el circuito diferencial de Q1 y Q2, con la fuente de corriente Q9, polarizada por Q8-Q9, R8 y R7. Q4 forma un amplificador de salida que recibe toda la señal diferencial de Q1-Q2, debido a Q3 (se convierten de salida diferencial a salida simple en amplificación diferencial). El diodo CR1 polariza los emisores de Q3 y Q4. Q5 aumenta la ganancia de Realimentación de Q3, mientras que Q6 es un diodo que limita la excursión positiva del colector de Q4.



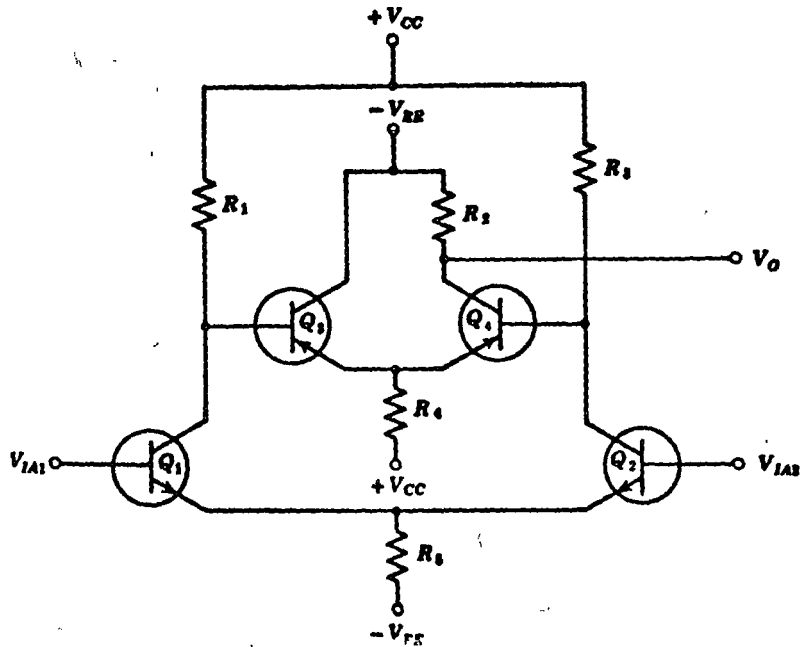


FIG. 5

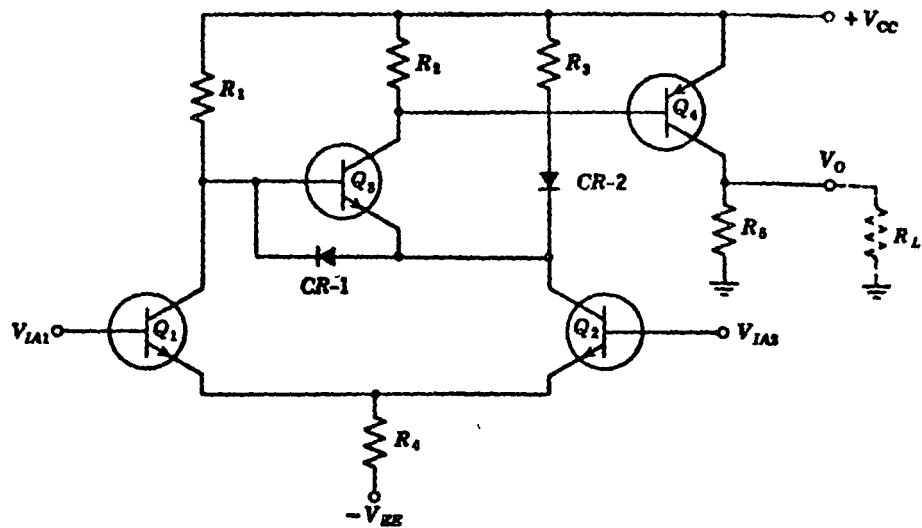


FIG. 6

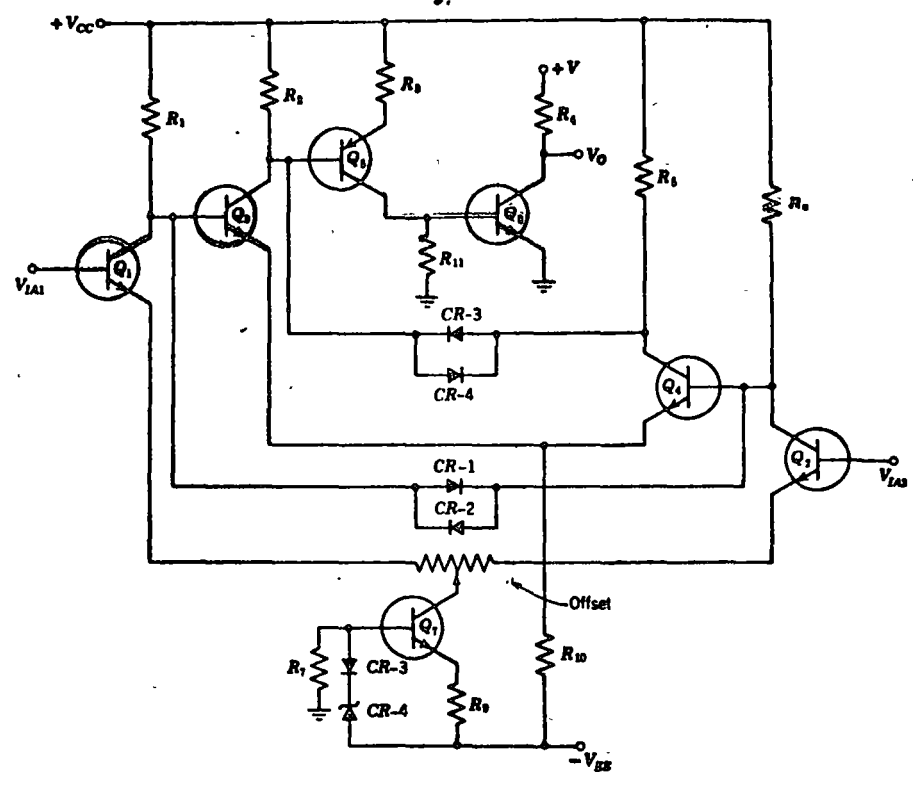


FIG. 7

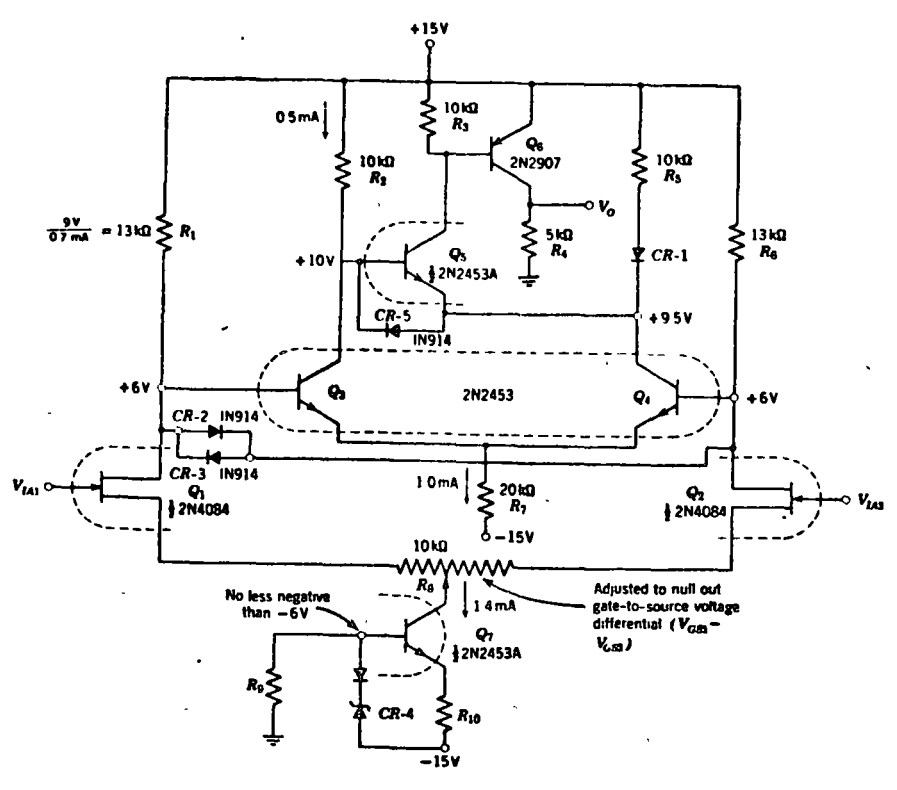
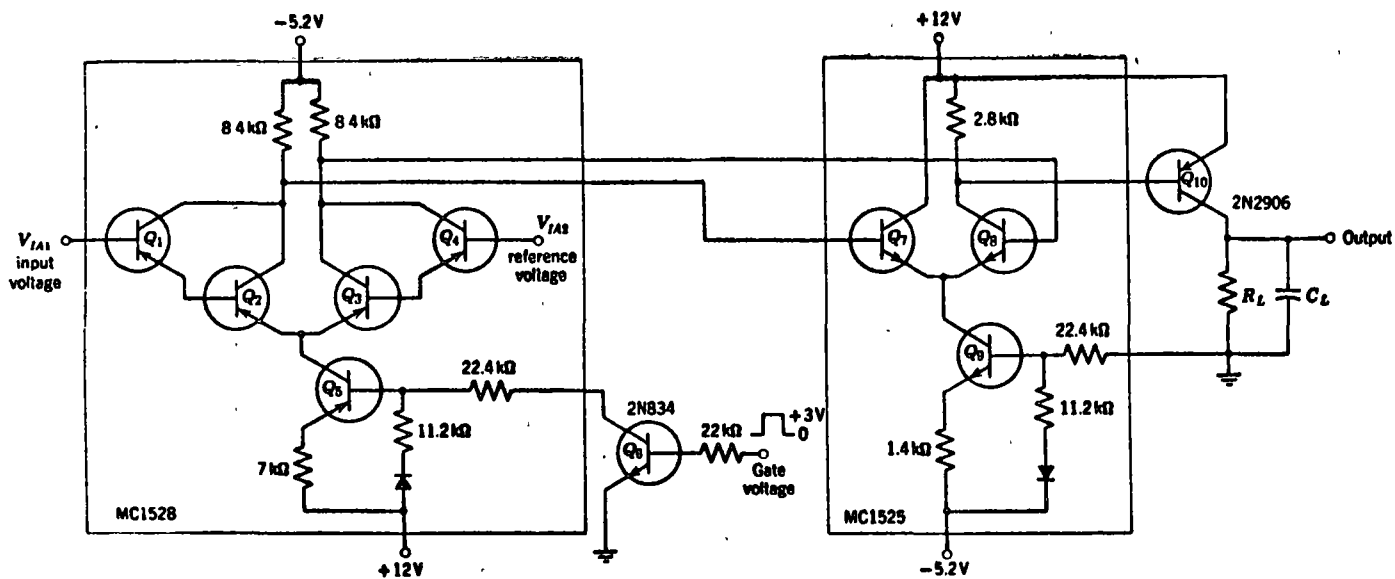
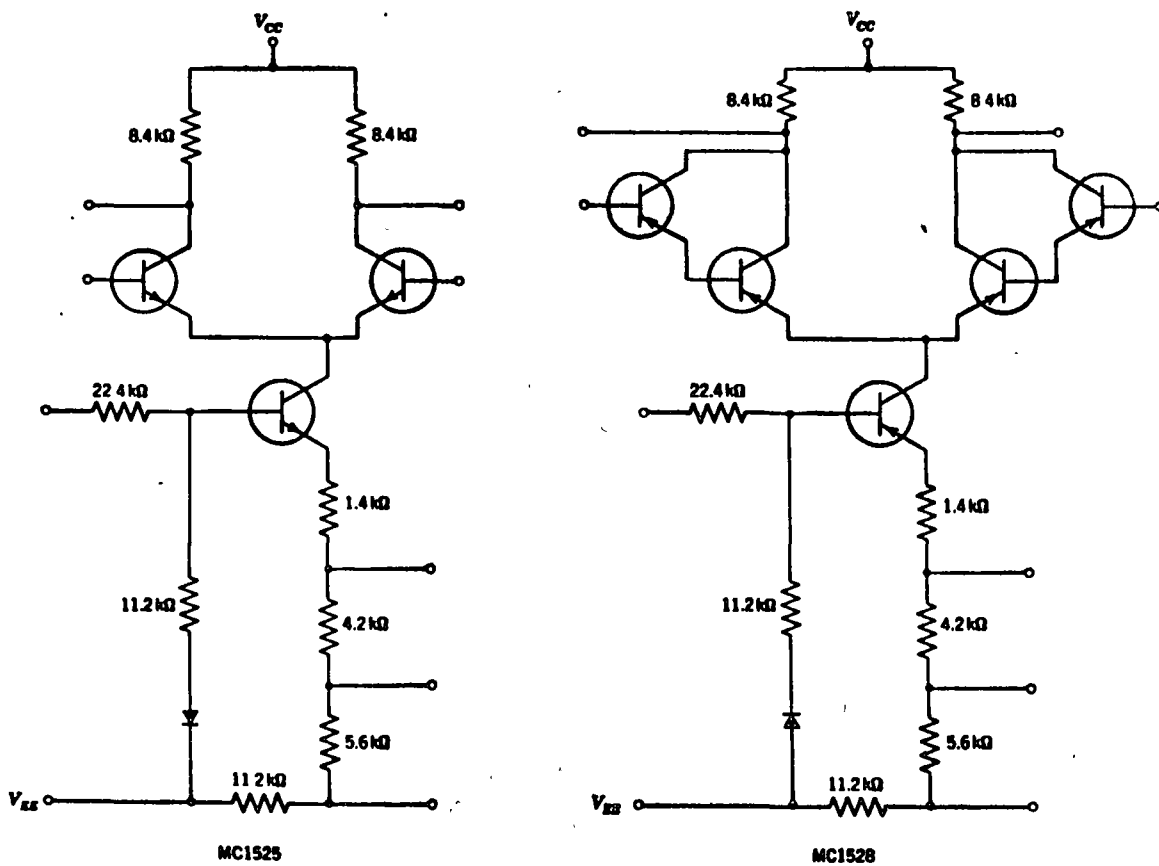


FIG. 8

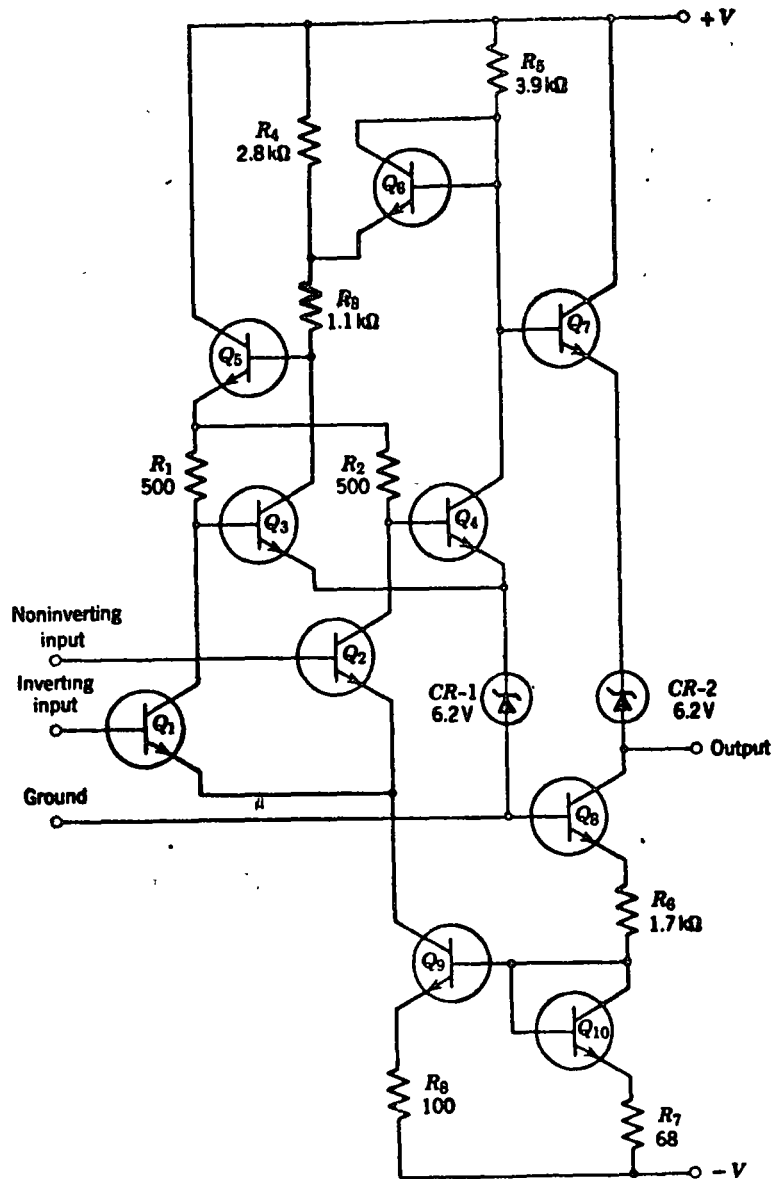


(a)



(b)

FIG. 9



$\mu A710$  Electrical Characteristics\*

( $T = 25^\circ C$ ,  $+V = 12.0V$ ,  $-V = 6.0V$  unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input offset voltage	$V_o = +1.4V$ $R_f \leq 200\Omega$		2.0	5.0	mV
Input offset current	$V_o = +1.4V$		1.0	10.0	$\mu A$
Input bias current			25	75	$\mu A$
Voltage gain		750	1200		
Output impedance			200		$\Omega$
Response time			40		ns
Input voltage range	$-V = -7.0V$	$\pm 5.0$			V
Differential input voltage range		$\pm 5.0$			V
Positive output level	Difference $V_{IA} \geq 15mV$ $0 \leq I_o \leq 0.5mA$	+2.5	+3.2	+4.0	V
Negative output level	Difference $V_{IA} \geq 15mV$ $-1.6mA \leq I_o \leq 0$	-1.0	-0.5	0	V
Power consumption			110		mW

\* R. J. Widlar, "A fast integrated circuit comparator and five ways to use it," *Electronic Design News*, May 1965.

La salida es un seguidor de emisor ( $Q_7$ ), empleando CR2 para cambiar el nivel lógico a un nivel compatible con los circuitos lógicos comunes.

En condiciones normales de operación es fácil calcular los niveles lógicos a la salida, los que se muestran en la tabla mencionada.

Un comparador diferencial se le realimenta positivamente este se convierte en circuito regenerativo (bistable), causando:

- 1) Una muy alta ganancia..
- 2) Hystéresis en la transición.

Tomase un circuito diferencial cualquiera, como por ejemplo un amplificador operacional, de características conocidas, en particular = límites positivo y negativo de su excursión de voltaje a la salida ( $V_{01}$  y  $V_{00}$ ), y la impedancia de entrada (ej.  $> 1 M\Omega$ ). Conectese como en la figura 12,

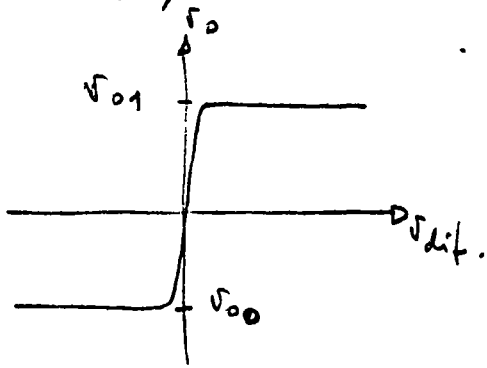


Fig. 11

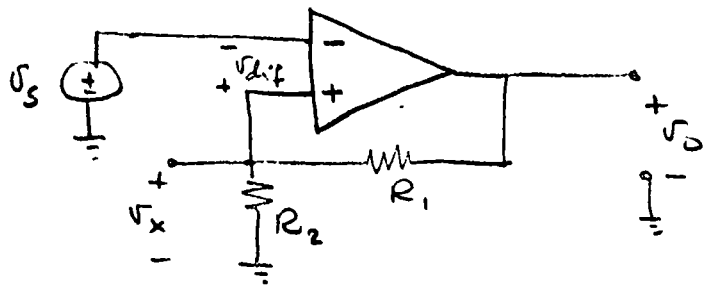


Fig. 12

Ahora bien, si  $V_s \ll 0$ , claramente  $V_{dif} > 0$ , con lo que  $V_o = V_{01}$ . En esas condiciones,  $V_x = V_{x_1} = \frac{V_o R_2 // R_{in_2}}{R_1 + R_2 // R_{in_2}}$ , en donde  $R_{in_2}$  = Resistencia de entrada en la entrada no-inversora (ver figura 15).

Si ahora se procede a incrementar  $V_s$ , hasta que  $V_s \geq V_{x1}$ , entonces  $V_{dif}$  cambiará de signo. Debido a la realimentación positiva,  $V_o$  irá disminuyendo y esto haciendo disminuir  $V_x$ , con lo que  $V_{dif}$  se hace más negativa, lo que disminuye  $V_o$  y así sucesivamente hasta que  $V_o = V_{o0}$ , en que la ganancia es cero. En este nuevo estado,  $V_x = V_{x2} = V_{o0} \frac{R_2 // R_{in2}}{R_1 + R_2 // R_{in2}}$ . El resultado se muestra en la figura 16, en donde se puede apreciar la histeresis en la transferencia.

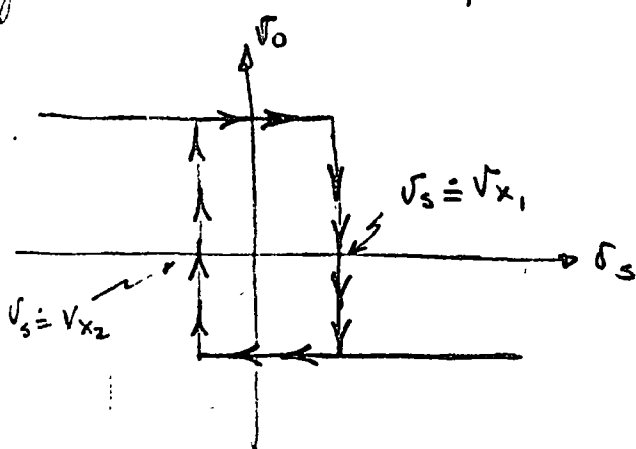


Fig. 16

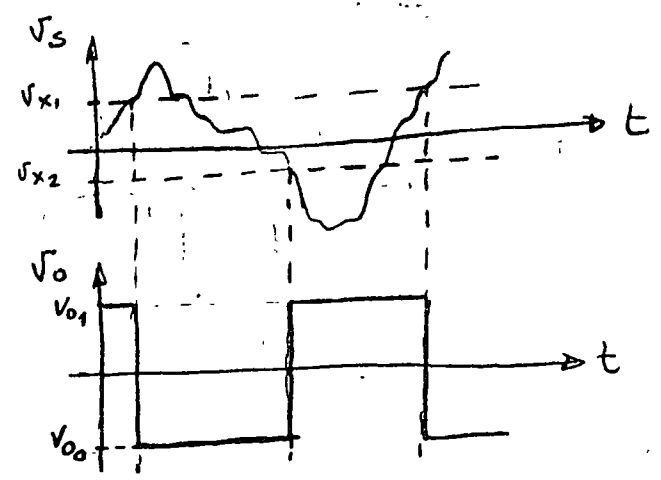


Fig. 17

Para reducir la histeresis es necesario disminuir la Realimentación positiva. Pero siempre que exista realimentación positiva existirá histeresis.

El ejemplo clásico de realimentación positiva es el disparador de Schmitt, del cual se muestra en las figuras 13 y 14 en versiones de TBJ y JFET. El análisis del disparador de Schmitt es idéntico al anterior, solo que al tener dos salidas, se puede sustraer como salida la que no realimenta, y además es casi siempre necesario calcular  $V_{s1}$  y  $V_{o0}$ .

La histéresis producida por la realimentación positiva no es siempre indeseable, ya que esta puede usarse para determinar dos niveles de comparación. Un ejemplo - ilustrativo de este hecho es el que se refiere al multivibrador de la figura 18, en lo que se supone  $R_{i1} = R_{i2} = \infty$  mul. amplificador.

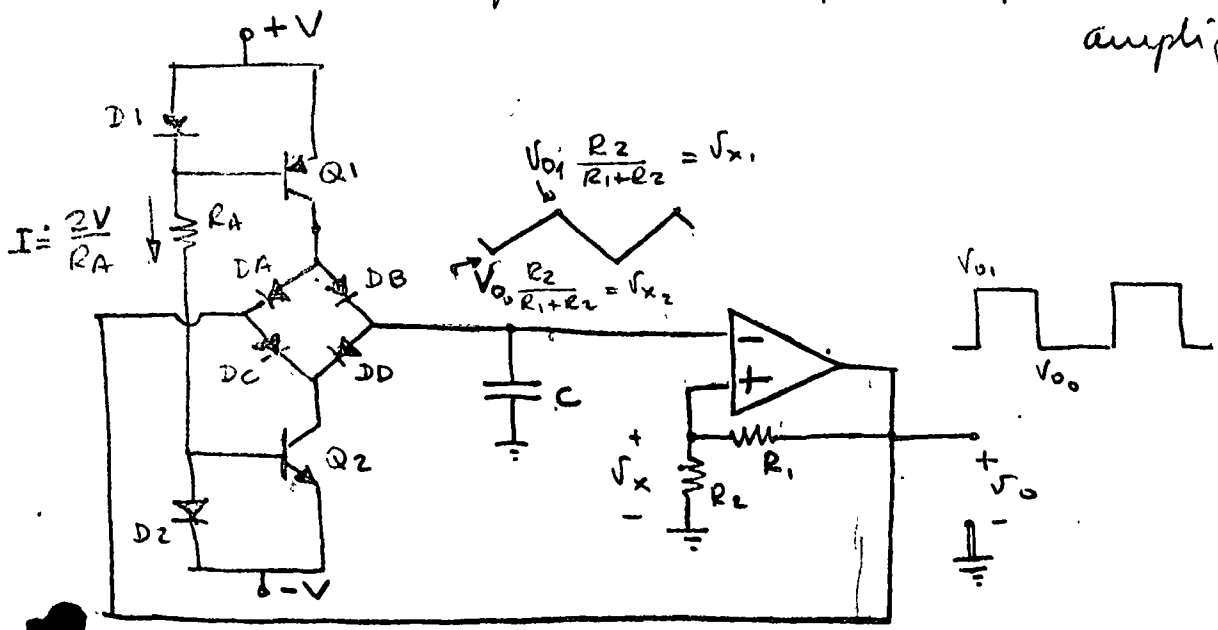


Fig. 18

Cuando  $V_0 = V_{01}$ ,  $D_A$  y  $D_D$  están cortados;  $Q_1$ , con una corriente dada por  $R_A$  (espejo de corriente), carga a  $C$  con una corriente constante (∴ la carga es lineal, o sea  $V_c = \frac{I}{C} t$ ). Cuando  $V_c \pm V_x$ ,  $V_0 \rightarrow V_{00}$ , con lo que  $D_B$  y  $D_C$  se cortan y  $C$  se descarga en la fuente  $Q_2$ .

Ejemplos de uso de comparadores son: Detectores de nivel por caso (para frecuencímetros, sincronizadores, fasímetros, etc.), detectores de umbral para circuitos de control, sensores de falla o desconexión, y muchos más.

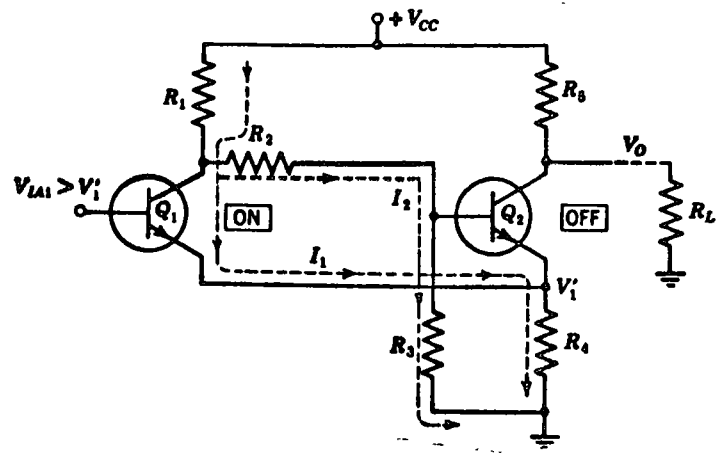


FIG. 13

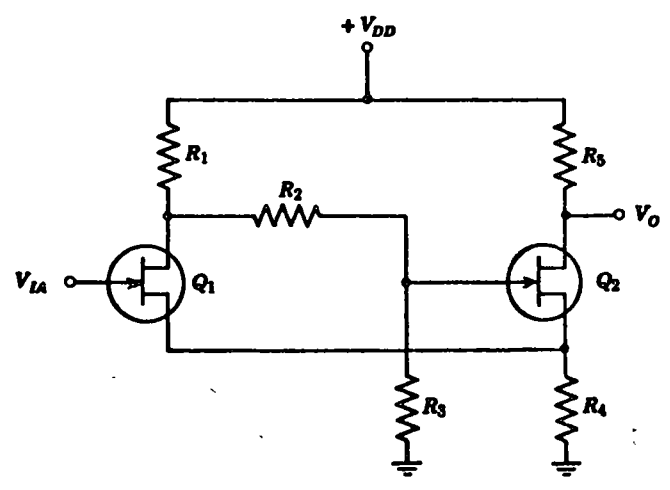


FIG. 14

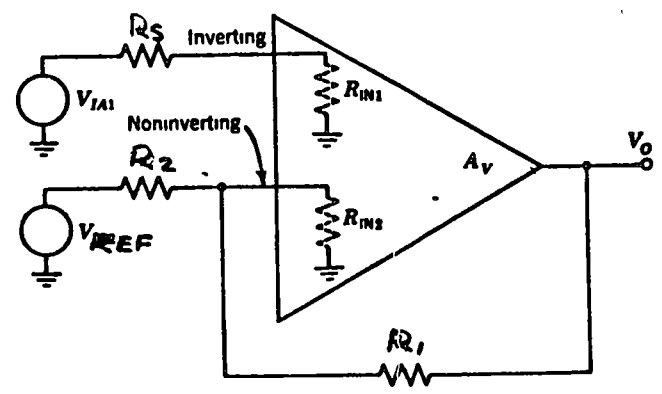


FIG. 15



CIRCUITOS ANALOGICOS NO -LINEALES-

La totalidad de los sistemas reales son no -lineales-, aunque una gran parte de los mismos se aproximen a sistemas lineales, ya sea por la magnitud de la señal de entrada, por el uso de realimentación, o por otras causas. Debido a ésto, y a que el análisis de sistemas lineales es más simple, existe una gran cantidad de libros, artículos, notas, etc. tratando dicho tema. La no linealidad de los circuitos electrónicos parece un tabú o un tema muy difícil dejando su análisis para los científicos y lidiando con ellos a base de métodos empíricos ("diseño de banco"). Sin embargo, sin entrar en complicaciones matemáticas es posible emplear resultados, por demás prácticos, hallados por matemáticos, investigadores, etc. Es verdad que el análisis de circuitos no - lineales es más complicado que el análisis de circuitos lineales, pero también es verdad que el diseño de un circuito no - lineal será, en general, más complejo que el de un circuito lineal, aunque sea "en el banco".

En consecuencia animamos al lector a obviar las demostraciones matemáticas, por otro lado ineludibles, y a concentrarse en la interpretación práctica de sus resultados, prometiéndole que ésto redundará en una mejor comprensión de los fenómenos que quizás ya haya observado antes, y por tanto le habilitará para encontrar soluciones o mejoras a circuitos de su interés.

Siguiendo un cierto orden que metodizará la exposición, --- principiaremos por exponer la naturaleza no - lineal de los circuitos electrónicos; posteriormente ejemplificaremos en base a los llamados amplificadores de potencia; a continuación explicaremos como la no linealidad de los circuitos hace posible la -- oscilación armónica a una amplitud dada, para pasar a describir los osciladores más empleados.

A). NATURALEZA NO-LINEAL DE LOS CIRCUITOS ELECTRONICOS ANALOGICOS

Todos los circuitos electrónicos son no-lineales, o sea que su relación de transferencia entrada-salida es típicamente de la forma que se muestra en la figura 1. Los efectos de la no-linealidad son más o menos agrupables en tres regiones: A). aqué

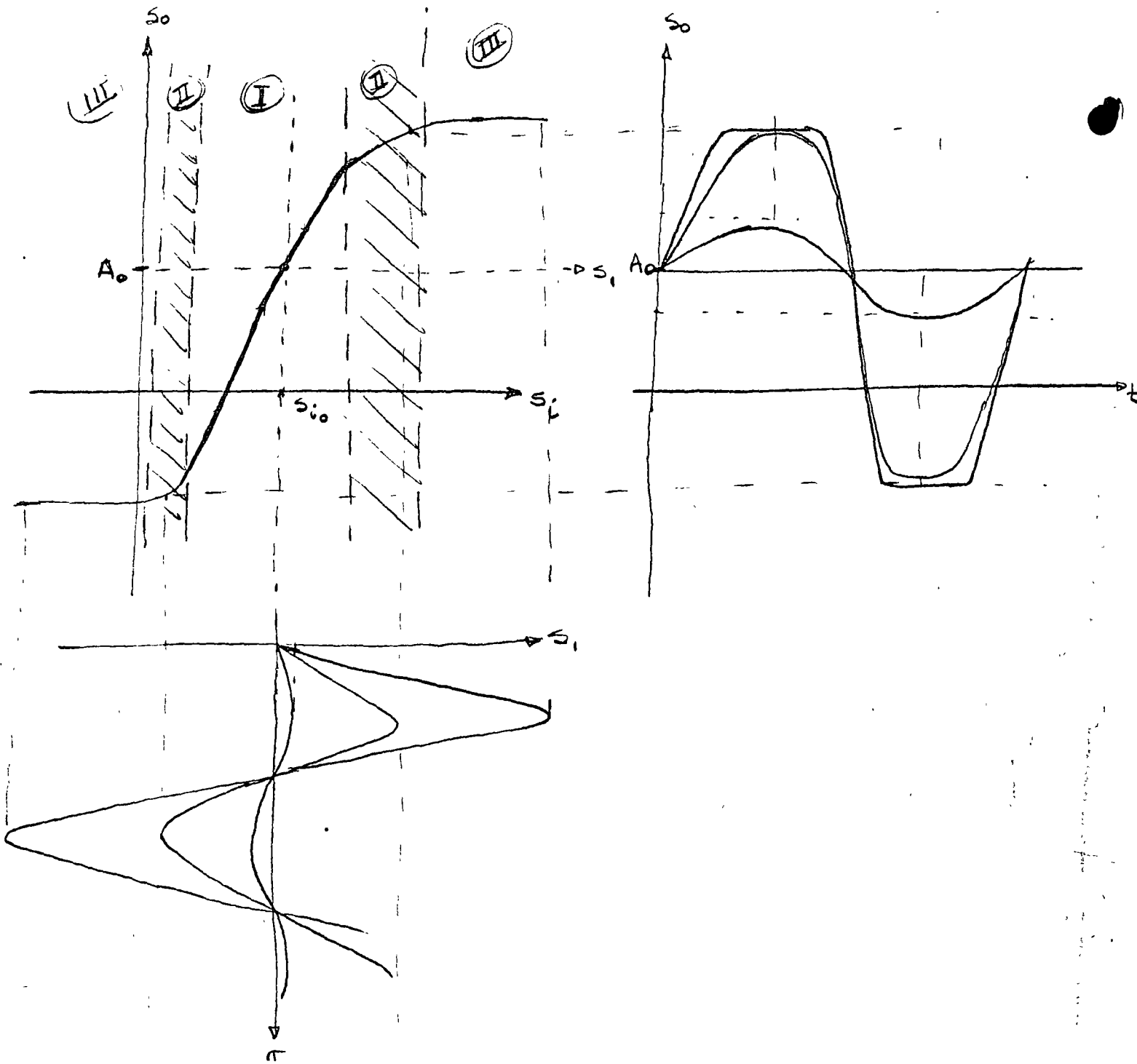


FIG. 1

lla región en la que la no-linealidad es muy poco notoria - - - (región I), B). aquella región en la que la no-linealidad es moderadamente notoria (incluye II), C). aquella región en la que la no-linealidad es abruptamente notoria (incluye a las regiones III). Esto se hace evidente en la misma figura, al observar la señal de salida según la señal de entrada. En el caso (A), la relación entrada-salida se puede considerar lineal, con una transferencia (o ganancia)  $a$ , que es la pendiente de la curva en la región que incluye a la señal de entrada, la señal de salida tiene dos componentes : una ~~de~~ constante (C.D.) ( $a_0$ ), la cual es necesaria para asegurarse de actuar dentro de la región I, y una variable ( $a_1 S_1$ ).

En el caso (C), la excursión de la señal de entradas es tan grande que las regiones (I) y (II) revisten poca importancia, concentrándose el interés en las regiones limitadoras (III). En este grupo se encuentran los circuitos digitales.

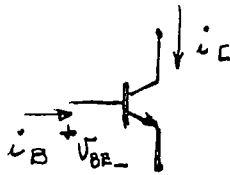
El caso (B), es el que estudiaremos en esta sección; en este caso, las no-linealidades afectan la respuesta pero no de manera que se puedan desprestigiar las regiones (I) y (II), ya que dentro de ellas se produce la transferencia. En este caso, el nivel de C.D. ( $a_0$ ) sigue siendo el de polarización, es decir -- aquel que se obtiene cuando la señal  $S_1$  es cero; sin embargo, -- la onda ~~distorsionada~~ <sup>distorsionada</sup> ~~distorsionada~~ So tendrá un nivel efectivo de C - D diferente de  $a_0$ .

## B). CAUSAS DE LAS NO-LINEALIDADES EN CIRCUITOS ELECTRONICOS.

### ALGUNOS EJEMPLOS :

Las no-linealidades en circuitos electrónicos se debe, principalmente a las no-linealidades de los dispositivos - activos en sí, o sea los transistores y diodos. Para ilustrar lo anterior, daremos un par de ejemplos †

(B-1) - No linealidades en el TBJ  
teóricamente, y muy cercano a la realidad en la práctica, el TBJ tiene dos <sup>cu</sup> ecuaciones fundamentales que modelan su funcionamiento en la gran mayoría de sus aplicaciones analógicas:



$$i_C = \beta i_B \quad \text{--- (1a)}$$

$$i_C = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \quad \text{--- (1b)}$$

en donde  $\beta$  = ganancia de corriente (también llamada  $h_{fe}$ , y despreciando  $I_{CBO}$ )

$I_{ES}$  = corriente de saturación del diodo base emisor con el colector y base en corto circuito.

$$V = \frac{nkT}{q} = n \times 26 \text{ mV} @ T = 300^\circ \text{ K}$$

T = Temp. absoluta en grados kelvin

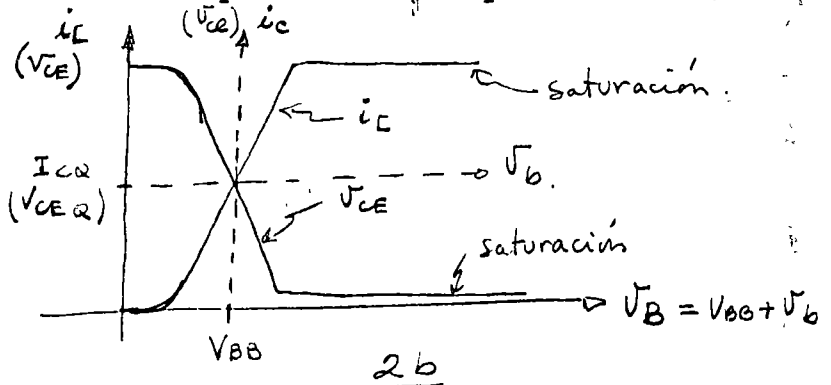
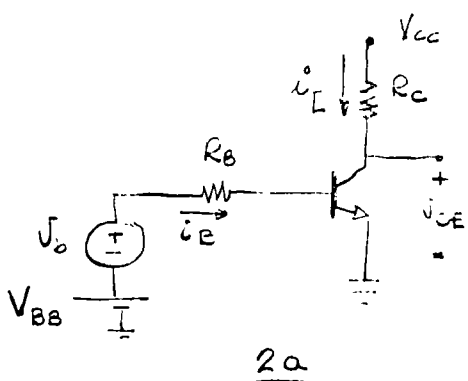
$$= \text{Const. de Boltzman} = 0.086 \times 10^{-3} \frac{\text{eV}}{^\circ \text{K}}$$

q = carga del electrón

$$n = 1 = 2 \text{ (típico para TBJ de silicio } n=1-1)$$

Evidentemente, de la ecuación (1b) se puede notar la relación no lineal entre el voltaje de entrada y la corriente de salida. Estas ecuaciones son válidas solo mientras el TBJ no es saturado, en cuyo caso,  $i_C$  es independiente de  $i_B$  y  $V_{BE}$

En la 2a. figura se muestra un amplificador típico de TBJ.

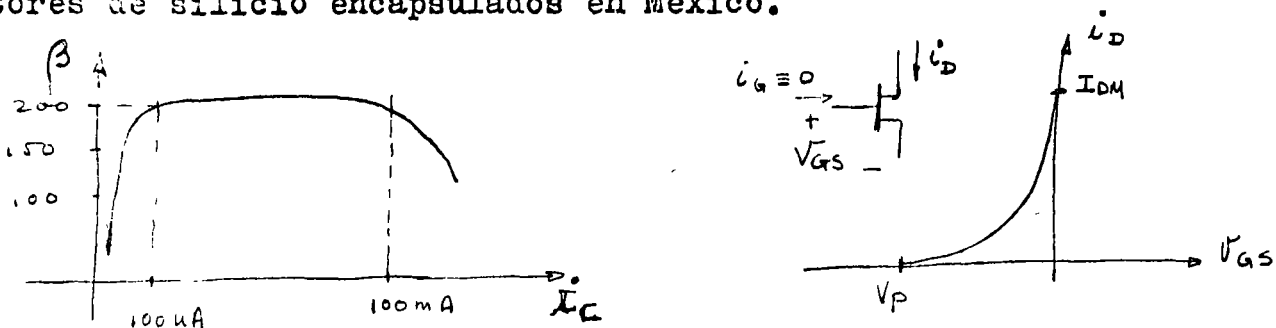


Utilizando las ecuaciones (1a) y (1b) y las leyes de Kirchhoff, se puede llegar a las siguientes relaciones entrada-salida, las que se muestran gráficamente en la figura (2b).

$$\text{antes de saturación} \left\{ \begin{array}{l} i_C = I_{ES} e^{\frac{V_{BB} + V_b - i_C R_B}{V_T}} \quad \text{--- (2a)} \\ i_C = I_{CQ} e^{\frac{V_b/V_T - \frac{2i_C}{\beta R_B V_T}}{V_{BB}/V_T}} \quad \text{--- (2b)} \\ I_{CQ} = I_{ES} e^{\frac{V_{BB}/V_T}{V_{BB}/V_T}} \quad \text{--- (2c)} \\ V_{CE} = V_{CC} - i_C R_C \quad \text{--- (2d)} \end{array} \right.$$

en saturación  $\begin{cases} i_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}(sat)}{R_C} & \text{--- (3a)} \\ V_{CE} = V_{CE}(sat) & \text{--- (3b)} \end{cases}$

La ecuación (2b) da evidencia de la no-linealidad del circuito. Además de la relación exponencial, cabe recordar que no es constante, sino que varía con la corriente de una forma parecida a la que se muestra en la figura 3, típica de transistores de silicio encapsulados en México.



(B-2) EL JFET.- Este dispositivo es menos no-lineal que el TBJ, tiene una impedancia de entrada mucho mayor, pero una ganancia y rangos de corriente mucho menor. Una buena representación del JFET la da la ecuación 4, la cual se representa gráficamente en la figura 4.

$$i_D = I_{DM} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad \text{--- (4)}$$

Donde  $I_{DM}$  = corriente max. de drenaje  
 $V_P$  = voltaje de estrangulamiento

Esta ecuación es válida siempre y cuando  $|V_{DS} - V_{GS}| \geq V_P$

La figura 5 muestra un amplificador tipo de JFET canal N, y la Fig. 6 muestra la característica entrada-salida basada en la ecuación 4 y las leyes de Kirchhoff.

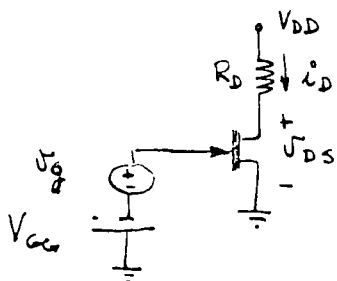


Fig. 5

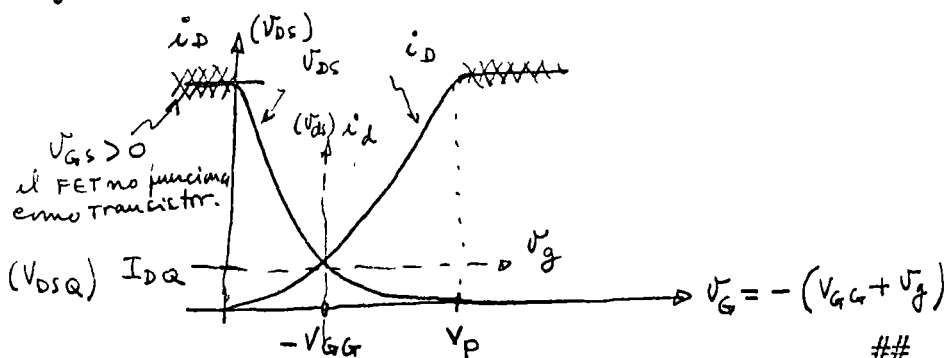


Fig. 6

... ##

Queda por tanto demostrado que los dispositivos comunmente empleados en circuitos electrónicos son no-lineales por naturaleza, y por tanto los circuitos en que se encuentren serán no-lineales.

C). ANALISIS DE LA NO-LINEALIDAD DE UN CIRCUITO CUALQUIERA

Para poder analizar la no-linealidad de un circuito debere- mos recurrir a una representación matemática de su característi- ca entrada-salida. Cualquier curva no-lineal puede ser expresa- da como una serie de potencias de la forma

$$S_o = A_0 + A_1 S_1 + A_2 S_1^2 + A_3 S_1^3 + \dots \quad (5)$$

Esta forma de representación no es muy sencilla de aplicar en un circuito complicado, pero sí es fácil de aplicar a dispo- sitivos simples, con lo que podremos tener una idea del compor- tamiento no-lineal del mismo. Por ejemplo, la exponencial del TBJ puede expresarse en la conocida serie para  $e^x$ , el el binomio - cuadrado del JFET es fácil de expandir y así en la mayoría de los casos de uno o dos transistores.

Sin embargo, es difícil de comprobar experimentalmente una ecuación de la forma de la ecuación(5). Por ésto, se acostumbra a recurrir a otro tipo de serie  $\hat{=}$  La serie de Fourier. Las se- ries de Fourier se basan en su teorema, en el que se expone lo siguiente  $\hat{=}$  una onda periódica cualquiera se puede sintetizar - a base de una suma de ondas senoidales o frecuencias armónicas de la fundamental de la onda en cuestión. En forma matemática - ésto se expresa de la siguiente forma :

$$S_o = k_0 + k_1 \text{Cos}(\omega_1 t + \phi_1) + k_2 \text{Cos}(2\omega_1 t + \phi_2) + \dots \quad (6)$$

DISTORSION ARMONICA

La distorsión por armónicas, como aparece en la ecuación (6) es mucho más simple de medir, ya que basta con filtrar la armó- nica deseada y medir su magnitud.

Las ecuaciones (5) y (6) son fácilmente relacionables entre sí, si se considera que  $S_1$  es una señal senoidal de la forma :

$$S_1 = \hat{S}_1 \text{Cos} \omega_1 t. \quad (7)$$

en cuyo caso se puede deducir que :

$$\begin{aligned}
 k_0 &= A_0 + \frac{1}{2} A_2 \hat{s}_1^2 + \frac{3}{4} A_4 \hat{s}_1^4 + \dots \\
 k_1 &= A_1 \hat{s}_1 + \frac{3}{4} A_3 \hat{s}_1^3 + \dots \\
 k_2 &= \frac{1}{2} A_2 \hat{s}_1^2 + \frac{1}{2} A_4 \hat{s}_1^4 + \dots \\
 k_3 &= \frac{1}{4} A_3 \hat{s}_1^3 + \frac{5}{16} A_5 \hat{s}_1^5 + \dots \\
 &\vdots \\
 \phi_i &= 0 \text{ para toda } i = 1, 2, \dots, n
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

De estas ecuaciones se aprecia el cambio de nivel de C.D. - ( $k_0$ ) debido a la distorsión de armónicas pares (términos cuadráticos). Además, se hace evidente que la distorsión depende de dos factores :

1). Los coeficientes  $A_i$  que representan la no-linealidad del dispositivo.

2). La magnitud de la señal  $\hat{S}_1$  a la entrada.

Se define entonces como distorsión armónica a la razón entre la magnitud de una armónica dada y la magnitud de la fundamental, o sea :

$$\begin{aligned}
 \% D_2 &= \frac{k_2}{k_1} \\
 \% D_3 &= \frac{k_3}{k_1} \\
 &\vdots
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Es muy común hablar de distorsión armónica total, la cual se determina a partir de las distorsiones parciales :

$$\% D_T = \sqrt{\% D_2^2 + \% D_3^2 + \dots + \% D_n^2} \tag{10}$$

### I N T E R M O D U L A C I O N

Un tipo de distorsión muy importante es la de intermodulación. Esta se refiere a la interacción de dos o más señales dada la no-linealidad del dispositivo.

Para especificar la intermodulación en un dispositivo se emplean las señales senoidales a frecuencias diferentes, de manera que :

$$S_1 = \hat{S}_1 \text{ Cos } \omega_1 t + S_2 \text{ Cos } \omega_2 t \tag{11}$$

Aplicando la ecuación (11) a la ecuación (7) se obtiene #

$$\begin{aligned}
 S_o = & k_{00} + k_{11} \cos \omega_1 t + k_{12} \cos \omega_2 t + \dots + \\
 & + k_{21} \cos \omega_1 t + k_{22} \cos 2\omega_2 t + \dots + \\
 & + h_{11} \cos (\omega_1 + \omega_2) t + h_{12} \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \\
 & + h_{21} \cos (2\omega_1 + \omega_2) t + h_{22} \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \dots (12)
 \end{aligned}$$

En donde

$$\left. \begin{aligned}
 k_{11} &= A_1 \hat{S}_1 + \frac{3}{4} A_3 \hat{S}_1 (\hat{S}_1^2 + \hat{S}_2^2) + \dots \\
 h_{11} = h_{12} &= A_2 \hat{S}_1 \hat{S}_2 \\
 h_{21} = h_{22} &= \frac{3}{4} A_3 \hat{S}_1 \hat{S}_2^2 \\
 &\vdots
 \end{aligned} \right\} (13)$$

Existen dos formas de especificar la intermodulación :

1).  $\hat{S}_1 = \hat{S}_2$  y  $\omega_1 \approx \omega_2$ , o sea dos señales iguales --- con magnitudes y a frecuencias cercanas. Se especifica entonces el porcentaje de distorsión igual que el de distorsión armónica #

$$\left. \begin{aligned}
 \% D_{I1} &= \frac{h_{11}}{k_{11}} \\
 \% D_{I2} &= \frac{h_{21}}{k_{11}} = \frac{h_{22}}{k_{11}}
 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (14)$$

etc.

