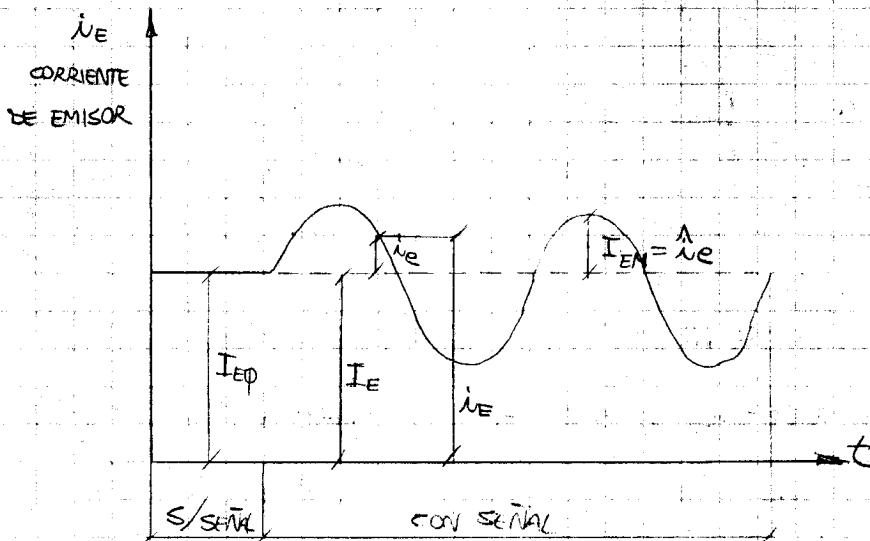


## ELECTRÓNICA APLICADA I



ALTERNA: MINÚSCULA  
CONTINUA: MAYÚSCULA

$i_e$  = VALOR INSTANTÁNEO DE LA CORRIENTE EN ALTERNA.

$$i_E = I_E + i_e$$

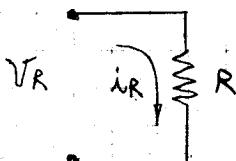
$I_e$  = VALOR EFICAZ

$V_{BE}$  ES LA DIFERENCIA DE TENSIÓN ENTRE LOS DOS PUNTOS.

$V_c$  ES LA DIFERENCIA DE TENSIÓN ENTRE EL PUNTO Y LA MASA.

$V_{CC}$ ,  $V_{BB}$  SON LAS FUENTES DE TENSIÓN QUE ALIMENTAN EL COLECTOR Y LA BASE.

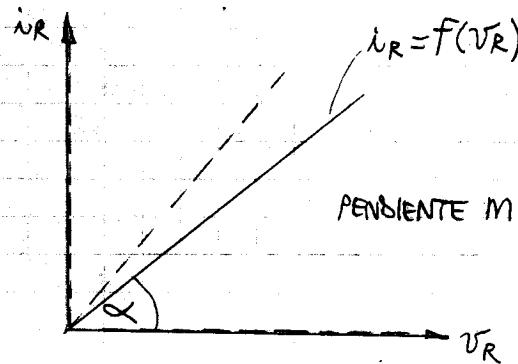
### ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS:



CADA COMPONENTE TIENE SU CURVA CARACTERÍSTICA QUE LA REPRESENTA.

EN UN DIAGRAMA CARTESIANO, LA ORDENADA ES LA CORRIENTE, Y EN LA ABSISA EL VOLTaje

FUNCIÓN QUE ME  
REPRESENTA LA  
RESISTENCIA



$$M = \frac{1}{R} = T6 \propto$$

CUANDO HAY MAYOR PENDIENTE, ES MENOR LA RESISTENCIA.

SI LA PENDIENTE ES VERTICAL, LA RESISTENCIA ES CERO Y HAY CORTOCIRCUITO.

SI LA PENDIENTE ES HORIZONTAL, LA RESISTENCIA ES INFINITA Y NO PASA CORRIENTE (CIRCUITO ABIERTO).

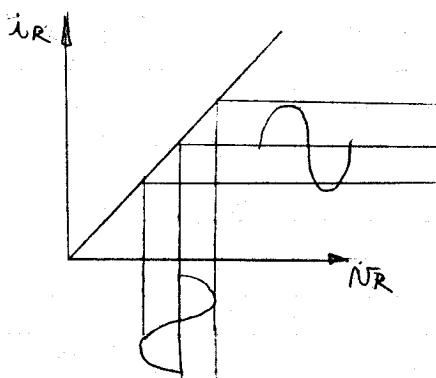
$$y = MX$$

$$i_R = \frac{1}{R} V_R$$

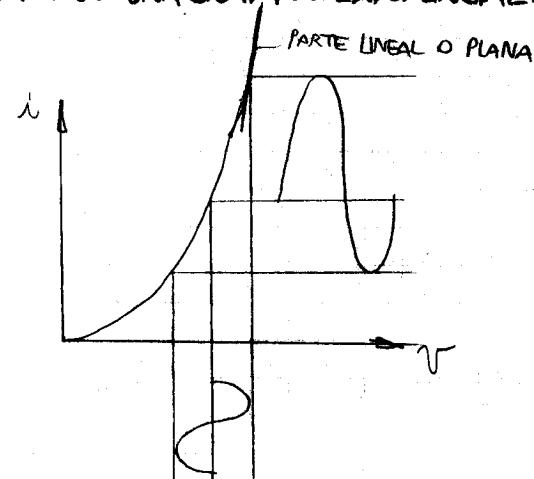
LEY DE OHMS

LA RESISTENCIA ES UN ELEMENTO LINEAL POR SU GRÁFICA.

EL DIODO ES UN ELEMENTO NO LINEAL, SU GRÁFICA ES UNA GRÁFICA EXPONENCIAL.



LINEAL (NO HAY DISTORSIÓN)



CURVA (SI HAY DISTORSIÓN)

PARA LOS AMPLIFICADORES LINEALES, POLARIZO AL DIODO EN LA PARTE PLANA DE LA FUNCIÓN EXPONENCIAL, PARA QUE NO HAYA DISTORSIÓN.

## TIPOS DE DIODOS:

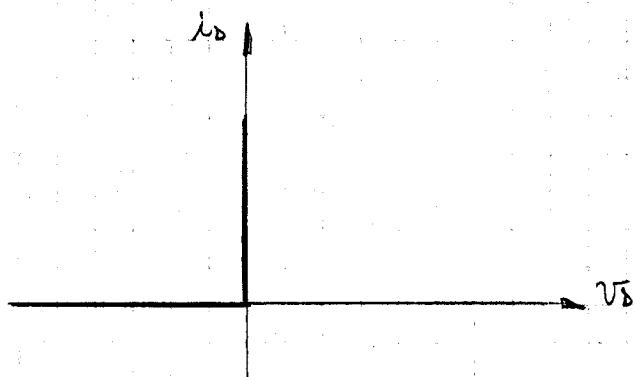
DIODO DE VACIO, DIODO DE GAS, DIODOS SEMICONDUCTORES, DIODOS ZENER, DIODO TUNELER

## TÉCNICAS DE GRÁFICAS:

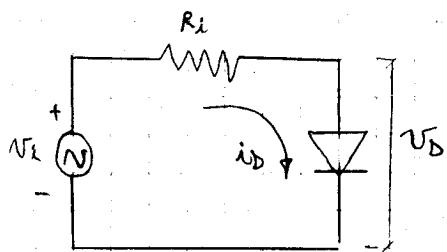
- RECTA DE CARGA DE C.C.

- RECTA DE CARGA DE C.A.

## CURVA CARACTERÍSTICA DE UN DIODO IDEAL:



PARA  $v_D = 0$  EL DIODO SE COMPORTA COMO UN CORTOCIRCUITO.



$$v_i > 0 \longrightarrow i_d > 0 \longrightarrow v_d = 0$$

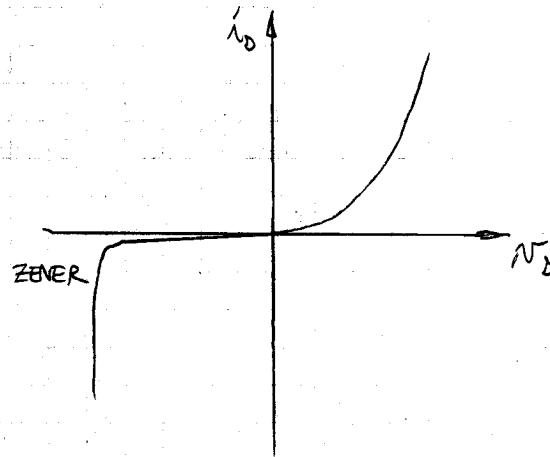
$$v_i \leq 0 \longrightarrow i_d = 0 \longrightarrow v_d = v_i$$

EL DIODO SE COMPORTA COMO UNA LLAVE INTERRUPTORA (DIODO IDEAL).

CUANDO UN DIODO ESTÁ POLARIZADO DIRECTAMENTE, UN PEQUEÑO INCREMENTO DE VOLTAJE PRODUCE UN GRAN INCREMENTO DE CORRIENTE.

CUANDO LA POLARIZACIÓN ES INVERSA, EN EL DIODO IDEAL NO HAY CORRIENTE, Y EN EL DIODO REAL HAY UNA CORRIENTE MUY PEQUEÑA.

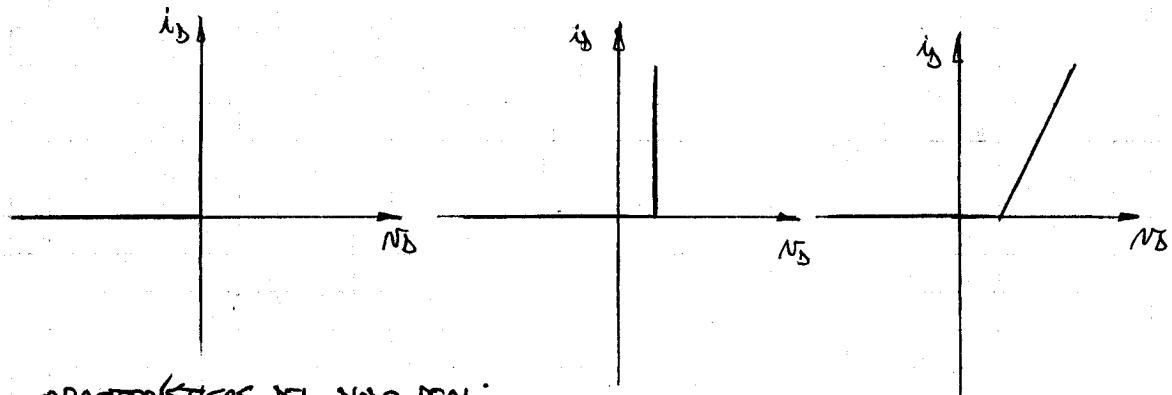
EN LA REGION DONDE EL DIODO ENTRA EN AVALANCHA, SE DENOMINA ZENER.



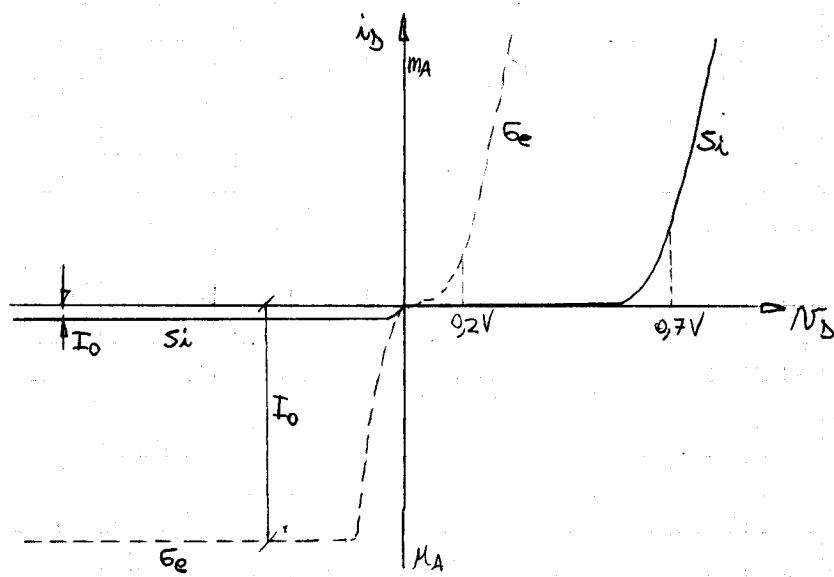
EL VOLTAJE INVERSO AGUANTA HASTA EL VOLTAJE DE RUPTURA EN QUE LA CORRIENTE AUMENTA MUCHO, LLAMÁNDOSE CORRIENTE DE AVALANCHA (REGION ZENER).

EL DIODO ZENER AGUANTA AÚN EN ESA REGION POR LO POCO SE LO UTILIZA COMO ESTABILIZADOR DE LA TENSIÓN.

### IDEALIZACIONES DEL DIODO:



### CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL DIODO REAL:



## EQUACIÓN DEL DIODO REAL:

$$i_d = I_0 \left( e^{\frac{N_D}{m.k.T}} - 1 \right)$$

$m = \text{CONSTANTE ENTRE } 1 < m < 2$

$K = \text{CONSTANTE DE BOLTZMANN. } (1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K})$

$q = \text{CARGA DEL ELECTRÓN } (1,6 \times 10^{-19} \text{ C})$

PARA  $\begin{cases} m=1 \\ T = 300^\circ\text{K} (27^\circ\text{C}) \end{cases} \Rightarrow \frac{m.k.T}{q} = 25 \text{ mV}$

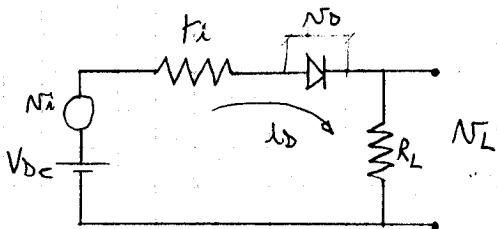
$N_D < 0$

$$|N_D| \gg \frac{m.k.T}{q} \Rightarrow i_d \approx -I_0$$

$N_D > 0$

$$|N_D| \gg \frac{m.k.T}{q} \Rightarrow i_d \approx I_0 \cdot e^{\frac{N_D}{m.k.T}}$$

## RECTA DE CARGA DEL DIODO: (REAL)

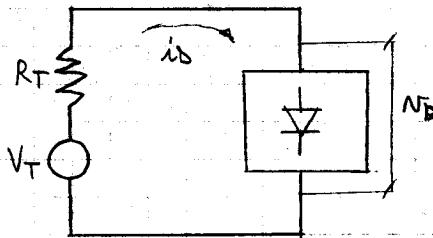


TENEMOS QUE CALCULAR  $N_D$  E.  $i_d$ .

## T. DE THEVENIN:

TODO CIRCUITO LINEAL PUEDE SER SUSTITUIDO O REEMPLAZADO ENTRE DOS PUNTOS POR UNA FUENTE DE TENSIÓN EN SERIE CON UNA RESISTENCIA.

A LOS BORNES DEL ELEMENTO NO LINEAL CONECTAMOS LA FUENTE Y RESISTENCIA DE THEVENIN.



$$V_T = V_{DC} + N_i$$

$$R_T = R_i + R_L$$

LA PARTE DONDE SE INTERSECTAN LAS DOS CURVAS (EXPONENCIAL Y LINEAL) ES LA SOLUCIÓN (ES LA ZONA O PUNTO DE FUNCIONAMIENTO DEL DIODO).

USAMOS UN MÉTODO GRÁFICO. EL ANÁLISIS GRÁFICO SE BASA EN DOS CONDICIONES:

1- EL COMPORTAMIENTO DEL DIODO ESTÁ COMPLETAMENTE DETERMINADO A BAJAS FRECUENCIAS POR SU CURVA CARACTERÍSTICA, EN FUNCIÓN DE  $i_D - V_D$ .

2- PUEDES LOS DEMÁS ELEMENTOS AL SER LINEALES PUEDEN SER REEMPLAZADOS POR SU EQUIVALENTE DE THEVENIN VISTO DESDE LOS TERMINALES DEL NODO.

$$\text{EC. (ELEMENTO NO LINEAL)} \rightarrow i_D = f(N_D)$$

$$\text{EC. LINEAL (EQ. DE THEVENIN)} \rightarrow N_D = V_T - i_D \cdot R_T$$

$$i_D = -\frac{N_D}{R_T} + \frac{V_T}{R_T}$$

$$\text{ORDENADA AL ORIGEN: } \frac{V_T}{R_T} \text{ Y LA PENDIENTE: } -\frac{1}{R_T}$$

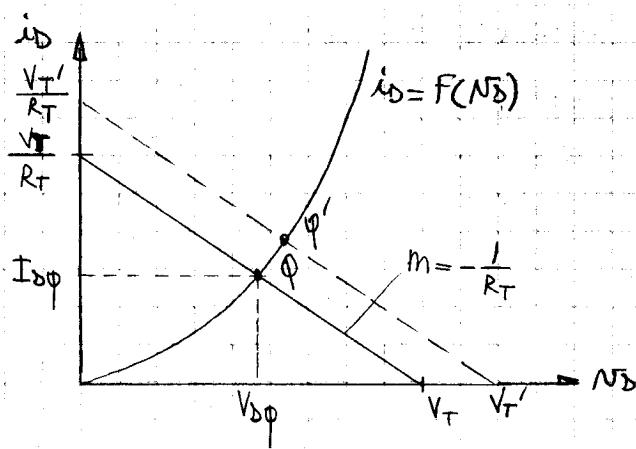
LA SOLUCIÓN (LLAMADO PUNTO P) ES LA INTERSECCIÓN DE AMBAS CURVAS.

LA CARACTERÍSTICA RECTA DEL CIRCUITO THEVENIN ES LLAMADA RECTA DE CARGA DE CONTINUA.

### CIRCUITO CON C. CONTINUA:

$$V_T = V_{DC}$$

NECESITAMOS UNA CORRIENTE CONTINUA (SUSTENTO), PARA QUE NO RECORTE LA SEÑAL.



$$\text{SI } i_D = 0$$

$$N\delta = V_T$$

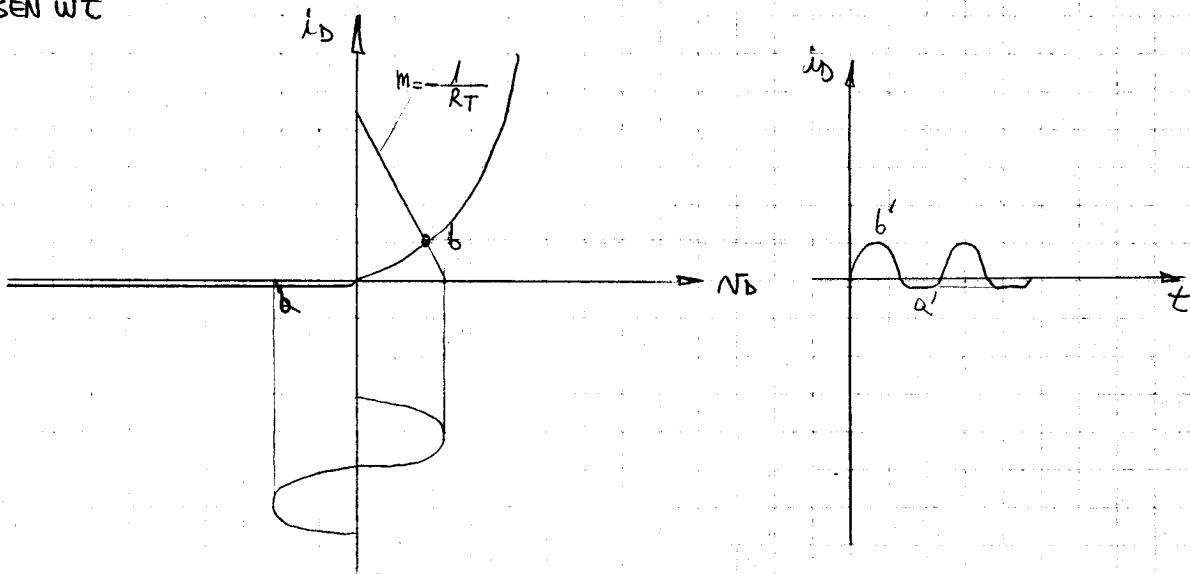
$$\text{SI } N\delta = 0$$

$$i_D = \frac{V_T}{Rt}$$

ME CONVIENE QUE EL PUNTO  $\phi$  SE ENCUENTRE EN LA PARTE LINEAL, PARA QUE CUANDO PONGAMOS UNA CORRIENTE ALTERNA NO SUFRA DEFORMACIONES; ENTONCES CUANDO HAYAN SENOS UNA CORRIENTE ALTERNA SALDRÁ TIEMBLEN ALTERNA

CIRCUITO CON C. ALTERNA:

$$N\delta = V_{lm} \cdot \operatorname{sen} \omega t$$

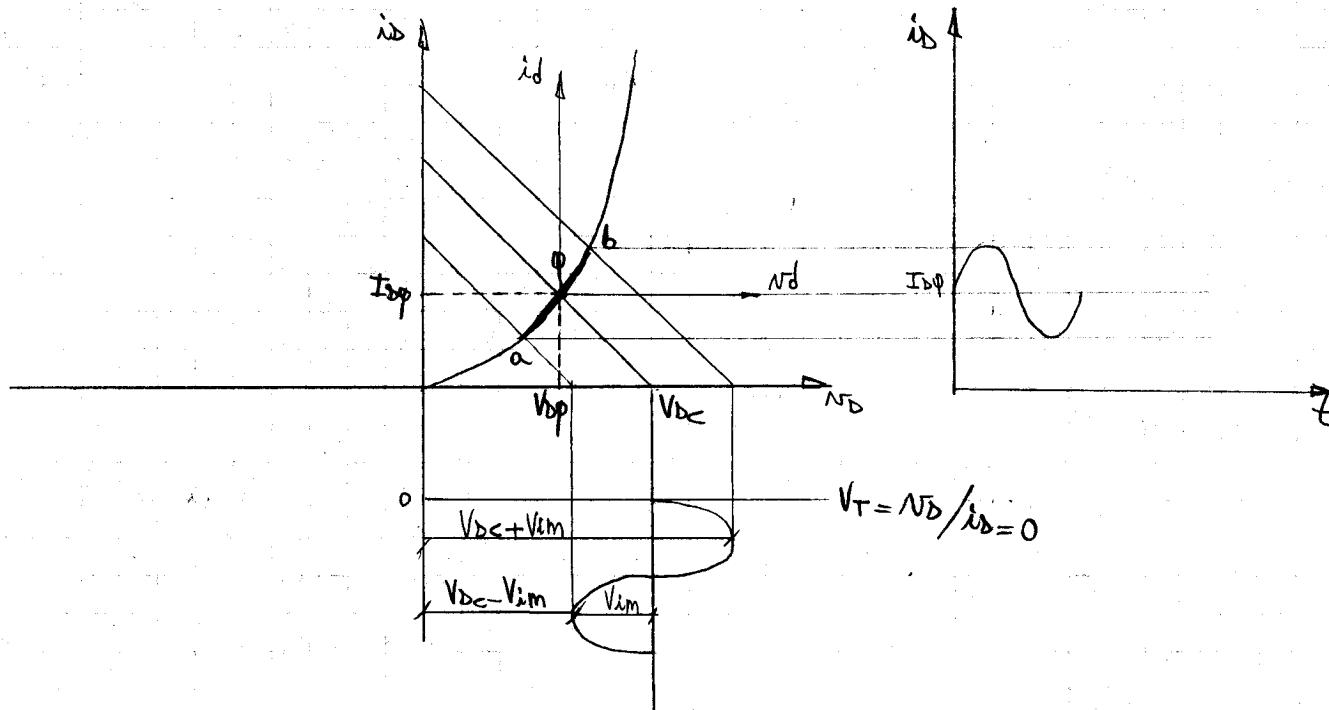


RECORTA LA ONDA ALTERNA PORQUE NO TIENE CONTINUA (HAY DEFORMACIÓN).  
LA POLARIZACIÓN CON ALTERNA PURA RECORTA LA CORRIENTE.

## CIRCUITO CON C.C. Y C.A./ANÁLISIS DE SEÑAL DÉBIL, CONCEPTO DE RESISTENCIA DÍNAMICA

LA SEÑAL ES DÉBIL CUANDO LA VARIACIÓN ALCO ALCO DE LA SEÑAL ES UNA FUNCIÓN MUY PEQUEÑA DE LA COMPONENTE CONTINUA.

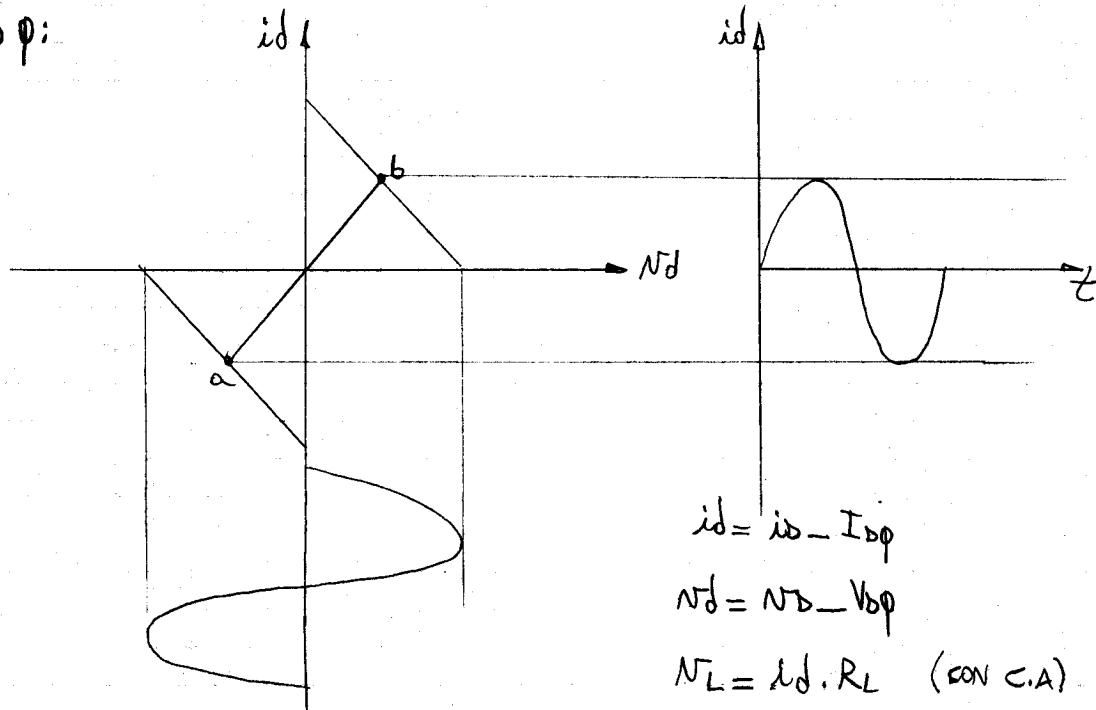
$$V_T = V_{DC} + N_i$$



$$V_T = N_D / i_D = 0$$

EN LA ZONA A-B, EL DIODO SE COMPORTA LINEALMENTE, COMO UNA RESISTENCIA.

AMPLIACIÓN DEL PUNTO Q:



$$i_D = i_D - I_{DQ}$$

$$N_D = N_D - V_{DQ}$$

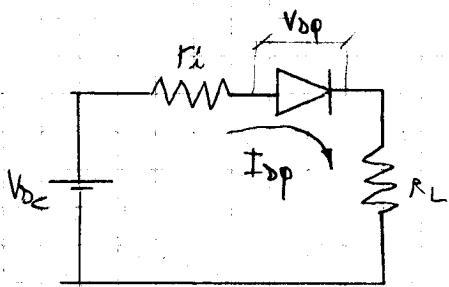
$$N_L = i_D \cdot R_L \quad (\text{CON C.A.})$$

$$N_L = i_D \cdot R_L \quad (\text{CON C.C.Y C.C.})$$

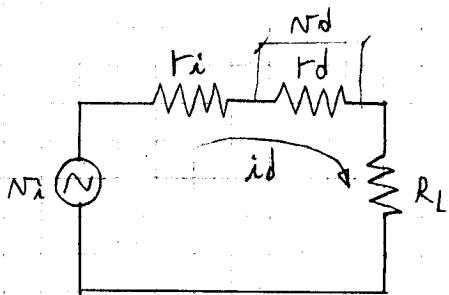
LA RESISTENCIA DINAMICA  $r_d$  ES LA INVERSA DE LA PENDIENTE DE LA CARACTERÍSTICA DEL DIODO EN EL PUNTO  $\varphi$ .

EL CIRCUITO PRINCIPAL PUEDE DESDIBLARSE EN UNO PARA CONTINUA Y OTRO PARA ALTERNA.

PARA C.C.



PARA C.A.



