



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ELECTRÓNICA I

ING. HELMATH W. BUSCH



603748

603748

I N D I C E

CAP I
Introducción a la Física de Semiconductores /2
Definiciones /5
Autoconductividad /8
Dotación

CAP II
Unión P-N

CAP III
Diodos en Función de Rectificadores /1
Formación fundamental /3
Rectificadores /5
Definición del ripple (filtros) /9
Circuitos con diodos /14
Diodos Zener /16
Diodos Tunnel

CAP IV
Métodos técnicos para la fabricación de diodos

CAP V
Emisión de Electrones /3
Aceleración /4
Deflexión en un campo eléctrico /6
en un campo magnético

CAP VI
Triodos /2
Definiciones y características /3
Circuito de equivalencia /3
Características gráficas /4

CAP VII
Tetrodos

CAP VIII
Pentodos

CAP IX
Unión P-N-P (Transistor Bipolar de Juntura TBJ) /3
Unión NPN /6
Circuito EMISOR COMÚN /8
Circuito COLECTOR COMÚN /8
Tabla de Relaciones entre los circuitos /15

CAP X
Parámetros Híbridos /5
Relaciones entre los parámetros

CAP XI
El Semiconductor en función de la temperatura

CAP XII
Métodos técnicos para la fabricación de transistores

CAP XIII
Transistores "Efecto de Campo" (PEE) /3
MOS-FET

CAP XIV
Características del Semiconductor en altas frecuencias

CAP XV
Estabilización de la corriente contra cambios de la temperatura /5
Métodos de polarización

CAP XVI
Límites de frecuencias para un amplificador

CAP XVII
Ejemplo para la calculación de un amplificador

CAP XVIII
Rectificador controlado (BCR)

CAP XIX
Elementos foto-sensitivos

COMPLEMENTO

603748

ELECTRONICA I

APUNTES

El propósito de los apuntes es

proporcionar al estudiante un resumen de los temas vistos en las clases

reducir el tiempo que se pierde, escribiendo y copiando comentarios básicos en el pizarrón

dar la oportunidad al estudiante de poder concentrarse más a las explicaciones del docente .

Para ampliar y profundizar los estudios, se recomienda el uso de la Biblioteca de la Facultad.

Quiero agradecer profundamente la ayuda y cooperación a mi Esposa, sin ella, la realización de estos apuntes no sería posible.

Ciudad Universitaria, Febrero de 1973
Facultad de Ingeniería
Ing. Helmuth W. Busch

Prohibida la reproducción total o parcial. Derechos reservados del autor.

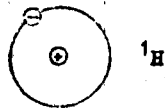
CAP. I INTRODUCCION A LA FISICA DE SEMICONDUCTORES

Para demostrar la estructura y el funcionamiento de los semiconductores, se usara el "Modelo Atómico de Bohr"; el átomo está formado por la acumulación de granulos de energía eléctrica y masas elementales neutrales. Las cargas positivas (protones) forman junto con los neutrones (masas neutrales) el núcleo del átomo. Alrededor del núcleo giran electrones (cargas negativas) en diferentes niveles de energía. Al aumentar el radio de la órbita, aumenta el nivel de energía.

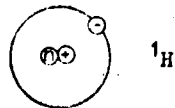
La órbita exterior, llamada "valencia" tiene en todos los elementos la misma característica: se satura con 8 electrones.

El átomo es electrónicamente neutral, es decir, la cantidad de electrones en el átomo, es igual a la cantidad de protones.

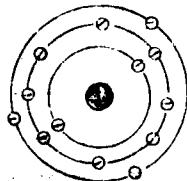
Por ejemplo: estructura atómica del:



Hidrogeno



Deuterio (Isotopo de H)



Aluminio

Existen diferentes elementos, los cuales ocupan la "valencia" con diferentes cantidades de electrones, (de 1 a 8)

Todos los elementos que tienen menos de 4 electrones en la "valencia" los llamamos "buenos conductores eléctricos" porque donan o ceden electrones libres.

Por ejemplo:

13 Al	2	8	3		
29 Cu	2	8	18	1	
47 Ag	2	8	18	18	1
79 Au	2	8	18	32	18 1

Todos los elementos que tienen mas de 4 electrones en la valencia se llaman "malos conductores eléctricos" o aisladores. Los elementos con una valencia de 4 electrones se llaman "semiconductores"; como por ejemplo: carbon, silicio, titanio, germanio, etc. (grupo IV)

Definiciones

Diametro de un átomo	$d_A = 1 \times 10^{-8}$ cm.
Diametro de un núcleo	$d_N = 1 \times 10^{-12}$ cm
Diametro de un electron	$d_e = 2 \times 10^{-13}$ cm
Masa del Neutron	$m_n = 1.6747 \times 10^{-27}$ kg.
Masa del proton	$m_p = 1.6723 \times 10^{-27}$ kg.
Masa del electron	$m_e = 9.108 \times 10^{-31}$ kg.
Carga del electron = carga elemental = carga proton	
$e = -1.602 \times 10^{-19}$ As	

Los átomos que tienen la misma cantidad de protones, pero diferentes cantidades de neutrones en el núcleo, reciben el nombre de "ISOTOPOS". Si se quita o se separa sintéticamente un electron (posiblemente proton), es decir si el átomo pierde su equilibrio electrónico, $\sum e^- \neq \sum p^+$ se habla de "IONIZACION". La energía de Ionización necesaria nos lleva a la definición de "VOLTAJE DE IONIZACION".

$$E_{ION} = V_{ION} \cdot e \quad (V \cdot As = Ws)$$

El "Voltaje de Ionización" es el voltaje necesario de aceleración que necesita un electrón, para sacar otro electrón de la valencia de un átomo.

Por ejemplo:

Germanio..... $V_{ION} \approx 0.72$ Volt

Silicio $V_{ION} \approx 1.1$ Volt

La energía cinética que se produce con 1 Volt de aceleración se llama "electronvoltio" (eV)

$$1 \text{ eV} = 1 \text{ V} \times e = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ VAs}$$

(unidad de energía)

Los átomos de un elemento homogéneo construyen el elemento en formas fijas, las llamadas cristales atómicos.

Germanio

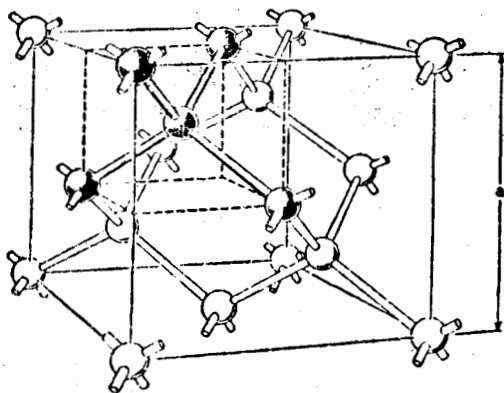


Fig. 13.4. Crystal structure of diamond, showing the tetrahedral bond arrangement. Germanium, silicon, and gray tin have the same structure. Many diatomic semiconductors have the zinc blende (ZnS) structure which may be derived from the diamond structure by decomposing the latter into two fee lattices, the cations (Zn) populating one fee lattice and the anions (S) populating the other.

En un semiconductor puro, el cristal atómico, por estar construido de una manera tridimensional hace que todos sus enlaces se saturan. Se forma teóricamente un aislador, porque no existen electrones libres en la valencia. "Puro" significa en la práctica un grado de pureza de 10^9 a 10^{10} (1 átomo de impureza/ 10^{10} átomos del cristal)

Prácticamente, un semiconductor "Puro" se comporta bajo una temperatura $T = 0^\circ \text{K}$ (-273°C) realmente como un aislador.

En el medio ambiente ($27^\circ \text{C} = 300^\circ \text{K}$) aparece el "MOVIMIENTO MOLECULAR DE BROWN" el cual efectúa un desprendimiento de electrones de la valencia (formación de pares) Esos electrones por "AUTOMOVIMIENTO" efectúan una cierta "AUTOCONDUCTIVIDAD" (ejemplo: conductividad del vidrio por medio del calor)

Esta autoconductividad funciona básicamente por 2 sistemas:

- la conductividad de los electrones libres
- la conductividad del resto positivo del átomo

Si un electrón abandona su lugar en la estructura atómica, deja un resto positivo de un átomo. A este resto de átomo lo llamamos en la electrónica: agujero positivo (holes). Este agujero puede llenarse por un electrón vecino! Esta reacción recibe el nombre de "recombinación" En un estado balanceado, la recombinación = a la formación de pares. La formación de pares en un determinado tiempo, crece con el aumento de temperatura.

Autoconductividad:

es la conductividad, que se origina únicamente en la formación de pares por el "movimiento molecular de Brown"

α_N = Autoconductividad por electrones

α_P = Autoconductividad por agujeros

$$\alpha_N + \alpha_P = \alpha_{intrinsic} \quad (\text{índice real})$$

Por ejemplo:

$$\alpha_i \text{ - para Ge (300° K const.)} = 2.3 \times 10^{-2} \text{ 1/cm}$$

$$\alpha_i \text{ - para Si (300° K const.)} = 4.4 \times 10^{-6} \text{ 1/cm}$$

Se nota una gran diferencia en la conductancia de la temperatura entre el Germanio y el Silicio

donde:

$$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ As}$$

n = concentración de electrones

μ_N = movilidad de electrones

p = concentración de agujeros

μ_P = movilidad de agujeros

$$\alpha_N = e \cdot \mu_N \cdot n$$

$$\alpha_P = e \cdot \mu_P \cdot p$$

$$\mu_N = \frac{\alpha_N}{e \cdot n} \left[\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}} \right]$$

Por ejemplo:
Germanio (300° Constante):

$$\mu_N = 3900 \text{ cm}^2/V_S$$

$$\mu_P = 1900 \text{ cm}^2/V_S$$

Esto quiere decir que la movilidad de electrones es mas grande que la movilidad de agujeros.

Silicio (300° K Constante):

$$\mu_N = 1350 \text{ cm}^2/V_S$$

$$\mu_P = 500 \text{ cm}^2/V_S$$

Para semiconductores puros vale: $n = p = n_i$

y siempre $n \cdot p = n_i^2$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \sigma_i &= \sigma_N + \sigma_P \\ &= e \mu_N \cdot n + e \mu_P \cdot p \end{aligned}$$

y con $n = p \rightarrow e n_i (\mu_N + \mu_P)$

Entonces $n_i = \frac{\sigma_i}{e(\mu_N + \mu_P)} = \text{cifra real}$

Germanio (300° K constante) $n_i = 2.5 \times 10^{13} \text{ 1/cm}^3$

Silicio (300° K constante) $n_i = 1.5 \times 10^{10} \text{ 1/cm}^3$

Para aumentar la conductividad de semiconductores bajo control, se dota a los cristales puros, atomos extraños de

- a) 5 electrones de valencia (As; Sb; Bi)
- b) 3 electrones de valencia (Al; Ga; Jn)

Dotación con atomos que tengan una valencia de 5:



a

Fig. 10.1 Representación en una superficie plana del núcleo y de la distribución de la capa externa de electrones de un enrejado cristallino de germanio para (a) un trozo de germanio intrínseco; (b) germanio N con un átomo de arsénico y un electrón libre;



b

Electron en exceso

Enrejado imperfecto con un electrón de valencia en exceso

Enrejado cristallino perfecto

Se habla de "donadores", porque la concentración de electrones es mas grande que la concentración de agujeros. (Conductividad en tipo N) $n \gg p$
Grado de dotación, aproximadamente de $10^{14} \dots 10^{18}$ atomos extraños/cm³

Dotación con atomos que tengan una valencia de 3

(a) germanio P con un átomo de galio y un hueco.



Hueco

Enrejado imperfecto con falta de un electrón de valencia

Se habla de "receptores", porque la concentración de agujeros es mas grande que la concentración de electrones. (Conductividad en tipo P) $p \gg n$

Se ha creado entonces:

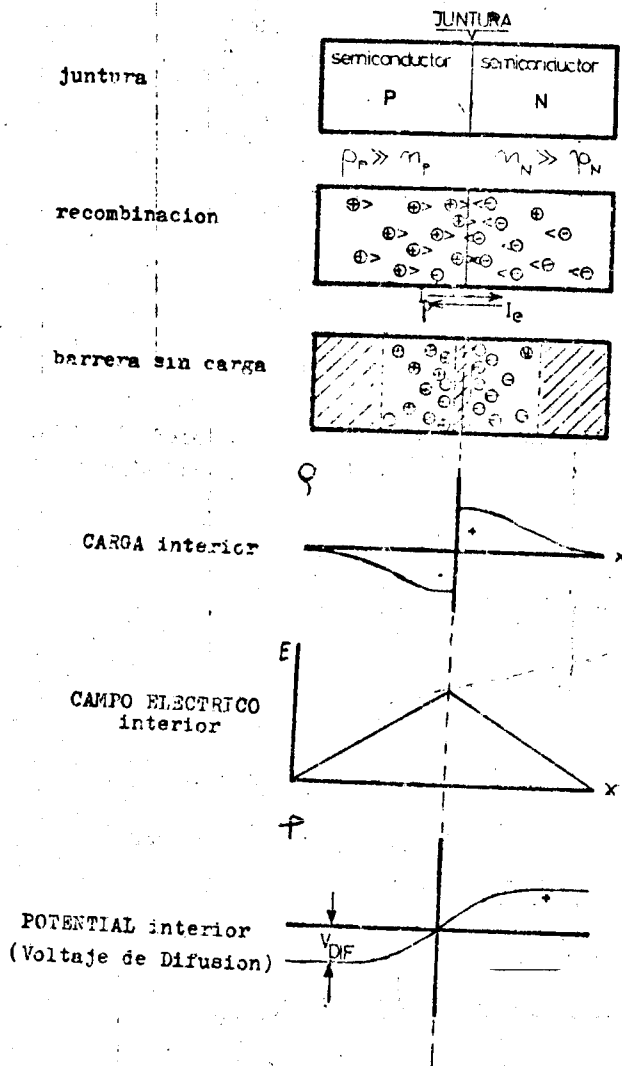
- a) una mayor conductividad (aparte de la autocor-- ductividad)
- b) dos diferentes tipos de conductividad, (el tipo N y el tipo P)

Naturalmente existen en el tipo P, algunos electrones libres, pero su concentración es muchísimo menor que la concentración de agujeros $n_p \ll p_p$

y viceversa, para el tipo N existen algunos agujeros, pero su concentración es mucho menor que la concentración de electrones $n_n \gg p_n$

La concentración de atomos de Germanio (300° K constante) = $4.5 \times 10^{22} \text{ 1/cm}^3$

La concentración de atomos de Silicio (300° K constante) = $5 \times 10^{22} \text{ 1/cm}^3$



Quando se junta un Semiconductor del tipo "P" con un semiconductor del tipo "N", sucede inmediatamente una difusion de agujeros hacia el tipo "N" (I_p), y de electrones hacia el tipo "P" (I_e).

Algunos agujeros se van a "recombinar" con algunos electrones en los 2 materiales. Por esa razon se pierde el equilibrio electronico en los 2 semiconductores y crece un POTENCIAL INTERIOR (V_{DIF}).

Esto sucede hasta que se forma un equilibrio entre el potencial interior y la autocarga de los semiconductores. El potencial de difusion V_{DIF} = Voltaje de difusion, es una funcion de la temperatura y la dotacion en la forma:

$$V_{DIF} = V_T \ln \left(\frac{n_N}{n_P} \right)$$

donde: $V_T = K \frac{T (^{\circ}K)}{e|}$ = potencial de temperatura

$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^{\circ}K$ = constante de Boltzmann

$e| = 1.602 \times 10^{-19} \text{ As}$

y con una ecuacion aproximada:

$$V_T (\text{mV}) = \frac{T (^{\circ}K)}{11.6}$$

Por ejemplo:

$V_T \approx 26 \text{ mV}$ cuando $T = 300^{\circ}K$, (temp. ambiente)

Ejercicio practico
Diodo:

$p_p = 10^{16} \text{ 1/cm}^3$	$n_n = 10^{16} \text{ 1/cm}^3$
--------------------------------	--------------------------------

$$n_p \times p_p = n_i^2 = (2.5 \times 10^{13})^2 \text{ para Ge}$$

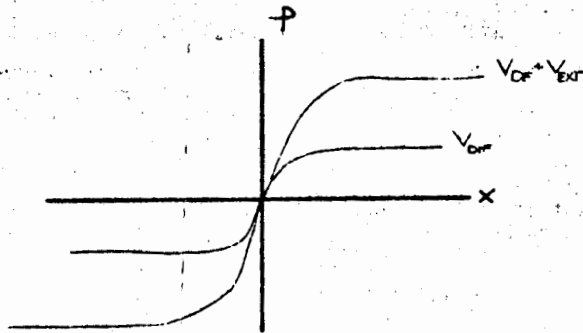
$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = 6.25 \times 10^{10} \text{ 1/cm}^3$$

$$V_{DIF} = V_T \ln \left(\frac{n_N}{n_P} \right) = 26 \ln \frac{10^{16}}{6.25 \times 10^{10}} = 310 \text{ mV}$$

un valor normal para diodos de Germanic.

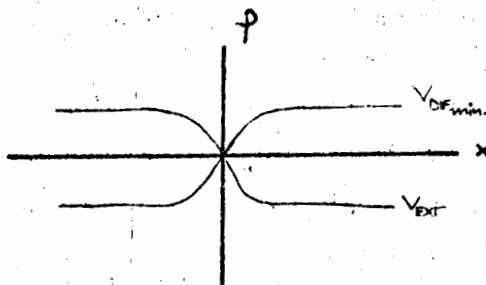
II/3

a) Union P-N en direccion 'NO CONDUCTIVA'



Se aumenta el voltaje de difusion, y crece la corriente de minoridades

b) Union P-N en direccion 'CONDUCTIVA'



Para llegar a la conductividad, el voltaje exterior tiene que superar el voltaje de difusion ($V_{ext} > V_{DIF}$)

II/4

Para el comportamiento de la UNION PN en las 2 direcciones, resulta la ecuacion matematica:

$$i = I_s (e^{\frac{v}{V_T}} - 1)$$

Esta ecuacion se encontro debido a la observacion de las reacciones entre los 2 cristales, y con ayuda de la "Relacion de Boltzmann"

donde:

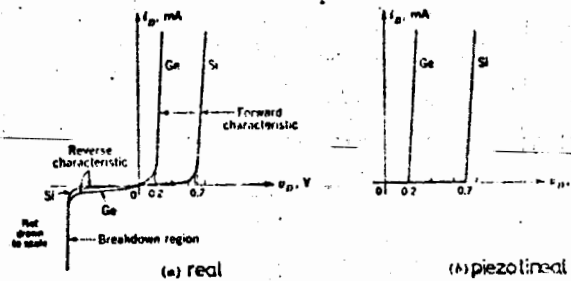
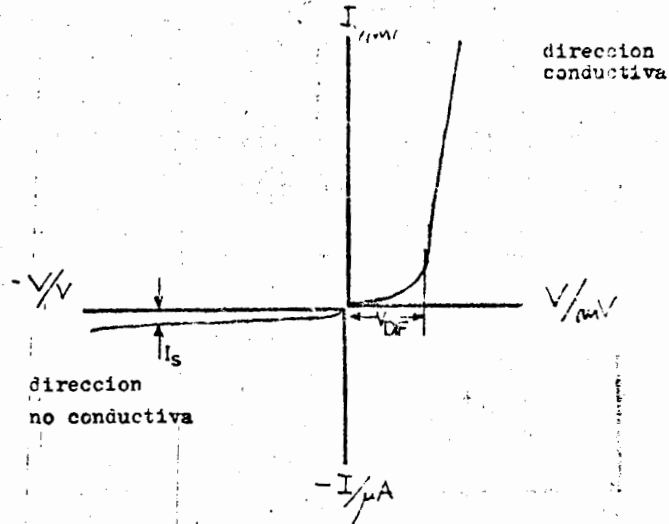
I_s = corriente de saturacion, (β pendiente de la temperatura y del material)

$e = 2.718$

V_T = potencial de temperatura

v = voltaje exterior

La grafica de esta ecuacion nos muestra la funcion rectificadora de la UNION PN



CAP. III DIODOS EN FUNCION DE RECTIFICADORES

Simbolo del diodo



La ecuacion caracteristica del diodo es:

$$i = I_s (e^{\frac{v}{V_T}} - 1)$$

con $V_T = \frac{T^{\circ}K}{11.6}$

ESTA ECUACION ES FUNDAMENTAL PARA ANALIZAR EL DIODO!