2).  $S_1 \gg S_2$  ( $S_1 \approx 4 S_2$ ) y  $\omega_1 \ll \omega_2$ . Ahora, como la ~~suma~~ <sup>suma</sup> #

$$\cos \omega_2 t + h_1 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + h_1 \cos (\omega_2 - \omega_1) t$$

se puede expresar como :

$$(1 + 2h_n \cos n\omega_1 t) \cos \omega_2 t$$

O sea una senoide de amplitud modulada. En este caso se habla de modulación cruzada, y se define el índice de modulación #

$$m_n = 2h_n$$

Definiendo entonces la distorsión por intermodulación como =

$$D_{I1} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots} \dots \dots (15)$$



Para distinguirlas, a esta última se le acostumbra llamar -  
modulación cruzada.

La distorsión es de gran importancia si se considera que un  
amplificador en general, desea reproducir algún tipo de infor--  
mación. Para dar una idea de la importancia relativa de la dis--  
torsi3n, diremos que en condiciones 3ptimas de audici3n, los --  
productos de distorsi3n en el centro del rango de audio se se --  
de detectan solo para :

$D_T \approx 3 \%$   
 $D_{I1} \approx 10 \%$   
 $D_{I2} \approx 1.5 \%$

Adviertase que estas especificaciones se refieren a entra--  
das senoidales.

Ciudad Universitaria, D. F. Junio 20, 1973.

ING. JOSE FRANCISCO ALBARRAN NUÑEZ

'czh



## CONVERTIDORES DIGITAL-ANALÓGICOS

Dr. Jorge Valardi Caram

### Introducción

Los convertidores digital-analógicos (D/A) presentan palabras digitales a un decodificador D/A para convertirlas a un nivel de voltaje analógico proporcional. El convertidor D/A de voltaje consiste de cuatro elementos principales:

- (1) Circuito lógico
- (2) Red de resistencias
- (3) Conmutadores
- (4) Voltajes de referencia

Los decodificadores D/A que se van a considerar a continuación contienen los elementos (2) y (3) anteriormente mencionados. - Para simplificar la discusión sobre convertidores D/A, este documento únicamente tratará con decodificadores de códigos binarios, comunes y corrientes, haciendo notar que la extensión de esta discusión a otros códigos no es del todo difícil.

Por lo que se refiere a la clasificación de los convertidores A/D se puede hacer respecto a su circuito lógico, al tipo de red de resistencia, al tipo de conmutadores o el tipo de voltajes de referencia. A continuación distinguiremos a los convertidores por el tipo de red de resistencias que utilicen.

Por ejemplo, la salida analógica,  $E_o$ , de un convertidor D/A - de  $n$ -bits unipolar con código binario BCD, está dada por la fórmula:

$$E_o = V_R (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n})$$

donde  $V_R$  es un voltaje analógico de referencia y los coeficientes  $a_i$  son iguales a 0 si el  $i$ -ésimo bit está apagado, o igual a 1 si el  $i$ -ésimo bit está prendido. El peso sobre el bit más significativo es  $V_R/2$  y el peso del bit menos significativo es  $V_R/2^m$ . Cuando todos los bits estén prendidos (i.e., todas las entradas binarias se encuentran en lógico 1), la salida analógica será igual a  $V_R(1-2^{-n})$ . Cuando un amplificador operacional se usa a la salida del convertidor, en ganancia puede ajustarse para asignarle valores de  $V_R$ . Por ejemplo si  $V_R = 10.240$  v. en un convertidor D/A de 10 bits ( $2^{10}=1024$ ) el bit menos significativo adquiere un valor de  $10.240 \text{ V}/1,024$  o  $10 \text{ mV}$ . Cuando todos los bits estén prendidos, la salida será  $10.230 \text{ V}$ , es decir,  $V_R$  menos el peso del bit menos significativo. Aunque el hecho de hacer que  $V_R = 10.240 \text{ v.}$  hace que los niveles de entrada sean combinaciones fáciles de recordar en potencias de 2, la salida analógica es comunmente escalada a  $10.00 \text{ v}$  cuando todos los bits están prendidos.

#### DECODIFICADOR D/A DE ESCALERA DE RESISTENCIAS TIPO R-2R

En la Fig. DA-1 se muestra un decodificador que hace uso de so-

lamente dos tipos de resistencias,  $R$  y  $2R$ . La impedancia de salida de este tipo de red es  $R$  (ver anexo 1) independiente de la posición de los interruptores. La tolerancia absoluta de las resistencias no es crítica, pero su razón  $R/2R$  lo es ya que la red es un dispositivo divisor de corriente de precisión. Para mejor entender el funcionamiento básico de este circuito podemos considerar la contribución de cada bit a la vez y luego hacer uso del principio de la superposición, o simplemente podemos ir, de abajo para arriba, obteniendo circuitos equivalentes hasta obtener un circuito de una sola malla. También haremos uso, cuando sea conveniente, de los teoremas de Thévenin y el de sustitución.

Para el ejemplo de la Fig. DA-2 (a) de 3 bits mas el signo, - el cálculo del voltaje de salida se hace de la manera siguiente. Si suponemos que un 1 en el bit del signo indica una cantidad positiva, la entrada digital mostrada es 1100. Considerando el equivalente de resistencias en serie y paralelo la Fig. DA-2 (a) puede simplificarse a las Figs. DA-2(b) y DA-2(c), es decir, cuando  $R_L \gg R$   $V_{0A} = (V_2) V_R$  y para cualquier valor de  $R_L$ ,  $V_{0A} = (1/2) V_R (R_L / R + R_L)$ .

Cabe mencionar que las salidas equivalentes calculadas para cualquiera de los bits de este tipo de red escalera, son independientes del número total de bits. Esto se debe a que se tenga una resistencia terminal independiente del número de bits decodificadores ( $R_0$  en el ejemplo de la Fig. DA-2), es decir, para este tipo de red, el aumentar el número de bits en el convertidor D/A no cambia el peso original de cada bit comenzando con el bit mas

significativo, pero si altera la resolución de conversión pues to que el bit menos significativo es reducido en peso por un factor de 2 por cada bit añadido.

Otro ejemplo se muestra en la Fig. DA-3 donde se considera el mismo codificador para una entrada digital 1010. En este caso  $V_{OA} = (1/4) V_R$ . De manera similar se pueden obtener los valores de  $V_{OA}$  para todas las combinaciones digitales de entrada. Un resumen parcial del tipo de voltajes  $V_{OA}$  es:

<u>entrada digital</u>	<u><math>V_{OA}</math></u>
1000	0
1001	$1/8 V_R$
1010	$2/8 V_R$
1011	$3/8 V_R$
1100	$4/8 V_R$
1101	$5/8 V_R$
1110	$6/8 V_R$
1111	$7/8 V_R$

Se puede observar que para una entrada digital 1111, la suma de las corrientes no originará un voltaje igual a  $V_R$  sino  $7/8 V_R$ . El aumentar el número de bits a 4 resultaría en una salida máxima de  $(15/16) V_R$ , aumentando a 5 bits obtendríamos  $(31/32) V_R$ , etc. Esto se debe a que la resistencia terminal tiene un efecto en el voltaje de salida igual al bit menos significativo, sin embargo, el eliminar dichas resistencias causa errores de decodificación, como se puede comprobar al repetir los cálculos anteriores para 1100 y 1010.

Consecuentemente el voltaje máximo de salida está dado en general por:

$$V_{OF} = (2^m - 1) V_R / 2^m$$

y para este tipo de redes, el valor analógico equivalente a cualquier palabra digital de longitud  $n$  puede calcularse de la fórmula:

$$V_{OA} = \left( \frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{4} D_2 + \frac{1}{8} D_3 + \dots + \frac{1}{2^n} D_n \right) \left( \frac{V_R R_L}{R + R_L} \right)$$

donde el primer término es el bit mas significativo. La letra  $D$  representa el estado de la entrada digital (0 o 1) de un bit en particular.

Finalmente se muestra otro ejemplo de un decodificador de 4 bits con los niveles de voltaje que se originan en la configuración dada en la Fig. DA-4.

Cabe mencionar que la principal ventaja de este tipo de codificador es que todas las resistencias son de valor  $R$  o  $2R$ , aspecto muy importante pues se puede escoger valores comerciales fácilmente que estén adaptados en el coeficiente de temperatura. También, el peso de cada bit es independiente del número de bits a decodificar, pero el voltaje máximo de salida sí es dependiente del número de bits en el decodificador.

#### DECODIFICADOR D/A DE ESCALERA DE RESISTENCIAS DE PESO VARIABLE

En la Fig. DA-5 se muestra un decodificador conceptual de resistencias de peso variable, es decir el valor de cada resistencia es inversamente proporcional al valor en peso binario del bit digital particular que decodifica. Básicamente este decodificador actúa como sumador de corrientes (a la entrada del amplificador operacional), cada corriente entrante es proporcional al peso del bit equivalente.

Como ejemplo, se ilustra en la Fig. DA-6 cómo el voltaje analógico (con los varios pesos) es generado para un sistema de 3 - bits mas el signo. Se puede notar que para este tipo de decodificador cada incremento de voltaje analógico es de  $1/7 V_R$ , y no de  $1/8 V_R$  como fué el caso de la red R-2R. También podemos ver que para  $R_L \gg R$ , independientemente del número de bits - decodificados, la máxima salida analógica es  $V_{of} = V_R$ . Además, el peso del voltaje analógico de cada bit no es independiente - del número de bits en el decodificador. Para un decodificador de n bits el peso de salida analógica para el bit mas significativa tivo es

$$V = \left( \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \right) V_R$$

y para el bit menos significativo

$$V = \left( \frac{1}{2^n - 1} \right) V_R$$

El valor analógico equivalente para cualquier palabra digital de longitud n puede calcularse usando la fórmula:

$$V_{oA} = \left[ \left( \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \right) D_1 + \frac{1}{2} \left( \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \right) D_2 + \frac{1}{4} \left( \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \right) D_3 + \dots + \left( \frac{1}{2^n - 1} \right) D_n \right] \left( \frac{V_R R_L}{R_0 + R_L} \right)$$

Una ventaja inminente en este tipo de decodificador es que la máxima corriente extraída de la referencia  $V_R$  para cada bit, es inversamente proporcional al valor de la resistencia en la red. Por lo tanto, puesto que la corriente requerida por el bit menos significativo es considerablemente menor que la del bit mas significativo, se puede ahorrar una gran cantidad de potencia consumida en el sistema.



Una de las ventajas de este decodificador es que cuando el número de bits a decodificar <sup>es grande</sup>, los valores de resistencia son muy altos y por consiguiente muy difíciles de obtener comercialmente. Además de que los valores exactos pueden no existir comercialmente y se tiene que utilizar valores de resistencia de baja tolerancia ( $\approx 0.1\%$ ) especialmente en los valores altos.

#### EJEMPLO: CONVERTIDOR D/A POR DIVISION DE CORRIENTE

Este convertidor D/A de 10 bits hace uso de divisores de corriente activos y no depende de resistencias de precisión. Este decodificador da una exactitud mejor del  $\pm 0.05\%$  a salida máxima y a temperatura ambiente, y del  $\pm 0.125\%$  en el rango 0 a  $75^\circ\text{C}$ .

Básicamente este convertidor está estructurado por una serie de divisores de corriente en cascada, cada uno con dos salidas. Una de las salidas es la fuente de corriente para el siguiente divisor en cascada; la otra salida es enviada al amplificador de salida o a tierra, dependiendo del interruptor controlado por el bit que va a ser convertido. El hecho de conectar en cascada un número de divisores de corriente, divide por dos repetidamente una corriente constante en un número de corrientes que tienen magnitudes proporcionales a  $1/2, 1/4, 1/8, \dots, 1/2^n$ . Entonces cuando se combinan estas corrientes en el punto de suma (entrada al amplificador operacional) el voltaje de salida producido es directamente proporcional a los dígitos del número binario.

## ANEXO I

## Convertidores Digitales - Analógicos

Cálculo de la impedancia de salida de decodificador D/A de la Fig. DA-1.

La impedancia de salida puede fácilmente calcularse si se supone que todos los interruptores de la Fig. DA-1 están conectados a tierra. Entonces la resistencia entre el nodo 6 y tierra a través de la combinación paralela de  $R_5$  y  $R_6$  es:

$$\frac{1}{1/R_5 + 1/R_6} = \frac{2R}{2} = R$$

continuando hacia arriba, la resistencia entre el nodo 5 y tierra a través de  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  y  $R_6$  es:

$$\frac{1}{1/R_3 + 1/(R_4 + R)} = \frac{1}{1/2R + 1/2R} = R$$

finalmente, en el nodo 4, la resistencia hacia tierra es

$$R_o = \frac{1}{1/R_1 + 1/(R_1 + R)} = R$$

Como se mencionó anteriormente, todos los interruptores están conectados a tierra. El mismo resultado se obtiene independientemente de la posición de los interruptores siempre y cuando las fuentes de voltaje sean de baja impedancia. Por lo tanto, el conectar los interruptores en las diferentes combinaciones de posición hace que varíe el valor del voltaje de salida  $V_{0A}$ , más no altera la resistencia equivalente de salida de la red.

*Achievable Tolerances for Various Resistor Types\**

See Footnote <sup>o</sup>	Carbon Composition	Deposited Carbon	Metal Film	Wire-Wound†	Remarks
Absolute tolerance	±5%	±1%	±0.1- ±1%	±0.01- ±1%	Time constant for a good noninductive wire-wound resistor can be as low as 0.05 μs.
Matching tolerance	±5%	±1%	±0.1%	±0.001%	
End-of-life (shelf-life) tolerance		±0.5%/yr	±0.1%/yr	±0.002%/yr	The film and composition resistors typically have less than 1 μμF of capacitance and 1 μH of inductance.
Absolute temperature coefficient per °C	±500 ppm	±500 ppm	±300 to ±25 ppm	±25 to ±1 ppm	
Temperature coefficient matching °C				±0.1 ppm	

\*The values shown indicate what can be achieved with the particular manufacturing techniques. To achieve the limits in accuracy possible, it is sometimes necessary to contact various manufacturers, find their limits, and write a specification around the most desirable resistor or resistor ladder network.

†Also included in this column would be the bulk metal film resistors (Vishay Resistor Products).

*Characteristics of Various Microelectronic Resistor Networks*

Silicon diffused	Monolithic circuit Tolerance = 20% matching 5% T.C. = 3000 ppm Use in D/A decoders up to 2-3 bits
Silk screen network in microcircuit flat pack, etc.	Tolerance = 10% trimmed to 1% T.C. = 300 ppm matching 20 ppm (Factor of 6 in resistance value for single screening) Use in D/A decoders up to 6-7 bits
Thin film network in microcircuit flat pack, etc.	Tolerance = ±5 to ±0.1% T.C. = 50 ppm matching 5 ppm Use in D/A decoders up to 10-11 bits

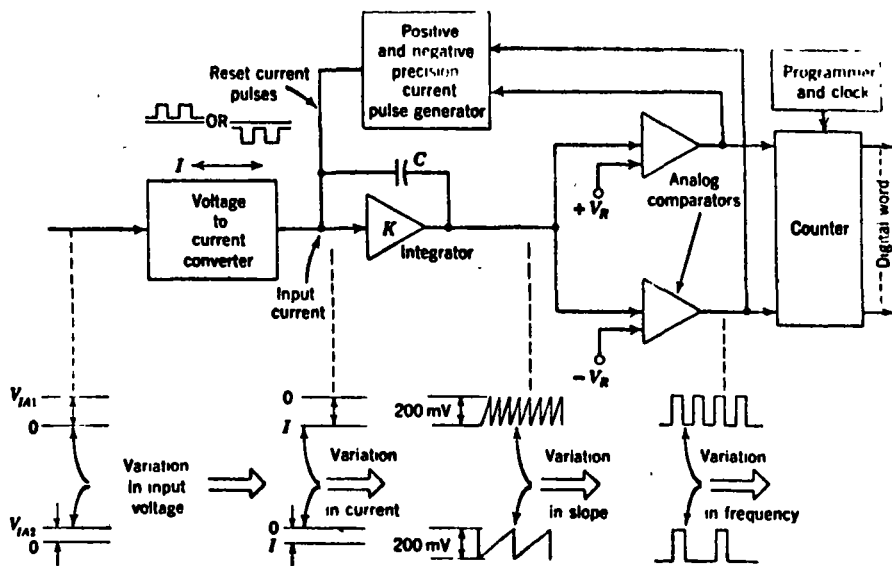


Fig. AD-1 Convertidor A/D de voltaje a frecuencia

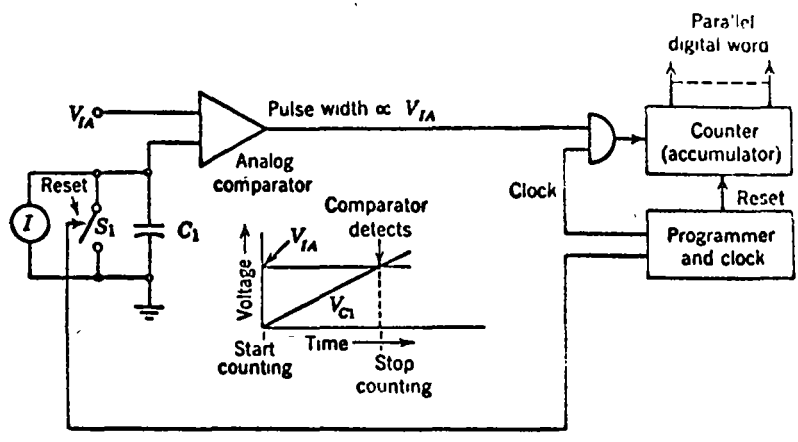


Fig. AD-2 Convertidor A/D modulador por ancho de pulsos

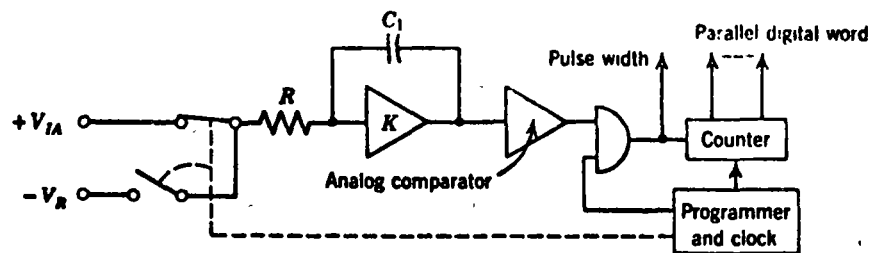


Fig. AD-3 Convertidor A/D integrador de subida y bajada

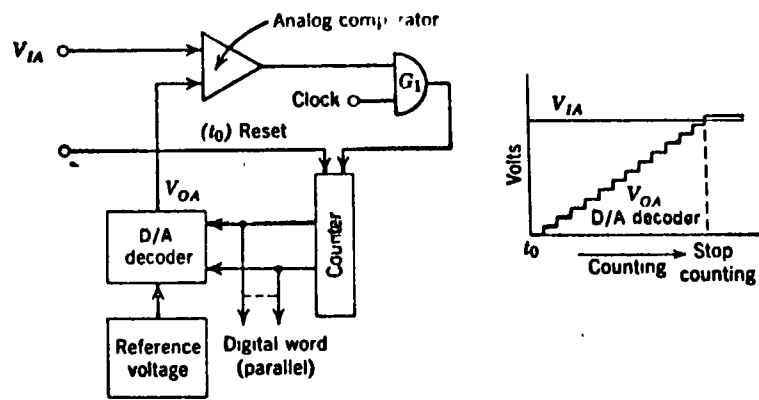


Fig. AD-4 Convertidor A/D contador de rampa

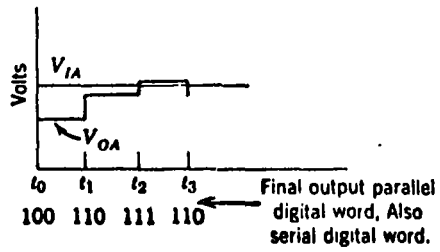
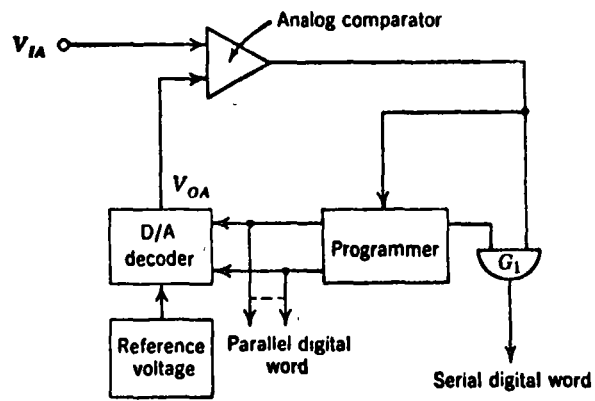


Fig. AD-5 Convertidor A/D de aproximación sucesiva



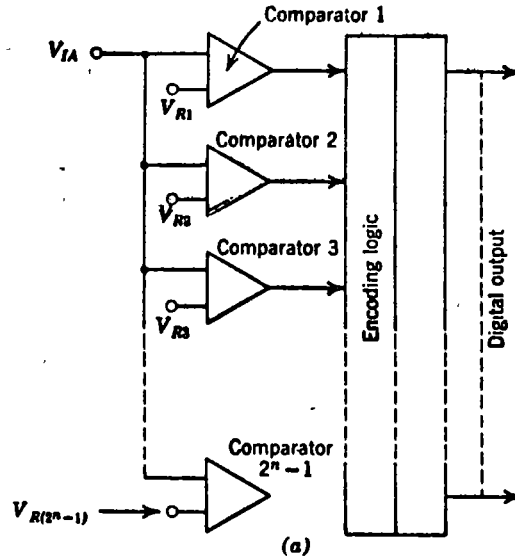


Figure 11.6a Block diagram of a simultaneous (parallel) A/D converter.

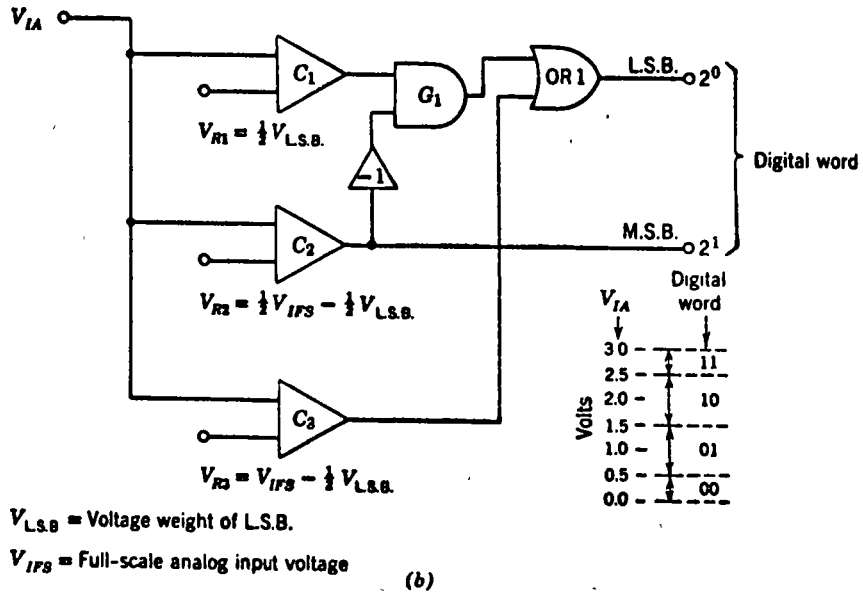


Fig. AD-6 Convertidor A/D paralelo

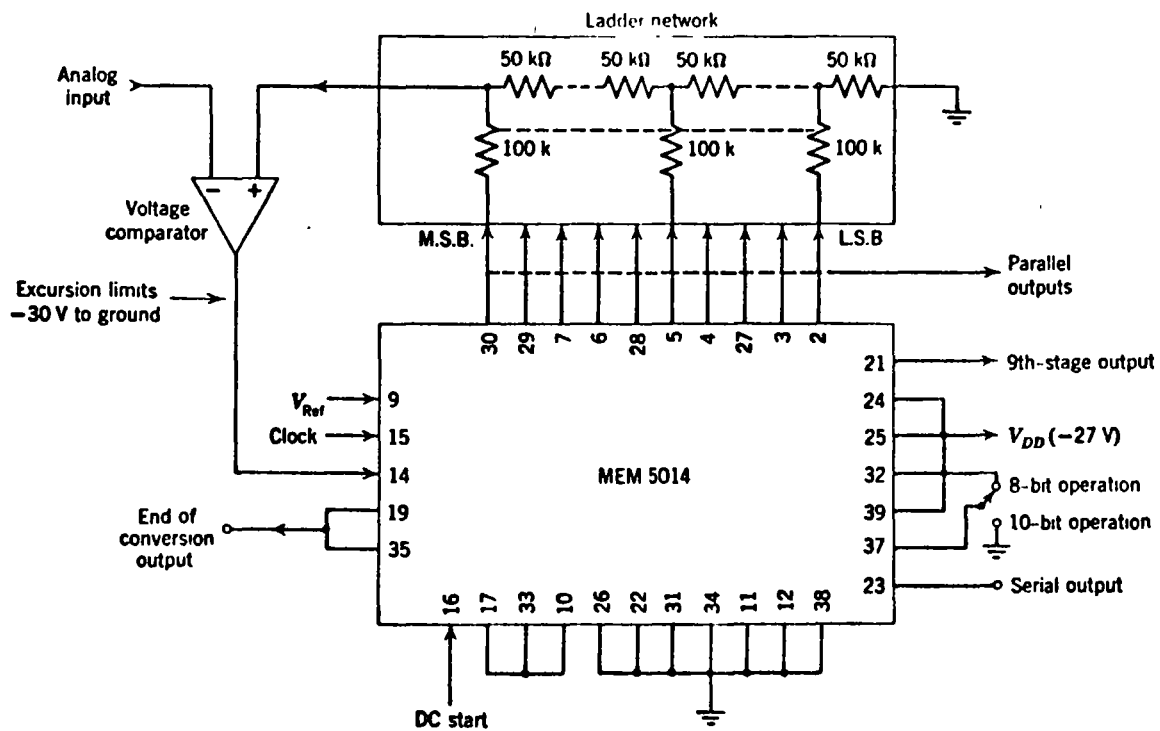


Fig. AD-7 Conexiones típicas modo A/D de aproximación sucesiva.  
Circuito MEM-5014.

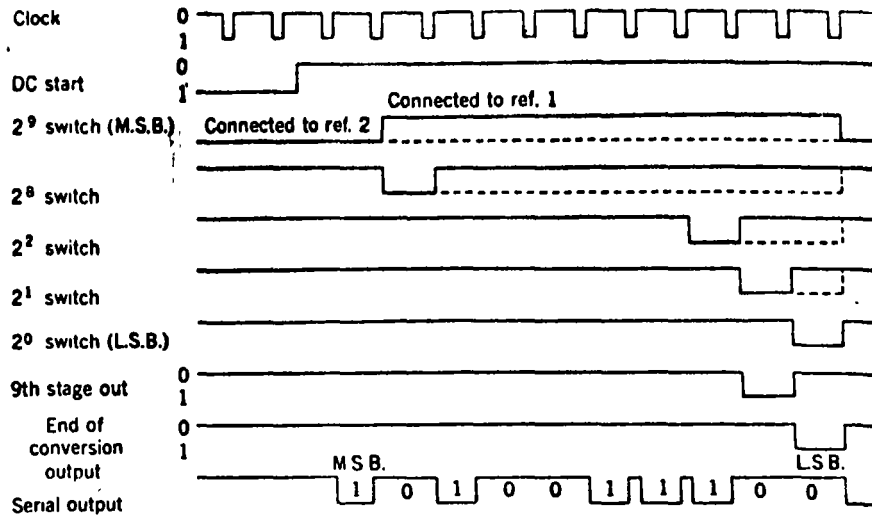
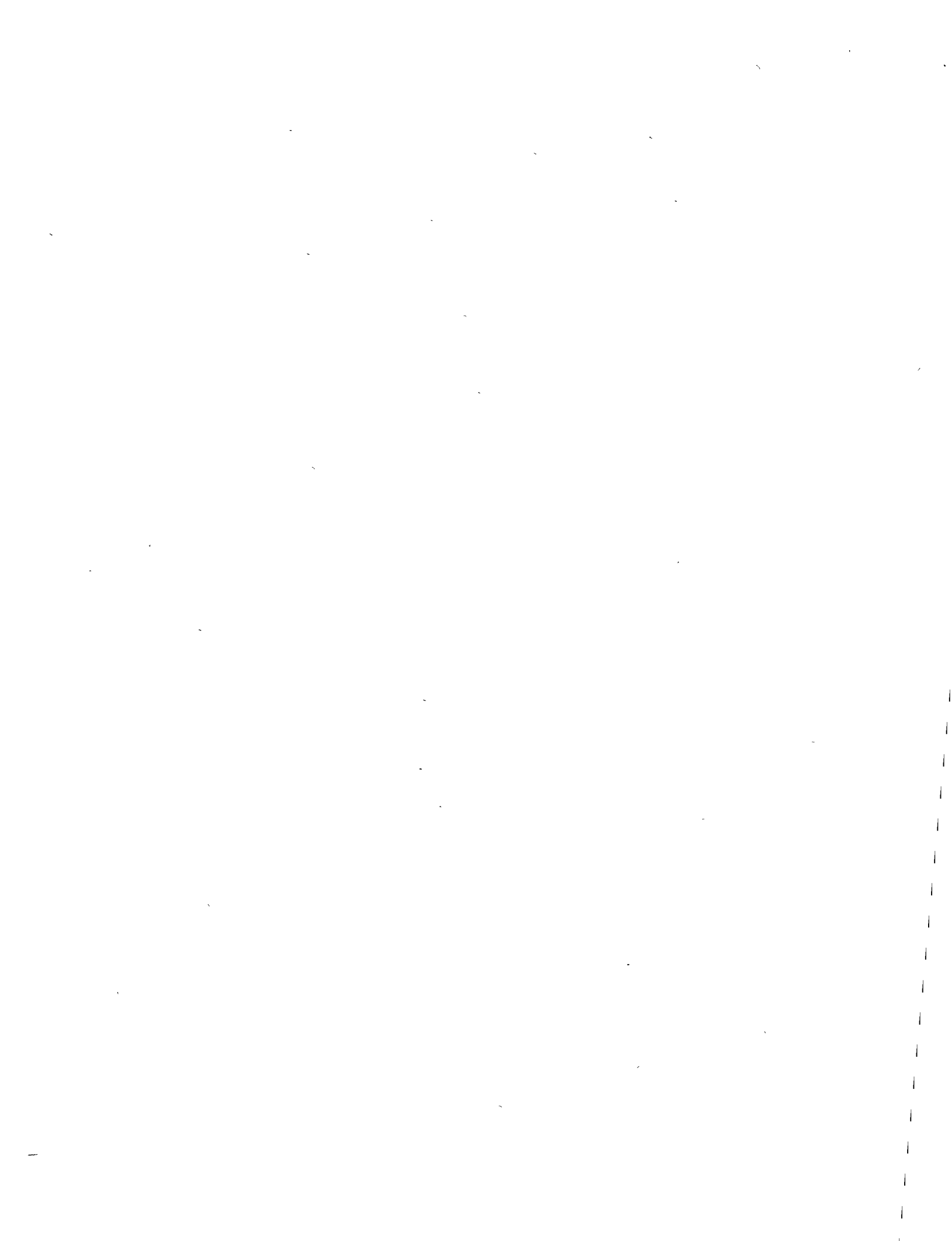


Fig. AD-8 Formas de onda típica-modo A/D de aproximación sucesiva. Circuito MEM-5014.

El convertidor operará continuamente si la terminal DC-start es aterrizada y siempre determinará la salida de bit mas significativo en el primer ciclo del reloj después de una transición positiva de la terminal PC-start. Para una operación de conversión simple a partir de un comando externo, se debe quitar la conexión entre las terminales 19 y 35 y se aplica el comando en la terminal DC-start.



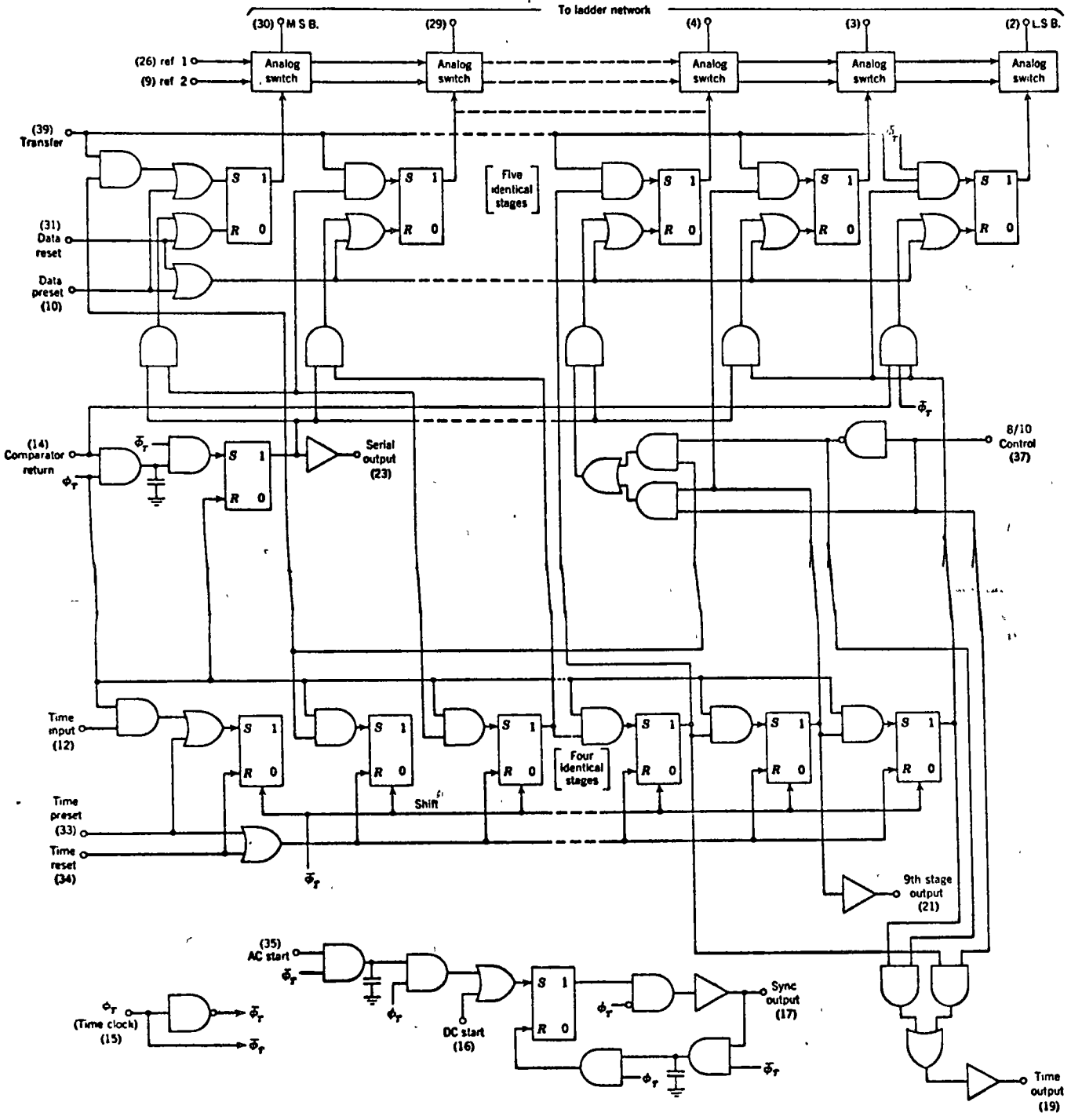


Fig. AD-9 Diagrama l6gico del circuito MEM-5014.

## CONVERTIDORES ANALOGICO-DIGITALES

### Introducción

Los convertidores analógico-Digitales (A/D) básicamente traducen <sup>una</sup> señal analógica en una señal digital. La señal analógica es introducida a la entrada del convertidor A/D y después de un tiempo finito de conversión la salida es presentada en forma digital para ser usada por una computadora, una unidad de des<sub>u</sub>pliegue binario, etc.

Existen varias maneras de clasificar los convertidores A/D:

1. (a) programados  
(b) no-programados
2. (a) a circuito abierto  
(b) con retroalimentación
3. (a) carga de condensador  
(b) comparación de voltajes discretos

En los convertidores A/D programados, la conversión es llevada a cabo en un número dado de pasos, con cada paso marcado por un intervalo de tiempo fijo. Los no-programados requieren que una secuencia de eventos sucedan antes de que la conversión esté completa; sin embargo, esta secuencia no está marcada en pasos de tiempo fijo y depende solamente del tiempo de respuesta de circuito conversor. En los convertidores a circuito abierto se hace una comparación directa entre el voltaje de entrada y un voltaje de referencia. El resultado de tal comparación es una palabra digital que es equivalente a la entrada analógica. En los convertidores con retroalimentación y conforme la conversión procede, un voltaje analógico generado internamente como función de

una palabra digital en el convertidor A/D es retroalimentado a una de las entradas del comparador. Este voltaje es comparado contra el voltaje de entrada que se va a convertir, y cuando el voltaje de retroalimentación es igual al voltaje de entrada, la conversión está correcta. El tercer método de clasificación es el que se discutirá en este documento. El convertidor de carga de condensador depende básicamente en la codificación digital del tiempo de carga y de un condensador a un voltaje de referencia o al valor del voltaje de entrada. Los convertidores por comparación de voltajes, discretos, utilizan un proceso de conversión que depende básicamente en la generación de voltajes discretos cuyos niveles son equivalentes a palabras digitales, y la comparación de estos niveles de voltaje discretos con la entrada analógica determina la palabra digital equivalente.

Se mostrarán varios ejemplos de convertidores A/D y posteriormente se hará un diseño de uno de ellos para ilustrar algunos criterios generales, en la siguiente manera:

#### Convertidores A/D por carga de condensador

- Convertidor de voltaje a frecuencia
- Modelador por ancho de pulsos
- Integrador de subida y bajada

#### Convertidores por comparación de voltajes discretos

- Contador de rampa
- Aproximación sucesiva
- Paralelo

### CONVERTIDOR A/D DE VOLTAJE A FRECUENCIA

En este tipo de convertidor, mostrado en la Fig. AD-1, el voltaje analógico es convertido a una corriente constante proporcional la cual es integrada por un amplificador acoplado directamente. La integración continúa hasta que la salida del integrador excede  $+V_R$  o  $-V_R$ , momento en el que uno de los comparadores analógicos genera un pulso de salida. El pulso de salida es utilizado para poner al integrador a zero. Como resultado se tiene que el número de pulsos por segundo, es decir, la frecuencia, es proporcional al voltaje analógico de entrada. Estos pulsos pueden ser contados durante un período fijo de tiempo, por un contador binario. La cuenta digital al final de este tiempo es proporcional a la entrada analógica.

### CONVERTIDOR A/D MODULADOR POR ANCHO DE PULSOS

Aparentemente este convertidor es de los más fáciles de implementar. En la Fig. AD-2 se puede ver que efectivamente la señal analógica de entrada es inicialmente transformada a la duración de un pulso. El ancho del pulso es convertido a forma digital contando el número de ciclos que una frecuencia de referencia oscila entre el comienzo y el final del pulso. Este proceso se lleva a cabo de la manera siguiente: el interruptor  $S_1$  permanece cerrado hasta que la conversión comience, entonces el comienzo del ancho del pulso el interruptor es abierto y el condensador  $C_1$  se carga linealmente debido a la fuente de corriente constante  $I$ . El comparador analógico que se encuentra también conectado al condensador, conducirá relativamente poca corriente. Conforme el condensador se carga a partir de cero



volts, el acumulador (típicamente un contador binario) cuenta los ciclos de la frecuencia de referencia. Cuando el voltaje en  $C1$  es igual al voltaje de entrada  $V_{IA}$ , la salida del comparador cambia de estado (fin del pulso). La señal del comparador desconecta la frecuencia de referencia del acumulador y la cuenta final en el acumulador es el equivalente digital del voltaje analógico de entrada.

#### CONVERTIDOR A/D INTEGRADOR DE SUBIDA Y BAJADA

No obstante este convertidor es del tipo modulador por ancho de pulsos es inherentemente más exacto que el anterior. A partir de la Fig. AD-3 se puede apreciar que la idea básica es la de generar un pulso cuya duración sea proporcional al voltaje de entrada, haciendo una comparación en tiempo entre las dos integraciones. De esta manera se eliminan muchos de los errores absolutos que existen al generar una rampa. La primera integración es con la señal analógica de entrada y continúa durante un intervalo de tiempo fijo  $t_1$ . La entrada al circuito integrador es conectada a un voltaje de referencia. El tiempo (a partir de esta conmutación) que tarda el integrador en alcanzar un punto de referencia fijo da una medida del nivel del voltaje de entrada. A partir del tiempo  $t_1$  hasta que la salida del integrador ha alcanzado el voltaje de referencia conocido, se producen pulsos de cuenta de un reloj las cuales son alimentados a un contador binario. La cuenta final en el registro es entonces el equivalente digital al voltaje analógico de entrada.

### CONVERTIDOR A/D CONTADOR DE RAMPA

Este tipo de convertidor es uno de los más simples, a cambio de una lentitud relativa. En la Fig. AD-4 se puede apreciar que la conversión comienza con un pulso de inicio en  $t_0$ , el contador es puesto a cero, el cual envía la salida del decodificador D/A a cero volts. El contador comienza a recibir y a contar señales del reloj a través de la compuerta 1. El decodificador D/A es puesto como esclavo al contador de manera que conforme las cuentas aumenten su valor en el contador, el voltaje de salida del decodificador  $V_{0A}$  aumenta, como se muestra en el diagrama simplificado de tiempo. Cuando la cuenta se ha incrementado lo suficiente para que  $V_{0A}$  sea ligeramente mayor que el voltaje analógico de entrada el comparador cambia de estado, alimentando a la compuerta 1 para que ya no entren más pulsos al contador. En este momento, la palabra digital paralela en el contador es el equivalente digital del voltaje analógico de entrada.

### CONVERTIDOR A/D DE APROXIMACION SUCESIVA

Este proceso de conversión consiste básicamente en comenzar con el bit más significativo (B.M.S.) e intentar de manera sucesiva un 1 en cada bit de un convertidor D/A, como se ilustra en la Fig. AD-5. Conforme cada bit es intentado, la salida del decodificador D/A es comparado con la señal analógica de entrada. Si la salida del decodificador D/A es mayor, el 1 es desplazado de ese bit conforme el proceso continua y un 1 es intentado en el siguiente bit mas significativo. Si la señal de entrada es mayor, el 1 permanece en ese bit. Al final del proceso y des -

pués de que el bit menos significativo ha sido intentado, la palabra digital en el decodificador D/A es el equivalente digital del voltaje analógico.

#### CONVERTIDOR A/D PARALELO

Este convertidor paralelo hace uso de un comparador analógico con una referencia de voltaje fija como una de sus entradas, para cada nivel de cuantificación en la palabra digital a partir de cero hasta máxima escala, como se puede observar en la Fig. AD-6. El voltaje analógico de entrada se conecta a la otra entrada de cada comparador para que se haga una comparación analógica con todos los niveles de voltaje de referencia que representen a todos los niveles de cuantificación. Las salidas de estos comparadores alimentan a una lógica de codificación para así generar la palabra digital equivalente. El valor de la palabra digital de salida depende de los comparadores, los cuales han detectado que el voltaje analógico de entrada era mayor que su voltaje de referencia.

#### EJEMPLO: UN CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL DE APROXIMACION SUCE SIVO CON MOSFET

En la Fig. AD-5 se ilustró el funcionamiento básico de un convertidor A/D de aproximación sucesiva, es decir se fue generando una señal digital y comparándola con la señal analógica de entrada hasta que ambas fueran equivalentes. Este tipo de conversión A/D es una de las más comúnmente usadas ya que es bastante rápida y se puede obtener exactitudes hasta del orden de

$\pm 0.005\%$  a cambio de mayor complejidad en los circuitos.

Desde el punto de vista práctico, los transistores de efecto de campo de óxido de metal (MOSFET) ofrecen grandes facilidades o para la construcción de un convertidor A/D en un circuito integrado monolítico de silicio. Esto se debe a un pequeño tamaño geométrico y la necesidad de menos pasos de difusión en su fabricación, siendo ésto muy atractivo en la producción a gran escala en una sola tableta de silicio. Sin embargo, esta configuración presenta algunos problemas. Las resistencias construidas por difusión están limitadas en tolerancia ( $\pm 20\%$ ) y tienen grandes coeficientes de temperatura ( $0.3\%/^{\circ}\text{C}$ ). Además de que si el amplificador diferencial usado en el comparador y el diodo zenner de referencia están en la misma cápsula los errores de conversión tienden a sumarse.

Tomando en cuenta los problemas anteriores, General Instrument Corporation fabricó un arreglo monolítico de circuito en una sola tableta de silicio, el cual realiza todas las funciones de tiempos y de la lógica de control, así como el almacenamiento digital y las funciones de conmutación analógicas del decodificador D/A, de un convertidor A/D de aproximación sucesiva de 10 bits. Las figuras AD-7, AD-8 y AD-9 muestran las conexiones típicas, las formas de onda y el diagrama lógico del circuito MEM-5014 de General Instrument Corporation. La red de resistencias de precisión para el decodificador D/A, la fuente de voltaje de referencia y el comparador analógico de voltaje son externos al circuito.

Además del error de cuantificación, la otra fuente de error en la conversión A/D interna a la tableta de silicio son las resistencias de conducción de los conmutadores analógicos. Estas son, típicamente de 5 a 0  $\Omega$  para el bit mas significativo, 1100  $\Omega$  para el segundo bit mas significativo y todos los demás bits. Para alcanzar exactitudes razonables en la decodificación D/A con esos valores de resistencia de conducción de los conmutadores (que por cierto son relativamente altos), es necesario hacer uso de valores de resistencias altos en la red decodificadores. Una red  $2R, R$  con las resistencias  $R = 50,000 \Omega$  origina un error de decodificación D/A inducido por la conmutación analógica, menos que el 0.1 %.

Para concluir, siendo redundante, cabe mencionar una vez más que el proceso de conversión es controlado por medio del desplazamiento de un 1 a través de un registro de corrimiento - (ver figura AD-9) e intentándolo en cada posición del decodificador D/A conforme se desplaza en forma sucesiva (aproximación sucesiva).

## ANEXO I

## Convertidores Analógicos-Digitales

## Parámetros de Diseño:

Exactitud

Errores de cuantificación  
 Errores del equipo electrónico

Rapidez de conversión

Rango dinámico

Impedancias

Salida digital

Rango de temperatura

Potencia requerida

Factores mecánicos

## Comparación de algunos Convertidores Analógico-Digitales:

	Bajo	Mediano	Alto
1. Modulador por ancho de pulsos			
Rapidez de conversión	X		
Exactitud		X	
Complejidad	X		
2. Integrador de subida y bajada			
Rapidez de conversión	X		
Exactitud			X
Complejidad	X		
3. Aproximación sucesiva*			
Rapidez de conversión		X	
Exactitud			X
Complejidad		X	

---

\* Ver ejemplo

## 4. Paralelo

Rapidez de conversión  
Exactitud  
Complejidad

Bajo Mediano Alto

X

X

.

.

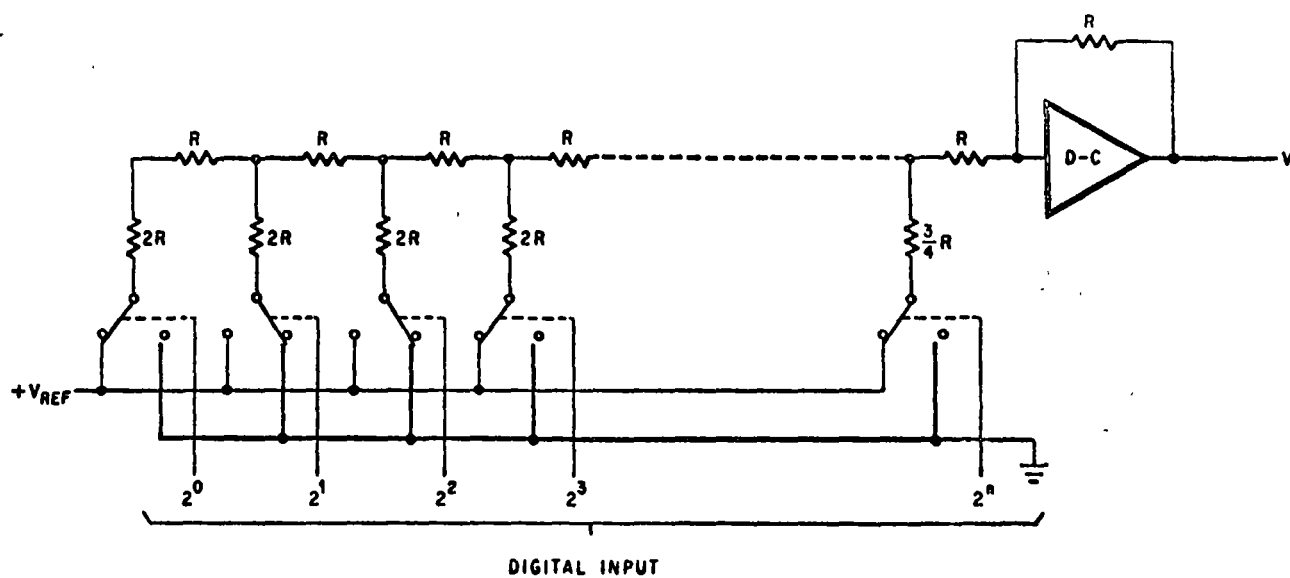
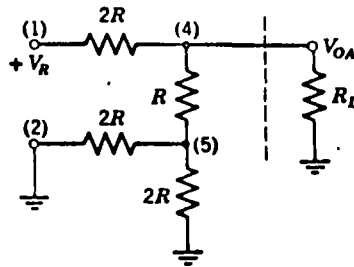
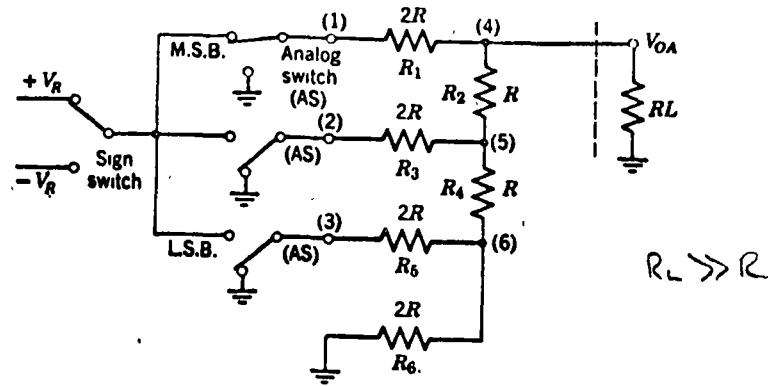
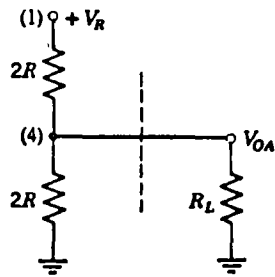


Fig. DA-1 Decodificador D/A típico de escala de resistencias tipo R-2R





Equivalent circuit for the Digital Word 1100.



Final equivalent circuit for the Digital Word 1100.