PONEMOS AL DIODO

COMO UNA RESISTENCIA

LA JUSTIFICACIÓN ANALÍTICA DE DICHO DESDIBLAMIENTO SE BASA EN EL DESARROLLO DE SERIE DE TAYLOR DE LA CARACTERÍSTICA DEL DIODO EN EL PUNTO  $\varphi$ .

$$i_D = f(N_D)$$

$$i_D = I_{DOP} + i_d$$

$$N_D = V_{DOP} + N_d$$

$$\begin{aligned} |i_d| &<< |I_{DOP}| \\ \text{SEÑALES} &\Rightarrow |N_d| << V_{DOP} \end{aligned}$$

POR SERIE DE TAYLOR, y CONOCIENDO  $f(x)$  SE PUEDE HALLAR QUE:

$$f(x + \Delta x) = f(x) + \Delta x \cdot f'(x) + \text{TERM. DE ORDEN SUPERIOR.}$$

$$x = V_{DOP} \quad (\text{CONTINUA})$$

$$\Delta x = N_d \quad (\text{ALTERNA})$$

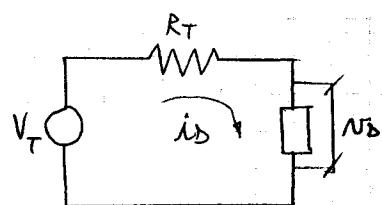
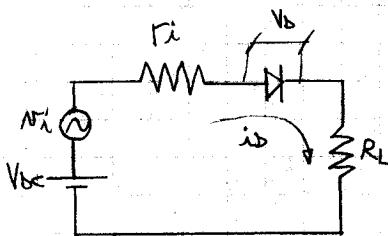
SI DESPRECIAMOS LOS TERMINOS DE ORDEN SUPERIOR:

$$i_d = I_{DQ} + i_d = f(V_{DQ} + N_d) = f(V_{DQ}) + N_d \cdot \frac{dis}{dis} \Big|_q$$

$$I_{DQ} = f(V_{DQ})$$

$$i_d = N_d \cdot \frac{dis}{dis} \Big|_q$$

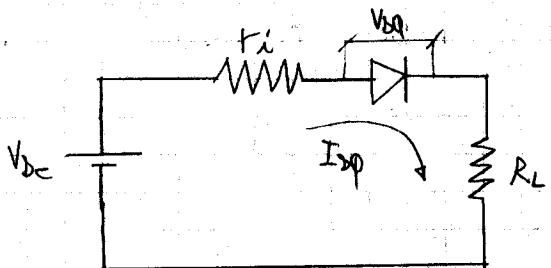
$$\frac{N_d}{i_d} = \frac{1}{\frac{dis}{dis}} \Big|_q = r_d$$



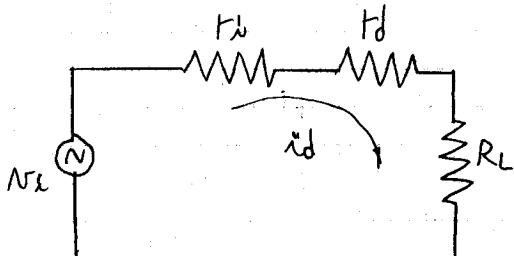
$$V_T = N_d + i_d \cdot R_T$$

$$R_T = r_i + R_L$$

$$V_T = V_{DC} + N_i = V_{DQ} + N_d + I_{DQ} \cdot R_T + i_d \cdot R_T$$



$$V_{DC} = V_{DQ} + I_{DQ} (R_i + R_L)$$



$$N_i = i_d \cdot R_d + i_d (r_i + R_L)$$

$$N_i = i_d (R_d + r_i + R_L)$$

SE CONSIDERA AL DIODO COMO LINEAL YA QUE SE USAN SEÑALES DEBILES, Y PUESE TRABAJAR EN LA PARTE PLANA DE LA CURVA.

## DETERMINACIÓN DE LA RESISTENCIA DÍNAMICA:

$$i_d = I_o \left( e^{\frac{V_d}{mKT}} - 1 \right) \approx I_o \cdot e^{\frac{V_d}{mKT}}$$

$$\frac{di_d}{dV_d} = \frac{q}{mKT} \cdot I_o \cdot e^{\frac{qV_d}{mKT}} = \frac{q}{mKT} \cdot I_{Dp}$$

$$r_d = \left. \frac{dV_d}{di_d} \right|_0 = \frac{mKT}{q} \approx m \cdot \frac{25mV}{I_{Dp}}$$

EJ:  $m=1$   $T=300^{\circ}\text{K}$   $I_{Dp}=1\text{mA}$

$$r_d = \frac{25mV}{1\text{mA}} = 25\Omega \quad (\text{PENDIENTE RECTA DE LA CURVA})$$

$$I_{Dp} = 1\text{A}$$

$$r_d = \frac{25mV}{1\text{A}} = 25\text{m}\Omega$$

$$I_{Dp} = 1\text{MA}$$

$$r_d = \frac{25mV}{1\text{MA}} = 25\text{k}\Omega$$

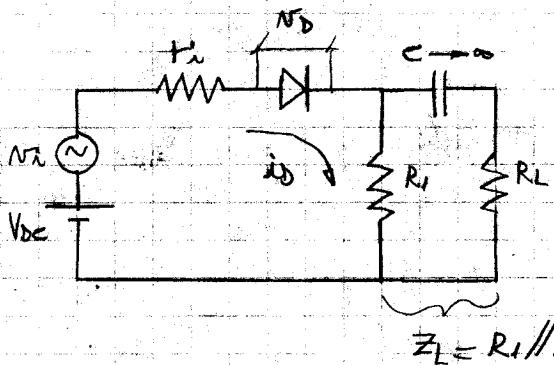
LA VALIDEZ QUE TIENE ESTE CALCULO SE DA SIEMPRE QUE EL TRAMO CONSIDERADO DE LA CURVA CARACT. DEL DIODO SEA RECTO, OSEA SIN DISTORSIÓN.

PODEMOS CALCULAR EL VOLTaje Y LA CORRIENTE DEL DIODO COMO:

$$i_d = I_{Dp} + i_d = \frac{V_{dc} - V_{Dp}}{R_i + R_L} + \frac{V_m}{r_d + R_i + R_L} \cdot \sin \omega t$$

$$N_L = i_d \cdot R_L$$

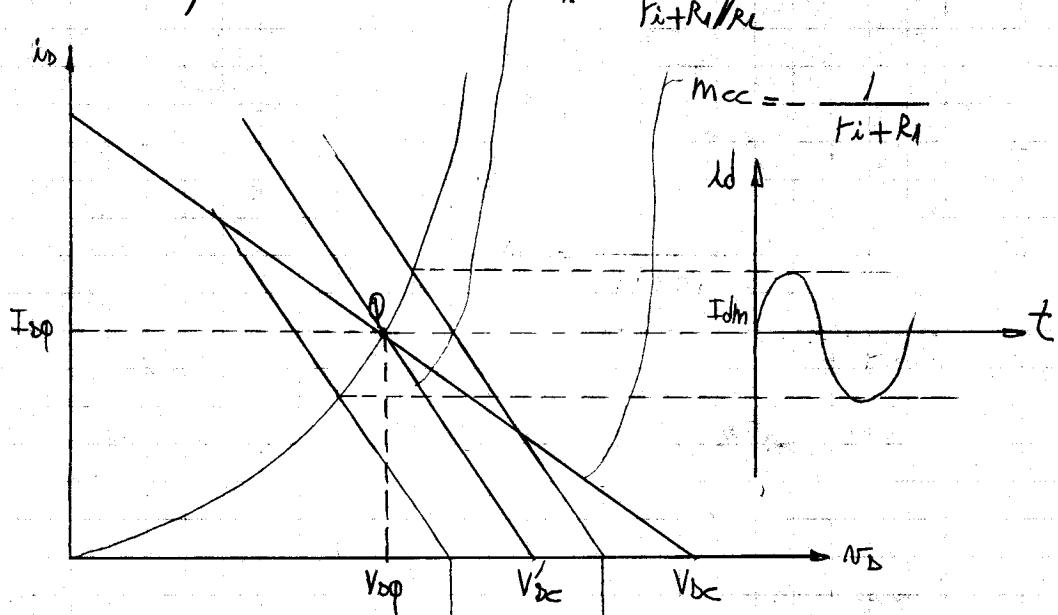
## CIRCUITO CON ELEMENTO REACTIVO:



LA CORRIENTE ANTENA PASARÁ POR LAS RESISTENCIAS  $R_1$ ,  $R_L$  Y  $R_L$ , EN CANTO  
PARA CONTINUAR PASARÁ POR  $R_1$  Y  $R_L$ .

$$M_{cc} = -\frac{1}{R_1 + R_L // R_L}$$

$$M_{cc} = -\frac{1}{R_1 + R_L}$$

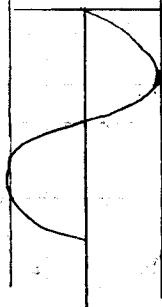


$V'_{dc}$  = VALOR HIPOTÉTICO QUE TENDRÍA DE TENER

$Vdc$  SI LA CORRIENTE  $I_{sop}$  CIRCULARA POR  
EL PARALELO  $R_1 - R_L$

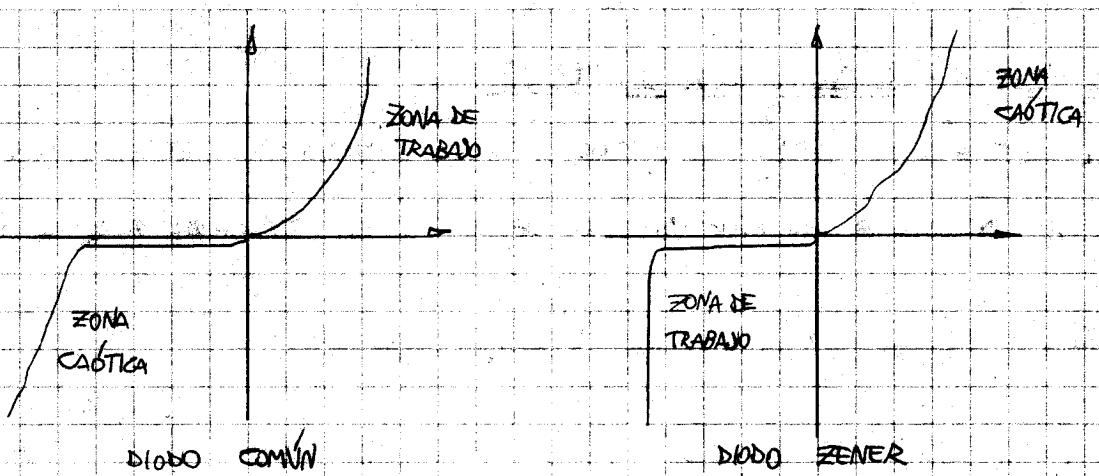
$$V_T = N_D / i_{sop} = 0$$

$$N_D = V_{im} \cdot \sin \omega t$$

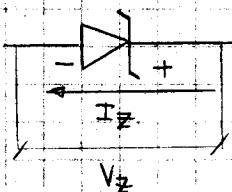


### Diodo Zener:

ES UN DISPOSITIVO CUYA CARACTÉRISTICA PRINCIPAL ES ESTABILIZAR LA TENSIÓN, TRA-  
BASA EN LA ZONA INVERSA, EN LA REGIÓN DE AVALANCHA.

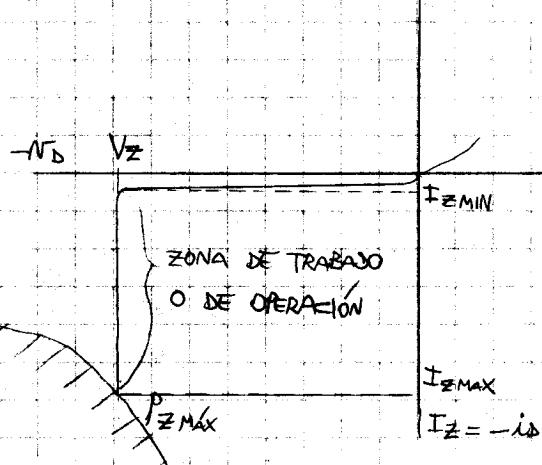


EL SÍMBOLO DEL ZENER ES:

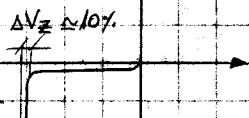


(Polarización INVERSA)

ZENER IDEAL:



ZENER REAL:



SI TENEMOS UNA RECTA HORIZONTAL LA RESISTENCIA ES INFINITA, PARA UNA RECTA VERTICAL LA RESISTENCIA ES IGUAL A CERO.

LOS DATOS PARA COMPRAR UN DIODO ZENER SON  $V_Z$  Y  $P_{ZMAX}$

$$P_{ZMAX} = V_Z \cdot I_{ZMAX}$$

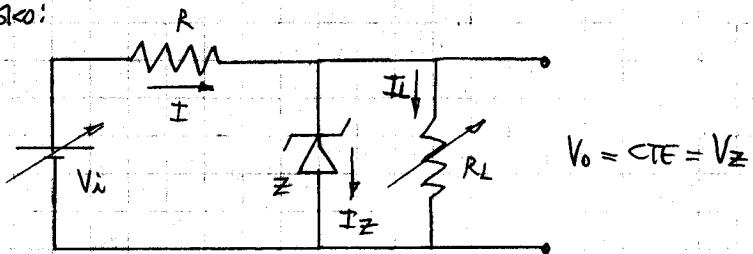
$$I_{ZMAX} = \frac{P_{ZMAX}}{V_Z}$$

EL VALOR DE  $I_{ZMIN}$  ESTÁ ENTRE EL 5 Y 10% DEL  $I_{ZMAX}$ .

### CIRCUITO BÁSICO DE ESTABILIZADOR DE TENSIÓN:

$V_i$  ES EL VOLTAJE A LA SALIDA DEL FILTRO, Y A LA ENTRADA DEL ESTABILIZADOR. PUEDE SER VARIABLE DEBIDO A LAS FLUCTUACIONES, DEBIDO A LA CORRIENTE ALTERNA ORIGINAL.

ESTABILIZADOR BÁSICO:



DEBE CONSIDERAR EL VOLTAJE DE SALIDA CON EL VOLTAJE DE ZENER.

DATOS

$$\left\{ \begin{array}{l} V_z = V_0 \\ P_{Z MAX} \\ I_{Z MIN} \\ V_{i MIN} < V_i < V_{i MAX} \\ I_{L MIN} < I_L < I_{L MAX} \\ R_{L MAX} \gg R_L > R_{L MIN} \end{array} \right.$$

$$I_{L MAX} = \frac{V_0}{R_{L MIN}}$$

$$I_{L MIN} = \frac{V_0}{R_{L MAX}}$$

DEBEMOS CALCULAR EL VALOR DE  $R$  PARA QUE EL ZENER TRABAJE EN LA ZONA DE OPERACIÓN (TIENEMOS UNA RESISTENCIA MÁXIMA Y UNA MÍNIMA).

POR KIRCHHOFF:

$$I = I_z + I_L$$

$$I = \frac{V_i - V_z}{R}$$

DESPEJANDO:

$$I_Z = I - I_L$$

$$I_Z = \frac{V_L - V_Z}{R} - I_L$$

$$I_{Z\text{MAX}} = \frac{V_{L\text{MAX}} - V_Z}{R_{\text{MIN}}} - I_{L\text{MIN}}$$

$$R_{\text{MIN}} = \frac{V_{L\text{MIN}} - V_Z}{I_{Z\text{MAX}} + I_{L\text{MIN}}}$$

SI PONEMOS UNA RESISTENCIA MÁS CHICA QUE  $R_{\text{MIN}}$ , COMO EN EL SEGUNDO MIEMBRO EL DENOMINADOR DEBE SER MAYOR, AUMENTA  $I_{Z\text{MAX}}$  Y SE PUEDE EL ZENER.

$$R_{\text{MAX}} = \frac{V_{L\text{MIN}} - V_Z}{I_{Z\text{MIN}} - I_{L\text{MAX}}}$$

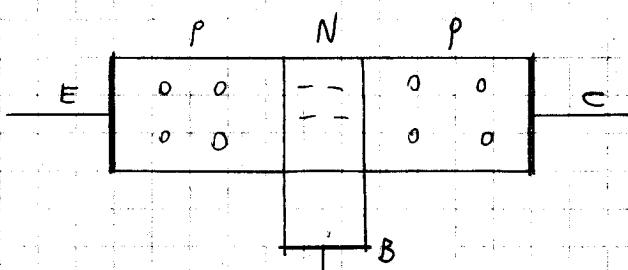
PARA HACER TRABAJAR EL DIODO AL MEDIO DE LA ZONA, SACAMOS EL PROMEDIO:

$$R = \frac{R_{\text{MAX}} + R_{\text{MIN}}}{2}$$

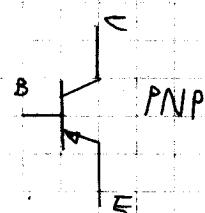
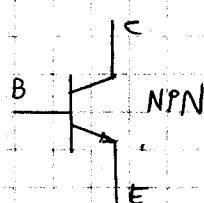
### EL TRANSISTOR DE UNIÓN:

CONSISTE EN LA YUNTAPOSICIÓN DE DOS UNIONES PNP BÁSICAS.

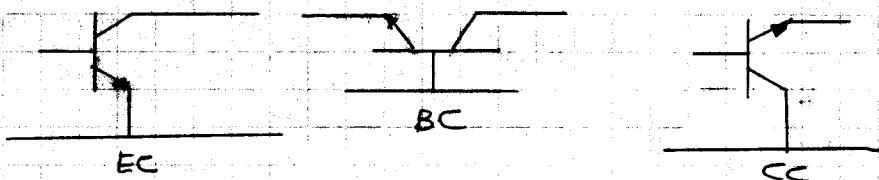
BÁSICAMENTE SE COMPORTA COMO UN AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.



Hay DOS TIPOS DE TRANSISTORES PNP y NPN



A UN MISMO TRANSISTOR LO PODEMOS CONECTAR DE TRES FORMAS DIFERENTES:

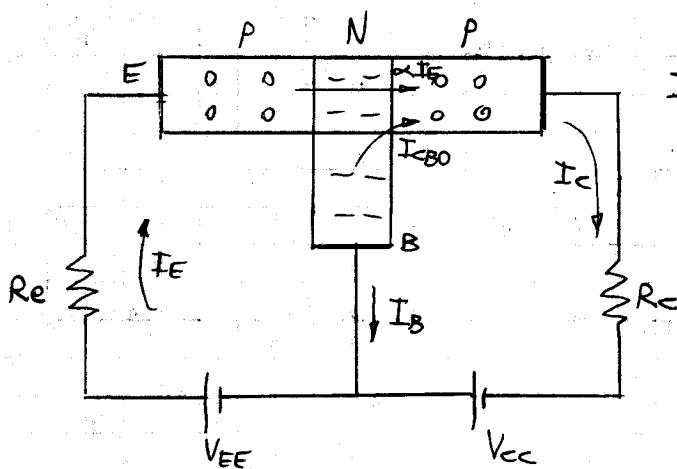


CON CORRIENTE CONTINUA SE POLARIZAN LOS TRANSISTORES.

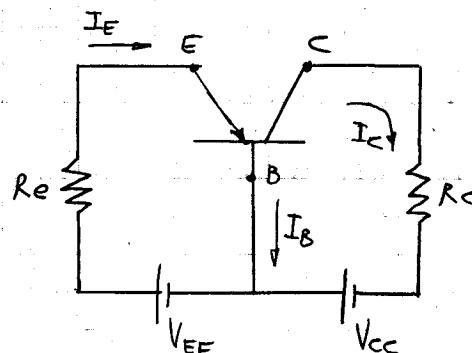
LA ENTRADA DEBE SER POLARIZACIÓN DIRECTA, Y LA SALIDA POLARIZACIÓN INVERSA.

BASE COMUN (PNP):

$\alpha = \text{DEPENDE DE LA CONSTRUCCIÓN}$   
 $\text{ES } < 1$



$I_{CBO} = \text{CORRIENTE DEBIIDA A LOS PORTADORES MINORITARIOS}$



$$I_C = \alpha \cdot I_E$$

$$I_{CBO} = I_C \Big|_{I_E=0}$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} \quad (1)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (2)$$

$I_E$  ES LA MAYOR CORRIENTE,  $I_C$  ES UN POCO MENOR, Y  
 $I_B$  ES MUY PEQUEÑA.

DESPEDANDO Y REEMPLAZANDO:

$$I_B = I_E - I_C$$

$$I_B = I_E - \alpha I_E - I_{CBO} = (1-\alpha) I_E - I_{CBO}$$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha}$$

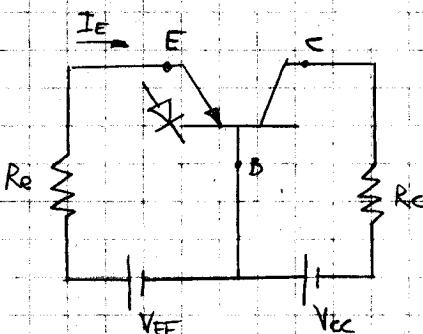
$$I_B = (1-\alpha) \left( \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \right) - I_{CBO}$$

$$= \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_C - \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_{CBO} - I_{CBO}$$

$$= \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_C - I_{CBO} \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} + 1 \right) = \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_C - \left( \frac{1-\alpha+\alpha}{\alpha} \right) I_{CBO}$$

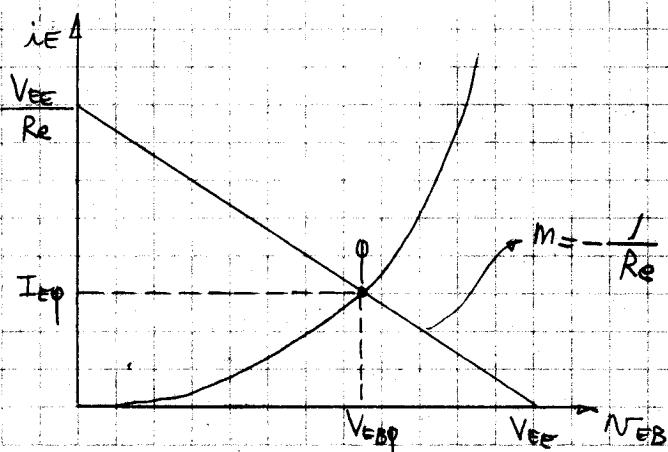
$$I_B = \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_C - \frac{I_{CBO}}{\alpha} \quad (3)$$

UNION EMISOR-BASE (ENTRADA):

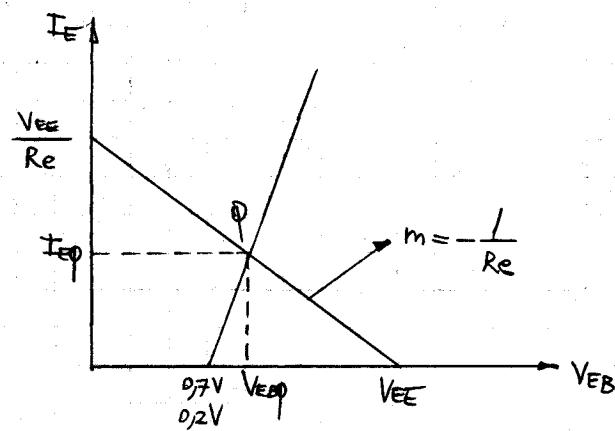
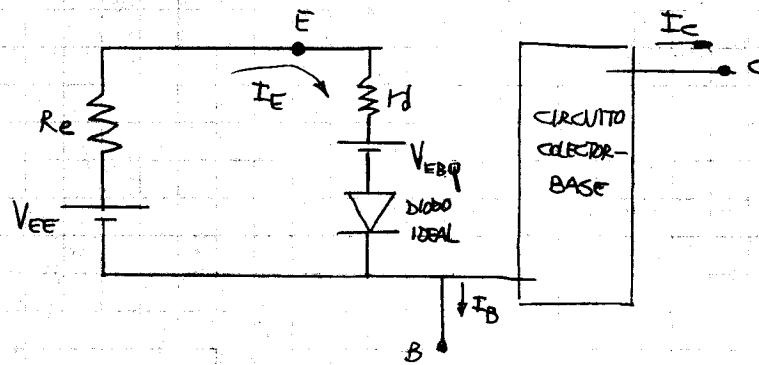


ESTA UNION ES IGUAL A UN DIODO.

$$I_{EP} = \frac{V_{EE} - V_{EB0}}{R_E}$$

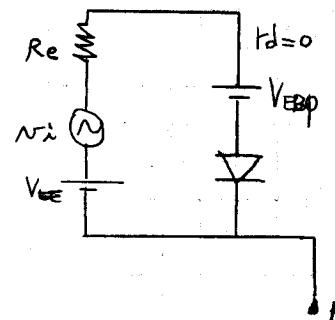
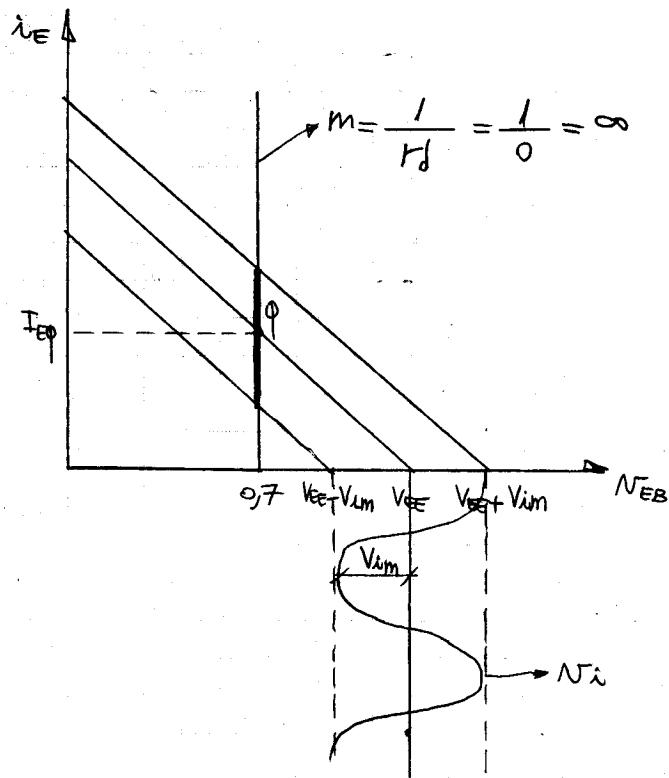


## MODELO LINEAL DE ENTRADA DEL TRANSISTOR:



SI LE AGREGAMOS UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN ALTERNA, Y CONSIDERAMOS  $R_d=0$ :

$$N\dot{i} = V_{im} \cdot \cos \omega t$$



$$(V_{EE} - V_{Im}) > V_{EBQ}$$

(o  $\neq V$ )

$$i_E = I_{Ep} + i_e$$

$$i_E = \frac{V_{EE} + V_{Im} \cos \omega t - V_{EBQ}}{R_E}$$

$$I_{Ep} = \frac{V_{EE} - V_{EBQ}}{R_E}$$

$$i_e = \frac{V_{Im} \cos \omega t}{R_E}$$

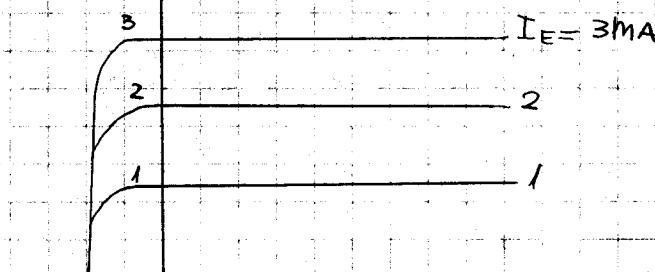
condición:  $(V_{EE} - V_{Im}) > V_{EBQ}$

$$r_d \ll R_E$$

$$(r_d \rightarrow 0)$$

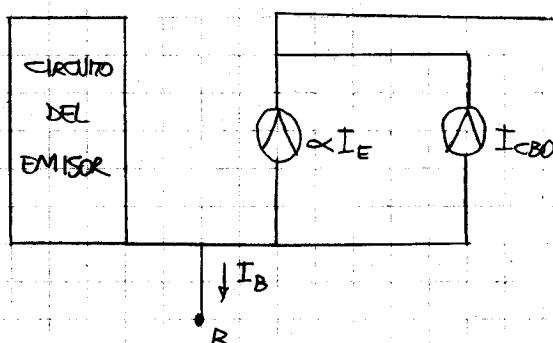
### UNIÓN COLECTOR-BASE:

$$i_C(mA)$$

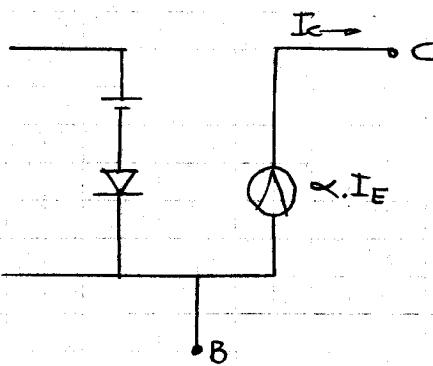


$-V_{CB}$  (ES NEGATIVO porque ES POLARIZACIÓN INVERSA)

$\textcircled{\times}$  = FUENTE DE CORRIENTE.



$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$



$$\alpha I_E \gg I_{C0}$$

A  $\alpha$  SE LE DEFINE COMO "GANANCIA" DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR EN LA CONFIGURACIÓN BASE COMÚN.

GANANCIA Y AMPLIFICACIÓN SON SINÓNIMOS.

SIEMPRE LA GANANCIA ES SALIDA SOBRE ENTRADA:

$$A = \frac{S}{E} = \frac{80}{2} = 40$$

DE LA DEFINICIÓN ANTERIOR OBTENEMOS:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} < 1$$

$\beta$  ES LA GANANCIA DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR EN LA CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = h_{FE}$$

RELACIÓN ENTRE  $\alpha$  Y  $\beta$ :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_C + I_B} = \frac{I_C / I_B}{I_C / I_B + I_B / I_B}$$

$$\boxed{\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{I_C / I_E}{I_E / I_E - I_C / I_E}$$

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}}$$

ANTE PEQUEÑAS VARIACIONES DE  $\alpha$ , OCURREN GRANDES VARIACIONES DE  $\beta$ .