Por ejemplo, para tres puntos extremos:

(V = +1 Volt; V = 0 Volt; V = -1 Volt)

$V_T = 26 \text{ mV}$

$I_s = 10^{-6} \text{ A}$ constant

resulta:

V = +1V	$i = I_s (e^{\frac{v}{V_T}} - 1)$	$10^{-16} (2.718^{40} - 1)$
V = 0V		$10^{-16} (e^0 - 1)$
V = -1V		$10^{-16} (\frac{1}{2.718^{40}} - 1)$

Se nota que se puede simplificar la formula de la siguiente manera:

$$i = I_s e^{\frac{v}{V_T}}$$

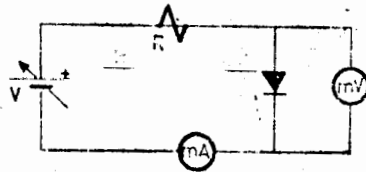
ecuacion practica!

para los casos practicos de conduccion y no conduccion.

Por ejemplo:

Esta ecuacion puede servir para encontrar la caracteristica real de un diodo desconocido.

Circuito analitico:



Para 2 diferentes voltajes V_1 vamos a tener 2 corrientes que dependen de la ecuacion fundamental:

$$I = I_s e^{\frac{v}{V_T}} \quad I_s = I_1 e^{-\frac{v_1}{V_T}}$$

Las incognitas son el voltaje de temperatura V_T y la corriente de saturacion I_s

$$I_1 = I_s e^{\frac{v_1}{V_T}} \quad \frac{I_1}{I_2} = e^{\frac{v_1 - v_2}{V_T}}$$

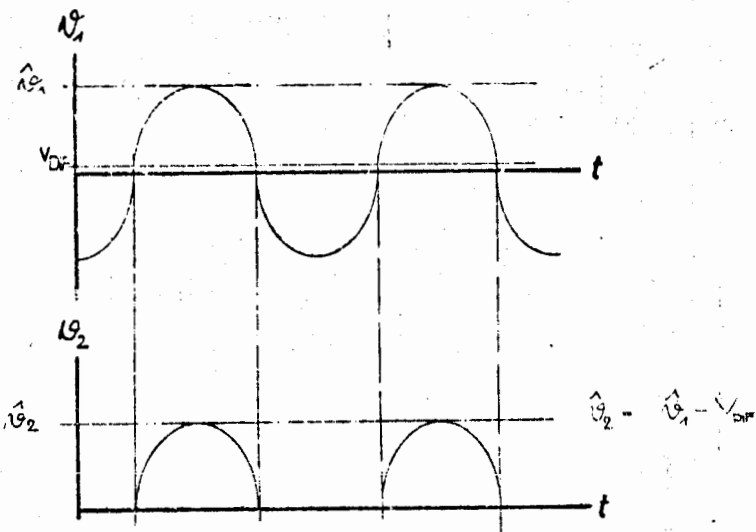
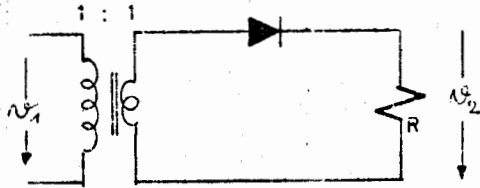
$$I_2 = I_s e^{\frac{v_2}{V_T}}$$

por lo tanto:

$$V_T = \frac{v_1 - v_2}{\ln(I_1/I_2)}$$

III/3

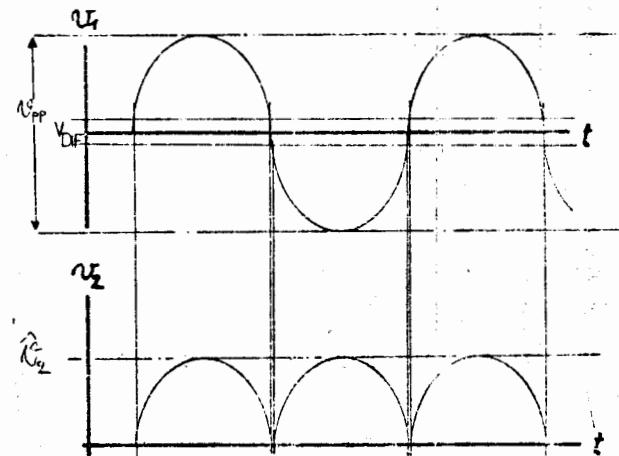
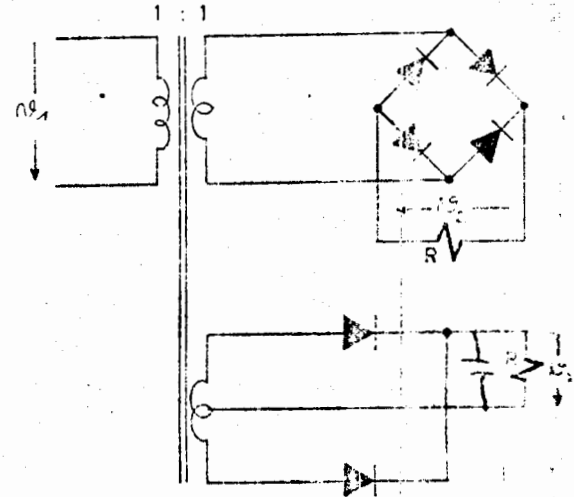
RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA



Quando $v_e < V_{DIF}$ entonces se trata de un circuito abierto
 $v_{RL} = 0 = v_2$

III/4

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA



La rectificación pura forma una corriente directa (voltaje directo) pero pulsando! En la mayoría de los casos, estos pulsos (ripple, ruido) no son deseados, llegando a ser muy molestos (fuentes d.c. de alimentación) y se trata de eliminar este ruido por medio del filtraje.

Definición de ripple:

$$r = \frac{V_{\text{rms}}}{V_{\text{dc}}} \quad (\text{ripple, ruido})$$

$V_{\text{rms}} = V_{\text{ef}}$ = valor efectivo de funciones periódicas

$$V_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt}$$

(T ... un periodo)

(rms significa: root-mean-square)

El valor efectivo de una corriente alterna es $[i = f(t)]$ igual al valor de una corriente directa, que produciría la misma potencia de calor a través de una resistencia ohmica.

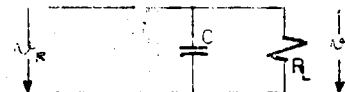
$$V_{\text{dc}} = \frac{1}{T} \int_0^T v dt = \text{valor de una corriente directa de una función periódica.}$$

Onda senoidal completamente rectificadas:

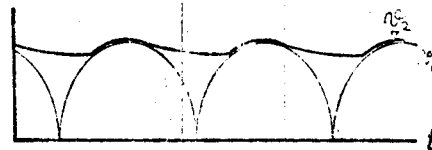
$$V_{\text{ef}} = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} \hat{v} \quad V_{\text{dc}} = \frac{2}{\pi} \hat{v}$$

$$r = \frac{V_{\text{ef}}}{V_{\text{dc}}} = \frac{\sqrt{2}}{3}$$

Una de las formas simples y utilizadas para filtrar, es conectar una capacidad en paralelo a la resistencia de carga:



El condensador (filtro) se carga a través de la resistencia interior de los diodos (muy pequeña) y se descarga a través de la resistencia de carga (forma exponencial)



Si $R_L \cdot C = T \gg T = 1/f$ (periodo);

entonces la forma del voltaje de salida se puede tratar aproximadamente como una forma de onda triangular

$$\left(\frac{\hat{v} T}{2R_L C} \right)$$

entonces:

$$V_{\text{dc}} = \hat{v} - \frac{\hat{v} T}{2R_L C} = \hat{v} \left(1 - \frac{1}{2fR_L C} \right)$$

$$I_{\text{dc}} \sim \frac{\hat{v}}{R_L} \quad (\text{aproximado})$$

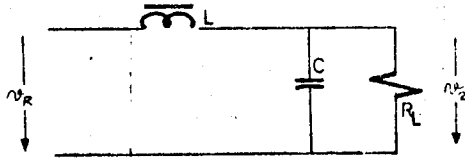
$$V_{\text{ef}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\hat{v} T}{2R_L C}$$

$$r_C = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{1}{fR_L C}$$

Este tipo de filtraje no es muy satisfactorio, su calidad depende de la carga!

III/7

Una filtración mejor y también popular es el filtro L-C



el ripple de este filtro es: el ripple de la onda completamente rectificad sin filtro, multiplicado por la conductividad total del circuito filtrador.

$$r = r_R \cdot r_f$$

$$r = \left(\frac{V_{ef}}{V_{dc}} \right) R \cdot \frac{1}{1 + \omega L \sqrt{1/R_L}^2 + (\omega C)^2}$$

con $\left(\frac{V_{ef}}{V_{dc}} \right) R$ = ripple de onda = r_R completamente rectificado.

donde : $\omega R_L C > 1$

$$\omega^2 LC > 1$$

entonces se puede decir que:

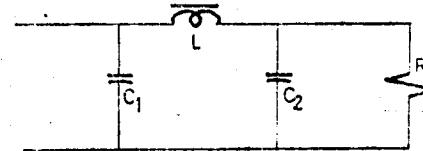
$$r = r_R \frac{1}{\omega^2 LC}$$

$$r_{LC} = \frac{1/\sqrt{2}}{3\omega^2 LC}$$

La calidad de esta filtración es bastante mejor, y además es independiente de la carga!

III/8

Una forma de filtrar muy utilizada en la práctica es la combinación del filtro C_1 con el filtro L C_2 formando así el filtro Π



el ripple de este se calcula:

$$r = r_{C_1 LC}$$

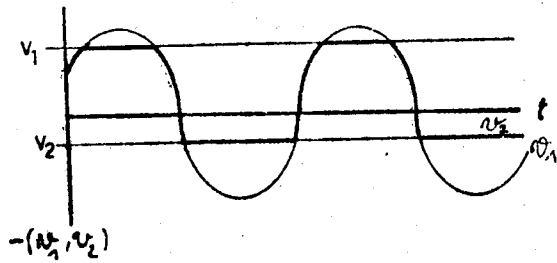
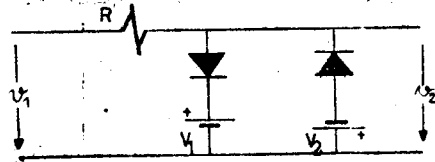
$$r_r = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{1}{\omega R_L C_1} \frac{1}{\omega^2 LC_2}$$

para corrientes pequeñas (R_L grande) se puede utilizar en lugar de la inductividad L una resistencia. Para una calidad igual de filtraje debe ser:

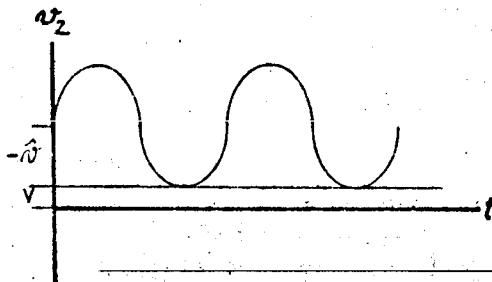
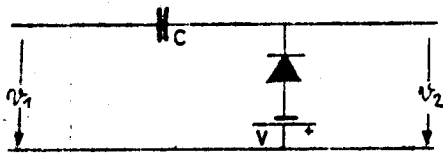
$$|\omega L| = R$$

CIRCUITOS DE DIODOS

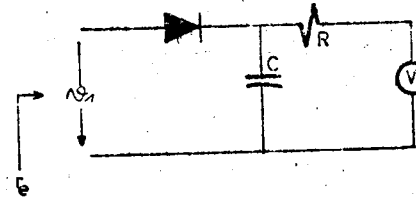
1.- Clipper (tijera) circuito de generacion y regeneracion de pulsos.



2.- Clamp (elevador) circuito para cambiar el nivel d.c.



3.- rectificacion en pico, circuito para medidores de voltaje en altas frecuencias.



La resistencia de entrada para corriente alterna del circuito de rectificacion es r_e ; se calcula de la siguiente manera:

la potencia de corriente alterna

$$p = v_{ef} i = \frac{v_{ef}^2}{r_e}$$

la potencia de corriente directa

$$P = \frac{v^2}{R_L} = \frac{(v_{ef}\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{2v_{ef}^2}{R_L}$$

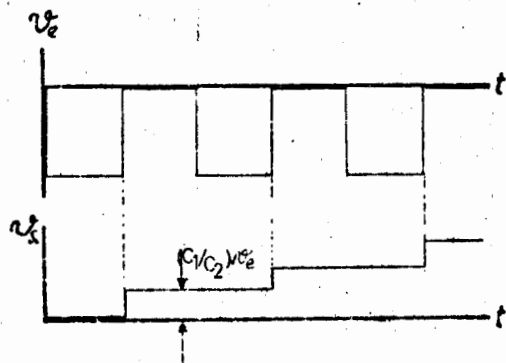
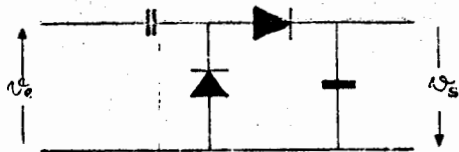
Si las perdidas en el rectificador son pequenas, se puede decir que:

$$\frac{v_{ef}^2}{r_e} = \frac{2v_{ef}^2}{R_L}$$

$$p = P$$

$$r_e = \frac{R_L}{2}$$

4.- pump (bomba), circuito para formar una escalera de niveles, depende de los pulsos de la entrada.



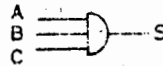
$$Q_1 = C_1 \cdot v_e / Q_2 = C_2 \cdot v_s = C_2 \frac{Q_1}{C_1 + C_2}$$

$$Q_2 = \frac{Q_1}{1 + C_1/C_2}$$

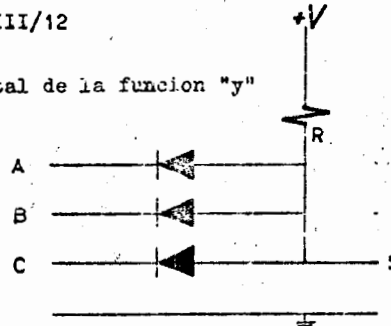
Si $C_2 \gg C_1$; $Q_2 = Q_1$, y la carga del condensador C_1 se transmite al condensador C_2 el voltaje de salida, despues del primer ciclo es:

$$v_s = \frac{Q_2}{C_2} = \frac{v_e}{1 + C_2/C_1} \approx \frac{C_1}{C_2} v_e$$

5.- "and", circuito digital de la funcion "y"
 Simbolo:



$$S = ABC$$



Si las entradas "A" y "B" y "C" estan levantadas al potencial V_b , entonces la salida tiene el potencial V_b . Si una (cualquiera) de las entradas esta en potencial 0, la salida tiene el potencial 0.

Tabla de verdad:

A	B	C	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

(la funcion "y" no es la adiccion matematica)

6.- "or", circuito digital de la funcion "o"
 Simbolo:

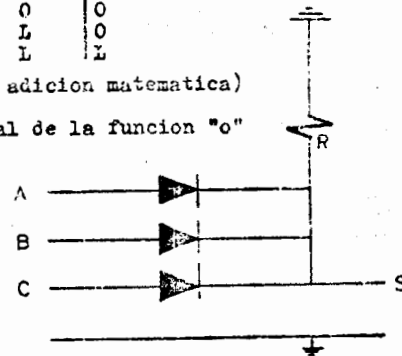
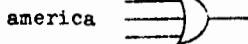
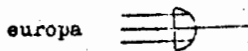


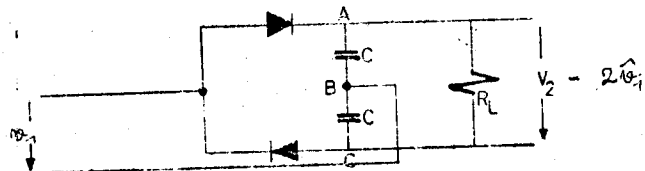
Tabla de verdad:

A	B	C	S
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

$$S = A + B + C$$

Estos circuitos basicos digitales funcionan solamente cuando la corriente de la salida I_s es mucho mas pequena que la corriente de funciones. Entonces: $R_T \gg R$

7.- Doblador de voltaje



con circuitos en cascada, se puede llegar hasta Megavolts, los límites estan fijados por el aislamiento.

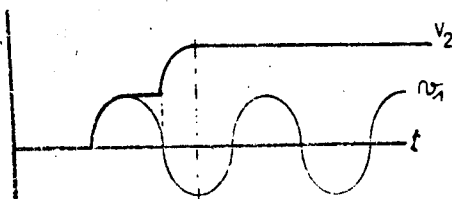
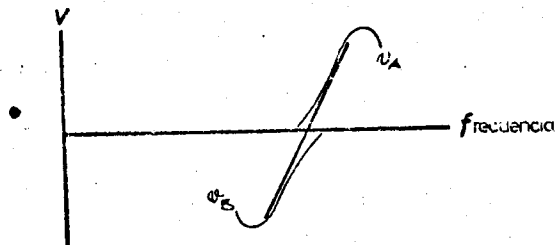
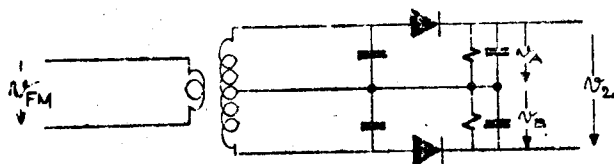
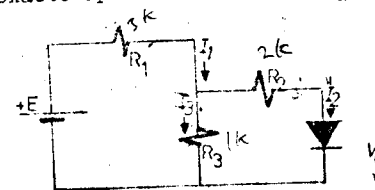


diagrama para C aterrizado

8.- Discriminador, circuito para de-modular. Información en frecuencia modulada.



Ejemplo aritmetico exacto de un diodo. Calcule el voltaje exacto aplicado al diodo (V_d) en el siguiente circuito:



$E = 20 \text{ V}$
 $R_1 = 3 \text{ K}$
 $R_2 = 2 \text{ K}$
 $R_3 = 1 \text{ K}$

$I_s = 10^{-14} \text{ A} = C_1$
 $V_T = 26 \text{ mV} = C_2$

$I_1 = I_2 + I_3$

$I_2 = I_s e^{-\frac{V_d}{V_T}}$

$E = R_1(I_2 + I_3) + R_3 I_3$

$V_d = R_3 I_3 = R_2 I_2$

$I_3 = \frac{V_d + R_2 I_2}{R_3}$

$$E = R_1 \left(I_2 + \frac{R_2}{R_3} I_2 + \frac{V_d}{R_3} \right) + R_3 \left(\frac{R_2}{R_3} I_2 + \frac{V_d}{R_3} \right)$$

$$= R_1 \left[\left(I_s e^{-\frac{V_d}{V_T}} \right) + \frac{R_2}{R_3} \left(I_s e^{-\frac{V_d}{V_T}} \right) + \frac{V_d}{R_3} \right] + R_2 \left(I_s e^{-\frac{V_d}{V_T}} \right) + V_d$$

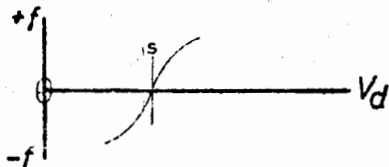
$$= R_1 \left(\quad \right) + \frac{R_1 R_2}{R_3} \left(\quad \right) + R_2 \left(\quad \right) + \frac{R_1}{R_2} V_d + V_d$$

$$= \underbrace{\left[R_1 + \frac{R_1 R_2}{R_3} + R_2 \right]}_{K_1} \left(\quad \right) + V_d \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}_{K_2}$$

Resulta una ecuacion matematica, la cual es implicita y trascendente!