Fig. DA-2 Decodificador D/A de escalera de resistencia tipo R-22 (palabra digital 1100)

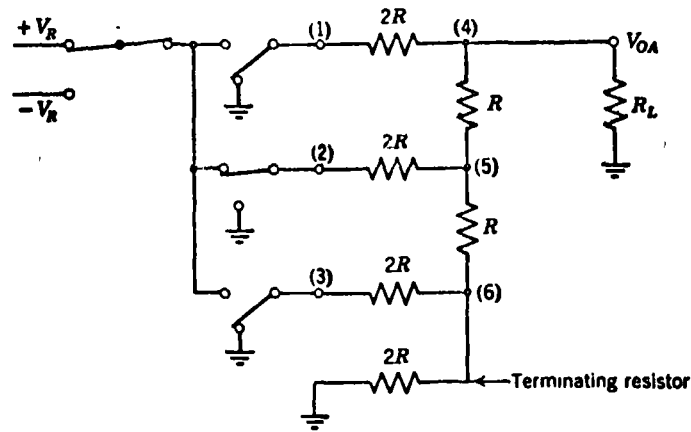


Figure 5.4  $2R, R$  resistor ladder D/A decoder (Digital Word 1010).

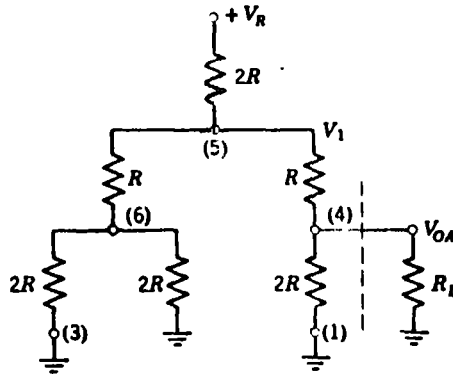


Figure 5.5 Rearranged circuit diagram for digital Word 1010.

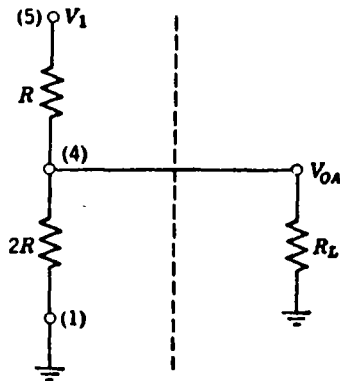
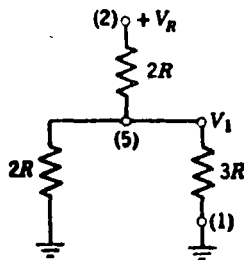


Fig. DA-3 Decodificador D/A de escalera de resistencias tipo R-2R (palabra digital 1010).

Table 11-2. Input Levels for Four Digit Digilog

Possible Switch Controlling Input Conditions				Switch Position Due To Input Conditions				Analogue Output Voltage
Q4	Q3	Q2	Q1	D	C	B	A	$V_0$ (volts)
0	0	0	0	gnd	gnd	gnd	gnd	0
0	0	0	1	gnd	gnd	gnd	+10v	+0.625
0	0	1	0	gnd	gnd	+10v	gnd	+1.250
0	0	1	1	gnd	gnd	+10v	+10v	+1.875
0	1	0	0	gnd	+10v	gnd	gnd	+2.500
0	1	0	1	gnd	+10v	gnd	+10v	+3.125
0	1	1	0	gnd	+10v	+10v	gnd	+3.750
0	1	1	1	gnd	+10v	+10v	+10v	+4.375
1	0	0	0	-10v	gnd	gnd	gnd	-5.000
1	0	0	1	-10v	gnd	gnd	+10v	-4.375
1	0	1	0	-10v	gnd	+10v	gnd	-3.750
1	0	1	1	-10v	gnd	+10v	+10v	-3.125
1	1	0	0	-10v	+10v	gnd	gnd	-2.500
1	1	0	1	-10v	+10v	gnd	+10v	-1.875
1	1	1	0	-10v	+10v	+10v	gnd	-1.250
1	1	1	1	-10v	+10v	+10v	+10v	-0.625

198

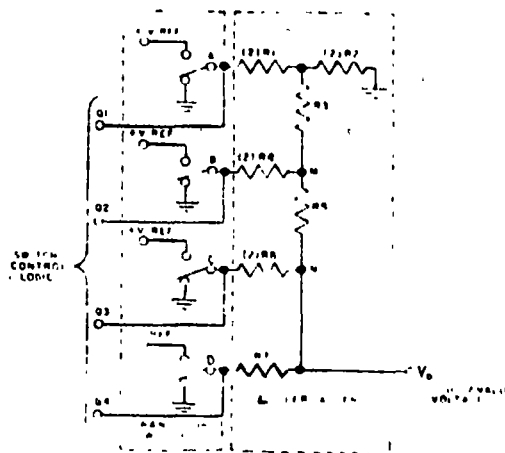


Fig. DA-4 Decodificador D/A de 4 bits.

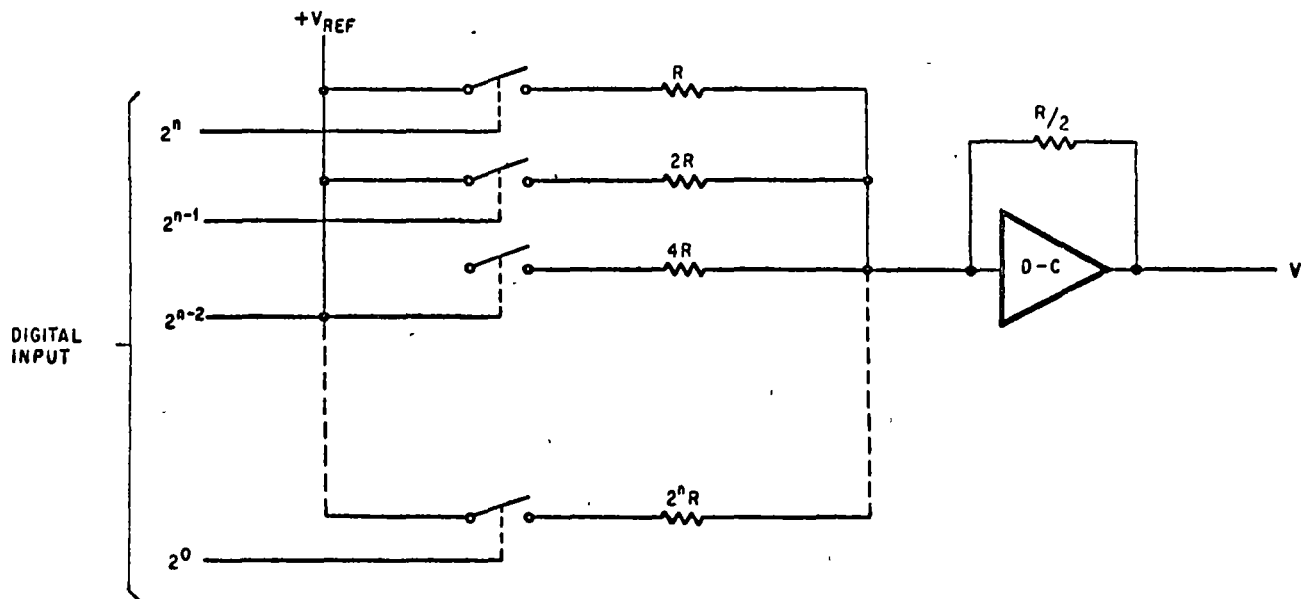


Fig. DA-5 Decodificador D/A de resistencias de peso variable,  
Sistema Conceptual.

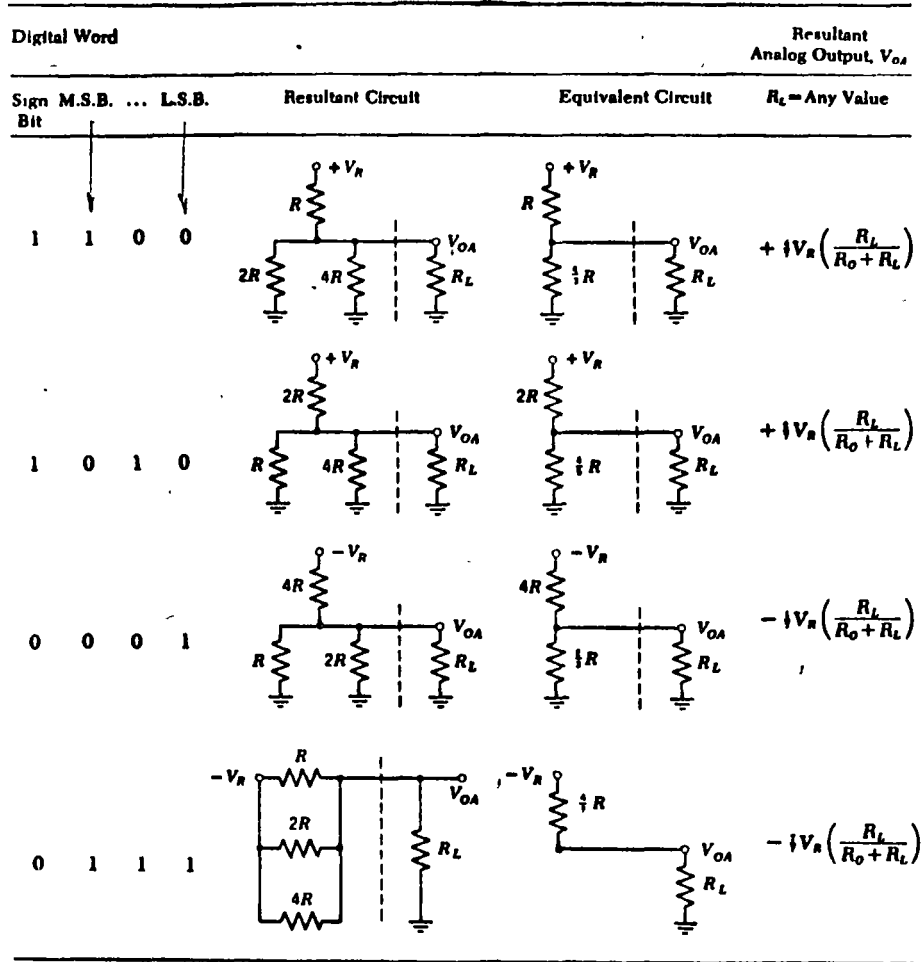


Fig. DA-6 Decodificador D/A de resistencias de peso variable.  
3 bits más el signo.

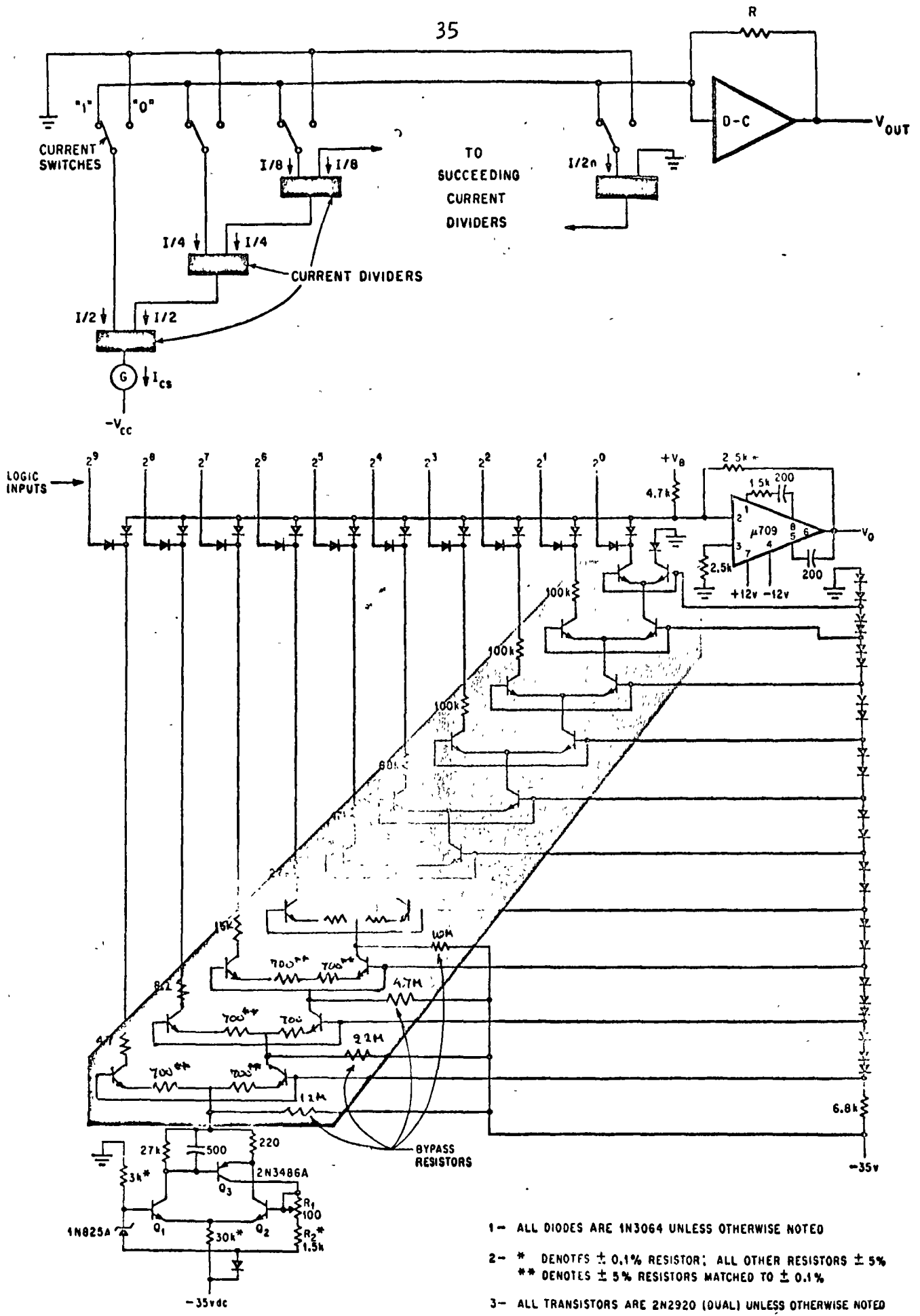


Fig. DA-7 Ejemplo de un decodificador D/A de 10 bits.

## MODULACION DIGITAL

Dr. Jorge Valerdi Caram

### Introducción

Como se ha venido demostrando, los amplificadores operacionales pueden ser usados como generadores de onda, multiplicadores, amplificadores lineales o no lineales, etc., y es de esperarse que también se les pueda considerar como moduladores y/o demoduladores de señales de pulsos. Estas últimas funciones pueden implementarse con combinaciones de integradores, multiplicadores, comparadores y compuertas de precisión. A continuación se considerarán diferentes tipos de modulación digital, e.g., por amplitud, duración, posición, etc., los cuales se pueden implementar como se mostrará con amplificadores operaciones.

Los tipos más populares de modulación digital, o de pulsos, se muestran en la Fig. MD-1 y son:

- modulación por amplitud de pulsos (MAP)
- modulación por duración de pulsos (MDP)
- modulación por posición de pulsos (MPP)
- modulación por codificación de pulsos (MCP)

### MODULACION POR AMPLITUD DE PULSOS

El medio más directo para la modulación por amplitud de pulsos, es un multiplicador analógico. Sin embargo, como la portadora es un tren de pulsos, la implementación de dicho modulador puede ser más fácil utilizando un circuito de control

para encendido y apagado de la señal analógica de entrada. Un interruptor de un transistor y un amplificador operacional para realizar MAP se muestra en la Fig. MD-2. En este circuito, el tren de pulsos  $e_c$  conmuta al transistor  $Q_1$  entre los estados de encendido y apagado (saturación y corte). El voltaje de modulación  $e_m$  siempre negativo y varía de 0 a -10v. Cuando  $e_c = 10v$ ,  $Q_1$  es polarizado a corte y la salida  $e_o$ , es igual a  $-e_m - V_D$ . Cuando  $e_c$  cambia de estado (a aproximadamente 0v),  $Q_1$  es polarizado a saturación por medio de la resistencia de  $33 k\Omega$  hacia la fuente de -15 v. Entonces  $e_o$  será igual a  $-V_B - 2V_{CE(SAT.)}$ . El voltaje  $V_{CE(SAT.)}$  puede hacerse muy pequeño escogiendo un transistor que tenga un valor bajo de  $V_{CE(SAT.)}$ , (los valores típicos oscilan entre 20 y 200 mV), y haciendo la resistencia  $R$  1/2 bastante alta. Un transistor de efecto de campo puede utilizarse en lugar del transistor bipolar, si así se desea. El voltaje de desviación en el estado de conducción será menor, pero el efecto capacitivo de alimentación puede empeorar.

Otro método para realizar MAP se puede implementar por medio de díodos, como se ilustra en la Fig. MD-3. No obstante un puente de díodos se puede utilizar para realizar la conmutación la exactitud dependería de las características de los díodos. Sin embargo, un circuito rectificador de precisión como el de la Fig. MD-3 provee mejor exactitud y mayor rango dinámico. Para la explicación de dicha Fig., supóngase que  $e_c$  es un tren de pulsos que varía entre 0 y 10 v. El voltaje de modulación



$e_M$  es simétrico y varía entre  $\pm 4$  v. El amplificador  $A_1$  tiene dos posibles salidas:

$$\begin{aligned} e_1 &= (-e_c - e_M - V_0) & \text{si: } (-e_c - e_M - V_0) < 0 \\ \text{ó} & & & & (-e_c - e_M - V_0) > 0 \\ e_1 &= 0 \end{aligned}$$

El amplificador  $A_2$  tiene también dos posibles salidas:

$$\begin{aligned} e_2 &= -e_c - (-e_c - e_M - V_0) & \text{si: } e_1 < 0 \\ e_2 &= -e_c & e_1 = 0 \end{aligned}$$

Si  $E_H$  es más positivo que  $|e_M + V_0|$ , entonces  $e_1$  será negativo y la salida será  $(e_M + V_0)$ . Si  $(e_M + V_0) < 0$ , entonces

$e_1 = 0$  cuando  $e_c \approx 0$  y la salida será igual a cero. El voltaje de polarización  $V_0$  está ajustado a  $-5$ v para el ejemplo mostrado.

#### MODULACION POR DURACION DE PULSOS

La generación de MDP puede ser como se indica en el sistema conceptual de la Fig. MD-4. Nótese que en este modulador se hace uso de la salida de un modulador por amplitud de pulsos, la cual es sumada a una señal triangular para producir la señal MD-4 (d). Esta señal, a una vez, es pasada a través de un amplificador de ventana para producir la modulación por duración de pulsos MD-4(e). Este amplificador de ventana debe ser capaz de dar un pulso de salida cuya duración sea proporcional al tiempo que la señal de entrada MD-4(d), pase entre la ventana de voltaje determinada por dicho amplificador. Entonces, se obtiene que la salida  $g_{PDM}(t)$  es un tren de pulsos cuya duración es proporcional al valor de la señal moduladora, y de período constante.

Un ejemplo de un circuito conversor de voltaje a duración de pulso se muestra en la Fig. MD-5. Si la portadora es senoidal, ésta es amplificada y cortada hasta formar una onda cuadrada y luego es convertida a una onda triangular por medio de un integrador. La señal moduladora controla la polarización de la onda triangular y modula el ancho de pulso alrededor de la condición de 50 % de ciclo de trabajo. El ancho del pulso  $T_I$  está dado por

$$T_I = \frac{10 + e_m}{20} T_c$$

donde  $-10 \leq e_m \leq 0$

Otro ejemplo de un convertidor de voltaje a duración de pulso, es haciendo uso de un integrador conmutado para obtener un modulador muy lineal y además estable, como el de la Fig. MD-6. Se debe tener un tren de pulsos el cual provee una señal de control en tiempo, para así obtener un tren de pulsos sincronizado o con los pulsos de entrada. Los valores  $V_R$ ,  $C_I$  y  $R_I$  en el circuito deben de seleccionarse de tal manera que cumplan con el rango dinámico deseado y la repetición de los pulsos (el período). Por ejemplo, si la frecuencia de los pulsos de entrada es de 1  $\text{KH}_z$  y el voltaje de entrada varía de 0.1 a 10 v y  $V_R$  es 10v, entonces

$$0.01 R_I C_I < T_p < R_I C_I$$

donde  $T_p$  es la duración o ancho del pulso y debe ser menor -- que el período  $T_c$  para evitar ambigüedades. <sup>Consecuentemente</sup> ~~Como aumenta~~  $R_I C_I$  debe ser menor que  $T_c$ . Si  $R_I C_I$  es igual a  $0.9 T_c$ , entonces  $R_I C_I = 0.9 \text{ m seg.}$ , y si  $C_I = 0.01 \mu\text{F}$  entonces  $R_I = 90 \text{ K}\Omega$ . Tenemos que con los valores anteriores  $T_p = 0.09 \text{ m seg.}$  El

ciclo de trabajo es  $T_p/T_c = 0.09 e_1$  .

### MODULACION POR POSICION DE PULSOS

Existe una relación muy estrecha entre modulación por posición y modulación por duración de pulsos, la cual se puede apreciar en la Fig. MD-7 en donde se muestra la generación de MPP a partir de MDP. Teniendo los pulsos controlados por duración, se diferencia la señal y después de rectificarla e invertirla, obtendremos un tren de impulsos cuya posición es proporcional a la señal moduladora. Este tren de impulsos dispara a un multivibrador monostable originando los pulsos modulados por posición.

### MODULACION POR CODIGO DE PULSOS

Las modulaciones por amplitud, por duración y por posición de pulsos son bastante vulnerables al ruido ya que tanto la amplitud como la forma de las cosas de los pulsos son deformadas por el ruido en los medios de comunicación. La codificación por pulsos MCP presenta características de cierta inmunidad al ruido ya que la información no depende de la forma o posición del pulso, sino de su presencia o ausencia.

MCP se realiza por medio de técnicas de cuantificación y codificación. La cuantificación implica un número discreto de muestras de la señal original y la codificación implica una serie de códigos generados como consecuencia de los valores de las señales cuantificadas, como se ilustra en la Fig. MD-8.

Un ejemplo de un sistema de telemetría (AN-AKT/14) se muestra en la Fig. MD-9 en el cual la señal se muestrea por amplitud de pulsos, posteriormente se le cuantifica y codifica, y finalmente esta señal controla a un transmisor de frecuencias moduladas. De ahí el nombre de PAM/PCM/FM. La salida de los transductores es del orden de 5 mV, los cuales son muestreados y amplificados. El muestreo es llevado a cabo a 24,000 muestras/seg., y estas muestras son codificadas en un sistema binario de 8 bits. Los pulsos codificados tienen una duración de 4.7 seg., la desviación de la portadora es de 165 KHz y el ancho de banda mínimo es de 200 KHz. Los pulsos de sincronía tienen una frecuencia de repetición de 750 Hz y se distinguen de los demás por medio de un amento momentáneo en la amplitud de la portadora.

Una muestra de la señal de entrada es comparada con el peso de las corrientes binarias proveídas por el codificador. Si la entrada es menor que la mitad de la escala total, el codificador indicará un "0" y una segunda comparación se lleva a cabo, esta segunda vez con un cuarto de la escala total. Si la señal es mayor que este nivel, el codificador indicará un "1". El proceso continúa con los 8 niveles de comparación. La corriente de la señal y la corriente de peso a la salida del codificador son sumadas en la entrada del amplificador por medio de la resistencia R.

El amplificador de error detecta una señal que puede ser positiva, negativa o cero; en el caso de ser negativa o cero, la compuerta "Y" no es afectada y el flip-flop no da un dígito -

de salida. Cuando la compuerta recibe una señal positiva, el flip-flop es disparado y da un "1" de salida.

Con cada pulso del reloj, el contador circular hace que las compuertas de control avancen un dígito, y un circuito de memoria retiene el dígito anterior durante la secuencia. La señal de corriente y la corriente del codificador son consecuentemente comparadas esencialmente. Al final de cada secuencia, un pulso del contador manda a los circuitos a "0" y todo el procedimiento completo comienza otra vez para la siguiente muestra.

Fig. MD-5 Convertidor de voltaje a duración de pulsos

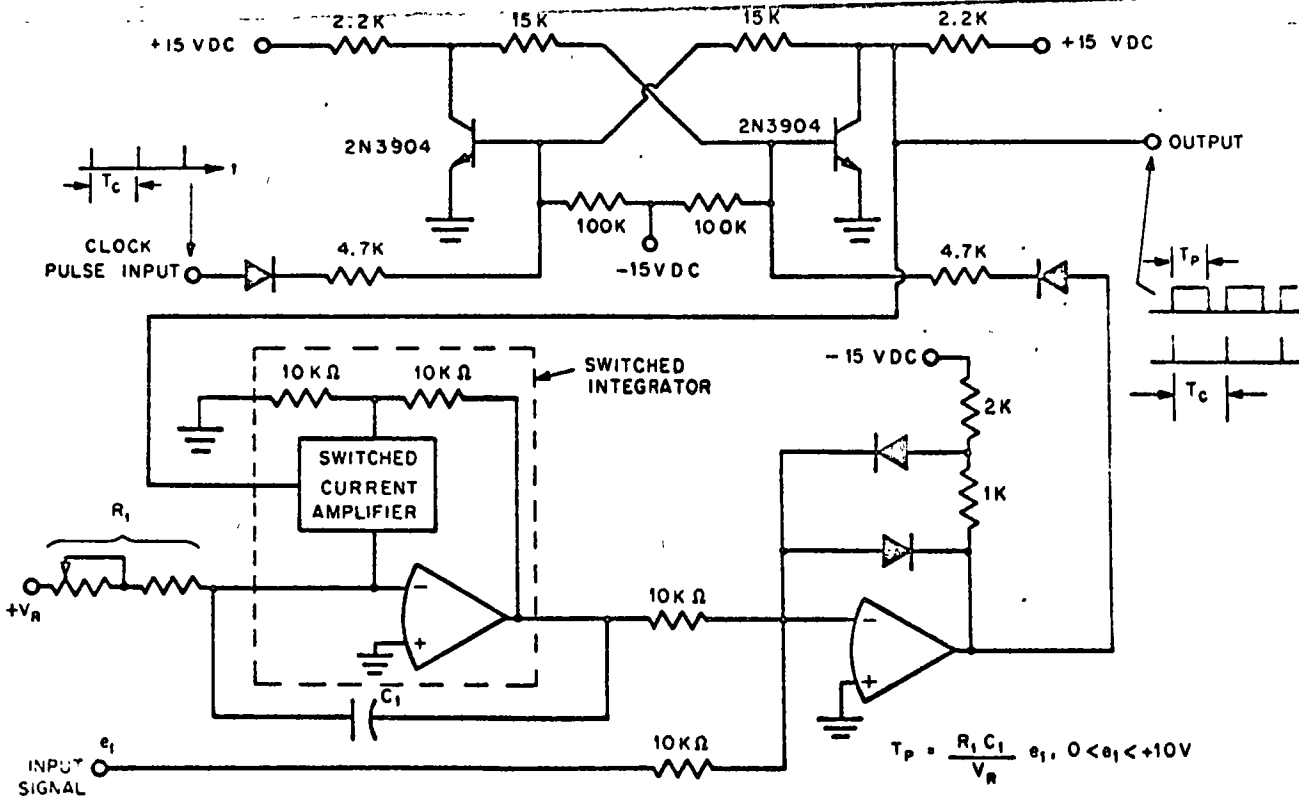
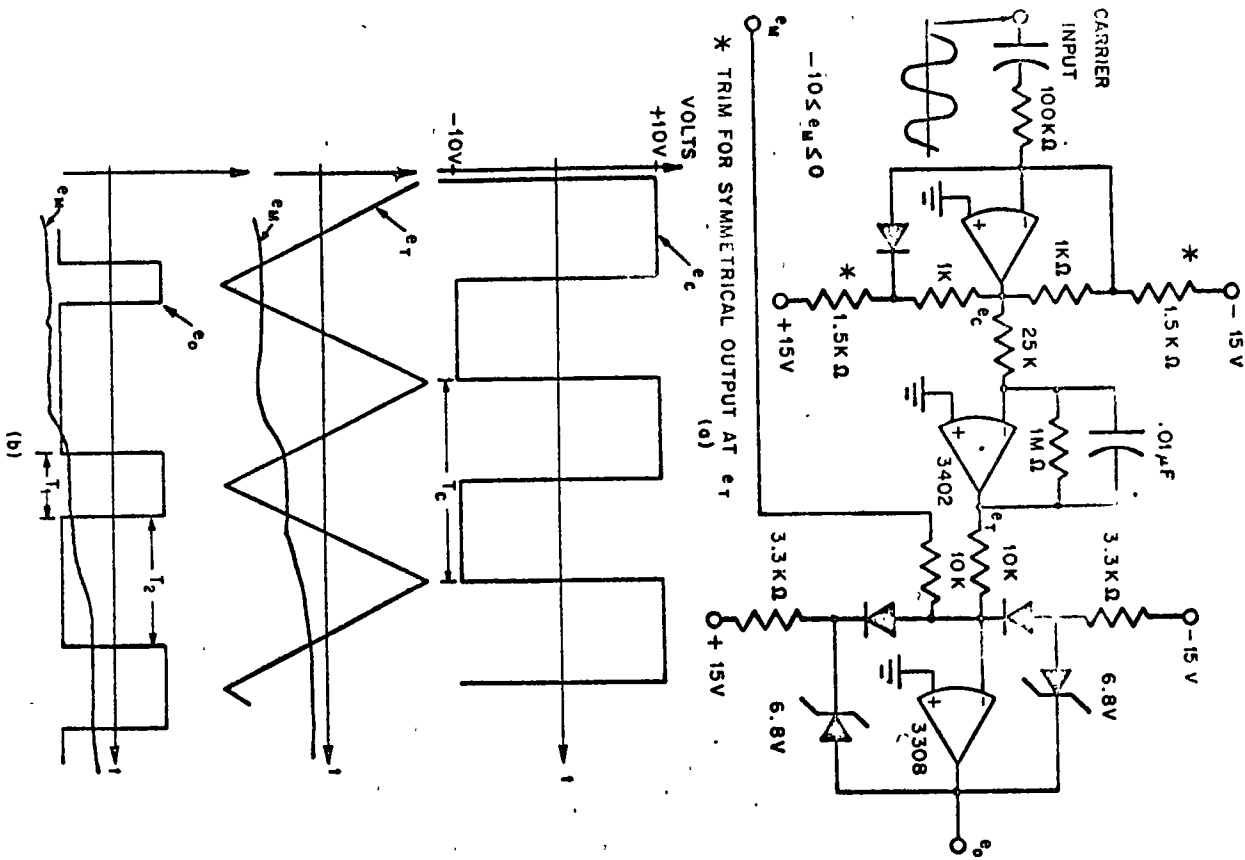


Fig. MD-6 Convertidor de voltaje a duración de pulsos

Fig. MD-1 Tipos de modulación por pulsos

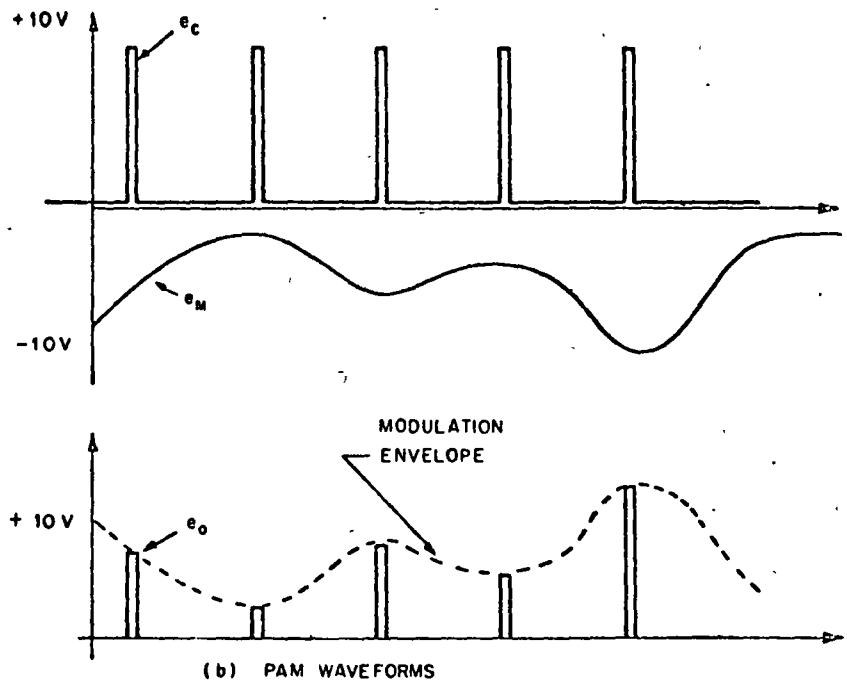
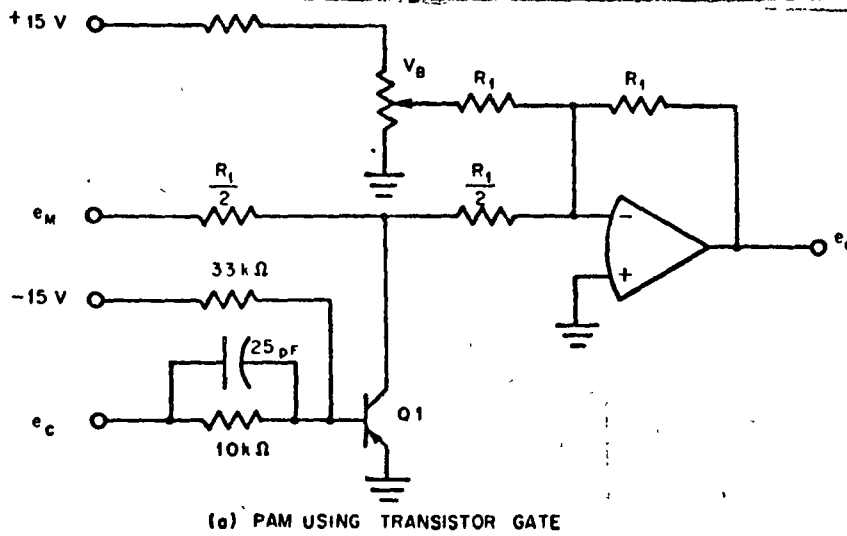
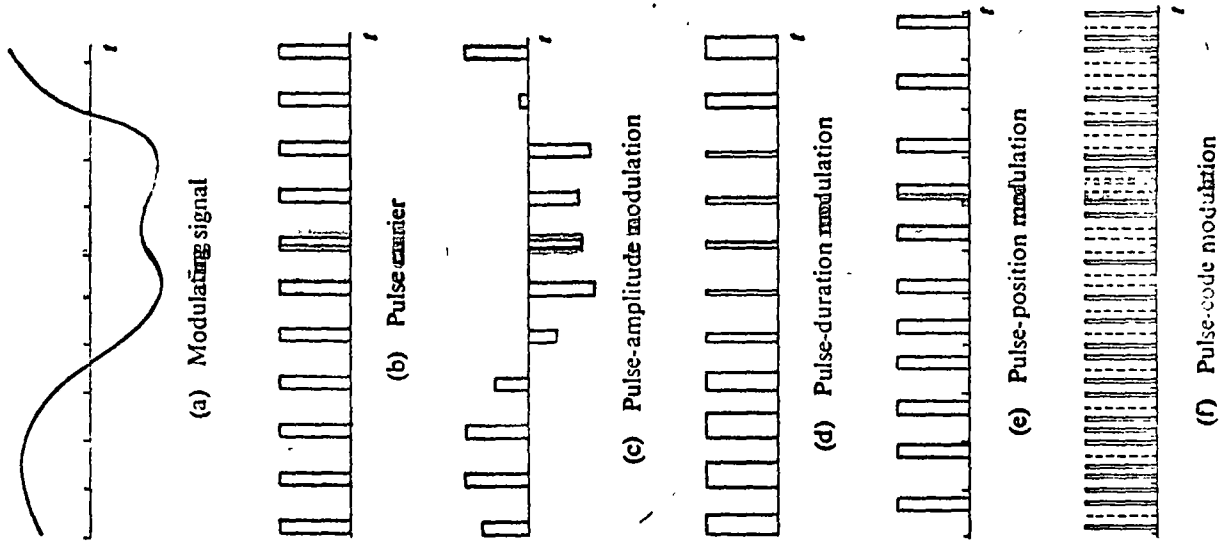


Fig. MD-2 Modulación por amplitud de pulsos (circuito a transistores)

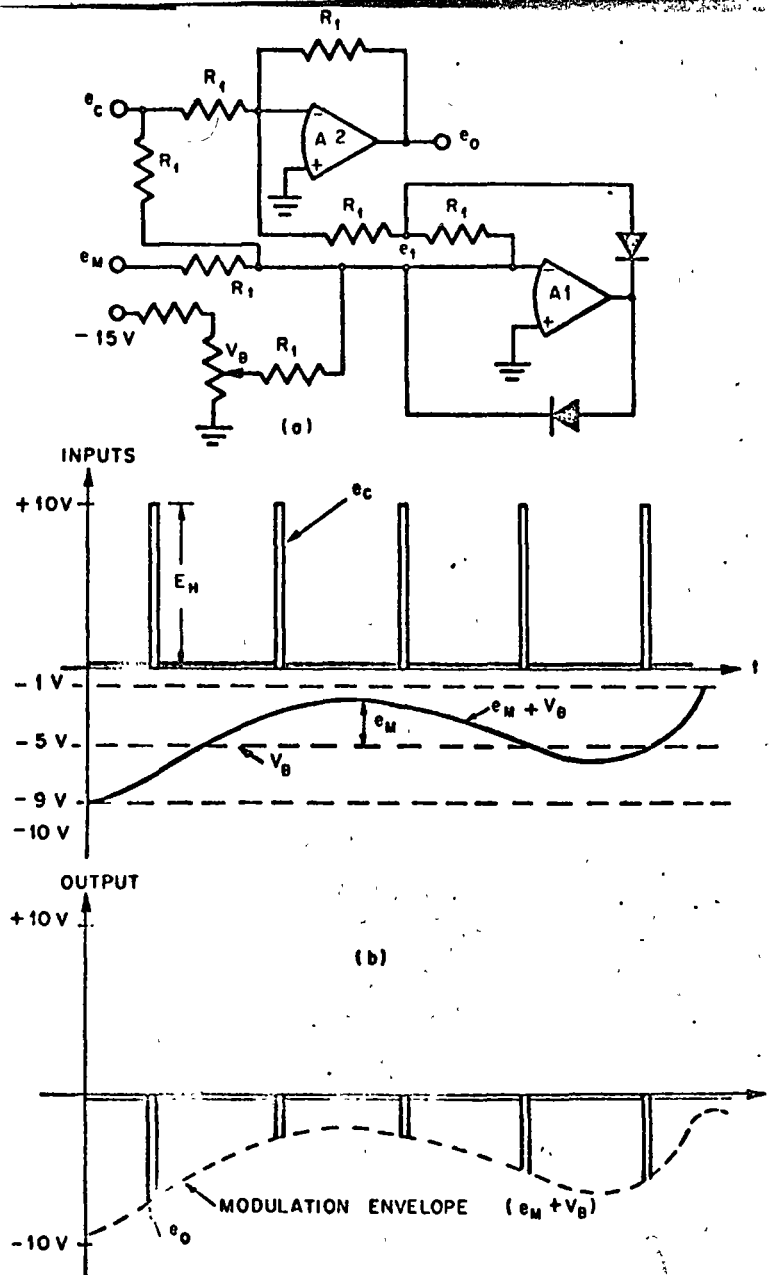
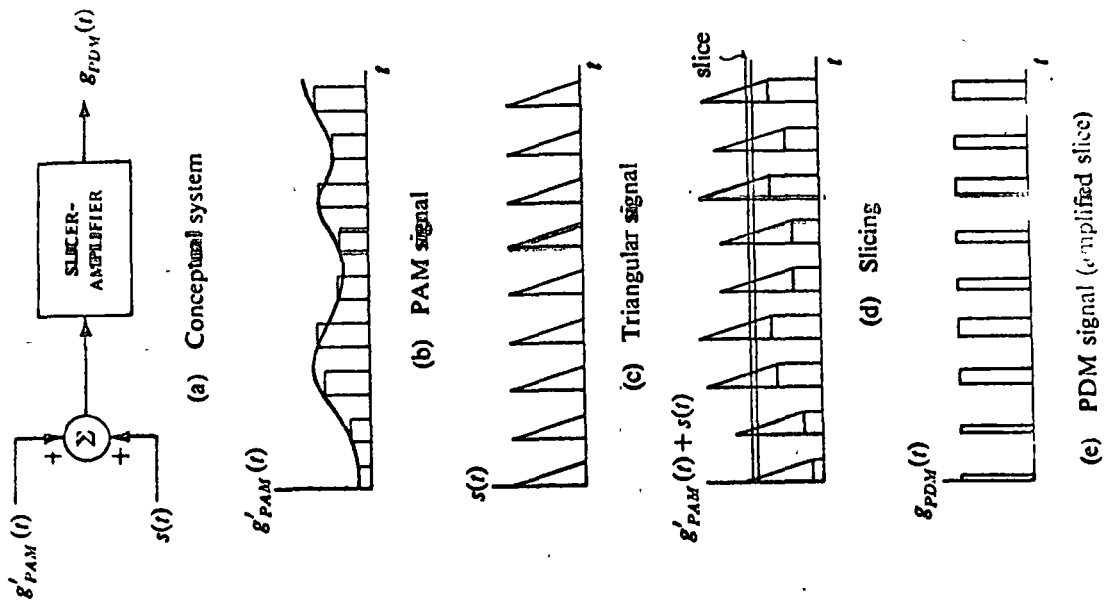


Fig. MD-3 Modulación por amplitud de pulsos (circuitos con diodos)



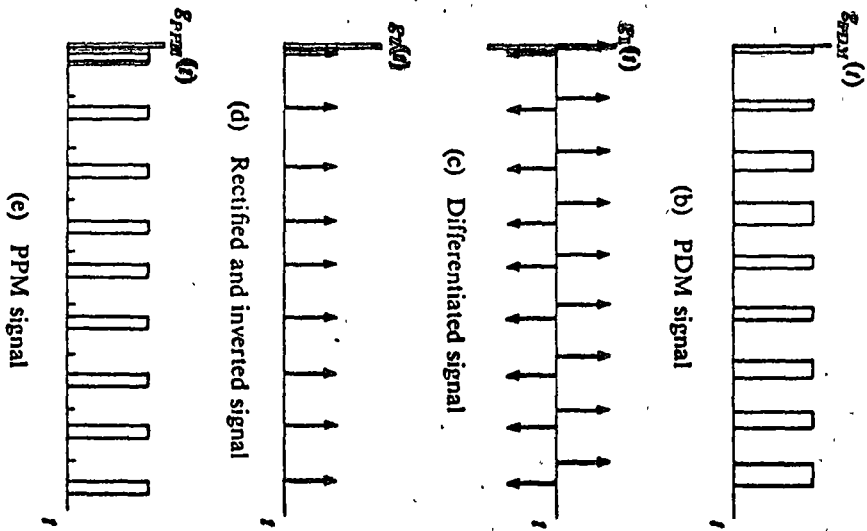
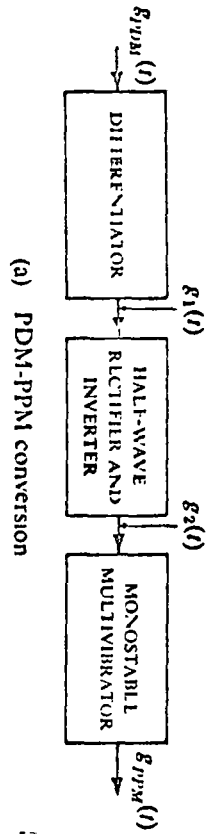


Fig. MD-7 Modulación por posición de pulsos

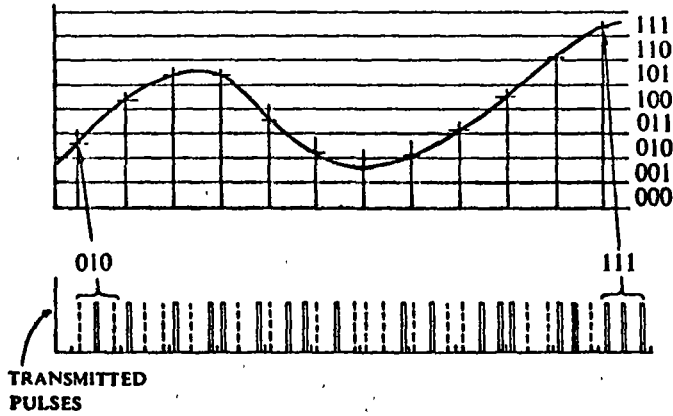
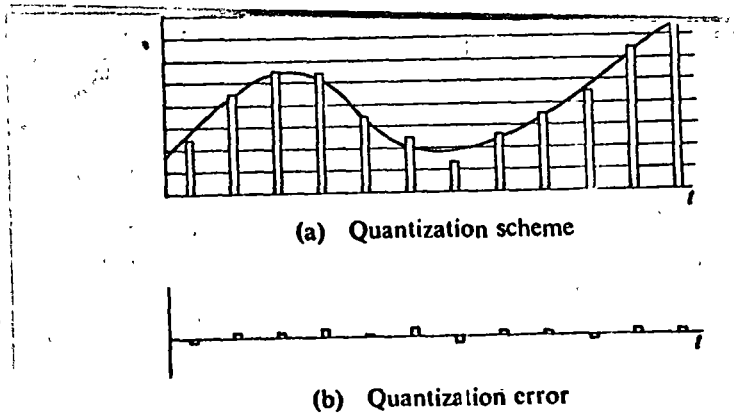


Fig. MD-8 Cuantificación y codificación de una señal



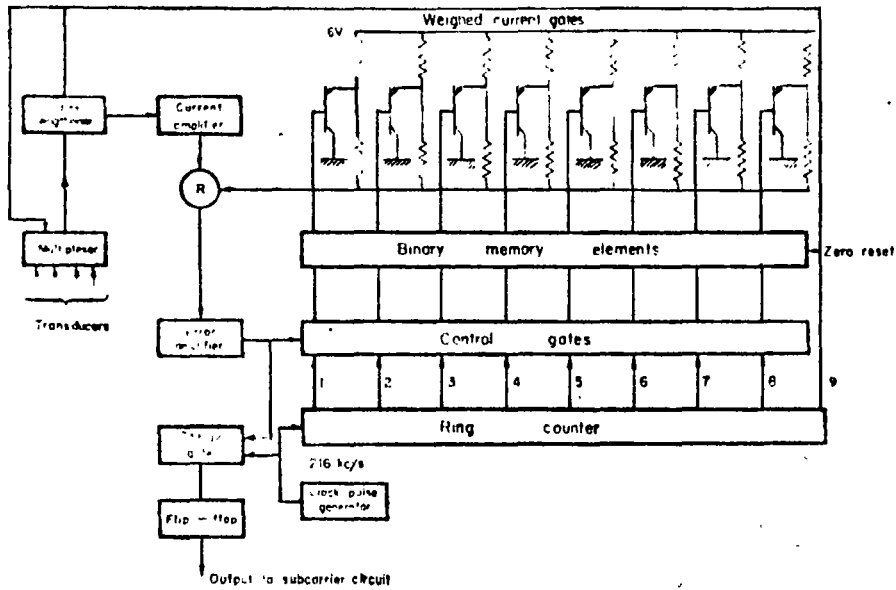
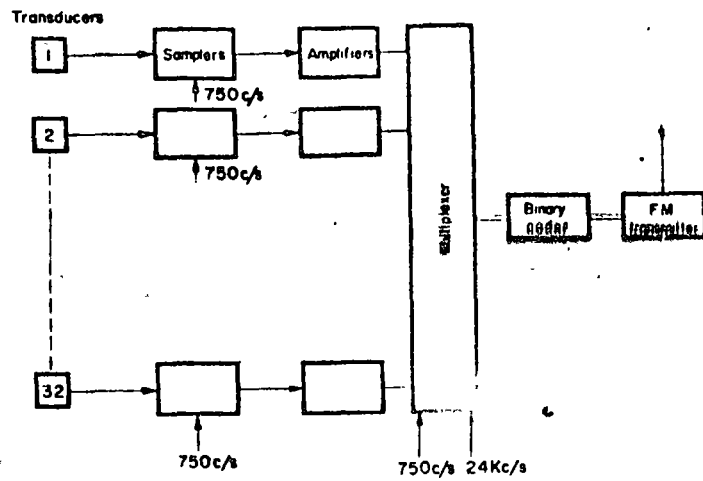


Fig. VIII.31. The AN-AKT/14 coder.

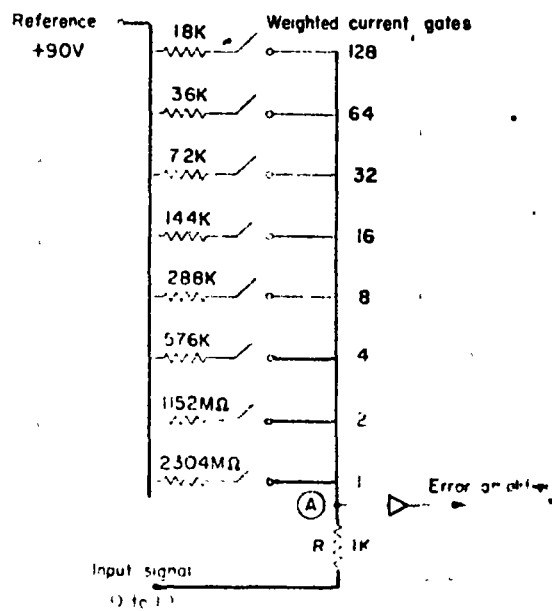


Fig. MD-9 Sistema de telemetría AN-AKT/14, PAM/PCM/FM

## MODULACION DIGITAL

Dr. Jorge Valerdi Caram

### Introducción

Como se ha venido demostrando, los amplificadores operacionales pueden ser usados como generadores de onda, multiplicadores, amplificadores lineales o no lineales, etc., y es de esperarse que también se les pueda considerar como moduladores y/o demoduladores de señales de pulsos. Estas últimas funciones pueden implementarse con combinaciones de integradores, multiplicadores, comparadores y compuertas de precisión. A continuación se considerarán diferentes tipos de modulación digital, e.g., por amplitud, duración, posición, etc., los cuales se pueden implementar como se mostrará con amplificadores operaciones.

Los tipos más populares de modulación digital, o de pulsos, se muestran en la Fig. MD-1 y son:

- modulación por amplitud de pulsos (MAP)
- modulación por duración de pulsos (MDP)
- modulación por posición de pulsos (MPP)
- modulación por codificación de pulsos (MCP)

### MODULACION POR AMPLITUD DE PULSOS

El medio más directo para la modulación por amplitud de pulsos, es un multiplicador analógico. Sin embargo, como la portadora es un tren de pulsos, la implementación de dicho modulador puede ser más fácil utilizando un circuito de control

para encendido y apagado de la señal analógica de entrada. Un interruptor de un transistor y un amplificador operacional para realizar MAP se muestra en la Fig. MD-2. En este circuito, el tren de pulsos  $e_c$  conmuta al transistor  $Q_1$  entre los estados de encendido y apagado (saturación y corte). El voltaje de modulación  $e_m$  es siempre negativo y varía de 0 a -10v. Cuando  $e_c = 10v$ ,  $Q_1$  es polarizado a corte y la salida  $e_o$ , es igual a  $-e_m - V_D$ . Cuando  $e_c$  cambia de estado (a aproximadamente 0v),  $Q_1$  es polarizado a saturación por medio de la resistencia de  $33 k\Omega$  hacia la fuente de -15 v. Entonces  $e_o$  será igual a  $-V_B - 2V_{CE(SAT.)}$ . El voltaje  $V_{CE(SAT.)}$  puede hacerse muy pequeño escogiendo un transistor que tenga un valor bajo de  $V_{CE(SAT.)}$ , (los valores típicos oscilan entre 20 y 200 mV), y haciendo la resistencia  $R$  1/2 bastante alta. Un transistor de efecto de campo puede utilizarse en lugar del transistor bipolar, si así se desea. El voltaje de desviación en el estado de conducción será menor, pero el efecto capacitivo de alimentación puede empeorar.