EJ:

$$\alpha = 0,9$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0,9}{1-0,9} = \frac{0,9}{0,1} = 9$$

$$\alpha = 0,99$$

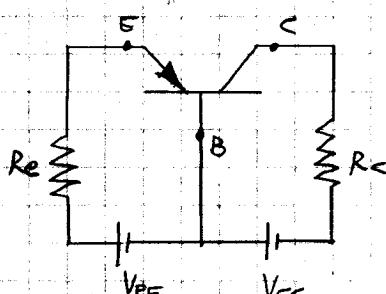
$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0,99}{1-0,99} = \frac{0,99}{0,01} = 99$$

EJEMPLO:

$$\alpha \approx 1 \text{ (Si)}$$

$$I_{CBO} \approx 0$$

$$V_{EE} = 2V$$



$$R_E = 1k\Omega$$

$$V_{CC} = 50V$$

$$R_C = 20k\Omega$$

$$V_{in} = V_{inm} \cos \omega t$$

$$V_{inm} = 1V$$

VEMOS PRIMERO SI NO RECORTA LA TENSION EL TRANSISTOR:

$$(V_{EE} - V_{inm}) > 0,7V$$

$$V_{inm} < V_{EE} - 0,7V = 2V - 0,7V = 1,3V$$

EL VALOR MAXIMO PARA QUE NO RECORTA ES DE 1,3V, como  $V_{inm} = 1V$ , NO RECORTA

$$i_E = \frac{V_{EE} - V_{EB0} + V_{inm} \cos \omega t}{R_E} = 1,3mA + 1mA \cdot \cos \omega t$$

CONTINUA

ALTERNA

$$N_{CB} = -V_{CC} + i_E \cdot R_C = -V_{CC} + I_{Ep} \cdot R_C + i_E \cdot R_C$$

cc                    cc                    ca

COMO  $\alpha = 1$ ,  $I_E = I_C$

$$N_{CB} = -50 V + 26 V + 20 V \cdot \cos \omega t$$

$$N_{CB} = -24 V + 20 V \cdot \cos \omega t$$

GANANCIA EN TENSION EN ALTERNA:  $A_V$

$$A_V = \frac{\text{TENSION DE SALIDA MAXIMA}}{\text{TENSION DE ENTRADA}} = \frac{V_{ebmax}}{V_{im}} = \frac{20 V}{1 V} = 20$$

AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR EN CONTINUA X EN ALTERNA:

$$i_C = \beta \cdot i_B$$

$$\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_C}{i_B} = \beta \cdot \frac{\Delta i_B}{\Delta i_B} + \frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} \cdot i_B$$

$$h_{fe} = \frac{i_C}{i_B} = \beta + \frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} \cdot i_B$$

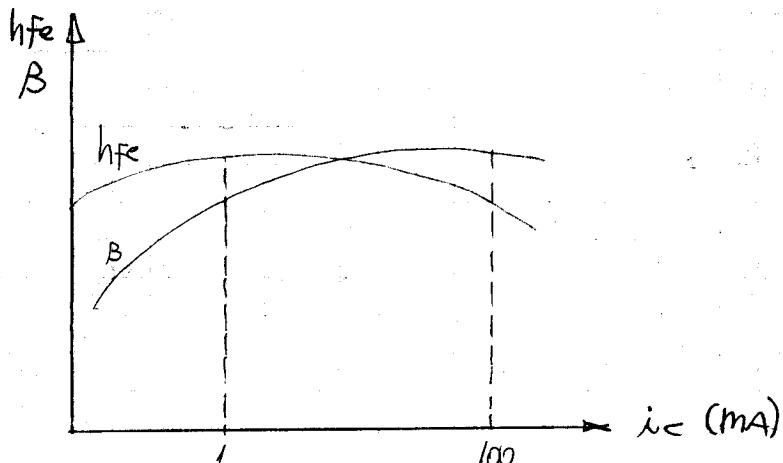
$$\beta = \frac{i_C}{I_B} = h_{fe} \quad (\text{C.C.})$$

$$h_{fe} = \frac{i_C}{i_B} \quad (\text{C.A.})$$

Si:

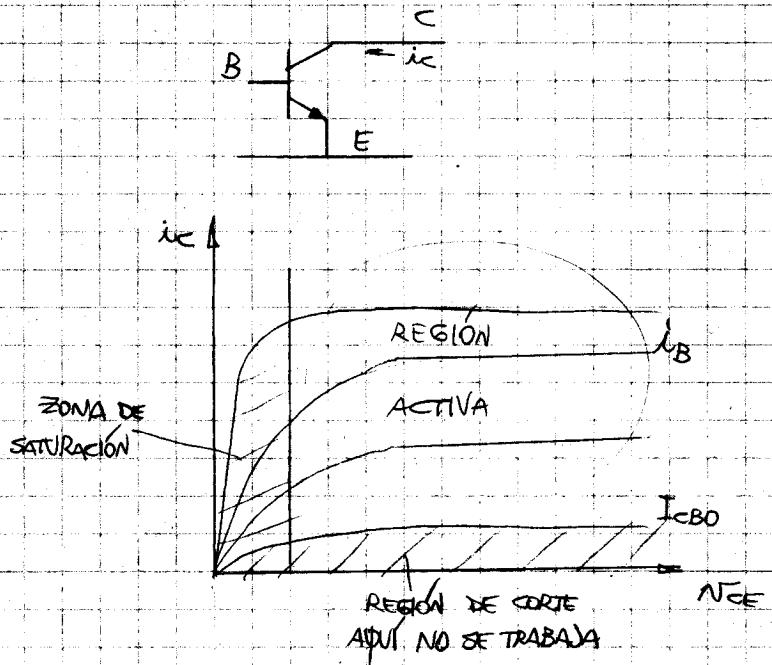
$$\frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} i_B \ll \beta$$

$$h_{fe} \approx \beta$$

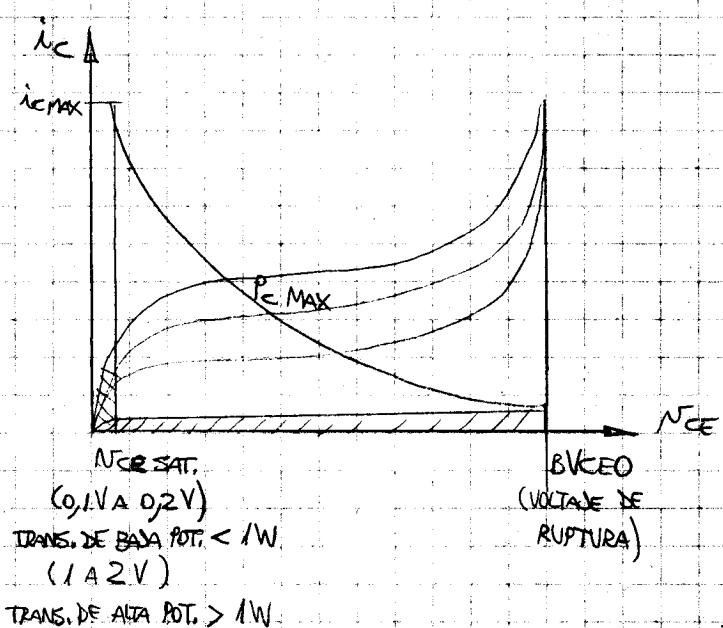


EN ESE ENTORNO  $h_{fe}$  Y  $\beta$  SON SIMILARES.

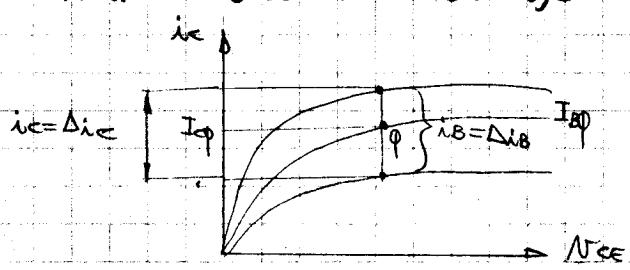
## CARACTERÍSTICA DE LA SALIDA DE UN TRANSISTOR CON CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN:



LA ZONA DE TRABAJO DEL TRANSISTOR DEPENDE DE LA CORRIENTE, DEL VOLTAJE Y DE LA ROTAX

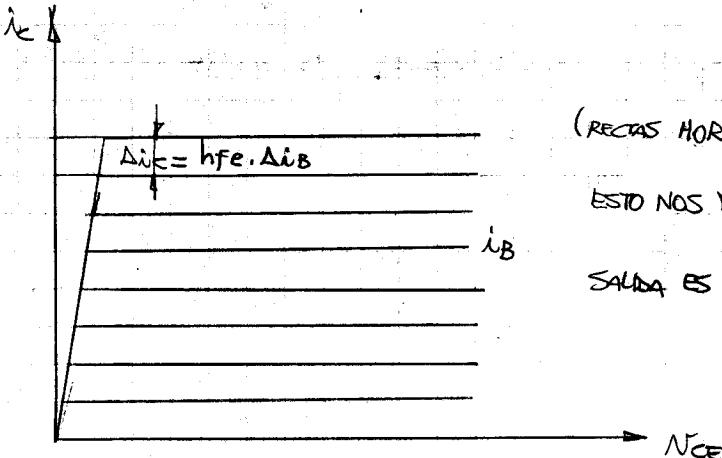


$N_{CEB SAT}$  EN LA CONFIGURACIÓN BASE COMÚN ES DE  $0,5V$  EN PNP, Y  $-0,5V$  PARA LOS NPN.



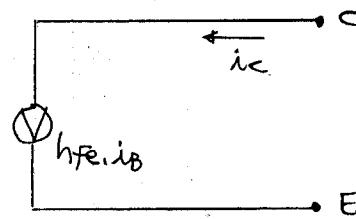
## CIRCUITO EQUIVALENTE DE SALIDA DEL TRANSISTOR PARA ALTERNAR

TRANS. IDEAL:

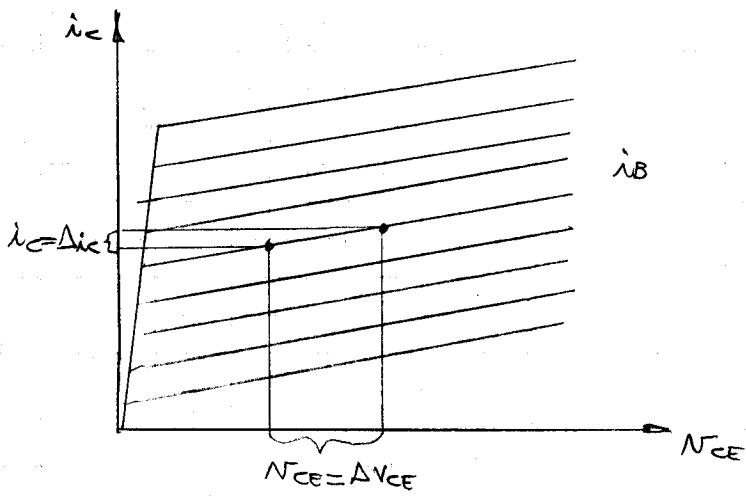


(RECTAS HORIZONTALES, IMPEDANCIA INFINTA)

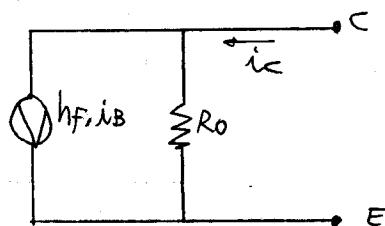
ESTO NOS DICE QUE LA RESISTENCIA DE SALIDA ES INFINTA.



TRANS. REAL:



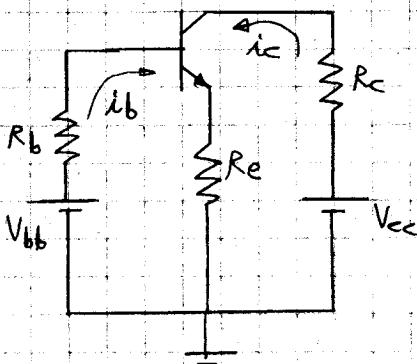
$R_o \approx 10 \text{ A } 100 \text{ k}\Omega$



$$i_C = h_{fe} \cdot i_B + \frac{N_{ce}}{R_o}$$

## ETAPA AMPLIFICADORA BÁSICA EN LA CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN:

POLARIZAR EL TRANSISTOR SIGNIFICA ENERGIZARLO TANTO EN LA ENTRADA COMO EN LA SALIDA CON ENERGÍA CONTINUA.



LA  $R_e$  SE UTILIZA PARA ESTABILIZAR LOS EFECTOS PRODUCIDOS POR LOS CAMBIOS DE TEMPERATURA.

UNA VEZ QUE ESTÁ TRABAJANDO OBTENEMOS EN EL CIRCUITO:

$$\emptyset \left\{ \begin{array}{l} I_{E0} \\ I_{B0} \\ V_{CE0} \end{array} \right.$$

CONSIDERAMOS QUE  $I_E = I_C$

ANÁLISIS ES HALLAR EL PUNTO  $\emptyset$  TENIENDO COMO DATO TODOS LOS VALORES DEL CIRCUITO

UTILIZANDO LAS LEYES DE OHMIS Y DE KIRCHOFF.

EN LA MALLA DE SALIDA TENGO DOS INCÓGNITAS  $i_C$  Y  $V_{CE0}$ .

EN CAMBIO EN LA MALLA DE ENTRADA LA ÚNICA INCÓGNITA ES  $i_B$ , YA QUE  $V_{BE0}$  ES IGUAL A LA CAÍDA DE UN DIODO.

ECUACIÓN DE ENTRADA:

$$V_{bb} = \frac{I_{E0}}{\beta} \cdot R_b + V_{be} + I_{E0} \cdot R_e \quad (\text{YA QUE } I_E = I_C)$$

DESPEJAMOS  $I_{CQ}$ :

$$V_{bb} - V_{be} = I_{CQ} \left( \frac{R_b}{\beta} + R_e \right)$$

$$\bullet I_{CQ} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + R_e}$$

$$V_{be} < 0,7 \text{ V (Si)} \\ 0,2 \text{ V (Ge)}$$

$$\bullet I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

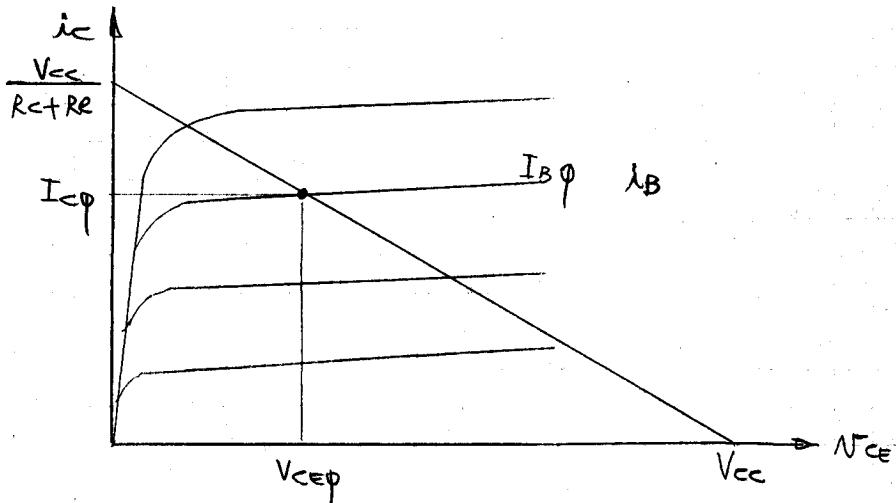
EQUACIÓN DE SALIDA:

$$V_{cc} = V_{ceQ} + I_{CQ} (R_c + R_e)$$

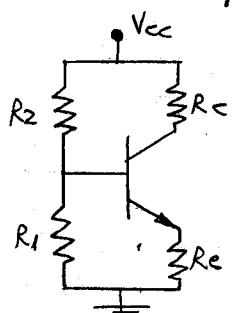
DESPEJAMOS  $V_{ceQ} =$

$$\bullet V_{ceQ} = V_{cc} - I_{CQ} (R_c + R_e)$$

DETERMINACIÓN GRÁFICA DEL PUNTO Q:



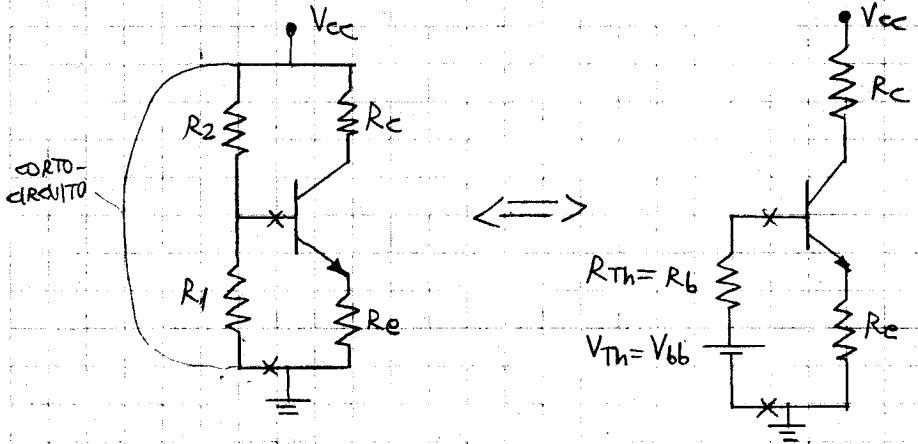
EL CIRCUITO REALMENTE UTILIZADO ES EL QUE ES POLARIZADO CON UNA SOLA FUENTE:



Bajo ciertas condiciones este último circuito (con una fuente) funciona igual que el primer circuito (con dos fuentes).

ESTO SURGE DEL TEOREMA DE THEVENIN:

"TODA RED PASIVA PUEDE SER SUSTITUIDA ENTRE DOS PUNTOS POR UNA FUENTE DE TENSIÓN EN SERIE CON UNA RESISTENCIA".



- PARA HALLAR LA RESISTENCIA DE THEVENIN DEBE ABIRSE EL CIRCUITO ENTRE LOS PUNTOS, CORTOCIRCUITAR LA FUENTE DE TENSIÓN, Y LUEGO HALLAR LA RESISTENCIA EQUIVALENTE ENTRE DICHOS PUNTOS POR EL MÉTODO CONVENCIONAL.

$$R_{Th} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_b$$

SON EQUIVALENTES LOS CIRCUITOS CITADOS, SI  $R_1$  EN PARALELO CON  $R_2$  DEBE SER IGUAL A  $R_b$ .

- PARA HALLAR EL VOLTAGE DE THEVENIN TAMBIÉN DEBE ABIRSE EL CIRCUITO ENTRE LOS PUNTOS, Y SIN CORTOCIRCUITAR LA FUENTE, HALLAR EL VOLTAJE ENTRE DICHOS PUNTOS.

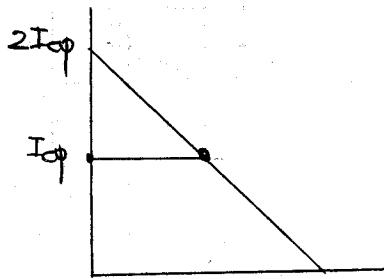
$$V_{Th} = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = V_{bb}$$

SE DEBEN CUMPLIR ESTAS DOS CONDICIONES PARA PODER USAR LAS MISMAS FÓRMULAS EN LOS CIRCUITOS CON UNA SOLA FUENTE.

DISEÑAR ES HALLAR TODOS LOS VALORES DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO, TENIENDO COMO DATO EL PUNTO  $\Phi$ .

PARA EL DISEÑO TENEMOS LOS SIGUIENTES DATOS: (DISEÑO EN CONTINUA O ALIMENTACIÓN)

$$\left. \begin{array}{l} \Phi \\ I_{op} \\ V_{ceo} \end{array} \right\} \rightarrow i_{cmax} \geq 2I_{op} \quad \text{CONDICIÓN} \quad i_{cmax} = \text{MÁX. CORRIENTE QUE SOPORTA.}$$



### ELECCIÓN DEL TRANSISTOR:

- $i_{cmax}$
- NPN o PNP
- $V_{be}$  (Si o Ge)
- $\beta$
- $BV_{CEO}$

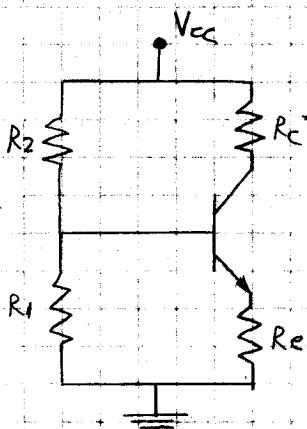
### ELECCIÓN DE LA FUENTE:

- $V_{cc} < BV_{CEO}$

### ELECCIÓN DE $R_E$ :

ENTRE  $500\ \Omega$  Y  $1\ k\Omega$

ESTE VALOR SE PUEDE CALCULAR MEDIANTE ECUACIONES DE ESTABILIDAD.



$$i_{c\max} \leq 2 I_{cp} \quad (1)$$

$$V_{cc} < BV_{ceo} \quad (2)$$

$$R_e \quad (3)$$

$$V_{cc} = V_{ceo} + I_{cp} (R_c + R_e)$$

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{ceo}}{I_{cp}} - R_e \quad (4)$$

PERREMOS AHORA CALCULAR  $R_1$  Y  $R_2$ :

$$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_b}{R_2}$$

$$V_{bb} = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \quad V_{bb} = V_{cc} \cdot \frac{R_b}{R_2}$$

$$R_2 = \frac{V_{cc} \cdot R_b}{V_{bb}} \quad (5)$$

$$V_{bb} \cdot R_1 + V_{bb} \cdot R_2 = V_{cc} \cdot R_1$$

$$R_1 (V_{cc} - V_{bb}) = V_{bb} \cdot \frac{V_{cc} \cdot R_b}{V_{bb}} \quad (\text{REEMPLAZANDO})$$

$$R_1 = \frac{V_{cc} \cdot R_b}{V_{cc} - V_{bb}} = \frac{R_b}{\frac{V_{cc} - V_{bb}}{V_{cc}}} \quad (6)$$

$$R_1 = \frac{R_b}{1 - \frac{V_{bb}}{V_{cc}}} \quad (7)$$

VAMOS A CALCULAR  $R_b$  PARA QUE EL CIRCUITO SEA ESTABLE, PARA PODER ENCONTRAR  $R_1$  Y  $R_2$

$$I_{cp} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + R_e}$$

EL SIGUIENTE PASO LO REALIZAMOS PARA QUE LA TEMPERATURA NO ME AFECTE LOS VALORES, POR MEDIO DE  $\beta$ .

$$\frac{R_b}{\beta} \ll R_e$$

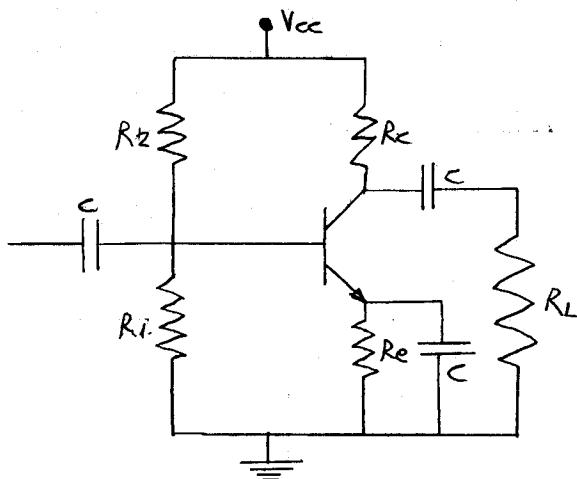
$$R_b \ll R_e \cdot \beta$$

$$R_b = \frac{\beta \cdot R_e}{10}$$
(5) (POR RAZONES DE ESTABILIDAD)

SI  $R_b$  ES MUY PEQUEÑO ME AFECTA LA GANANCIA, ENTONCES ELEJIMOS UN TÉRMINO MEDIO PARA QUE NO ME AFECTE LA ESTABILIDAD Y LA GANANCIA.

$$V_{bb} = \frac{I_{cq}}{\beta} R_b + V_{be} + I_{cq} \cdot R_e$$
(6)

LOS CONDENSADORES DE ACOPLAMIENTO SON DOS, EL DE ENTRADA Y EL DE SALIDA, LOS CUALES INDEPENDIZAN LAS POLARIZACIONES DE LAS ETAPAS.



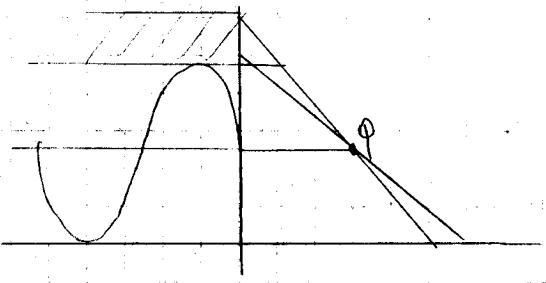
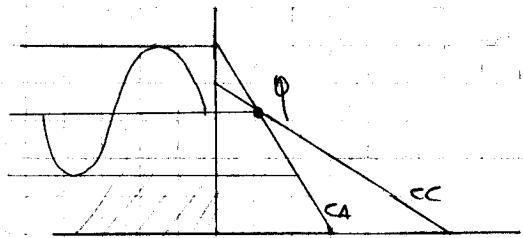
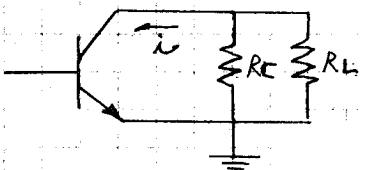
EL CONDENSADOR DE DESACOPLAMIENTO SE COLOCA EN PARALELO CON LA RESISTENCIA DE EMISOR, Y SU FUNCIÓN ES EVITAR QUE EN ALTERNA HAYA UNA PÉRDIDA DE POTENCIA INÚTIL EN  $R_e$ .

EN ALTERNA LA FUENTE DE CONTINUA PASA A SER UN CORTOCIRCUITO, PARA LA ALTERNA. PARA LA CORRIENTE ALTERNA, LOS CAPACITORES NO TIENEN REACTANCIA CAPACITIVA. COMO LAS CIRCULACIÓN DE CC Y CA ES DISTINTA, TENEMOS DISTINTAS RESISTENCIAS.

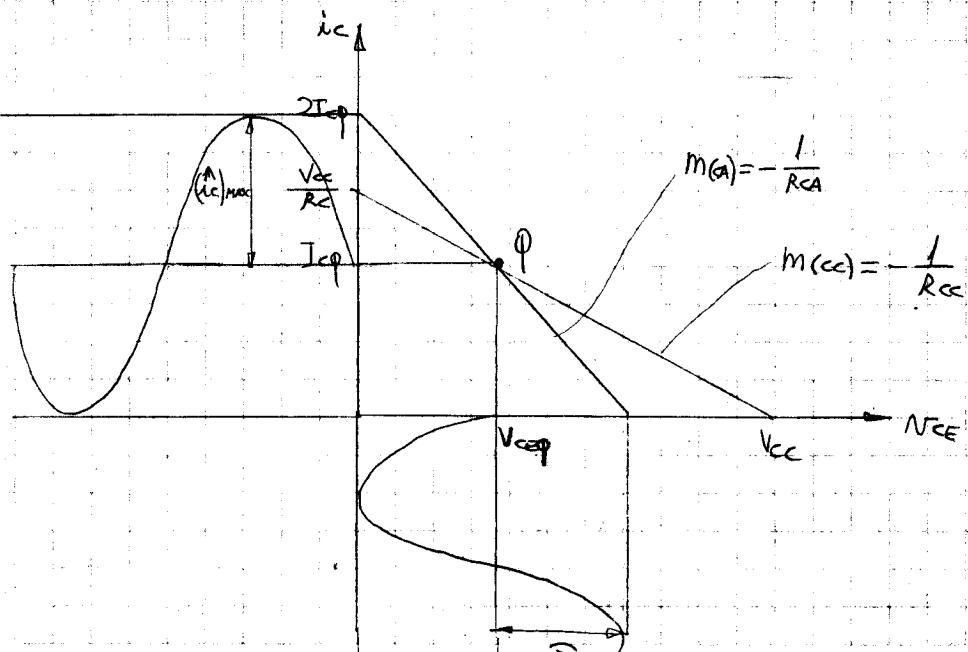
$$R_{CC} = R_C + R_E$$

$$R_{CA} = R_C // R_L$$

EN CAI



MÁXIMA EXCURSIÓN SIMÉTRICA (MES):



ESTE ES EL MÁXIMO APROVECHAMIENTO.

$$(cc) \quad V_{cc} = V_{ceq} + I_{cp} \cdot R_{oc}$$

$$(ca) \quad (\hat{V}_{ce})_{\max} = (\hat{I}_c)_{\max} \cdot R_{ca}$$

PARA MES

$$\left\{ \begin{array}{l} (\hat{V}_{ce})_{\max} = V_{ceq} \\ (\hat{I}_c)_{\max} = I_{cp} \end{array} \right.$$

REEMPLAZANDO ESTAS IGUALDADES EN LA ECUACIÓN DE CA:

$$V_{ceq} = I_{cp} \cdot R_{ca}$$

REEMPLAZANDO AHORA EN LA ECUACIÓN DE CC:

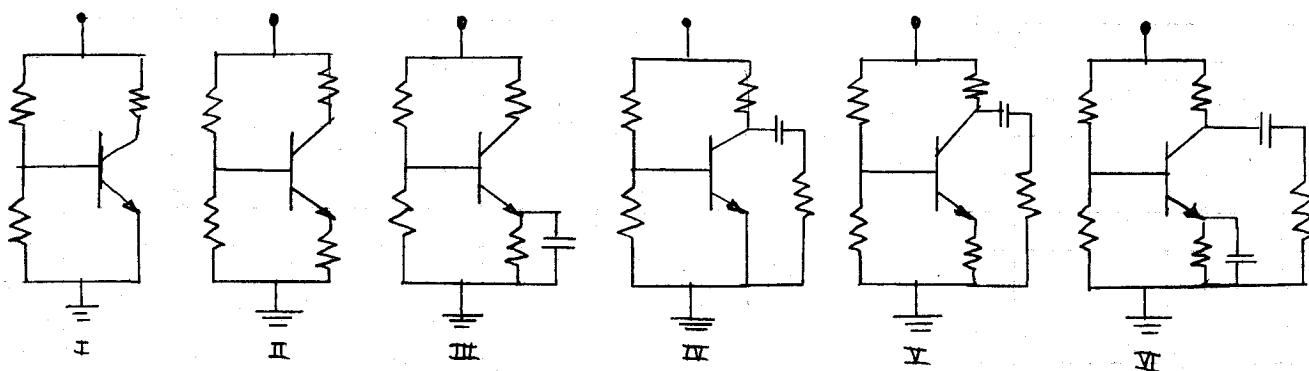
$$V_{cc} = I_{cp} \cdot R_{ca} + I_{cp} \cdot R_{cc} = I_{cp} (R_{oc} + R_{ca})$$

$$I_{cp(\text{MES})} = \frac{V_{cc}}{R_{cc} + R_{ca}} \quad (\text{FÓRMULA GENERAL})$$

EL PUNTO Q ESTARÁ UBICADO EN EL MEDIO DE LA RECTA DE CARGA DE ALTERNA.

EL VALOR DE  $I_{cp(\text{MES})}$  PARA EL PRIMER CIRCUITO SERÁ:

$$I_{cp(\text{MES})} = \frac{V_{cc}}{R_c + R_e + R_L // R_L}$$



HAY TRES PROBLEMAS EN ORDEN DESCENDENTE:

- QUE NO TENGA  $R_e$ , QUE ME DA UN PROBLEMA DE ESTABILIDAD.

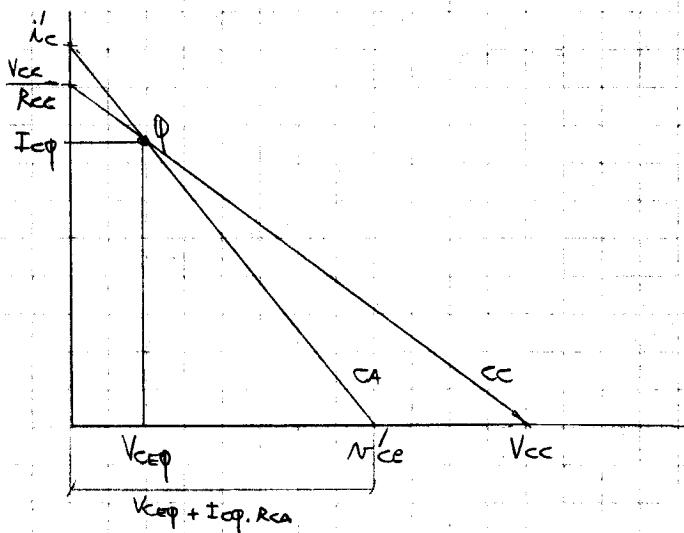
- QUE NO TENGA CONDENSADOR DE DESACOPLAMIENTO.