Una solucion sencilla para este problema es la solucion grafica. Ahora bien, existen 2 posibilidades de solucionarlo graficamente:

$$a) \text{ la funcion } f = I_s e^{\frac{V_d}{V_T}} K_1 + V_d K_2 - E = 0$$

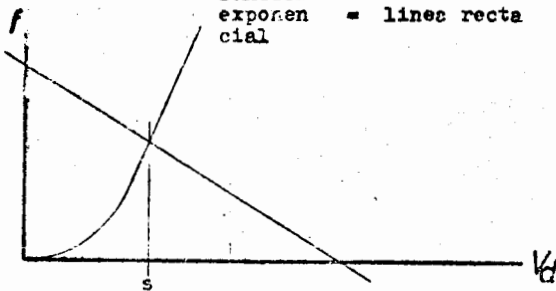


en donde la curva de la funcion f cruza la coordinada V_d ($f = 0$) se encuentra la solucion.

b) la funcion f se puede describir en la forma:

$$I_s e^{\frac{V_d}{V_T}} K_1 = E - V_d K_2$$

funcion exponencial = linea recta



en donde la curva exponencial se cruza con la linea recta se encuentra la solucion.

DIODOS ZENER (Diodos de Referencia)

Simbolos:

europa



america



Se trata de diodos de area de Silicio, con un grado de dopacion muy alto (10^{20}), y una zona de transicion muy pequena. Eso produce un campo electrico interior ($E = V/cm$) muy alto.

El funcionamiento fisico de un diodo de referencia se basa en 2 fenomenos:

- 1) Si el voltaje de referencia es mas pequeno que 6 Volt, ($V_Z \leq 6V$) se le conoce con el nombre de "Efecto de Zener". El coeficiente de temperatura α_T es negativo!
- 2) Si el voltaje de referencia es mas grande que 6 Volt, ($V_Z > 6V$), aparece el "Efecto de Avalanche". El α_T en este caso es positivo.

Explicaciones fisicas:

Efecto Zener.- Debido al alto campo electrico, (20 KV/ para Si) se liberan electrones de las valencias en la estructura atomica. Los agujeros y electrones resultantes aumentan de repente la conductividad.

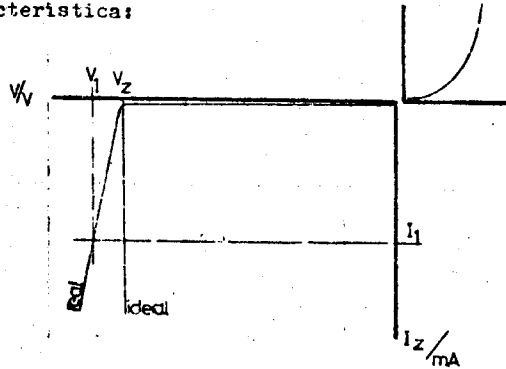
Bajo temperaturas elevadas se necesita m e n o s intensidad del campo electrico (movimiento molecular de Brown). Por eso resulta el coeficiente de temperatura α_T negativo

Efecto Avalanche.- algunos portadores de minoridad logran la ruptura del potencial interior V_{DIP} , acelerados pegan contra algunos electrones de valencia y producen de esta manera electrones libres y agujeros.

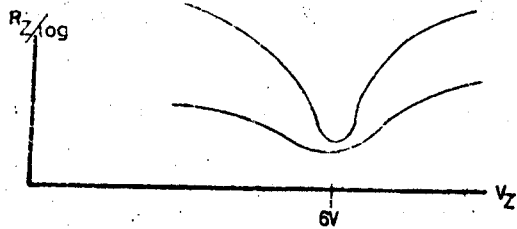
Estos electrones a su vez, chocan contra otros electrones formando asi un proceso de cadena. Al aumentar la temperatura las distancias libres en la estructura atomica se reducen, por eso el coeficiente de temperatura α_T es positivo.

Para la formación de esta cadena de choques se necesita un campo electrico mas alto.

Características:



La resistencia Zener no es constante. Es una función del voltaje de referencia en la forma que sigue:

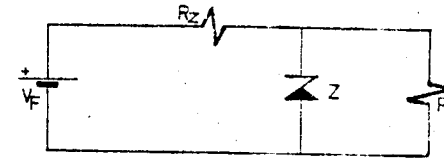


$$r_z = \frac{V_1 - V_Z}{I_1}$$

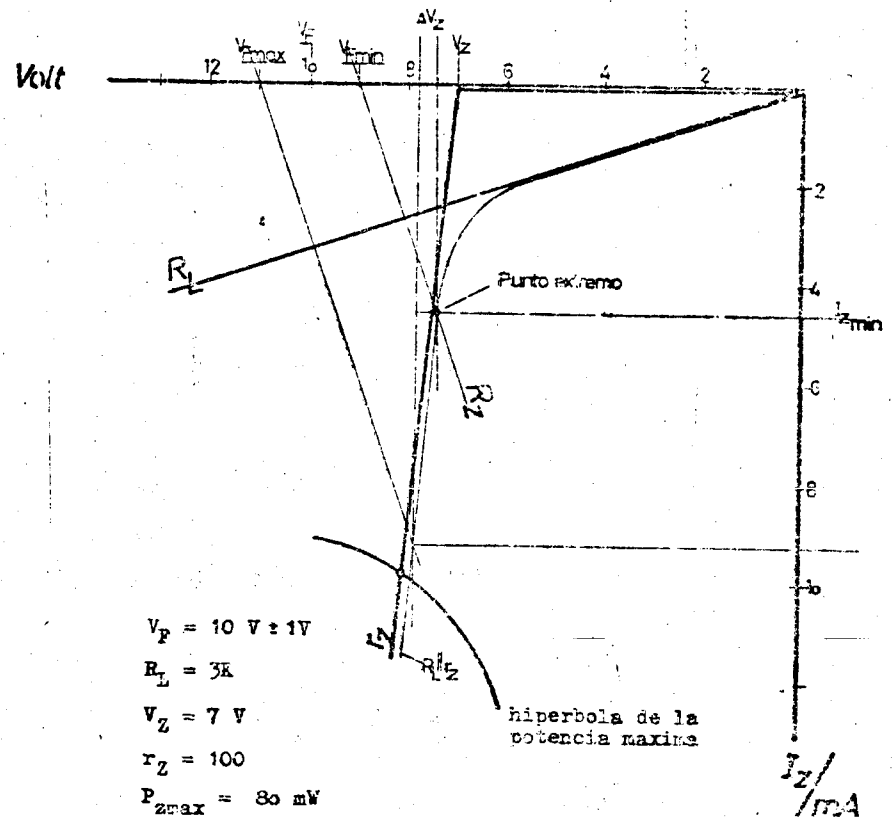
$$P_Z = V_Z I_Z$$

Como una aproximación se puede decir que, la resistencia interior r_z del diodo Zener en el rango (0.... V_Z) Volt es infinita, r_z y en el rango (V_Z V_{max}) Volt es zero ohm

Circuito de Estabilización



Este circuito es representativo para casi todos los circuitos de estabilización. Naturalmente puede variar el valor de uno o varios de sus componentes, como V_F , R_Z , o R_L . La siguiente solución gráfica demuestra la estabilidad del voltaje V_{R_L} cuando el voltaje V_F es inestable:



$$V_F = 10 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$$

$$R_L = 3 \text{ k}$$

$$V_Z = 7 \text{ V}$$

$$r_z = 100$$

$$P_{Zmax} = 80 \text{ mW}$$

hiperbola de la potencia máxima

Factor de Estabilidad:

$$S = \frac{\frac{\Delta V_F}{V_F}}{\frac{\Delta V_L}{V_L}} \quad \text{con } V_L = V_Z \quad S = \frac{\Delta V_F V_Z}{\Delta V_Z V_F}$$

$$\Delta V_Z = \Delta I_Z \cdot r_Z$$

$$\Delta V_F = \Delta I_F \cdot (R_Z + r_Z + R_L)$$

$$\Delta I_F = \Delta I_Z + \Delta I_L; \quad \Delta I_L = \frac{\Delta V_Z}{R_L}$$

$$\Delta V_F = \left(\Delta I_Z + \frac{\Delta V_Z}{R_L} \right) (R_Z + \frac{r_Z R_L}{r_Z + R_L})$$

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta V_Z} = \frac{\left(\Delta I_Z + \frac{\Delta I_Z \cdot r_Z}{R_L} \right) (R_Z + \frac{r_Z R_L}{r_Z + R_L})}{\Delta I_Z \cdot r_Z}$$



$$S = \left(1 + \frac{r_Z}{R_L} \right) \frac{V_Z}{V_F} \geq 1$$

para el ejemplo III/16 resulta entonces :

graficamente $S = 3.5$
 aritmeticamente $S = 3.15$

Ventajas en los circuitos de serie de los Diodos Zener :

- 1) Compensacion de los coeficientes de temperatura.
- 2) Reduccion de la resistencia total.
- 3) Aumento de la potencia total.

Ejemplo:

1 diodo Zener de $V_Z = 18 \text{ V}$ tiene $c_T = 7.5 \times 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$

1 diodo Zener de $V_Z = 5 \text{ V}$ tiene $c_T = -2 \times 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$

1 diodo Zener de $V_Z = 8 \text{ V}$ tiene $c_T = 5 \times 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$

entonces aproximadamente:

$$2(5\text{V}) + 1(8\text{V}) = 18 \text{ V}$$

$$2(-2) + 1(5) \times 10^{-4} = 1 \times 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$$

Calculo exacto:

$$\Delta V_5 = [(-2) \cdot 5\text{V}] 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C} = -10 \times 10^{-4} \text{ V}/^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta V_8 = [(5) \cdot 8\text{V}] 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C} = +40 \times 10^{-4} \text{ V}/^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta V_{\text{Total}} = 2\Delta V_5 + 1\Delta V_8 = +20 \times 10^{-4} \text{ V}/^{\circ}\text{C}$$

$$c_T = \frac{\Delta V_{\text{Total}}}{V_{\text{Total}}} = \frac{20}{18} \times 10^{-4} = 1.11 \times 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$$

Potencia:

$$P_Z = V_Z \times I_Z$$

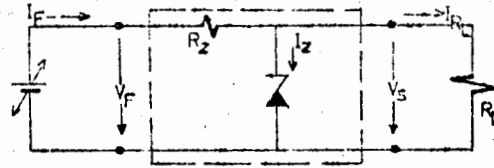
limites por calentamiento del didco (100.....175)°C

V_Z existen entre (3.2 >300)V

Usos de diodos Zener:

Generaciones de Voltaje de Referencia para consumidores de potencias pequeñas. Proteccion sobre voltajes AC, DC.

Analisis de la eficiencia en potencia de una Fuente Estabilizada con un diodo Zener:



$$I_F = I_{R_L} + I_Z$$

y I_{R_L} influye a la estabilidad de la Fuente en la forma:

$$V_S = V_F - V_{R_Z} \quad \text{con } V_{R_Z} = R_Z(I_{R_L} + I_Z)$$

$V_{R_Z} \rightarrow$ maximo en el punto extremo!

Para que la influencia de I_{R_L} a la estabilidad sea pequeña, se pone el criterio: $I_Z \geq 10 I_{R_L}$

Entonces la potencia en el diodo Zener es 10 veces mas grande que la potencia maxima de la Fuente!

Así que $\eta = 10\%$

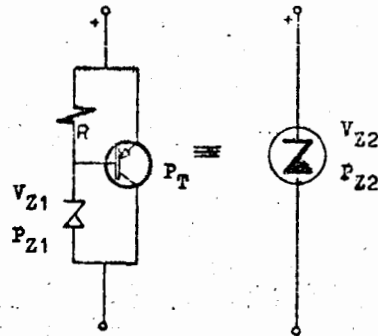
Por ejemplo: para construir una Fuente de una potencia util de 10W, y sostener la estabilidad de esta Fuente para $P_s = 0W$ y $P_s = P_{max} = 10W$, se necesitara un diodo de $P_Z = 100W$ minimo!

Se trata de un diodo realmente monstruoso, con una posible refrigeracion con agua para obtener una Fuente de muy poca potencia!

Un diodo Zener de muy alta potencia, el cual es muy costoso y difícil de conseguir, se puede substituir con un circuito transistorizado :

$$\begin{aligned} V_{Z1} &= 7.2 \text{ V} \\ P_{Z1} &= 1 \text{ W} \\ P_T &= 100 \text{ W} \end{aligned}$$

$$V_{Z2} = 7.2 \text{ V} \quad P_{Z2} = 100 \text{ W}$$

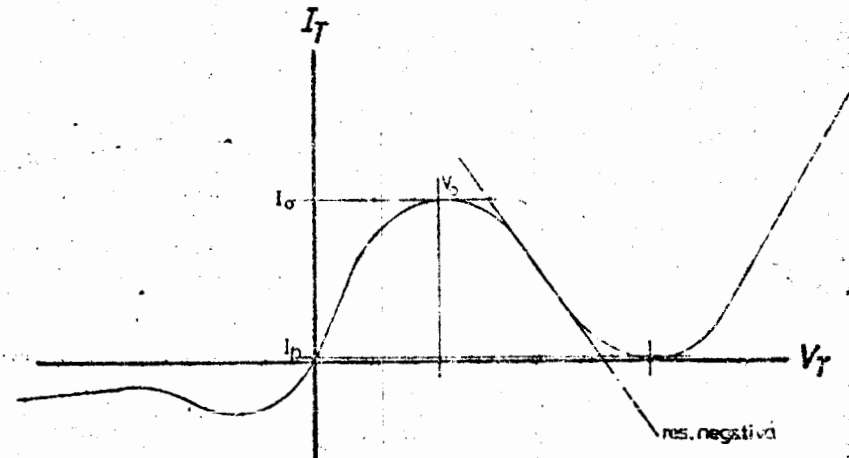


Diodos Tunnel (ESAKI)

Simbolo:

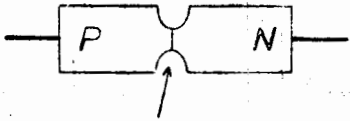


Se trata de diodos de Area de Si. La dotacion es extremadamente alta. La zona de transicion es extraordinariamente pequeña (10^{-5} mm^2). Si conectamos un voltaje externo en direccion no conductiva, entonces aparece el efecto de Zener. Si conectamos un pequeño voltaje externo (100 ... 200mV) en direccion conductiva, entonces aparece una corriente de difusion muy pequeña, porque el potencial interior es muy grande. Debido a la alta dotacion y a la alta concentracion del campo electrico, surge un fenomeno fisico llamado corriente de ESAKI; aunque el potencial de difusion $V_{DIT} < V_{DIP}$ por razones de la construccion especial del diodo, existe la probabilidad determinante, de que una corriente de portadores atraviese la barrera del potencial interior.

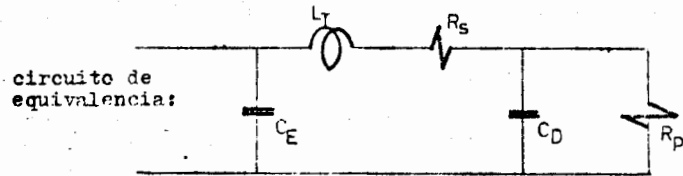


	Si	Ge	Ga As
V_p	100 mV	300 mV	300 mV
V_v	500 mV	600 mV	700 mV
I_o/I_p	4	10	16

III/20



ajuste de I_0 y de la resistencia negativa



Por Ejemplo; Para un diodo tunel de 6 GHz frecuencia limite, sus valores seran:

$$C_D = C_E = 0.5 \text{ pfd}; R_S \approx 7 \Omega; R_P = 70 \Omega; L_T \approx 0.1 \text{ nHy}$$

Caracteristicas:

Frecuencia limite ≈ 100 GHz

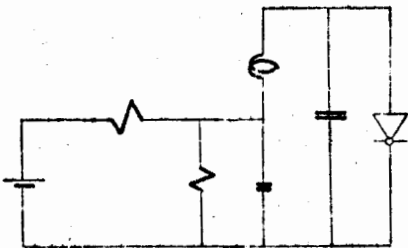
Dependencia minima de la resistencia negativa de la temperatura.

El efecto Tunel es relativamente insensible a los Rayos X

Su potencia maxima es ≈ 100 mW

El diodo Tunel se usa en transmisiones de muy altas frecuencias, bajo condiciones de ambiente muy extremosas.
(Por ejemplo en la tecnica espacial)

Ejemplo de aplicacion: Oscilador con un diodo Tunel



el criterio para la oscilacion :

$$R_{\text{total}} = R_{\text{negativo}}$$

CAP. IV Metodos tecnicos para la fabricacion de diodos

1.- Diodos de Area

La Union PN tiene un area relativamente grande. Estos diodos son para potencias grande. con un limite de frecuencia muy bajo y una capacidad alta. (Rectificadores)

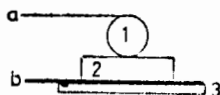
$$I_d \text{ max} > 100 \text{ A}; V_d > 1\text{KV}; P_d > 100\text{W}$$

C_d en rango de μcd f_o en KHz

Los diodos de area se producen:
a) en crecedores de cristales
b) de tipo aleacion

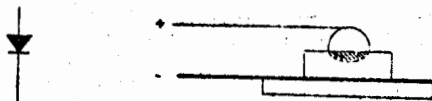
por ejemplo: ALEACION

- 1) mastilla de Indium (semiconductor P)
 - 2) germanio tipo N
 - 3) base de una aleacion NiFe por el coeficiente de dilatacion
- a) y b) contactos



Bajo una temperatura de aprox. 155°C el In se funde, entre 390 y 420°C el Indium empieza de entrar a la estructura del Germanio. Todo la fabricacion se hace en una atmosfera de proteccion !

Despues de la dotacion, se enfria el sistema. El Germanio se recrystaliza y forma una Union P-N



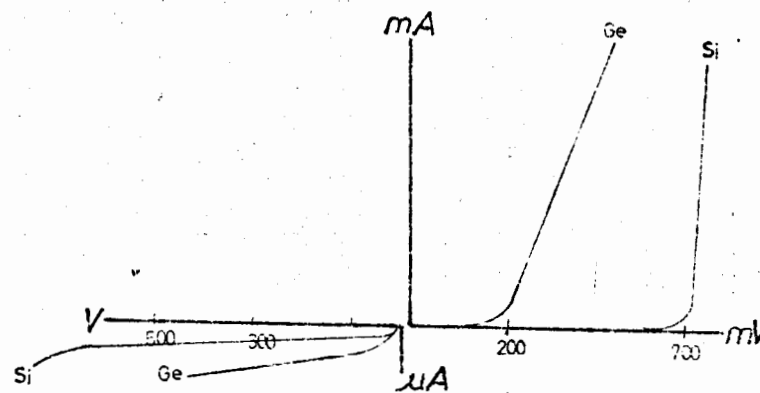
2.- Diodos de Contacto

La Union PN consiste en un punto de area muy pequena. Estos diodos se utilizan para potencias pequenas y frecuencias altas. (Detectores)



Los diodos de punto tienen :

$$I_{\text{max}} \leq 100\text{mA}, V_{\text{max}} \sim 100\text{V}, \theta \text{ en } \mu\text{sd}$$

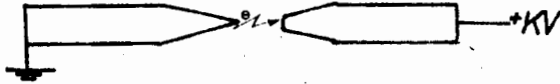


La pendiente en los diodos de Silicio es mas grande que la de Germanio. El diodo de Silicio tiene corrientes de saturacion muy pequenas (10^{-9} A) y voltajes de ruptura muy altos (1KV). Los diodos de Silicio son mas estables en los cambios de temperatura.

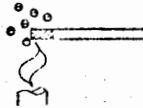
CAP. V EMISION DE ELECTRONES

Se conocen diferentes metodos de emision, algunos son por ejemplo:

a) la extraccion de electrones por medio de campos electricos muy intensos o concentrados.



b) emision de electrones por medio de calor; se calienta alguna estructura atomica hasta que la energia inyectada es suficiente para separar electrones. Los electrones forman una nube estatica alrededor de la emisora (estructura atomica). Un campo electrico no es necesario.



c) se pueden extraer electrones de elementos del grupo (I) (K; Na; Li; Cs; etc.) con irradiacion de rayos de luz.



La extraccion es una funcion de la frecuencia de la luz, no de la intensidad! Para explicar este fenomeno debemos dejar la fisica clasica, y pasar a las teorias de la fisica moderna. En la fisica clasica, la luz se explica por medio de una teoria de onda electromagnetica, y se describe en una forma matematica adecuada:

$$a = A \cos(\omega t - \phi)$$

Se ve, que la energia de una onda, es una funcion de su amplitud.

$$E_H = F(A)$$

Dependiente de esta teoria, una intensidad de luz grande puede extraer muchos electrones.