Otro método para realizar MAP se puede implementar por medio de díodos, como se ilustra en la Fig. MD-3. No obstante un puente de díodos se puede utilizar para realizar la conmutación la exactitud dependería de las características de los díodos. Sin embargo, un circuito rectificador de precisión como el de la Fig. MD-3 provee mejor exactitud y mayor rango dinámico. Para la explicación de dicha Fig., supóngase que  $e_c$  es un tren de pulsos que varía entre 0 y 10 v. El voltaje de modulación

$e_M$  es simétrico y varía entre  $\pm 4$  v. El amplificador  $A_1$  tiene dos posibles salidas:

$$\begin{aligned} e_1 &= (-e_c - e_M - V_0) & \text{si: } (-e_c - e_M - V_0) < 0 \\ \text{ó} \\ e_1 &= 0 & (-e_c - e_M - V_0) > 0 \end{aligned}$$

El amplificador  $A_2$  tiene también dos posibles salidas:

$$\begin{aligned} e_2 &= -e_c - (-e_c - e_M - V_0) & \text{si: } e_1 < 0 \\ e_2 &= -e_c & e_1 = 0 \end{aligned}$$

Si  $e_M$  es más positivo que  $|e_M + V_0|$ , entonces  $e_1$  será negativo y la salida será  $(e_M + V_0)$ . Si  $(e_M + V_0) < 0$ , entonces

$e_1 = 0$  cuando  $e_c \approx 0$  y la salida será igual a cero. El voltaje de polarización  $V_0$  está ajustado a  $-5$ v para el ejemplo mostrado.

#### MODULACION POR DURACION DE PULSOS

La generación de MDP puede ser como se indica en el sistema conceptual de la Fig. MD-4. Nótese que en este modulador se hace uso de la salida de un modulador por amplitud de pulsos, la cual es sumada a una señal triangular para producir la señal MD-4 (d). Esta señal, a una vez, es pasada a través de un amplificador de ventana para producir la modulación por duración de pulso MD-4(e). Este amplificador de ventana debe ser capaz de dar un pulso de salida cuya duración sea proporcional al tiempo que la señal de entrada MD-4(d), pase entre la ventana de voltaje determinada por dicho amplificador. Entonces, se obtiene que la salida  $g_{PDM}(t)$  es un tren de pulsos cuya duración es proporcional al valor de la señal moduladora, y de período constante.

Un ejemplo de un circuito conversor de voltaje a duración de pulso se muestra en la Fig. MD-5. Si la portadora es senoidal, ésta es amplificada y cortada hasta formar una onda cuadrada y luego es convertida a una onda triangular por medio de un integrador. La señal moduladora controla la polarización de la onda triangular y modula el ancho de pulso alrededor de la condición de 50 % de ciclo de trabajo. El ancho del pulso  $T_I$  está dado por

$$T_I = \frac{10 + e_m}{20} T_c$$

donde  $-10 \leq e_m \leq 0$

Otro ejemplo de un convertidor de voltaje a duración de pulso, es haciendo uso de un integrador conmutado para obtener un modulador muy lineal y además estable, como el de la Fig. MD-6. Se debe tener un tren de pulsos el cual provee una señal de control en tiempo, para así obtener un tren de pulsos sincronizado o con los pulsos de entrada. Los valores  $V_R$ ,  $C_I$  y  $R_I$  en el circuito deben de seleccionarse de tal manera que cumplan con el rango dinámico deseado y la repetición de los pulsos (el período). Por ejemplo, si la frecuencia de los pulsos de entrada es de 1  $KHz$  y el voltaje de entrada varía de 0.1 a 10 v y  $V_R$  es 10v, entonces

$$0.01 R_I C_I < T_p < R_I C_I$$

donde  $T_p$  es la duración o ancho del pulso y debe ser menor -- que el período  $T_c$  para evitar ambigüedades. <sup>Consecuentemente</sup> ~~Como aumenta~~  $R_I C_I$  debe ser menor que  $T_c$ . Si  $R_I C_I$  es igual a  $0.9 T_c$ , entonces  $R_I C_I = 0.9$  m seg., y si  $C_I = 0.01 \mu F$  entonces  $R_I = 90 K \Omega$ . Tenemos que con los valores anteriores  $T_p = 0.09$  m seg. El

ciclo de trabajo es  $T_p/T_c = 0.09 e_1$  .

#### MODULACION POR POSICION DE PULSOS

Existe una relación muy estrecha entre modulación por posición y modulación por duración de pulsos, la cual se puede apreciar en la Fig. MD-7 en donde se muestra la generación de MPP a partir de MDP. Teniendo los pulsos controlados por duración, se diferencia la señal y después de rectificarla e invertirla, obtendremos un tren de impulsos cuya posición es proporcional a la señal moduladora. Este tren de impulsos dispara a un multivibrador monostable originando los pulsos modulados por posición.

#### MODULACION POR CODIGO DE PULSOS

Las modulaciones por amplitud, por duración y por posición de pulsos son bastante vulnerables al ruido ya que tanto la amplitud como la forma de las cosas de los pulsos son deformadas por el ruido en los medios de comunicación. La codificación por pulsos MCP presenta características de cierta inmunidad al ruido ya que la información no depende de la forma o posición del pulso, sino de su presencia o ausencia.

MCP se realiza por medio de técnicas de cuantificación y codificación. La cuantificación implica un número discreto de muestras de la señal original y la codificación implica una serie de códigos generados como consecuencia de los valores de las señales cuantificadas, como se ilustra en la Fig. MD-8.

Un ejemplo de un sistema de telemetría (AN-AKT/14) se muestra en la Fig. MD-9 en el cual la señal se muestrea por amplitud de pulsos, posteriormente se le cuantifica y codifica, y finalmente esta señal controla a un transmisor de frecuencias moduladas. De ahí el nombre de PAM/PCM/FM. La salida de los transductores es del orden de 5 mV, los cuales son muestreados y amplificados. El muestreo es llevado a cabo a 24,000 muestras/seg., y estas muestras son codificadas en un sistema binario de 8 bits. Los pulsos codificados tienen una duración de 4.7 seg., la desviación de la portadora es de 165 KHz y el ancho de banda mínimo es de 200 KHz. Los pulsos de sincronía tienen una frecuencia de repetición de 750 Hz y se distinguen de los demás por medio de un aumento momentáneo en la amplitud de la portadora.

Una muestra de la señal de entrada es comparada con el peso de las corrientes binarias proveídas por el codificador. Si la entrada es menor que la mitad de la escala total, el codificador indicará un "0" y una segunda comparación se lleva a cabo, esta segunda vez con un cuarto de la escala total. Si la señal es mayor que este nivel, el codificador indicará un "1". El proceso continúa con los 8 niveles de comparación. La corriente de la señal y la corriente de peso a la salida del codificador son sumadas en la entrada del amplificador por medio de la resistencia R.

El amplificador de error detecta una señal que puede ser positiva, negativa o cero; en el caso de ser negativa o cero, la compuerta "Y" no es afectada y el flip-flop no da un dígito -



de salida. Cuando la compuerta recibe una señal positiva, el flip-flop es disparado y da un "1" de salida.

Con cada pulso del reloj, el contador circular hace que las compuertas de control avancen un dígito, y un circuito de memoria retiene el dígito anterior durante la secuencia. La señal de corriente y la corriente del codificador son consecuentemente comparadas esencialmente. Al final de cada secuencia, un pulso del contador manda a los circuitos a "0" y todo el procedimiento completo comienza otra vez para la siguiente muestra.

Fig. MD-6 Convertidor de voltaje a duración de pulsos

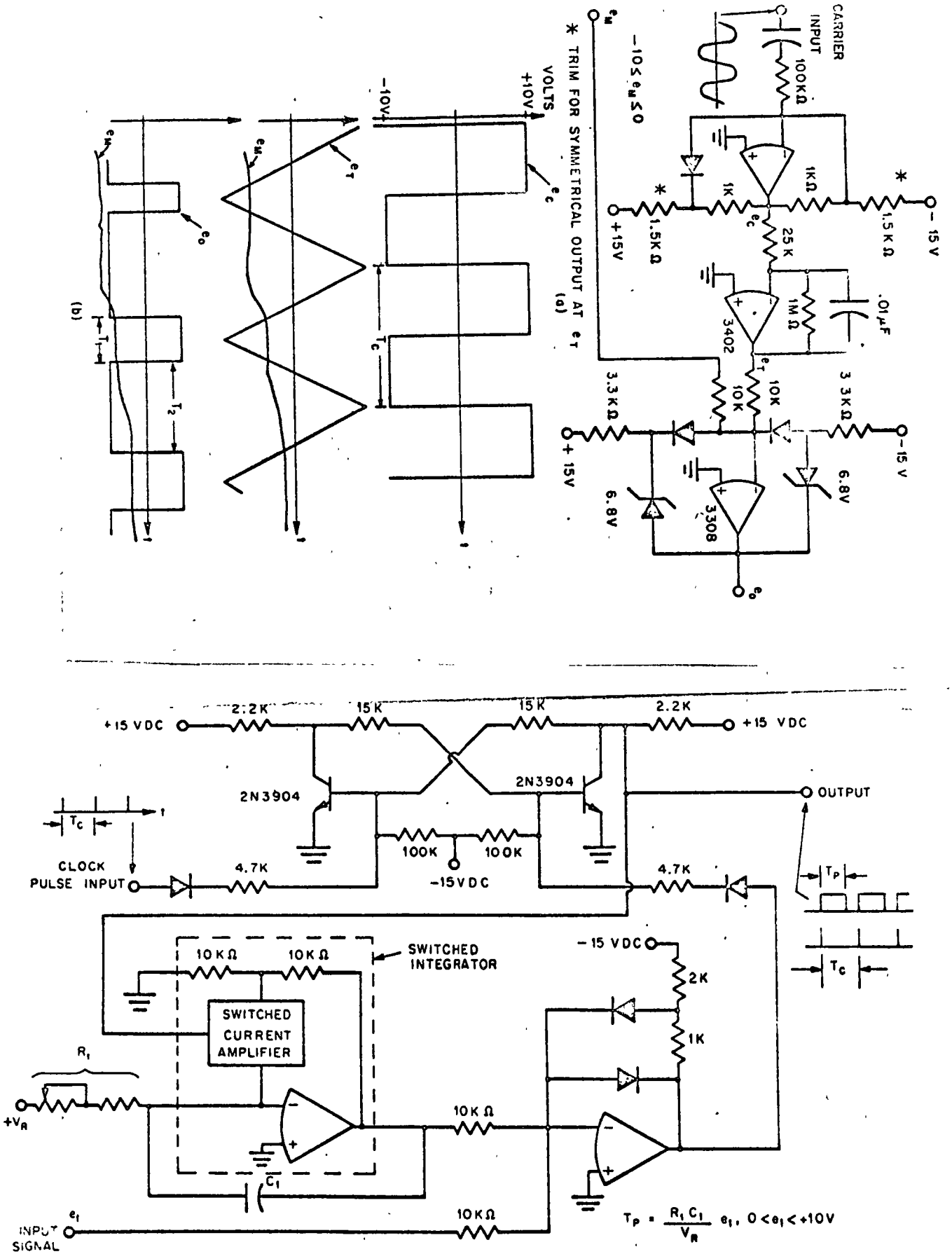
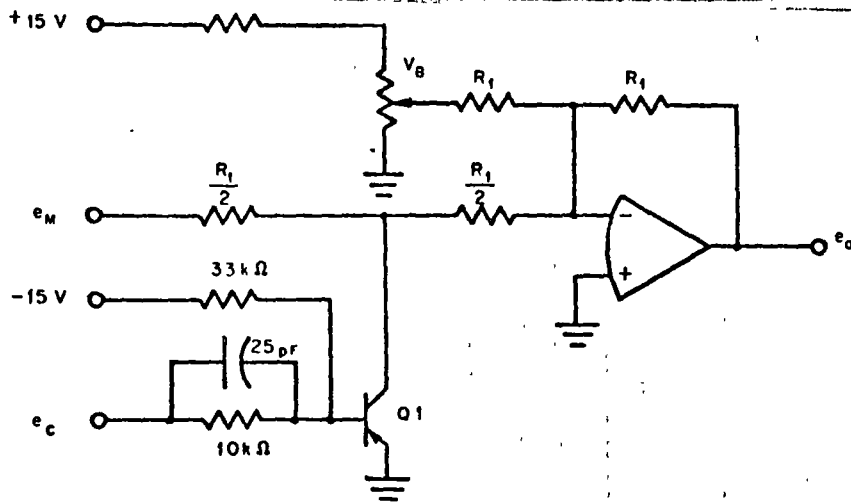
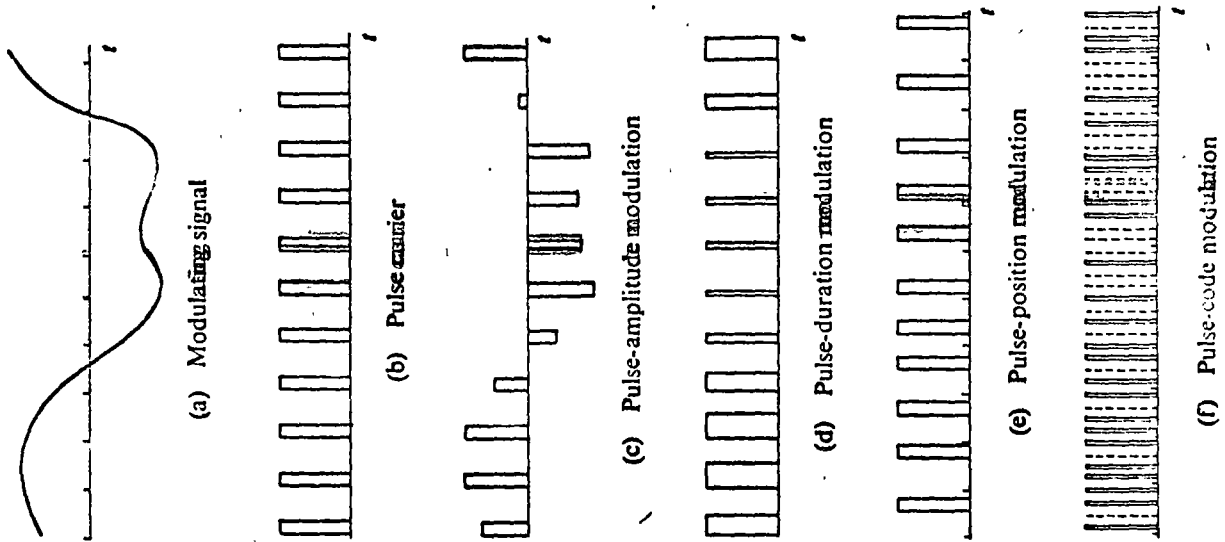
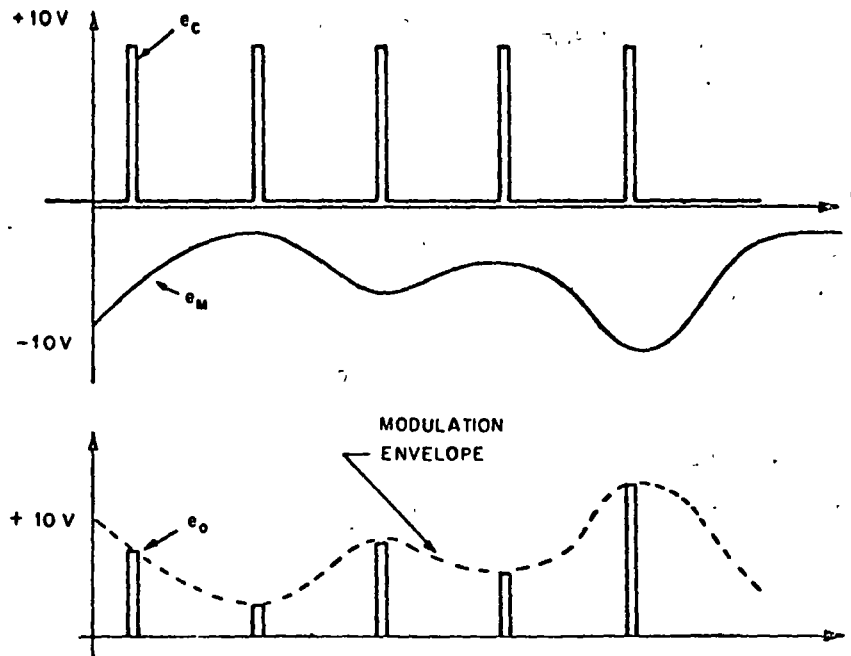


Fig. MD-6 Convertidor de voltaje a duración de pulsos

Fig. MD-1 Tipos de modulación por pulsos



(a) PAM USING TRANSISTOR GATE



(b) PAM WAVEFORMS

Fig. MD-2 Modulación por amplitud de pulsos (circuito a transistores)

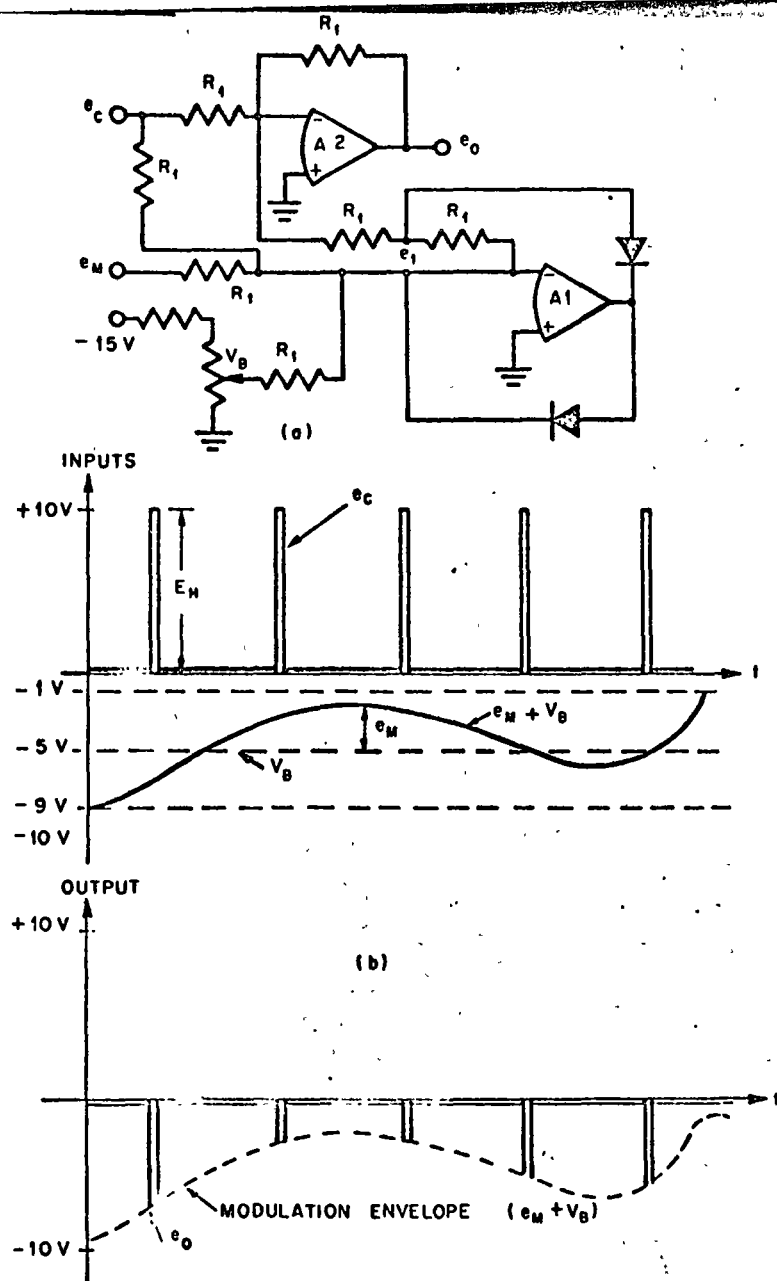
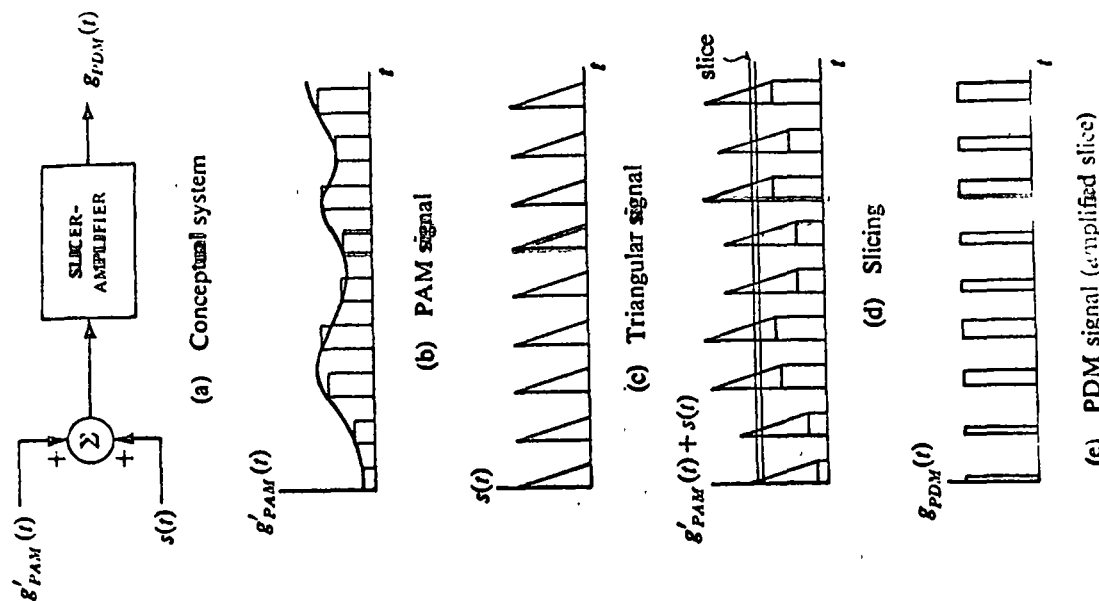


Fig. MD-3 Modulación por amplitud de pulsos (circuitos con diodos)

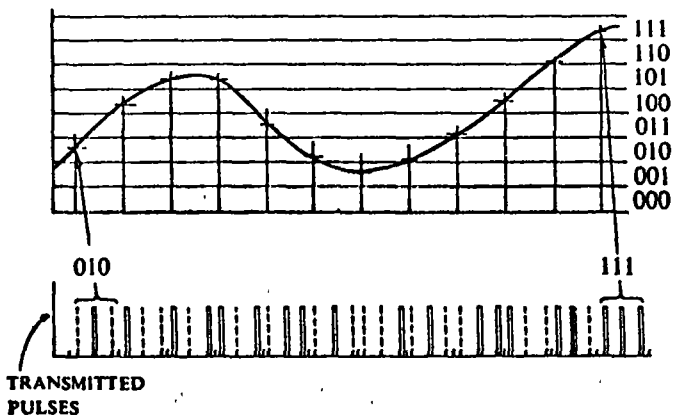
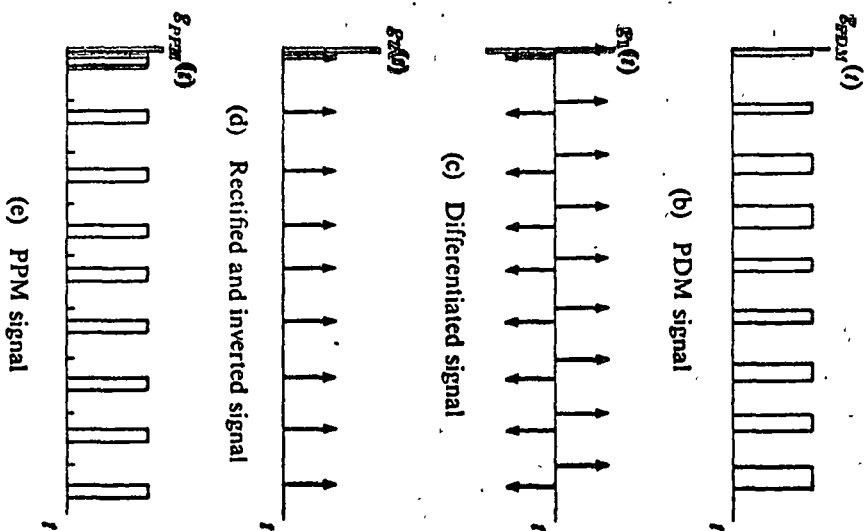
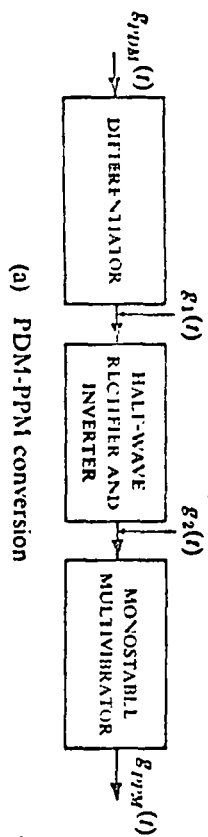
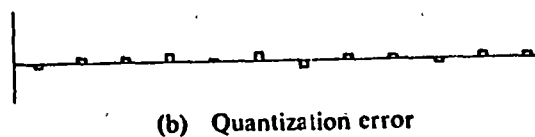
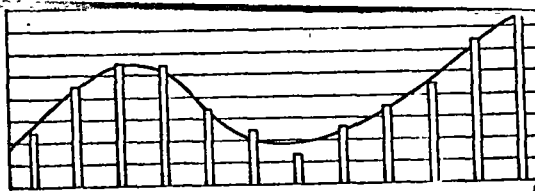


Fig. MD-8 Cuantificación y codificación de una señal



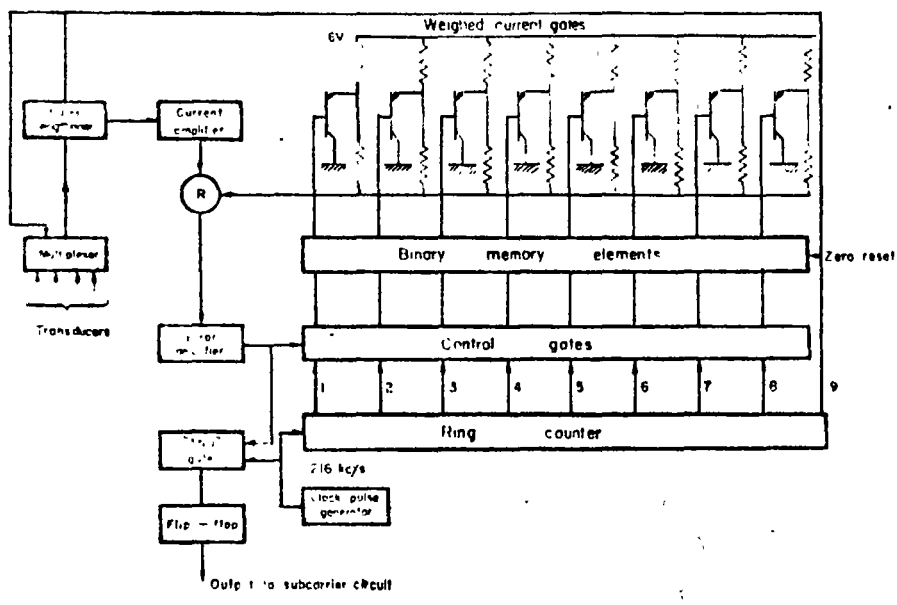
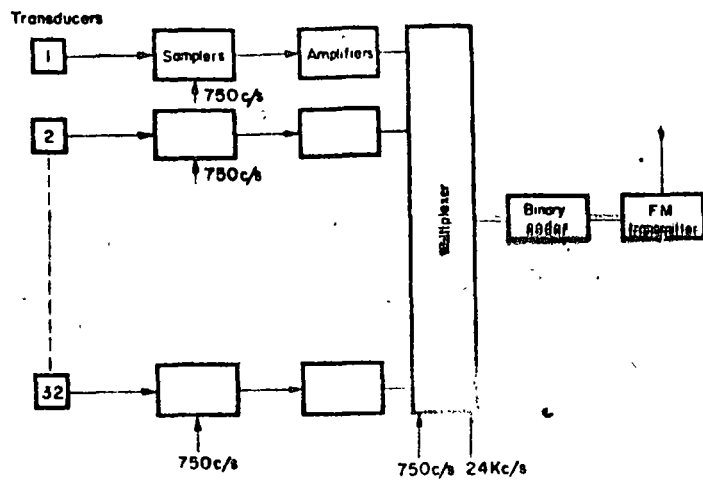


FIG. VIII.31. The AN-AKT/14 coder.

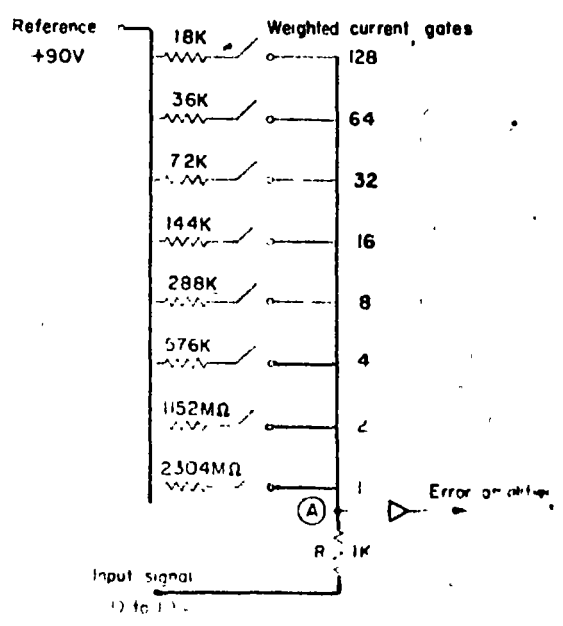


Fig. MD-9 Sistema de telemetria AN-AKT/14, PAM/PCM/FM

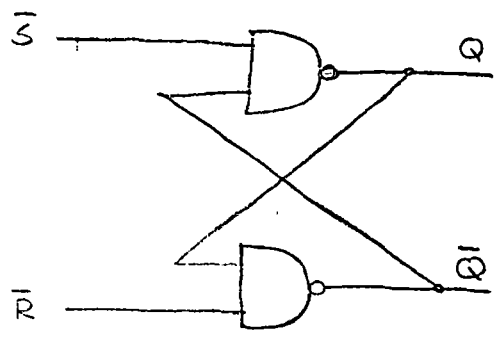


Diagrama Lógico con NANDS

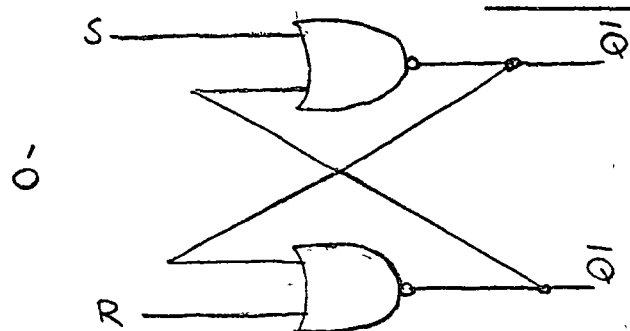
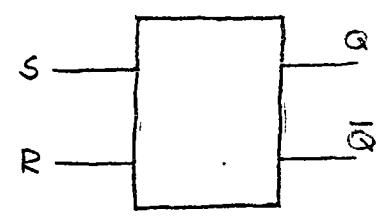


Diagrama Lógico con NORS



simbolo

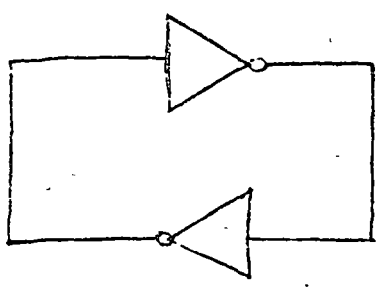


Diagrama Lógico sin entradas

$t = t+1$        $t = t$

$Q = S + \bar{Q}$

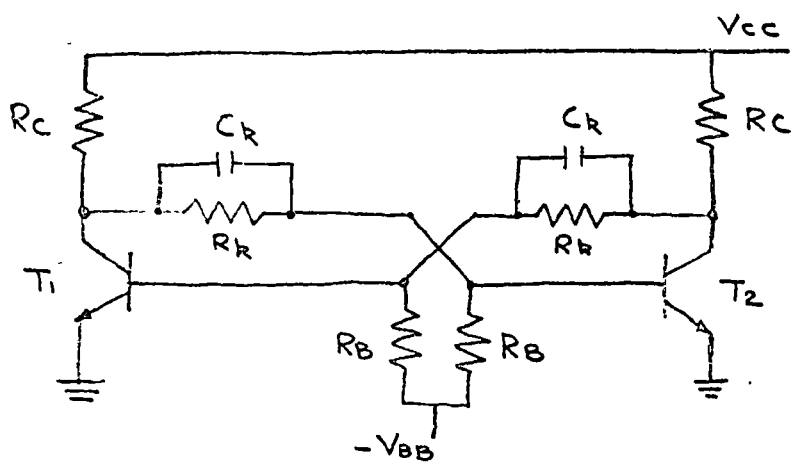
$\bar{Q} = R + Q$

Ecuaciones

R	S	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	1
1	0	0
1	1	- Prohibido

Tabla de estados.

Diagrama eléctrico



Caso de dos fuentes  
(No se muestra circuito de disparo).

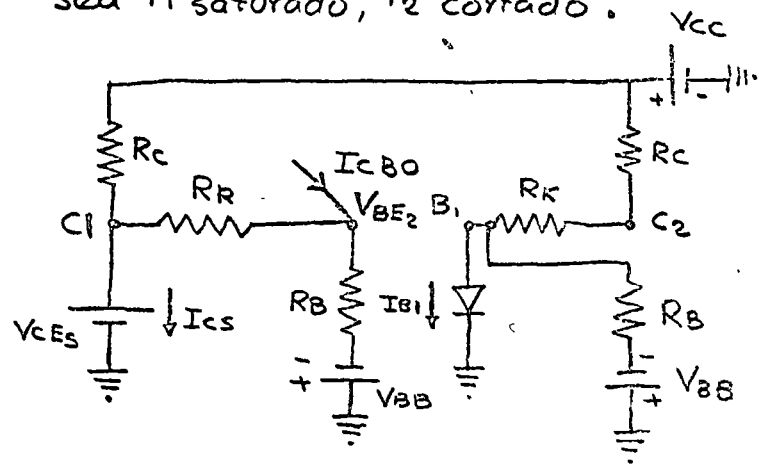
$$\frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_R} = \frac{V_{BEoff} + V_{BB}}{R_B} - I_{CBO} \quad (4)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - \frac{R_c}{R_c + R_R} (V_{CC} - V_{CEs}) \quad (2)$$

entrada y salida, paso cortado

Ecuaciones de diseño

Sea T1 saturado, T2 cortado:



$$\frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R_c + R_R} = I_{B1} + \frac{V_{BEs} + V_{BB}}{R_B} \quad (1)$$

$$\frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_c} = I_{Cs} + \frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_R} \quad (3)$$

entrada y salida de T1

Diseño:  $I_B$  de (1)  $\geq \frac{I_{Cs}}{\beta_{min}}$  de (3)

$V_{BEoff}$  de (4)  $\leq$  cierto valor negativo.

Normalmente, si no se ha fijado ya  $V_{CC}$ , se determina qué fuentes se han de usar, ya sea por

- a) - Disponibilidad
- b) - Tamaño de los pulsos de salida ( $\approx V_{CC} - V_{CEs}$ ).

① Según el transistor, se escoge  $I_{cs}$ . Si la resistencia de carga no es muy pequeña (la corriente que toma es pequeña).

$R_C \approx \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{I_{cs}}$  De lo contrario, hacer  $R_C$  menor.

Notar que se ha despreciado 2º término derecho de (3).

② Fijar un valor de  $I_B \geq \frac{I_{cs}}{\beta_{min}}$ . Como se conocen  $V_{CC}$ ,

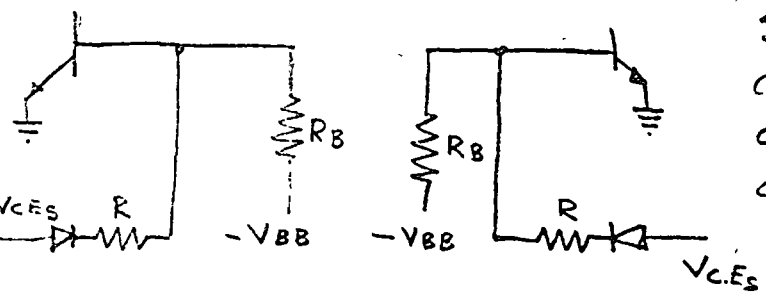
$V_{BB}$ ,  $V_{CEs} \approx 0.2 V$ ,  $V_{BEs} \approx 0.7 V$ . La ecuación ① tendrá 2 incógnitas,  $R_R$ ,  $R_B$

③ Fijar  $V_{BEoff}$  para el transistor en corte. Un buen valor es  $0.5V$ . Sustituirlo en ④ con el máximo valor de  $I_{CBO}$ , que será significativo sólo a altas temperaturas.

Se tiene entonces una segunda ecuación con  $R_R$  y  $R_B$  desconocidas.

Resolver las ecuaciones.

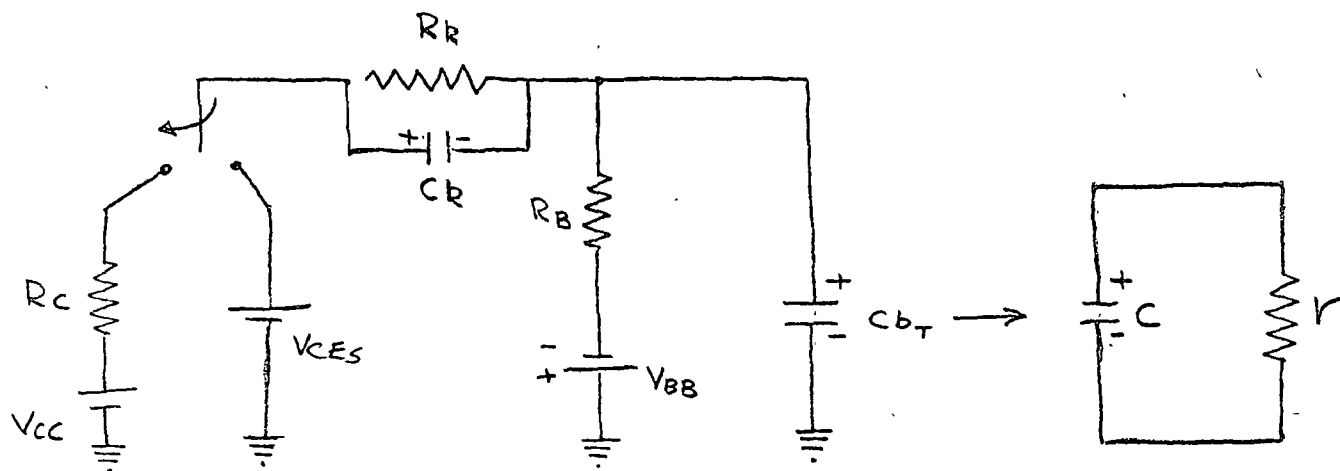
Se ha supuesto que, en ausencia de disparo, el circuito de disparo presenta una impedancia considerable. Esto puede no ser cierto en circuitos de disparo sin capacitores, y habrá que tomar en cuenta sus valores.



Si  $R$  pequeña, deberá tomarse en cuenta en la ecuación de entrada del transistor cortado, aunque la entrada sea baja ( $V_{CEs}$ ).



Forma un atenuador compensado de un transistor a otro,



$T_1$  pasa de saturación a corte, en el instante  $0_+$ . Justo antes,  $V_{ck}(0_-) = V_{CES} - V_{BEoff}$ ,  $V_{cbT}(0_-) = V_{BEoff}$ . Queremos que se transfiera una carga total  $Q_{BT}$ , a la base de  $T_2$ .  $Q_{BT} = C V_{BES}$ . Para que la transferencia sea instantánea,

$[R_k C_k = C_r]$  y justo después del disparo  $V_{ck}(0_+) \cong V_{cc} - V_{CES}$

$$\Rightarrow Q_{BT} = C_k (V_{cc} - V_{CES}),$$

$$C_k = \frac{Q_{BT}}{V_{cc} - V_{CES}}$$

Sólo en algunos casos los fabricantes dan el dato  $Q_{BT}$ . En esos casos, no hay problema de cálculo.

De lo contrario, hay que estimarlo. La carga  $Q_{BT}$  que se almacena en la base consiste de  $Q_B$ , la carga necesaria justo para saturar, más la carga de exceso  $Q_{BS}$ , de sobre saturación.

Sobre la primera componente, se tiene por lo regular suficiente información  $C = C_{\pi}$ ,  $r = r_{\pi}$ ,  $C_T = C_B$ , una constante de tiempo, aproximadamente igual a  $1/2\pi f_T$ .  $f_T$  si está dado generalmente, y varía poco con la corriente se puede ajustar  $C_k$  inicialmente al valor  $C_k = 1/R_k 2\pi f_T$  lo

que asegura una saturación rápida. Se puede aumentar empíricamente al valor de  $C_k$ , cuando se corta al transistor, a fin de tener tiempos de saturación ( $t_s$ ) pequeños.

sobre el valor de  $Q_{BS}$  (carga en exceso) se tiene también cierta información en algunas ocasiones.

$$Q_{BS} = \tau_s (I_{Bt} - I_{BS}) \text{ se da } \tau_s, \text{ constante de tiempo, } \tau_s \text{ en saturación}$$

$I_{Bt}$  = corriente total de base

$$I_{BS} = \frac{I_{cs}}{\beta} \text{ corriente justo para saturar!}$$

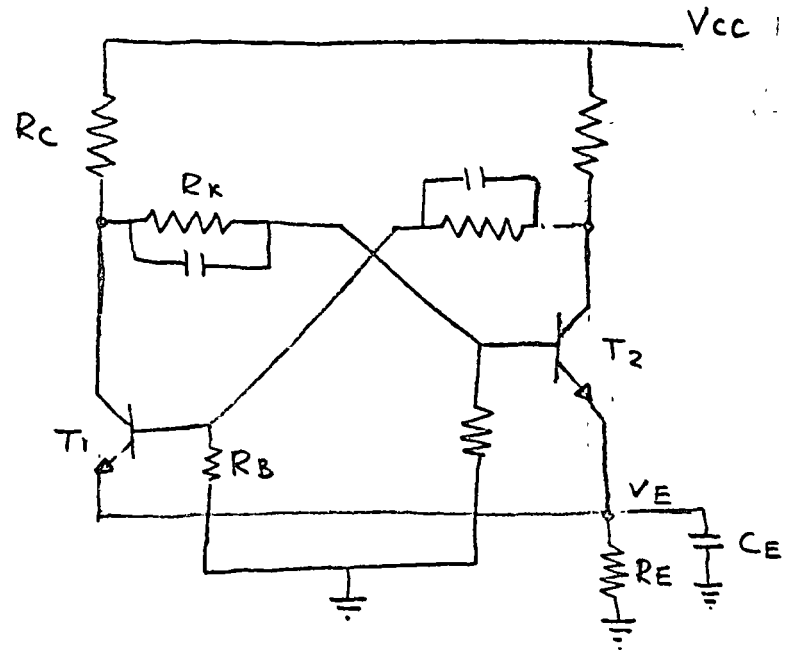
Lo más práctico es, después de todo, determinar  $C_k$  como

$$C_k \approx k \frac{1}{R_k 2\pi f_T} \quad 1.5 \leq k \leq 2$$

y resulta generalmente de 20 a 200 pfd.

### Bi-estable autopolarizado

Cuando no se dispone de una segunda fuente,  $V_{BB}$



$$\frac{V_{CC} - V_{CEs} - V_E}{R_C} = I_{cs} + \frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_k}$$

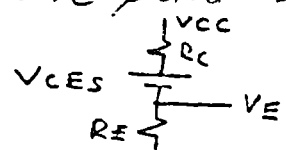
$$\frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_k} = \frac{V_{BEoff} + V_E}{R_B}$$

$$\frac{V_{CC} - V_E - V_{BEs}}{R_C + R_k} = I_B + \frac{V_E + V_{BEs}}{R_B}$$

$$V_E = I_E R_E = (I_B + I_{cs}) R_E$$

El diseño es idéntico al otro caso, excepto que se requiere  $V_E$  en las ecuaciones.  $V_E$  se fija de antemano, como una fracción del voltaje total  $V_{CC}$ .  $V_E \leq \frac{V_{CC}}{5}$

Despreciando la corriente que se va por  $R_k$ , y si  $I_B \ll I_{cs}$ , se tiene para el transistor en saturación,  $I_E \approx I_{cs}$



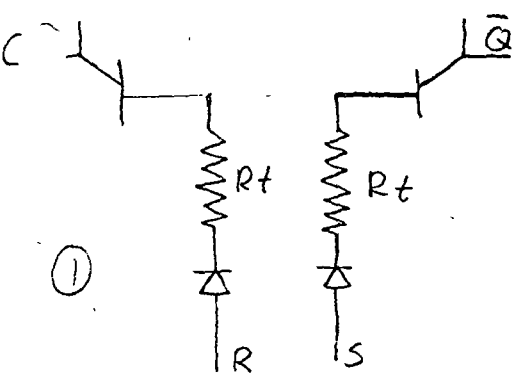
$$V_E = \frac{R_E}{R_E + R_C} (V_{CC} - V_{CEs})$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{CEs})}{I_{cs}}$$

$C_E R_E \gg$  periodo del disparo  
se trata de que  $V_E$  permanezca siempre constante.

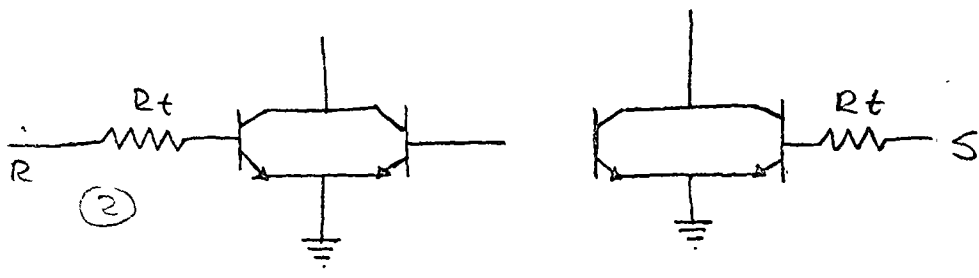
# Disparo

para un Flip-Flop R-S, de corriente directa



R y S pulsos +VOS que deben arrancar a su respectivo transistor  
 Al arrancar un transistor, debe cortar al otro.

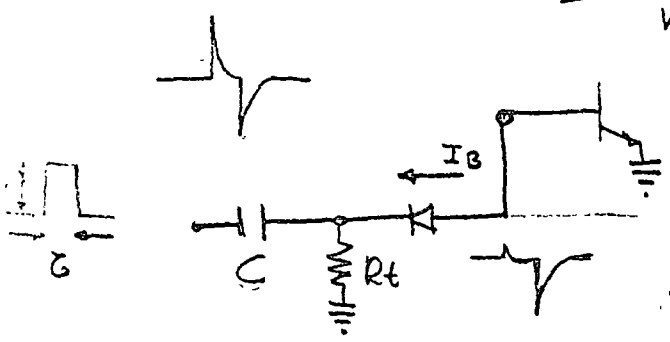
Duración del pulso:  
 tiempo necesario para saturar a un transistor + tiempo necesario para desaturar al otro.  
 (tiempo mínimo)



Tamaño del pulso: necesario para la saturación. Depende de R<sub>t</sub> en el circuito de disparo

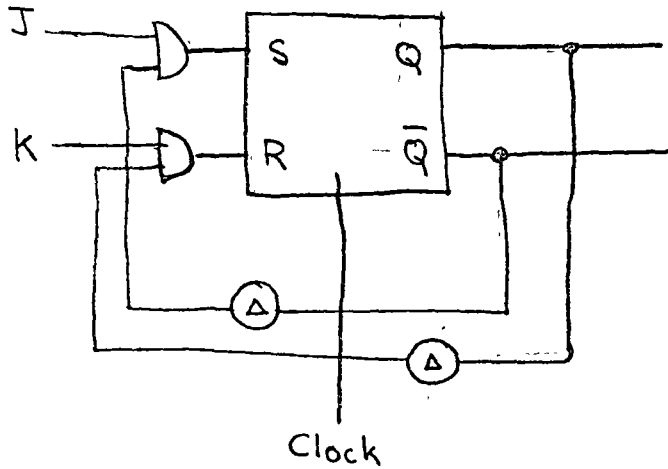
se pueden usar pulsos negativos también, para cortar al transistor que conduce. Estos se generan con un circuito diferenciador y un diodo: El pulso negativo en la base permite circulación de I<sub>B</sub> negativa, sustrayendo las cargas de base

$$C \geq \frac{Q_{Bt}}{V} \quad CR_t < \frac{V}{4}$$



El retardo producido por efectuarse el disparo a la caída del pulso (trailing edge triggering) es necesario para el buen funcionamiento de otros tipos de Flip-Flop:

El T (gatillo) y el J-K!



$$S = J \cdot \bar{Q} \cdot \text{clk}$$

$$R = K \cdot Q \cdot \text{clk}$$

clk es un pulso de reloj (sincronización).

El F-F trabaja igual que un R-S pero si se permite que  $J=K=1$ ; ello provoca un cambio de estado.

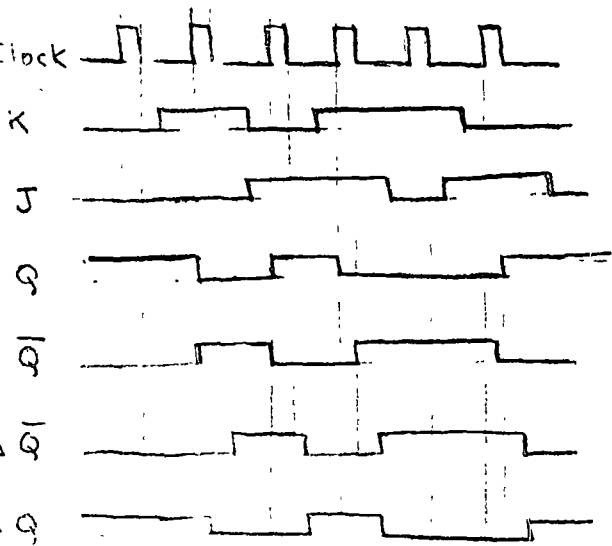
⊲ = Delay = retardo

JK	$Q(t+1)$
00	$Q(t)$
01	0
10	1
11	$\bar{Q}(t)$

RESTRICCIÓN ÚNICA: Las salidas retroalimentadas a la entrada no deben coincidir al cambiar con el pulso de reloj. Si no hay ambigüedad. O sea, cualquier cambio en la salida debe ser detectado en la entrada con un tiempo de retraso "Δ", tal que

$$\tau < \Delta < T$$

$\tau$  = duración del pulso  
 $T$  = período de los pulsos



Desde luego no se pondrá un retardo físicamente pero puede hacerse que el S-R CAMBIE a la BAJADA del pulso de reloj (cuando ya cesó el pulso)

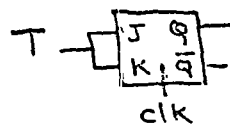
FLIP-FLOP T (gatillo) = (TRIGGER)

Si  $J=K=1$ ; se tiene

$$S = \bar{Q} \cdot \text{clk}$$

$$R = Q \cdot \text{clk}$$

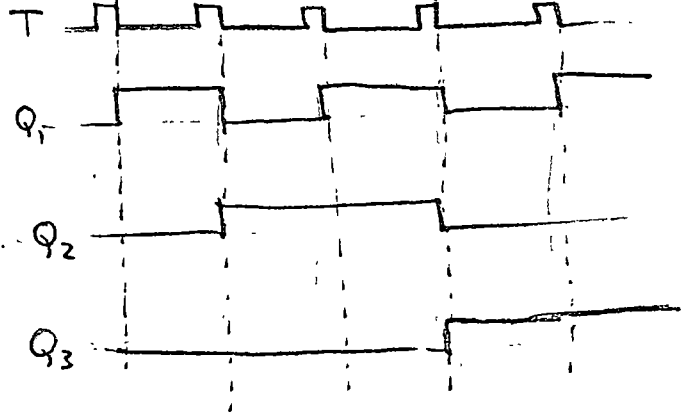
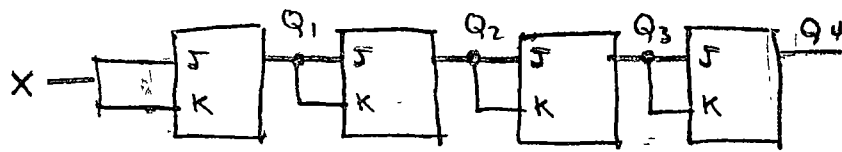
Luego el FF cambia de edo. en cada pulso de reloj



T	$Q(t+1)$
0	$Q(t)$
1	$\bar{Q}(t)$

g) APLICACION PRACTICA

Contador binario o divisor de frecuencia



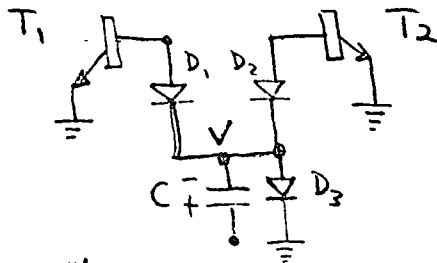
$T_1 = X \quad T_2 = Q_1 \quad T_3 = Q_2, \dots, T_n = Q_{n-1}$

METODOS DE DISPARO PARA  $T_S$

Nota: J-Ks pueden ser disparados por los métodos discutidos anteriormente (con bajada de pulso diferenciado preferiblemente) o con los métodos que se discuten a continuación.