- QUE EL PUNTO Q DEPENDE DE LA CARGA (QUE OCURRE EN LOS TRES PRIMEROS CIRCUITOS)

I - IV - II - V - III - VI

I	II	III	IV	V	VI
$R_{CC} = R_C$	$R_{CC} = R_C + R_E$	$R_{CC} = R_C + R_E$	$R_{CC} = R_C$	$R_{CC} = R_C + R_E$	$R_{CC} = R_C + R_E$
$R_{CA} = R_C$	$R_{CA} = R_C + R_E$	$R_{CA} = R_C$	$R_{CA} = R_C // R_L$	$R_{CA} = R_C // R_L + R_E$	$R_{CA} = R_C // R_L$

VEAMOS COMO SE GRAFICA LA RECTA DE CARGA EN ALTERNAS:



$$V_{CEQ}' = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R_{CA}$$

$$i'_c = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{CA}}$$

ANALISIS DE POTENCIA: (PARA SEÑALES SIMETRICAS Y PERIODICAS)

POTENCIA MEDIA SUMINISTRADA DISIPADA POR CUALQUIER DISPOSITIVO LINEAL O NO LINEAL:

AV = AVERAGE = PROMEDIO

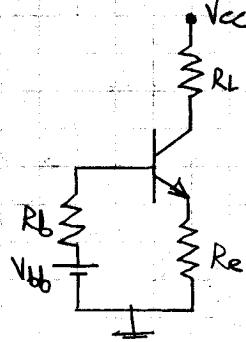
$$V(t) = V_{AV} + v(t)$$

$$I(t) = I_{AV} + i(t)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot I(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{AV} + N(t)] [I_{AV} + i(t)] dt$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{AV} \cdot I_{AV} dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{AV} \cdot i(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T I_{AV} \cdot N(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T N(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot T \cdot V_{AV} \cdot I_{AV} + \frac{1}{T} \int_0^T N(t) \cdot i(t) dt$$

$$P = V_{AV} \cdot I_{AV} + \frac{1}{T} \int_0^T N(t) \cdot i(t) dt$$



POTENCIA MEDIA SUMINISTRADA POR Vcc:

$$i_c = I_{op} + i_c$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot i_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} (I_{op} + i_c) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot I_{op} dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} \cdot i_c dt = 0$$

$$\text{COMO } i_c = \hat{i}_c \cos \omega t \Rightarrow \frac{1}{T} \int V_{cc} \cdot i_c dt = 0$$

$$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{op} \quad (1)$$

PARA MES:

$$I_{op} = \frac{V_{cc}}{2(R_L + R_e)}$$

REEMPLAZAMOS EN (1).

$$P_{cc\max} = \frac{V_{cc}^2}{2(R_L + R_e)}$$

SI  $R_e \ll R_L$ :

$$P_{cc\max} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

## POTENCIA MEDIA DISIPADA EN LA CARGA:

$$P_L(\text{ca}) = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 R_L dt = \frac{(i_c)^2 R_L}{T} \int_0^T \cos^2 wt dt \quad \text{DEBIDO A QUE } i_c = \hat{i}_c \cos wt$$

COMO:  $\cos^2 wt = \frac{1+\cos 2wt}{2}$

$$= \frac{(\hat{i}_c)^2 R_L}{T} \int_0^T \frac{1}{2} dt + \frac{(\hat{i}_c)^2 R_L}{T} \int_0^T \frac{\cos 2wt}{2} dt$$

$$P_L(\text{ca}) = \frac{(\hat{i}_c)^2 R_L}{2}$$

OTRA DEMOSTRACIÓN ES LA SIGUIENTE:

$$P_L = i_L^2 R_L = i_c^2 R_L = \left( \frac{\hat{i}_c}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \frac{(\hat{i}_c)^2 R_L}{2}$$

PARA MES:

$$(i_c)_{\text{MAX}} = I_{\text{CP}}$$

$$P_{L\text{MAX}} = \frac{I_{\text{CP}}^2 R_L}{2} = \left[ \frac{V_{cc}}{2(R_L + R_e)} \right]^2 \cdot \frac{R_L}{2} = \frac{V_{cc}^2}{8(R_L + R_e)^2} \cdot R_L$$

SI  $R_e \ll R_L$

$$P_{L\text{MAX}} = \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_L}$$

## POTENCIA MEDIA DISIPADA EN EL COLECTOR: (ES LA POTENCIA QUE SE NECESITA PARA EL DISEÑO)

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T N_{CE} i_c dt \quad ①$$

$$N_{CE} = V_{cc} - i_c (R_L + R_e)$$

REEMPLAZANDO EN ①:

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{cc} - i_c (R_L + R_e)] i_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} i_c dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 (R_L + R_e) dt$$

$$i_C = I_{C0} + i_C(t) \quad (\text{REEMPLAZANDO})$$

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} [I_{C0} + i_C(t)] dt - \frac{R_L + R_E}{T} \int_0^T \frac{(i_C)^2 \cos^2 \omega t}{2} dt = [I_{C0}^2 + 2I_{C0}i_C(t) + i_C^2]$$

$$\cancel{P_C = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{C0} dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot i_C(t) dt - (R_L + R_E) I_{C0}^2 - \frac{R_L + R_E}{T} \int_0^T 2 \cdot I_{C0} \cdot i_C(t) dt - \frac{R_L + R_E}{T} \int_0^T \frac{1}{2} (i_C)^2 dt - \frac{R_L + R_E}{T} \int_0^T (i_C)^2 \cdot \frac{\cos 2\omega t}{2} dt}$$

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{2}$$

$$P_C = V_{CC} \cdot I_{C0} - I_{C0}^2 (R_L + R_E) - \frac{(i_C)^2 (R_L + R_E)}{2}$$

LA MAXIMA POTENCIA EN COLECTOR ES CUANDO NO HAY SEÑAL (PARTE ALTERNADA)

$$P_{C\max} = P_C \Big|_{i_C=0} = V_{CC} \cdot I_{C0} - I_{C0}^2 (R_L + R_E) = P_{CC\max} - I_{C0}^2 R_L - I_{C0}^2 R_E$$

$$= \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4(R_L + R_E)^2} (R_L + R_E)$$

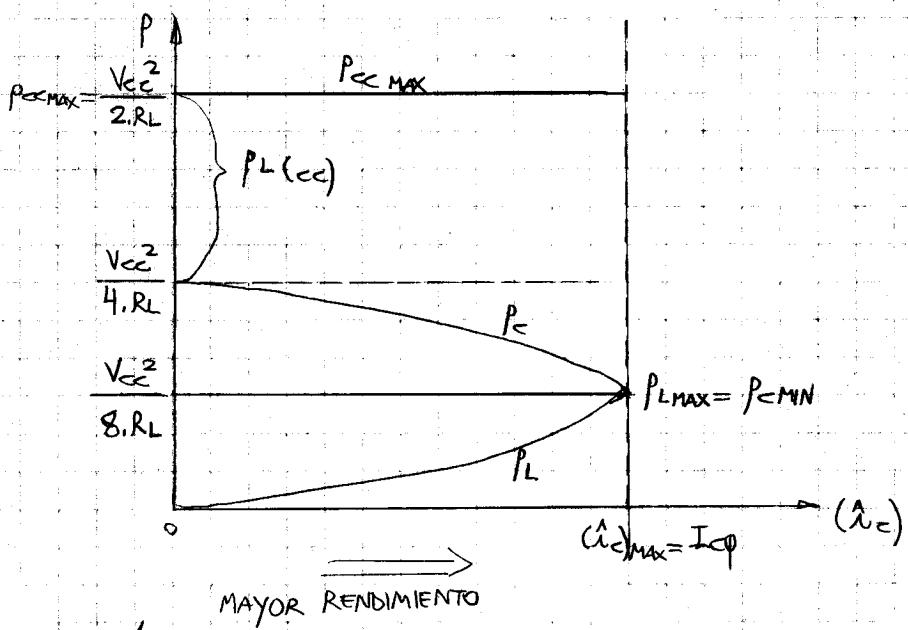
Si  $R_E \ll R_L$

$$P_{C\max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} = \boxed{\frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L}}$$

LA POTENCIA SUMINISTRADA POR LA FUENTE ES IGUAL A LA POTENCIA DISIPADA EN  $R_E$  Y  $R_L$  EN ALTERNADA Y EN CONTINUA, MÁS LA POTENCIA DISIPADA EN EL COLECTOR.

LA POTENCIA  $P_{C\min}$ , SE DA PARA EL MÁXIMO VALOR DE  $\frac{(i_C)^2 (R_L + R_E)}{2} = P_{L\max} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}$

$$P_{C\min} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} - \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} = \boxed{\frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}}$$



VEMOS EN EL GRÁFICO, QUE CUANDO LA SEÑAL ES NULA ( $I_c = 0$ ), LA POTENCIA EN EL COLECTOR ( $P_c$ ) ES MÁXIMA.

$$\eta = \frac{\text{POTENCIA UTIL}}{\text{POTENCIA SUMINISTRADA}} = \frac{P_{LCA}}{P_{CC}}$$

$\eta = \text{RENDIMIENTO}$

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{L MAX}}{P_{CC MAX}}$$

$$\eta_{MAX} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8.R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2.R_L}} = \frac{2}{8} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25\%$$

POR LO TANTO:

$$P_{CC MAX} = \frac{P_{L MAX}}{\eta_{MAX}} = V_{CC} \cdot I_{cq} \quad (\text{CONOCIENDO ALGUNOS DATOS COMO } P_{CC MAX} \text{ Y } V_{CC}, \text{ PODEMOS SABER EL VALOR DE } I_{cq})$$

$$FM = \frac{P_{C MAX}}{P_{L MAX}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{4.R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{8.R_L}} = \frac{8}{4} = 2$$

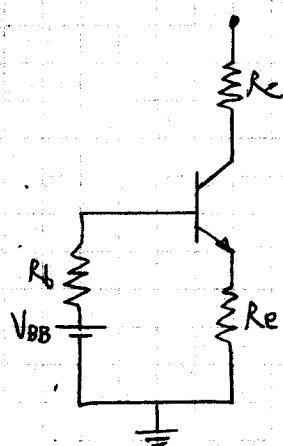
$FM = \text{FACTOR DE MÉRITO}$

EL MEJOR FACTOR DE MÉRITO ES EL VALOR MÁS BAJO, AL REVERSE QUE EL RENDIMIENTO.

ESTO ES DEBIDO A QUE QUEREMOS QUE  $P_{CC MAX}$  SEA LO MÁS PEQUEÑO POSIBLE.

ESTE VALOR DE FORMA DEBE SER 2 (MEJOR FM), O UN NÚMERO MAYOR.

## ESTABILIDAD DE LA POLARIZACION:



$$I_{CQ} = f(V_{be}, I_{CBO}, \beta, \dots)$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} \quad (1)$$

$$I_B = (1-\alpha) \cdot I_E - I_{CBO} \quad (2)$$

$$V_{bb} = I_B \cdot R_B + V_{be} + I_E \cdot R_E \quad (3)$$

$$V_{bb} = (1-\alpha) I_E \cdot R_B - I_{CBO} \cdot R_B + V_{be} + I_E \cdot R_E \quad (4)$$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha}$$

REEMPLAZO LA (5) EN (4):

$$V_{bb} = \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) (I_C - I_{CBO}) R_B - I_{CBO} \cdot R_B + V_{be} + \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} R_E$$

MULTIPLICO Y DIVIDO POR  $\alpha$ :

$$V_{bb} = \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_C \cdot R_B - \left( \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) I_{CBO} \cdot R_B - I_{CBO} \cdot R_B \cdot \frac{\alpha}{\alpha} + V_{be} + \frac{I_C}{\alpha} R_E - \frac{I_{CBO}}{\alpha} R_E$$

$$\alpha (V_{bb} - V_{be}) = I_C [(1-\alpha) R_B + R_E] - I_{CBO} (R_B + \cancel{\alpha} \cdot R_B + R_E)$$

$I_{CQ} = \frac{\alpha (V_{bb} - V_{be}) + I_{CBO} (R_B + R_E)}{(1-\alpha) R_B + R_E}$	*	$\alpha, I_{CBO} \text{ y } V_{be} = \text{SON FUNCIONES DE LA TEMPERATURA}$
--	---	--

LA TEMPERATURA ME INFLUYE EN  $I_{CQ}$ , DEFORMANDO LA SEÑAL ALTERNNA APLICADA.

$$I_{CBO} \approx 0$$

$$I_{CQ} = \frac{\alpha (V_{bb} - V_{be})}{(1-\alpha) R_B + R_E}$$

$$\text{COMO } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$$

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

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

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

$$(\beta+1)(1-\alpha) = \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{\alpha}{\beta} = 1$$

REEMPLAZANDO:

$$I_{CQ} = \frac{\beta (V_{bb} - V_{be})}{(\beta+1)(1-\alpha) R_b + (\beta+1) \cdot R_e} \quad \textcircled{1}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) \cdot R_e} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + R_e}$$

SI TOMAMOS EL CASO AL REVERSO, SI  $\alpha=1$  EN LA ECUACIÓN \* OBTENEMOS:

$$I_{CQ} = \frac{V_{bb} - V_{be}}{R_e} + I_{CBO} \left( 1 + \frac{R_b}{R_e} \right) \quad \textcircled{2}$$

$$\Delta V_{be} = -K \cdot \Delta T$$

$$K = 2,5 \frac{\text{mV}}{\text{°C}}$$

$$I_{CBO_2} = I_{CBO_1} e^{K \Delta T}$$

$$K = 0,07 \frac{1}{\text{°C}}$$

SON LAS VARIACIONES DE TENSIÓN Y CORRIENTE CON LA TEMPERATURA.

$$\Delta I_{CQ} = I_{CBO_2} - I_{CBO_1} = I_{CBO_1} e^{K \Delta T} - I_{CBO_1} = I_{CBO_1} (e^{K \Delta T} - 1)$$

COMO LA VARIACIÓN DE  $I_{CQ}$  ES UNA FUNCIÓN DE FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA:

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{be}} \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} + \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta I_{CBO}} \cdot \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + \dots$$

FACTOR DE ESTABILIDAD

LA ECUACIÓN CONTINUA SI NO CONSIDERAMOS A  $\alpha = 1$ . LUEGO LE SUMAREMOS UN FACTOR

QUE CONSIDERA  $\alpha$ .

LOS FACTORES DE ESTABILIDAD CONVIENEN QUE SEAN PEQUEÑOS.

$$SV = \frac{\Delta I_{Op}}{\Delta V_{be}} = -\frac{1}{R_e}$$

$$SI = \frac{\Delta I_{Op}}{\Delta I_{CBO}} = 1 + \frac{R_b}{R_e}$$

$$S_\beta = \frac{\Delta I_{Op}}{\Delta \beta}$$

DERIVANDO  
DE LA ECUACIÓN  $\Theta$

POR LO TANTO:

$$\frac{\Delta I_{Op}}{\Delta T} = SV \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} + SI \cdot \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + \dots$$

CUANTO MAYOR SEA  $R_e$ , MENOR SERÁ LA VARIACIÓN CON RESPECTO A LA TEMPERATURA.

MULTIPLICANDO AMBOS MIEMBROS POR  $\Delta T$  Y REEMPLAZANDO OBTENGO:

$$\Delta I_{Op} = SV \cdot \Delta V_{be} + SI \cdot \Delta I_{CBO}$$

$$\Delta I_{Op} = -\frac{1}{R_e} (+K \cdot \Delta T) + \left(1 + \frac{R_b}{R_e}\right) I_{CBO} \cdot (e^{K \cdot \Delta T} - 1)$$

EJEMPLO:

$$SI R_e = 1 k\Omega \text{ Y } \Delta T = 10^\circ C$$

$$\Delta I_{Op} = \frac{25 mV \times 10}{1 k\Omega} = 25 \mu A$$

$I_{CBO} = 0$

SI  $R_e$  ES MUY CHICA,  $I_{CBO}$  SE HACE MUY GRANDE PROVOCANDO UN ENBALAJE TÉRMICO.

PARA OBTENER EL TÉRMINO CON  $\beta$ , OSEA CON  $\alpha \neq 1$ , NOS REMITIMOS A LA ECUACIÓN  $\Theta$ :

COMO  $(\beta+1)(1-\alpha) = 1$ , NOS PUEDE:

$$I_{Op_1} = \frac{\beta_1(V_{bb} - V_{be})}{R_b + (\beta_1 + 1)R_e} \quad (\text{ESTADO 1})$$

$$I_{Op_2} = \frac{\beta_2(V_{bb} - V_{be})}{R_b + (\beta_2 + 1)R_e} \quad (\text{ESTADO 2})$$

PUEDENOS AVERIGUAR EL VALOR DE  $\frac{\Delta I_{Op}}{\Delta \beta}$

$$\frac{I_{Op_2}}{I_{Op_1}} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \cdot \frac{R_b + (\beta_1 + 1)R_e}{R_b + (\beta_2 + 1)R_e}$$

$$\frac{\Delta I_{COP}}{\Delta \beta_{COP}} = \frac{I_{COP_2} - I_{COP_1}}{I_{COP_1}} = \frac{I_{COP_2}}{I_{COP_1}} - 1 = \frac{\beta_2 [R_b + (\beta_1 + 1)R_e]}{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1)R_e]} - \frac{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1)R_e]}{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1)R_e]}$$

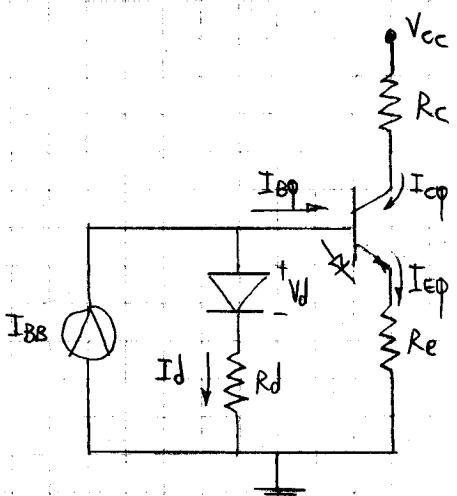
$$\frac{\Delta I_{COP}}{I_{COP_1}} = \frac{\beta_2 \cdot R_b + \beta_2 \cdot \beta_1 \cdot R_e + \beta_2 \cdot R_e - \beta_1 \cdot R_b - \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_e - \beta_1 \cdot R_e}{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1) \cdot R_e]}$$

$$\frac{\Delta I_{COP}}{I_{COP_1}} = \frac{\beta_2 (R_b + R_e) - \beta_1 (R_b + R_e)}{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1) \cdot R_e]} = \frac{(R_b + R_e)(\beta_2 - \beta_1)}{\beta_1 [R_b + (\beta_2 + 1) \cdot R_e]}$$

$$\Delta I_{COP} = \frac{I_{COP_1}}{\beta_1} \cdot \frac{R_b + R_e}{R_b + (\beta_2 + 1) \cdot R_e} \cdot \Delta \beta$$

$$S_\beta = \frac{\Delta I_{COP}}{\Delta \beta} = \frac{I_{COP_1}}{\beta_1} \cdot \frac{R_b + R_e}{R_b + (\beta_2 + 1) \cdot R_e}$$

COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA MEDIANTE LA POLARIZACIÓN POR DIODO (o POR TRANSISTOR):



ES UN CIRCUITO IDEAL  
YA QUE FALTA UNA RESISTENCIA EN PARALELO CON LA FUENTE

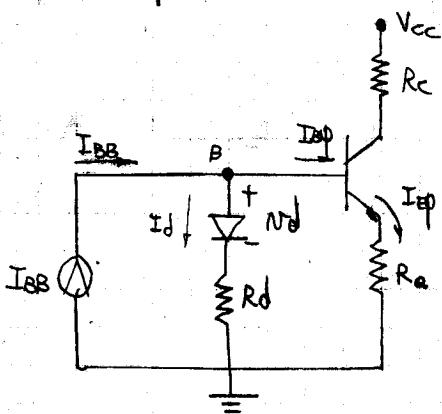
EN ESTE CIRCUITO  $I_{BBD} = 0$   $\Delta I_{COP} = 0$

LOS DOS DIODOS DEBEN SER IGUALES (DEL MISMO MATERIAL).

$$\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = \frac{\Delta V_d}{\Delta T} \Rightarrow \frac{\Delta I_{COP}}{\Delta T} = 0 \quad (\text{IDEAL})$$

ESTABILIZACIÓN DE LOS EFECTOS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA MEDIANTE LA POLARIZACIÓN CON DIODO (CONTINUACIÓN):

## VARIACIÓN DE I<sub>BB</sub> CON LA TEMPERATURA



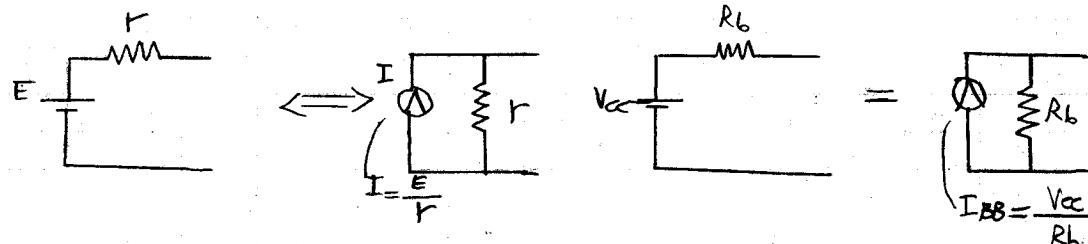
COMO ES UN CIRCUITO IDEAL

NO HAY RESISTENCIA PARALELA

CON LA FUENTE I<sub>BB</sub>.

$$\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = \frac{\Delta V_b}{\Delta T} \Rightarrow \frac{\Delta I_{ep}}{\Delta T} = 0$$

### TEOREMA DE NORTON:



HACEMOS LA LEY DE KIRCHHOFF EN EL PUNTO B:

$$I_{BB} = I_d + I_{bp} = I_d + \frac{I_{ep}}{\beta+1} \quad \textcircled{1}$$

POR LA LEY DE KIRCHHOFF DE TENSIÓN:

$$V_B = V_{be} + I_d \cdot R_d = V_{be} + I_{ep} \cdot R_e$$

DESPEJAMOS AHORA I<sub>d</sub>:

$$I_d = \frac{V_{be} + I_{ep} \cdot R_e - V_d}{R_d} \quad \textcircled{2}$$

DESPEJAMOS DE  $\textcircled{1}$  I<sub>ep</sub>:

$$I_{ep} = (I_{BB} - I_d)(\beta+1)$$

REEMPLAZANDO  $\textcircled{2}$  EN LA ANTERIOR, Y MULTIPLICANDO Y DIVIDIENDO POR R<sub>d</sub>:

$$I_{ep} = \left( I_{BB} \cdot \frac{R_d}{R_d} - \frac{V_{be} + I_{ep} \cdot R_e - V_d}{R_d} \right) (\beta+1)$$

$$I_{ep} \cdot R_d = (I_{BB} \cdot R_d - V_{be} + V_d) \cdot (\beta+1) - I_{ep} \cdot R_e (\beta+1)$$

SACAMOS AHORA EL I<sub>ep</sub> NEGATIVO DEL OTRO LADO:

$$I_{eq} \cdot \frac{[R_d + R_e(\beta+1)]}{\beta+1} = I_{BB} \cdot R_d - V_{be} + V_d$$

$$I_{eq} = \frac{I_{BB} \cdot R_d + V_d - V_{be}}{\frac{R_d + R_e(\beta+1)}{\beta+1}} \approx I_{eq}$$

QUEREMOS SABER LA VARIACIÓN DE  $I_{eq}$  CON RESPECTO A LA TEMPERATURA, LAS ÚNICAS VARIABLES QUE CAMBIAN CON LA TEMPERATURA SON  $V_d$  Y  $V_{be}$ :

$$\frac{\Delta I_{eq}}{\Delta T} = \frac{\frac{\Delta V_d}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T}}{\left[ \frac{R_d + R_e(\beta+1)}{\beta+1} \right]} = 0 \Rightarrow \frac{\Delta V_d}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T}$$

QUIERE DECIR QUE LOS DOS TERMINOS DEL NUMERADOR SON IGUALES, YA QUE SON DOS JUNTURAS P-N Y VARIAN IGUALMENTE CON LA TEMPERATURA.

ESTE ES UN CASO IDEAL, AHORA CONSIDEREMOS QUE TENEMOS  $R_b$  EN PARALELO EN LA FUENTE

$$\frac{\Delta I_{eq}}{\Delta T} = S_v \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T}$$

$$S_v = \frac{1}{R_e}$$

SI ANALIZAMOS LO ANTERIOR PERO CON  $R_b$ , Y APLICANDO LA LEY DE KIRCHOFF DE LA CORRIENTE

$$I_{BB} = \frac{V_B}{R_b} + \frac{V_B - V_d}{R_d} + I_{eq}$$

VAMOS A DESPRECiar  $I_{eq}$ , EN ESTAS CIRCUNSTANCIAS:

ELECCIÓN DE  $R_b$  Y  $R_d$  PARA QUE CUMPLAN LAS SIGUIENTES CONDICIONES:

$$I_{eq} \ll \frac{V_B}{R_b}$$

$$I_{eq} \ll \frac{V_B - V_d}{R_d}$$

$$\beta \cdot R_e \gg A \cdot R_b \text{ y } R_d$$

EN CONTINUACION:

$$V_E \approx I_{op} \cdot R_e = I_{op} \cdot \beta \cdot R_e \approx I_{op} (\beta \cdot R_e)$$

SI MIRAMOS DESDE  $I_{op}$ , VEMOS QUE LA RESISTENCIA ES  $\beta$  VECES  $R_e$ .

RETOMAMOS CONSIDERANDO LAS DOS CONDICIONES ANTERIORES:

$$I_{BB} = V_B \left( \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_d} \right) - \frac{V_d}{R_d}$$

$$I_{BB} = V_B \left( \frac{R_b + R_d}{R_b \cdot R_d} \right) - \frac{V_d}{R_d}$$

$$I_{BB} + \frac{V_d}{R_d} = V_B \left( \frac{R_b + R_d}{R_b \cdot R_d} \right)$$

$$V_B = \left( I_{BB} + \frac{V_d}{R_d} \right) \left( \frac{R_b \cdot R_d}{R_b + R_d} \right)$$

HACIENDO DISTRIBUTIVA:

$$V_B = \underbrace{\frac{I_{BB} \cdot R_b \cdot R_d}{R_b + R_d}}_{\text{Vec}} + \frac{V_d \cdot R_b \cdot R_d}{R_d(R_b + R_d)} \quad \textcircled{2}$$

$$I_{op} \approx I_{op} = \frac{V_B - V_{be}}{R_e}$$

REEMPLAZANDO  $V_B$  DE LA ECUACION \textcircled{2} EN LA ANTERIOR OBTENEMOS:

$$I_{op} = \frac{1}{R_e} \left( \frac{V_{be} \cdot R_d}{R_b + R_d} + \frac{V_d \cdot R_b}{R_b + R_d} \right) V_{be} \approx I_{op}$$

$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{1}{R_e} \left( \frac{R_b}{R_b + R_d} \cdot \frac{\Delta V_d}{\Delta T} + \frac{R_d}{R_b + R_d} \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} \right)$$

COMO  $\Delta V_{be} = -k \cdot \Delta T$

$$\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = -k = \frac{\Delta V_d}{\Delta T}$$

$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{1}{R_e} \left( -k \cdot \frac{R_b}{R_b + R_d} + k \right) = \frac{k}{R_e} \left( 1 - \frac{R_b}{R_b + R_d} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{k}{R_e} \left( \frac{R_b + R_d - R_b}{R_b + R_d} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{K}{R_b} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_b}{R_d}} \right)$$

EJEMPLO:

$$R_b = 2,5 \text{ K}, R_d = 250 \text{ } \Omega, R_e = 1 \text{ K}$$

$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{K}{11 \cdot R_e}$$

$$\text{SIN DIODO: } \frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{K}{R_e}$$

$$\text{CON DIODO IDEAL } (R_b = \infty); \frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = 0$$

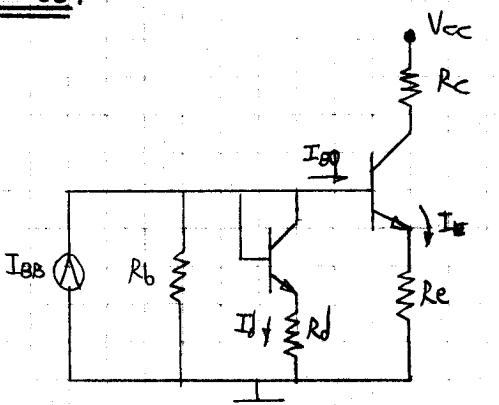
con diodo.

$$\text{CON DIODO REAL } (R_b \neq \infty); \frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} \leftarrow \frac{K}{R_e}$$

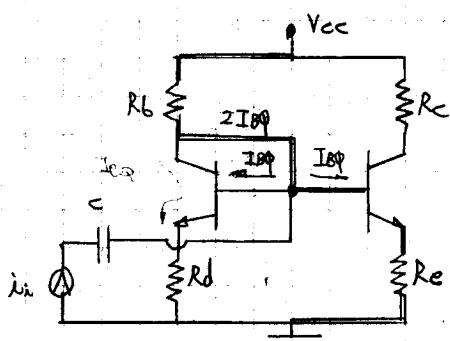
con diodo.

NUESTRO FIN ES QUE NO NOS VARIE  $I_{op}$  CON LA TEMPERATURA.

COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA MEDIANTE LA POLARIZACIÓN POR TRANSISTORES;



POLARIZACIÓN BALANCEADA = ESPEJO DE CORRIENTE;



VEMOS QUE LOS DOS CIRCUITOS ANTERIORES SON IGUALES, PERO EN EL ÚLTIMO SE CUMPLE:

$$R_d = R_e$$

ESPEJO DE CORRIENTE

SI ANALIZAMOS LA MALLA MARCADA, VENOS QUE:

$$V_{cc} = \left( I_{op} + 2 \cdot \frac{I_{op}}{\beta} \right) R_b + V_{be} + I_{op} \cdot R_e$$

$$V_{cc} - V_{be} = I_{op} \left[ \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) R_b + R_e \right] \quad \text{SI } 1 = \frac{\beta}{\beta}$$

$$I_{op} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{\left( \frac{\beta+1}{\beta} \right) R_b + R_e} \quad \text{SI } \beta \gg 2$$

$$I_{op} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b + R_e}$$

LA VARIACIÓN DE LA CORRIENTE CON LA TEMPERATURA:

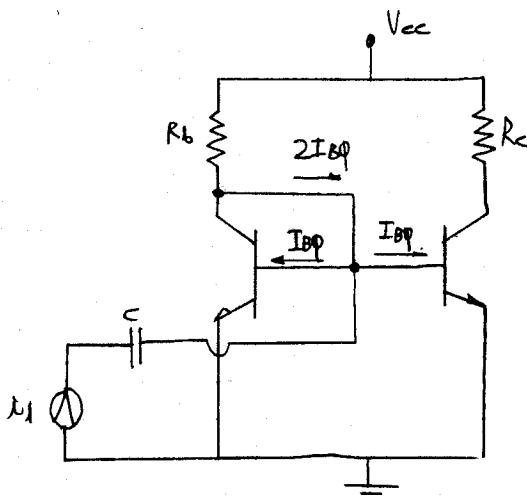
$$\frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{-\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} K}{R_b + R_e} = \frac{K}{R_b + R_e}$$

$$R_e = 0 = R_d$$

$$\text{SI } \frac{\Delta I_{op}}{\Delta T} = \frac{K}{R_b}$$

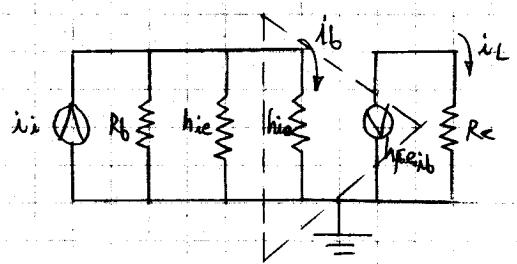
$$I_{op} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b}$$

VEMOS QUE NO TENEMOS  $R_e$  NI  $R_d$ , LOGRANDO LA ESTABILIDAD SOLAMENTE CON  $R_b$ .



PARA LA CORRIENTE ALTERAR  $V_{cc}$  ES MÁS.

PARA LA CORRIENTE ALTA TENEMOS:

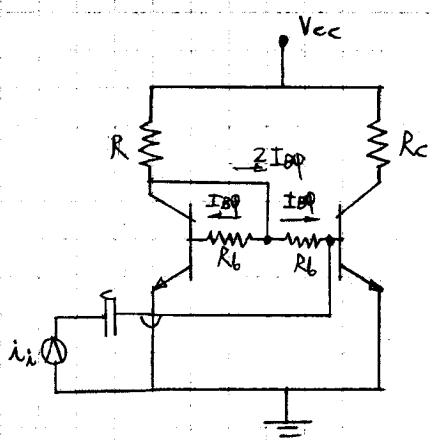


SI  $R_b \gg h_{ie}$

$$i_b = \frac{i_i}{2}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -\frac{h_{fe}}{2} \text{ (ganancia)}$$

SI LE AGREGAMOS DOS RESISTENCIAS A LAS BASES:



$$V_{cc} = (I_{CQ} + 2 \cdot \frac{I_{BQ}}{\beta}) R + \frac{I_{BQ}}{\beta} \cdot R_b + V_{be}$$

$$V_{cc} - V_{be} = I_{CQ} \left[ \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) R + \frac{R_b}{\beta} \right]$$

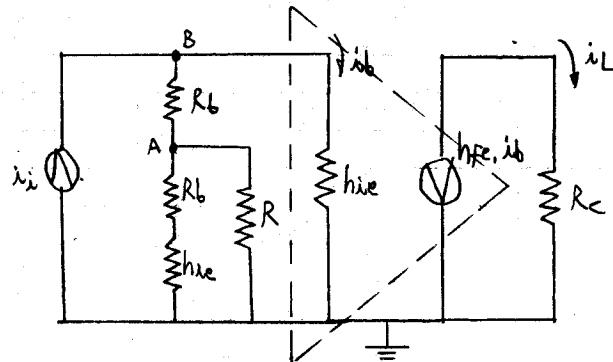
$$I_{CQ} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{\left( \frac{\beta+2}{\beta} R + \frac{R_b}{\beta} \right)}$$

SI  $\frac{R_b}{\beta} \ll R$

$$I_{CQ} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R}$$

$$\Delta I_{CQ} = \frac{K}{R}$$

PARA LA CORRIENTE ALTERNA TENEMOS:



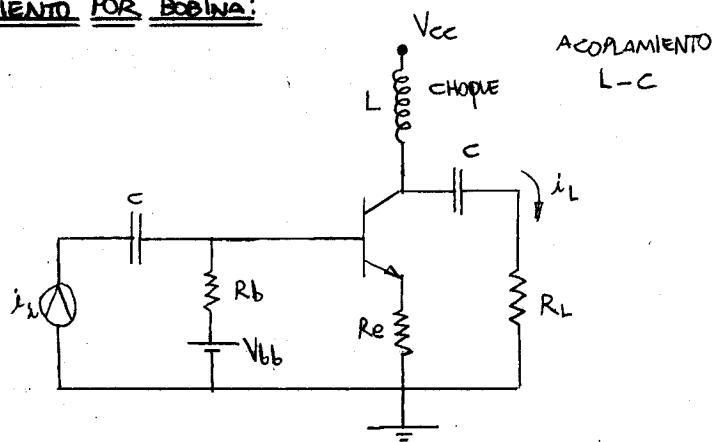
$$R_b \gg h_{ie}$$

$$i_b = i_i$$

$$A'_i = 2 A_i = -h_{fe}$$

CON ESTE CIRCUITO TENEMOS EL DOBLE DE GANANCIA QUE CON EL ANTERIOR.

ACOPLAMIENTO POR Bobina:



$$R_e \approx 0$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{oc}}$$

$$P_{oc} = V_{cc} \cdot I_{oc}$$

$$P_{oc\max} = V_{cc} \cdot \frac{V_{oc}}{R_L} = \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

$$C/R_L$$

$$P_{oc\max} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_L = i_L^2 \cdot R_L = i_C^2 \cdot R_L = \frac{(i_C)^2}{2} \cdot R_L$$

$$P_{L\text{MAX}} = \frac{I_{C\text{MAX}}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{V_{CC}^2 \cdot R_L}{2 \cdot R_L^2} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$C/RC \rightarrow P_{L\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}$$

$$\eta_{\text{MAX}} = \frac{P_{L\text{MAX}}}{P_{CC\text{MAX}}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R_L}} = \frac{1}{2} = 0,5 = 50\%$$

$C/RC \rightarrow \eta_{\text{MAX}} = 50\%$

$$P_{CC} = P_L + P_C$$

$$P_C = P_{CC} - P_L$$

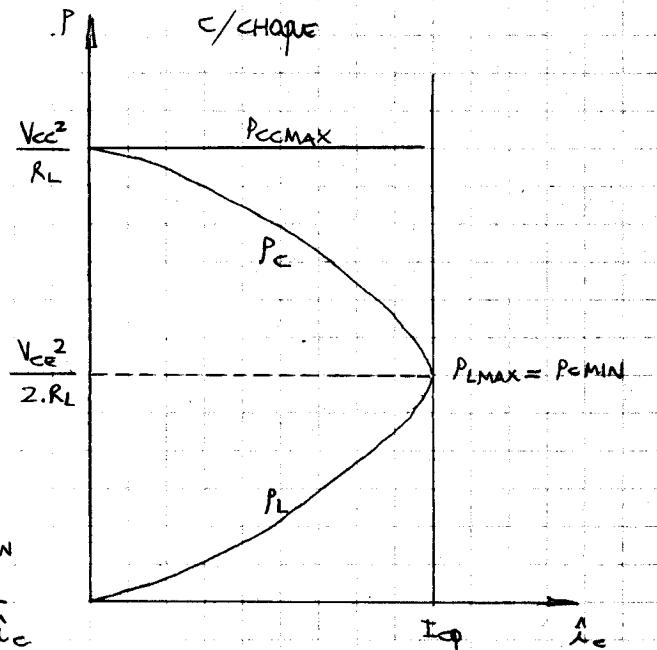
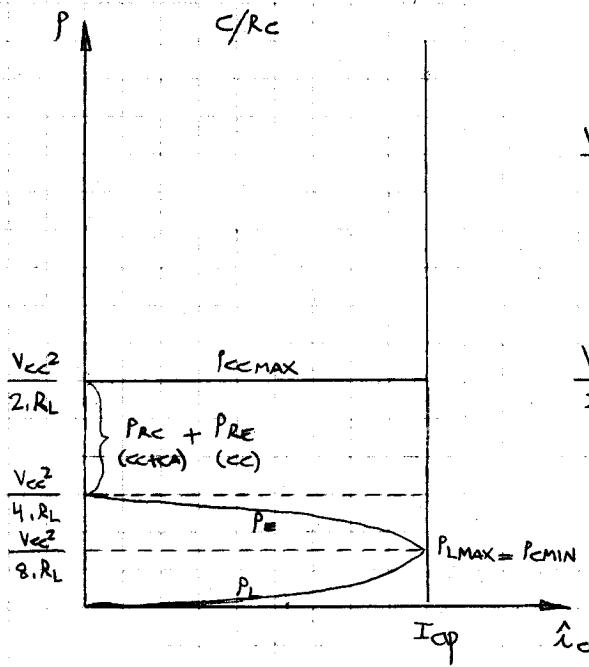
$$P_{C\text{MAX}} = P_C \Big|_{\substack{\text{SIN SERIAL} \\ (P_L=0)}} = P_{CC\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$C/RC \rightarrow P_{C\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L}$$

$$P_{C\text{MIN}} = P_C \Big|_{\substack{\text{MAX SERIAL} \\ (P_{L\text{MAX}})}} = P_{CC\text{MAX}} - P_{L\text{MAX}} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$F.M. = \frac{P_{C\text{MAX}}}{P_{L\text{MAX}}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}} = 2$$

$C/RC \rightarrow F.M.$



## RESTRICCIONES:

$$2. V_{cc} < BV_{CEO}$$

$$2. I_{op} < i_{cm\max}$$

$$\text{MES} \rightarrow I_{op} = \frac{V_{cc}}{R_L} = \frac{V_{ceo}}{R_L}$$

$$P_{c\max} = V_{ceo} \cdot I_{op}$$

$$I_{op} = \frac{P_{c\max}}{V_{ceo}} = \frac{P_{c\max}}{I_{op} \cdot R_L}$$

$$I_{op} = \sqrt{\frac{P_{c\max}}{R_L}}$$

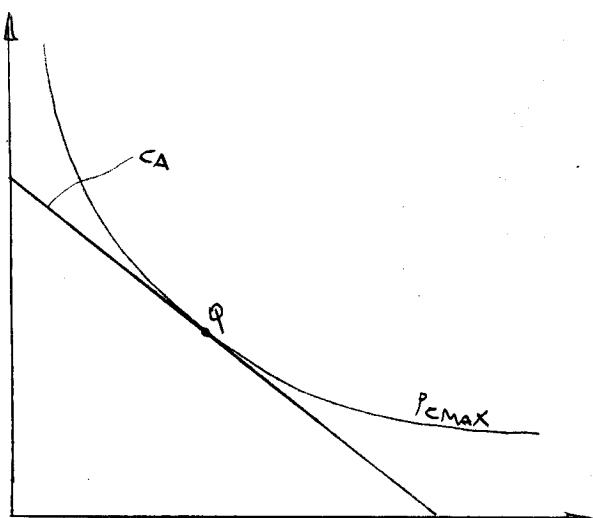
SI REEMPLAZO  $P_{c\max}$  OBTENEMOS:

$$I_{op} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{l\max}}{R_L}}$$

$$V_{ceo} = I_{op} \cdot R_L = R_L \cdot \sqrt{\frac{P_{c\max}}{R_L}} = R_L \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot P_{l\max}}{R_L}}$$

$$V_{ceo} = \sqrt{P_{c\max} \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot P_{l\max} \cdot R_L}$$

VAMOS A DEMOSTRAR QUE LA HIPÉRBOLA DE MÁXIMA DISIPACIÓN DE POTENCIA TIENE LA MÁXIMA PENDIENTE DE LA RECTA DE CARGA DE ALTERNA.



$$m = \frac{di_c}{dN_{ce}} \Big|_0 = -\frac{I_{cq}}{V_{ceq}} = -\frac{1}{R_L}$$

$m$  = PENDIENTE DE LA RECTA DE CARGA DE ALTERNA.

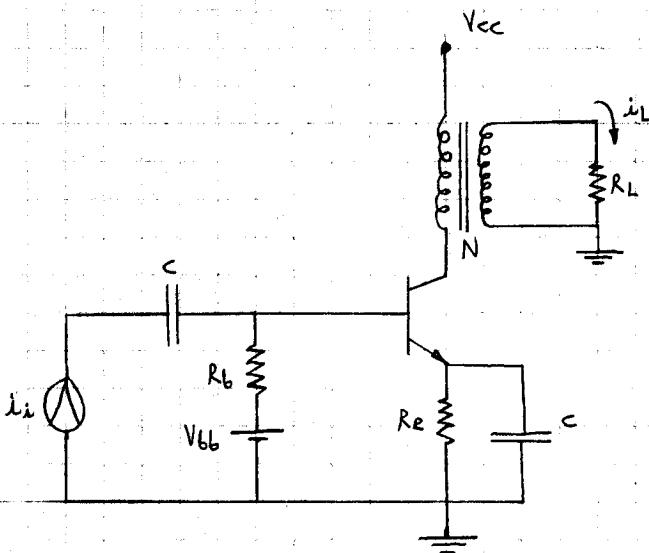
$m$  (de la hipérbola)

$$P_{cmax} = N_{ce}.i_c$$

$$i_c = \frac{P_{cmax}}{N_{ce}}$$

$$m = \frac{di_c}{dN_{ce}} \Big|_0 = -\frac{P_{cmax}}{N_{ce}^2} \Big|_0 = -\frac{V_{ceq}.I_{cq}}{V_{ceq}^2} = -\frac{I_{cq}}{V_{ceq}} = -\frac{1}{R_L}$$

### AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE A, EMISOR COMUN, CON ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR



$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{N_p}{N_s s} = \frac{i_s}{i_p} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

$N$  = RELACION ENTRE PRIMARIO Y SECUNDARIO.

EL TRANSFORMADOR TRANSFORMA VOLTAJES, CORRIENTES E IMPEDANCIAS, PERO NO TRANS-

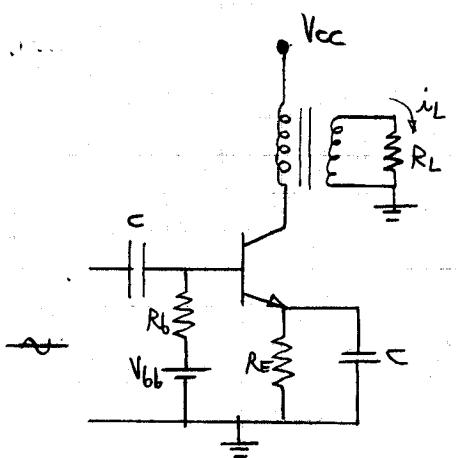
FORMA POTENCIAS.

$$Z_s = R_L$$

$$Z_p = R'_L$$

$$N = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}}$$

$$N^2 = \frac{R'_L}{R_L} \rightarrow R'_L = N^2 \cdot R_L$$



$$N = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \frac{i_L}{i_C}$$

$$Z_S \rightarrow R_L$$

$$Z_P \rightarrow R'_L$$

$$N = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}}$$

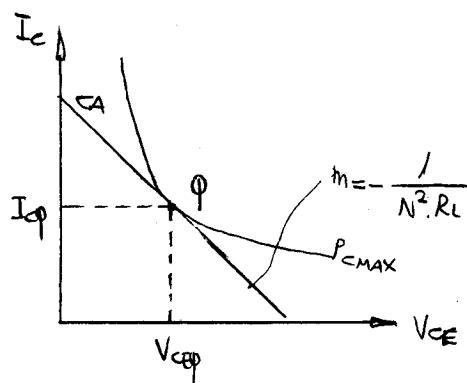
$$R'_L = N^2 \cdot R_L$$

ESTE CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR HACE MAS FLEXIBLE EL ~~DISEÑO~~ DISEÑO  
PUE CON LA BOBINA DE COPLAJE.

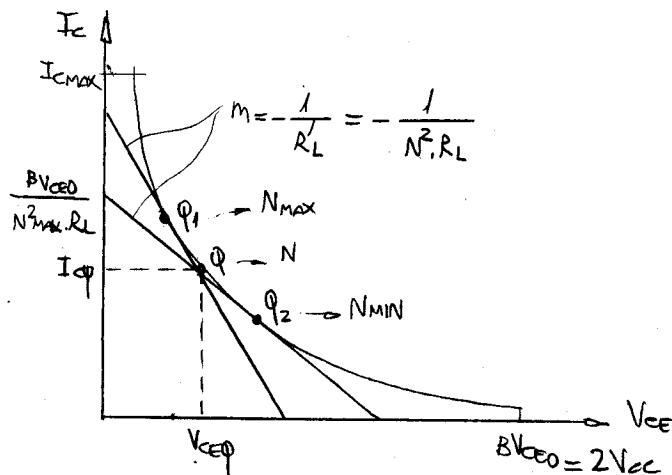
$$R_E \rightarrow 0$$

$$I_{QP} = \frac{V_{CC}}{R'_L}$$

$$I_{QP} = \frac{V_{CC}}{N^2 \cdot R_L}$$



EL TEMA DE LA POTENCIA EN ESTE CIRCUITO ES IGUAL AL DEL ACOPLAMIENTO POR BOBINA,  
REEMPLAZANDO R'\_L POR R\_L.



$i_L$  = CORRIENTE EN EL SECUNDARIO.

$i_C$  = CORRIENTE EN EL PRIMARIO.

CALCULAMOS  $P_{L\text{MAX}}$ :

$$P_{L\text{MAX}} = i_L^2 \cdot R_L = (N \cdot i_C)^2 \cdot R_L = \left( N \cdot \frac{i_{C\phi}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} i_{C\phi}^2 \cdot N^2 \cdot R_L \quad \textcircled{1}$$

SI LOS PUNTOS  $\varphi_1$  Y  $\varphi_2$  SON PARA MES:

$$I_{C\phi_1} = \frac{i_{C\max}}{2} = \frac{V_{CC}}{N_{MIN}^2 \cdot R_L}$$

$$I_{C\phi_2} = \frac{8V_{CC}}{2N_{MAX}^2 \cdot R_L}$$

DE LA ECUACIÓN \textcircled{1}:

$$N_{MIN} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{L\text{MAX}}}{I_{C\phi_1}^2 \cdot R_L}}$$

$$N_{MAX} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{L\text{MAX}}}{I_{C\phi_2}^2 \cdot R_L}}$$

$$f_M = Z = \frac{P_{C\text{MAX}}}{P_{L\text{MAX}}}$$

$$P_{L\text{MAX}} = \frac{P_{C\text{MAX}}}{2}$$

$\varphi$  DEBE ESTAR ENTRE  $\varphi_1$  Y  $\varphi_2$ , YA QUE SI  $N$  ES MAYOR A  $N_{MAX}$ , SE PIERDE POR MAYOR TENSIÓN  $V_{CC}$ . SI  $N$  ES MENOR A  $N_{MIN}$ , SE PIERDE POR MAYOR CORRIENTE  $i_C$ .

$$N = \frac{N_{MAX} + N_{MIN}}{2}$$

$$P_{C\text{MAX}} = V_{CC} \cdot I_{C\phi_2}$$

$$I_{C\phi_2} = \frac{P_{C\text{MAX}}}{V_{CC} \cdot \sqrt{2}}$$

PARA QUE TENGAMOS EL VALOR  $\varphi$  EN EL MEDIO, TENEMOS:

$$I_{C\phi} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{L\text{MAX}}}{N^2 \cdot R_L}}$$

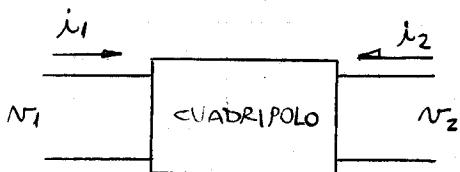
$$V_{CC} = I_{C\phi} \cdot N^2 \cdot R_L$$

## PARÁMETROS HÍBRIDOS:

SON LOS PARÁMETROS INTERNOS DEL TRANSISTOR EN ALTERNA.

SON CUATRO LOS PARÁMETROS: ADMITANCIA, IMPEDANCIA, GANANCIA DE TENSIÓN Y GANANCIA DE CORRIENTE.

ES UN MODELO CIRCUITAL SIMPLE QUE REPRESENTA EL COMPORTAMIENTO DEL TRANSISTOR EN ALTERNA.



PARA ANALIZAR UN CUADRIPOLO, NO IMPORTA LO QUE HAYA DENTRO DE EL, DEBE CUMPLIRSE LA SIGUIENTE ECUACIÓN HÍBRIDA.

$$\left. \begin{array}{l} N_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot N_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot N_2 \end{array} \right\} \text{GENERAL}$$

$h$  = PARÁMETROS HÍBRIDOS (IMPEDANCIA)

$i$  = EN ALTERNA

$$\left. \begin{array}{l} N_1 = h_i \cdot i_1 + h_r \cdot N_2 \\ i_2 = h_f \cdot i_1 + h_o \cdot N_2 \end{array} \right\} \text{TRANSISTOR}$$

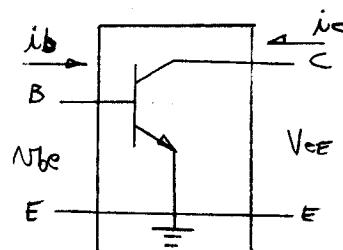
SIENDO:

$$h_i = \frac{N_1}{i_1} \Big|_{N_2=0} \quad h_r = \frac{N_1}{N_2} \Big|_{i_1=0}, \quad h_f = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{N_2=0} \quad h_o = \frac{i_2}{N_2} \Big|_{i_1=0}$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA GANANCIA INVERSA DE TENSIÓN GANANCIA DIRECTA DE CORRIENTE ADMITANCIA DE SALIDA

ESTAS ECUACIONES NO DEPENDEN DE LA CONFIGURACIÓN DEL TRANSISTOR.

-EMISOR COMUN:

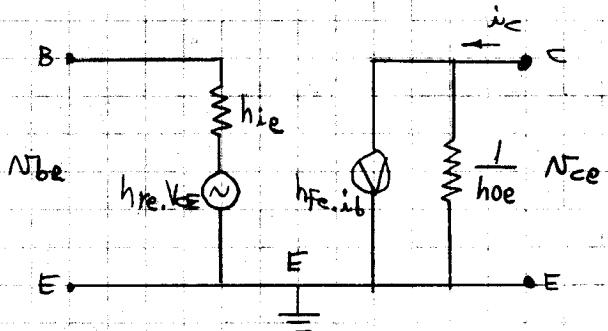


$$N_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot N_{ce}$$

LEY DE KIRCHHOFF DE TENSIÓN A LA ENTRADA DEL CIRCUITO

$$i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot N_{ce}$$

LEY DE KIRCHHOFF DE CORRIENTE A LA SALIDA DEL CIRCUITO.



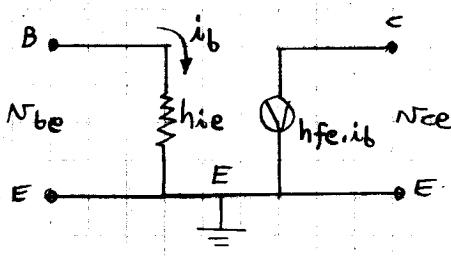
$$hre \approx 0$$

YA QUE ENTRE COLECTOR Y BASE HAY UN CAPACITOR INTERELECTRÓNICO. PARA BAJAS FRECUENCIAS LA REACTANCIA CAPACITIVA ES ALTA Y NO HAY PROBLEMA.

PARA ALTAS FRECUENCIAS, LA REACTANCIA CAPACITIVA ES BAJA Y POR LO TANTO HAY REALIMENTACIÓN; PARA NUESTRO CASO SE CONSIDERA  $hre \approx 0$ .

$$hoe \approx 0$$

QUEDARÍA ENTONCES UN CIRCUITO MÁS SIMPLE, CON DOS PARÁMETROS HÍBRIDOS, Y SE DENOMINA ESTE SISTEMA SIMPLIFICADO DEL TRANSISTOR:



SI GENERALIZAMOS, PODEMOS OBTENER LAS ECUACIONES PARA CALCULAR LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS:

$$hie = \frac{Nbe}{ib}$$

$$\left| \begin{array}{l} V_{ceo} = \text{cte} \\ (Nce = 0, \text{ SAL. EN CORTO}) \end{array} \right.$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA EN CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN.

$$hre = \frac{Nbe}{Nce}$$

$$\left| \begin{array}{l} I_{ao} = \text{cte} \\ (ib = 0, \text{ ENTRADA ABIERTA}) \end{array} \right. = 0$$

$$hfe = \frac{ic}{ib}$$

$$\left| \begin{array}{l} V_{ceo} = \text{cte} \\ (Nce = 0, \text{ SAL. EN CORTO}) \end{array} \right.$$

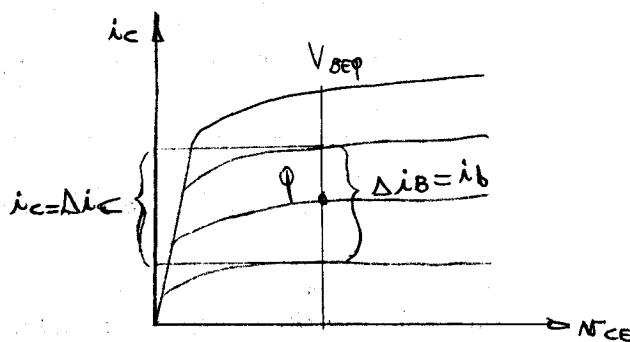
$$h_{oe} = \frac{i_c}{N_{CE}} \Big|_{\substack{I_{BP} = \text{CTE} \\ (i_b = 0, \text{ENT. ABIERTA})}} = 0$$

EL VALOR DE  $h_{ie}$  VIENE A SER LA RESISTENCIA DINAMICA DEL DIODO:

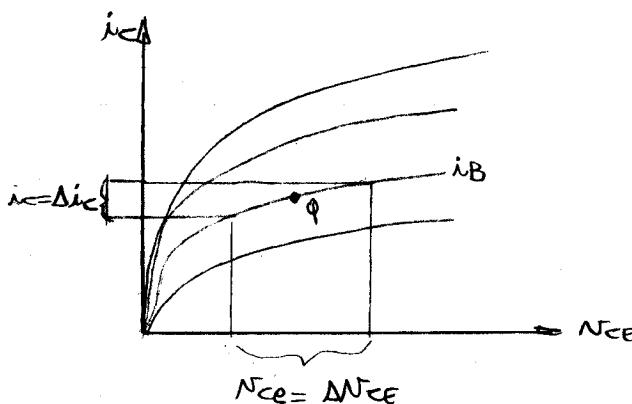
$$h_{ie} - r_d = \frac{N_{be}}{i_b} \Big|_0 = \frac{25 \text{ mV}}{I_{BP}} = \boxed{\frac{25 \text{ mV} \cdot h_{fe}}{I_{BP}}} \quad \beta = h_{fe}$$

LOS VALORES DE  $h_{fe}$  Y  $N_r$  LOS PODEMOS CALCULAR GRÁFICAMENTE:

( $h_{fe}$ )

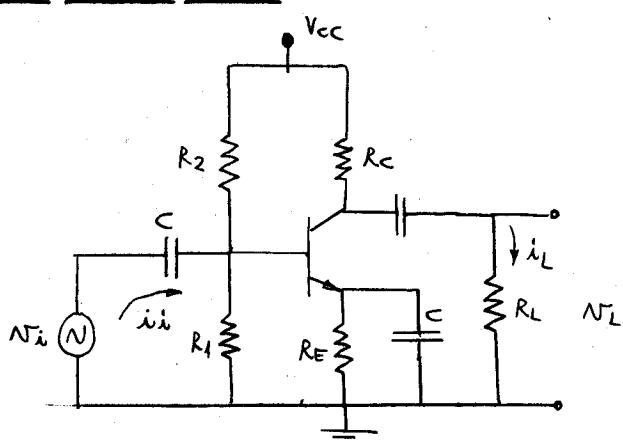


( $h_{oe}$ )

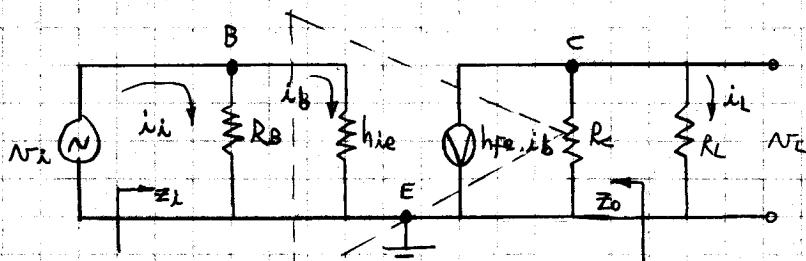


$h_{fe}$  ES DE ALTERNA, PERO DEPENDE DE  $I_{BP}$  QUE ES CONTINUA.

ETAPA AMPLIFICADORA EMISOR COMUN:



GRÁFICAMOS EL CIRCUITO EQUIVALENTE EN ALTERNA, CONSIDERANDO A NE COMO MASA:



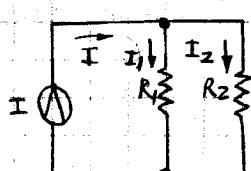
ENDEMOS LA GANANCIA DE CORRIENTE:

$$R_B = R_1 // R_2$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_B} \cdot \frac{i_B}{i_i}$$

$A_i = \text{GANANCIA EN CORRIENTE.}$

COROLARIO:



$$I_2 = I \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_2} = I \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} \cdot \frac{i_B}{i_i} = -h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{ie}}$$

$$i_L = -h_{fe} \cdot i_B \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}, \quad i_B = i_i \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{ie}}$$

EL SIGNO MENOS EN  $i_L$  SIGNIFICA INVERSIÓN DE FASE, DE IGUAL FRECUENCIA Y MAYOR AMPLITUD.

$$\text{SI } \begin{cases} R_L \ll R_C \\ h_{ie} \ll R_B \end{cases} \Rightarrow |A_i| \approx h_{fe}$$

PERO EN GENERAL  $|A_i| < h_{fe}$

SI EL  $h_{fe}$  ES 250, LA GANANCIA NO PUEDE SER MAYOR A ESE VALOR. LAS RESISTENCIAS QUE ME ENSUICIAN EL CIRCUITO SON  $R_C$  Y  $R_B$ .