El experimento nos demuestra lo contrario, pues tambien una intensidad baja de luz puede extraer electrones, si la frecuencia es lo suficientemente alta.

Los fisicos Einstein, Planck, Boltzmann y otros, crearon

la fisica moderna (fisica cuantica) con sus respectivas teorias y leyes para explicar ebbos y otros fenomenos. Por ejemplo, la ecuacion en la cual el Sr. Einstein figo la dependencia de la masa de su velocidad, es la siguiente:

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$$

eso significa, que si llega una masa m_0 a la velocidad luz, C se convertira en una onda electromagnetica, y viceversa. Asi es que podemos afirmar, que si enfrenamos una onda electromagnetica (luz que pega sobre una superficie), esta se convertira en masas (fotones). La energia de un foton es igual a la frecuencia de la onda electromagnetica, multiplicado por la constante de Max Planck

$$E = h \times f$$

donde $h = 4.13 \times 10^{-15}$ e $V_s =$ constante de Planck!

Esta constante tiene una nueva dimension llamada efecto = energia x tiempo. eV x s

Ahora estamos en condiciones de calcular la frecuencia limite para extraer electrones. Si la energia de un foton es suficientemente grande para extraer un electron, entonces la corriente de electrones es directamente proporcional a la corriente de fotones.

$$h \times f = W + \frac{mv^2}{2}$$

donde: $h \times f$ es la energia de un foton.

W es la energia necesaria para extraer un electron, y es una caracteristica dependiente del elemento = constant.

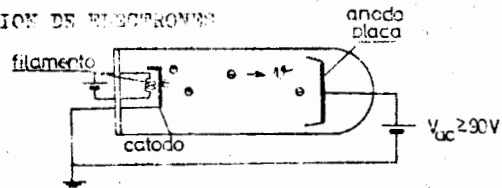
$\frac{mv^2}{2}$ es igual a la energia cinetica del electron, E_{cin}

Entonces la frecuencia limite se calcula asi:

$$f_{lim} = \frac{W}{h}$$

V/3

ACELERACION DE ELECTRONES



un voltaje V cede a un electron una energia cinetica en la forma siguiente:

$$eV = \frac{m_e \cdot v^2}{2}$$

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m_e} V} = \text{velocidad}$$

$$v = \sqrt{35 \times 10^{10} \times V}$$

donde:

$$e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ As}$$

$$m_e = 9.1 \times 10^{-31} \text{ Kg.}$$

Ecuacion de unidades:

$$1 \text{ Js} = 1 \text{ J} = 1 \text{ Nm}$$

$$1 \text{ N} = 1 \text{ Kg m/seg}^2$$

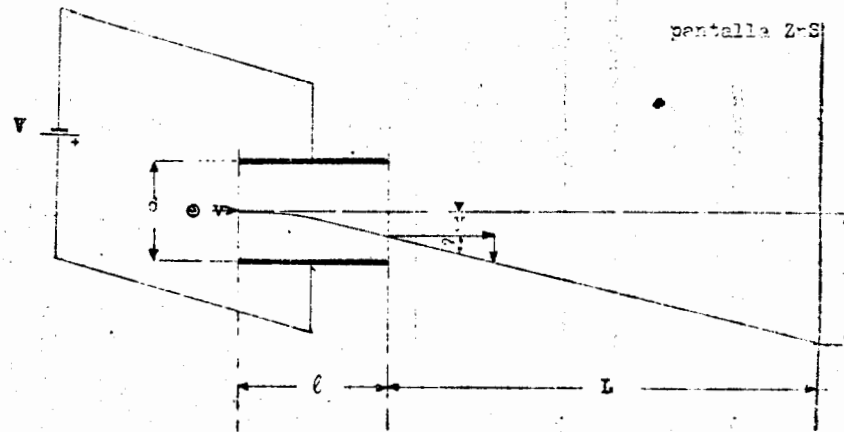
$$v = \sqrt{\frac{\text{As V}}{\text{Kg}}} = \sqrt{\frac{\text{Nm}}{\text{Kg}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{\text{Kg m}}{\text{seg}^2} \times \frac{\text{m}}{\text{Kg}}} = \sqrt{\frac{\text{m}^2}{\text{seg}^2}} = \frac{\text{m}}{\text{seg}}$$

esta ecuacion es correcta para aceleraciones pequenas, (<10 KV); para aceleraciones mas grandes, influye la ley de masas relativas de Einstein!

V/4

Deflexion en un CAMPO ELECTROSTATICO



$$x = l = vt :$$

$$y = (a/2)t^2 \quad \text{--- zero horizontal}$$

donde :

$$t = l/v ; \quad v = \sqrt{\frac{2e}{m_e} V}$$

$$a = \frac{eE}{m_e} ; \quad E = V/d = \text{constante}$$

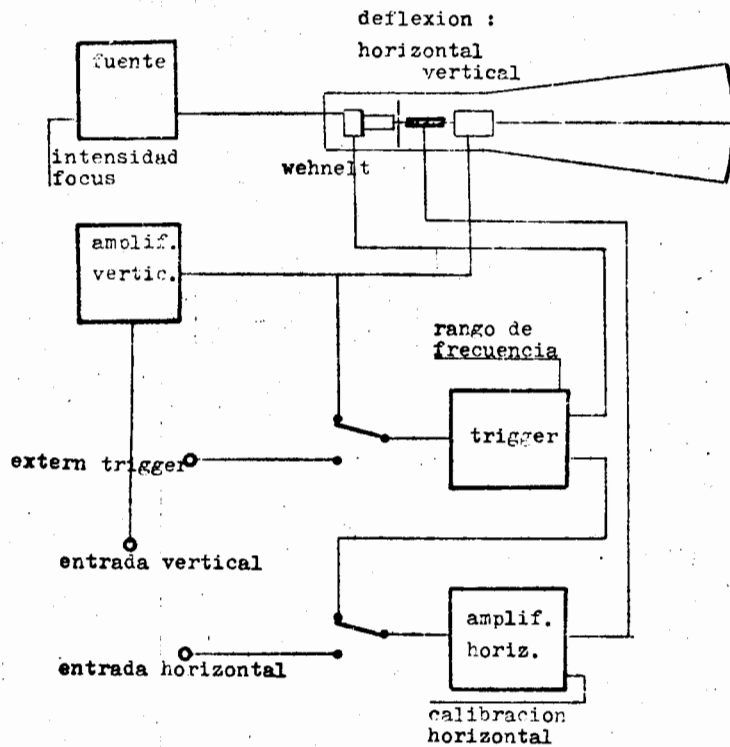
entonces :

$$y = (1/2) \frac{eE}{m_e} \left(\frac{l^2}{(2e/m_e) V} \right) = \frac{V \cdot l^2}{4dV}$$

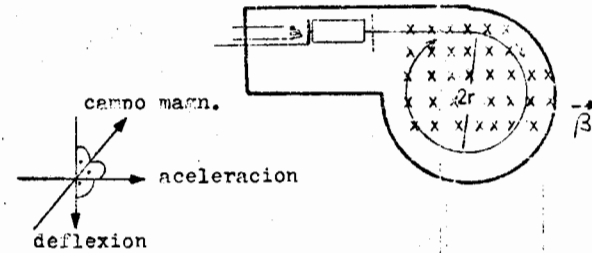
$$Y = y + L \cdot \tan \alpha = \frac{V \cdot l^2}{2 \cdot d \cdot V} (L/2 + 1) = \text{deflexion}$$

con V' - voltaje de aceleracion
 V - voltaje de deflexion

ejemplo de deflexion electrica :
 el Osciloscopio
 diagrama de bloques



DEFLEXION EN UN CAMPO MAGNETICO



Al contrario de un campo electrico, un campo magnetico no cambia la energia cinetica del electron.

$$F = Q(\vec{v} \times \vec{B})$$

Con la velocidad v y el campo magnetico B -constante, la formula se convierte en $F = e \times B \times v$ constante. Entonces debe ser la fuerza magnetica F_M igual a la fuerza centripeta $F_p = \frac{mv^2}{r}$ de la masa acelerada (el electron)

$$F_M = F \quad e \times B \times v = \frac{m_e \cdot v^2}{r}$$

y con $v = \sqrt{\frac{2 e V}{m_e}}$

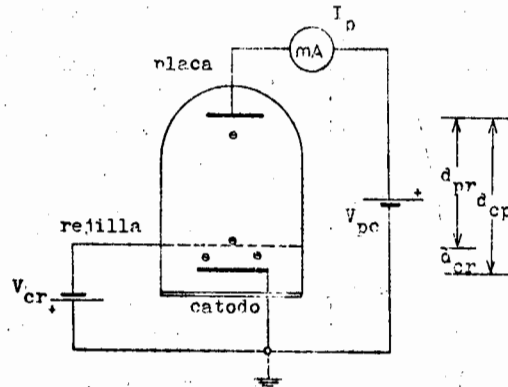
$$\frac{e}{m_e} = \frac{2V}{B^2 r^2} = \text{carga relativa}$$

Ejemplos de una deflexion magnetica:

- 1) Espectografo de Aston
- 2) Cinescopio de Television

CAP. VI TRIODO

Símbolo:



$$E_{pc} = \frac{V_{pc}}{d_{cp}}$$

$$E_{cr} = \frac{V_{cr}}{d_{cr}}$$

$$d_{cr} < d_{cp}; \quad V_{cr} \ll V_{pc}$$

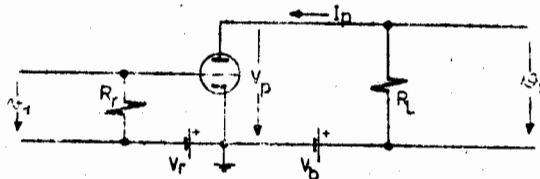
si: $E_{pc} = -E_{rc}$ \longrightarrow no hay aceleración de electrones; no hay conductividad

si: $-E_{rc} = 0$ \longrightarrow aceleración por E_{pc}
si hay conductividad

Por eso la rejilla controla la conductividad. Debido a la polaridad negativa de la rejilla contra el cátodo, no hay corriente en la entrada. El control del triodo funciona sin potencia.

Entrada = v_{ent} ; $i_{ent} = 0$ entonces $p_e = 0$

Circuito:



Características del Triodo:

1) Parámetros para corriente directa: (D.C. Mayúsculas, V, I)

$$I_p = \frac{V_b - V_p}{R_L} \quad \left| \begin{array}{l} \text{Si: } V_p = 0; \quad I_p = \frac{V_b}{R_L} \\ \hline V_p = V_b; \quad I_p = 0 \end{array} \right.$$

2) Parámetros para corriente alterna: (a.c. minúsculas, v, i)

$$i_p = f(v_r, v_p)$$

en la forma más común:

$$dI_p = \left(\frac{\partial I_p}{\partial V_r} \right) dV_r + \left(\frac{\partial I_p}{\partial V_p} \right) dV_p$$

con las definiciones:

$$\frac{\partial I_p}{\partial V_r} = g_m = \text{transconductancia}$$

$$\frac{\partial I_p}{\partial V_p} = -\frac{1}{r_i} = \text{conductividad interior}$$

$$\frac{\partial V_p}{\partial V_r} = \mu = \text{factor de amplificación}$$

entonces: $\frac{\partial V_p}{\partial I_p} \frac{\partial I_p}{\partial V_r} \frac{\partial V_r}{\partial V_p} = 1$

$$r_i \cdot g_m \cdot \frac{1}{\mu} = 1$$

$$r_i \cdot g_m = \mu$$

$$dI_p = g_m dV_r + \frac{1}{r_i} dV_p$$

VI/3

y para señales pequeñas: (dentro de la linealidad del triodo) se puede modificar:

$$\Delta I_p = g_m \Delta V_r + \frac{1}{r_i} \Delta V_p$$

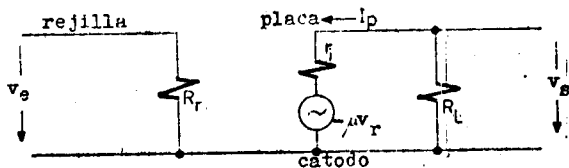
$$i_p = g_m v_r + \frac{1}{r_i} v_p$$

$$i_p = g_m (v_r + \frac{1}{\mu} v_p) = g_m (v_r + \frac{1}{\mu} v_p)$$

$$v_p = r_i i_p - \mu v_r$$

resistencia interior generador

Se puede dibujar un circuito de equivalencia:



no existe ninguna conexión eléctrica entre entrada y salida!

El signo negativo describe la fase de 180° entre entrada v_e y salida v_s .

VI/4

el voltaje de la salida se calcula entonces así:

$$v_s = i_p R_L = \frac{-\mu v_r}{r_i + R_L} R_L$$

$$v_s = - \frac{\mu v_r}{1 + \frac{r_i}{R_L}}$$

y la ganancia del circuito:

$$|a| = \frac{v_{salida}}{v_{entrada}} = \frac{v_s}{v_r}$$

$$a = - \frac{\mu}{1 + \frac{r_i}{R_L}}$$

Si $R_L \gg r_i$ (factor 10)

$a \sim \mu =$ ganancia max.

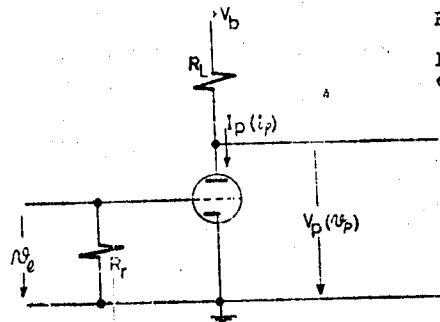
Solucior grafica del siguiente circuito:

$$V_b = 400 \text{ V}$$

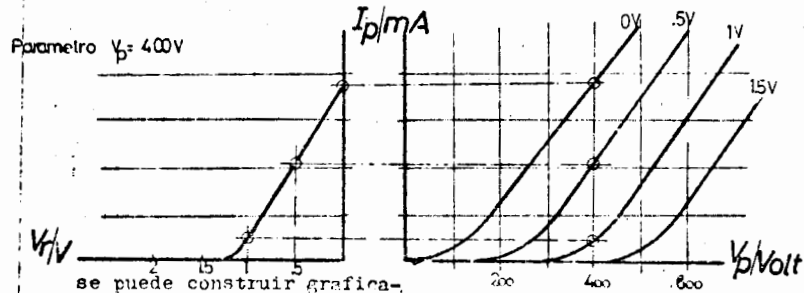
$$R_L = 100 \text{ K}$$

$$R_r = 1 \text{ M}\Omega$$

Punto de operación en clase "A"



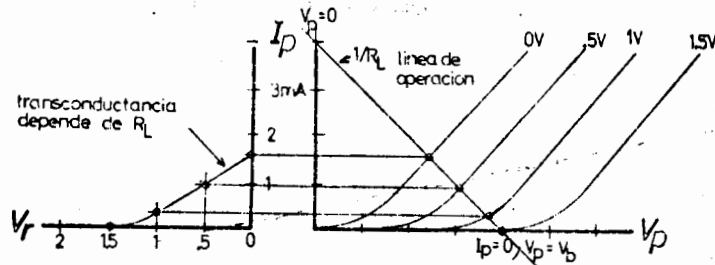
$I_p = f(V_p)$ = (resistencia interior); características graficas de un **TRIODO**, con el parametro del voltaje rejilla-catodo.



se puede construir graficamente la funcion $I_p = f(V_g)$ (transconductancia)

En estas características graficas estan incluidos los parametros de CORRIENTE DIRECTA y de CORRIENTE ALTERNA

Analisis grafico de un circuito de amplificacion:



las variaciones de la corriente I_p catodo-placa en funcion del voltaje aplicado entre P rejilla-catodo (transconductancia) deben ser lineales.

Asi es que debe existir una 'Linea de Operacion' con una declinacion definida, y con ciertos valores extremos.

Estos valores se encuentran, con ayuda de los parametros D.C.

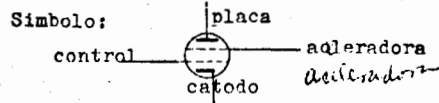
$$1) \quad V_g = 0 \quad I_p = \text{maximo} = \frac{V_g}{R_L}$$

$$2) \quad V_g = V_b \quad I_p = \text{minimo} = 0$$

Si las variaciones de I_p son lineales, entonces la declinacion de la linea de operacion es directamente proporcional a la resistencia R_L en la forma:

$$m = 1/R_L$$

CAP. VII TETRODO



Si se usan triodos en frecuencias muy altas (> 10 MHz), la capacidad entre rejilla y placa C_{pr} toma un papel muy importante.

Las características hasta entonces lineales y estables, empiezan a cambiar totalmente. Para evitar esta influencia, se colocó una segunda rejilla en el sistema, entre la rejilla de control y la placa.

Esta segunda rejilla disminuye la capacidad C_{rp} en 1000 veces o más.

Esta rejilla, llamada "rejilla aceleradora" es un blindaje electrostático entre rejilla de control y placa, y tiene un potencial positivo contra el cátodo. (Por eso la aceleración de los electrones.)

Se mantiene la corriente de electrones cátodo a la placa, pero la velocidad de los electrones es más alta por la preaceleración.

Existe una corriente de la rejilla aceleradora, pero es muy pequeña.

Ese tipo de bulbo llamado "tetrodo" es muy poco usual por los siguientes motivos:

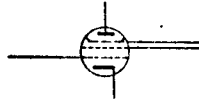
Si se maneja el tetrodo en corriente alterna, entonces en algunos momentos, el potencial estático de la rejilla aceleradora puede ser más grande que el potencial de la placa ($V_{ra} > V_p$).

Entonces la rejilla empieza a conducir corrientes momentáneas más grandes que la placa, y así el circuito cambia sus características de un modo muy molesto.

Por esta razón se amplía el tetrodo, con sus características inestables, a un sistema con tres rejillas, que se llama PENTODO.

CAP. VIII PENTODO

Simbolo:



El pentodo lleva una rejilla entre la rejilla aceleradora y la placa, llamada "rejilla supresora". Esta se mantiene normalmente en el potencial de la placa, y así se evita que los electrones puedan regresar a la rejilla aceleradora, (normalmente positiva contra el cátodo). La rejilla aceleradora, así como la rejilla supresora tienen potenciales fijos.

La influencia del campo eléctrico de la placa al campo eléctrico alrededor del cátodo, es muy pequeña debido al blindaje de las 2 rejillas aditivas, es prácticamente 0. Entonces el potencial de la placa no tiene influencia a la corriente de la placa, y la resistencia interior es muy grande. (Orden de megohms)

Las transconductancias son comparables:

$$g_m = \frac{\partial I_p}{\partial V_r} \rightarrow = \text{transconductancia del triodo}$$

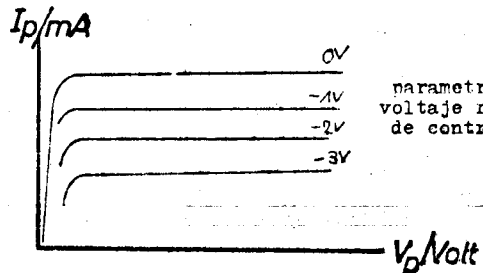
porque no existe ninguna influencia de V_p .

Por esta razón se puede describir el funcionamiento electrónico de la misma manera como en el triodo; de acuerdo con la fórmula:

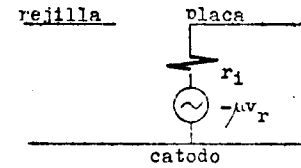
$$\mu = g_m \cdot r_i ; \text{ con } r_i \text{ muy grande}$$

el factor de amplificación μ es muy grande.

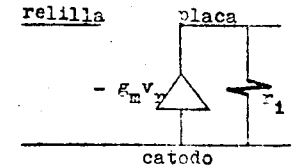
Grafica de una característica típica de la salida de un pentodo: La rejilla supresora está conectada con la placa la rejilla aceleradora está conectada a un potencial fijo y positivo contra el cátodo.