DISPARO SIMETRICO EN BASE

$D_3$  puede ser substituido por una resistencia R.



Sea  $T_1$  saturado,  $T_2$  cortado antes del pulso

al tiempo  $0_-$

$V_c(0_-) = V_1 - V$

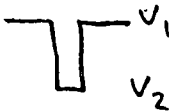
$V_{BE1} = V_{BE3} \approx 0.7V$

$V_{BE2} = V_{BE_{off}} \approx -0.5V$

$V \approx 0.35V$  con  $D_1$  y  $D_3$  casi cortados

al tiempo  $0_+$

$V_c(0_+) = V_c(0_-) = V_1 - 0.35$



$V_1 - V_2 = V_p$

El pulso negativo se transmite pues a  $V \Rightarrow V(0_+) = 0.35 - V_p$ . Tal valor de  $V$  debe ser mayor que  $V_{BE_{off}}$ , para que  $D_2$  siga cortado y que solamente  $D_1$  conduzca en pleno  $\Rightarrow V_{BE1} = V(0_+) + 0.7 \approx 1 - V_p \Rightarrow V_p > 1V$  para que  $T_1$  corte!

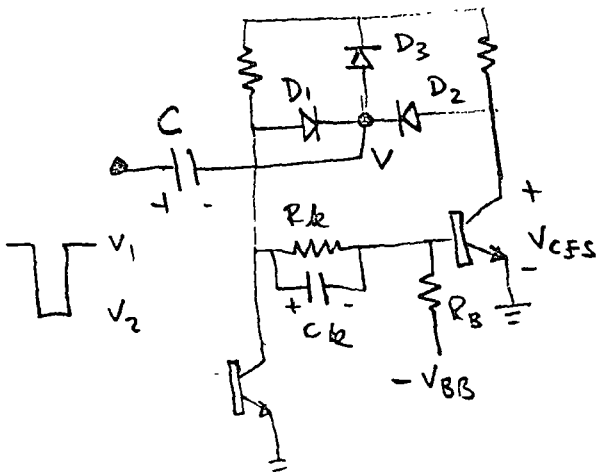
Si llamamos  $V_T$  al voltaje necesario para arrancar a  $D_2$ , requiere

$V_{BE2} - V(0_+) < V_T \Rightarrow V_p < V_T + 0.35 - V_{BE_{off}} \approx 1.45V$

Notar que la AMPLITUD del pulso es crítica.

h) Al cesar el pulso, C se vuelve a cargar a  $V_1 - 0.35$  rápidamente a través del  $D_3$ , evitando así que vuelva a arrancar  $T_4$ .

DISPARO EN COLECTOR (simétrico)



antes del disparo ( $t=0_-$ )

$V \approx V_{cc}$ ,  $V_c(0_-) = V_1 - V_{cc}$ ,  $V_{cT2}(0_-) \approx V_{cc} - V_{BE3}$   
 $T_1$  cortado,  $T_2$  conduce

Todos los diodos cortados, pero  $D_2$  es el más cortado

después del disparo ( $t=0_+$ )

$V_c(0_+) = V_c(0_-) = V_1 - V_{cc}$

El pulso se transmite a  $V \Rightarrow V(0_+) = V_{cc} - V_p$ .

Siempre y cuando  $V_p < V_{cc}$ , sólo  $D_1$  conduce, y el pulso negativo se transmite a la base de  $T_2$  cortándola

Al cesar el pulso, la transición positiva de este hace arrancar a  $D_3$  y volvemos al estado original, con el FLIP-FLOP en otro estado,

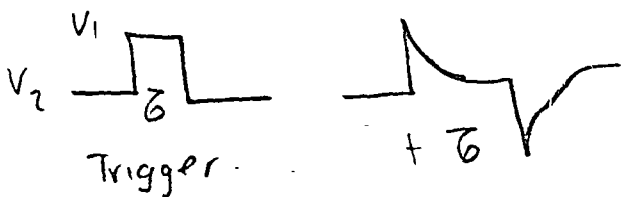
La amplitud del pulso no es tan crítica

Notar que si  $D_3$  se substituye por una resistencia  $R$ , no muy grande se podría disparar al birstable con la bajada del pulso positivo. El voltaje  $V$  sería diferenciado con sus 2 picos,  $+V_0$  y  $-V_0$ . El  $-V_0$  dispara al FF

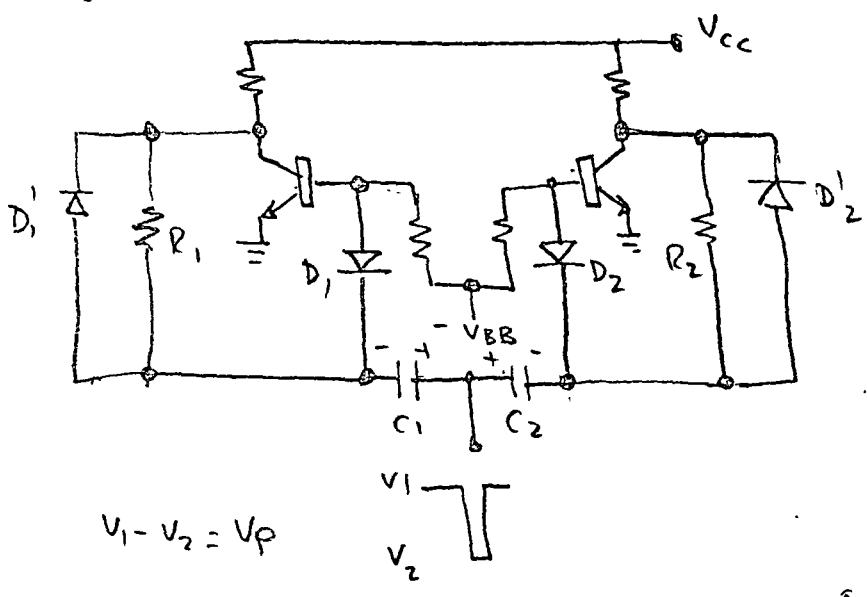
En dicho caso  $CR < \frac{\tau}{4}$

$\tau$  = duración de pulso de disparo

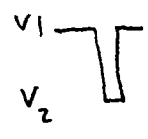
C como siempre  $\geq \frac{Q_{BT}}{|V_T|}$



i) DISPARO HIBRIDO



$V_1 - V_2 = V_p$



$D_1$  y  $D_2'$  son opcionales  
al tiempo  $0_-$ , sea T1 cortado,  
T2 saturado

$D_1$  y  $D_2$  cortados.

$V_{C2}(0_-) = V_1 - V_{CEs}$      $V_B(0_-) = V_{cc}$

$V_{C1}(0_-) \approx V_1 - V_{cc}$      $V_A(0_-) = V_{cc}$

al tiempo  $0_+$

El pulso negativo se transmite  
 $\approx A_4 B$ .

$V_B(0_+) = V_{CEs} - V_p$  negativo

$V_A(0_+) = V_{cc} - V_p$  positivo si  $V_p < V_{cc}$

Luego sólo  $D_2$  conduce, y corte T2

$C_1 = C_2 \geq \frac{Q_{BT}}{V_p}$ ; una buena medida práctica, del doble de  $C_2$

$R_1, R_2$  mayores que  $R_c$ , pero pequeños de tal manera  
o  $C_1$  o  $C_2$  se carguen rápidamente. O sea cada funciona como  
diferenciador!

$R_1 C_1 = R_2 C_2 < \frac{T}{4}$      $T =$  periodo de la señal de disparo.

$D_1$  y  $D_2'$  permiten una recuperación más rápida al cerrar el pulso.

EJEMPLO PRACTICO:  $R_c = 1k\Omega, R_k = 10k, R_B = 47k, R_1 = R_2 = 10k$   
 $C_k = 100pfd, C_1 = 270pfd = C_2$   
 $V_{cc} = 10V = +V_{BB}$

TRANSISTORES 2N1304, con  $f_T = 5MHz$

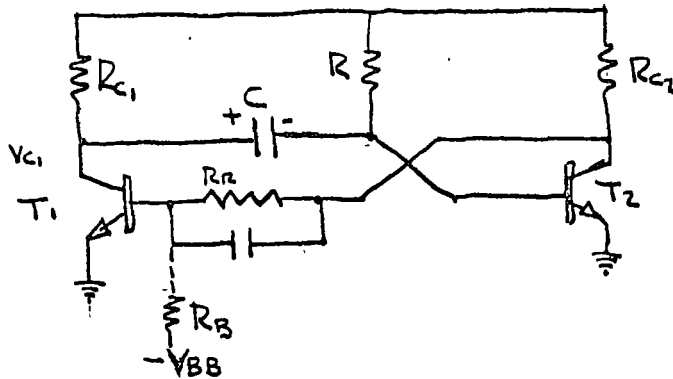
Nota: con los diodos  $D_1$  y  $D_2'$ , se permite  
mayor  $R_1 C_1 = R_2 C_2 < \frac{T}{1.4}$





## MULTIVIBRADOR BIESTABLE

El multivibrador monoestable, es desde luego un híbrido entre los multivibradores biestable y astable, tiene un estado quasi-estable. Se puede decir que un circuito de conmutación biestable, puede presentar un comportamiento monoestable, si se le suprime un estado de equilibrio.



Multivibrador monoestable acoplado por colector

$T_2$  Normalmente (on) en conducción y saturado.  $(R < \frac{R_{c2}}{\beta_{min}})$

$V_o = V_{ces} = (0)$  estado quasi-estable

$T_1$  Normalmente cortado, ya sea por  $-V_{BE}$  ó porque el  $v_o$  acoplado  $< V_{BE}$  del  $T_1$ .

Existe un Pulso de disparo a cualquiera de las bases ó a cualquiera de los colectores, para cambiar transitoriamente el estado.

Notar que en DC.,  $\beta = 0$  (No hay transmisión) pero a altas frecuencias, es como un biestable aproximadamente.

Estado estable

( con retorno a  $-V_{BB}$  )

$$\cdot I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R} \quad (1) \quad \frac{V_{CC} - V_{CES}}{R_{c2}} = I_{CS} + \frac{V_{CES} + V_{BB}}{R_B + R_R} \quad (2) \quad V_{BE1} = -V_{BB} + \frac{R_B}{R_B + R_R} (V_{CES} + V_{BB}) \quad (3)$$

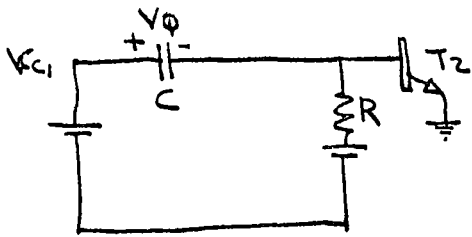
• Notar  $V_Q = V_{CC} - V_{BE5}$  VOLTAJE DEL CAPACITOR

• Ej:  $R_{c2} = 1.5 \text{ K}\Omega$ ,  $R_R = 6.8 \text{ K}$ ,  $R = 47 \text{ K}\Omega$ ,  $V_{BB} = 6 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ .

$$\Rightarrow I_{CS} = \frac{11.7}{1.5} - \frac{6.3}{53.8} = 7.8 - .117 \cong 7.68 \text{ mA}, \text{ si } \beta_{min} = 40, I_{Bmin} = .192 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R \leq \frac{11.3}{.192} = 59 \text{ K}\Omega, \text{ PARA QUE ESTE EN ESTADO ESTABLE SATURADO, } T_2 \text{ DE } (3) \quad V_{BE1} = -6 + \frac{47}{53.8} \times 6.3 = -0.5 \text{ V}$$

Supongamos que  $T_1$  se arranca a saturación, por un pulso positivo en  $V_{Q1}$  a la base de  $T_1$  :



$$T = RC$$

Sin considerar a  $T_2$  :

$$V_Q(t) = \underbrace{(V_{CEs} - V_{cc})}_{V_Q(\infty)} (1 - e^{-t/T}) + \underbrace{(V_{cc} - V_{BE2(0)})}_{V_Q(0)} e^{-t/T}$$

$$V_{BE2}(t) = -V_Q(t) + V_{CEs} = V_{cc} - 2V_{cc} e^{-t/T} + (V_{CEs} + V_{BE2(0)}) e^{-t/T}$$

$$= V_{cc} - e^{-t/T} (2V_{cc} - V_{CEs} - V_{BE2(0)}) \approx V_{cc} - 2V_{cc} e^{-t/T}$$

Sea el pulso negativo en el colector 1 se transmite a la base de  $T_2$  inicialmente, pues  $V_Q$  no puede cambiar. sin embargo, des-

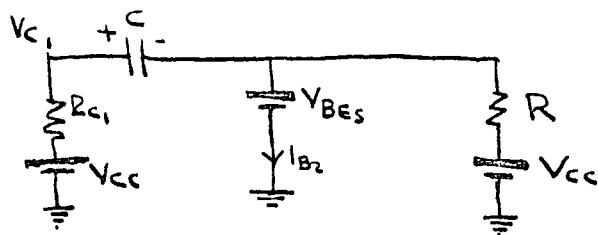
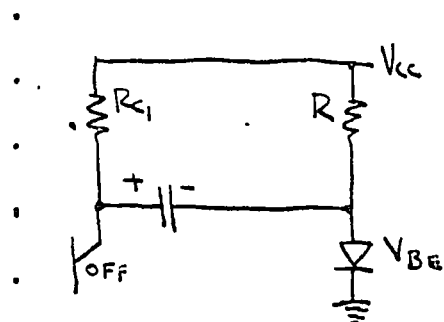
pués de un tiempo  $t_s$ , volveremos al estado estable, cuando  $V_{BE2} \approx 0.6 \text{ V. } (V_{BEt})$  notar que entonces  $V_Q(t_s) = V_{CEs} - V_{BEt}$

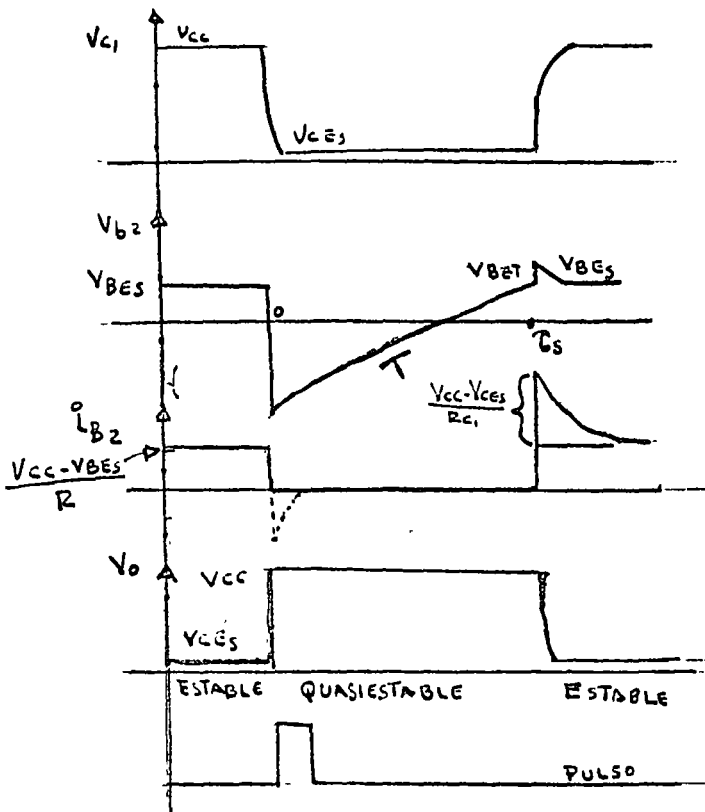
$$t_s = T \ln \frac{2V_{cc} - V_{CEs} - V_{BEs}}{V_{cc} - V_{BEt}} \approx T \ln 2 = 0.693 T.$$

Mientras cortó  $T_2$ , la acción de saturación en  $T_1$  fué transitoriamente reforzada. No es necesario mantener el disparo todo el tiempo.

Despreciemos ahora el tiempo que tarda  $T_2$  en saturar nuevamente, lo que provoca que  $T_1$  corte rápidamente debido a  $C_1$ . ( si ya casó el trigger. si no, ambos estarán saturados).

Supongamos  $T_1$  Cortado con  $T_2$  ya Saturado.  $V_Q(t=0) = V_{CEs} - V_{BEs}$ .





Notar tremendo overdrive al inicio de  $i_B(0) = \frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R} \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_{C1}}$

entonces, en vigor,  $V_{B2}$  sufre un brinco, debido al brinco de corriente  $V_{C1}$ , a su vez varía

como:  $V_{C1}(t') = V_C + V_{B2}$  SUFRE EL BRINCO DE  $V_{B2}$  Y TIENDE LUEGO A  $V_{CC}$

Se requieren aproximadamente  $4T'$  para recuperación total, después de  $\tau_s$ , entonces para tardar mucho  $4R_{C1} \ll \tau_s$

Cuidar que  $V_{BE2}$  aguante  $-V_{CC}$  en reversa!  
 DURACION PULSO  $t_p < \tau_s$   
 PERIODO DE IMPULSOS  $T_p < 4T'$

Hagamos calculos numericos:  $V_{B2}$  baja hasta  $-V_{CC}$

TARDA  $\tau_s = T \ln \frac{24-1}{11.4} = T \ln 2.017 = .694 \times 47 \times 10^3 C$  EN LLEGAR A  $.6V$ .

Si  $C = 100 pfd.$ ,  $\tau_s = 3261.8 \mu Seg$

$I_{B2}$  BRINCA HASTA  $\frac{9.3}{4.7} + \frac{9.7}{R_{C1}} = .198 + 4.41 = 4.61 mA$ . si  $R_{C1} = 2.2 k\Omega$

ENTONCES  $T' = 220 \mu seg.$ , y  $T_p > 3260 + 880 = 4140 \mu seg.$

Notar que a menor  $R_{C1}$  menor  $T'$  pero mejor  $i_B$ .

DISEÑO Se Aplicará un Trgger, luego hay que asegurar que T1

Sature Cuando T2 Corte.

D. necesario si  $V_{BE0}$  en

reversa  $< V_{CC}$  de T2.

Sea los 20mA,  $\beta_{min} = 20$

$$\Rightarrow R_c \cong \frac{V_{CC} - V_{CEs} - V_D}{I_{cs}} = \frac{11}{20} = .55 \text{ k}\Omega \rightarrow 560\Omega$$

$$I_B \geq \frac{I_{cs}}{\beta_{min}} = 1 \text{ mA} \rightarrow 1 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R = \frac{V_{CC} - V_{BEs} - V_D}{I} = 10.6 \text{ k}\Omega \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$$

Diseño de R1 y R2 Sea  $V_{BE \text{ off}} = -0.5 \text{ V}$ ,  $I_{B2s} = 1 \text{ mA}$  (Cuando T2 EN CORTE)

$$\cdot \text{ off } \frac{V_{CE} + V_D - V_{BE \text{ off}}}{R_1} = \frac{V_{BE \text{ off}} + 6}{R_2}, \quad \frac{1.5}{R_1} = \frac{5.5}{R_2} \Rightarrow \boxed{R_2 = 3.67 R_1}$$

$$\cdot \text{ on } \frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R_1 + R_2} = I_B = \frac{V_{BEs} + V_{BB}}{R_2} \quad \frac{11.3}{R_1 + 56} = 1 + \frac{6.7}{3.67 R_1}$$

$$\cdot 41.433 R_1 = 3.67 R_1^2 + 2.053 R_1 + 6.7 R_1 + 3.752$$

$$\cdot R_1^2 - 8.9046 R_1 + 1.022 = 0 \quad R_1 = 4.4523 \pm \sqrt{19.823 - 1.022} = 4.4523 \pm \sqrt{18.801}$$

$$\cdot R_1 = 4.4523 + 4.326 = 8.78 \text{ k}\Omega \rightarrow (9.1 \text{ k}\Omega)$$

$$\cdot R_2 = 33.4 \text{ k}\Omega \rightarrow 33 \text{ k}\Omega$$

Veamos si D. afecta a la fórmulas dinámicas.

Al cortar T2 D no influye, excepto que  $V_{R2} \neq V_{BE2}$  luego se requiere

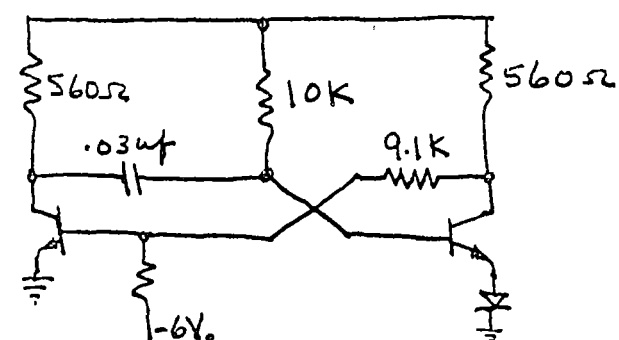
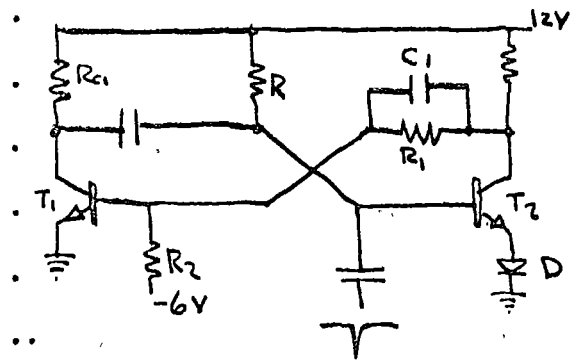
que  $V_{R2} = 2V_{BE} \approx 1.2$  para arrancar a T2 nuevamente. tambien el Voltaje

inicial de C no es  $V_{CC} - V_{BEs}$  sino  $V_{CC} - V_{BEs} - V_D \approx V_{CC} - 1.4$

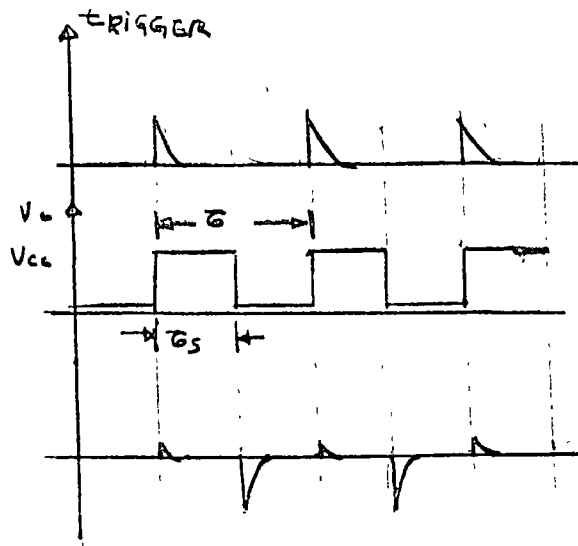
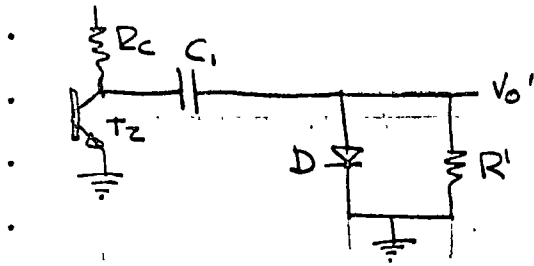
$$\cdot \Rightarrow \tau_s = T \ln \frac{2V_{CC} - V_{CE} - V_{BE} - V_D}{V_{CC} - 2V_{BE}} = T \ln \frac{22.3}{10.8} = \ln 2.065 = .725 T$$

$$\Rightarrow \tau = 200 \mu\text{seg.} \Rightarrow C = \frac{200 \times 10^{-6}}{.725 \times 10^4} = 275.86 \times 10^{-10} = .0276 \mu\text{f}$$

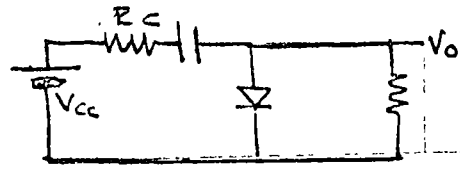
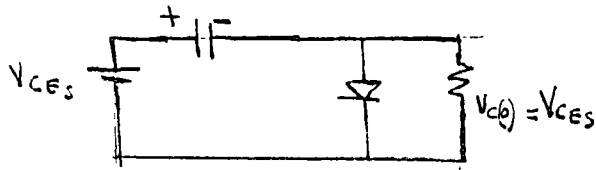
$\rightarrow .03 \mu\text{f}$



Use como Delay



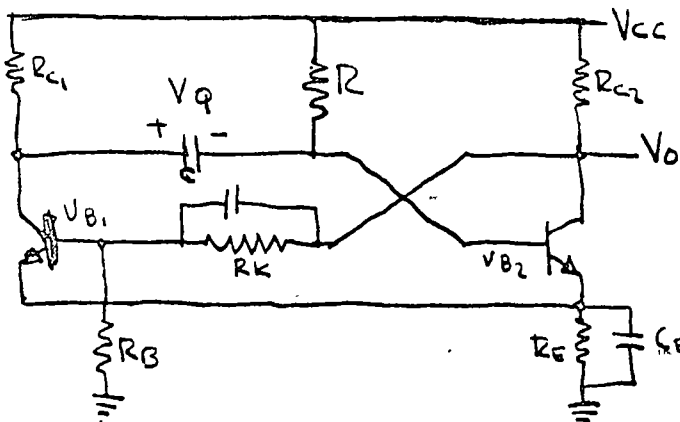
Antes de aplicar Trigger; D. Cortado; Con Trigger, T2 Corta D Arranca



$$i(t) \cong \frac{V_{cc} - V_{ces}}{R_c + r_f}$$

$$T_0 = (R_c + r_f)C \approx R_c C$$

Monoestable con Resistencia RE. ( Self Biased )



Estado Estable:  $I_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{BE} - V_E}{R}$  ①

$$\frac{V_{cc} - V_{ces} - V_E}{R_{c2}} = I_{cs} + \frac{V_E + V_{ces}}{R_K + R_B}$$
 ②

$$V_{B1} = \frac{V_E + V_{ces}}{R_K + R_B} R_B$$
 ③ 
$$V_{B1} = V_{BE(off)} + V_E$$
 ④

$$V_E = R_E (I_{cs} + I_{B2})$$
 ⑤ 
$$V_{B2} = V_{BEs} + V_E$$
 ⑥

$$R_E \text{ ①, ②, ⑤ } V_E = \left[ \frac{V_{cc} - V_{BE2} - V_E}{R} + \frac{V_{cc} - V_{ces} - V_E}{R_{c2}} - \frac{V_E + V_{ces}}{R_K + R_B} \right]$$

$$\Rightarrow V_E \left[ \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{c2}} + \frac{1}{R_K + R_B} \right] = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R} + \frac{V_{cc} - V_{ces}}{R_{c2}} - \frac{V_{ces}}{R_K + R_B}$$

Si  $R_E, R_{C2} \ll R_1, R_k + R_B, V_{CE} \approx \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_E + R_{C2}} R_E$   
 Y SE LE LLAMARA  $V_E(0)$

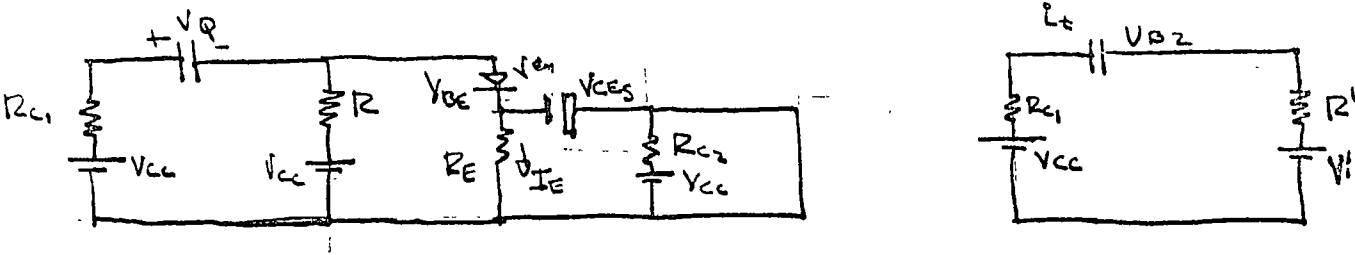
PARA QUE T1, SATURE:

$$\frac{V_{CC} - V_{CEs} - V_E}{R_{C2} + R_k} = I_{B1} + \frac{V_{BEs} + V_E}{R_B} \quad (7) \quad I_B \geq \frac{I_{CS}}{\beta_{min}} \quad (8)$$

Tiempo de Recuperación

Al arrancar T2, de nuevo deberá cortarse T1,

el Pulso  $V_0$  en T1 se habrá de transmitir a  $V_{B2}$ .



Cuando termine el transitorio habrá una corriente  $I_{B2}$  Normal

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R} = \frac{V_{CC} - V'}{R} = \frac{V_{CC} - V_{BEs} - V_E}{R} \text{ de } V_{CC} \text{ por } R$$

Pero durante el primer instante hay una corriente  $I_{B2}$  Mayor y es

igual a:  $I_t(0+) + I(0t)$ .

$$I_t(0+) = \frac{V_{CC} - V' - V_{\phi}(0)}{R_{C1} + R'} = \frac{V_{CC} - V' - V_{CEs} + V_{BEs}}{R_{C1} + R'}$$

$$I(0) = \frac{V_{CC} - V_{B2}(0+)}{R} = \frac{V_{CC} - V'}{R} \left( \frac{R'}{R' + R_{C1}} \right) (V_{CC} - V' - V_{CEs} + V_{BEs})$$

Luego hay un exceso instantaneo :  $1 - \frac{R'}{R' + R_{C1}}$

que puede ser mucho mayor que  $I_{B2}$  y que tambien provoca un cambio en  $V_{BEs}$   
 El exceso de  $V_{B2}$  es  $R' \cdot I_t$  y en  $(0+)$   $\frac{R'}{R' + R_{C1}} (V_{CC} - V' - V_{CEs} + V_{BEs})$

Respondiendo al cambio de  $V_{BEs}$  este mismo exceso se registra en

$V_{B2}$  Luego en  $V_{C2}$  lo cual no es deseable, entonces si conviene el capacitor CE.

## Multivibrador Astable

El astable es generalmente un generador de onda cuadrada.

Para analizar la operación de este circuito consideraremos desde luego que  $D_1$  y  $D_2$  no están conectados en el circuito y los emisores de  $Q_1$  y  $Q_2$ , están conectados a tierra. Consideraremos que  $Q_1$  acaba de encenderse y  $Q_2$  acaba de apagarse, en  $t = 0$ . El voltaje a través de  $C_2$  es aproximadamente  $V_{cc}$  lo que hace que  $V_{BE} = -V_{cc}$ . El voltaje inicial a través de  $C_1$  es aproximadamente  $C_0$ . La base del transistor I está a un voltaje  $\phi$ .  $C_1$  se carga a

rápidamente a través de  $R_{12}$  hasta el  $V_{cc}$ . La constante de tiempo  $R_{12} - C_1$  causa — el frente de onda positivo positivo como puede verse en la figura.  $P_1$  se mantiene en conducción por la corriente del  $V_{BB}$  a través de  $R_{B1}$ . La terminal del colector de  $Q_2$  queda fija al  $V_{CE}(sat)$  de  $P_1$ .  $C_2$  comienza ahora a cargarse de manera que el  $V_{B2}$  suba hacia  $V_{BB}$ . Cuando  $V_{B2}$  alcanza al  $V_{BE}(on)$ .  $P_2$  empieza a conducir. El voltaje negativo obtenido en el colector de  $P_2$ , es acoplado a través de  $C_1$  a la base de



de  $Q_1$ , costando así  $Q_1$ . El circuito al tiempo  $T/2$  está ahora en el estado opuesto al de  $t = 0$ . El proceso de reversa se repite de  $t = T/2$  hasta  $t = T$ . El circuito ha regresado a su estado original.

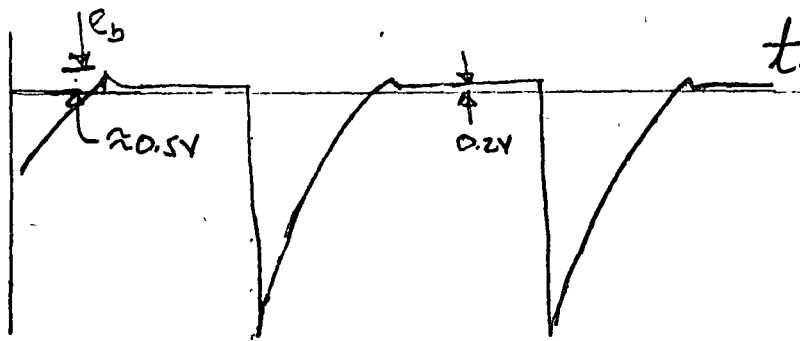
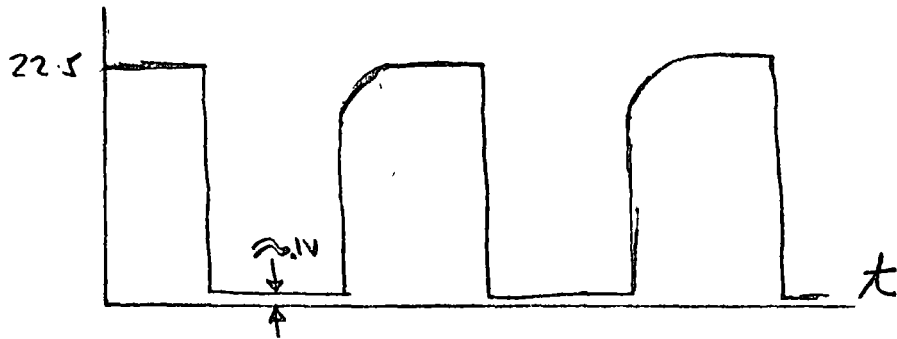
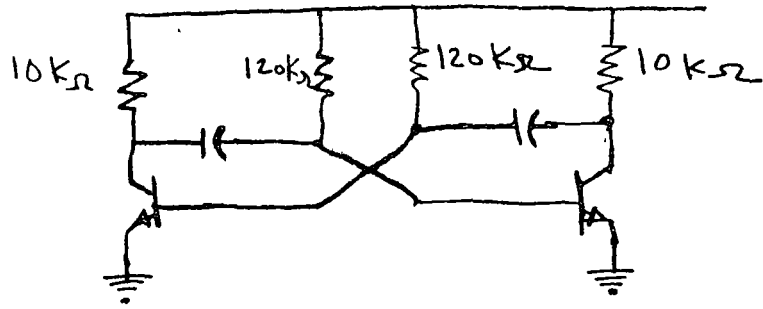
Procedimientos de diseño  
 Las resistencias de carga y los transistores se escogen basados en la misma consideración del multivibrador biestable.  $R_B$  se escoge de manera que asegure la saturación del transistor

$$R_B \leq \beta \frac{(V_{BB} - V_{BE(on)}) R_L}{V_{CC} - V_{CE(sat)}}$$

EL TIEMPO DE CARGA DEL  
TRANSISTOR SE CALCULA CON  
LA CONSTANTE  $R_{BC}$

$$R_{B,C} = \frac{t_{(OFF)}}{\ln \left[ \frac{(V_{BB} + V_{CC} - V_{BE})}{(V_{BE} - V_{BE})} \right]}$$

$$R_{BC} \approx \frac{t_{OFF}}{\ln 2} = 1.44 t_{(OFF)}$$



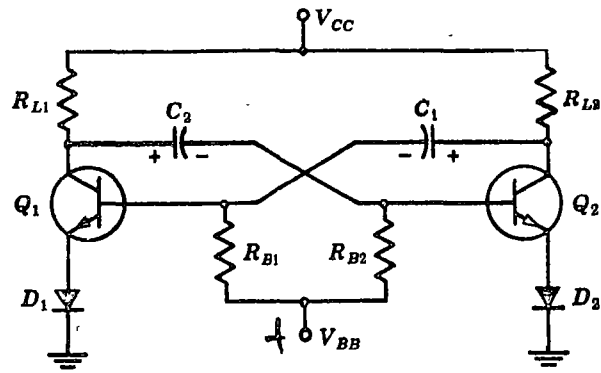
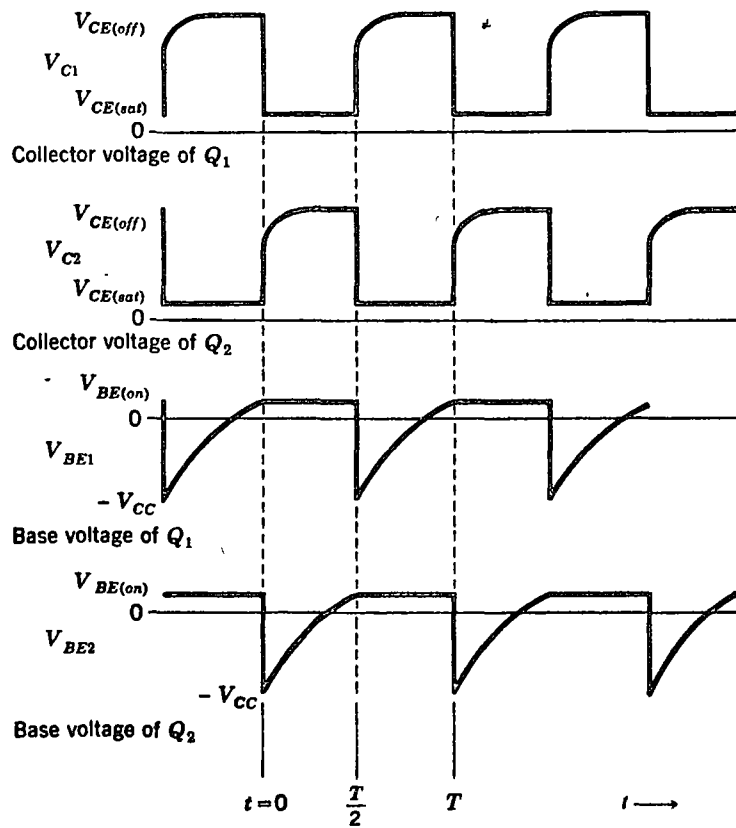
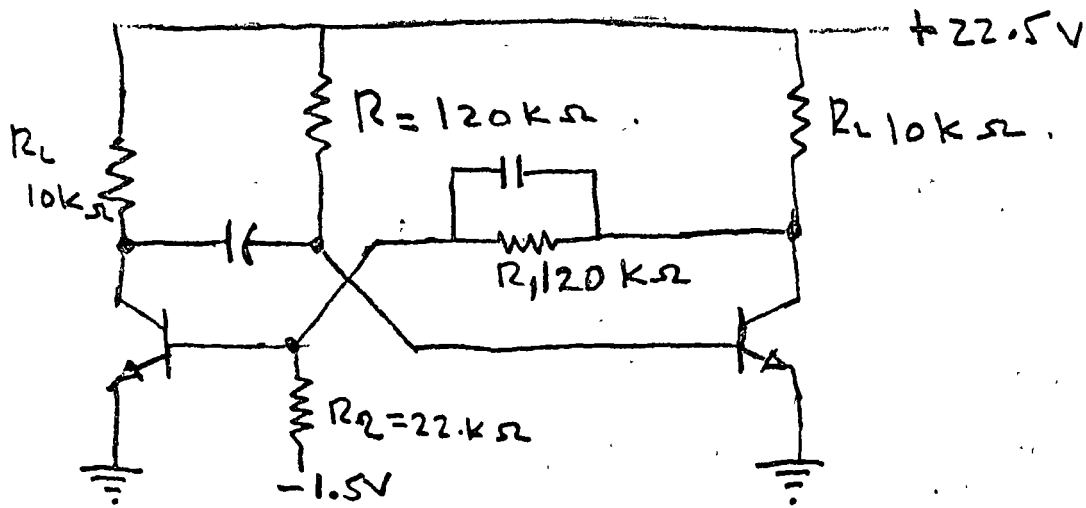


Fig. 28.4. Basic astable multivibrator.



## Circuitos Monoestables

Como vimos la anteriormente, el circuito monoestable presenta un pulso, con una duración previamente establecida, determinada por un circuito A.C. Estudiemos ahora otro ejemplo de monoestable.

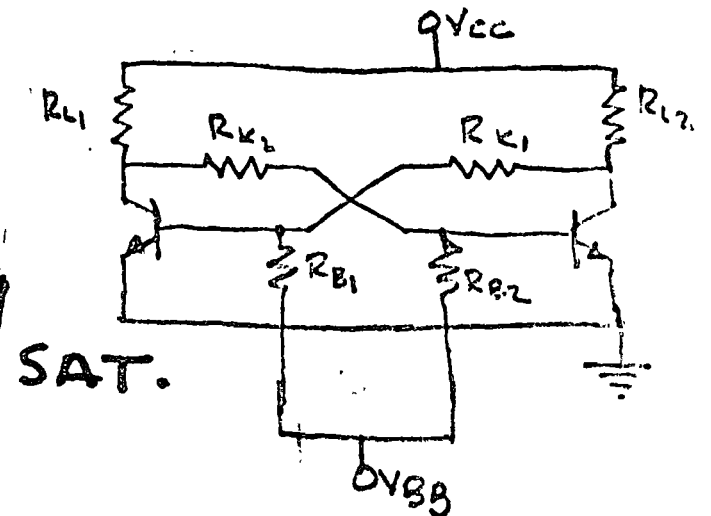
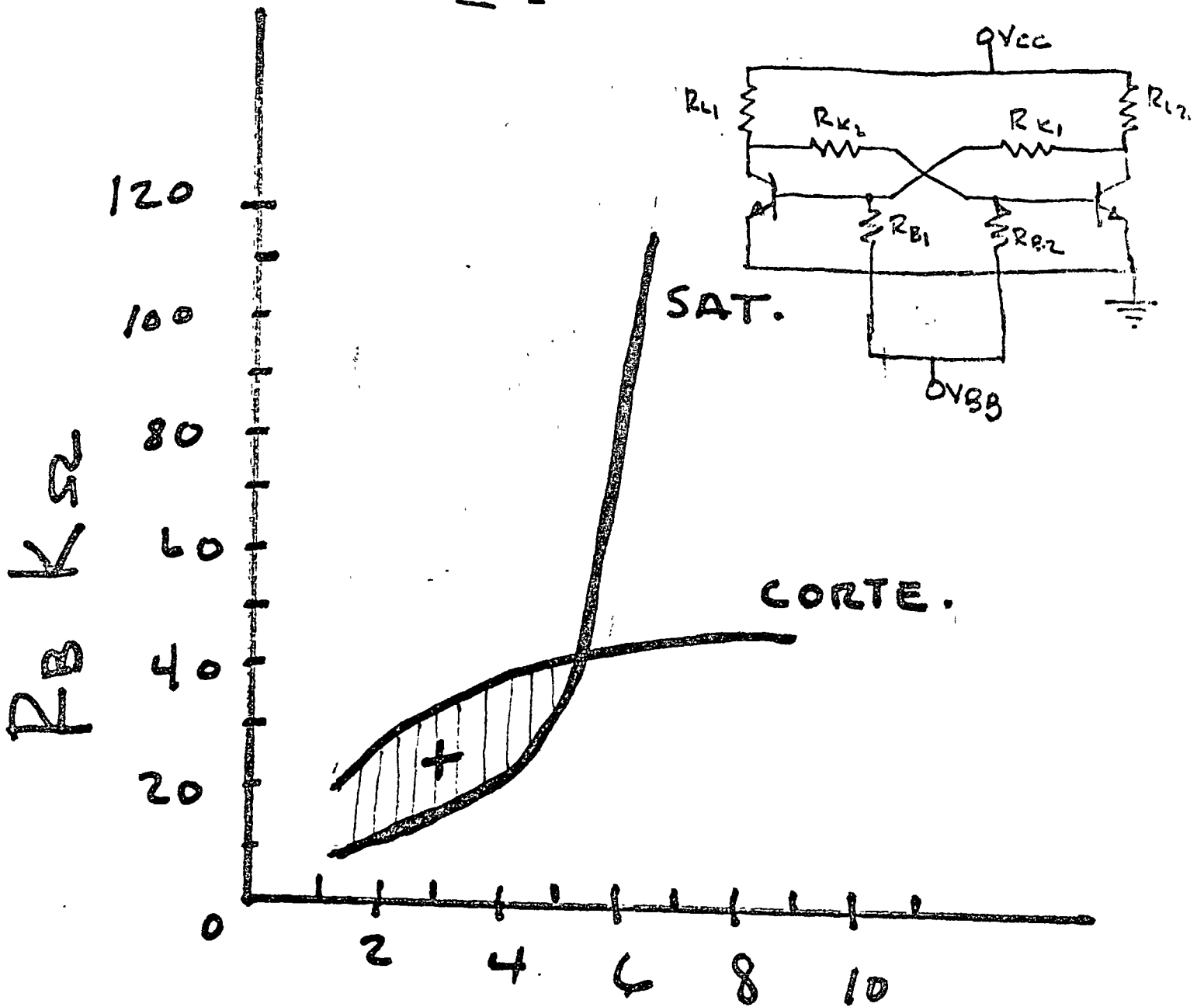


En el estado estable  $T_2$  conduce en saturación y desde luego  $T_1$  está apagado. La corriente de base de  $T_2$  es  $\frac{22.5}{120 \text{ mA}} = 188 \mu\text{A}$ . Basados en la regla de carga de  $10 \text{ k}\Omega$ , encontramos que la saturación tiene lugar para

$$\text{SAT: } R_B = \frac{\bar{V}_{BB} + \bar{V}_{BE_2}}{\frac{V_{CC1} - \bar{R}_{L1} \bar{I}_{CB01} - \bar{V}_{BE}}{\bar{R}_K + \bar{R}_{L1}} - \frac{1}{\beta_2} \left( \frac{V_{CC2} - V_{CE(sat)}}{\bar{R}_{L2}} - \frac{V_{BE1} + V_{CE(sat)}}{\bar{R}_K} \right)}$$

CORTE:

$$R_B = \frac{V_B - V_{BB}}{\frac{V_B(\beta_F) + V_{CE(sat)}}{\bar{R}_K} + \bar{I}_{CB02}}$$



$R_K$   $k\Omega$ .

(TEXAS 370)

una corriente de base de <sup>3</sup> 60  $\mu\text{A}$  y que la  $I_e = 2.25 \text{ mA}$ .  
Por tanto  $T_2$ , está, evidentemente, sa-  
turado. Por las ecuaciones (18-41)  
y (18-42), resulta  $e_{b2} \approx 0.2 \text{ V}$  y  
 $e_{e2} \approx 0.1 \text{ V}$ . Despreciando el peque-  
ño valor de  $e_{e2}$ , hallamos.

$$e_{b1} = - (1.5) \frac{120}{120 + 20} = 1.25 \text{ V}$$

que es, desde luego, suficiente  
para conectar a  $T_1$ . Por consiguiente,  
el colector de  $T_1$  está a la tensión  
de alimentación  $e_{c1} = 22.5 \text{ V}$ .

Si se aplica un disparo  
negativo al colector de  $T_1$ , o uno  
positivo a la base, del monoes-  
table realizará una transición a  
su estado semiestable. El transis-  
tor  $T_1$ , pasará a conducción y  $T_2$  se  
conectará. En saturación,  $e_{b1} \approx 0.2 \text{ V}$ ;

(4)

el circuito equivalente para calcular la corriente de base  $i_{B1}$ . Ahora tenemos que:

$$I_1 = \frac{22.5 - 0.2}{10 + 120} \text{ mA} = 170 \mu\text{A}$$

$$I_2 = \frac{0.2 + 1.5}{22} \text{ mA} = 77 \mu\text{A}$$

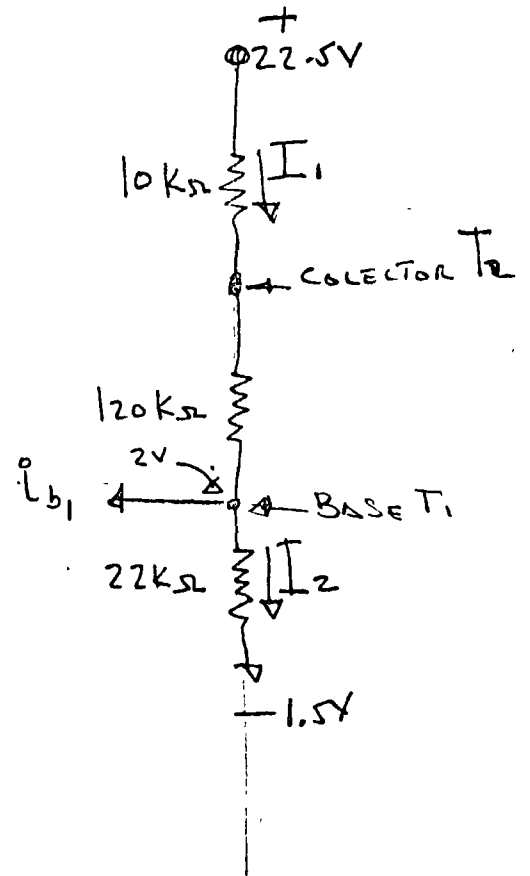
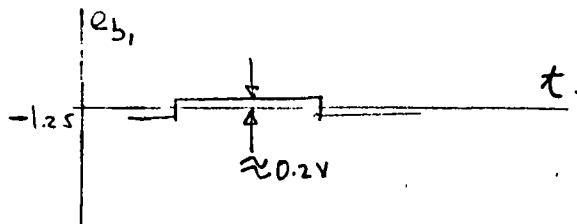
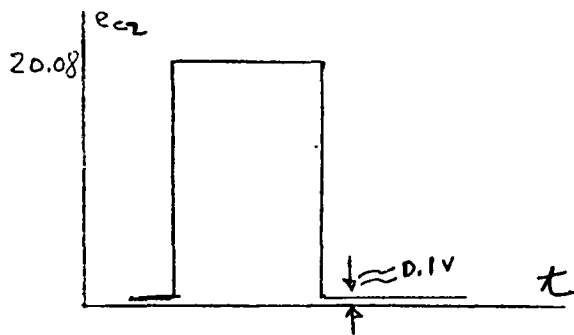
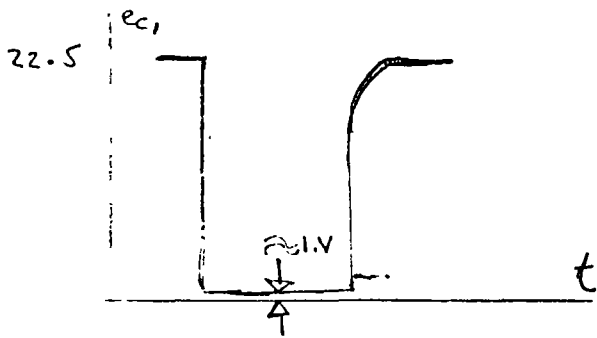
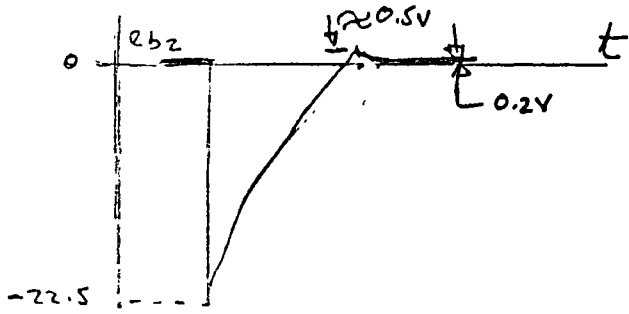
$$i_{B1} = I_1 - I_2 = 170 - 77 = 93 \mu\text{A}$$

Con esto hemos confirmado que  $\pi_1$  está ahora en saturación y  $e_{B1} \approx 0.2 \text{ V}$  y  $e_{C1} \approx 0.1 \text{ V}$ . La tensión  $e_{C2}$  es igual:

$$10I_1 = 20.8 \text{ V.}$$

Ya que en la transición,  $e_{C1}$  sufre una caída prácticamente igual a toda la tensión de alimentación,  $e_{B2}$  caerá en el mismo valor  $22.4 \text{ V}$ . Puesto que inicialmente  $e_{B2}$  era  $0.2 \text{ V}$ , la caída sufrida ha sido.