LA IMPEDANCIA DE SALIDA  $Z_0$  SE CONSIDERA EXCLUYENDO LA CARGA, YA QUE LA SALIDA PUEDE SER LA ENTRADA DE OTRA.

-LA IMPEDANCIA DE ENTRADA  $Z_i$  ES:

$$Z_i = R_b // h_{ie}$$

SI  $h_{ie} \ll R_b \Rightarrow Z_i \approx h_{ie}$

LA SIGUIENTES CONDICIONES DEBEN CUMPLIRSE:

$$h_{ie} \ll R_b \ll \beta \cdot R_e$$

GANANCIA                            ESTABILIDAD

SIENDO  $R_b$  10 VECES MENOR QUE  $\beta \cdot R_e$

POR EJEMPLO;  $h_{ie}: 1k$ ,  $R_b: 10k$ ,  $\beta \cdot R_e = 100k$ .

-LA IMPEDANCIA DE SALIDA  $Z_o$  ES:

$$Z_o = R_c$$

ENTONCES LA IMPEDANCIA DE ENTRADA DE LA CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN DEL TRANSISTOR ES BAJA, Y LA IMPEDANCIA DE SALIDA ALTA.

• VEMOS AHORA LA GANANCIA DE TENSIÓN:

$$A_v = \frac{N_L}{N_i} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_i \cdot Z_i}$$

COMO  $i_L/i_i$  ES LA GANANCIA DE CORRIENTE;

$$A_v = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i}$$

$$A_v = -h_{fe} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_L}{R_b + h_{ie}} \cdot \frac{R_L}{R_b \cdot h_{ie}}$$

$$A_v = -\frac{(R_c // R_L)}{\frac{h_{ie}}{h_{fe}}} = -\frac{R_c // R_L}{h_{ib}}$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

$$\frac{1}{h_{ib}} = g_m$$

EN BASE  
COMÚN

$g_m$  = TRANSCONDUTANCIA (MHO)

$$A_v = -g_m \cdot (R_c // R_L)$$

SI  $R_L \ll R_C$ ,  $A_V = -g_m \cdot R_L$

DE OTRA FORMA PODEMOS CALCULAR LA GANANCIA DE TENSIÓN COMO:

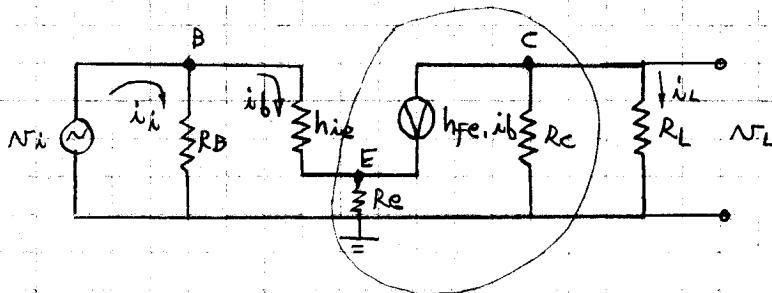
$$A_V = \frac{N_L}{N_i} = \frac{N_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{N_i} = -h_{FE} (R_C // R_L) \cdot \frac{1}{h_{IE}} = \frac{(R_C // R_L)}{h_{IE}}$$

### • GANANCIA DE POTENCIA:

$$A_P = \frac{P_L}{P_i} = \frac{(N_L) i_L}{N_i i_i} = A_V \cdot A_i$$

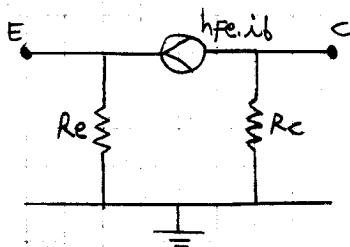
= POTENCIA DE SALIDA  
POTENCIA DE ENTRADA

### ETAPA AMPLIFICADORA EMISOR COMÚN SIN CARGADOR DE DESACOPLAMIENTO DE EMISOR:

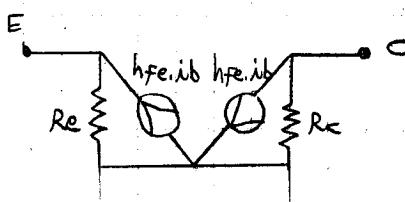


### DESDOBLEMENTE DE LA FUENTE DE CORRIENTE:

PODEMOS REPRESENTAR LA PARTE DEL CIRCUITO ANTERIOR COMO:

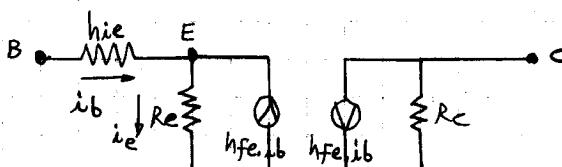


=>



SIENDO  $h_{FE}.i_B$  RESULTANTE IGUAL A AMBAS FUENTES, YA QUE EN SERIE LA CORRIENTE ES LA MISMA.

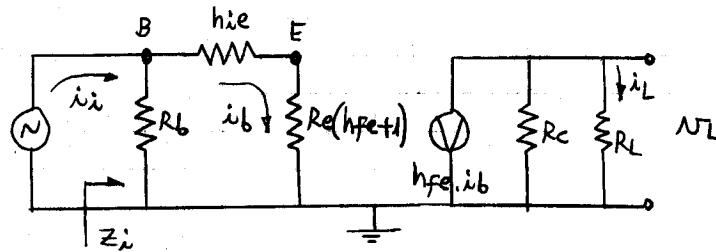
=>



$$i_b + h_{FE}.i_B = i_b (h_{FE} + 1) = i_e$$

$$N_A = i_e \cdot R_E = i_b (h_{FE} + 1) R_E = i_b [R_E (h_{FE} + 1)]$$

SI SACAMOS LA FUENTE DE CORRIENTE DE LA BASE Y MULTIPLICAMOS A RE POR ( $h_{FE} + 1$ ) PASA POR  $h_{ie}$  Y POR RE LA MISMA CORRIENTE  $i_b$ :



$$A_i = -h_{FE} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}, \frac{R_B}{R_B + h_{ie} + R_E(h_{FE} + 1)}$$

SIGNIFICA QUE EL TRANSISTOR SIN EL CAPACITOR DE DESACOPLAMIENTO BAJA LA GANANCIA DE CORRIENTE.

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES:

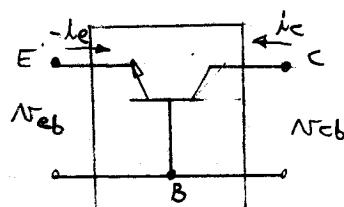
$$Z_i = R_B // [h_{ie} + R_E(h_{FE} + 1)]$$

VEMOS QUE AUMENTA LA IMPEDANCIA DE ENTRADA, POR LO QUE ENTRA MENOS CORRIENTE Y LA GANANCIA DE CORRIENTE DISMINUYE.

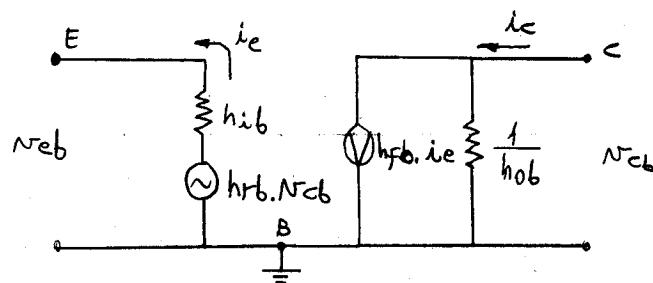
LA IMPEDANCIA DE SALIDA NO SE MODIFICA.

LA GANANCIA DE TENSION POR LO ANTERIOR DISMINUYE.

### CONFIGURACIÓN BASE COMUN;



$$N_{eb} = h_{ib} \cdot (-i_e) + h_{rb} \cdot N_{cb}$$



$$i_c = h_{fb} \cdot i_e + h_{ob} \cdot N_{cb}$$

DESPEJAMOS LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS:

$$h_{ib} = \frac{N_{cb}}{-i_e} \quad | \quad N_{cb} = 0 \quad h_{fb} = \frac{i_c}{i_e} \quad | \quad i_e = 0$$

$$h_{fb} = \frac{N_{cb}}{N_{cb}} \quad | \quad i_e = 0 \quad h_{ob} = \frac{i_c}{N_{cb}} \quad | \quad i_e = 0$$

LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS EN BASE COMÚN SON IGUALES A LOS DE EMISOR COMÚN PERO DIVIDIDOS POR  $h_{fe} + 1$ .

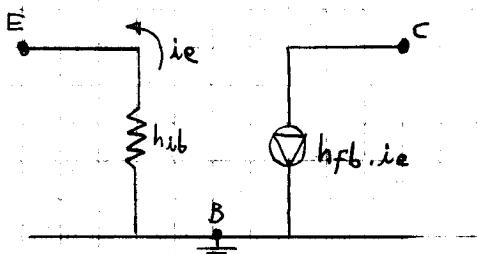
$$h_{ib} = \frac{-h_{ie} \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) \cdot i_b} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

$$h_{fb} = \frac{h_{fe} \cdot i_b}{(h_{fe} + 1) \cdot i_b} = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$$

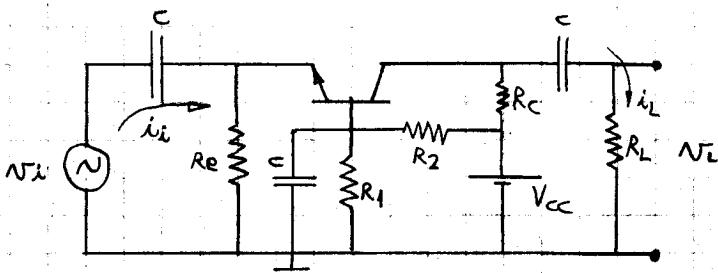
$$h_{fb} = \frac{h_{re} \approx 0}{h_{fe} + 1} \approx 0$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe} \approx 0}{h_{fe} + 1} \approx 0$$

EL MODELO DEL TRANSISTOR EN SU FORMA SIMPLIFICADA Y EQUIVALENTE:

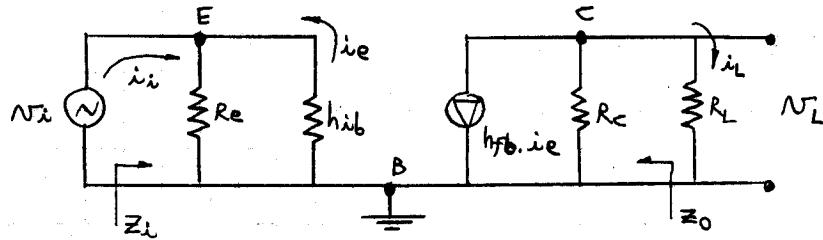


ETAPA AMPLIFICADORA BASE COMÚN:



EL PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO ES IGUAL AL DE EMISOR COMÚN, PERO EN BASE COMÚN LA SEÑAL INGRESA POR EL EMISOR.

EL CIRCUITO EQUIVALENTE EN ALTERNA SERÁ:



- IMPEDANCIA DE ENTRADA:

$$Z_i = R_e \parallel h_{ib}$$

$$\text{COMO } h_{ib} \ll R_e \Rightarrow Z_i \approx h_{ib}$$

- IMPEDANCIA DE SALIDA:

$$Z_o = R_c$$

- GANANCIA DE CORRIENTE:

LA CALCULAMOS EN DOS PARTES:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_e} \right) \cdot \left( \frac{i_e}{i_i} \right) = \left( h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{R_e}{R_e + h_{ib}} \right) < 1$$

COMO SE ANULAN LOS SIGNOS, QUEDANDO POSITIVA LA GANANCIA, NO HAY DESFASE.

$$\begin{cases} R_e \ll R_c \\ h_{ib} \ll R_e \\ h_{fb} \approx 1 \end{cases} \Rightarrow A_i \approx 1$$

NO TIENE GANANCIA DE CORRIENTE, PERO SI TIENE GANANCIA EN TENSIÓN ( $A_v$ ).

LA CONFIGURACIÓN BASE COMÚN AL TENER COMO VENTAJA EN ALGUNOS CIRCUITOS, UNA IMPEDANCIA DE ENTRADA BAJA, COMO EN LOS CIRCUITOS PARA EVITAR LA RETROALIMENTACIÓN.

- GANANCIA DE TENSIÓN:

$$A_v = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i}$$

$$A_v = \frac{N_L}{N_i} = h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_{ib}} \cdot \frac{R_L}{R_e \cdot h_{ib}}$$

$$\begin{cases} R_L \ll R_c \\ h_{fb} \approx 1 \end{cases} \Rightarrow A_v = \frac{R_L}{h_{ib}}$$

$$\frac{1}{h_{ib}} = g_m \quad (\text{QUE ES UNA ANALOGIA ENTRE EL TRANSISTOR BIPOLEAR Y EL DE EFECTO DE CORRIENTE})$$

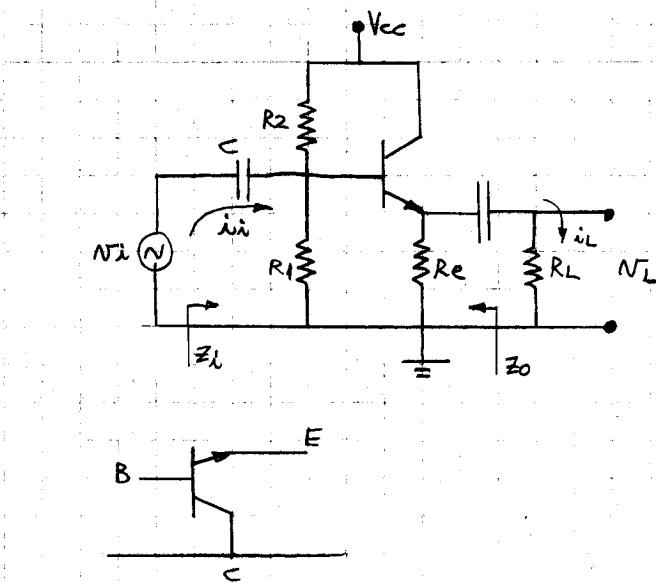
POR LO TANTO!

$$A_V = g_m \cdot R_L$$

### CONFIGURACIÓN COLECTOR COMUN:

A LA ETAPA AMPLIFICADORA CON CONFIGURACIÓN COLECTOR COMUN SE LA SUELE LLAMAR SEGUIDOR EMISOR.

LAS IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA Y LAS GANANCIAS SON EXACTAMENTE AL REVÉS (QUE EN LA CONFIGURACIÓN BASE COMUN).

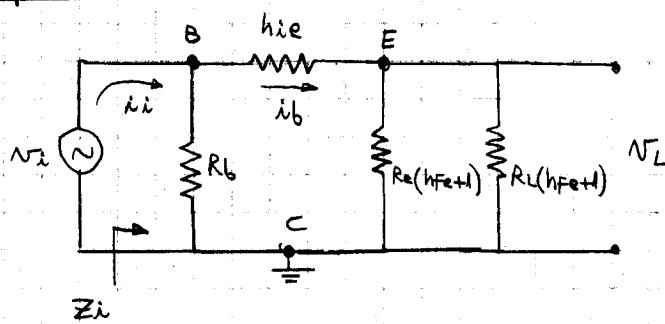


PARA DETERMINAR EL PUNTO  $\Phi$  SE USAN LAS MISMAS FÓRMULAS QUE PARA EMISOR COMUN.

NO TENEMOS RESISTENCIA DE COLECTOR.

EL VALOR DE  $I_{op}$  NO DEPENDE DEL VALOR DE  $R_c$ .

### CIRCUITO EQUIVALENTE EN C.A.



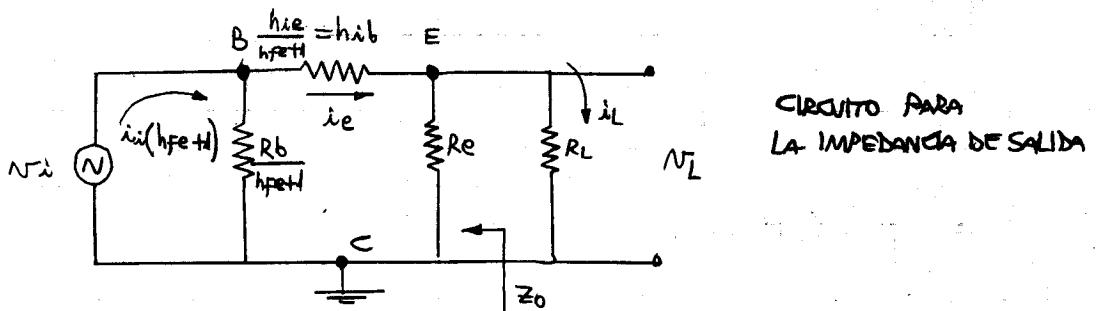
CIRCUITO PARA

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

$$Z_{in} = R_b \parallel [ h_{ie} + (R_e \parallel R_L)(h_{fe} + 1) ]$$

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA EN LA CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN ES MUY GRANDE.

PARA LA IMPEDANCIA DE SALIDA EL CIRCUITO ES EL MISMO, PERO CAMBIAN LOS VALORES:



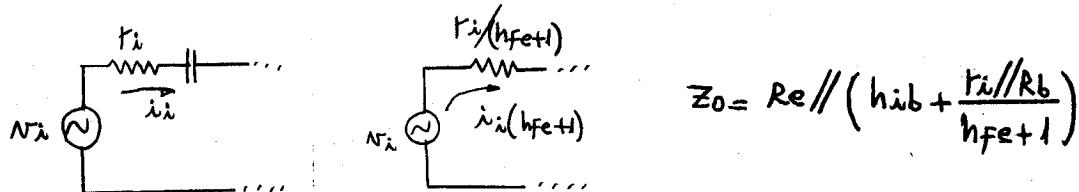
PARA EL CIRCUITO DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA, LA TENSIÓN DE LA SEÑAL ES LA MISMA, Y LAS CORRIENTES AUMENTAN  $h_{fe} + 1$  VECES, Y LAS RESISTENCIAS DISMINUYEN  $h_{fe} + 1$  VECES.

$$N_{be} = h_{ie} \cdot i_B = h_{ib} \cdot i_e$$

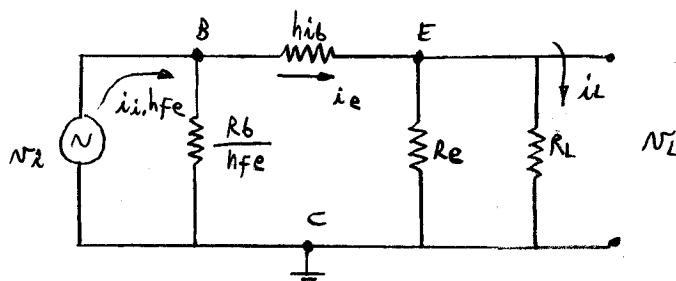
$$Z_0 = R_e \parallel h_{ib}$$

LA IMPEDANCIA DE SALIDA EN ESTA CONFIGURACIÓN ES MUY BAJA.

SI CONSIDERAMOS LA IMPEDANCIA DE LA FUENTE:



$$N_{be} = h_{ie} \cdot i_B = h_{ib} \cdot i_e$$



$$A_{ii} = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_e} \right) \cdot \left( \frac{i_e}{i_i} \right) = \frac{R_e}{R_e + R_L} \cdot h_{fe} \cdot \frac{\frac{R_b}{h_{fe}}}{\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + R_e // R_L}$$

$$A_{ii} = \frac{R_e}{R_e + R_L} \cdot \frac{R_b}{\frac{R_b}{h_{fe}} + h_{ib} + R_e // R_L}$$

$$R_L \ll R_E$$

$$(h_{ie} + R_E // R_L) \ll \frac{R_L}{h_{fe}} \Rightarrow A_i \approx h_{fe}$$

TIENE GANANCIA DE CORRIENTE; PERO NO TIENE GANANCIA DE TENSION.

$$A_v = A_i \cdot \frac{R_E}{Z_i} = \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_L}{\frac{R_L}{h_{ie}} + h_{ie} + R_E // R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L // [h_{ie} + (R_E // R_L)(h_{fe} + 1)]}$$

SI AHORA MULTIPLICAMOS AL SEGUNDO FACTOR POR  $h_{fe}$  Y LO DIVIDIMOS TAMBIEN POR  $h_{fe}$ :

$$= \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{h_{fe} \cdot R_L}{R_L + h_{ie} + (R_E // R_L) \cdot h_{fe}} \cdot \frac{R_L}{\frac{R_L}{h_{ie}} + (R_E // R_L) \cdot h_{fe}}$$

$$= \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{ie} + R_E // R_L} < 1$$

SON MENORES A UNO

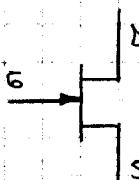
PARA DEMOSTRAR QUE SON MENORES A UNO:

$$A_v = \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{ie} + \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L}} = \frac{R_E // R_L}{h_{ie} + R_E // R_L} < 1$$

PARA  $h_{ie} \ll R_E // R_L \quad A_v \approx 1$

### TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO (FET):

SON TRANSISTORES UNIPOLARES, EXISTEN LOS JFET Y LOS MOSFET.



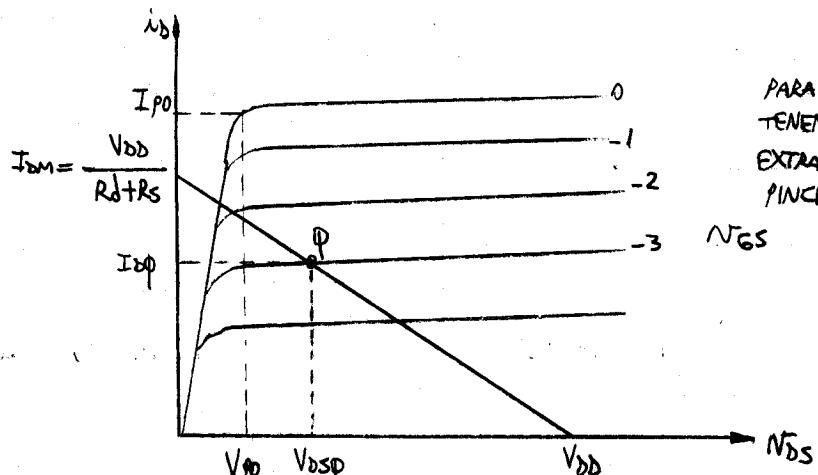
COLECTOR	— DRENADOR
EMISOR	— SURTIDOR
BASE	— GATE

EL FET TIENE UNA IMPEDANCIA DE ENTRADA MUY GRANDE, DEL ORDEN DE  $10^{12} \Omega$

EL VERDADERO EQUIVALENTE EN ESTADO SOLIDO DE LA VÁLVULA (TRIODO) ES EL FET, YA QUE AM

BOS SE MANEJAN CON VARIACIONES DE TENSION.

- PARA EL JFET (TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO POR JUNTA):



PARA  $N_{GS}$  IGUAL A CERO  
TENEMOS EL VOLTAJE DE  
EXTRASATURACIÓN  $V_{po}$  o de  
PINCH OFF.

$$I_D = I_{D0} \left[ 1 + \frac{3 \cdot N_{GS}}{V_{po}} + 2 \cdot \left( -\frac{N_{GS}}{V_{po}} \right)^{3/2} \right]$$

EL JFET TRABAJA CON TENSIONES DE POLARIZACIÓN NEGATIVAS.

$$V_p = N_{DS} = V_{po} + N_{GS} \quad \text{CUANDO } N_{GS} \text{ ES IGUAL A CERO, } N_{DS} \text{ ES IGUAL A } V_{po}$$

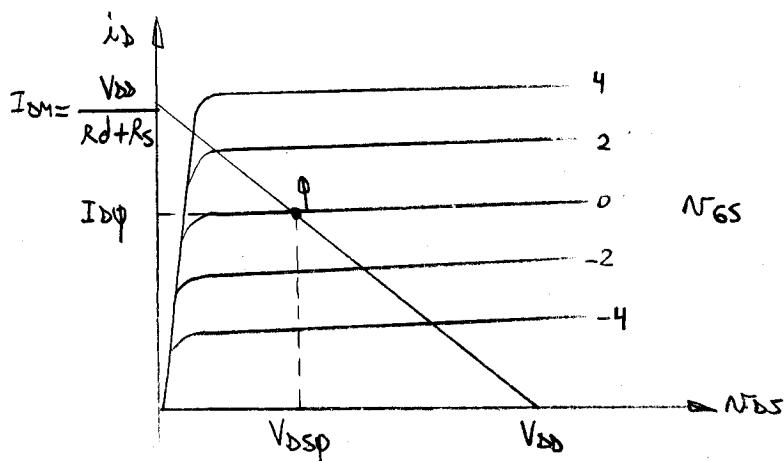
LA RELACIÓN ENTRE  $I_{D0}$  Y LA TEMPERATURA ES:

$$I_{D0} = I'_{D0} \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right)^{3/2} \quad T_0 = \text{TEMP. AMBIENTE}$$

$$I'_{D0} = I_{D0} \Big|_{T=T_0} = I_D \Big|_{N_{GS}=0, T=T_0}$$

- PARA EL MOSFET:

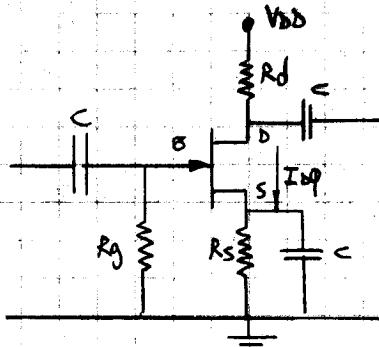
PUEDE SER MANEJADO CON TENSIONES POSITIVAS O NEGATIVAS.



$$I_D = I_{D0} \left( 1 + \frac{N_{GS}}{V_{po}} \right)^2$$

## POLARIZACIÓN:

JFET



Rg ES MUY GRANDE

LA ECUACIÓN A LA SALIDA ES; POR KIRCHOFF :

$$V_{DD} = V_{DSOP} + I_{DOP} (R_d + R_s)$$

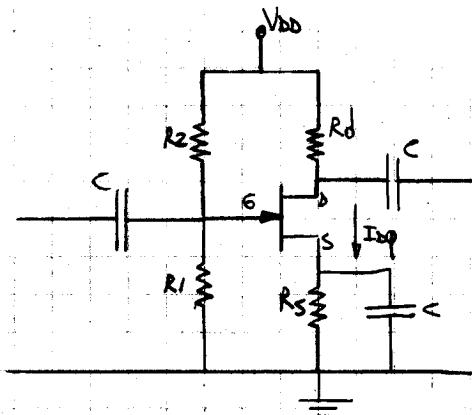
LA ECUACIÓN DE ENTRADA ES :

COMO LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES MUY GRANDE  $I_{GP}$  ES NULA.

$$V_{GSP} = - I_{DOP} \cdot R_s$$

ES NEGATIVA PORQUE LA CORRIENTE TIENE SENTIDO DIASTO.

MOSFET



$$V_{GG} = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

ECUACIÓN DE SALIDA :

$$V_{DD} = V_{DSOP} + I_{DOP} (R_d + R_s)$$

ECUACIÓN DE ENTRADA :

$$V_{GSP} = V_{GG} - I_{DOP} \cdot R_s$$

EN EL ANÁLISIS PARA ENCONTRAR EL PUNTO  $\Phi$  EN LA RECTA DE CARGA CON UNA  $R_S$ :

$R_S$	
$I_D$	$V_{DS}$
$I_{D1}$	$V_{DS1}$
$I_{D2}$	$V_{DS2}$
⋮	⋮

CUALQUIER VALOR DE  $I_D$ , MULTIPLICADO POR  $R_S$  NO NOS DARÁ EL VALOR DE  $V_{DS}$ , SALVO EN EL PUNTO  $\Phi$  QUE SERÁ IGUAL.

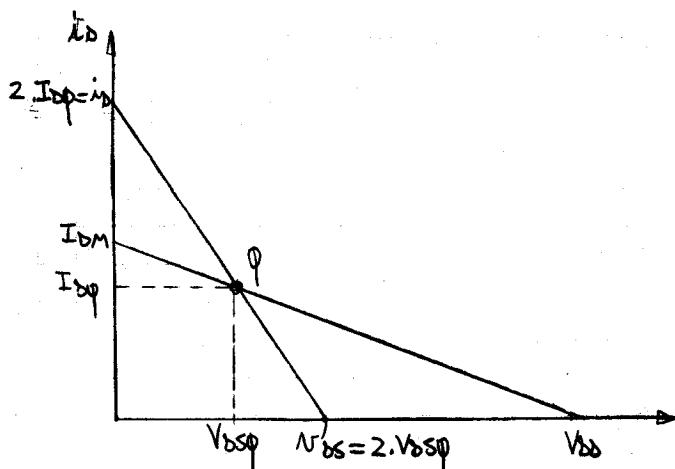
PARA EL DISEÑO CALCULAMOS  $R_S$  COMO:

$$R_S = -\frac{V_{DS\Phi}}{I_{D\Phi}}$$

DE LA ECUACIÓN DE SALIDA DESPEJAMOS  $R_D$ :

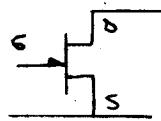
$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS\Phi}}{I_{D\Phi}} - R_S$$

LA RECTA DE CARGA EN ALTERNA SERÁ; PARA MES:



PARÁMETROS INTERNOS DEL FET:

$$r_{gs} = \left. \frac{\Delta V_{GS}}{\Delta I_G} \right|_{\Phi} \rightarrow \infty$$



$$r_{ds} = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{\Phi} \quad \text{EQUIVALENTE EN EL BIPOLAR A } \frac{1}{h_{oe}}$$

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{\Phi} \quad \text{EQUIVALENTE EN EL BIPOLAR A } \frac{1}{h_{ib}} \quad g_m = \text{TRANSCONDUTANCIA MÚLT}$$

$$g_m|_{BIP} = \frac{1}{h_{ib}} > g_m|_{FET}$$

EL  $g_m$  DEL BIPOLAR ES CUARENTA VECES MAYOR AL  $g_m$  DEL FET.

$$40 \text{ m}\Omega < \frac{1}{h_{ib}}|_{BIP} < 400 \text{ m}\Omega$$

$$1 \text{ m}\Omega < g_m|_{FET} < 100 \text{ m}\Omega$$

EL SÍMBOLO DE AMPLIFICACIÓN DE TENSIÓN EN EL FET,  $\mu$ , ES SIMILAR AL  $\beta$  DEL BIPOLAR:

$$\mu = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}}|_0$$

$$\mu = k_{DS} \cdot g_m$$

$$k_{DS} \sim \frac{1}{I_{DS}}$$

PARA EL MOSFET:

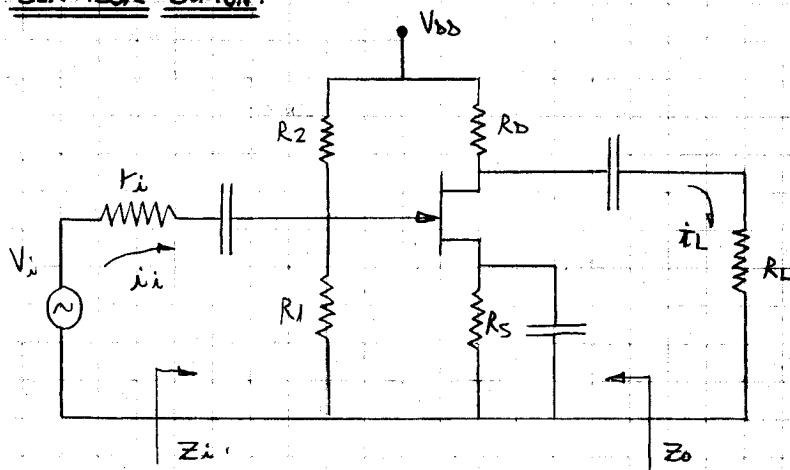
$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = I_{D0} \cdot 2 \left( 1 + \frac{V_{GS}}{V_{PO}} \right) \cdot \frac{1}{V_{PO}}$$

$$g_m \sim \sqrt{I_{DS}}$$

$$g_m \sim V_{DS0}$$

$$\mu = g_m \cdot k_{DS} \sim \sqrt{I_{DS}} \cdot \frac{1}{I_{DS}} \sim \frac{I_{DS}}{I_{DS} \cdot \sqrt{I_{DS}}} \sim \frac{1}{\sqrt{I_{DS}}}$$

AMPLIFICADOR SURTIDOR COMÚN:



$$V_{l_{MAX}} = V_{DS0}$$

$$V_{GSQ} = V_{GS} - I_{DQ} \cdot R_S$$

PARA CONTINUA.