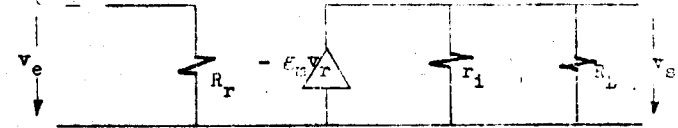
Diagramas de equivalencia triodo:



$$\text{pentodo: } -\frac{V_r}{r_i} = i = -g_m V_r$$



entonces el circuito de equivalencia es:



$$V_s = -g_m \cdot V_r \left(\frac{r_i \cdot R_L}{r_i + R_L} \right) = \text{voltaje de salida}$$

$$|a| = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{V_s}{V_r}$$

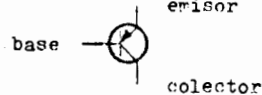
$$|a| = g_m \left(\frac{R_L}{1 + \frac{R_L}{r_i}} \right) = \text{ganancia}$$

en la mayoría de los casos, $r_i \gg R_L$ y se puede simplificar:

$$a = g_m \cdot R_L$$

Capitulo IX: UNION PNP (TRANSISTOR BIPOLAR)

Simbolo:

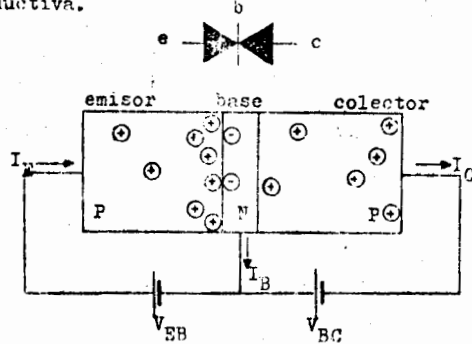


Se trata practicamente de dos diodos PN unidos. El diodo "emisor base" y el diodo "colector base".

La dotación en el emisor es muy grande, en la base es muy pequeña. ($p_p \gg n_p$). El volumen de la base es mucho menor que el volumen del emisor (colector).

$$d_E \gg d_B \quad (1 : 10^{-7})$$

Vamos a conectar el diodo "emisor base" en direccion conductiva, y el diodo "colector base" en direccion no conductiva.



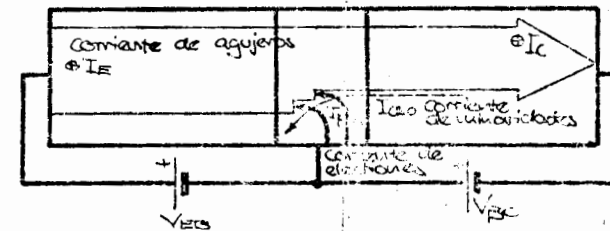
Naturalmente existe, igual como en los diodos PN, un potencial interior V_{DIF} el cual tenemos que superar para llegar a la conductividad. En este caso, V_{EB} debe ser mas grande que V_{DIF} .

Este potencial interior se considera superado, cuando comienza a conducir corriente en la base.

Valores aproximados para:

Transistores de Germanio	$V_{DIF} \sim 150 \text{ mV}$
Transistores de Silicio	$V_{DIF} \sim 600 \text{ mV}$

Distribución de Corrientes (UNION tipo PNP)



Bajo influencia del voltaje emisor base ($V_{EB} = -V_{BE}$) comienza a fluir una corriente de agujeros a la base (I_E) y una corriente de electrones (mucho menor) al emisor. Debido a la dotación mucho mas grande del emisor, la corriente de agujeros es mucho mas grande que la corriente de los electrones a la base.

$$I_E \gg I_B \quad I_B \sim (.1\% \dots 10\%) \cdot I_E$$

Ya que la base es demasiado delgada, la mayoría de los agujeros (95---99%) llegar hasta el colector. Mientras que los agujeros se encuentran pasando la base, recombinan muy pocos de ellos con electrones.

Así se controla casi toda la corriente en el transistor por un voltaje entre emisor y base que es relativamente pequeño, (diodo emisor base en direccion conductiva) y por una muy pequeña corriente en la base.

Los componentes de la corriente de la base I_B son:

- 1) I_{B_e} = corriente de electrones de la base hacia el emisor. es pequeña porque $n_N \ll p_p$
- 2) I_{B_r} = recombinación de agujeros del emisor en la base
- 3) I_{CBO} = corriente de minoridades con direccion del colector hacia la base. Presencia de electrones libres (minoridades) en el colector. Esta corriente existe tambien, aunque el emisor no este conectado ($V_{EB} = 0$).

Resulta que la corriente I_E (aprox. I_C) es fijada por el voltaje V_{EB}/I_B y es independiente del voltaje base colector V_{BC} .

IX/3

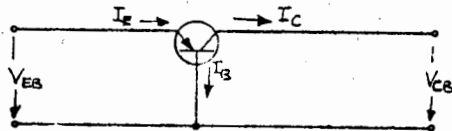
UNION NPN Símbolo



La UNION "NPN" funciona básicamente bajo los mismos principios físicos que la UNION "PNP", pero con corrientes viceversas. En lugar de agujeros se trata en este caso de electrones y viceversa. Debido a la movilidad más grande de los electrones en la estructura atómica ($\mu_N > \mu_P$) las frecuencias límites de los transistores NPN llegan a valores más altos.

Análisis del transistor PNP (NPN) en el circuito

BASE COMUN:



Principalmente podemos ver al transistor como dos diodos PN unidos con la misma placa (catodo) y tratarlos con la ecuación fundamental del diodo:

$$i = I_s (e^{V/V_T})$$

Con Kirchoff:

$$I_E = I_B + I_C$$

$$A = \frac{I_C}{I_E} = \text{eficiencia del emisor}$$

$$A = (90 \dots 99)\% \text{ en buenos transistores}$$

entonces es obvio que

$$I_B \geq I_C \quad \text{y} \quad 0 < A \leq 1$$

$$\frac{I_C}{A} = I_B + I_C$$

$$I_B = \left(\frac{1-A}{A} \right) I_C$$

y con la constante

$$B = \frac{A}{1-A}$$

$$I_B = \frac{I_C}{B}$$

IX/4

para señales pequeñas (lineales):

$$\alpha = \left| \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{V=const} = \frac{i_c}{i_e} ; \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} ; i_e = \frac{i_c}{\alpha} = i_b(1+\beta)$$

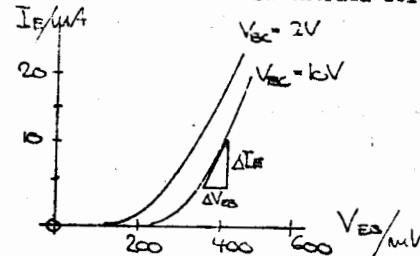
$$i_c = \alpha \cdot i_e = \beta i_b$$

$$i_e = I_s e^{V_{EB}/V_T}$$

la corriente del emisor es exclusivamente una función del voltaje entre emisor y base.

$$i_b = \frac{i_e}{\beta+1} = \left(\frac{I_s}{\beta+1} \right) e^{V_{EB}/V_T}$$

Gráfica de la característica de la entrada del circuito "BC":



resistencia de la entrada:

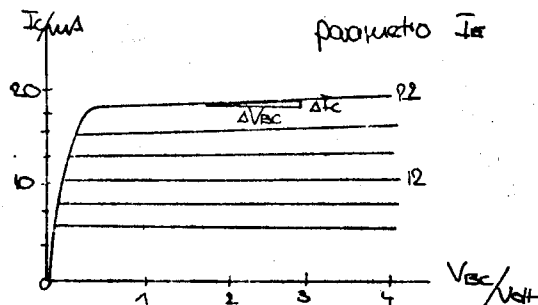
$$R_{iB} = \left| \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} \right|_{V_{CB} = const.} = r_{ib} = \frac{V_{EB}}{i_e}$$

Como la corriente de la entrada ($I_1 = I_E$) es grande, (mA) y el voltaje en la entrada ($V_1 = V_{EB}$) es pequeña (mV), la resistencia de la entrada va a ser baja:

orden de ohm!

IX/5

Gráfica de la característica de la salida del circuito "BC":



resistencia de la salida:

$$R_{2B} = \frac{|\Delta V_{BC}|}{|\Delta I_C|} \quad V_{EB} = \text{const.} \quad r_{2b} = \frac{v_{bc}}{i_c}$$

Como la corriente de la salida ($I_2 = I_C$) es independiente de un cambio del voltaje de la salida ($V_2 = V_{BC}$), la resistencia de la salida va a ser muy alta: orden de Megohm! (Kilohms)

Se nota la aplicación ideal del circuito BASE COMUN para Adaptador de Impedancias.

La transconductancia en el circuito BC

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{EB}} \approx \frac{\Delta I_E}{\Delta V_{EB}} \approx \frac{I_{EQ}}{V_T}$$

$$s \approx \frac{I_{EQ}}{V_T} \approx \frac{I_{EQ}}{26 \text{ mV}}$$

donde

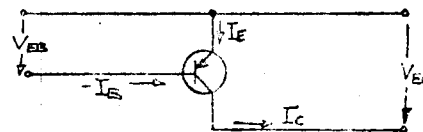
 I_{EQ} = corriente del emisor en el punto de operación. V_T = voltaje de temperatura.

$$V_T = \frac{T^{\circ} \text{ K}}{11.6}$$

IX/6

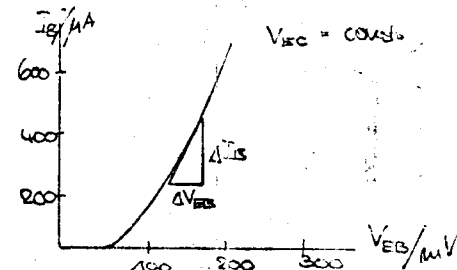
La corriente de minoridades I_{CBO} es extremadamente dependiente de la temperatura. I_{CBO} ($\mu\text{A} \dots \text{mA}$) Ge I_{CBO} ($\text{nA} \dots \text{A}$) Si

Un transistor tipo "PNP" en un circuito EMISOR COMUN;


 β = eficiencia de la base $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$
 β = ganancia de corriente

$$i_c = \beta \cdot i_b$$

Gráfica de la característica de la entrada del circuito "EC"

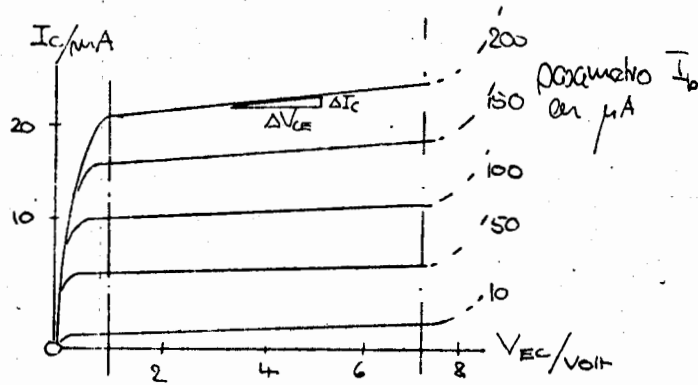


resistencia de la entrada:

$$R_{1E} = \frac{|\Delta V_{EB}|}{|\Delta I_B|} \quad V_{BC} = \text{const.} \quad r_{1e} = \frac{v_{eb}}{i_b}$$

En comparación con el circuito "BC": $R_{1E} = R_{1B} (1 + \beta)$
 Como la corriente de la base es muy pequeña, (μA) la resistencia de la entrada es grande: orden de Kilohms

Grafica de la característica de la salida del circuito "EC"



resistencia de la salida:

$$R_{2E} = \left. \frac{\Delta V_{EC}}{\Delta I_C} \right|_{V_{EB} = \text{const.}} \quad r_{2b} = -\frac{v_{ec}}{i_c}$$

En comparación con el circuito "BC":

$$R_{2E} = \frac{R_{2B}}{1 + \beta}$$

La transconductancia en el circuito "EC":

$$S_E = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{EB}} \right|_{V_{EC} = \text{const.}}$$

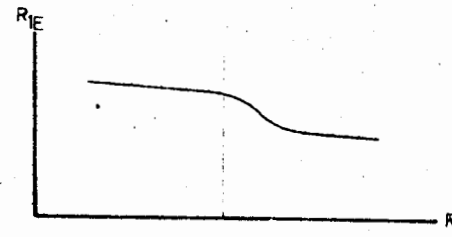
entonces:

$$S_E = S_B \approx \frac{I_{EQ}}{26 \text{ mV}}$$

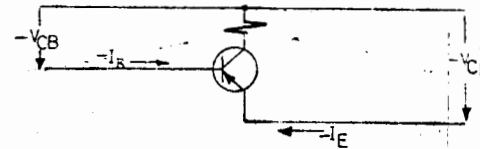
La corriente de minoridades I_{CEO} es mas grande que I_{CBO}

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \approx I_{CBO} \cdot \beta$$

Debido a que : la corriente de la entrada (I_B) depende de la corriente de la salida (I_C), resulta, que la resistencia de entrada depende de la resistencia de carga $R_{IE} = f(R_L)$



Un transistor tipo "PNP" en un circuito "COLECTOR COMUN"



$$\beta = \frac{1}{1 - \alpha} \approx 1 + \beta$$

Resistencia de la entrada :

$$R_{iC} = \frac{\Delta V_{BC}}{\Delta I_B}$$

Pero, como la resistencia de carga R_L se encuentra siempre en el circuito del colector, resulta, que el voltaje V_{EC} es muy dependiente de la corriente del colector, y de este modo existe una retroalimentacion

Entonces en un circuito de "CC" se calcula la resistencia de entrada:

$$R_{1C} \approx R_L \cdot (1 + \beta) + \underbrace{\frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_B}}_{R_{1E}}$$

$$R_{1C} \approx R_L \cdot (1 + \beta) + R_{1E}$$

resistencia de la salida:

$$R_{2C} = \frac{V_{EC}}{I_E} \approx R_{2E}$$

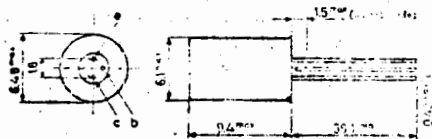
Las siguientes páginas IX/10...14 muestran datos y características típicas para un transistor tipo PNP de Germanio para Audiofrecuencias

Se trata del transistor A C 1 2 8 fabricante :
Electronica S.A.deC.v. (AFESA)

TRANSISTOR DE GERMANIO PARA AUDIOFRECUENCIA

El AC128 es un transistor P-N-P de unión por alación encapsulado en metal. Está diseñado para usarse en amplificadores clase A o en etapas de salida en clase B con tensiones de batería hasta de 14 V y potencias de salida hasta 4 watts.

El tipo 2-AC128 consiste de dos transistores AC128 seleccionados para obtener una baja distorsión en amplificadores clase B.

ESPECIFICACIONES MECANICAS
(Dimensiones en mm.)

El punto de color indica el colector



aleta enfriadora
(bronce niquelado)

DATOS BREVES DE REFERENCIA

Tensión colector-base (emisor abierto)	$-V_{CE0}$ máx	32 V
Tensión colector-emisor (base abierta)	$-V_{CE0}$ máx	16 V
Corriente de colector (C.D.)	$-I_C$ máx	1 A
Disipación total hasta $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ con aleta enfriadora sobre un disipador de calor de por lo menos 12.5 cm ²	P_{tot} máx	1 W
Temperatura de la unión (incidental)	T_j máx	100°C
Ganancia de corriente (C.D.) a $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	h_{FE} tip	90
Frecuencia de transición	f_T tip	35 a 175
$-I_C = 50$ mA; $V_{CE} = 0$		
$-I_C = 10$ mA; $-V_{CE} = 2$ V		1.5 MHz

VALORES LIMITES ¹⁾

Tensiones			
Tensión colector-base (emisor abierto)	$-V_{CE0}$ máx	32 V	
Tensión colector-emisor (base abierta)	$-V_{CE0}$ máx	16 V	
Tensión colector-emisor con $R_{BB} < 400 \Omega$	$-V_{CE0}$ máx	32 V	
Tensión emisor-base (colector abierto)	$-V_{EB0}$ máx	10 V	

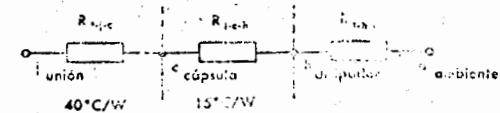
Corrientes			
Corriente de colector (C.D.)	$-I_C$ máx	1 A	
Corriente de colector (valor pico)	$-I_{CM}$ máx	2 A	
Corriente de emisor (valor pico)	I_{EM} máx	2 A	

Disipación			
Disipación total potencia hasta $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ con aleta enfriadora montada en una lámina de aluminio ennegrecida de 12.5 cm ²	P_{tot} máx	1 W	

Temperaturas			
Temperatura de almacenamiento	T_{sto}	-55 a +100°C	
Temperatura de la unión: continua	T_j	máx 100°C	
incidental	T_j	máx 100°C	

RESISTENCIA TERMICA

De la unión al ambiente, al aire libre		
sin aleta enfriadora	R_{j-a}	290°C/W
con aleta enfriadora	R_{j-a}	140°C/W
con aleta enfriadora sobre una lámina de aluminio ennegrecida de 12.5 cm ²	R_{j-a}	30°C/W
con aleta enfriadora sobre un disipador de calor de área infinita	R_{j-a}	55°C/W
De la unión a la cápsula	R_{j-c}	40°C/W
Resistencia térmica con aleta enfriadora:		

CARACTERISTICAS $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ a menos que se indique otra cosa

Corriente de corte de colector		
$I_E = 0$; $-V_{CE} = 10$ V	$-I_{C0}$	< 10 μA
$I_E = 0$; $-V_{CE} = 32$ V	$-I_{C0}$	< 200 μA

1) De acuerdo al sistema de Valores Máximos Autorizados en el artículo 124 del IEC.

CARACTERÍSTICAS (continuación)

Corriente de corte de emisor

$$I_C = 0; -V_{EB} = 10 \text{ V}$$

$$I_C = 0; -V_{EB} = 5 \text{ V}; T_1 = 75^\circ\text{C}$$

Tensión base-emisor

$$I_E = 50 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

$$I_E = 300 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

Tensión de colector

$$-I_C = 1 \text{ A}; -I_B = \text{valor para el cual}$$

$$-I_C = 1.1 \text{ A para } -V_{CB} = 1 \text{ V}$$

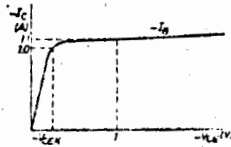
$$-I_{EBO} < 200 \mu\text{A}$$

$$-I_{EBO} < 500 \mu\text{A}$$

$$V_{EB} < 300 \text{ mV}$$

$$V_{EB} < 450 \text{ mV}$$

$$-V_{CEK} < 0.6 \text{ V}$$



Ganancia de corriente

$$-I_C = 50 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

$$-I_C = 300 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

$$-I_C = 1 \text{ A}; V_{CB} = 0$$

$$h_{FE} \text{ tip } 90$$

$$55 \text{ a } 175$$

$$h_{FE} \text{ tip } 90$$

$$60 \text{ a } 175$$

$$h_{FE} \text{ tip } 80$$

$$45 \text{ a } 165$$

Capacidad de colector

$$I_E = I_C = 0; -V_{CB} = 5 \text{ V}$$

$$C_c \text{ tip } 100 \text{ pF}$$

Resistencia de la base

$$-I_C = 1 \text{ mA}; -V_{CB} = 5 \text{ V}$$

$$r_{b1} \text{ tip } 25 \Omega$$

Frecuencia de transición

$$-I_C = 10 \text{ mA}; -V_{CB} = 2 \text{ V}$$

$$f_T > 1.0 \text{ MHz}$$

$$\text{tip } 1.5 \text{ MHz}$$

Frecuencia de corte

$$-I_C = 10 \text{ mA}; -V_{CB} = 2 \text{ V}$$

$$f_{N1} > 10 \text{ KHz}$$

$$\text{tip } 15 \text{ KHz}$$

Linealidad de la ganancia de corriente a señales pequeñas

(ver también página 12)

$$\lambda_{500} < 0.50\%$$

$$\text{tip } 0.60\%$$

$$1) \lambda_{500} = \frac{A_1 \text{ para } 500 \text{ mA}}{A_1 \text{ más}}, \text{ donde } A_1 = \text{amplificación de corriente a señales pequeñas en condiciones de trabajo.}$$

CARACTERÍSTICAS (continuación)

Relación de ganancia de corriente (C.D.)

del par complementario AC127/AC128

$$|I_C| = 300 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

del par 2-AC128

$$|I_C| = 50 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

$$|I_C| = 300 \text{ mA}; V_{CB} = 0$$

$$h_{FE1}/h_{FE2} \text{ tip } 1.1$$

$$h_{FE1}/h_{FE2} \text{ tip } 1.1$$

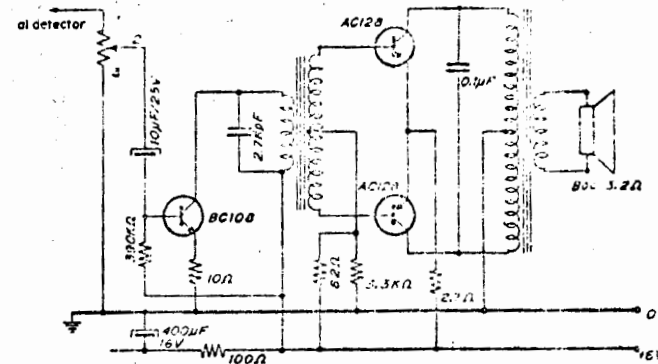
$$< 1.25$$

$$h_{FE1}/h_{FE2} \text{ tip } 1.1$$

$$< 1.25$$

APLICACION

Amplificador de audiofrecuencia de 320 mV de salida con el par 2-AC128, diseñado para receptores de radio portátiles.



CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS

Potencia de salida (D = 10% a 1 KHz)

320 mV

Sensibilidad para 320 mV

15 mV

Respuesta de frecuencia a -3 dB

160 a 9,300 Hz

Impedancia de carga

3.2 ohms

Tensión de alimentación

6 V

Consumo sin señal

10 mA

Consumo para 320 mV

143 mA

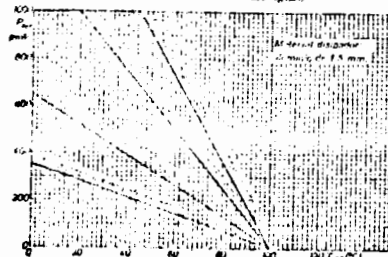
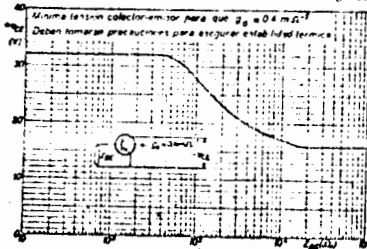
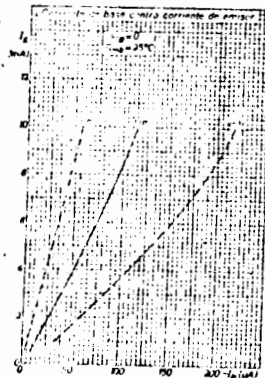
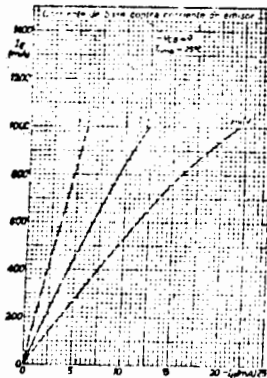
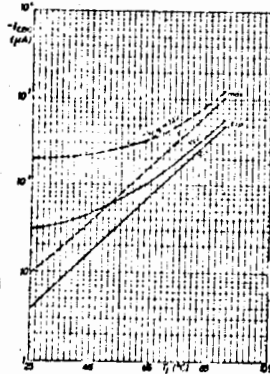
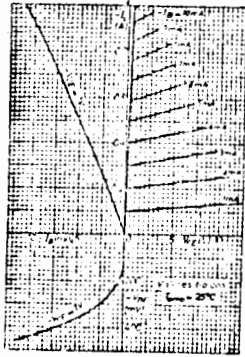
Transformadores

T₁ (AU-016/00)

Excitador

T₂ (AU-017/00)

Sólido

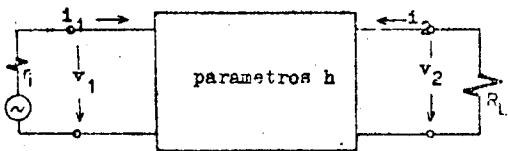


RELACIONES ENTRE LOS CIRCUITOS BASICOS DEL TRANSISTOR

	BASE COMUN	EMISOR COMUN	COLECTOR COMUN
R_1	pequeña (10...100) ohms $R_{1E} = \frac{R_E}{\beta}$	media (100...1000) ohms R_{1E}	grande (1...100)Kilo ohms $R_{1C} = \beta R_L$
R_2	muy grande (100...1000) kiloohms $R_{2B} = \beta R_{2E}$	grande (10...100) kiloohms R_{2E}	pequeña (50...500)ohms
h_f	< 1	20...200	20...200
ganancia de voltaje	500...5000	150...1500	< 1
ganancia de potencia	100...1000	1000...10000	100...200
fase	0°	180°	0°

CAP. X Parametros Híbridos

Por medio de senales pequenas, es decir, usando las partes lineales de las características de un transistor, las relaciones entre corriente y voltaje de entrada y salida son lineales. Entonces se puede describir al transistor, según sus tres modos de empleo básicos, como un cuatri-polo con sus parametros h de entrada y salida. (h - híbrido).



$$v_1 = f(i_1; v_2)$$

$$i_2 = f(i_1; v_2)$$

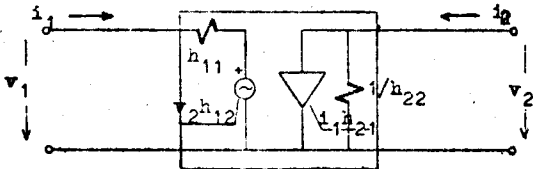
$$dv_1 = \left(\frac{\partial v_1}{\partial i_1}\right) di_1 + \left(\frac{\partial v_1}{\partial v_2}\right) dv_2 \quad \text{pendencia del voltaje}$$

$$di_2 = \left(\frac{\partial i_2}{\partial i_1}\right) di_1 + \left(\frac{\partial i_2}{\partial v_2}\right) dv_2 \quad \text{pendencia de la corriente}$$

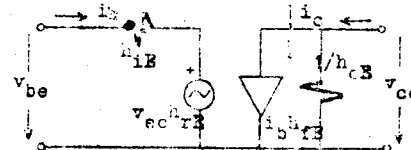
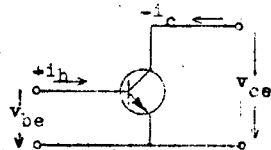
y con $di \rightarrow i$
 $dv \rightarrow v$

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2$$



Para el circuito 'EMISOR COMUN' se construye el circuito de equivalencia híbrido en la forma ;



$$v_{be} = h_{iE} i_b + h_{rE} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fE} i_b + h_{oE} v_{ce}$$

donde

$$h_{iE} = \left(\frac{v_{be}}{i_b}\right)_{v_{ce} = 0}$$

$$h_{rE} = \left(\frac{i_c}{v_{ce}}\right)_{i_b = 0}$$

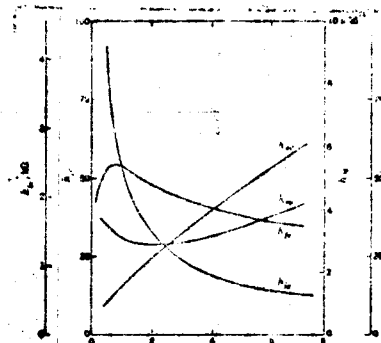
$$h_{oE} = \left(\frac{i_c}{v_{ce}}\right)_{i_b = 0}$$

$$h_{fE} = \left(\frac{i_c}{i_b}\right)_{v_{ce} = 0}$$

$$h_{iE} = \frac{v_{be}}{i_b} \Big|_{\text{punto 'Q'}} = \frac{v_{be}}{i_{bQ}} \sim h_{iE} \left(\frac{v_{be}}{i_{bQ}}\right)$$

Características graficas de los parametros híbridos en funcion de la corriente del emisor

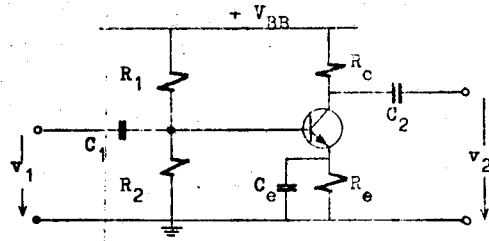
- guia de indices :
- B...base-comun
 - E...emisor-comun
 - C...colector-comun
 - i--(input) entrada
 - r--(reverse) reversa
 - f--(forward) adelante
 - o--(output) salida



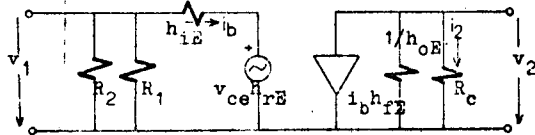
ejemplo Un circuito completo para un amplificador tipo emisor-comun es el siguiente

(prox. pag.)

X/3



bajo la condición que, las capacidades son suficientemente grande para la frecuencia mas baja, resulta un circuito de equivalencia :



En este circuito $v_{ce} = v_2$

$$v_2 = -h_{fE} i_b \frac{R_c}{1 + h_{oE} R_c}$$

$$v_1 = h_{iE} i_b + h_{rE} v_2 \quad (\text{Kirchhoff})$$

resulta para la ganancia de voltaje

$$a = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{1}{h_{iE} (1 + h_{oE} R_c) / R_c h_{fE} - h_{rE}}$$

con las aprox. que $h_{rE} = 0$ y $h_{oE} R_c \gg 1$ la ecuación

se simplifica :

$$a = -h_{fE} \frac{R_c}{h_{iE}}$$

Como el transistor es un elemento controlado por corriente, también la ganancia de la corriente interesa.

$$i_2 = \frac{v_2}{R_c} = - \frac{h_{fE} i_b}{1 + h_{oE} R_c}$$

$$g = \frac{i_2}{i_b} = - \frac{h_{fE}}{1 + h_{oE} R_c}$$

y con la aprox. que $h_{oE} \gg 1$ resulta que $g = h_{fE}$

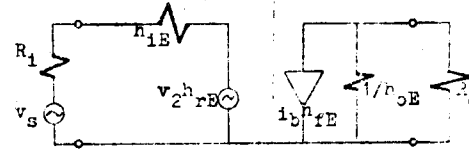
X/4

La resistencia de la entrada se calcula

$$r_1 = \frac{v_1}{i_b} = \frac{h_{iE} i_b + h_{rE} v_2}{i_b} = h_{iE} - h_{rE} h_{fE} i_c$$

y con la aprox. que $h_{rE} = 0$ resulta que $r_1 = h_{iE}$

Determinar la resistencia de la salida es más complicado. Primero, la resistencia de la fuente de señales debe ser incluida, por el acoplamiento entre entrada y salida del circuito :



entonces, con las condiciones de Thevenin que, la resistencia interna equivalente es la relación entre el voltaje de un circuito abierto, y la corriente de un circuito en corto, resulta

$$r_2 = \frac{(v_2)_{c.a.}}{(i_2)_{c.c.}} = \frac{-(h_{fE}/h_{oE})(i_o)_{c.c.}}{-h_{fE}(i_b)_{c.c.}}$$

$$v_s + i_b(R_1 + h_{iE}) + h_{rE} v_2 = 0 \quad (\text{entrada: Kirchhoff}) \quad (1)$$

$$v_2 = -h_{fE} i_b \frac{R_c}{1 + h_{oE} R_c} \quad (2)$$

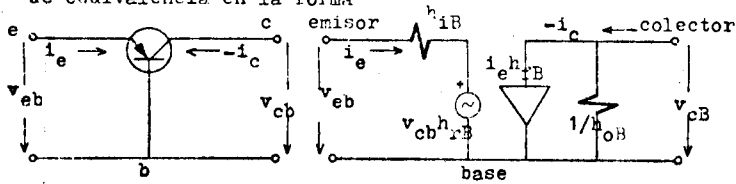
subst. con las ecuac. (1) y(2) resulta para la resistencia de la salida

$$r_2 = \frac{1}{h_{oE} - h_{fE} h_{fE} / (h_{iE} + R_1)}$$

Aplicando las aproximaciones acostumbrados, se puede llegar a la conclusión

$$r_2 = \left(\frac{v_2}{i_2}\right)_{i_s=0} = 1/h_{oE}$$

Para el circuito 'BASE COMUN' se construye el circuito de equivalencia en la forma



$$v_{eb} = h_{iB} + h_{rB} v_{cb}$$

$$i_c = h_{fB} + h_{oB} v_{cb}$$

$$h_{iB} = \frac{v_T}{I_{BQ}}$$

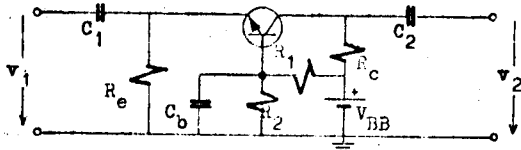
$$h_{oB} = \left(\frac{i_c}{v_{cb}}\right)_{i_e=0}$$

donde $h_{iB} = \left(\frac{v_{eb}}{i_e}\right)_{v_{cb}=0}$

$$h_{fB} = \left(\frac{i_c}{i_e}\right)_{v_{cb}=0}$$

$$h_{rB} = \left(\frac{v_{eb}}{v_{cb}}\right)_{i_e=0}$$

Ejemplo : El siguiente circuito muestra un tipico amplificador base comun.



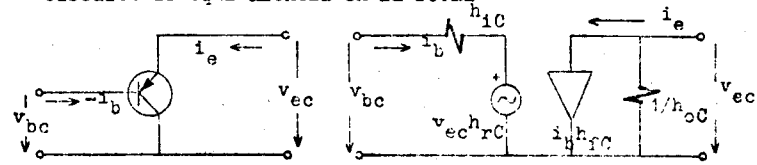
Comparando este circuito en su funcion de corriente alterna, con el amplificador tipo emisor-comun se nota que su configuracion de equivalencia es muy parecida. Poreso, los definiciones y determinaciones hechos para el circuito emisor-comun, tambien funcionan aqui. Naturalmente los parametros para el emisor h_E se deben de substituir por los parametros h_B ! La corriente i_b esta substituida por la corriente i_e , etc. resulta entonces que

$$a = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{h_{iB}(1 + h_{oB}R_c)/R_c h_{fB} - h_{rB}}$$

y aproximadamente

$$a = h_{fB} \frac{R_c}{h_{iB}}$$

Para el circuito 'COLECTOR COMUN' se construye el circuito de equivalencia en la forma



$$v_{bc} = h_{iC} i_b + h_{rC} v_{ec}$$

$$i_e = h_{fC} i_b + h_{oC} v_{ec}$$

$$h_{oC} = \left(\frac{i_e}{v_{ec}}\right)_{i_b=0}$$

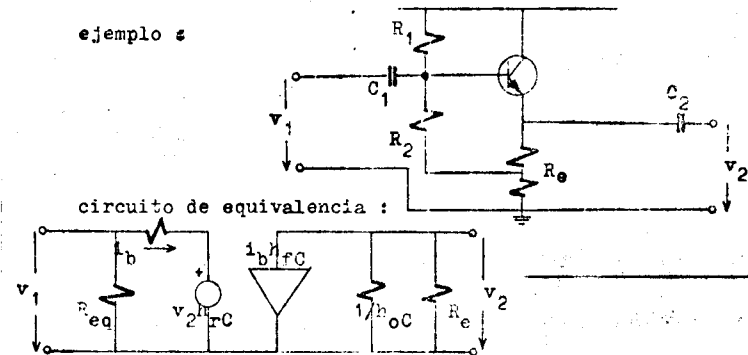
donde $h_{iC} = \left(\frac{v_{bc}}{i_b}\right)_{v_{ec}=0}$

$$h_{fC} = \left(\frac{i_e}{i_b}\right)_{v_{ec}=0}$$

$$h_{rC} = \left(\frac{v_{bc}}{v_{ec}}\right)_{i_b=0}$$

El amplificador colector-comun en la mayoría de los casos es practicamente un "seguidor de emisor" por sus caracteristicas de 'acoplador de impedancias'

ejemplo :



Otra vez se nota la igualdad con los circuitos equivalentes anteriores. Asi que se pueden utilizar los ecuaciones anteriores

intercambiando los parametros necesarios. (vea tabla X/8)
 Resulta entonces que

la ganancia del voltaje $a = 1/h_{rc}$ es aprox. 1
 La señal de la entrada es en fase con la señal de la salida.
 La ganancia de la corriente es aprox. $K = -h_{fc} = 1/(1 -)$
 y es grande.

Bajo la condicion que la resistencia de equivalencia de Thevenin $R_{eq} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ no tiene mucha influencia, resulta para la resistencia de la entrada

$$r_i = -h_{rc} h_{fc} r_e$$

COLECCION DE LOS PARAMETROS MAS SIGNIFICANTES PARA LOS TRES CONFIGURACIONES BASICOS

	Configuration		
	CE	EF(CC)	CB
Gain	$A_v = -h_{fe}$	$A_v \approx 1$	$A_v = h_{fb} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$
Input impedance	$h_{ie} = \frac{m(25 \times 10^{-3}) A_{fe}}{I_{E0}}$	$Z_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e$	$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$
Output impedance	$\frac{1}{h_{oe}} > 10^4 \Omega$	$Z_o = h_{ie} + \frac{r_e}{h_{fe} + 1}$	$\frac{1}{h_{ob}} = \frac{1 + h_{fe}}{h_{oe}}$
Simplest equivalent circuit			

Relaciones entre los parametros hibridos

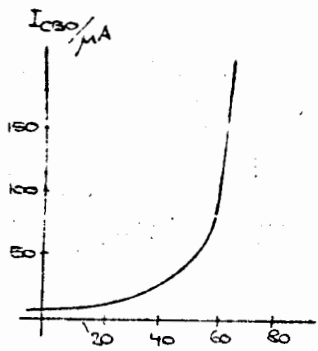
PARAMETROS

	emisor-comun	colector-comun
base-comun		
$h_{iB} =$	$h_{iE} / (1 + h_{fE})$	$-h_{iC} / h_{fC}$
$h_{rB} =$	$h_{iE} h_{oE} / (1 + h_{fE}) - h_{rE}$	$h_{rE} - 1 - h_{iC} h_{oC} / h_{fC}$
$h_{fB} =$	$-h_{fE} / (1 + h_{fE})$	$-(1 + h_{fC}) / h_{fC}$
$h_{oB} =$	$h_{oE} / (1 + h_{fE})$	$-h_{oC} / h_{fC}$
colector-comun	emisor-comun	base-comun
$h_{iC} =$	h_{iE}	$h_{iB} / (1 + h_{fB})$
$h_{rC} =$	$1 - h_{rE}$	1
$h_{fC} =$	$-(1 + h_{fE})$	$-1 / (1 + h_{fB})$
$h_{oC} =$	h_{oE}	$h_{oB} / (1 + h_{fB})$
emisor-comun	base-comun	colector-comun
$h_{iE} =$	$h_{iB} / (1 + h_{fB})$	h_{iC}
$h_{rE} =$	$h_{iB} h_{oB} / (1 + h_{fB}) - h_{rB}$	$1 - h_{rC}$
$h_{fE} =$	$-h_{fB} / (1 + h_{fB})$	$-(1 + h_{fC})$
$h_{oE} =$	$h_{oB} / (1 + h_{fB})$	h_{oC}

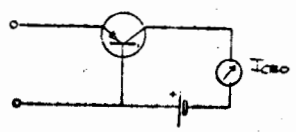
CAP. XI EL SEMICONDUCTOR EN FUNCION DE LA TEMPERATURA

- 1.- Las corrientes de minoridades (I_{CBO} ; I_{CEO}) crecen con el aumento de la temperatura. (Movimiento Molecular de Brown)
- 2.- Las características de las transconductancias cambian bruscamente.