Monsieur

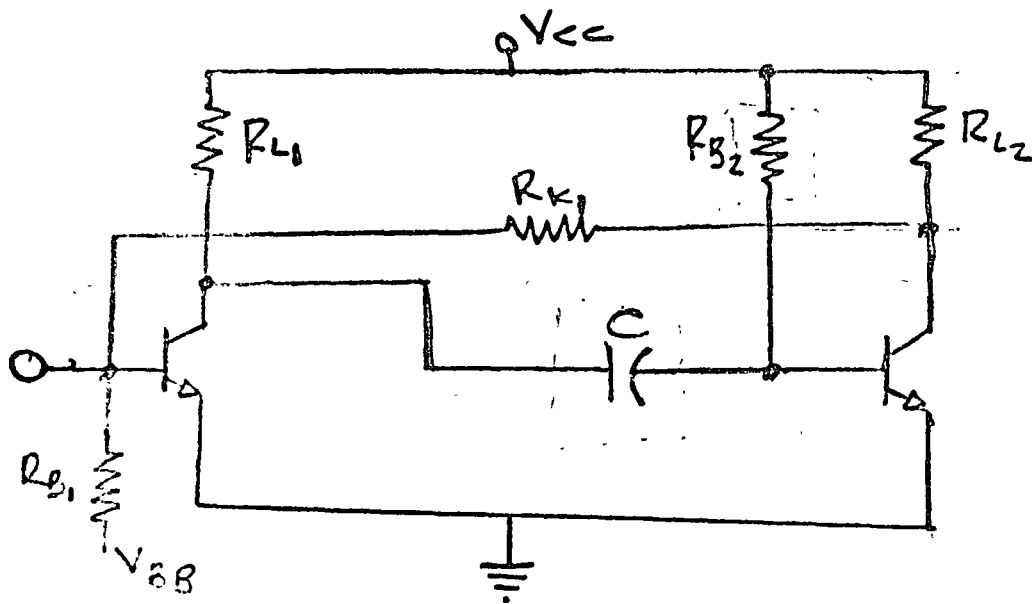
(6)

$$- 22.4 + 0.2 = 22.2 \text{ V}$$

Estos valores se señalan en las ondas de la Fig. 18-36.

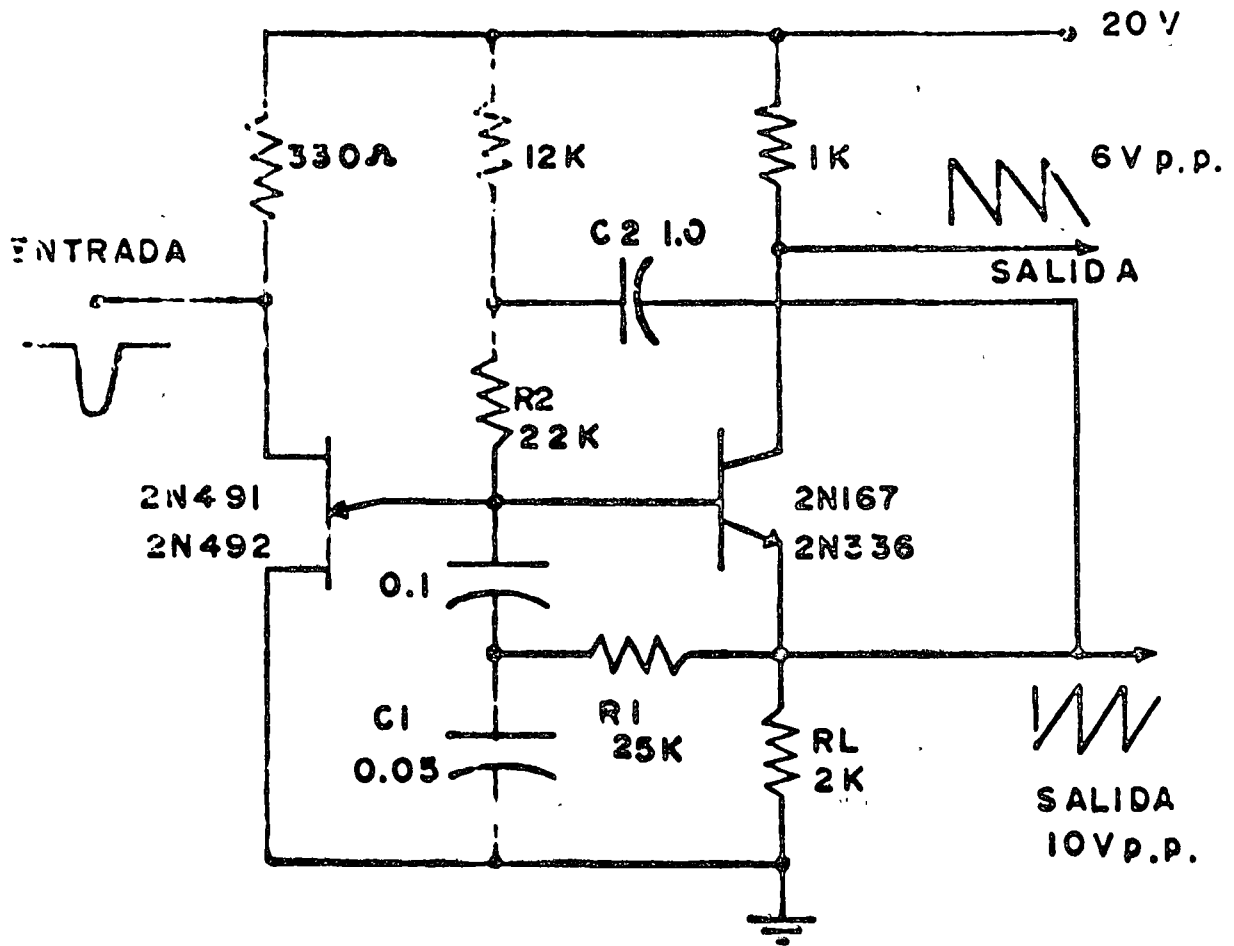
El monostable permanece en el estado estable en tanto que el transistor  $T_2$  se halla en estado y  $e_{e1}$ ,  $e_{e2}$  y  $e_{b1}$  mantienen los valores antes calculados. La tensión  $e_{b2}$ , sin embargo, hace exponencialmente hacia  $22.5 \text{ V}$  a medida que  $C$  se carga a través de  $R$ . El transistor  $T_2$  sale del corte cuando  $e_{b2}$  es del orden de  $-0.1 \text{ V}$ . En este punto,  $T_2$  empieza a conducir y  $T_1$  se corta. La tensión de colector  $e_{c2}$  cae bruscamente hasta casi unirse a tierra. En  $e_{b2}$  se produce un sobrepulso que va de

cayendo a medida que el condensador  $C$  se recarga con la corriente de base. El abrupto pero pequeño aumento de tensión de  $C_{be}$  aparece también en  $C_{e1}$ , ya que colector y base están conectados a través de  $C$ . La corriente de base de  $T_2$  que recarga a  $C$  circula también a través de la resistencia de carga de  $T_2$ . La constante de tiempo asociada con la caída del sobrepulso de  $C_{be}$  y con el crecimiento exponencial de  $C_{e1}$  es  $R_2 C$

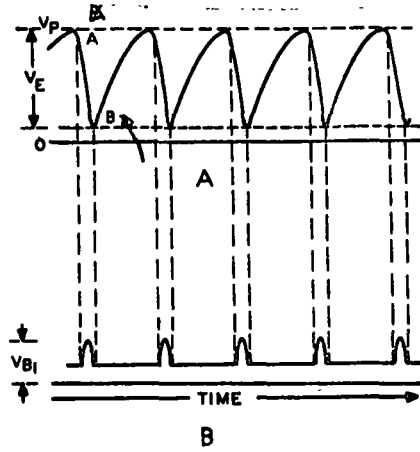
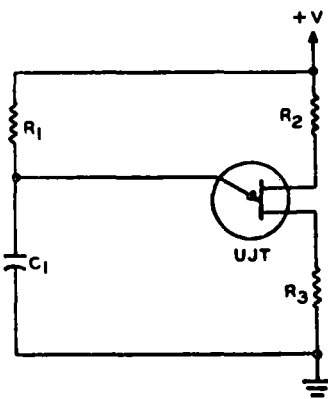
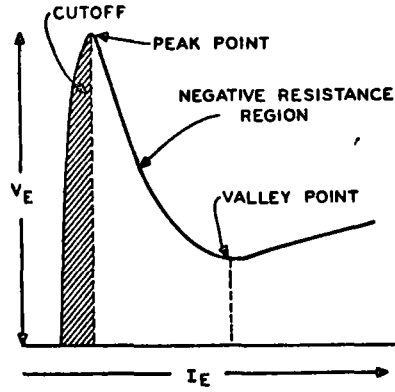
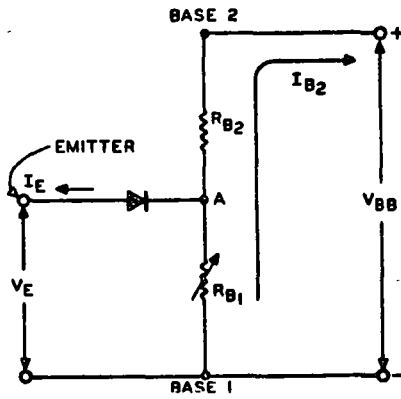
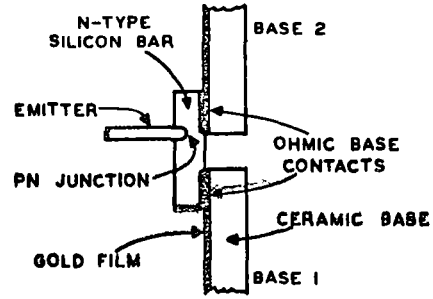
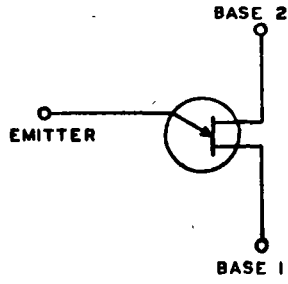


$R_{L1}$ ,  $R_{L2}$ ,  $R_{k1}$ ,  $R_{B1}$ ,  $V_{cc}$ ,  $V_{BB}$  SE SELECCIONAN  
 DE ACUERDO AL PROCEDIMIENTO DEL  
 BIESTABLE Y SOLO SE CALCULA EL  
 PERIODO DE CORTE DE  $T_2$ :

$$T_{2(\text{CORTE})} \cong R_{B2} C_2 \ln 2 \approx 0.7 R_{B2} C_2$$



**GENERADOR  
DIENTE DE SIERRA**



## MULTIPLICADORES ANALOGICOS

Dr. Jorge Valerdi Caram

Una aplicación de los amplificadores operacionales como circuitos lineales es la multiplicación de señales analógicas. Los métodos mas comunes de multiplicación (con circuitos de estado sólido) son el logarítmico, el de un cuarto cuadrático, el promediador triangular, el de división por tiempo, el de transconductancia variable y el de relación de corrientes.

### Multiplicador Logarítmico

Un diagrama simplificado de un multiplicador logarítmico se muestra en la figura MA-1. Básicamente se toma el logaritmo de cada señal, se suman estas entradas, y finalmente se toma el antilogaritmo de la suma. El resultado es el producto de las dos entradas. Es decir,

$$e_3 = K_1 (\ln e_1 + \ln e_2) = K_1 \ln e_1 e_2$$
$$e_0 = K_2 \ln^{-1} \frac{e_3}{K_1} = K_2 (e_1 e_2) .$$

### Multiplicador de un cuarto cuadrático

El multiplicador de un cuarto cuadrático hace uso de la ecuación

$$\frac{(x+y)^2}{4} - \frac{(x-y)^2}{4} = \frac{(x^2 - x^2) + (y^2 - y^2) + 2xy + 2xy}{4} = xy$$

para así obtener el producto  $xy$ . Como se puede apreciar en la figura MA-2, los términos al cuadrado se pueden obtener utilizando generador de funciones con diodos especiales. Este método de multiplicación es útil en un rango bastante grande de frecuencias, lo cual es un factor muy favorable. Las principales -

desventajas son la complejidad y el costo además de que el error máximo de voltaje puede existir aún cuando las señales de entrada sean pequeñas.

### Multiplicador promediador triangular

Como se puede ver en la figura MA-3 el voltaje  $e_3$  es la suma de la onda triangular y  $e_1 - e_2$ , rectificada a media onda. Sólo la parte positiva de la forma de onda es retenida y ésta es promediada en tiempo por medio de un filtro paso-bajo. El valor promedio resultante es

$$\bar{e}_3 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{e_1 - e_2}{2 V_0} \right) (V_0 + e_1 - e_2)$$

De manera similar

$$\bar{e}_4 = - \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{e_1 + e_2}{2 V_0} \right) (V_0 + e_1 + e_2)$$

La suma de los voltajes es

$$\bar{e}_3 + \bar{e}_4 = - e_2 - \frac{e_1 e_2}{V_0}$$

Si el factor  $e_2$  es eliminado por medio de un amplificador sumador, el voltaje resultante es el producto deseado. La respuesta en frecuencia de tales amplificadores está bastante restringida debido al filtro paso-bajo a la salida. El filtro debe eliminar eficazmente la frecuencia de la portadora y debe, por lo tanto, tener una frecuencia de corte abajo de la fundamental de la onda triangular.

### Multiplicador por división por tiempo

Otro tipo de multiplicación analógica es la llamada multiplicación por división de tiempo se ilustra en la figura, MA-4. En



esta clase de multiplicadores es necesario generar un tren de ondas cuadradas cuyo valor promedio es dependiente de las señales de entrada. En este método de multiplicación se hace uso nuevamente de una onda triangular. Sin embargo, en lugar de cortar y promediar la onda triangular (como se hizo en el multiplicador promediador triangular), esta onda es utilizada para controlar un interruptor electrónico. Como se puede apreciar en el circuito la onda triangular se suma con una de las señales de entrada,  $e_2$ , y la suma es aplicada a un comparador con zero polarización de referencia. La onda cuadrada resultante tiene un ciclo de servicio determinado por la magnitud y polaridad de  $e_2$ , es decir,

$$T_2 = \frac{e_2 + V_0}{2V_0} \cdot T$$

$$T_1 = \frac{V_0 - e_2}{2V_0} \cdot T,$$

y esta onda cuadrada a su vez controla al interruptor electrónico. El amplificador  $A_2$  transmite  $+e$ , cuando el interruptor está prendido, transmite  $-e$ , cuando el interruptor está apagado. Puesto que el ciclo de servicio de  $e_4$  es proporcional a  $e_2$  y la magnitud es  $\frac{1}{2}e_2$ , el valor promedio resultante es proporcional al producto de las entradas. Cuando esta forma de onda es promediada por un filtro paso-bajo, el resultado es igual al producto con un factor de escala.

$$e_o = \bar{e}_4 = e_1 \frac{e_2 + V_0}{2V_0} - e_1 \frac{V_0 - e_2}{2V_0}$$

$$e_o = \frac{e_1 e_2}{V_0}$$

Este multiplicador tiene el mismo tipo de problemas que el multiplicador promediador triangular. La exactitud de la multiplicación depende fuertemente en la linealidad, simetría y agudez de la onda triangular. Las resistencias usadas en la red de realimentación de  $A_1$  y  $A_2$  deben de estar adaptadas con precisión, tomando en cuenta la resistencia en serie del interruptor. Otro problema es que el voltaje de desviación del comparador aparecerá como un factor de error añadido a  $e_2$ . También, el tiempo de conmutación para que  $e_4$  cambie de  $+e_1$  a  $-e_1$  es otro factor crítico que causa errores, y debe de ser pequeño comparado con el período  $T$ . Este hecho pone un límite estricto en la frecuencia más alta de la señal y consecuentemente en la respuesta en frecuencia del multiplicador.

#### Multiplicador de transconductancia variable.

Es posible que el multiplicador más sencillo es el de transconductancia variable mostrado en la figura MA-5. Este método depende en la corriente que fluye a través del par de transistores adaptados, la cual es proporcional a una de las señales de entrada ( $e_2$  en este caso). Suponiendo que los transistores con un par perfectamente adaptados, la corriente de colector diferencial (y consecuentemente el voltaje de colector diferencial) es proporcional al producto de  $e_1$  y  $e_2$ . La salida  $e_0$  es obtenido como sigue:

$$I_1 = I_{se} \frac{qV_{be1}}{kT}$$

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta V_{be1}} = \frac{q}{kT} I_1$$

$$I_o = I_1 + I_2 = 2I_{se} \frac{qV_{be1}}{kT}$$

$$\Delta I_1 = \frac{q}{2kT} I_o \Delta V_{be1}$$

$$\Delta I_2 = \frac{q}{2kT} I_o \Delta V_{be2}$$

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = \frac{q}{2kT} I_o \frac{e_1}{(\Delta V_{be1} - \Delta V_{be2})}$$

$$\Delta E = R(\Delta I_1 - \Delta I_2) = R_c \frac{q}{2kT} \alpha e_2 e_1$$

$$e_o = \frac{R_o}{R_1} R_c \frac{q}{2kT} \alpha e_1 e_2 = \frac{e_1 e_2}{K_1}$$

El amplificador operacional de entrada diferencial provee del factor de escala adecuado y de la conversión a una salida. Este multiplicador es extremadamente sensible a variaciones en temperatura. Tanto el factor de escala y el nivel de corriente directa tenderán a desviarse, éste último debido a la imposibilidad de adaptar perfectamente los transistores. La linealidad no es muy buena y hay también corriente alterna pasante indeseable. Esta corriente alterna pasante se puede medir aterrizando una de las entradas y aplicando una onda senoidal a la otra entrada. La salida debería de ser zero - pero en realidad se tiene una componente de la entrada. Esto es verdad particularmente cuando  $e_2$  es aterrizada y la señal alterna es aplicada a  $e_1$ .

Puesto que las características eléctricas de los circuitos de un amplificador operacional de transconductancia son función de la corriente de polarización, en amplificadores comerciales se provee una entrada más para el control de dicha corriente. Como consecuencia, la transconductancia, la disipación del circuito, y la carga del circuito pueden ser externamente determinados y variada a la opción del usuario. Este -

hecho añade una nueva dimensión al diseño y aplicación de circuitos operacionales. Un resumen de los objetivos de un amplificador operacional de transconductancia (AOT) y un amplificador operacional de voltaje (AOV) se da a continuación:

	<u>AOT</u>		<u>AOV</u>
Impedancia de entrada	-	Alta	-
Corriente de pol.de entrada	-	Baja	-
Voltaje de desviación	-	0	-
Ganancia	alta(trans.)		alta(Volt.)
Ancho de banda	-	infinita	-
Ganancia en cambio	-	infinita	-
Voltaje de salidas	-	limitada por las fuentes	-
Corriente de salida	-	"	-
Impedancia de salida	infinita*		0**

\*El circuito de salida de este amplificador puede ser representado por un generador de corriente de impedancia infinita.

\*\* El circuito de salida de este amplificador puede representarse por un generador de voltaje de zero impedancia.

El circuito básico de un amplificador operacional de transconductancia se muestra en la fig. MA-6. Los transistores  $Q_1, Q_2, Q_3$  y  $Q_4$  realizan funciones convencionales de espejo a corriente, fuente de corriente constante y un par diferencial. Una corriente de polarización es externamente generada y aplicada a  $Q_1$  y  $Q_2$  para polarizar el par diferencial  $Q_3$  y  $Q_4$ . Las corrientes diferenciadas de salida de  $Q_3$  y  $Q_4$  son amplificadas por la  $\beta$  (beta) del par diferencial  $Q_7$  y  $Q_8$ . Los espejos de corriente de  $Q_{10}$  y  $Q_{11}$  transforman la salida de dos terminales (flotante) de la red de transistores pnp  $Q_5, Q_6, Q_7, Q_8$  /  $Q_9$  en una salida de una sola terminal.

En la misma figura MA-6 se muestra el amplificador RCA-CA3060 operacional de transconductancia. Puesto que  $Q_7$  y  $Q_8$  tienen una impedancia de salida inherentemente pequeña, estos transistores tienden a degradar la razón de rechazo de la fuente y la impedancia de salida de todo el circuito. Operando estos transistores en conexión cascode resulta en un mejoramiento de estos factores. Los transistores  $Q_{13}$  y  $Q_{14}$  realizan las funciones de excitación que realizaban  $Q_7$  y  $Q_8$ . Puesto que  $Q_{13}$  y  $Q_{14}$  tienen una configuración de base común, la impedancia de salida es mejorada por un factor  $\beta$  (beta). Los transistores  $Q_{15}$ ,  $Q_{16}$  y  $Q_{17}$  proveen un potencial de polarización para las bases de  $Q_{13}$  y  $Q_{14}$ ;  $Q_{12}$  provee la corriente que establece el potencial de polarización.

Para mostrar el uso del amplificador CA3060, la figura MA-7 muestra las interconexiones necesarias para un multiplicador de dos señales analógicas X y Y. El amplificador 1 está conectado como inversor de la señal X. La corriente de salida del amplificador 1 es

$$I_o (1) = - V_x (g_{21} (1))$$

El amplificador 2 tiene como salida

$$I_o (2) = + V_x (g_{21} (2))$$

Debido a que las impedancias de salida de los amplificadores es alta, la corriente de carga es la suma de las dos corrien-

tes de salida, originando un voltaje de salida

$$V_o = V_x R_L [g_{21}(2) - g_{21}(1)]$$

La transconductancia es aproximadamente proporcional a la corriente de polarización del amplificador; por lo tanto, variando la corriente de polarización del amplificador 2 es proporcional a la señal de entrada  $V_y$  y está dada por

$$I_{cpa}(2) \cong \frac{(V^-) + V_y}{R_1}$$

Por lo tanto la transconductancia de este circuito puede ser aproximadamente

$$g_{21}(2) \cong k [(V^-) + V_y]$$

La polarización para el amplificador 1 se deriva de la salida del amplificador 3 el cual está conectado como inversor de ganancia unitaria. Entonces la corriente de polarización del amplificador 1,  $I_{cpa}(1)$  varía inversamente con  $V_y$ . La transconductancia para este amplificador es

$$g_{21}(1) \cong k [(V^-) - V_y]$$

Por lo tanto el voltaje de salida,  $V_o$ , está dado por

$$\begin{aligned} V_o &\cong V_x k K_1 \left\{ [(V^-) + V_y] - [(V^-) - V_y] \right\} \\ &= (2k K_1) V_x V_y \end{aligned}$$

El circuito de la derecha de la fig MA-7 muestra todos los ajustes asociados con la entrada diferencial y el ajuste para igua-

lar las ganancias de los amplificadores 1 y 2. En la parte baja de la misma figura se muestran unas formas de onda cuando el multiplicador se usa como modulador de una portadora de 1KHz con una onda triangular (como a). Los casos (b) y (c) muestran respectivamente el elevar al cuadrado una onda triangular y una onda senoidal. En ambos casos, las salidas son siempre positivas y regresan a cero después de cada ciclo.

### Multiplicador por relación de corrientes

Una de las maneras de multiplicar por relación de corrientes, se muestra en la figura MA-8. La etapa importante en este multiplicador es la celda de ganancias mostrada en la figura MA-8(b). Este dispositivo asegura que las corrientes  $i_3$ ,  $i_4$ , en los colectores de los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$  permanezcan en una relación constante de corrientes igual a la relación de las corrientes externas  $I_7$  y  $I_8$ . Las corrientes  $I_7$  y  $I_8$  son generadas por fuentes de corriente constante. Las corrientes y voltajes de la celda de ganancia están relacionadas por las ecuaciones.

$$\begin{aligned} I_7 &= K_1 e^{\alpha_1 V_{d1}} \\ I_8 &= K_2 e^{\alpha_2 V_{d2}} \\ I_3 &= K_3 e^{\alpha_3 V_{be3}} \\ I_4 &= K_4 e^{\alpha_4 V_{be4}} \end{aligned}$$

$$\alpha = \frac{q}{kT}$$

Si los transistores y los díodos están adaptados para hacer las  $\alpha$  y las  $K$  iguales, entonces

$$\frac{I_4}{I_3} = e^{\alpha(V_{be4} - V_{be3})}$$

$$\frac{I_7}{I_8} = e^{\alpha(V_{d1} - V_{d2})}$$

Las ecuaciones de malla pueden ser escritas

$$V_{d1} + V_{bc3} = V_{bc4} + V_{d2}$$

$$V_{d1} - V_{d2} = V_{bc4} - V_{bc3}$$

y, así las sustituimos en la expresión para  $I_4/I_3$ , el resultado es

$$\frac{I_7}{I_8} = \frac{I_3}{I_4}$$

En el multiplicador de la figura MA-8 (a), el concepto de celda de ganancia es utilizado para cumplir con las condiciones

$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{I_8}{I_7}$$

$$\frac{I_6}{I_8} = \frac{I_7}{I_9}$$

Otras relaciones necesarias son

$$\begin{aligned} I_1 &= I_3 + I_4 & I_9 &= I_3 + I_5 \\ I_2 &= I_5 + I_6 & I_{10} &= I_5 + I_4 \\ I_1 + I_2 &= I_A & I_7 + I_8 &= I_B \\ e_x &= R(I_1 - I_2) & e_y &= R(I_8 - I_7) \end{aligned}$$

Cambiando las ecuaciones anteriores y haciendo uso de álgebra, la relación para  $E$  es obtenida como:

$$\Delta E = R_1(I_9 - I_{10}) = \frac{(-e_y/R)(+e_x/R)}{I_B} R_1$$



Con  $I_B$  constante y un escalamiento constante, el voltaje de salida es

$$\bar{v}_o = \frac{(e_{x_1} = e_{x_2})(e_{y_1} = e_{y_2})}{10}$$

Multiplicación exacta requiere que los transistores estén adaptados dinámicamente, requisito que hace atractiva la construcción monolítica para este tipo de multiplicador. Sin embargo, se ha encontrado posible para alcanzar 1 % de exactitud en la multiplicación cuando se utilizan transistores adaptados cuidadosamente.

Este multiplicador tiene, además, otras características muy deseables las cuales le dan gran potencial para su comercialización. Estas características son:

1. Buena linealidad
2. Gran ancho de banda
3. Entrada diferencial
4. Estabilidad en temperatura
5. Baja corriente alterna pasable
6. Bajo costo

## MULTIPLEXAJE EN FRECUENCIA (Fig. MU-1)

En el multiplexaje en frecuencia (MF), las señales son asignadas a diferentes partes del espectro en frecuencia tal como se ilustra en la fig. MU-1. La división en frecuencia es utilizada para lograr la transmisión paralela de varias señales cada una asignada a diferentes frecuencias. Las señales son trasladadas a su banda de frecuencia asignada por medio de modulación lineal (AM, DBL & BLS). Por ejemplo, en sistemas telefónicos, BLS es generalmente utilizado debido a la demanda en ancho de banda impuesta por el gran número de señales. En sistemas de telemetría, FM, DBL y BLS han sido utilizados. Un diagrama a bloques de un sistema MF se muestra en la figura MU.1. De hecho el canal de banda base es transformado en N subcanales. La señal compuesta de señales trasladadas en frecuencia se le llama señal de banda base. En el receptor del sistema de la figura MU-2, se hace uso de filtros de paso de banda para realizar el demultiplexaje del espectro, y cada señal es posteriormente demodulada para generar la señal original.

Una estimación idealizada del ancho de banda en banda base para una señal MF es fácil de obtener. Si N señales cuyo ancho de banda está limitado a una frecuencia  $f_m$  fueran multiplexeadas utilizando BLS, y si filtros ideales pudieran ser utilizados para separar las señales es el receptor, el espectro de cada señal que puede ponerse adyacente de manera continua y sin espaciamento. Entonces el ancho de banda requere

do sería de  $Nf_m$ . Para multiplexaje con DBL, este ancho de banda sería  $2 Nf_m$ . Sin embargo, con señales y filtros de subcanal reales, la interferencia entre canales adyacentes, llamada cruzamiento, resulta como consecuencia del cruce espectral entre dichos canales, si el espaciamiento entre ellos es muy pequeño, como se ilustra en la figura MU-3. Entonces, en la práctica el ancho de banda requerido en banda es siempre mayor que el calculado idealmente.

La selección del filtro de subcanal puede hacerse en forma óptima. De la figura MU-3 se puede apreciar que un filtro de corte mas agudo reduciría el cruzamiento entre canales adyacentes; sin embargo, la atenuación de las orillas del espectro de la señal deseada aumentaría. Por otro lado, un corte menos agudo aumentaría el cruzamiento pero disminuiría la distorsión de la señal deseada. Por lo tanto, es de esperarse que existe un filtro óptimo el cual minimiza la distorsión de la señal proveniente de atenuación espectral y ruido de cruzamiento. Un filtro diseñado para este propósito se llama filtro óptimo de Wiener (fig. MU-2).

En muchas aplicaciones, las bandas de MF son transmitidas a través de canales que contienen enlaces a medio frecuencia. La interferencia entre espectros puede existir si hay no linealidades en los amplificadores, transmisores, receptores u otros componentes del sistema. Las componentes indeseables de frecuencia originadas por las no linealidades están distribuidas a lo largo de la banda base causando distorsión por intermodulación. Por lo tanto, sistemas MF requieren un alto

grado de linealidad en el canal de banda base para así tener buen rendimiento.

El número de canales que pueden ser multiplexeados en frecuencia es casi elimitado. Un sistema telefónico típico - puede tener 600 canales de voz en un cable coaxial de 3 - Mhz de ancho de banda, o mas de 1800 canales en un cable de un ancho de banda de 8 MHz. Canales de radio frecuencia para sistemas telefónicos de larga distancia generalmente consisten de enlaces de microondas que tienen una - frecuencia de portadora alrededor de 6000 MHz y llevan mas de 11000 canales de voz.

La nomenclatura utilizada para describir sistemas MF que hacen uso de radio frecuencia, generalmente consiste de una designación del tipo de modulación usado en el multiplexaje seguido de una barra inclinada y de una designación similar de la modulación del radio-enlace. Por ejemplo, BLS/ FM significa corrimiento por BLS del multiplexer y un radio-enlace de FM.

Un ejemplo de MF aplicado a la telemetría espacial es el sistema utilizado por el satélite TIROS.(Figs. Mu-4,5 y 6).

#### MULTIPLEXAJE EN TIEMPO

El multiplexaje en tiempo divide la señal transmitida en - intervalos discretos de tiempo, cada uno capaz de portar información de una entrada diferente. Un sistema conceptual del multiplexaje en tiempo (MT) se muestra en la figura MU-7.

Las diferentes señales que se van a transmitir son periódicamente muestreadas y usadas para modular una portadora de pulsos, la cual produce la señal de banda base que se ilustra en la figura MU-8. Puesto que una señal particular tiene acceso al canal sólo durante períodos de tiempo recurrentes, MT es un proceso en serie contrastado con MF el cual es un proceso paralelo. Generalmente, el conmutador es implementado haciendo uso de circuitos electrónicos aunque algunos sistemas obsoletos utilizaron conmutadores rotatorios mecánicos. En el lado del receptor, otro conmutador en sincronía con el conmutador del transmisor, separa los pulsos recibidos y los aplica a los demoduladores de pulsos, los cuales en la mayoría de los casos son filtros de paso-bajo.

Un ejemplo de un conmutador construido de interruptores MOSFET se muestra en la figura MU-9. La salida de cada interruptor está conectada a un nodo común el cual es la salida del conmutador. Cada alimentador de interruptor aplica voltaje a la compuerta de un interruptor MOSFET. Este voltaje controla el estado del transistor MOSFET: un nivel de  $-15\text{v}$ . lo apaga y un nivel de  $+15\text{v}$  lo prende. Con fuentes de alimentación de  $\pm 15\text{v}$  y un rango dinámico de  $\pm 10\text{v}$  para la señal analógica de entrada, el transistor MOSFET debe tener un voltaje de corte de compuerta-fuente de  $-5\text{v}$ . máximo y voltajes de rompimiento de compuerta-fuente y compuerta-colector de  $\pm 25\text{v}$  mínimo.

El nodo de salida del conmutador debe de conectarse a una carga de alta impedancia para prevenir que parte de la entrada analógica sea absorvida a través de la resistencia de colector-fuente del canal que esté prendido. De no ser ésto posible, entonces el conmutador debe estar seguido de un amplificador acoplador para así aislar la carga del nudo común. El amplificador debe de dar una ganancia unitaria muy exacta, la cual requiere que el rechazo en modo común y la ganancia a circuito abierto del amplificador operacional sean altas. Una exactitud de 0.01 % en la ganancia requiere que ambos parámetros sean mayores que 80dB.

### Selección y Diseño de Multiplexores Analógicos

Como ya se ha mencionado, interruptores analógicos no son perfectos, y que conforme conmutan señales analógicas también añaden errores a dichas señales. Estos errores están en función de la transmisión de la señal de alimentación del interruptor a la línea de señal analógica, es decir, el voltaje  $V_{of}$ , así como la resistencia de saturación durante conducción  $V_3$  y la impedancia de apagado y corrientes de fuga.

A continuación se da un listado de éstos y otros parámetros de importancia que deben ser considerados en la selección o el diseño de multiplexor analógico.

1. La exactitud total del multiplicador.

Este factor es de importancia cuando se están determinando las características eléctricas del multiplexor.

2. Número de canales.

El número de canales conmutados tiene un efecto directo en la exactitud. Algun tipo de ramificación puede ser necesaria si dicho número es muy grande. Las corrientes de fuga y la capacitancia aumenta conforme al número de canales aumenta. Si la capacitancia aumenta, la velocidad de conmutación disminuye, y más tiempo es necesario para que los transientes se atenúen a niveles de error aceptables.

3. Polaridad y rango de valores del voltaje analógico de entrada.

Además de la polaridad y voltajes de operación supuestamente normales, es importante el máximo voltaje posible en ambas polaridades. Si un voltaje de algún canal analógico resulta ser mas alto que lo normal, la operación normal de conmutación debe continuarse.

## 4- Impedancia de la fuente de voltaje analógico

La resistencia de la fuente es normalmente la mas importante. En algunos casos donde el valor de resistencia es alto, la capacitación de la fuente puede ser importante. Este es el factor que determina la corriente permisible de salida del multiplicador y la cantidad de señal de control (comando) de interrupción que alimenta la fuente.

## 5- Diferencia de voltaje entre la fuente analógica y la referencia.

En sistemas complejos puede haber diferencias considerables en los voltajes de tierra a los que algunos canales de entradas analógicas se refieren, debido a las caídas en voltaje de la línea de tierra entre los diferentes equipos. Este hecho determina la necesidad por un rechazo en modo común y una conmutación diferencial de entradas analógicas.

## 6- Cruce entre canales.

Este es la fuga de una señal (resistiva, capacitiva, radiada) de los canales que no están prendidos hacia los canales que si están prendidos.

## 7- Razón de muestreo

Esta razón determinada por el ancho de banda de la señal analógica que debe de recuperarse.

## 8- Tiempo de encendido

Este es el tiempo requerido, después de que la señal de comando por la salida analógica del multiplexor para igualar la entrada con una cierta tolerancia.

## 9- Tiempo de apagado

Este es el tiempo requerido, después de que la señal ha dejado de ser aplicada, por la impedancia de conmutación en apagado y por los transistores de apagados para alcanzar valores específicos.

## 10- Tiempo de muestra de encendido

En el caso de comandos por medio de transformador



madores o capacitores en transistores bipolares, este es un factor importante. El tamaño del transformador o del capacitor está directamente determinado por esta duración.

#### 11- Impedancia de carga originada por la salida del interruptor analógico del multiplexor.

La corriente, resistencia y la capacitancia del circuito comandado por la salida del interruptor analógico deben ser considerados. Por ejemplo, si un amplificador diferencial de transistores es comandado, no sólo la impedancia de entrada es importante sino también la corriente de polarización de entrada a los transistores del amplificador diferencial que fluye a través del interruptor analógico y consecuentemente también en la fuente de voltaje analógico, causando errores.

#### 12- Requisitos físicos

Estos factores incluyen tamaño, peso, vida, rango de temperatura, vibración, empuje, humedad y gases corrosivos.

#### 13- Potencia de entrada

Los voltajes y el voltaje constituyen la potencia de entrada. Las variaciones en el voltaje de entrada, incluyendo exactitud a corriente directa, rizo, y los transitorios deben de ser considerados en el diseño del multiplicador.

### Multiplexaje utilizando un contador binario

En la figura MU-10 se muestra un multiplexor que utiliza un contador binario a base de flip-flops para seleccionar en forma secuencial las entradas analógicas. En este contador, si un 1 aparece en el primer flip-flop y todos los demás están puestos a 0, el 1 circulará en forma continua alrededor del contador siempre y cuando los pulsos del reloj existan. Puesto que solamente un flip-flop tiene un 1 a la vez, y el 1 permanece constante durante la duración del pulso del reloj, el canal conectado a un flip-flop será el único seleccionado y el voltaje analógico de ese canal es el único que estará presente a la salida del multiplexor.

### Ejemplo 3: Multiplexor con transistores bipolares

En la figura MU-11 se muestra un multiplexor construido circuito para aplicaciones de PCM en telemetría (fabricado por GE) y diseñado para conmutar señales analógicas de 0 a 5 v de una fuente cuya resistencia fuera máxima de  $5000\Omega$ , y con una exactitud de  $\pm 0.2\%$  de la escala máxima. En este circuito en particular se tienen 64 entradas de señal analógicas. Estas entradas están divididas en 8 grupos de 8 canales cada uno, y cada grupo de 8 interruptores analógicos conectados a 1 de las 8 ramas. Las ventajas de esta configuración son que las corrientes de fuga provenientes de los canales apagados que fluye en los canales prendidos son altamente reducidos, y la serie de configuraciones de interruptores con pares de transistores - que hay para cada interruptor analógico se obtiene sin pagar el exceso de dos transistores de conmutación por canal. Para selec

cionar un canal en particular, su línea de selección debe estar a un potencial cercano a 0v, para que el transistor de comando del interruptor analógico está polarizado de tal manera que no conduzca. Bajo estas condiciones, la corriente de comando de base fluirá en el transistor interruptor para ese canal, haciendo uso de la fuente  $V_a$  de + 15 v. Por ejemplo, si el canal 1 es seleccionado,  $Q_{1-1}$  y  $Q_{2-1}$  conducirá (estarían prendidos), es decir, los transistores  $Q_{3-1}$ ,  $Q_{4-1}$ ,  $Q_{5-1}$  y  $Q_{6-1}$  no conducirían (estarían apagados). Para habilitar el sumidero de corriente a la corriente de base aplicada al interruptor analógico, los transistores  $Q_{7-1}$  y  $Q_{8-1}$  conectados a los colectores de estos interruptores están también apagados durante el tiempo de selección. Bajo estas condiciones, una corriente igual a la que ha sido suministrada a las bases de  $Q_{1-1}$  y  $Q_{2-1}$  es conducida hacia la fuente de -24v a través de la resistencia de  $825000 \Omega$ . La función del amplificador operacional que controla los colectores de todos los transistores de conmutación analógica de las ramas es la de proporcionar mejor exactitud. Este amplificador disminuye el error de conmutación analógica.

ANEXO: Comparación de varios tipos de transistores de conmutación

En la Tabla I se dá una comparación de los parámetros analógicos de conmutación para varios tipos de transistores. Varias observaciones se pueden hacer a partir de dicha tabla.

- para transistores bipolares, el voltaje  $V_{of}$  invertido es generalmente mucho menor que el voltaje  $V_{of}$  obtenido cuando el transistor se conecta en la forma acostumbrada.
- algunos transistores, tales como los de unión por crecimiento de silicio, pueden dar un voltaje en la conexión normal,  $V_{of}$  menor que el voltaje invertido  $V_{of}$ . Esto es debido a que para este tipo de transistor la región del colector tiene más resistencia que la región del emisor. Por lo tanto para valores más altos de corriente de base, la corriente de base encendido en conexión invertida que fluye de la base al colector origina una caída de voltaje relativamente grande en la región del colector. Algunos de los transistores fabricados por crecimiento de silicio, tal como el 2N336, pueden usarse como interruptores a corriente alterna de voltajes analógicos, es decir, cortadores de señal (o choppers), debido a su baja capacitancia de salida  $C_o$ ; sin embargo, estos transistores deben ser excitados con corrientes de base muy pequeñas para que la caída a través de la resistencia de colector o emisor no sea un problema.
- los transistores de fabricación por crecimiento, mesa, y planares tienen generalmente resistencia de colector mayores que los transistores por aleación y los epitaxiales planares, lo cual resulta en un voltaje  $V_{of}$  y resistencias de saturación mayores. Además, la geometría física del transistor mesa resulta en un valor de beta inversa extremadamente pequeña, lo cual hace muy difícil el utilizar este tipo de transistor como conmutador analógico para señales bipolares.

- en general, para transistores bipolares, los tipos epitaxiales planares de silicio y los de aleación tienen las mejores características para conmutación analógica. Tienen el voltaje  $V_{of}$  mas bajo y por lo tanto el menor incremento  $V_{of}$  cuando están bien acoplados; la resistencia  $V_s$  mas baja; una corriente de fuga mínima;  $h_{fe}$  es grande, y una variación de  $V_{of}$  respecto a variaciones en corriente de base  $\Delta I_b$  menor que los demás.
- en muchas aplicaciones el transistor FET es el mejor interruptor analógico.
- el transistor MOSFET es bastante popular en sistemas de conmutación y multiplexaje analógico de baja corriente debido a las ventajas que tiene con el transistor bipolar por lo que respecta a exactitud y simplicidad en circuito.
- por las mismas razones los transistores de unión FET de resistencia  $r_{ds}$  baja son muy usados en la implementación de decodificadores D/A muy exactos.

Analog Switching Parameters for Various Types of Transistors

Analog Switch Type	$V_{or}$				$r_s^*$ at $I_{DC} = 1 \text{ mA}$ , $\Omega$	$I_L$ at $25^\circ\text{C}$ , nA	$C_o$ , pF	$h_{FE}$ at $25^\circ\text{C}$	$\frac{\Delta V_{or}}{\Delta I_B}$	
	Inverted Connection at $I = 1 \text{ mA}$		Normal Connections at $I = 1 \text{ mA}$							
	Single Transistor $V_{orI}$ , mV	Matched Transistors $\Delta V_{orI}$ , mV	Single Transistor $V_{orN}$ , mV	Matched Transistors $\Delta V_{orN}$ , mV						
Silicon diode	...	...	600	10	50	1-50	1-10	...	...	
Silicon transistors										
Alloy	0.5-3	0.1	10-25	1-2	5-30	1-20	5-30	1-10	Low	
Crown	30-100	...	10-80	...	100-300	1-500	5-20	1-3	High	
Mesa	1-50	0.1-5	20-100	2-10	50-100	1-500	5-75	0.01-0.6	High	
Planar	1-...	0.1-...	30-...	3-...	200-2 K	50-100	0.01-10	2-75	0.1-1	High
Planar epitaxial	0.2-2	0.05-0.5	10-20	1-2	5-20	0.01-10	2-75	1-10	Low	
Integrated transistor (2 devices on a single silicon substrate)	...	0.025	...	...	20-200	0.01-10	2-10	...	Low	
Germanium transistors										
Alloy	0.2-2	0.05-0.5	5-10	0.5-1	2-10	1,000- 10,000	2-50	1-5	Low	
Field effect transistors										
Junction	0.0	0.0	0.0	0.0	2-4000	Alloy: 10- 1000 Planar: 0.01-100	2-70	...	Voltage- controlled device	
MOS	0.0	0.0	0.0	0.0	2-...	0.001-...	2-...	...	Voltage- controlled device	

\*Ranges of parameters are approximate values for low power transistors and can change as a result of manufacturing process improvements.

## REFERENCIAS

"Fundamentals of Analog and Digital Communication Systems"

R. S. Simpson y R. C. Houts

Allyn and Bacon (1971)

"Operational Amplifiers, Design and Applications"

J. G. Graeme, G. E. Tobey y L.P. Huelsman

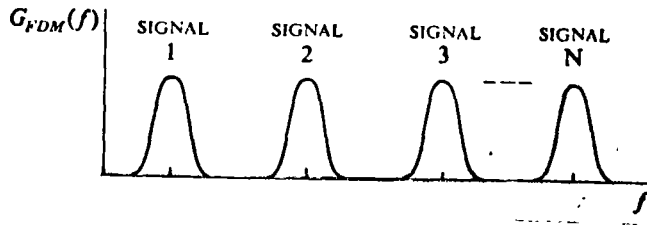
Mc. Graw Hill (1971)

"Analog to Digital/Digital to Analog Conversion Techniques"

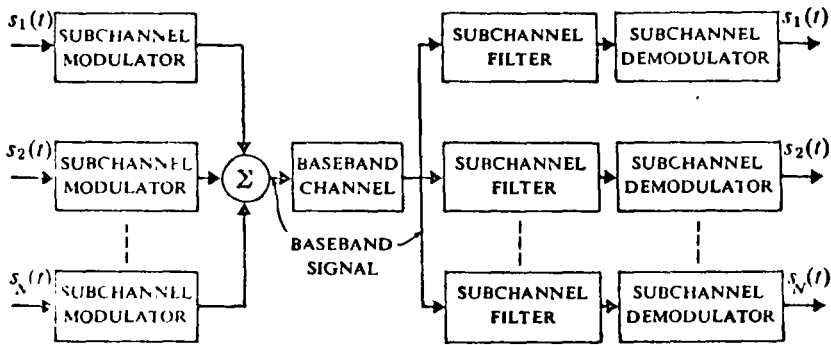
D.F.Hoeschele

John Wily (1968)

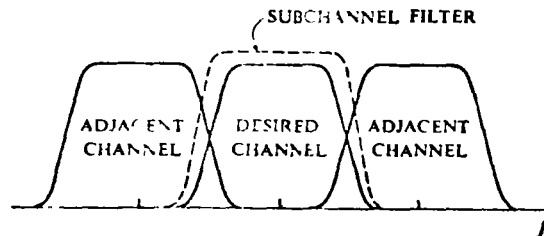
RCA Integrated Circuit Manual



MU-1 Espectro de Banda Base para un sistema MF

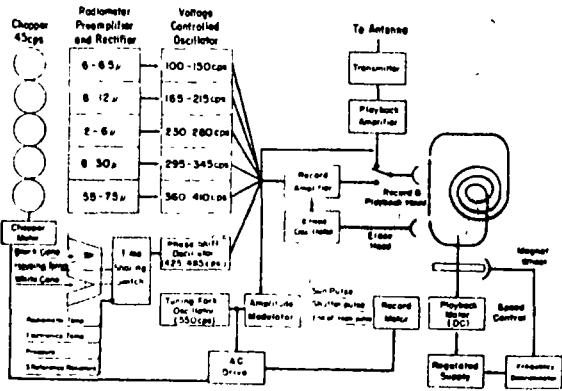


MU-2 Sistema de MF conceptual

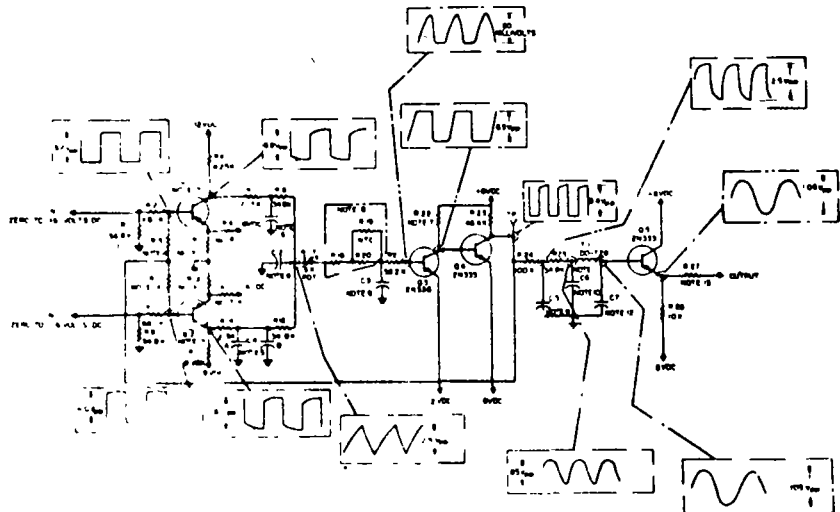


MU-3 Traslape Espectral en sistemas MF



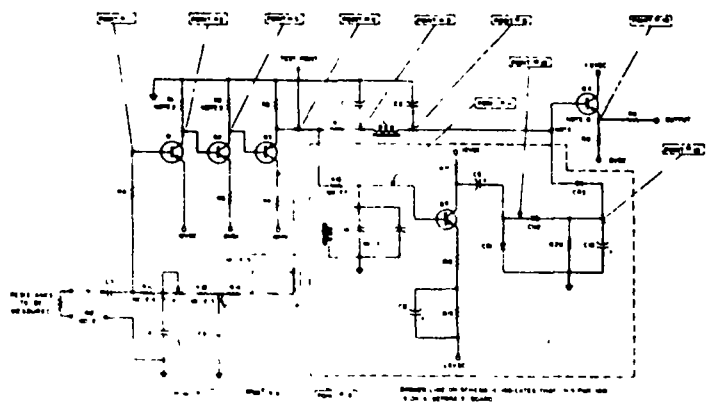


MU-4 Diagramas a bloques del sistema TIROS



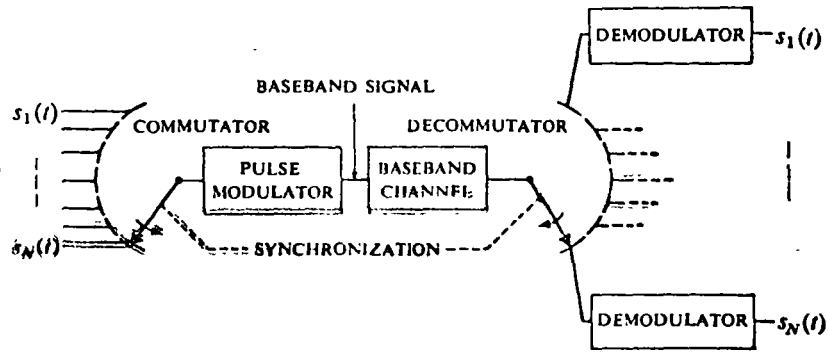
- NOTES
1. RESISTOR RANGE 1.5K TO 24K
  2. RESISTOR RANGE 450Ω TO 700Ω
  3. RESISTOR RANGE 800Ω TO 1.5K
  4. RESISTOR RANGE 1.4K TO 2.1K
  5. CAPACITOR STRACON RANGE 0.05 TO 0.04 μF
  6. 1 μF STRACON CAPACITORS MATCHED
  7. MAY VARY FROM 40K TO 150K APPROX 100K USUALLY
  8. COMPENSATION NETWORK VALUE TO BE DETERMINED
  9. CAPACITOR AEROVOX RANGE 1-20 PERCENT OF 0.01 μF
  10. CAPACITOR AEROVOX RANGE 1-20 PERCENT OF 0.03 μF
  11. INDUCTOR RANGE 9.0 TO 12.5 MH
  12. CAPACITOR AEROVOX RANGE 1-20 PERCENT OF 0.01 μF TO 20 PERCENT OF 0.1 μF
  13. VARIABLE PEAK TO PEAK OUTPUT
    - MOD 0V 1.4 VOLTS MAX
    - RANGE MOD 0V 1.1 VOLTS MAX
    - MOD 6V 1.15 VOLTS MAX
    - MOD 1.8 VOLTS MAX
  14. POSITIVE TEMPERATURE RESISTOR 0.1 PERCENT VALUE 100 PPM/°C MATCHED TC AND VALUE
  15. BAYFORTH 2N1033 TRANSISTORS MATCHED

MU-5 Diagramas de un oscilador de subportadora

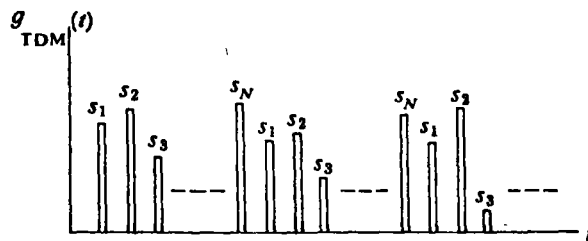


- NOTES
1. THIS CIRCUIT IS COORDINATED WITH THE PHOTO COPY AND IS TO BE USED AS A GUIDE TO THE DESIGN OF THE CIRCUIT.
  2. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  3. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  4. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  5. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  6. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  7. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  8. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  9. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  10. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  11. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  12. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  13. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  14. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  15. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  16. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  17. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  18. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  19. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  20. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  21. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  22. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  23. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  24. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  25. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  26. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  27. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  28. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  29. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  30. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  31. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  32. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  33. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  34. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  35. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  36. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  37. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  38. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  39. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  40. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  41. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  42. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  43. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  44. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  45. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  46. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  47. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  48. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  49. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  50. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  51. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  52. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  53. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  54. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  55. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  56. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  57. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  58. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  59. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  60. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  61. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  62. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  63. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  64. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  65. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  66. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  67. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  68. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  69. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  70. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  71. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  72. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  73. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  74. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  75. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  76. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  77. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  78. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  79. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  80. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  81. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  82. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  83. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  84. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  85. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  86. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  87. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  88. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  89. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  90. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  91. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  92. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  93. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  94. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  95. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  96. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  97. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  98. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  99. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.
  100. VALUES GIVEN IN THIS LIST ARE APPROXIMATE VALUES.