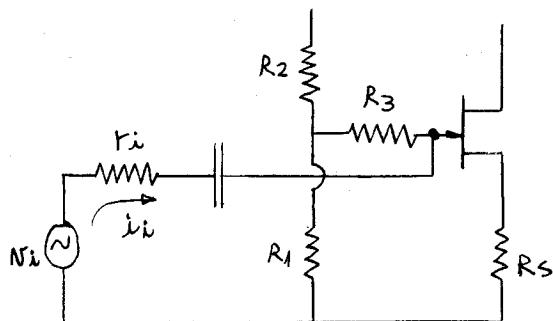
$$V_{DD} = V_{GSQ} + I_{DQ} (R_D + R_S)$$

$$\mu = r_{ds} \cdot g_m$$

### CIRCUITO EQUIVALENTE PARA SEÑAL:

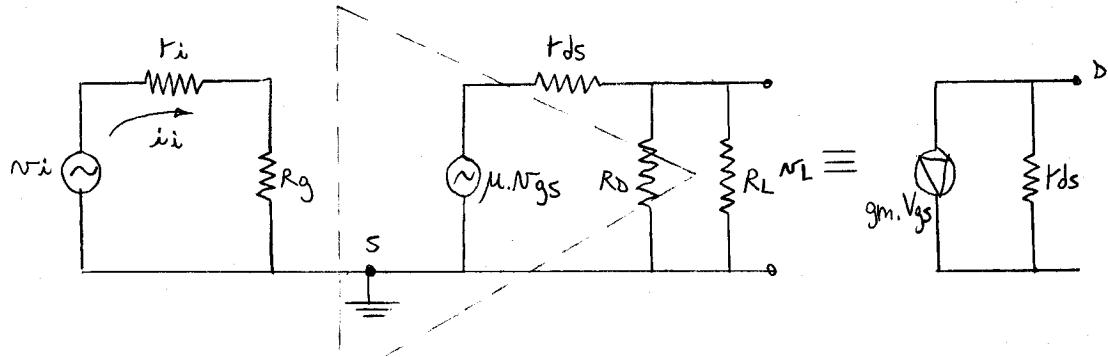
PARA AUMENTAR MÁS LA IMPEDANCIA DE ENTRADA SE SUELE COLOCAR OTRA RESISTENCIA DE ENTRADA.

CON ESTO CONSEGUIMOS QUE  $R_g = R_3 + (R_1 // R_2)$  SEA AUMENTADA.



PARA POLARIZACIÓN DE CONTINUA, ESTA RESISTENCIA NO AFECTA A  $V_{GS}$  DEBIDO A QUE POR  $R_3$  NO CIRCULA CORRIENTE, POR LA ALTA IMPEDANCIA DE LA GATE.

### CIRCUITO HÍBRIDO PARA C.A.:



UNA FUENTE DE TENSIÓN EN SERIE CON UNA RESISTENCIA ES IGUAL A UNA FUENTE DE CORRIENTE EN PARALELO CON DICHA RESISTENCIA. (DEL TEOREMA DE NORTON).

### GANANCIA DE TENSIÓN:

$$A_V = \frac{N_L}{N_i} = \frac{N_L}{N_{GS}} \cdot \frac{N_{GS}}{N_i}$$

$$N_L = -\frac{\mu \cdot N_{GS} (R_D // R_L)}{R_{DS} + (R_D // R_L)} \Rightarrow \frac{N_L}{N_{GS}} = -\frac{\mu \cdot (R_D // R_L)}{R_{DS} + (R_D // R_L)}$$

$$AV = -\frac{\mu \cdot (R_d // R_L)}{r_{ds} + (R_d // R_L)} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i}$$

SI  $\begin{cases} r_i \ll R_g \\ R_d // R_L \gg r_{ds} \end{cases} \Rightarrow |AV| \approx \mu$

EN GENERAL  $\mu > |AV|$

### GANANCIA DE CORRIENTE:

$$Z_i = r_i + R_g \quad Z_o = R_d // r_{ds}$$

$$AV = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i} \Rightarrow A_i = A_N = \frac{Z_i}{R_L}$$

$$A_i = -\frac{\mu \cdot (R_d // R_L)}{r_{ds} + (R_d // R_L)} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i} \cdot \frac{r_i + R_g}{R_L}$$

$$A_i = -\frac{\mu \cdot (R_d // R_L)}{r_{ds} + (R_d // R_L)} \cdot \frac{R_g}{R_L}$$

SI  $R_d // R_L \ll r_{ds}$

$$A_i = \frac{\mu \cdot (R_d // R_L)}{r_{ds}}$$

SI  $R_L \ll R_d$

$$A_i = \frac{\mu \cdot R_L}{r_{ds}} = \boxed{-g_m \cdot R_L}$$

### ANÁLISIS DEL $g_m$ :

$$g_m \Big|_{FET} = g_m \Big|_{BIP} = \frac{1}{h_{ib}}$$

$$g_m \Big|_{FET} < \frac{1}{h_{ib}}$$

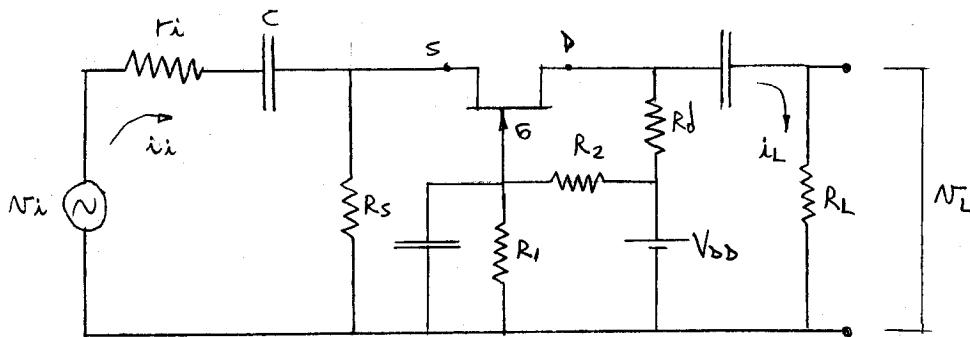
$$1 mV < g_m < 40 mV$$

$$40 mV < \frac{1}{h_{ib}} < 400 mV$$

ES COMPARABLE LA GANANCIA DEL BIPOLAR CON LA DEL FET EN TENSIÓN.

$$\Delta N = -h_{fe} \cdot \frac{R_L}{h_{ie}} = -\frac{R_L}{h_{ib}} = \boxed{-g_m \cdot R_L}$$

## AMPLIFICADOR COMBUSTA COMUN:



$$V_{DD} = V_{DS0} + I_{DQ} (R_d + R_s)$$

$$V_{GSQ} = V_{GS} - I_{DQ} \cdot R_s$$

$$I_{DQ}^{\text{MES}} = \frac{V_{DD}}{R_{CC} + \underbrace{(R_d + R_s)}_{R_{CA}} + \underbrace{(R_d // R_L)}_{R_{CA}} + R_s}$$

## CIRCUITO EQUIVALENTE PARA SEÑAL:

REFLEXIONES DE IMPEDANCIAS:

$$\text{BIPOAR} \Rightarrow \text{ENTRE E Y B} \Rightarrow N = \text{CTE} = i \cdot R$$

$i_e > i_b$

$$i_e = (h_{FE}) \cdot i_b$$

↑ ↓

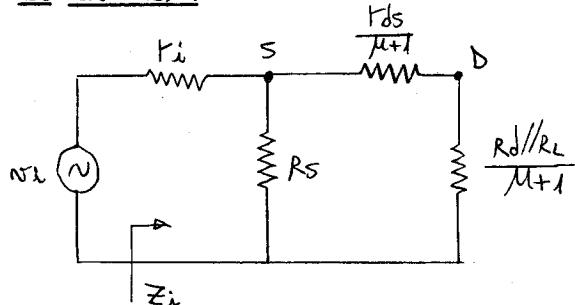
$$\text{FET} \Rightarrow \text{ENTRE D Y S} \Rightarrow i = \text{CTE} = \frac{N}{R}$$

$N_d > N_s$

$$N_d = (\mu + 1) \cdot N_s$$

↑ ↓ ↑ ↓

## - IMPEDANCIA DE ENTRADA:

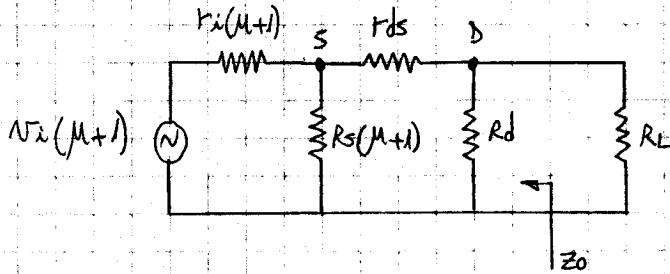


• REFLEXION AL SURTIDOR.

PASO DE D A S EN DONDE EL VOLTAJE ES MENOR, ENTONCES ACHICAMOS LAS RESISTENCIAS.

$$Z_i = R_i + R_s // \left[ \frac{R_{ds}}{\mu+1} + \frac{R_d // R_L}{\mu+1} \right]$$

## IMPEDANCIA DE SALIDA:



REFLEXION AL DRENADOR.

$$Z_0 = R_d \parallel [r_{ds} + (r_s \parallel r_s) \cdot (M+1)]$$

## GANANCIA DE TENSION:

$$\Delta V = \frac{V_L}{V_i} = \frac{V_L}{V_i} \cdot \frac{i_d}{i_i} = R_d \parallel R_L$$

$$i_d = i_i \cdot \frac{R_s(M+1)}{R_s(M+1) + r_{ds} + R_d \parallel R_L}$$

$$i_i = \frac{V_i(M+1)}{r_i(M+1) + [R_s(M+1) \parallel (r_{ds} + R_d \parallel R_L)]}$$

$$\Delta V = R_d \parallel R_L \cdot \frac{(M+1)}{r_i(M+1) + [R_s(M+1) \parallel (r_{ds} + R_d \parallel R_L)]} \cdot \frac{R_s(M+1)}{R_s(M+1) + r_{ds} + R_d \parallel R_L}$$

## GANANCIA DE CORRIENTE:

$$\Delta i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_d} \right) \cdot \left( \frac{i_d}{i_i} \right) = \left( \frac{R_d}{R_d + R_L} \right) \cdot \frac{R_s \cdot M}{R_s \cdot M + r_{ds} + R_d \parallel R_L} < 1$$

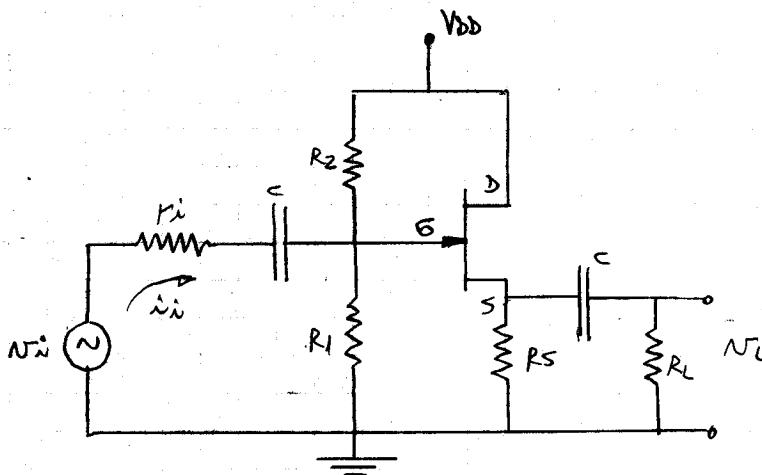
LA GANANCIA DE CORRIENTE ES MENOR A UNO, DEBIDO A QUE EN ESTA CONFIGURACION TENEMOS

GANANCIA DE TENSION Y NO DE CORRIENTE.

## GANANCIA DE TENSION:

$$\Delta V = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i} = \frac{R_d}{R_d + R_L} \cdot \frac{R_s \cdot M}{R_s \cdot M + r_{ds} + R_d \parallel R_L} \cdot \frac{R_L}{r_i + R_s \parallel \left( \frac{r_{ds}}{M} + \frac{R_d \parallel R_L}{M} \right)}$$

## AMPLIFICADOR DRENADOR COMUN (SEGURO SURTIDOR):



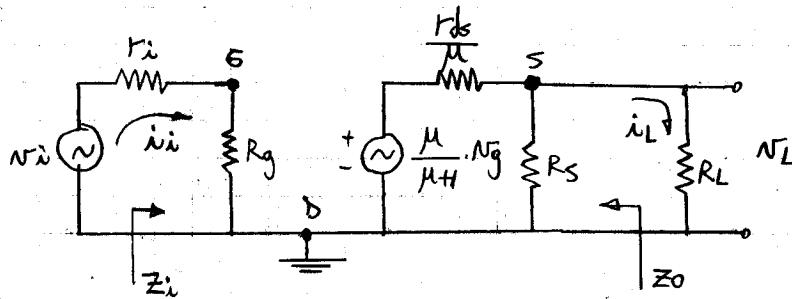
$$V_{DSD} = V_{DD} - I_{DSD} \cdot R_S$$

$$V_{DD} = V_{DSD} + I_{DSD} \cdot R_S$$

PARA MES:

$$I_{DSD} = \frac{V_{DD}}{R_S + R_S // R_L}$$

EL CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNA ES:



$$Z_i = r_i + R_g$$

$$Z_o = R_S // \frac{r_{ds}}{\mu}$$

$$\Delta N = \frac{N_L}{N_i} = \left( \frac{N_L}{N_g} \right) \left( \frac{N_g}{N_i} \right) = \frac{R_S // R_L}{\frac{r_{ds}}{\mu} + R_S // R_L} \cdot \frac{R_g}{r_i + R_g} < 1$$

EN ESTA CONFIGURACION NO TENEMOS GANANCIA DE TENSION, AERO SI GANANCIA DE CORRIENTE.

COMO:

$$\Delta V = \Delta i \cdot \frac{R_L}{Z_i}$$

$$\Delta i = \frac{\Delta V \cdot Z_i}{R_L} = \frac{R_S // R_L}{\frac{r_{ds}}{\mu} + R_S // R_L} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i} \cdot \frac{r_i + R_g}{R_L}$$

SI

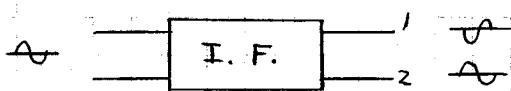
$$\left\{ \begin{array}{l} r_{ds}/\mu \ll R_S // R_L \\ r_i \ll R_g \end{array} \right.$$

$$A_i = \frac{R_g}{R_L}$$

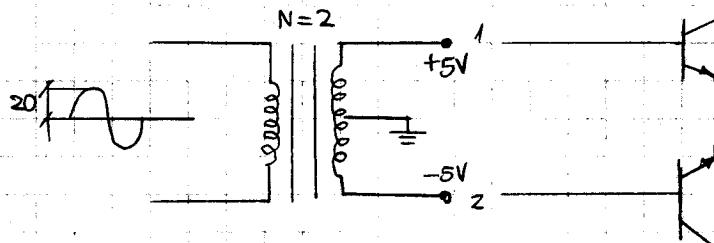
### INVERSOR DE FASE:

ES INVERSOR DE FASE ES UN CIRCUITO QUE POSEE DOS SALIDAS DE IGUAL AMPLITUD PERO O-  
PUESTAS EN FASE.

LO VAMOS A CONSTRUIR CON UN JFET, CON SALIDAS EN EL DRENADOR Y EN EL SUTIDOR.

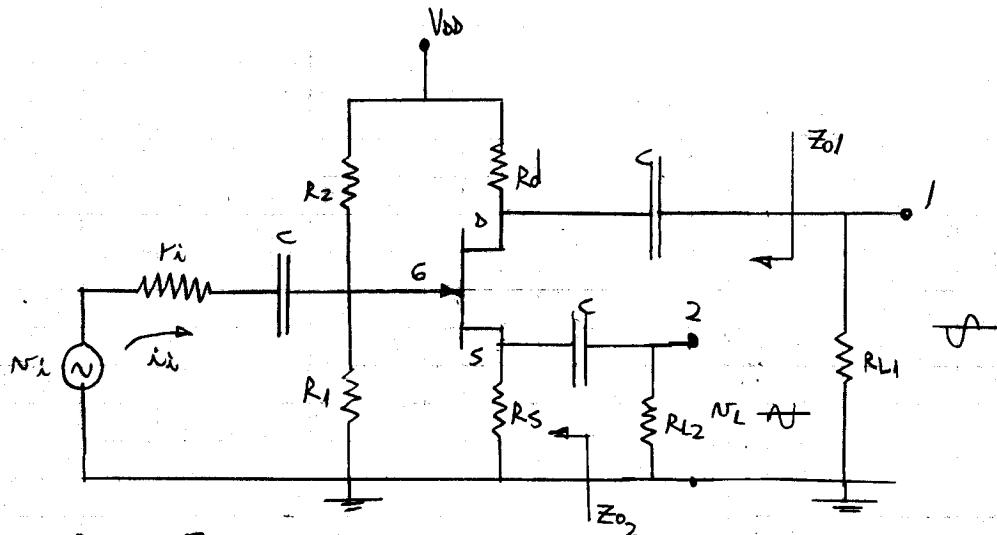


UN INVERSOR DE FASE TAMBIÉN SE PUEDE HACER CON UN TRANSFORMADOR CON PUNTO MEDIO.

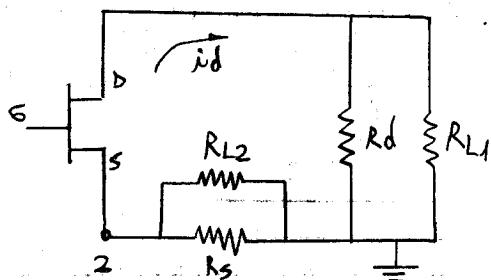


EL ANTERIOR ES LA BASE DEL FUNCIONAMIENTO DE UN CIRCUITO PUSH-PULL, QUE HACE QUE CONDUZCA UN TRANSISTOR A LA VEZ, ALTERNABAMENTE.

EL CIRCUITO QUE VAMOS A REALIZAR TAMBIÉN SE PUEDE REALIZAR CON TRANSISTORES BIPOLARES.



EL CIRCUITO PARA SEÑAL ALTERNA ES:



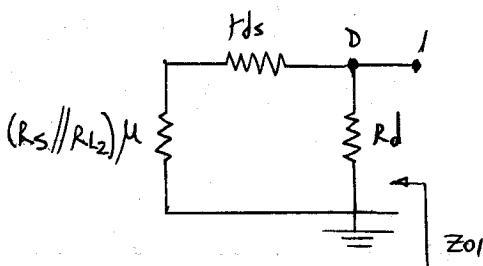
$$N_1 = id \cdot (Rd // RL_1)$$

$$N_2 = -id \cdot (RS // RL_2)$$

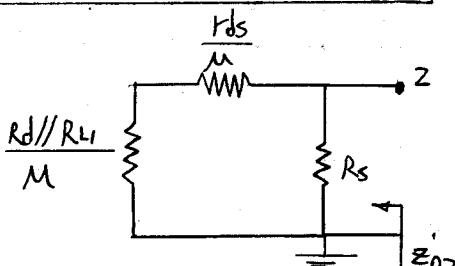
SI:

$$\begin{aligned} Rd // RL_1 &= RS // RL_2 \\ N_1 &= -N_2 \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \text{DEBE CUMPLIR ESTA CONDICIÓN PARA QUE LAS SALIDAS ESTÉN} \\ \text{OPUESTAS EN FASE} \end{array} \right.$$

LAS IMPEDANCIAS DE SALIDA SERÁN:



$$Z_{01} = Rd // [r_{ds} + (RS // RL_2) \mu]$$

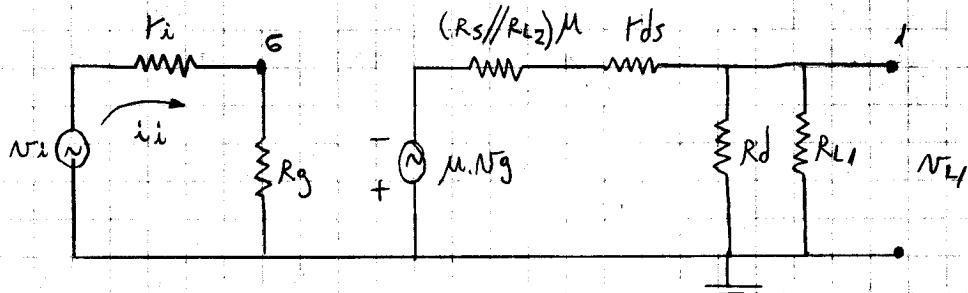


$$Z_{O2} = R_S \parallel \left( \frac{r_{ds}}{\mu} + \frac{r_d \parallel R_L}{\mu} \right)$$

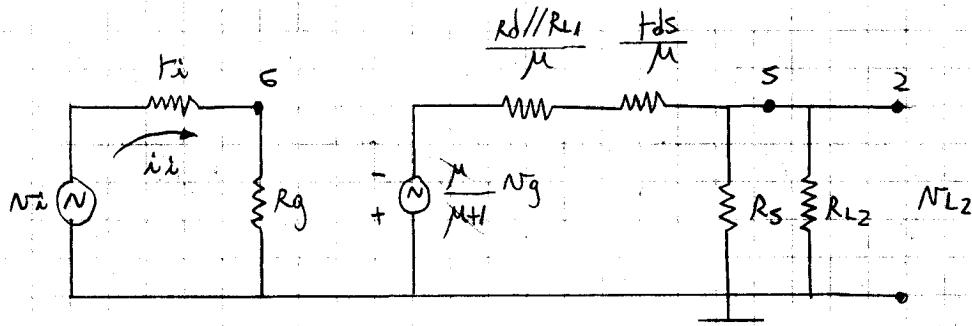
EN LOS PET SE REFLEJA DRENADOR EN SURTIDOR Y SURTIDOR Y DRENADOR.

COMO EN AMBAS SALIDAS DEBEMOS TENER LA MISMA AMPLIFICACIÓN, LAS GANANCIAS SON IGUALES.

EL CIRCUITO HÍBRIDO CON ALTERNA ES:



$$\Delta N_1 = \frac{N1i}{N2i} = \frac{N1i}{N2i} \cdot \frac{N3}{N2i} = \frac{-\mu \cdot (Rd \parallel RL_1)}{(R_S \parallel RL_2)\mu + r_{ds} + Rd \parallel RL_1} \cdot \frac{Rg}{Rg + r_i} < 1$$



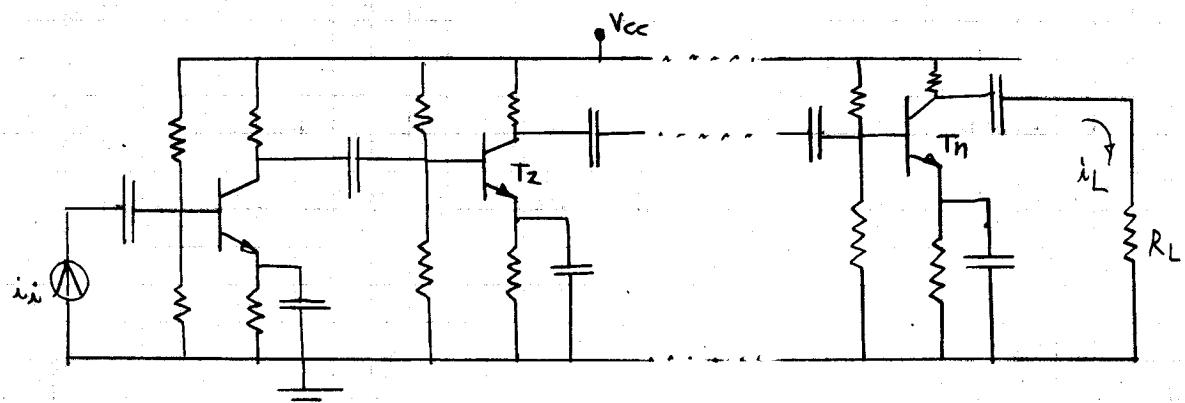
$$\Delta N_2 = \frac{N1i}{N2i} = \frac{N1i}{N2i} \cdot \frac{N3}{N2i} = \frac{R_S \parallel RL_2}{\frac{Rd \parallel RL_1}{\mu} + \frac{r_{ds}}{\mu} + R_S \parallel RL_2} \cdot \frac{Rg}{Rg + r_i}$$

SI MULTIPLICAMOS LA ÚLTIMA ECUACIÓN POR  $\mu$ , VEMOS QUE LAS GANANCIAS DE TENSIÓN  $\Delta N_1$  Y  $\Delta N_2$  SON IGUALES.

$$\Delta N = \frac{\mu \cdot (R_S \parallel RL_2)}{Rd \parallel RL_1 + r_{ds} + (Rg \parallel RL_2) \cdot \mu}, \frac{Rg}{Rg + r_i}$$

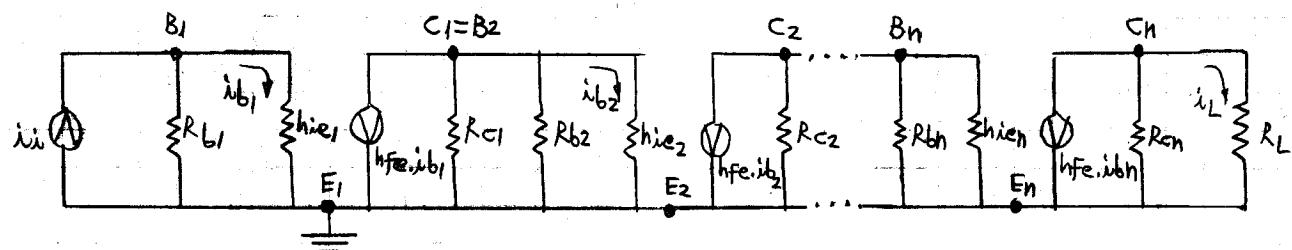
## AMPLIFICADORES MULTITAPAS:

### ETAPAS AMPLIFICADORAS EMISSOR COMUN CON AMPLIACION R-C:



LA CORRIENTE  $i_{L0}$  ES MUY PEQUEÑA AL COMIENZO, Y VA AUMENTANDO HASTA LA SALIDA.

EL CIRCUITO HÍBRIDO ES:



$$\Delta i = \frac{i_L}{i_{in}} = \frac{i_L}{i_{b_{n-1}}} \dots \frac{1}{i_{b_2}} \cdot \frac{i_{b_2}}{i_{b_1}} \cdot \frac{i_{b_1}}{i_{in}}$$

$$\Delta i = \left( -h_{fe} \cdot \frac{R_{on}}{R_{on} + R_L} \right) \cdot \left( -h_{fe} \cdot \frac{R_{c2} // R_{b2}}{R_{c2} // R_{b2} + h_{ie2}} \right) \cdot \left( -h_{fe} \cdot \frac{R_{c1} // R_{b1}}{R_{c1} // R_{b1} + h_{ie1}} \right) \left( \frac{R_{b1}}{R_{b1} + h_{ie1}} \right)$$

Si

$$\begin{cases} R_L \ll R_{on} \\ h_{ie1} \ll R_{c2} // R_{b2} \\ h_{ie2} \ll R_{c1} // R_{b1} \\ h_{ie1} \ll R_{b1} \end{cases}$$

$$\therefore \Delta i \approx (-h_{fe})^n$$

$n \text{ PAR} \Rightarrow \Delta i = h_{fe}^n$

$n \text{ IMPAR} \Rightarrow \Delta i = -h_{fe}^n$

$$Z_i = R_{b1} // h_{ie1} \approx h_{ie1}$$

$$\Delta r = \Delta i \cdot \frac{R_L}{Z_i} \approx (h_{fe})^n \cdot \frac{R_L}{h_{ie1}}$$

$$\Delta f = \Delta r \cdot \Delta i = (-h_{fe})^{2n} \cdot \frac{R_L}{h_{ie1}}$$

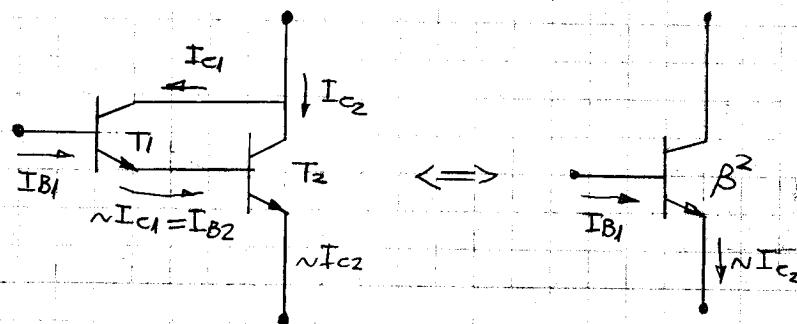
$n = \text{CANTIDAD DE ETAPAS.}$

$$h_{FE1} = h_{FE2} = \dots = h_{FEn} = h_{FE}$$

### CONEXIONES DE TRANSISTORES EN FORMA DIRECTA:

UNA DE LAS FORMAS ES EL LLAMADO PAR DARLINGTON, cuyo circuito sin polarizar se muestra a continuación.