Grafica:



Transistor ASY 4e (Ge)



T/°C

Valores aproximados del aumento de I_{CBO} :

- Ge factor $3/10^{\circ}$ C de aumento en la temperatura
- Si factor $2/10^{\circ}$ C de aumento en la temperatura

La cantidad de portadores de minoria, crece exponencialmente con la temperatura, porque

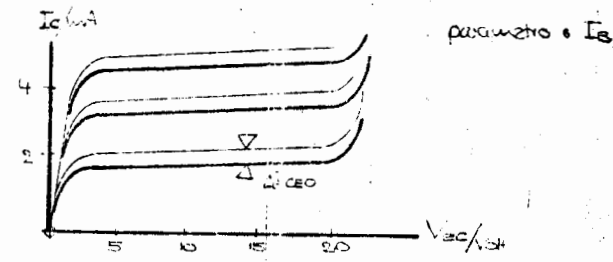
$$I = I_s e^{v/V_T}$$

donde:

$$V_T = \frac{T^{\circ} K}{11.6}$$

Por ejemplo:

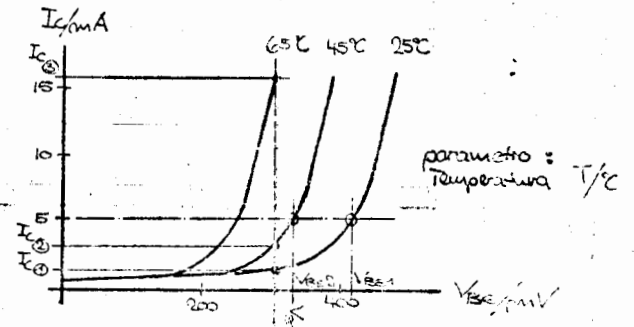
Grafica de la característica de la salida del circuito "EC"



Si la corriente de la entrada (ejemplo: I_B) es constante, entonces las características de la salida [ejemplo: $I_C = f(V_{CE})$] cambian aproximadamente por el valor de I_{CEO}

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \approx I_{CBO}^3$$

$$\Delta I_{CEO} \approx \Delta I_{CBO}^3$$



Se nota que hay una huida del punto de operación muy determinante, si el voltaje de polarización se mantiene fijo!

XI/3

Coefficiente de temperatura (S_T):

En cuanto hay que cambiar el voltaje de polarización para compensar la influencia de 1°C ?

por ejemplo:

para $T_1 = 25^\circ \text{C}$
 $I_C = 5 \text{ mA}$

para $T_2 = 45^\circ \text{C}$
 $I_C = \text{debe ser } 5 \text{ mA constante}$

Buscamos en la característica

$V_{BE1} \rightarrow 410 \text{ mV}$

$V_{BE2} \rightarrow 310 \text{ mV}$

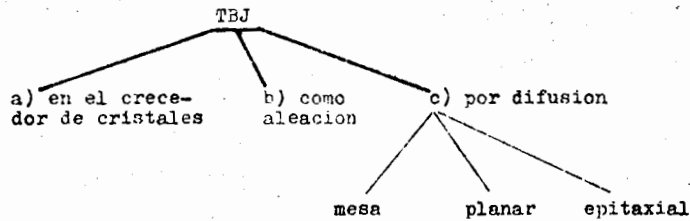
entonces $S_T = \frac{100 \text{ mV}}{20^\circ \text{C}} = 5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

La compensación de la influencia de la temperatura se logra con distintos métodos en el circuito, así como con:

- a) retroalimentación negativa (R_E)
- b) termistores
- c) usando amplificador diferencial, etc.

CAP. XII FABRICACION DE TRANSISTORES

Los transistores Bipolares de Juntura se producen por medio de 3 diferentes metodos:



a) Un cristal de Silicio (Ge) de un grado suficientemente puro para la fabricacion de transistores (diodos) se crece en un horno, bajo ciertas precauciones, (horno de R.F. ALTO VACIO T 1000°C etc.)
 Mientras el cristal crece (10mm/hora) se inyecta al sistema, alternando, una atmosfera de proteccion saturada con donadores (As, Sb, Bi,) o aceptores (Al, Ga, In,). Asi resulta un cristal de Si(Ge), el cual consta de uniones P-N-P-N...etc. o N-P-N-P...etc. Este cristal de un grueso de (1....5)cm, se recorta despues en sistemas de transistores, aprox. (1x1)mm

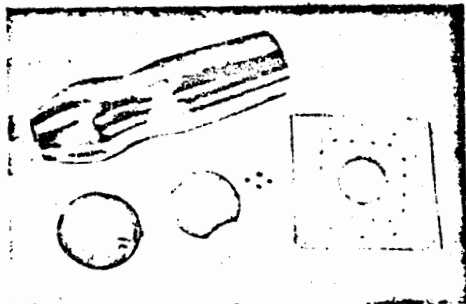


Foto 3. Oben: gezogenen Germaniumkristall, darunter angelegte Scheiben, geschnitten, daneben draus hergestellte Plättchen für die Transistorfertigung, rechts: Röntgenbild zur Kontrolle der Gitterstruktur des Kristallzüglages (Werkfoto Telefunken)

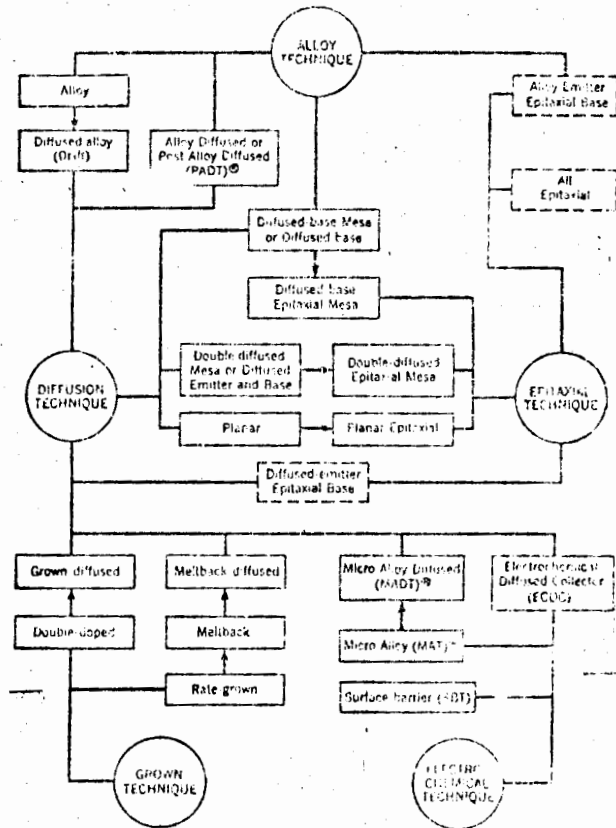
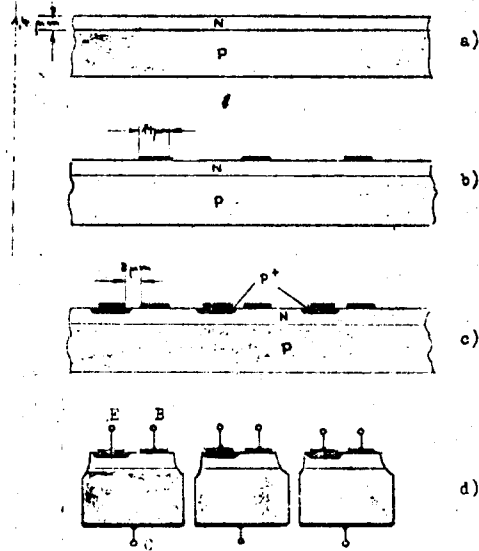


Fig. 1.1. Interrelationship of transistor fabricating techniques and transistor types

XII/3

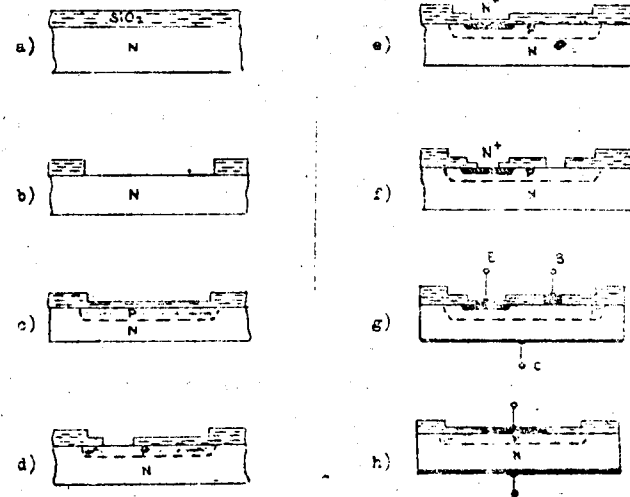
Fabricacion de un transistor PNP tipo Mesa



- a) Placa de la substancia basica (semiconductor p), con zona ya difundida tipo n.
- b) Contacto de la base (oro evaporado)
- c) Emisor (aleacion tipo p con Al) sobreevaporado, y despues impregnado aprox. 0.6um en la base.
- d) Se separa los diferentes sistemas de tipo mesa con ayuda de acido.

XII/4

Fabricacion de un transistor NPN tipo Planar



- a) Placa de la substancia basica (semiconductor n), con una capa de dióxido de Silicio SiO_2
- b) Corroer ventanas para la base
- c) Difusion de la base, nueva capa de SiO_2
- d) Corroer ventana para emisor
- e) Difusion del emisor, nueva capa de SiO_2
- f) Corroer ventanas para los contactos
- g) Transistor tipo Planar con contactos
- h) Diodo tipo Planar con contactos.

Disco de Silicio con
aprox. 2000 transis-
tores PNP del tipo
epitaxial-planar. Ca-
da sistema mide
0.5 x 0.5 mm

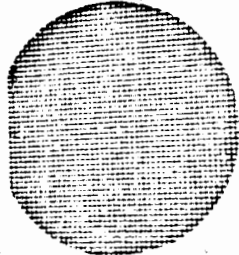
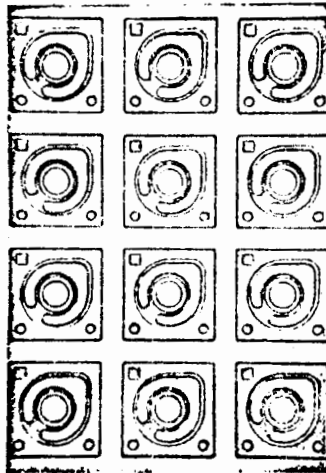


Foto 11: Silicio con 2000 transis-
tores PNP del tipo epitaxial-planar.
Cada sistema mide 0.5 x 0.5 mm.
(Werkfoto Siemens)

Amplificacion



Corte a través de un
transistor de potencia

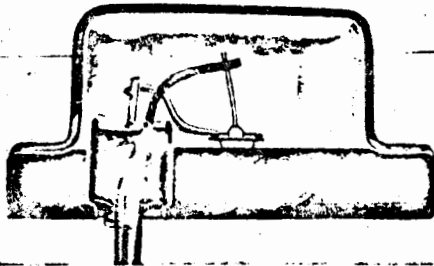


Foto 13: Schnittbild durch einen Leistungs-
transistor (Werkfoto Telefunken)

Amplificacion



Foto 14: Schnitt durch einen Germanium-
transistor (Werkfoto TEKADE)

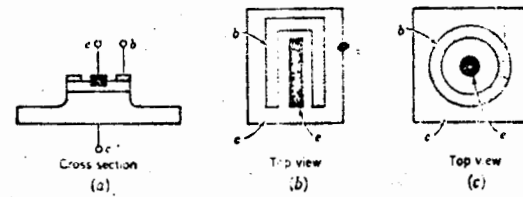


Fig. 14. Mesa-type construction for diffused-base or double-diffused transistors: (a) cross sec-
tion, (b) top view, (c) top view.

Sistema de un transistor
NPN de Si tipo Planar pa-
ra potencia y altas fre-
cuencias

El sistema con contactos,
antes de poner la capa de
proteccion

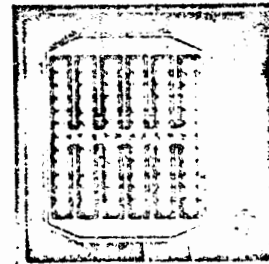


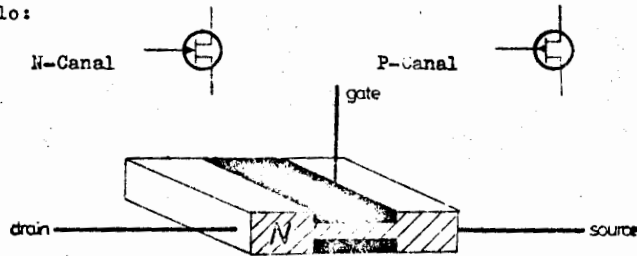
Foto 6: System eines NPN-Silizium-Planar-HF-
Leistungstransistors in integrierter Struktur
nach dem Aufdampfen der Aluminiumkontak-
ten (Werkfoto Siemens)



Foto 7: NPN-Aluminium-dotiertes
Silizium-Planar-HF-Leistungs-
transistor in integrierter Struktur
vor dem Verschleifen mit der Schutz-
maske (Werkfoto Siemens)

CAP. XIII TRANSISTORES F E T (FIELD-EFFECT-TRANSISTORS)

Simbolo:

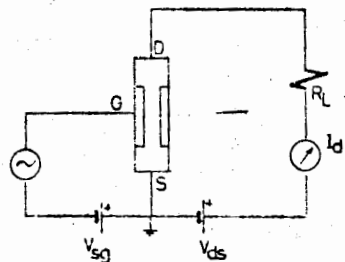


El croquis demuestra la construcción principal de un F E T
 S = Source = catodo
 D = Drain = anodo
 G = Gate = rejilla

Se forma una Union PN entre el anillo del Gate (en ese caso semiconductor tipo "P") y el material conductor (N), y por razones ya anteriormente explicadas, se forma un potencial interior, aunque el sistema no este conectado por afuera.

La extensión geométrica de este campo eléctrico interior (ver grafica en capítulo de Union PN), depende del voltaje aplicado entre Gate y Source.

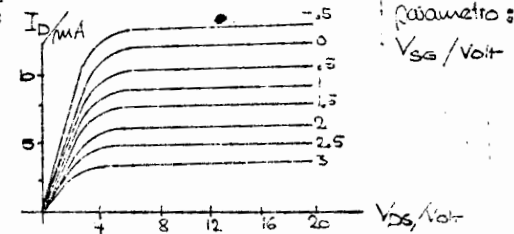
Aplicando un voltaje negativo del Gate contra Source, (V_{SG}) se expande el campo eléctrico interior, disminuyendo así el diametro del canal conductor hasta cerrarlo totalmente.



Ya que se trata de un control de un campo eléctrico, teóricamente el Gate no conduce corriente.

Eso quiere decir que la resistencia de la entrada es infinita, y la potencia de control es 0. (Coincide con las características de los bulbos).
 Practicamente $R_2 \approx (10^9 \dots 10^{12})$ ohms

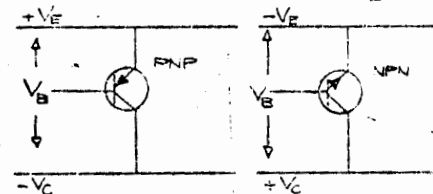
Características:



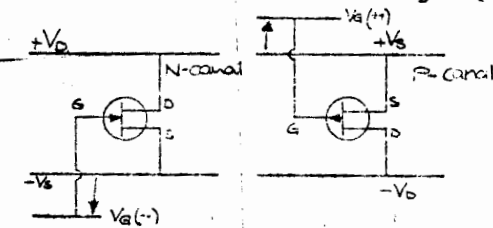
La grafica se parece a la del Pentodo.

La corriente Drain-Source I_{DS} es relativamente independiente del voltaje V_{DS}

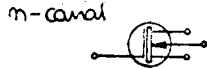
El voltaje de control V_{GS} (polarización) del transistor siempre se encuentra entre los extremos V_E y V_C



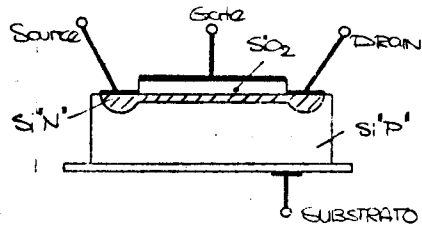
El voltaje de control V_{GS} (polarización) del F E T siempre se encuentra afuera de los extremos V_D y V_S



MOS - FET (MetalOxidSilicio - FieldEffectTransistor)
 Símbolo:



1.- Tipo de "desplazamiento" Si-P
 1a) Si-P



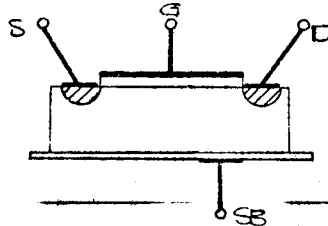
En un Semiconductor de Si tipo "P", se producen 2 contactos (Source, Drain), por difusión del tipo "N". Estos 2 contactos están unidos por un canal tipo "N" de poca dotación. Encima, físicamente separado (SiO_2 = aislamiento eléctrico), se encuentra conectado un tercer - electrodo (Gate).

La carga del Gate maneja indirectamente la conductividad del canal "N" (condensador)

Este tipo de MOS también existe del tipo P - canal (cuerpo "N").

1b) Tipo de "desplazamiento" Si-N (igual a 1a)

2a) Tipo de "enriquecimiento" Si-P



Por "efecto de condensador" se establece entre Drain y Source un canal conductivo. Para establecer este canal, se necesitan altos voltajes del Gate (5 . . . 10)V.

IMPORTANT E

La capa de aislamiento (SiO_2) entre Gate y sustrato del MOS es muy delgada!

La resistencia de la entrada a un MOS es extremadamente alta ($R_i \approx 10^{12} \dots 10^{18}$) ohms.

ASI QUE CON UN SOBREVOLTAJE SIN POTENCIA se destruye el MOS!

Por ejemplo:

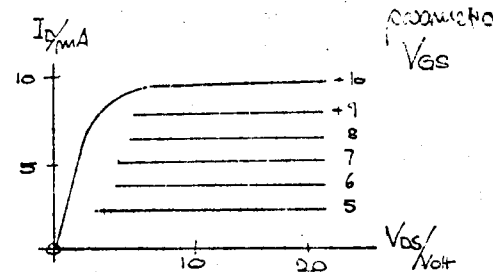
El cuerpo humano normalmente está cargado (!) a $E \geq 150V$, y puede cargarse a $E \geq 500V$ fácilmente, dependiendo de la constitución de la piel, etc.

Las potencias de estas cargas estáticas son muy bajas (mW)

Eso quiere decir, que TOCANDO UN MOSFET CON LOS DEDOS, este se DESTRUYE AL INSTANTE!

Por esta razón las conexiones de MOSFET están puenteadas con un Clip. Este Clip deberá ser desprendido con las máximas precauciones, después del montaje del MOS.

Características gráficas de un MOSFET:



CAP. XIV: CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES EN ALTAS FRECUENCIAS

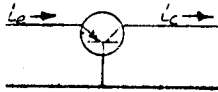
Las características del transistor (α ; β ; R_1 ; R_2 ; etc.) son reales en bajas frecuencias, y complejas en altas frecuencias.

entonces:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j f/f_a} ; |\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (f/f_a)^2}}$$

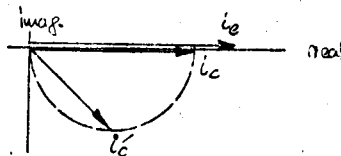
f_a = frecuencia límite de α
 α_0 = eficiencia del transistor en bajas frecuencias (por ejemplo 1KHz)

Cuando $f = f_a$; α se baja al valor $1/\sqrt{2}$



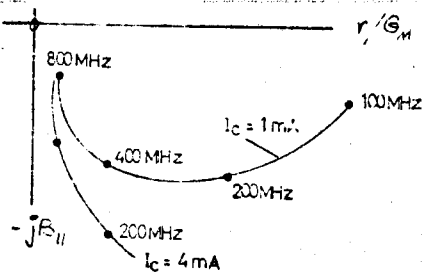
en el caso $f \rightarrow f_a$

$$|i_c'| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} e^{-j\pi/2} |i_e|$$

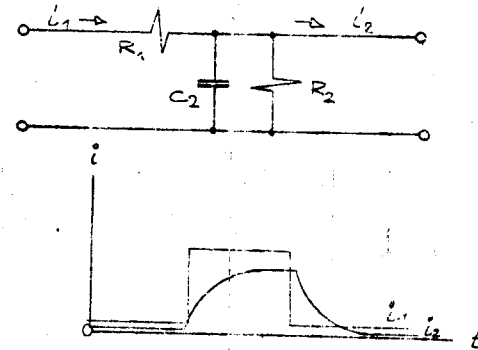


Conductividad de la entrada de un transistor de alta frecuencia.

$$Y_{11E} = G_{11E} + jB_{11E}$$



Así es que un pulso en la entrada, aparece en la salida, distorsionado y con una constante de tiempo.