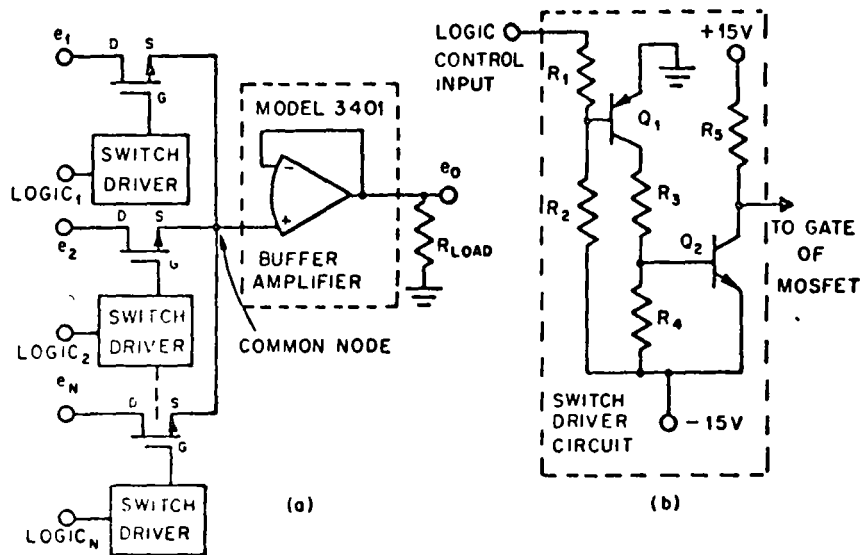
MU-6 Diagrama del oscilador del canal A



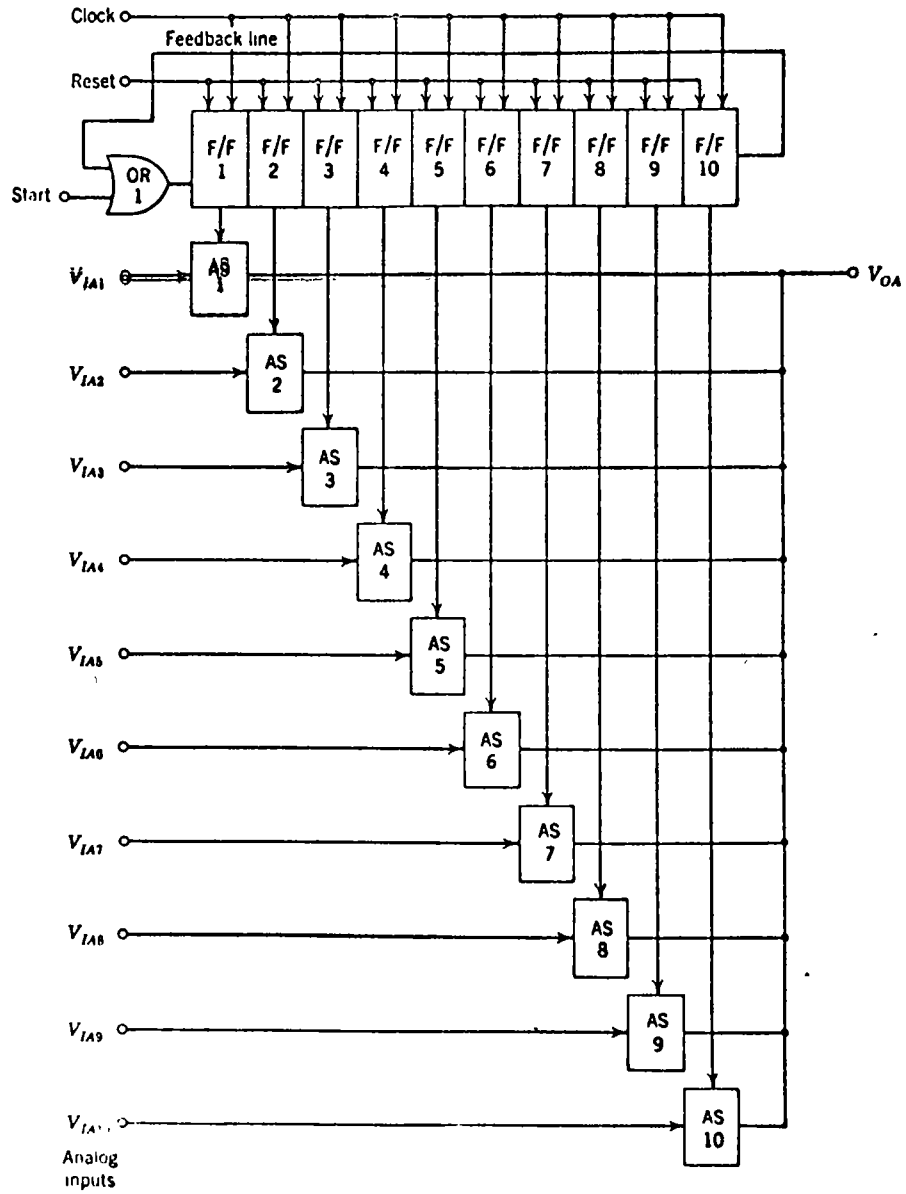
MU-7 Sistema conceptual MT



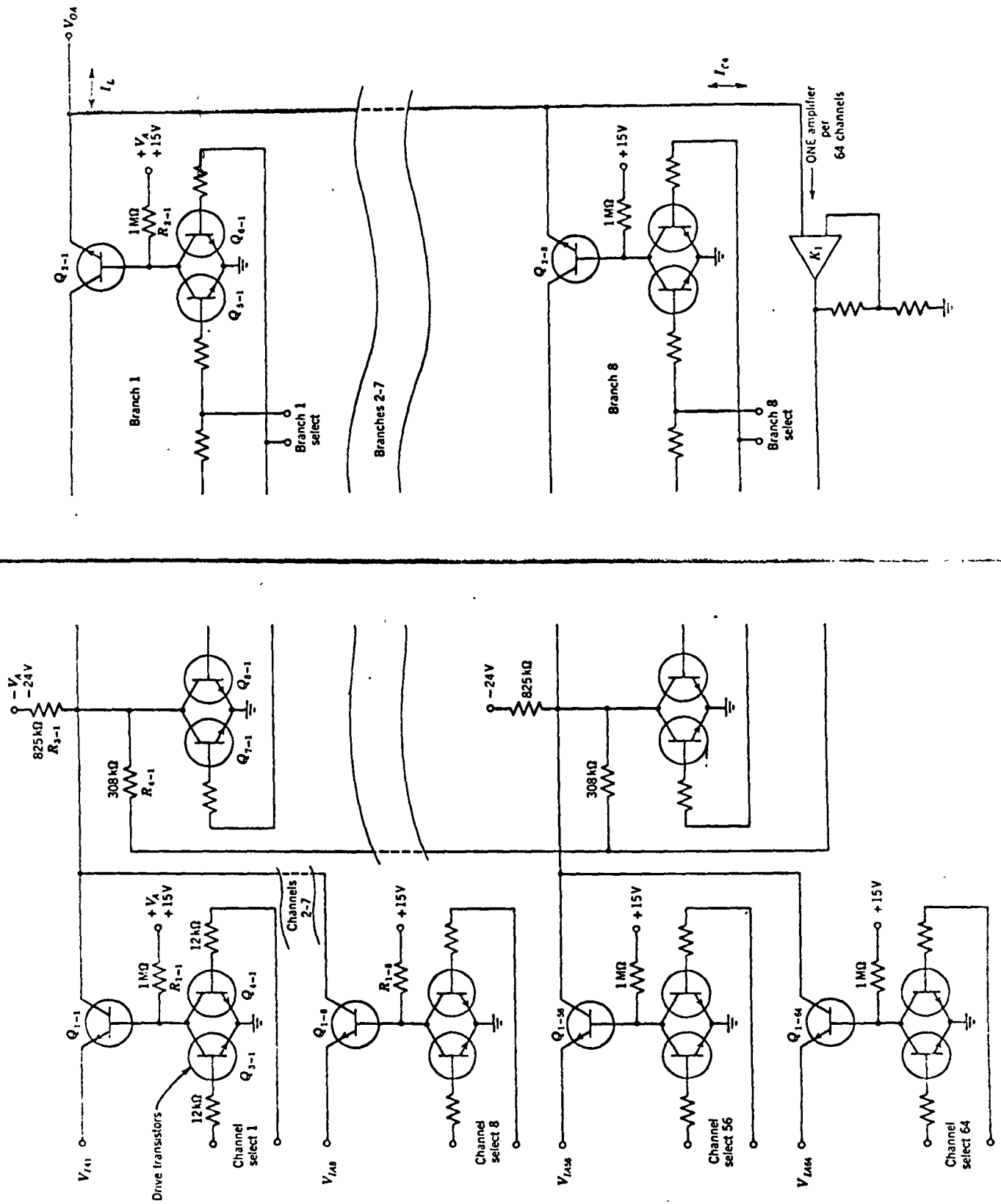
MU-8 Señal de banda base en MT



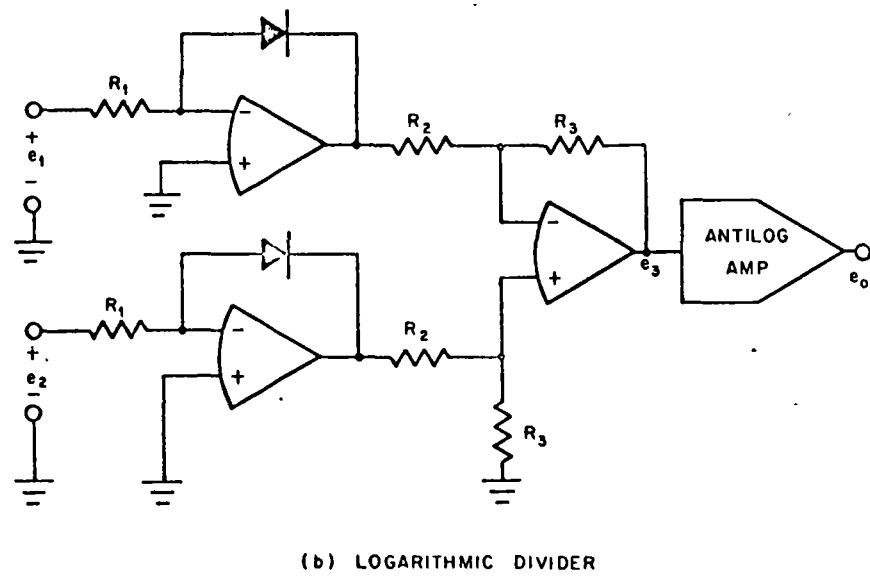
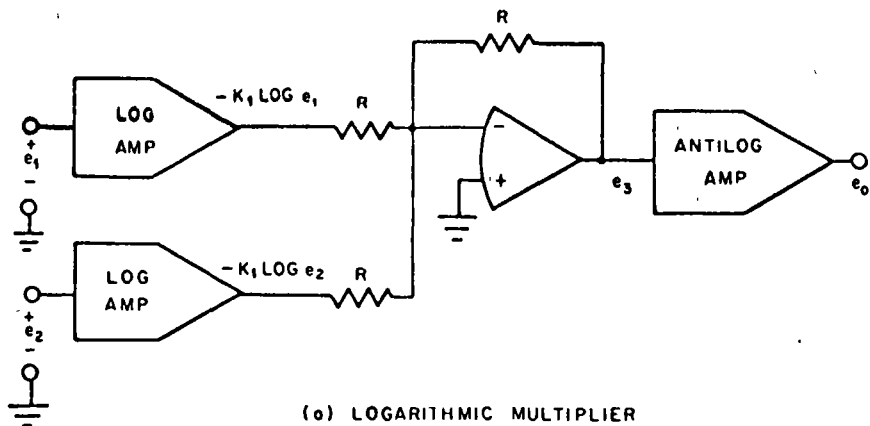
MU-9 Multiplexcon (a) MOSFET, (b) transistor disparador



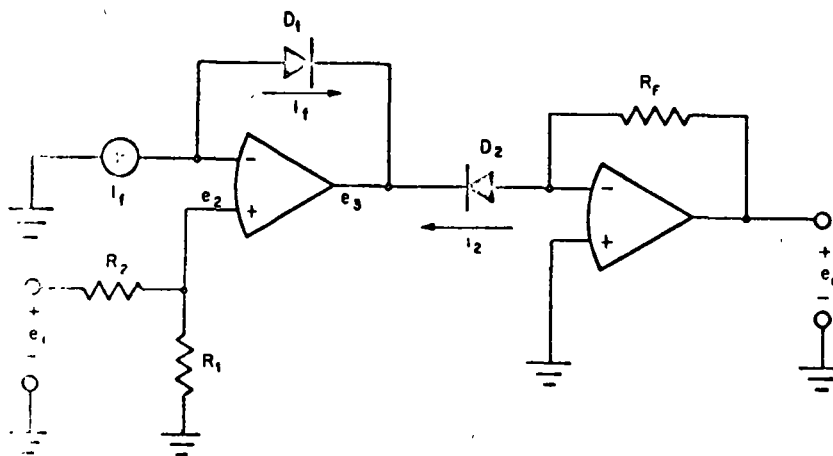
MU-10 Multiplexor controlado por un contador circular

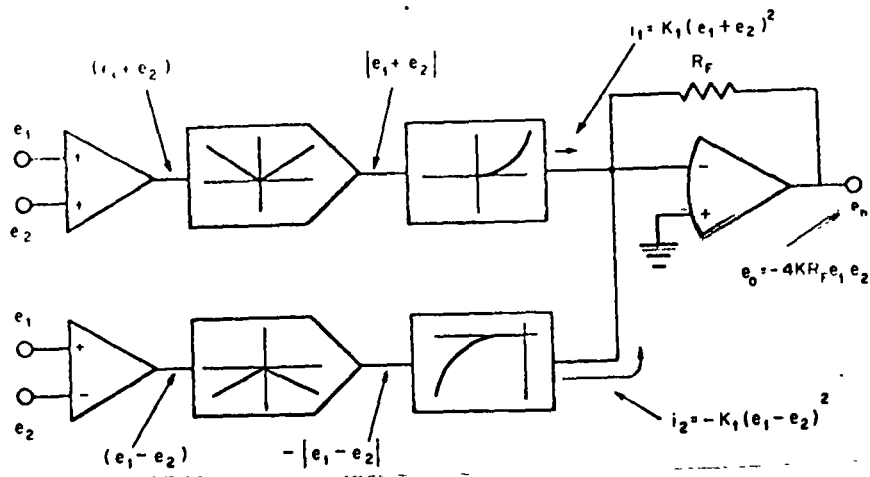


MU-11 Multiplexor con transistores bipolares

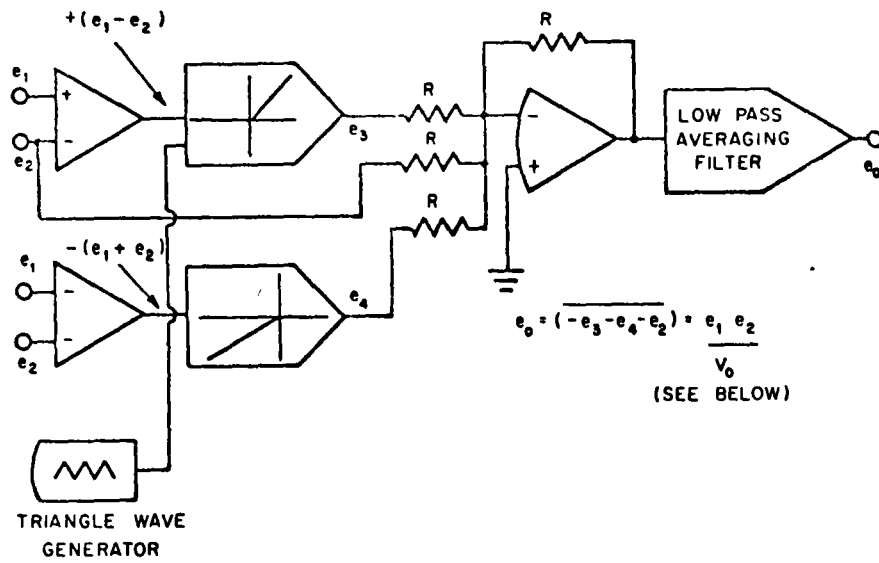


MA-1 Multiplicación y División usando técnicas logarítmicas

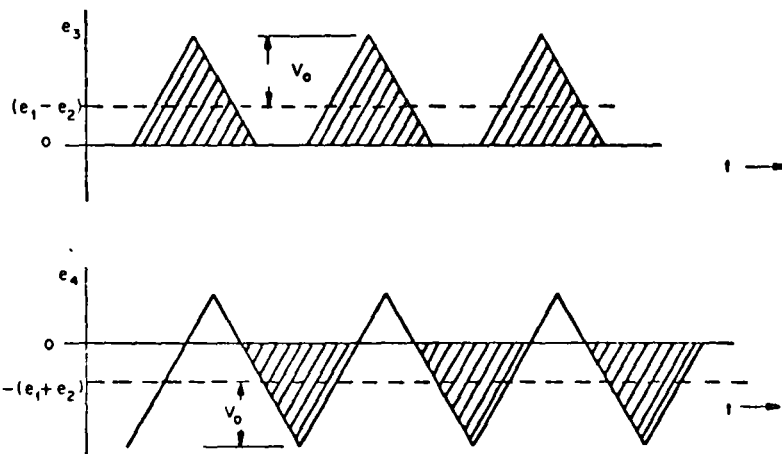




MA-2 Multiplicador de un cuarto al cuadrado

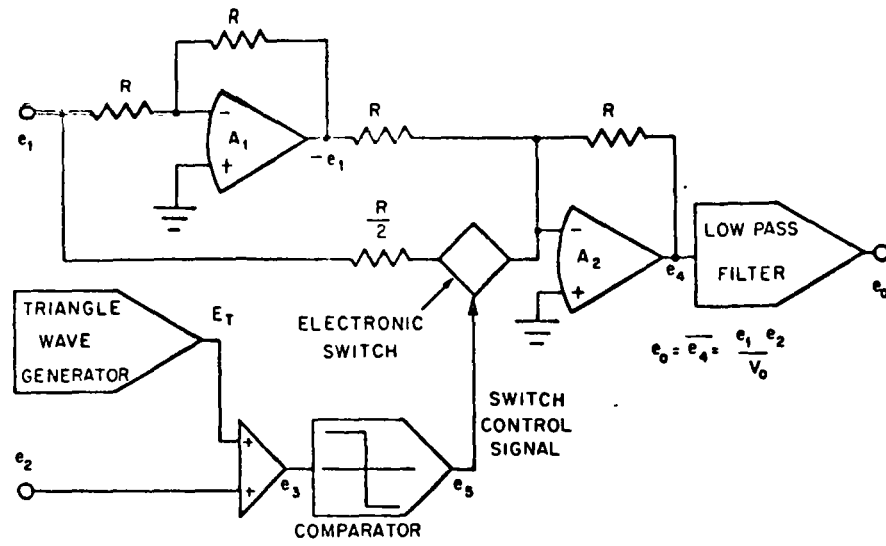


(a) TRIANGLE AVERAGING MULTIPLIER

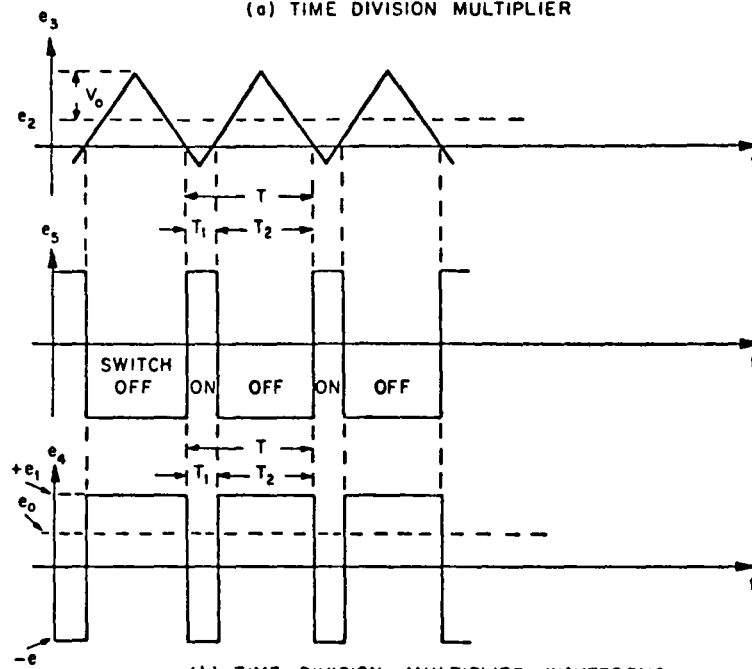


(b) MULTIPLIER WAVE FORMS

MA-3 Multiplicador promediador triangular

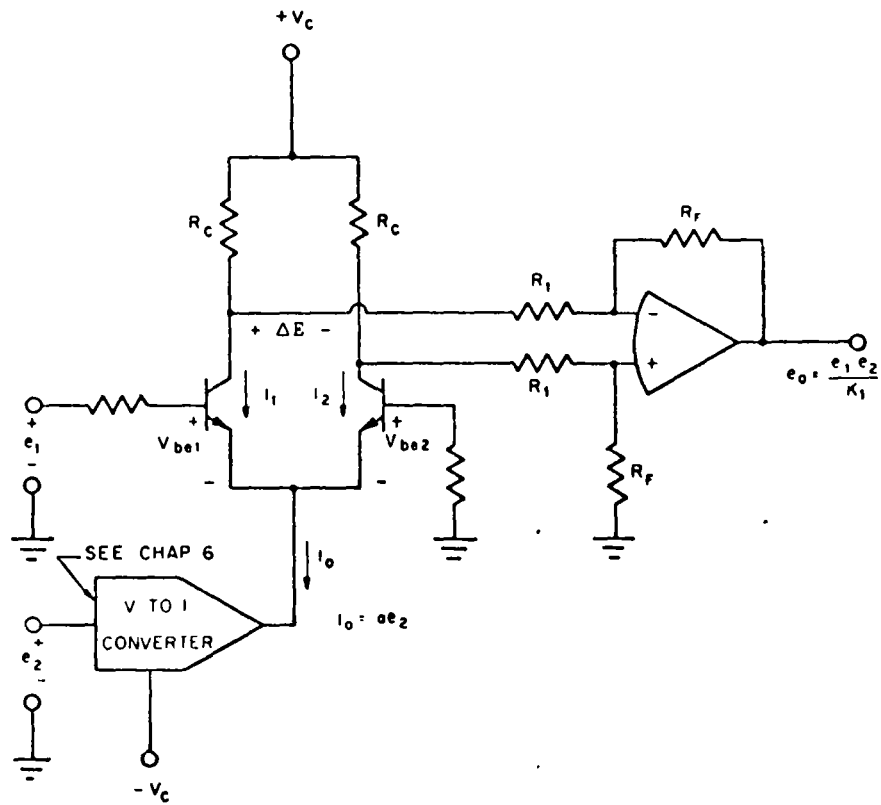


(a) TIME DIVISION MULTIPLIER



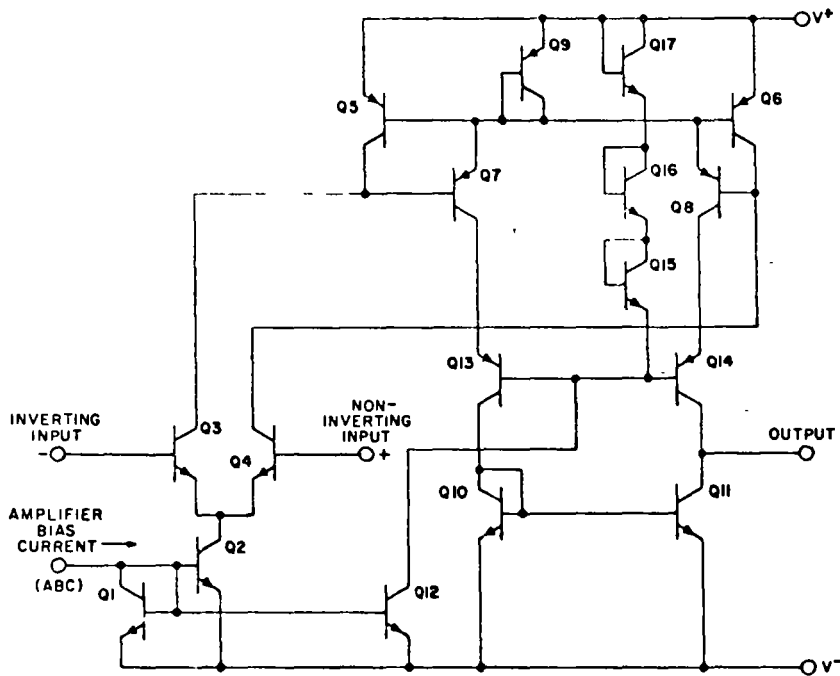
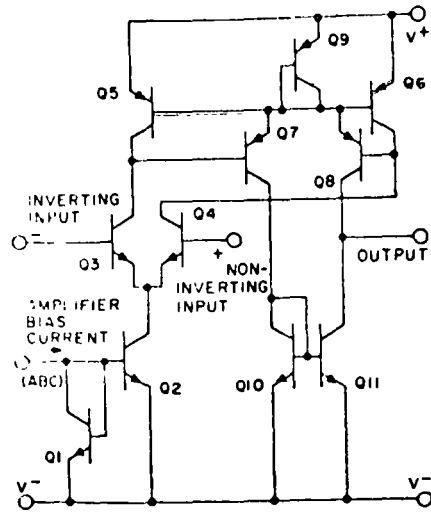
(b) TIME DIVISION MULTIPLIER WAVEFORMS

MA-4 Multiplicador por división de tiempo

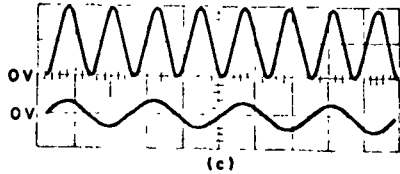
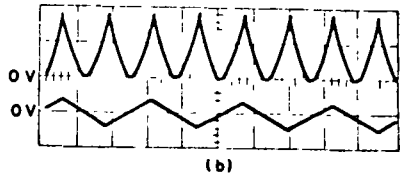
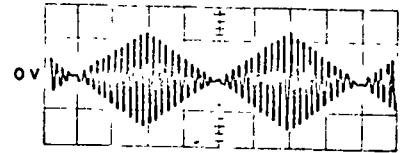
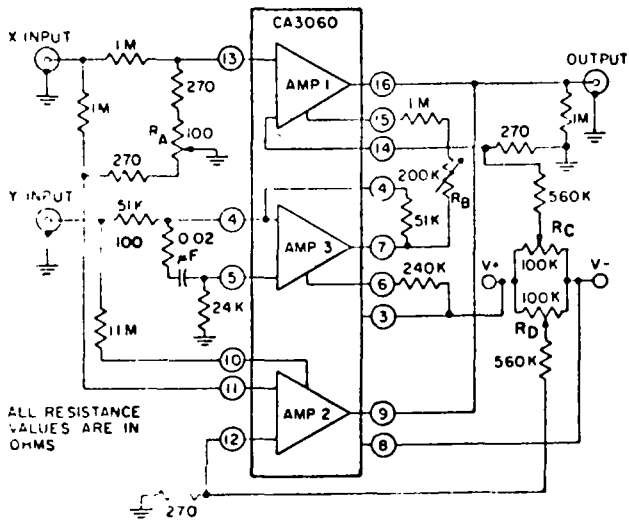
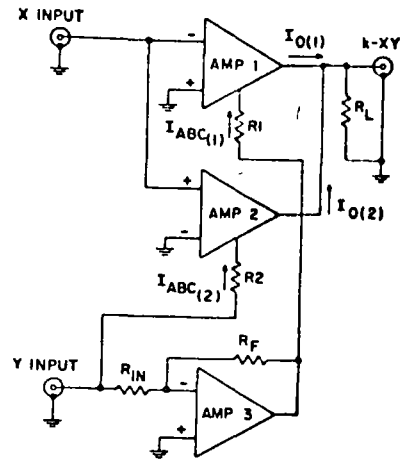


MA-5 Multiplicador de transconductancia variable

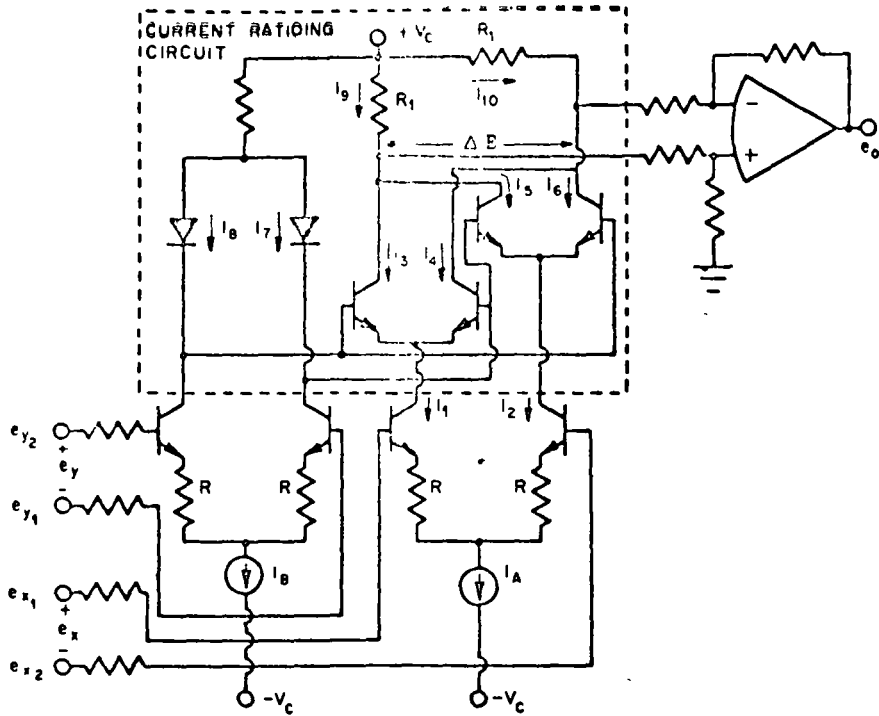




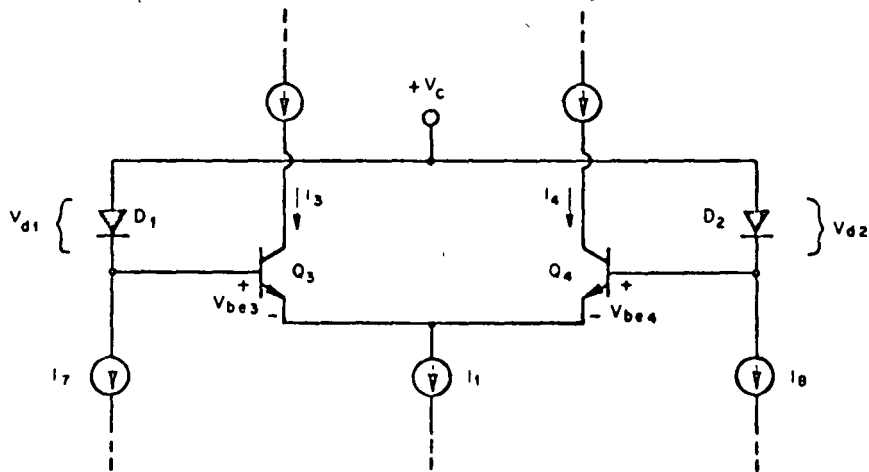
MA-6 Circuito RCA -CA 3060 multiplicador de transconductancia



MA-7 Amplificadores CA 3060 como multiplicador de cuatro cuadrantes



(a) MULTIPLIER CIRCUIT



(b) GAIN CELL

IA-8 Multiplicador por relación de corrientes.



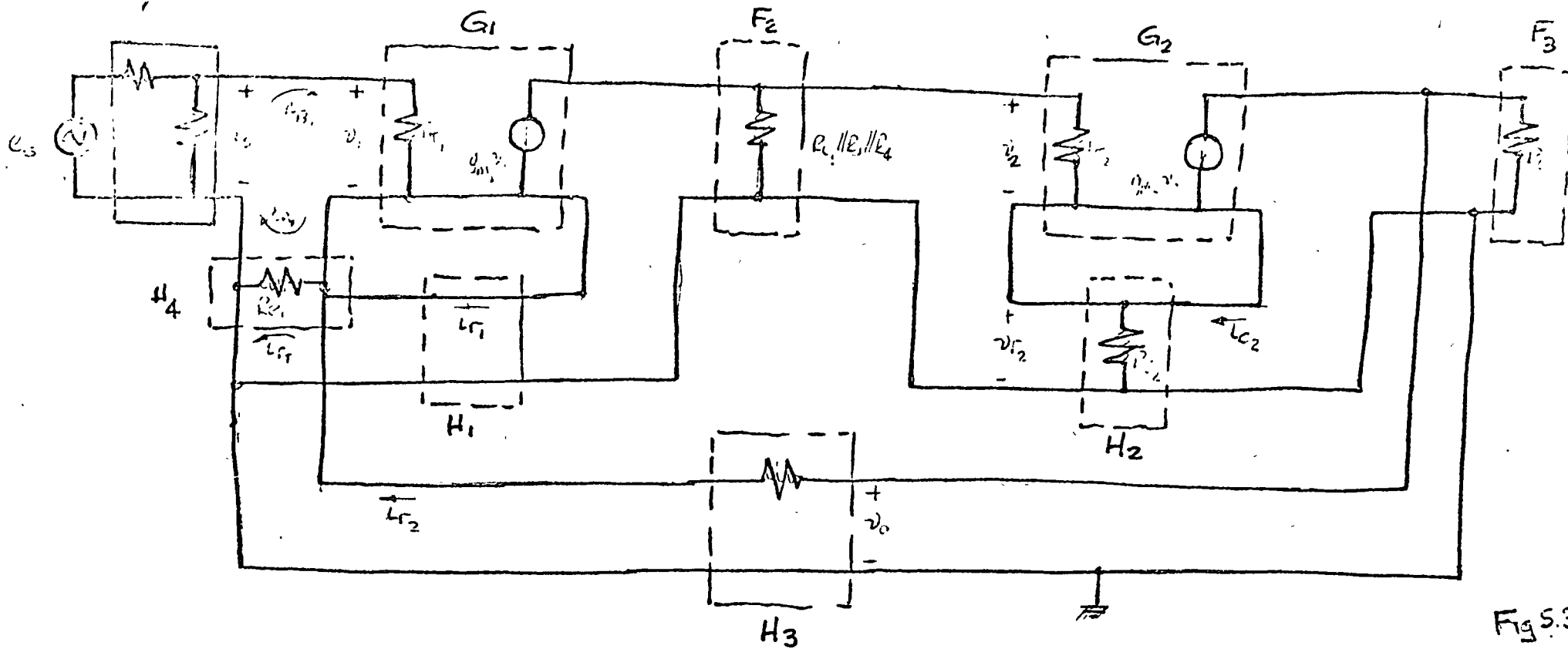
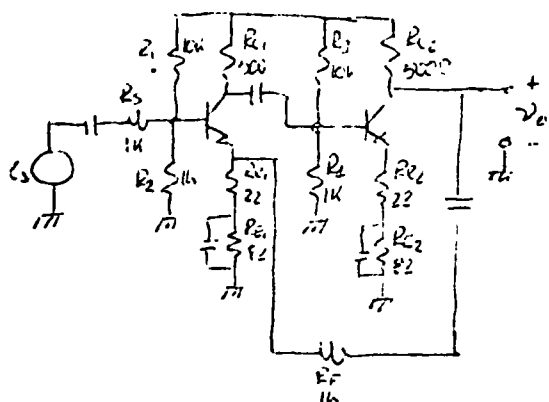


Fig 5.3

1251



$I_{CQ1} = I_{CQ2} = 2.5 \text{ mA}$   
 $g_{m1} = g_{m2} = 100 \text{ mA/V}$   
 $r_{\pi1} = r_{\pi2} = 0.2 \text{ k}\Omega$   
 $\beta = 100$

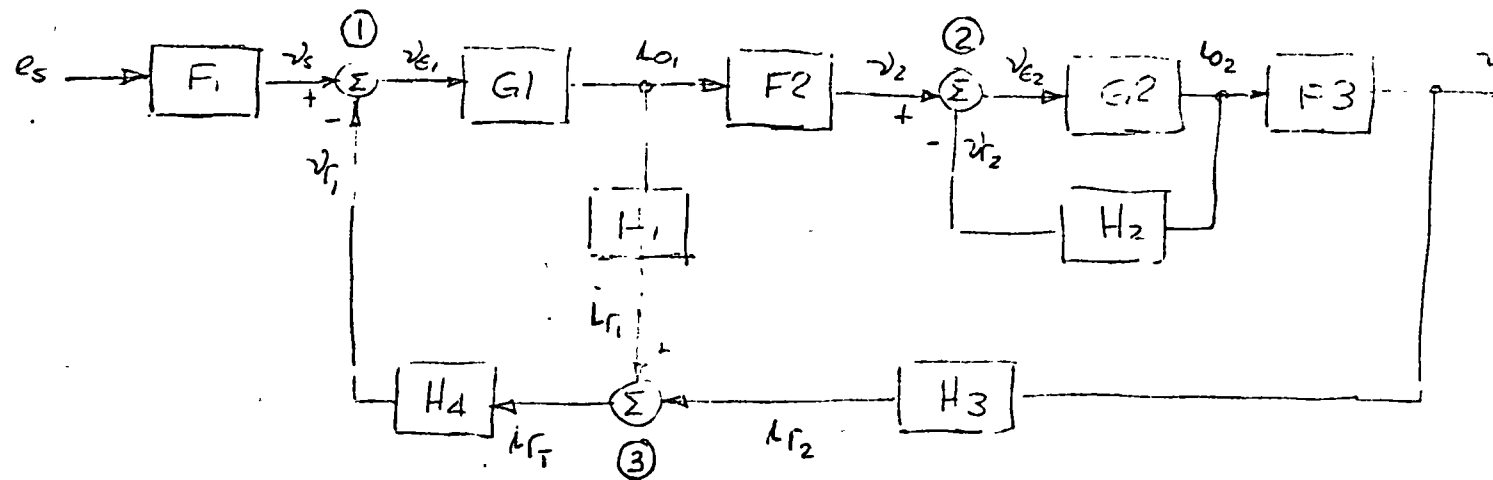


Fig 5.4



## CIRCUITOS DIGITALES

### 1. Utilización de diodos como recortadores

**Recortador:** Circuito empleado para reducir parte de una señal a un valor fijo. La forma más efectiva de analizar un circuito recortador consiste en determinar la curva de transferencia - (voltaje de salida  $V_o$ ,  $V_s$ , voltaje de entrada  $V_{in}$  ).

**Ejemplo 1:** Se muestra un recortador con un diodo en paralelo, así como su característica de transferencia, si el diodo se considera como un interruptor ideal. Para  $V_{in} > E$ , el diodo es un corto circuito, y  $V_o = E$ , mientras que para  $V_{in} < E$ , el diodo es un circuito abierto y  $V_o = V_{in}$ . Si la señal es senoidal, la respuesta contiene sólo la parte positiva mayor que E (Fig.3).

Se considera a continuación el mismo circuito, con una carga  $R_L$ , y un modelo linealizado de un diodo no ideal, conteniendo diodos ideales, A y B.

Para determinar la característica de transferencia es preciso conocer la región de operación del diodo D para cualquier  $V_{in}$ . Si suponemos que  $V_{in}$  es muy negativo, es claro que el diodo A conduce, y se tiene el circuito 6a.

Analizando el circuito obtenemos el siguiente resultado para  $V_o$

$$V_o = E' + \frac{r_f'}{r_f' + R_s} (V_{in} - E') \quad \text{-----} \quad (1)$$

$$E' = \frac{R_L}{R_L + r_f'} (E - V_D) \quad ; \quad r_f' = \frac{r_f R_L}{r_f + R_L}$$

Al aumentar  $V_{in}$ , el diodo A cortaría eventualmente, justo cuando  $V_o = E - V_D$ , lo que ocurre para  $V_{in} = (E - V_D) \frac{R_L + R_s}{R_L}$ . A partir de entonces y mientras el diodo B no conduzca,  $V_o$  puede obtenerse de la Fig. 6b:

$$V_o = \frac{R_L V_{in}}{R_L + R_s} \quad \text{-----} \quad (2)$$

Aumentando  $V_{in}$ , hace que el diodo D entre en la región zener al diodo B del modelo conduce, y se utiliza para el análisis al circuito 6c.

$$V_o = E'' + \frac{r_z'}{r_z' + R_s} (V_{in} - E'') \quad \text{-----} \quad (3)$$

$$E'' = \frac{R_L}{R_L + r_z'} (E + V_z) \quad ; \quad r_z' = \frac{r_z R_L}{r_z + R_L}$$

Esta situación ocurrió justo cuando  $V_o = V_z + E$  y  $V_{in} = \frac{R_L + R_s}{R_L} (V_z + E)$

La figura 7 ilustra la característica de transferencia del circuito.

Nótese que la señal de salida no corresponde a la señal de entrada en la región (2), y puede ser cortada nuevamente si  $V_{in}$  es suficientemente grande.

Del ejemplo anterior, se infiere que, para una mejor operación del recortador, se requiere que  $R_L \gg R_s, r_f$ . Además, debe limitarse el nivel de la señal de entrada.

Ejemplo 2: En la figura siguiente se muestra ahora un recortador con un diodo en la rama serie, así como su característica de transferencia ideal.



Es claro que se requiere  $q' R_s \ll R$  y además que  $R \ll R_L$ ,  $r_f \ll R$ , al considerar un diodo no ideal, y una carga  $R_L$ .

Según el tipo de circuito en que se emplean los diodos recortadores, se les asigna frecuentemente distintos nombres. En la fig. 12 se muestra un amplificador operacional empleando un diodo en forma similar, se le conoce como fijador estático. Al circuito de la fig. 14, que emplea dos diodos, se le conoce como rebanador y al de la fig. 15 como rectificador.

2. Utilización de diodos como fijadores dinámicos ('clampers'). Un fijador o restaurador se emplea para cambiar el nivel de corriente directa (valor medio) de una señal, sin distorsionarla apreciablemente. El circuito de la fig. 16 a, ilustra un fijador positivo (el valor mínimo de la señal de salida es igual a la batería  $V$ , el de la fig. 16 b, es un fijador negativo ( $V_{o\max} = V$ ). La batería  $V$  puede, en cualquiera de los casos, ser negativa (tener polaridad contraria).

La operación del fijador puede describirse como sigue: El capacitor  $C$  se carga eventualmente (1 ó más ciclos de la señal) al voltaje que provoca la conducción del diodo  $D$  ( $V_c = E_1 - V$  en el caso (b), por ejemplo), a través del diodo en conducción,  $R_s$  y  $V$ . Una vez cargado, el capacitor debe conservar dicha carga lo cual es posible con el diodo cortado ( $r_r = \infty$ ), y la salida es constante ( $V_o = V$ ) mientras  $V_{in} = E_1$ . Al cambiar  $V_{in}$  ( $a - E_2$ ), este cambio se transmite a la salida. Este proceso se analiza detalladamente a continuación, utilizando

el circuito 16(b), con  $V_{in}$  como se muestra en la fig. 17. Se supondrá que el diodo tiene una resistencia  $r_f$  en conducción directa, y  $r_r$  en inversa. Para  $t=0$ , suponer al capacitor descargado ( $V_c(0) = 0$ ).

$0 \leq t \leq t_1$ ,  $V_{in} = E_1$ , : sea  $E_1 > V \Rightarrow D$  polarizado en directa!

Si el tiempo  $t_1$  que dura el pulso positivo es por lo menos 4 veces mayor que  $T_f$  y  $C$ , se habrá cargado a  $(E_1 - V)$  al tiempo -

$$t_1. \quad V_c(t) = (E_1 - V)(1 - e^{-t/\tau_f}) \quad ; \quad \tau_f = (R_s + r_f)C$$

$$V_o(t) = V + \frac{r_f}{r_f + R_s} (E_1 - V) e^{-t/\tau_f}$$

$t_1 \leq t \leq Z$ ,  $V_{in} = -E_2 \Rightarrow D$  cortado. Sea  $t' = t - t_1$ ,

$$V_c(t'=0) = E_1 - V$$

$$V_c(t') = (-E_2 + V)(1 - e^{-t'/\tau_r}) + (E_1 - V) e^{-t'/\tau_r}$$

$$V_o(t') = V - \frac{r_r}{r_r + R_s} (E_2 + V + E_1 - V) e^{-t'/\tau_r} \quad ; \quad \tau_r = (R_s + r_r)C$$

Si el tiempo  $Z - t_1$ , que dura el pulso negativo es pequeño comparado con  $\tau_r$ , el capacitor conservará su carga  $(E_1 - V)$  y la salida  $V_o$  será prácticamente constante; como  $\frac{t'}{\tau_r} \ll 1$ :

$$V_o(t') \cong V - \frac{r_r}{r_r + R_s} (E_2 + E_1) \left(1 - \frac{t'}{\tau_r}\right) \cong V - (E_1 + E_2) \left(1 - \frac{t'}{\tau_r}\right)$$

$$V_c(t') \cong (V - E_2) \frac{t'}{\tau_r} + (E_1 - V) \left(1 - \frac{t'}{\tau_r}\right) \cong (E_1 - V) \left(1 - \frac{t'}{\tau_r}\right)$$

Al finalizar el 1er. período, empieza realmente el proceso de fijación. Como  $V_c(t=Z)$  es ligeramente menor que  $(E_1 - V)$  el diodo conduce cuando  $V_{in} = E_1$ , y se tiene

$$V_c(t'') = (E_1 - V) (1 - e^{-t''/\tau_f}) + V_c(Z) e^{-t''/\tau_f}$$

$$V_o(t'') = V + \frac{r_f}{r_f + R_s} (E_1 - V - V_c(Z)) e^{-t''/\tau_f}$$

$$'' = t - Z$$

y al finalizar el pulso <sup>positivo</sup> ~~negativo~~,  $v_c(t_1) \cong E_1 - V$ ,  $v_o(t_1) \cong V$ .

Para el pulso negativo se tienen las mismas ecuaciones  $v_c(t')$  y  $v_o(t')$  anteriores. Ambos voltajes se muestran en la siguiente figura:

En estado estacionario (a partir del segundo ciclo),  $v_c(t''=0^+) \cong (E_1 - V) \left(1 - \frac{t_1 - \tau}{\tau_r}\right) = a$ ;  $v_o(t''=0^+) \cong V + \frac{r_f}{r_f + R_s} (E_1 - V - v_c(0^+)) = a$

Al finalizar el pulso positivo:  $v_c(t_1) = E_1 - V = b$ ;  $v_o(t_1) = V = b$

Al comenzar el pulso negativo,  $v_c$  no cambia; no así  $v_o$  que forma el valor  $v_o(t_1^+) \cong V - (E_2 + E_1) = c$ . Al finalizar el ciclo negativo,  $v_c(t_1 + \tau) \cong (E_1 - V) \left(1 - \frac{t_1}{\tau_r}\right) = d$ ; y a continuación volvemos al estado inicial.  $v_o(t_1 + \tau) \cong V - (E_1 + E_2) \left(1 - \frac{t_1}{\tau_r}\right) = d$

En el caso de existir una carga  $R_L$ , se aplican las mismas ecuaciones con los siguientes cambios:

$$V \rightarrow V \frac{R_L}{R_L + r_f} \quad (\text{diodo en directa}).$$

$$V \rightarrow V \frac{R_L}{R_L + r_r} \quad (\text{diodo en inversa}).$$

$$\tau_f = C \left( R_s + \frac{r_f R_L}{r_f + R_L} \right); \quad \tau_r = C \left( R_s + \frac{r_r R_L}{r_r + R_L} \right)$$

Para obtener distorsión mínima, se requiere, desde luego:

$$\textcircled{1} \tau_r \gg \tau - t_1, \textcircled{2} \tau_f \ll t_1, \textcircled{3} r_f \ll R_s \ll R_L \ll r_r \dots$$

La condición (1) implica mínima pérdida de carga en el capacitor cuando el diodo está en reversa. La condición (2) implica una rápida recuperación de dicha carga durante la conducción, y la (3) una atenuación mínima de la señal.

Se hace notar que si la carga del capacitor se efectuará inicialmente con el diodo en reversa (por ejemplo, si  $V > E_1$ ), el estado estacionario podría tomar varios ciclos para establecerse. Es obvio que con un diodo ideal ( $r_r = \infty$ ), no habría fijación, a menos que hubiese una carga finita.

A continuación, se ilustra cuantitativamente como un capacitor de bloqueo conectado a la base de un transistor cambia el nivel de C.D. de la señal de entrada, que es onda cuadrada de  $50 \text{ Hz}$ . Se supondría que el diodo es de  $\text{Ge}$  ( $V_B \cong 0$ ), con resistencia total de base de  $500 \Omega$  en directa, y  $2M \Omega$  en inversa ( $I_{CBO}$  despreciable). (Fig. 21).

Se observa que  $\tau_F = C V_{bf} = .5 \text{ msec}$  es menor que  $.25(t - \tau)$ , por lo cual  $C$  estará cargado totalmente a  $-2V$  al finalizar cada pulso negativo (cuando conduce al diodo), en estado estacionario, y  $V_b$  estará fijado en  $0V$ .

Cuando  $V_{in} = 0$ , no hay corriente en la base,  $V_c$  tiende a  $0$ , a partir de  $-2V$ , y al tiempo  $t$ , se tiene:  $V_c = -2 e^{-t/\tau} \cong -2(1 - \frac{t}{\tau}) = -$  dado que  $\tau = CR = .1 \mu\text{s} \gg t$ . Como  $V_b = V_{in} - V_c$ , la salida entonces tendrá un valor igual a  $-1.88V$ .

Tanto  $V_b$ ,  $i_b = \frac{V_b}{r_b}$ , como  $V_o = -10 + \beta i_b R_c$ , se grafican en la siguiente figura (edo. estacionario). (Fig. 22)

Se hace notar que si  $C \rightarrow \infty$ , o bien la frecuencia de los pulsos aumenta considerablemente, el circuito no actuaría como fijador, a menos que  $V_b = 0$  en polarización directa, puesto que  $\tau_F \gg \tau - t$ , el período de conducción.

En tal caso,  $C$  se cargaría al nivel de C.D. de la señal de entrada ( $-1V$ ) como capacitor ideal de bloqueo, y  $V_b$  sería un pulso con valor medio nulo.

Se menciona por último que la batería  $V$  de un fijador puede ser reemplazada por un diodo zener, por ejemplo.

### 3. Utilización de diodos para compuertas .

#### COMPUERTA OR .-

La salida del circuito de la fig. 23 es igual al mayor de los voltajes presentes. Se supone que el '1' lógico corresponde a un voltaje alto, satisfecho por el nivel  $E$  (en volts). En caso de considerar diodos no ideales (de Si, por ejemplo), el nivel de la salida sería de  $\approx V$  menor que el voltaje mayor de la entrada.

#### COMPUERTA AND .-

La salida  $V_0$  de una compuerta AND, es igual al menor de los voltajes presentes\* se requiere la coincidencia de dos voltajes altos, para tener salida alta '1'. Se han ilustrado dos modos de operación:  $V_{in|_{max}} < V$  (o sea,  $E < V$ ) y  $V_{in|_{max}} > V$  (1.1V o 1.2V en el ejemplo). En el primer caso,  $V_0$  es igual a  $V_{in}$  (ya sea  $V_1$  o  $V_2$ ), y en el segundo caso  $V_0 = V$  si ambas entradas son altas.

El primer modo de operación, es más conveniente, pues al menos uno de los diodos está en condiciones siempre, y la impedancia de salida de la compuerta es pequeña, permitiendo un mejor acoplamiento de voltajes.

Si se considera, además la respuesta dinámica no ideal, debido a la inevitable capacidad en paralelo con la carga, se verá que el primer modo de operación permite frecuencias más altas, pues no hay que esperar y constantes de tiempo para cargar a C.

Las consecuencias de un mal acoplamiento entre compuertas puede apreciarse en el circuito siguiente.<sup>(26)</sup> Dado que las dos entradas a la AND son altas, la salida  $V_0$  debería ser alta, pero se obtienen  $CV'$ , que es un '0' lógico.

\* Siempre y cuando sean menores que  $V$ . De lo contrario, la salida es  $V$ .

Hasta el momento, no se han considerado las caídas de voltajes propias de los diodos. En conducción, para diodos de Si,  $V_D \approx 0.7V$ ; compuertas 'OR' en cascada harían bajar considerablemente el nivel de la señal, y el '1' lógico se confundiría con el '0'. Compuertas "AND" en cascada harían subir el nivel, y el '0' lógico podría ser demasiado alto. Todas estas razones hacen que se utilicen actualmente compuertas activas (con transistores) que fijan adecuadamente los niveles de operación.

### Compuertas

De acuerdo con su tecnología, las compuertas más empleadas actualmente son las siguientes:

RTL discretas o integradas saturadas	velocidad media
DTL discretas o integradas saturadas	velocidad media
TTL integradas	saturadas rápidas
ECL integradas	no saturadas muy rápidas

### El paso inversor

El inversor es el paso principal, especialmente para RTL y DTL, y puede asumir varias formas como se muestra a continuación (Fig 27)

En cualquiera de los casos, el inversor trabaja como sigue:

Para una entrada alta  $V_{in} = V_1$ , el transistor T debería estar en saturación ( $V_0 = V_{CEs}$ ), o sea del orden de  $0.1V$  a  $0.3V$  para una entrada baja (del orden de  $V_{CEs}$ ), el transistor debería estar en corte ( $i_c = 0$ , luego  $V_0 = V_{CC}$ , en ausencia de carga). De estar cargado el transistor,  $V_0$  sería menor que  $V_{CC}$ ,  $V_0 = \frac{1}{2} V_{CC}$  pero mayor que el mínimo permisible para '1' lógico.

T en Saturación: -

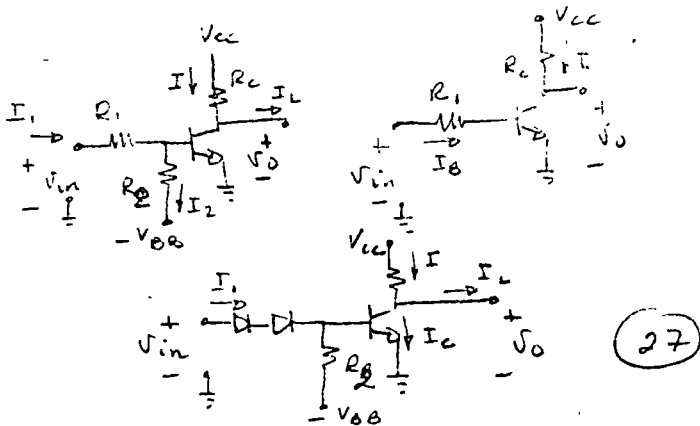
$$\frac{V_1 - V_{BEs}}{R_1} = \frac{V_{BEs} + V_{BB}}{R_2} + I_B \quad \text{--- (1)}$$

$$\frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_C} = I_{Cs} + I_L \quad \text{--- (2)}$$

condición de saturación:

$$I_B \geq \frac{I_{Cs}}{\beta_{min}} \quad \text{--- (3)}$$

$$V_{BEs} \approx 0.7 - 0.8 V.$$



T. en Corte

$$\frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_1} = \frac{V_{BEoff} + V_{BB}}{R_2} + I_{CBO} \quad \text{--- (4)}$$

$$V_0 = V_{CC} - R_C (I_L + I_{CBO}) = V_1 \quad \text{--- (5)}$$

Condición de corte  $V_{BEoff} \leq a$ , siendo  $a = 0$ , o bien un voltaje ligeramente negativo.

En corte,  $I_L$  es positiva, suministrada por  $V_{CC}$ , y se dice que la compuerta actúa como fuente.  $I_L$  debe ser limitada, de tal manera que  $V_1 \geq V_{q\ min}$ , siendo  $V_{q\ min}$  el mínimo valor permisible para el '1' lógico.

Por lo que respecta a la respuesta dinámica del inversor a un pulso en la entrada, se tiene un pulso de salida como el que se muestra en la fig. 28 donde se aprecia que, a mayor nivel

Para que T esté efectivamente saturado, se tiene que satisfacer la condición (3).  $I_B$  e  $I_{Cs}$  determinados de (1) y (2).  $\beta_{min}$  es la mínima posible especificada para el tipo de transistor empleado. - Nótese que debe considerarse el máximo valor posible de  $I_{Cs}$ , lo que ocurriría si  $I_L$  es negativo (empujada hacia el transistor por la carga), o sea, cuando T actúa como sumidero naturalmente, dado un inversor, existe un máximo de corriente negativa  $I_L$  que puede recibir T.

de saturación,  $V_0$  crece mas rapidamente, sin embargo, para cortar el transistor, se tiene un retraso apreciable ~~en~~  $t_s$ , debido a la necesidad de remover la carga apreciable que se encuentra en la base del transistor.

El retardo de una compuerta saturada puede reducirse empleando pulsos de corriente grandes, lo cual implica un mayor consumo de potencia.

El inversor genera la función lógica NOT, o sea, que para entrada alta, la salida debe ser baja, y viceversa.



COMPUERTAS RTL (NOR).

Estas compuertas trabajan de tal manera que, una sola entrada alta, el transistor T debe saturar, de tal manera que efectuarían la función lógica 'NOR'. La salida será alta si y sólo si todas las M entradas ('fan-in') son bajas, iguales a veces.

La corriente  $I_L$  aumenta con el número de compuertas de carga, y baja el voltaje ( $V_0$ ).

Por ello, el 'FAN-OUT', N, debe limitarse. De lo contrario, no habría suficiente corriente para saturar a todos los pasos de carga. Existe una limitación más severa aún. Aunque los pasos de carga estén saturados,  $V_0$  no debe bajar de cierto valor, mínimo. De lo contrario, cualquier pulso negativo (ruido) podría causar la desaturación. Esto es, debe existir cierto margen de ruido,  $ME$ .

Por lo que se refiere al número de pasos de entrada, M, la principal limitación estriba en la potencia total consumida, y el nivel de sobre saturación, que causaría retardos excesivos.



vos.

A pesar de tener tiempos de propagación relativamente largos, bajo, FAN-OUT y consumir bastante potencia, estas compuertas son baratas, fáciles de fabricar (en integrados) o diseñar (discretos), y de acoplar con otros tipos de lógica, además de que generan un bajo nivel de ruido, su fabricación en circuitos integrados, además, es bastante eficiente. Para mayor rapidez, suele introducirse, en la región discreta, ~~en la región discreta,~~ un capacitor  $C$  en paralelo con  $R_1$ , de tal manera que se inyecta o extrae carga a la base del transistor en forma casiinstantánea. Suele llamarse a este tipo de lógica RCTL.

#### Compuertas DTL (NAND)

Como puede apreciarse en las figs. 30 (a) y (b), se tiene básicamente una compuerta 'AND' de díodos, seguidas de un inversor, para formar la función 'NAND'. Para entradas altas, el transistor  $T$  debe estar saturado, y los díodos de entrada conducen una corriente despreciable, en reversa. Por ésta razón,  $I_L$  de los pasos excitadores es muy pequeña, y los voltajes de entradas altas son del orden de  $V_{CC}$ .

Con cualquier entrada baja, el transistor debe cortar, y una gran porción de  $I_3$  fluye hacia los díodos de entrada. Los pasos excitadores reciben por lo tanto una corriente  $I_L$  negativa (actúan como sumideros), y se requieren grandes valores de  $\beta$  para obtener una gran FAN-OUT. El circuito de (c) permite una corriente de base mucho mayor que el (b), y por lo tanto -

puede tenerse un FAN-OUT apreciablemente mayor. Sin embargo, una carga excesiva podría elevar apreciablemente el voltaje de saturación (hasta  $0.4$  ó  $0.5V$ ), decreciendo el margen de ruido (pulso positivo que arrancaría a un transistor, supues<sup>u</sup>tamente cortado, ME<sub>p</sub>).

A pesar de no ser muy rápidas y variar sus niveles grandemen<sup>te</sup>te con cambio de temperatura, han sido bastante populares por su bajo precio, compatibilidad de uso tanto con TTL como con circuitos discretos, bajo disipación de potencia y bajo el nivel de ruido.

### Compuertas TTL (NAND) - (Fig. 31)

El principio de funcionamiento es similar al de la lógica DTL, sólo que se emplean transistores ( $T_1$  a  $T_m$ ) en vez de diodos en base común, a un voltaje  $V$ . Para todas las entradas altas (mayores que  $V$ ), los transistores estarían cortados,  $V_p$  sería alto, luego el inversor  $T$  saturado.

En la práctica, se fabrica un sólo transistor multiemisor. La base del mismo es bastante grande y la gran carga que almacena cuando hay entradas bajas sirve para cotar muy rápidamente a  $T_2$ , lo que explica en gran parte la velocidad de estas compuertas.

Según el estado de  $T_2$  (corte o saturación), conducen ya sea  $T_3$  o  $T_4$  respectivamente. Este paso de salida se conoce como 'totem pole' y permite que la salida sea en seguidor de emisor, pro -

porcionando  $I_L$  positiva, y cargando rápidamente a cargas capacitivas o bien convencionalmente salida de colector (de  $T_4$ ), permitiendo  $I_L$  negativa y descarga rápida de una carga capacitiva.

Estas compuertas son de las más usadas actualmente. Además de su velocidad, tiene baja disipación, aceptable inmunidad al ruido y permiten un gran 'FAN-OUT'.

Compuertas ECL o CML (Fig. 33). -  $(V_1 < V_R)$

El principio es como sigue: si  $T$  cortado,  $I_0$  circula por el diodo  $D$ . Cuando  $V_1$  crece, y excede a  $V_R$ , la corriente  $I_0$  circula por el transistor ( $I_0 = I_E$ ) y la salida es  $V_0 = V_{CC} - \alpha I_0 R_C$ . Si se aumentará  $V_1$ ,  $V_1 > V_0$ ,  $T$  se saturaría, y  $V_1$  sería aproximadamente igual a  $V_0$ . No debe operarse en dicha región.

En la práctica, la fuente de corriente se forma con  $V_{EE}$ ,  $R_E$ , y  $V_C$  se fija a través de  $T$  en la base de  $T'$ .  $I_0 \approx \frac{V_R - 0.7 - V_{EE}}{R_E}$ .

Como  $V_A$  y  $V_B$  están fuera de fase, es posible obtener la función NOR, y su complemento, OR, lo cual es una ventaja.

Dado que no hay saturación en ninguno de los pasos, que pueden obtener respuestas muy rápidas (tiempos de propagación del orden de  $2 \text{ ns}$ ). Esto permite trabajar a frecuencias de cientos de  $\text{MHz}$ , y debe cuidarse especialmente el tamaño de las tarjetas componentes, etc., pues los circuitos trabajan como líneas de transmisión.

Tiempo de propagación (aplicable a todas las compuertas) (Fig. 35).



$$t_p = \frac{t_d(\text{ON}) + t_d(\text{OFF})}{2} = \frac{t_d + \frac{t_r}{2} + t_s + \frac{t_f}{2}}{2}$$

memoria práctica:  $t_p = \frac{t_2 - t_1}{2}$  (Ver Fig. 35).

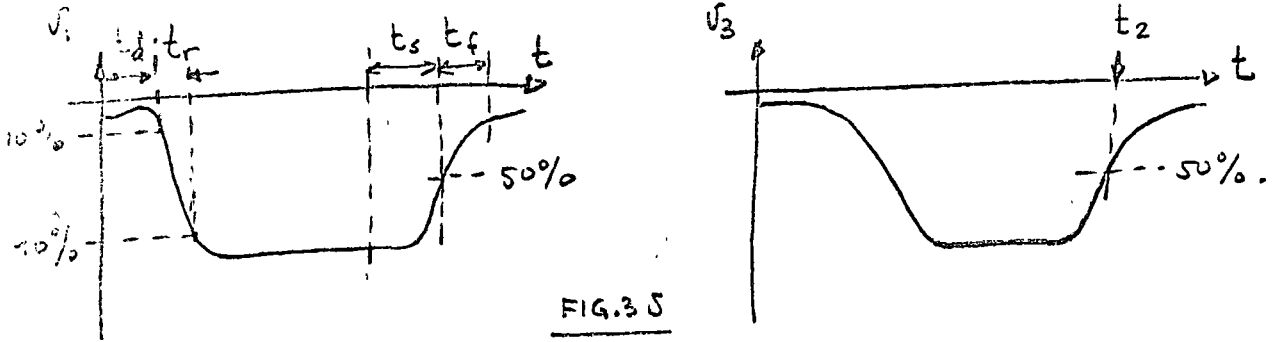


FIG. 35

El circuito biestable o FLIP-FLOP (FIG. 38) .

El biestable tiene la propiedad de que si una de las salidas es alta (corte), la otra es baja (saturación). Esto ocurre debido a la retroalimentación positiva o regenerativa entre los dos pasos. El corte de uno, digamos T<sub>2</sub>, provoca un voltaje V<sub>C2</sub> alto que obliga a la saturación de T<sub>1</sub>, vía R<sub>K</sub>. El paso saturado tiene V<sub>C1</sub> = V<sub>CEs</sub> (bajo), que a su vez mantiene a T<sub>2</sub> cortado.

No es posible que ambos pasos estén en región activa, debido a la regeneración.

Ecuaciones de diseño. Caso discreto:

Sea T<sub>1</sub> saturado, T<sub>2</sub> cortado

$$\frac{V_{CC} - V_{BEs}}{R_{C2} - R_{K2}} = I_{B1} + \frac{V_{BEs} + V_{BB}}{R_{B1}} \quad \text{--- (1)}$$

↙ entrada del paso saturado

$$V_{OQ} = V_{C2} = V_{CC} - \frac{(V_{CC} - V_{CEs}) R_{C2}}{R_{C2} + R_{K2}} \quad \text{--- (2)}$$

↖ salida } del paso cortado  
↙ entrada }

$$\frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_{C1}} = I_{Cs} + \frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_{K1}} \quad \text{--- (3)}$$

↖ salida del paso saturado

$$\frac{V_{CEs} - V_{BEoff}}{R_{K1}} = \frac{V_{BEoff} + V_{BB}}{R_{B2}} - I_{CBO} \quad \text{--- (4)}$$

Para operación correcta, se requiere que: I<sub>B</sub> de (1) >  $\frac{I_{Cs}}{\beta_{min}}$  de (3). V<sub>BEoff</sub> de (4) sea ≤ 0.

En caso de tener cargas, que V<sub>OQ</sub> no baje de cierto valor mínimo. De ahí se infiere el máximo FAN-OUT.

Ejemplo: simple de diseño: sea V<sub>CC</sub> = V<sub>BB</sub> = 10V ; trabajar con I<sub>Cs</sub> = 30mA , con β<sub>min</sub> = 40 , hasta 75°C , con I<sub>CBO</sub> = 0.5μA @ 25°C (10μA @ 75°C , despreciable !)

Solución: De (3), suponer el 2º término mucho menor que  $I_{CS}$ .

Luego:  $R_{C1} \approx \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{I_{CS}} \approx 300 \Omega$  ( $V_{CEs} \approx 0.3V$ )

Como  $\beta_{min} = 40 \Rightarrow I_B \geq \frac{30}{40} mA = .75 mA$ ; sea  $I_B = 1 mA$ .

de (1)  $\frac{9.3}{.3K + R_K} = 1 + \frac{10.7}{R_B}$  (A), pues  $V_{BEs} \approx 0.7V$ .

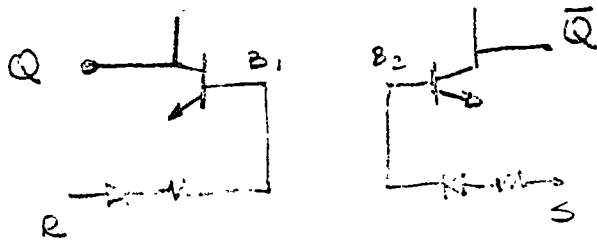
Fijemos una vez a  $V_{CE off} = -0.5V$ ; luego, de (4)

$\frac{0.5}{R_K} = \frac{9.5}{R_B}$  (B)  $\Rightarrow R_B = 11.9 R_K \Rightarrow R_K = 8.1K$   
 $R_B = 96.4K$

Escoger  $R_K = 6.9K$  a fin de obtener más  $I_B$ , y  $R_B = 89K$  a fin de asegurar más el corte.

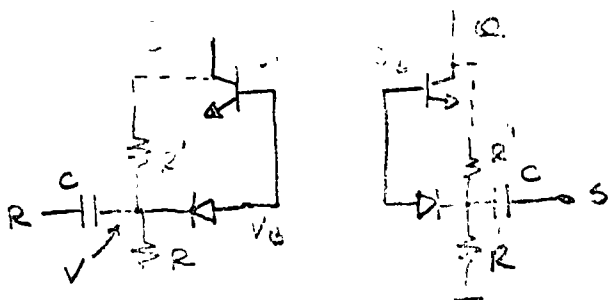
Disparo: Para que un FF sea útil, se requiere poder cambiarlo de estado a voluntad. Mediante pulsos, es posible cortar al transistor saturado, o bien saturar el transistor cortado. Por la regeneración, el otro transistor tomará su estado correspondiente.

Métodos comunes

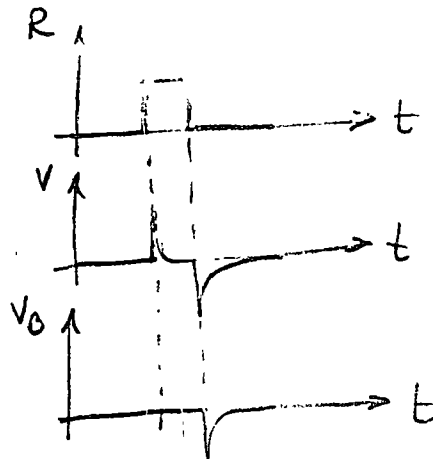


Se requieren pulsos positivos, que no afecten al transistor saturado, pero sí al cortado.

R y S no deben aparecer simultáneamente.



R=K	S=J	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	1
1	0	0
1	1	$\bar{Q}(t)$



En este método C y R forman un diferenciador. El diodo permite el paso del pulso negativo solamente, evitándose el transistor saturado. Nótese que el cambio de estado ocurre al término del pulso. Esta operación es la más deseable.

Si se incluyen las resistencias  $R'$ , sólo el transistor cortado polarizará opuestamente al diodo ( $V$  será más positivo) y únicamente el transistor saturado será afectado por el pulso.

De esta manera, si se admiten simultáneamente pulsos en R y S, el FF se denomina ahora J.K.

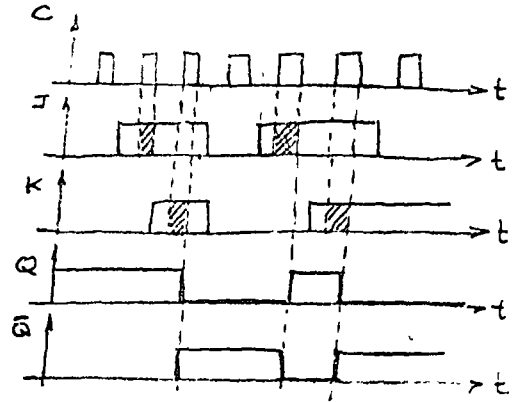
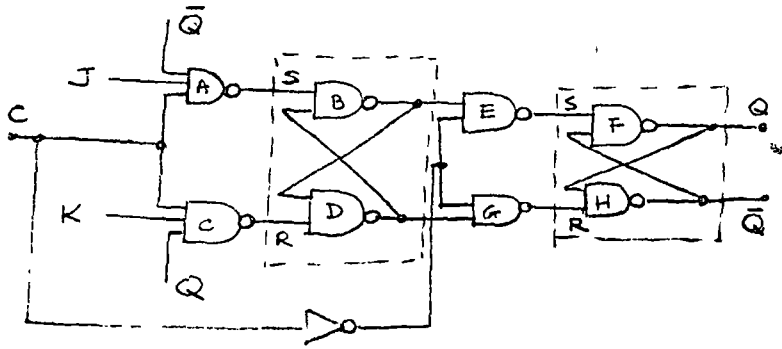
En dicho caso, es posible incluso unir las dos entradas, J y K, formándose el llamado FFT (trigger o disparador), con la propiedad de que cada pulso cambiará el estado del bistable. Nótese ahora lo importante que resulta el hecho de que el bistable cambia de estado justo al cesar el pulso. Si no fuese así, para un pulso de gran duración, podrían ocurrir varias transiciones o cambios, sin poder determinarse el estado final.

### Biestables integrados

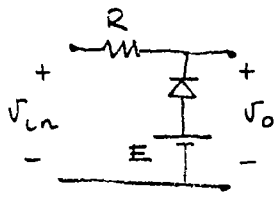
En circuitos integrados, la fabricación de transistores no representa un gran problema, como es el caso de los capacitores. Por ello, un FF integrado emplea un gran número de compuertas, es una configuración llamada 'Master-slave', con pulsos de reloj, con los cuales han de coincidir los pulsos de entrada.

Las compuertas A, B, C y D forman FF S-R, 'master', que responde a la subida de los pulsos de reloj, E, F, G y H forman el 'slave' que responde a la bajada del mismo.

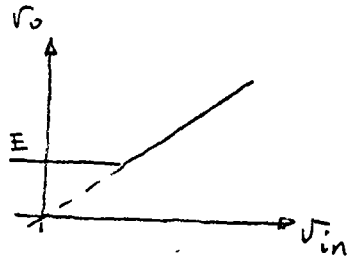
Si se excluye la retroalimentación (F a C y H a A), no se podría tener entradas altas simultáneamente (sería un S-R).  
 Con J=K y la retroalimentación, el circuito funcionaría como un FFT.



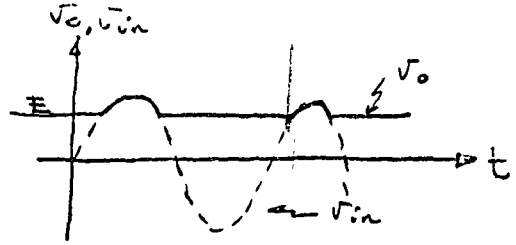
FIGURAS



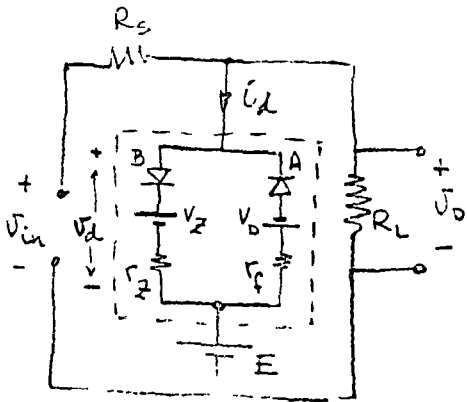
(1)



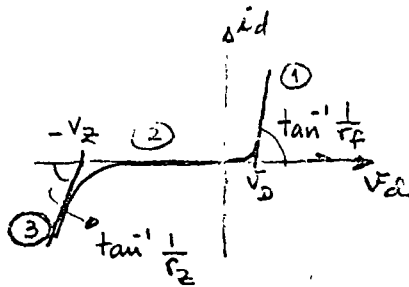
(2)



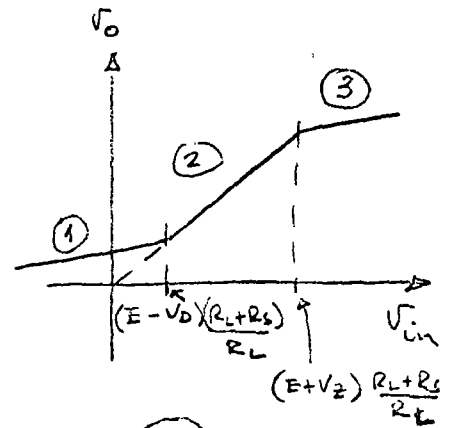
(3)



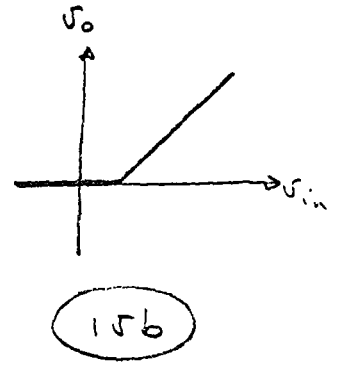
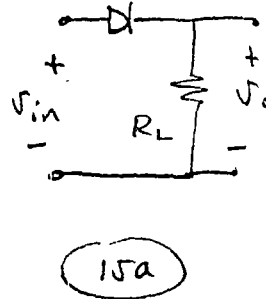
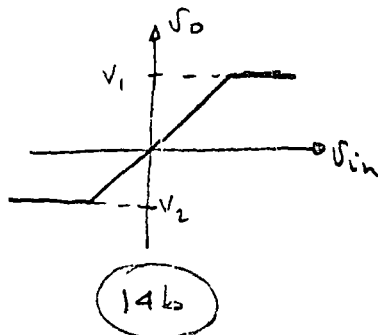
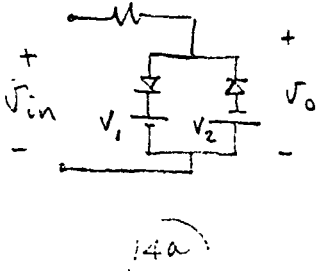
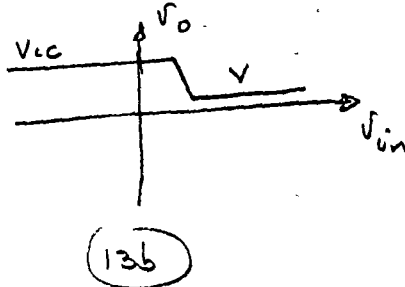
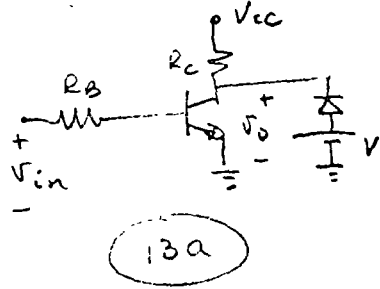
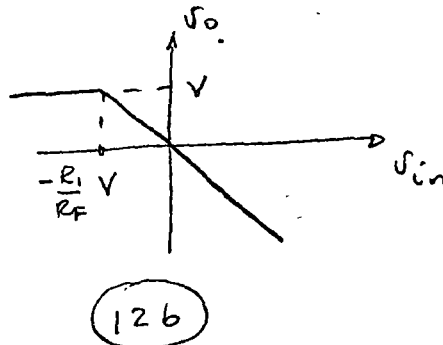
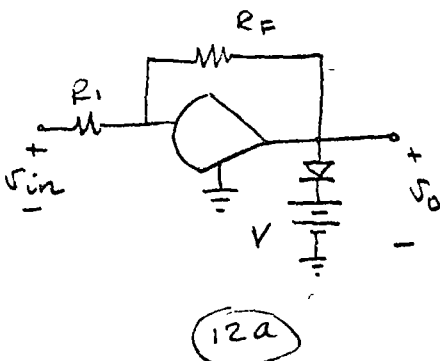
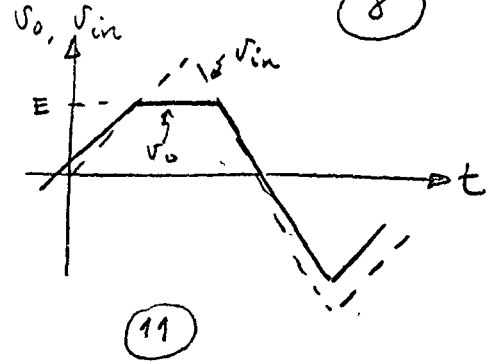
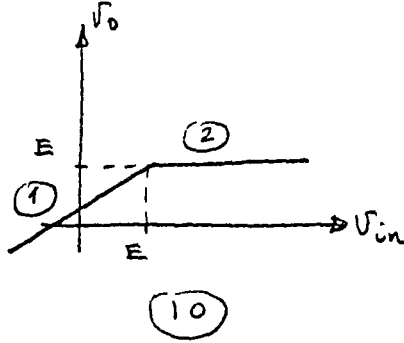
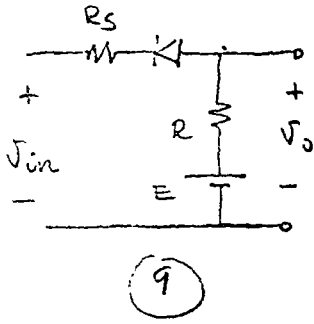
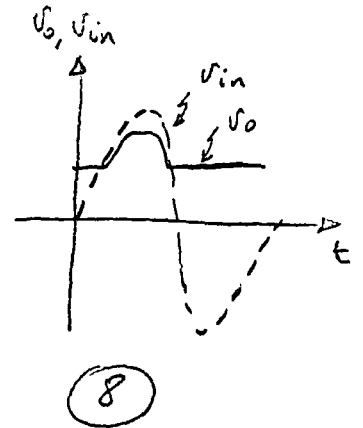
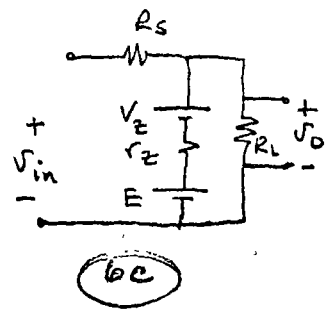
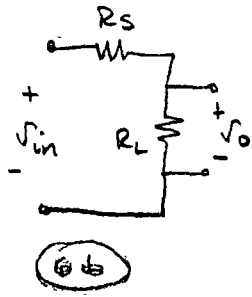
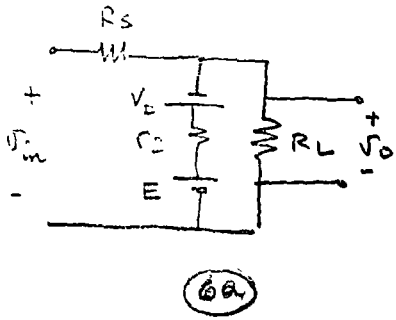
(4)



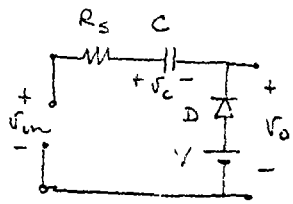
(5)



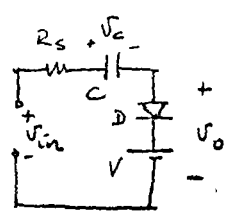
(7)



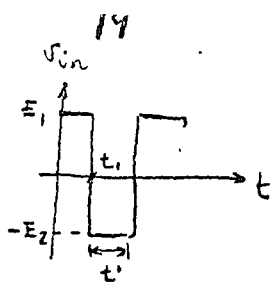




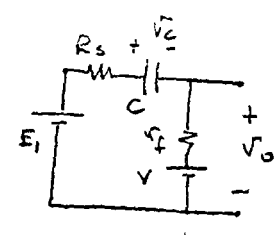
16a



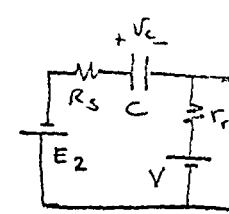
16b



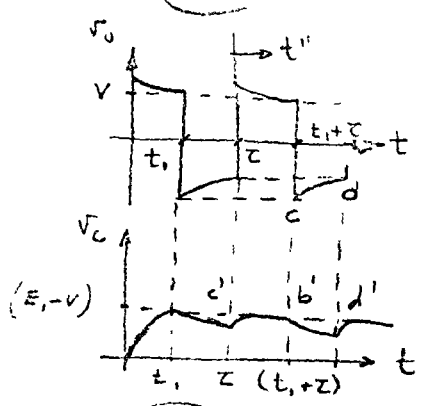
17



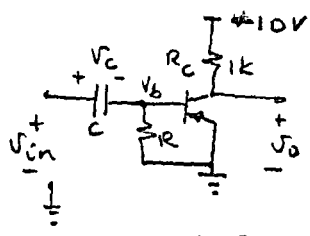
18



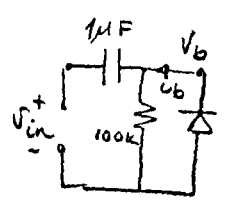
19



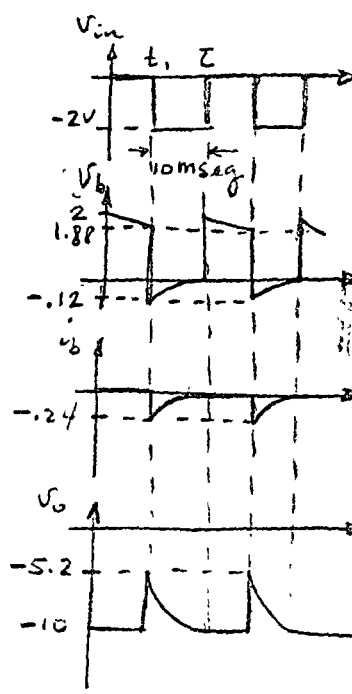
20



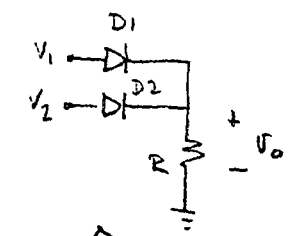
21a



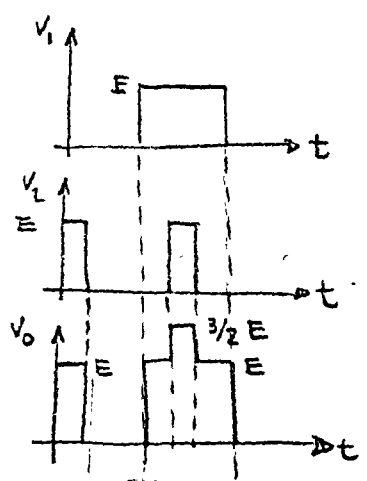
21b



22



23a

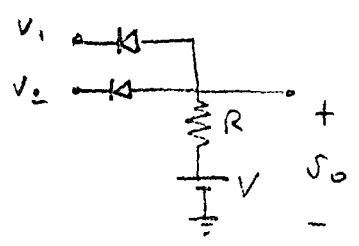


23b

tabla de verdad

v <sub>1</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>o</sub>
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

23c



24a

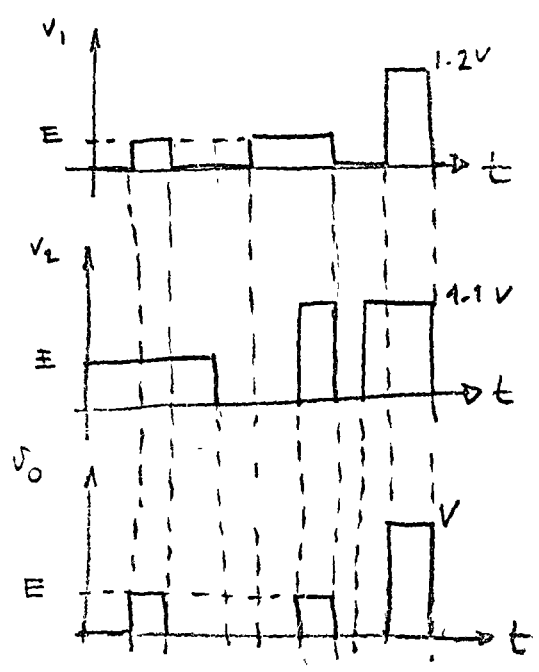
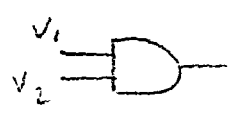
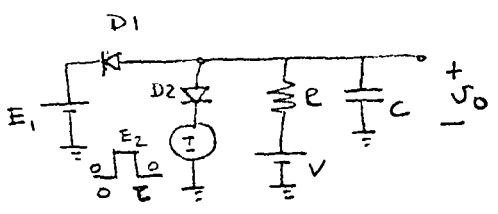


tabla de verdad

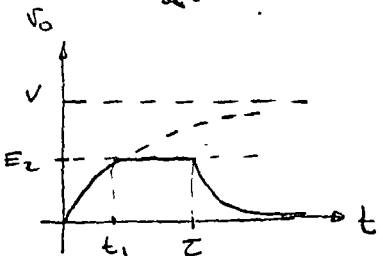
v <sub>1</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>o</sub>
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

24c

20

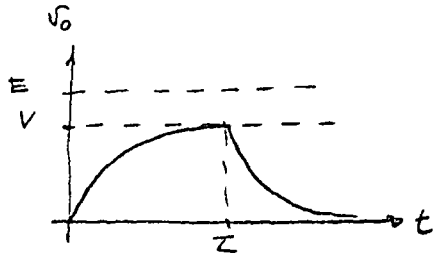


25a



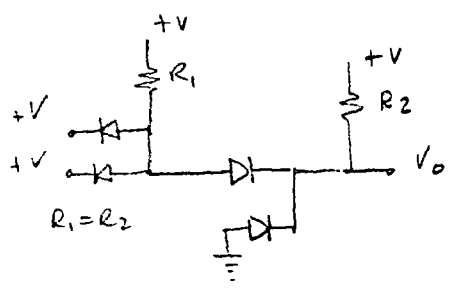
$V > E_1 > E_2$   
 $0 \leq t \leq T$   
 $v_0 \cong V(1 - e^{-t/RC})$   
 $v_0(t_1) = E_2$   
 $t \geq T$   
 $v_0 \cong E_2 e^{-t/RC}$

25b

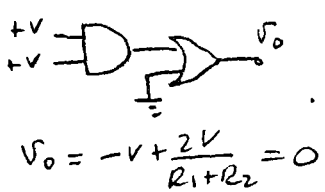


$V < E_2 < E_1$   
 $0 \leq t \leq Z$   
 $v_0 \cong V(1 - e^{-t/RC})$   
 tarda  $4RC$  en llegar a 0.95V.  
 $t \geq Z$   
 $v_0 = V e^{-t/RC}$

25c

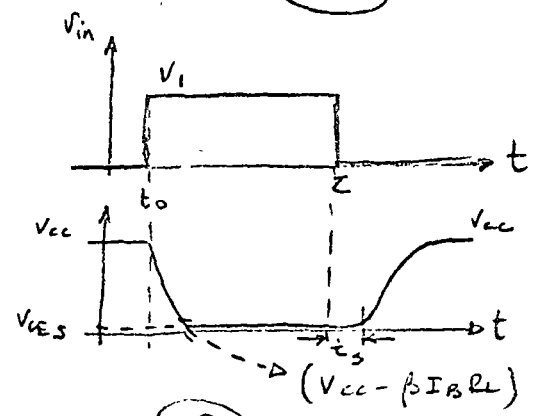


26a

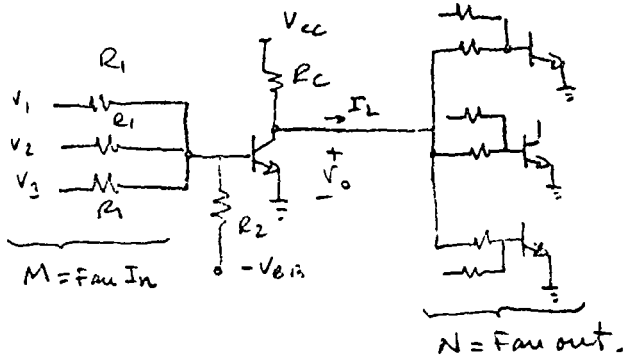


$v_0 = -V + \frac{2V}{R_1 + R_2} = 0$

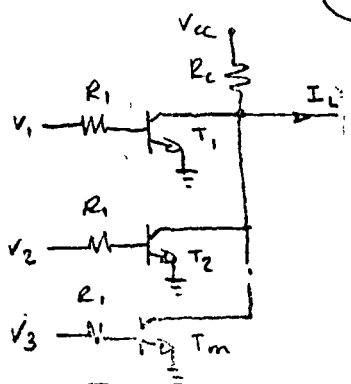
26b



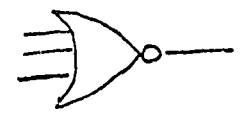
28



29a Discretos

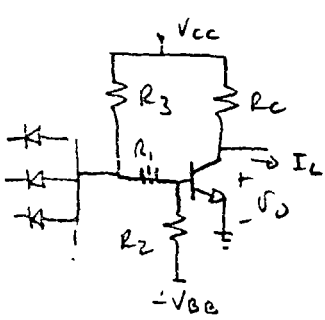


29b Integrados

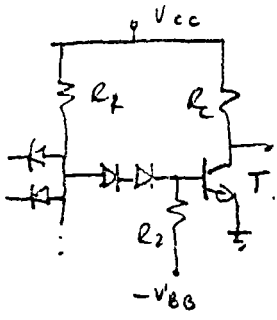


simbolo

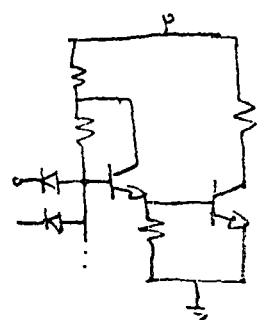
29c



30a



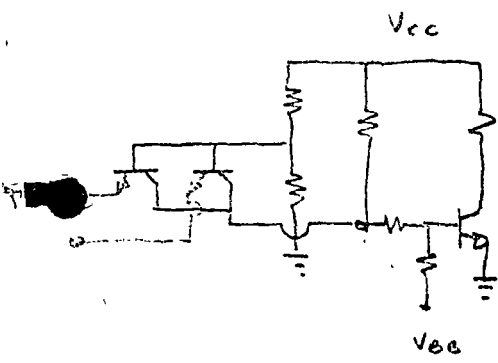
30b



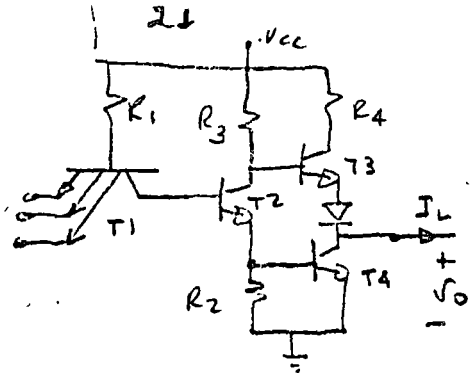
30c



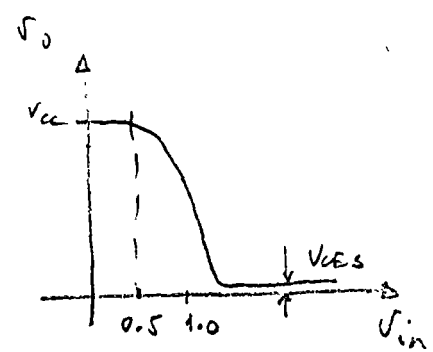
30d



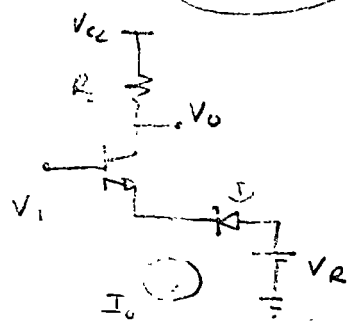
31a



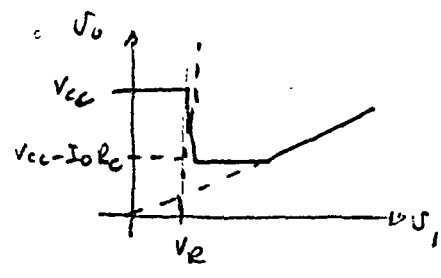
31b



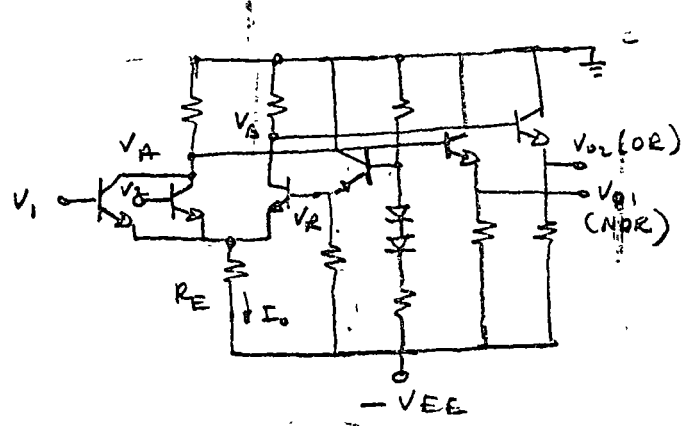
32



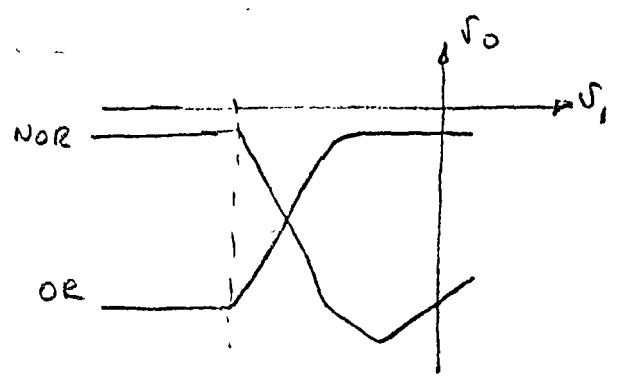
33a



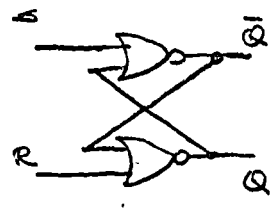
33b



34a

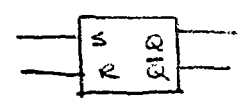


curva de Transferencia  
34b



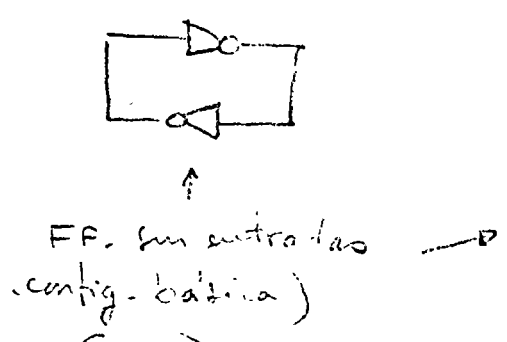
FF. SR.

36a

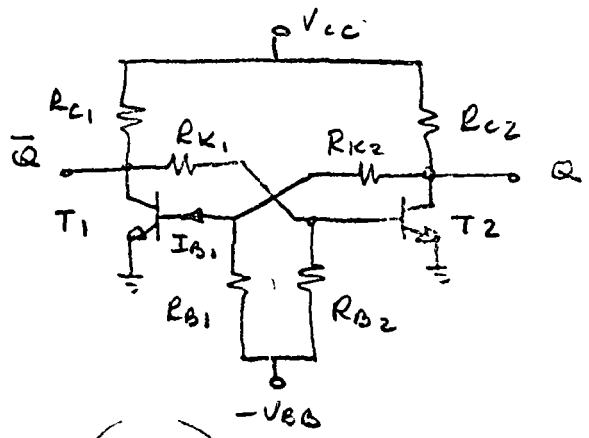


S	R	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	1
1	0	Q-bar(t)
1	1	indefinido.

36b



36c



36d