$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{lim}}}$$

$$\omega_{lim} = 2\pi f_{lim} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

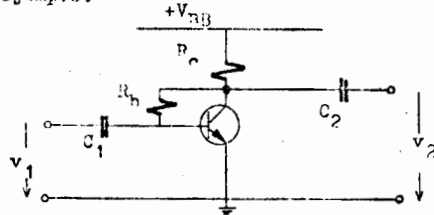
cap ω que

CAP. XV APLICACIONES

1.- Estabilizacion de I_{CQ} contra cambios de temperatura ΔT

El CAP. VI demuestra la gran influencia, que los cambios de temperatura ejercen sobre las características de un semiconductor.

A) Un circuito practico para compensar esta influencia seria por ejemplo:



Se trata de un sistema de "retroalimentacion negativa de corriente", el cual impide un cambio grande del punto de operacion. Si crece $I_C + I_C$ aumenta el potencial en $R_C \rightarrow V_{R_C} + \Delta V_{R_C}$ y así el voltaje de polarizacion para la

base disminuye: $V_{BE} = V_{BB} - V_{R_C}$

Con los 2 extremos: ($V_{BB} \geq 2V$)

1) $V_{BE} = 0V \rightarrow V_B = V_R$

el transistor no conduce, esta abierto!

2) $V_{BE} \geq 1V \rightarrow V_B = V_C$

el transistor conduce, esta cerrado!



Una gran desventaja de esta aplicacion es, que tambien la senal de la entrada va a ser retroalimentada, y así se reduce la ganancia del circuito a un valor minimo.

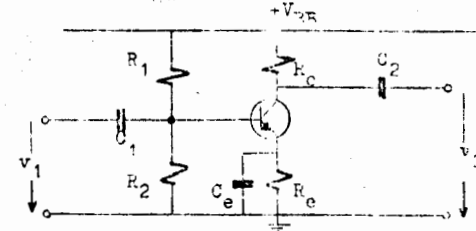
($a < 1$)

La corriente del colector en el punto de operacion se calcula en la forma que sigue:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - I_{BQ} R_B}{R_L}$$

Para encontrar graficamente el punto polarizado, se dibuja la linea de carga ($m = 1/R_C + R_B$) primero. Despues se calculan puntos diferentes de I_{CQ} y se une estos puntos con una linea. En el cruce de la linea de carga y la linea de I_{CQ} se encuentra el punto polarizado.

B) Un metodo mucho mas practico y el mas utilizado es: conectar una resistencia en el circuito del emisor en la forma siguiente:



Se supone que el voltaje de alimentacion es absolutamente constante ($+V_{BB} = \text{const.}$) e independiente de la carga.

El perfecto funcionamiento, y la constante de las características de cualquier circuito electronico depende de la constancia de su voltaje de alimentacion!!

Entonces, la base del transistor esta fijada en un potencial de "polarizacion" por la divisora $R_1 + R_2$ de voltaje.

El voltaje de polarizacion es:

$$V_{B+} = V_{BB} - I_R \cdot R_1 = V_{BB} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = \text{constant}$$

$$\text{con } I_R = \frac{V_{BB}}{R_1 + R_2}$$

y el voltaje del emisor del transistor es:

$$V_{E+} = V_{BB} - (I_C R_C + V_{CE}) = I_E R_E \approx I_C R_E$$

entonces:

$$+V_{BE} = V_{B\downarrow} - V_{E\downarrow}$$

para conductividad $V_{B\downarrow} > V_{E\downarrow}$

para no conductividad $V_{B\downarrow} \leq V_{E\downarrow}$

Así que:

$$V_{BB} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) - I_E \cdot R_E = V_{BE}$$

donde:

- a) $I_E = f(\text{cambio de temperatura } \Delta T) = I_E + \Delta I_E$
 b) V_{BE} debe ser positivo para un punto de operación real

Se nota otra vez la "retroalimentación negativa" de R_E la cual estabiliza el circuito contra cambios de temp.

$$+V_{BE} = \underbrace{V_{BB} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)}_{V_1 = \text{estable}} - \underbrace{I_E \cdot R_E}_{V_2 = f(T^{\circ}\text{C})}$$

Cada vez que I_E ($\sim I_C$) crece, el voltaje V_2 aumenta, y disminuye V_{BE} ($+V_{BE} \quad -\Delta V_{BE}$)

Para obtener una estabilidad buena de I_{CQ} contra $T^{\circ}\text{C}$ normalmente $V_{RE} \sim 0.2 V_{BB}$ en el punto de operación.

Naturalmente esta retroalimentación de R_E debe ser anulada para la señal (circuito A.C.) para obtener una ganancia alta, sin ser influido por R_E

Así diferenciamos 2 tipos de funciones en el mismo circuito:

- a) el circuito D.C. para estabilizar el punto de operación y la línea de carga (I_{BQ} ; I_{CQ} ; V_{BEQ})
 b) el circuito A.C. para utilizar la señal aplicada en la entrada linealmente (i_b ; i_c ; v_1 ; etc) La entrada y la salida normalmente están acopladas capacitivamente. Así se logra independizar el circuito D.C. de cada unidad, de la unidad próxima.

Es lógico que estos condensadores de acoplamiento fijen un límite de frecuencia de la señal hacia abajo. (ver CAP. XVI) Normalmente la reactancia $X_C = 1/\omega C$ debe ser muy pequeña.

Para evitar la retroalimentación de R_E para la señal, se puentea R_E con una capacidad suficientemente grande para que:

$$\frac{1}{\omega C_E} \ll R_E \quad \text{para } f_{\text{lim}} \text{ bajo}$$

C) Estabilización con termistores:

Otro método de estabilización del punto de operación contra cambios de temperatura, es utilizar los termistores. El termistor es una resistencia sensible al cambio de temperatura:

$$R = R_0 (1 + \alpha \Delta T^{\circ}\text{C})$$

El coeficiente de la temperatura de un termistor puede ser negativo o positivo. (La resistencia aumenta o disminuye con la temperatura).

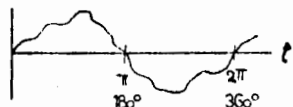
$$\alpha_R = \frac{\Delta R}{R \Delta T}$$

Este termistor se coloca en lugar de R_1 o R_2 (depende del coeficiente) y físicamente junto al 2° transistor. Así cambia el valor del divisor de voltaje, para polarizar la base, con la temperatura.

2.- PUNTOS DE OPERACION y metodos de polarizacion.

En la electronica diferenciamos normalmente 3 diferentes clases de circuitos amplificadores, las clases A, B y C.

Por ejemplo, el amplificador de Clase A, reproduce en su salida la señal de entrada en su totalidad.



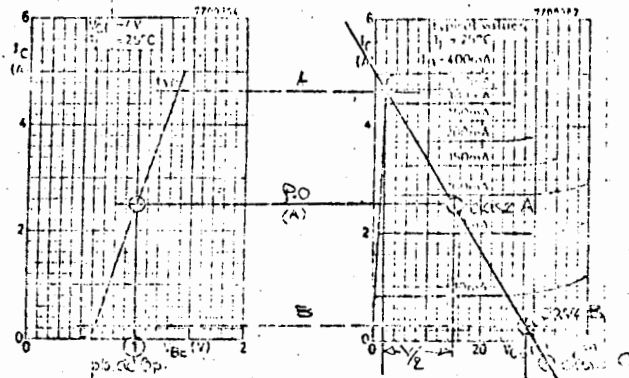
Es decir, su angulo de reproduccion $\lambda = 360^\circ$ /por periodo

El amplificador de la Clase B, reproduce $\lambda = 180^\circ$ de la señal de entrada, la mitad de un periodo.

El amplificador de la Clase C, reproduce menos que la mitad de su angulo $\lambda < 180^\circ$

Asi que para diferentes funciones, se necesita polarizar el amplificador en diferentes puntos de operacion.

Por ejemplo, para un amplificador emisor comun:



extremos A → falla la linealidad de $I_C = f(V_{CE})$

B → falla la linealidad de $I_C = f(V_{BE})$

Punto B = punto de operacion para clase B

línea de carga
 $m = 1/k_c + R_e$

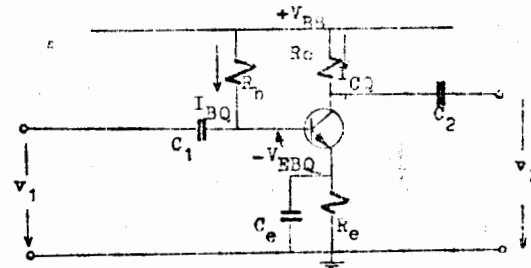
Naturalmente existen diferentes metodos para polarizar un circuito en su punto de operacion adecuado (P.O.)(Q). En todos los circuitos de A.C., los cuales tienen reactivancias, filtros etc., de acoplamiento entre un circuito y el proximo, cada unidad tiene su propia polarizacion (D.C.) de una manera u otra.

En todos los circuitos de D.C. (Es decir, su frecuencia limite baja, $f_{lim\ baja} = 0\ Hz.$), como por ejemplo todos los circuitos lin baja interrados lineales (amplificador operacional: amplificador diferencial, etc.) los cuales tienen acoplamientos galvanicos (resistencias, diodos Zener) entre una unidad y la proxima, existe nada mas una polarizacion en la entrada para polarizar todo el sistema en sus diversos puntos de operacion.

Es comprensible que estos circuitos deban ser mucho mas estables contra los cambios de temperatura, ya que una poca ΔT en funcion de ΔT en la entrada, se multiplica por toda la ganancia del sistema y aparece en la salida. Entonces sera muy dificil o imposible de distinguir que es señal a base de ΔT que es señal real!

Mientras los circuitos de A.C. estan desacoplados para señales D.C. y de este modo nada mas el cambio $I_{DQ} = f(\Delta T)$ de la ultima unidad del sistema aparece en la salida!

a) polarizacion para un transistor NPN:



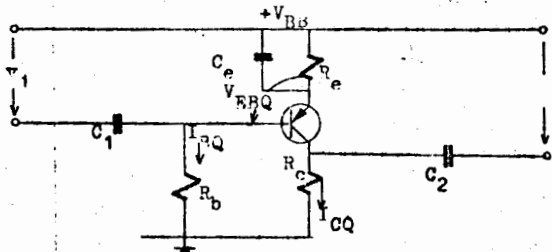
$$V_{BEQ} = V_{BB} - I_{BQ} \cdot R_B - \frac{I_{EQ} \cdot R_E}{\beta}$$

retroalimentacion de corriente.

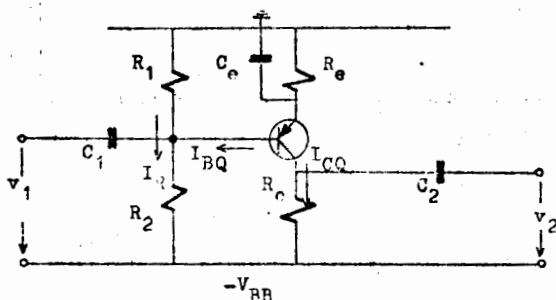
entonces:

$$R_B = \frac{V_{BB} - I_{EQ} R_E - V_{BEQ}}{I_{BQ}}$$

b) polarizacion para un transistor PNP:



c) polarizacion universal:



El voltaje se calcula con la divisora de Voltaje $R_1 + R_2$
 Para que la corriente que entre (NPN) o salga (PNP) de la base no tenga influencia sobre la polarizacion, la corriente que pase a traves de $R_1 + R_2$ debe ser mucho mayor que I_B

$$I_R \gg I_{BQ}$$

en la practica sera suficiente si $I_{12} \sim 10 \cdot I_B$

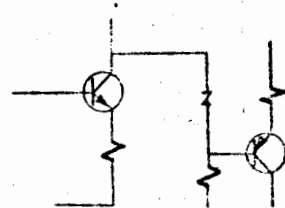
El aumentar la corriente I_{12} mas, quiere decir, bajar el valor de las resistencias R_1 y R_2 innecesariamente. Y como una de las resistencias divisoras es paralela a la resistencia de la entrada al transistor, bajaría mucho la resistencia de la entrada.

$$R_e = R_2 // R_p$$

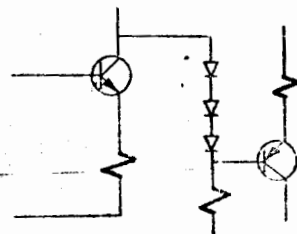
La aplicacion practica siempre exige despus una decision entre:

- 1) tener una resistencia baja de la entrada al circuito,
- o
- 2) tener una cierta influencia de la corriente I_B hacia la polarizacion

d) Polarizacion utilizada en circuitos de corriente directa:



Si existe una diferencia entre el voltaje de salida de un circuito, y el voltaje de polarizacion del proximo, (acoplados en d.c.) se puede producir este potencial con un diodo Zener



por ejemp.
 $V_Z = 2.1V$

En el caso que el potencial de diferencia deba ser menor que $3V (= V_{Zmin})$, se pueden utilizar diodos de Si en direccion CONDUCTIVA, por su $V_{DIF} \sim 0.7 V$

CAP. XVI Límites de la frecuencia para un amplificador

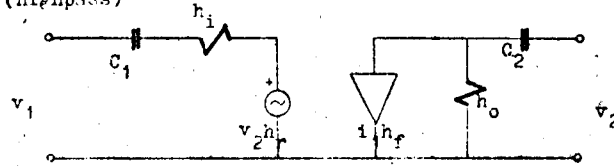
a) Frecuencia límite baja:

$$(f_{lim\ b} = f_0)$$

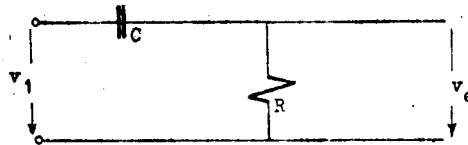
Como en el Cap. XV quedo mencionado, los condensadores de acoplamiento en entrada y salida, nada mas permiten pasar señales de corriente alterna, con una frecuencia límite.

Se trata de analizar la definición de esta frecuencia límite = f_0

Si se usa el circuito de equivalencia para el transistor, se llega a la conclusión de que es suficiente el analizar un simple circuito RC de "Paso Alto" (Highpass)



con $h_r \rightarrow 0$ resulta:



con v_1 = el voltaje en la entrada del circuito
 v_e = el voltaje en la entrada del transistor
 v_2 = el voltaje en la salida del circuito

con las definiciones: $C_1 = C_2$ $R_1 > R_2$ $C_E > C_1$

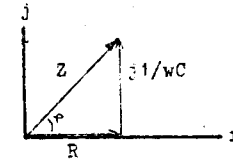
entonces:

$$v_2 = av_e = av_1 \frac{R}{R+1/j\omega C}$$

$$v_2 = \frac{v_1 \cdot a}{1-j/\omega CR} \quad \text{I}$$

Cuando las pérdidas de potencia están iguales en el condensador y en la resistencia:

$$\frac{1}{\omega_0 C} = R$$



entonces

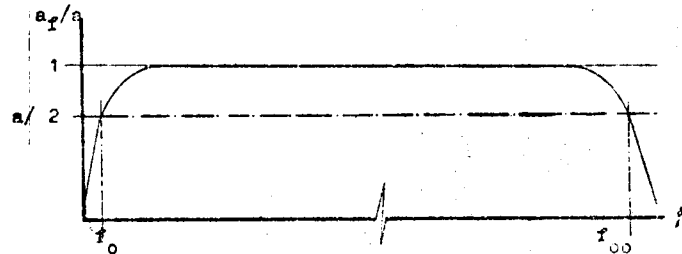
la ganancia del circuito se reduce al 70% de la ganancia máxima.

$$2\pi f_0 CR = 1 \quad \text{II}$$

$$a_f = \frac{a}{1-j f_0/f} = \frac{a}{\sqrt{1+(f_0/f)^2}} \quad \text{II en I}$$

cuando $f = f_0$

$$a_{f_0} = \frac{a}{\sqrt{2}}$$



Los condensadores C_1 y C_2 no se pueden hacer demasiado grandes por razones técnicas.

En las aplicaciones normales llegan a tener valores máximos aproximados de 10 μ fd

El condensador C_E normalmente es más grande que $C_1 (=C_2)$
Por eso su cálculo se reduce a una aproximación:

$$\text{para } f_o \rightarrow \frac{1}{\omega C_E} \leq \frac{R_E}{10}$$

b) Frecuencia límite alta:

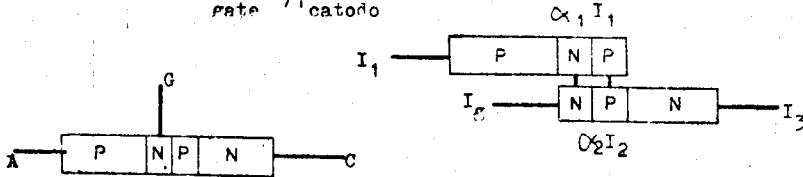
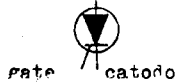
$$(f_{lim_a} = f_{oo})$$

El análisis para el límite de frecuencias hacia arriba, depende de las capacidades e inductancias interiores del transistor. Así que su cálculo exacto es más difícil y se reduce normalmente a un experimento. Si no hay problemas con el circuito, entonces $f_{oo} = f_{lim}$ del transistor.

CAP. XVIII

SCR-Rectificadores Controlados
(Silicon controlled rectifier)
anodo

Símbolo:



$$I_3 = \alpha_1 I_1 + \alpha_2 I_2$$

$$I_3 = I_G + I_1 = \frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} I_G$$

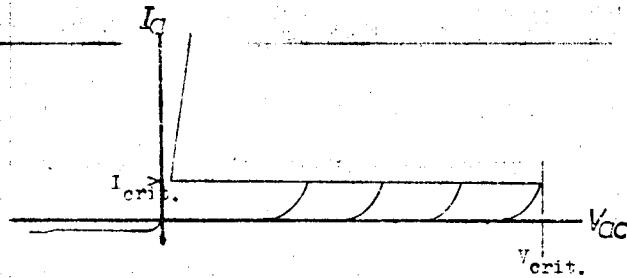
① ②

conduccion por ① o ②

entonces si $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$

la corriente $I_1 (= I_3)$ es muy grande y limitada por la resistencia interna del SCR aunque $I_G = 0$

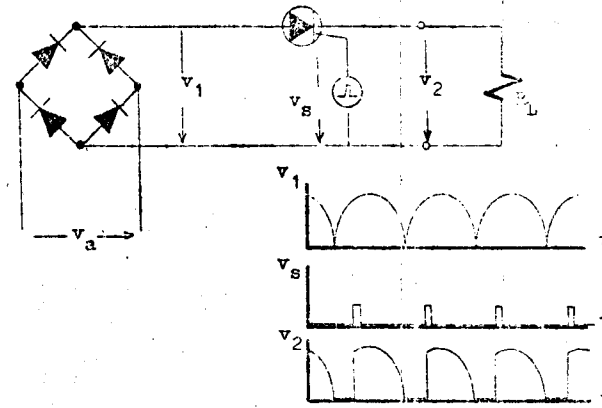
Características graficas de un SCR:



Se nota que existen 2 diferentes tipos de conduccion:
a) con ayuda de una corriente en el gate, (significa un voltaje Gate-Catodo)
b) llegando al voltaje critico = voltaje de ruptura para el SCR (significa sin corriente en el Gate)

Los SCR encuentran su aplicacion:

1.- Como reguladores de mucha potencia en circuitos de corriente alterna, sin perdidas de Joule. (Sistema de switcheo, regula I = 500A; V = 1 Kv)



2.- Como osciladores de diente de sierra de mucha potencia.