LOS  $\beta$  SON IÉGUALES EN AMBOS TRANSISTORES.



$$\left| \begin{array}{l} E_1 = B_2 \\ C_1 = C_2 \end{array} \right|$$

ESTÁN UNIDOS

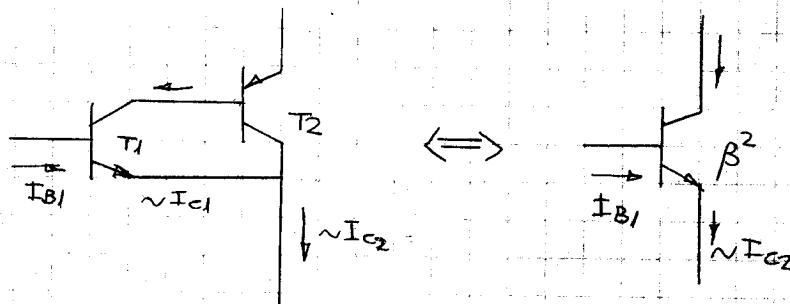
$$\sim I_{C2} = \beta^2 \cdot I_{B1}$$

$$\sim i_{C2} = h_{FE}^2 \cdot i_{B1}$$

SI LOS  $\beta$  DE LOS TRANSISTORES SON DISTINTOS,  $I_{C2} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B1}$ .

### PAR COMPLEMENTARIO:

EN ESTE CASO SI UNO DE LOS TRANSISTORES ES NPN EL OTRO ES PNP, Y VICEVERSA.



$$\left| \begin{array}{l} C_1 = B_2 \\ E_1 = C_2 \end{array} \right|$$

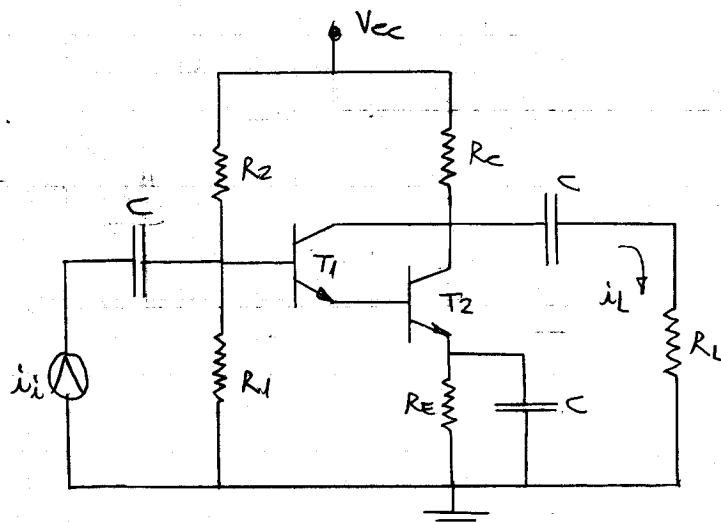
$$\sim I_{C2} = \beta^2 \cdot I_{B1}$$

$$\sim i_{C2} = h_{FE}^2 \cdot i_{B1}$$

CASE DESTACAR PUES EN EL PAR DARLINGTON SE PUEDEN USAR CONECTANDO  $N$  TRANSISTORES, EN CAMBIO EN EL PAR COMPLEMENTARIO NO SE PUEDE.

## AMPLIFICADOR DARLINGTON: SALIDA POR COLECTOR:

ES EL PAR DARLINGTON PERO CON TODA LA POLARIZACIÓN.



PARA CC:

$$I_{CQ2} = \frac{V_{bb} - 2V_{be}}{\frac{R_b}{\beta^2} + R_E}$$

$$V_{CEQ2} = V_{cc} - I_{CQ2}(R_C + R_E)$$

$$I_{BQ2} \approx I_{Q1} = \frac{I_{CQ2}}{\beta}$$

$$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{\beta} = \frac{I_{CQ2}}{\beta^2}$$

$$V_{CEQ1} = V_{cc} - V_{be}$$

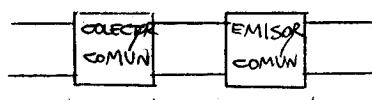
PARA EL DISEÑO TENEMOS POR ESTABILIDAD PUE:

$$R_b = \frac{\beta^2 \cdot R_E}{10}$$

ECUACIÓN DE ENTRADA:

$$V_{bb} = \frac{I_{CQ2}}{\beta^2} \cdot R_b + 2V_{be} + I_{CQ2} \cdot R_E$$

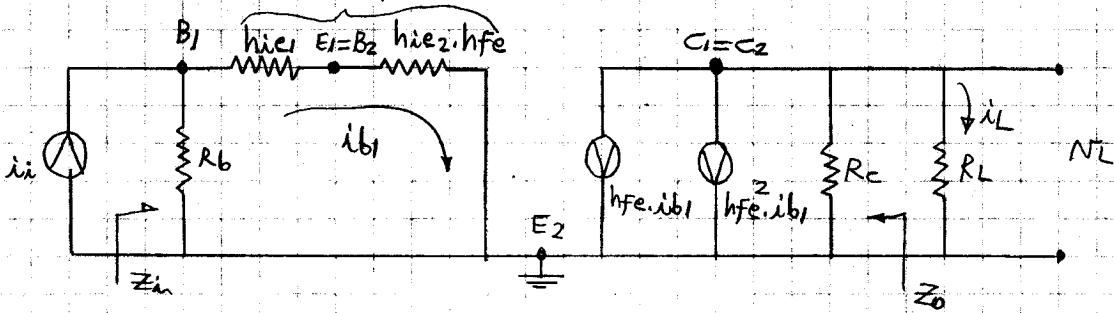
PARA ALTERNA TENEMOS:



TIENE GANANCIA DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN.  
TIENE GANANCIA DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN.  
PERO NO DE TENSIÓN, Y DE TENSIÓN.

CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNATIVO

2.hie<sub>1</sub>



VAMOS A DEMOSTRAR LA IGUALDAD MOSTRADA ARRIBA DEL CIRCUITO:

$$hie_2 = \frac{25 \text{ mV} \cdot hfe}{I_{CQ2}} = \frac{25 \text{ mV} \cdot hfe}{hfe \cdot I_{CQ1}} = \frac{hie_1}{hfe}$$

$$hie_2 \cdot hfe = hie_1$$

LA GANANCIA DE CORRIENTE SERÁ:

$$A_i = \frac{M}{Z_i} = \left( \frac{i_L}{i_B1} \right) \cdot \left( \frac{i_B1}{Z_i} \right) = \left( -hfe^2 \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \cdot \left( \frac{R_b}{R_b + 2hie_1} \right)$$

HAY INVERSIÓN DE FASE (SIGNO NEGATIVO EN LA GANANCIA) DEBIDO A QUE HAY UN SOLO EMISOR COMÚN, Y EL COLECTOR COMÚN NO CAMBIA LA FASE.

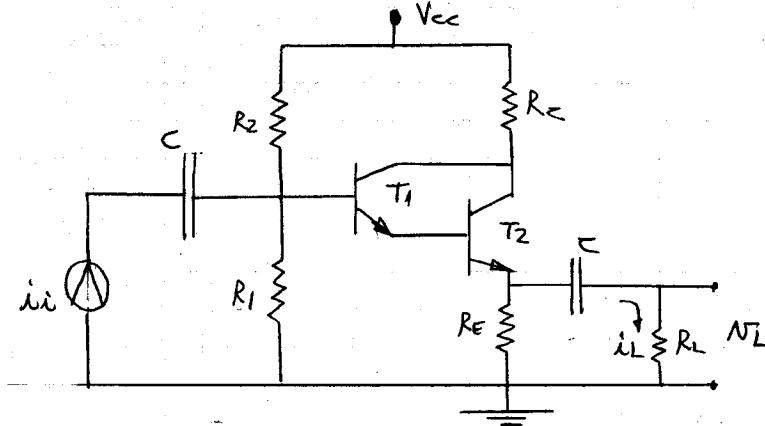
$$Z_i = R_b // 2hie_1$$

$$Z_o = R_c$$

$$A_{Nr} = A_i \frac{R_L}{Z_i} = -hfe^2 \cdot \frac{(R_c // R_L)}{\frac{R_b \cdot hie_1}{R_b + 2hie_1}} \cdot \left( \frac{R_b}{R_b + 2hie_1} \right)$$

$$A_{Nr} = -hfe^2 \cdot \frac{(R_c // R_L)}{2 \cdot hie_1}$$

## AMPLIFICADOR DARLINGTON SALIDA POR EMISOR:



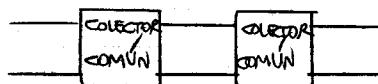
EN ESTE CASO PARA CORRIENTE CONTINUA, LAS FÓRMULAS SON LAS MISMAS QUE PARA EL CASO DE COLECTOR COMUN.

PERO AHORA EN ESTE CASO  $I_{COP}$  PARA MÁXIMA EXCURSIÓN SIMÉTRICA SERÁ:

$$I_{COPMES} = \frac{V_{CC}}{2.R_C + R_E + R_E//R_L}$$

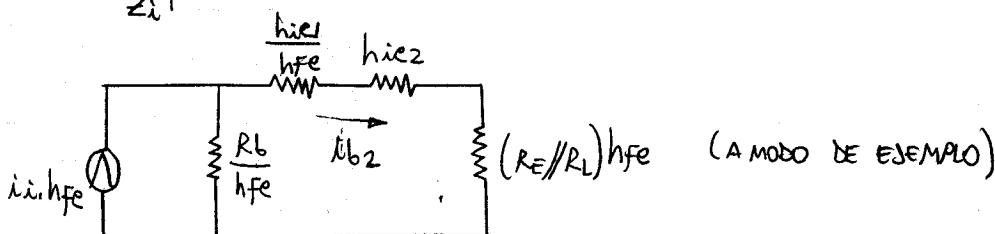
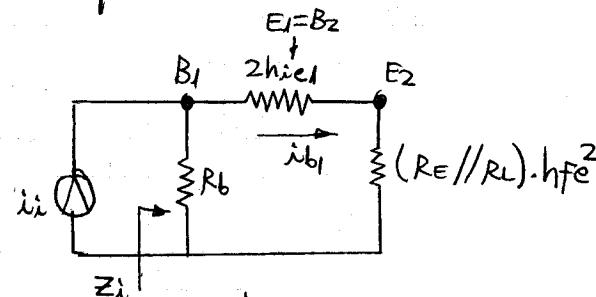
$$I_{COPMES} = \frac{V_{CC}}{R_{CE} + R_E + R_C + (R_E//R_L)}$$

PARA ALTERNA TENEMOS:



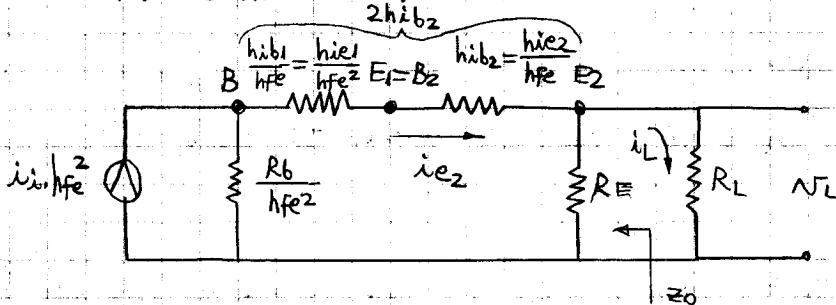
EN ESTE CASO TENEMOS QUE REFLEJARLO DOS VECES.

EL CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNA ES EL SIGUIENTE, QUEREMOS CALCULAR  $Z_{in}$ :



$$Z_i = R_b \parallel [2.h_{ie} + (R_E \parallel R_L).h_{fe}^2]$$

LA IMPEDANCIA DE SALIDA  $Z_o$  SERÁ:



$$h_{ib2} = \frac{h_{ie}^2}{h_{fe}} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{fe} \cdot I_{CQ2}} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{fe} \cdot h_{fe} \cdot I_{CQ1}}$$

$$h_{ib2} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}^2}$$

$$Z_o = R_E \parallel \left( 2.h_{ib2} + \frac{R_b}{h_{fe}^2} \right)$$

LA GANANCIA DE CORRIENTE ES:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_{C2}} \right) \cdot \left( \frac{i_{C2}}{i_i} \right) = \left( \frac{R_E}{R_E + R_L} \right) \cdot \left( h_{fe}^2 \cdot \frac{\frac{R_b}{h_{fe}^2}}{\frac{R_b}{h_{fe}^2} + 2.h_{ib2} + R_E \parallel R_L} \right)$$

$$\text{SI } \frac{R_b}{h_{fe}^2} \gg 2.h_{ib2} + R_E \parallel R_L$$

$$A_i = \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot h_{fe}^2$$

$\approx 1$

LA GANANCIA DE TENSIÓN SERÁ:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_i} = \frac{(R_E \parallel R_L) \cdot h_{fe}^2}{\frac{R_b \cdot [2.h_{ie} + (R_E \parallel R_L) \cdot h_{fe}^2]}{R_b + 2.h_{ie} + (R_E \parallel R_L) \cdot h_{fe}^2} + \frac{R_b}{2.h_{ie}}}$$

ANTES DE MULTIPLICAR POR LA GANANCIA DE CORRIENTE, A LA MISMA LA MULTIPLICAMOS Y LA DIVIDIMOS POR  $h_{fe}^2$ .

$$A_V = \frac{h_{FE}^2 \cdot (R_E // R_L)}{(R_E // R_L) h_{FE}^2 + 2h_{IE}} < 1$$

### AMPLIFICADOR CASCODE:

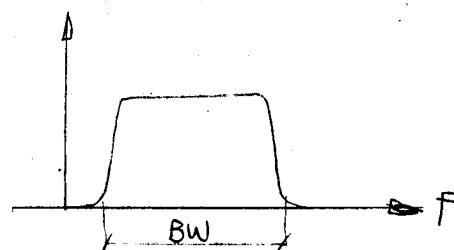
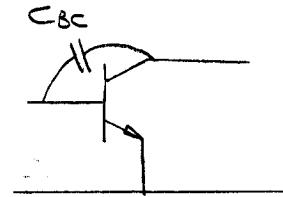
SE UTILIZA COMO AMPLIFICADOR EN ALTAS FRECUENCIAS DE AUDIO FRECUENCIAS Y COMO DESPLAZADOR DEL NIVEL DE C.C.

PARA BAJAS FRECUENCIAS, LA CAPACIDAD ENTRE BASE Y COLECTOR OFRECE UNA ALTA IMPEDANCIA.

PARA ALTAS FRECUENCIAS DE AUDIO, LA IMPEDANCIA DISMINUYE, Y HACE AL CIRCUITO INESTABLE.

PARA ALTAS Y BAJAS FRECUENCIAS, LA AMPLIFICACIÓN O GANANCIA DISMINUYE, POR LO TANTO TRABAJAMOS CON FRECUENCIAS INTERMEDIAS.

### COMO AMPLIFICADOR EN ALTAS FRECUENCIAS:



$C_M$  = CAPACIDAD DE MILLER

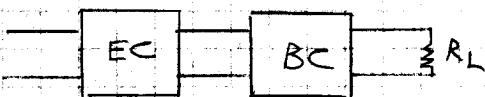
$$C_M = C_{Bc} (1 + g_m \cdot R_L)$$

$$BW = f \cdot \left( \frac{1}{C_M} \right)$$

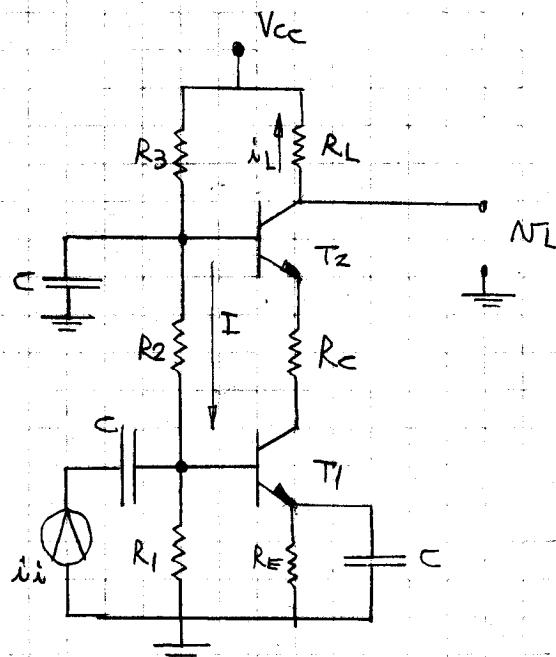
$BW$  = ANCHO DE BANDA

COMO  $C_M$  DEPENDE DE  $R_L$ , NOS CONVIENE ACHICAR  $R_L$ .

PARA ELLA REALIZAMOS EL SIGUIENTE CIRCUITO:



EL CIRCUITO EQUIVALENTE ES:



PARA CORRIENTE ALTERNA:

$$V_{B2} = \frac{V_{cc} (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$V_{B1} = \frac{V_{B2}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE}$$

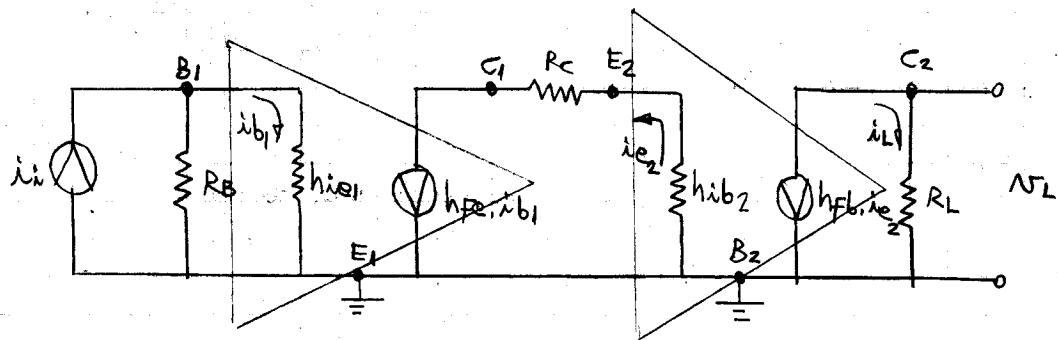
$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{V_{B1} - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_{CEQ1} = V_{B2} - V_{BE} - I_{CQ1} (R_C + R_E)$$

$$V_{CEQ2} = V_{cc} - V_{CEQ1} - I_{CQ1} (R_L + R_C + R_E)$$

PARA SEÑAL ALTERNA R<sub>3</sub> NO EXISTE, YA QUE EN AMBOS EXTREMOS ESTA A MASA PARA SEÑAL.

EL CIRCUITO HÍBRIDO ES:



$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

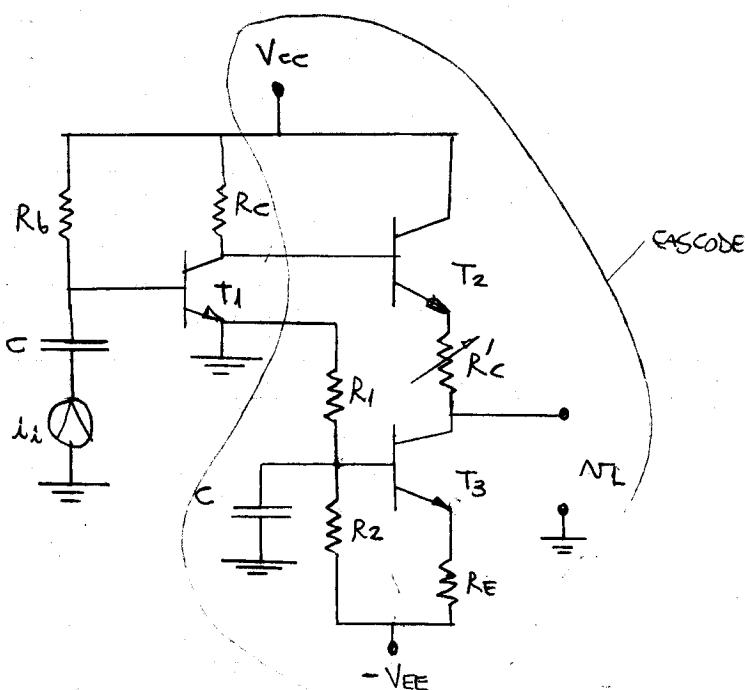
$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \left( \frac{i_L}{i_{e2}} \right) \left( \frac{i_{e2}}{i_{b1}} \right) = \left( \frac{i_{b1}}{i_{in}} \right) = (-h_{FB})(h_{FE}) \left( \frac{R_B}{R_B + h_{ie1}} \right)$$

GANANCIA  
DEL B.C.

GANANCIA  
DEL E.C.

EL B.C. NO CAMBIA DE FASE,  
SINO QUE IMPONE EL SIGNO  
EN EL E.C.

CÓMO DESPLAZAR EL NIVEL DE C.C. (SE USA EN OPERACIONALES)



PUEDEMOS DESPLAZAR EL NIVEL DE C.C., PERO SIN VARIAR LA GANANCIA DE TENSIÓN.

PARA VARIAR EL NIVEL DE C.C. NOS COMBIENE USAR COMO VARIABLE LA RESISTENCIA R'\_C YA QUE NO ME VARÍA LA GANANCIA DE TENSIÓN.

$$V_{B3} = \frac{-V_{EE}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

$$V_{E3} = V_{B3} - V_{BE}$$

$$I_{C_3} = \frac{V_{E_3} - (-V_{BE})}{R_E} = \frac{V_{E_3} + V_{BE}}{R_E}$$

$$V_{E_2} = I_{C_3} \cdot R_C' + V_L$$

A elección  
(NORMALM. 0 V)

$V_L = N_L$  para CONTINUA

$$V_{B_2} = V_{C_1} = V_{E_2} + V_{BE}$$

$$I_{C_1} = \frac{V_{cc} - V_{C_1}}{R_C}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta}$$

$$R_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{I_{B_1}}$$

DE ESTA FORMA VARIAMOS  $R_B$ , PERO NOS VARÍA LA GANANCIA.

PARA PODER VARIAR  $R'_C$  HACEMOS EL ANÁLISIS INVERSO:

LAS PRIMERAS TRES ECUACIONES SON LAS MISMAS.

$$I_{B_1} = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B}$$

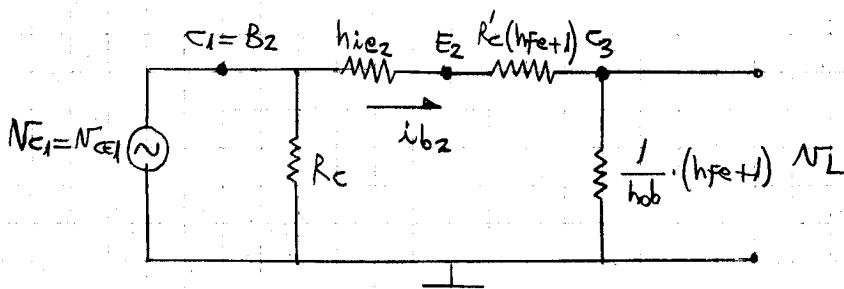
$$I_{C_1} = I_{B_1} \cdot \beta$$

$$V_{C_1} = V_{cc} - I_{C_1} \cdot R_C = V_{B_2}$$

$$V_{E_2} = V_{C_1} - V_{BE}$$

$$R'_C = \frac{V_{E_2} - V_L}{I_{C_3}}$$

A elección  
(NORM. 0 V)



$$A'_N = \frac{N_L}{N_{C_1}} = \frac{\frac{h_{FE} + 1}{h_{OB}}}{h_{FE_2} + R_C(h_{FE} + 1) + \frac{h_{FE} + 1}{h_{OB}}} \approx 1$$

SON MUY PEQUEÑAS

EN LOS CIRCUITOS OPERACIONALES NECESITAMOS A TENER UNA GANANCIA DE TENSIÓN ALTA.

### AMPLIFICADOR DIFERENCIAL:

ES UN AMPLIFICADOR SIMÉTRICO QUE UTILIZA DOS TRANSISTORES CUYAS BASES ESTÁN CONECTADAS A LA ENTRADA DE UN AMP. OPERACIONAL.

EL AMP. DIFERENCIAL TIENE LA CARACTÉRISTICA DE ELIMINAR LOS RUIDOS DE ORIGEN EXTERNO.

$i_c$  = CORRIENTE A MODO COMÚN

$i_d$  = CORRIENTE A MODO DIFERENCIAL

$$i_L = A_c \cdot i_c + A_d \cdot i_d$$

EL CIRCUITO DIFERENCIAL AMBAS CORRIENTES.

LA CORRIENTE DE MODO COMÚN  $i_c$  ES EL RUIDO, Y LA CORRIENTE DE MODO DIFERENCIAL  $i_d$  ES PROPORCIONAL A LA SEÑAL.

PARA QUE EL RUIDO SE AMPLIFIQUE MUY POCO CON RESPECTO A LA SEÑAL DEBEMOS TENER;

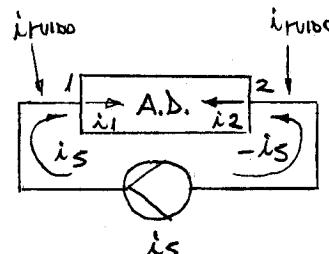
$$A_d \gg A_c$$

PARA QUE LA RELACIÓN SEÑAL-RUIDO SEA MUY ELEVADA.

$$i_c = \frac{i_{1f} + i_{2f}}{2}$$

$$i_d = i_2 - i_1$$

$i_1$  y  $i_2$  SON LAS ENTRADAS AL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.



LA SEÑAL ENTRA DESFASADA  $180^\circ$  EN LAS ENTRADAS, EN CAMBIO EL RUIDO ENTRA EN

FASE EN AMBAS ENTRADAS.

POR KIRCHHOFF:

$$i_1 = i_{st} + i_T$$

$$i_2 = -i_{st} + i_T$$

AL PROMEDIO DE  $i_1$  E  $i_2$  LA LLAMAMOS  $i_C$ :

$$i_C = \frac{i_{st} + i_T - i_{st} + i_T}{2} = \frac{2i_T}{2} = i_T$$

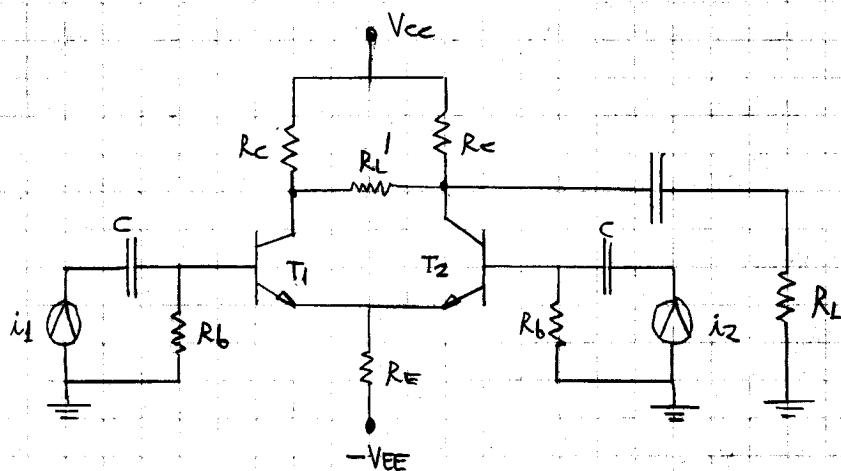
A LA DIFERENCIA ENTRE  $i_2$  E  $i_1$  ES  $i_D$ :

$$i_D = -i_{st} + i_T - i_{st} - i_T = -2 \cdot i_{st}$$

$$RRMC = \text{RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMUN} = \frac{A_D}{A_C} \rightarrow \infty$$

LA GANANCIA DE MODO COMUN, QUE ES LA GANANCIA DEL BIASO, DEBE SER MUY BAJA CON RESPECTO A LA GANANCIA  $A_D$ .

### CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL:



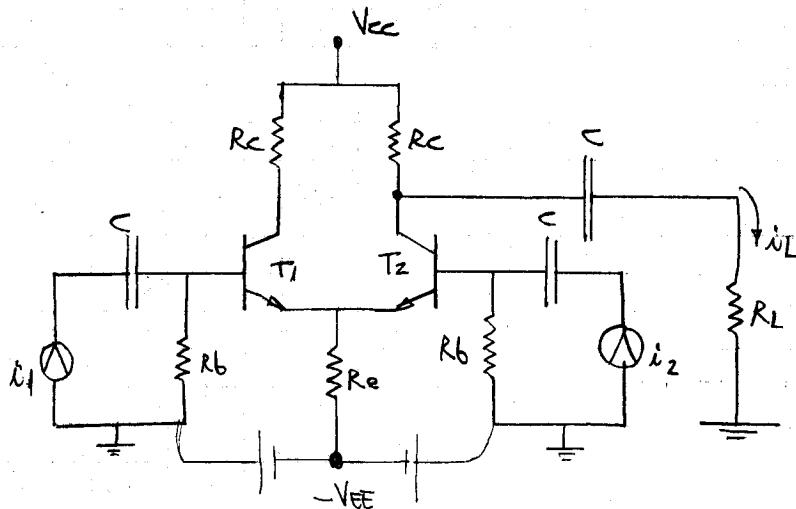
LO FUNDAMENTAL ES QUE:

$$I_{CO1} = I_{CO2}$$

TENEMOS DOS SALIDAS, LA ASIMÉTRICA Y LA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL)

LA SALIDA ASIMÉTRICA EN  $R_L$  ES LA QUE ATENÚA EL RUIDO, PERO ES LA MÁS UTILIZADA.  
 LA SALIDA SIMÉTRICA, CUYA CARGA  $R'_L$  SE CONECTA ENTRE LOS COLECTORES ELIMINA  
 EL RUIDO, PERO NO ES TAN UTILIZADA.

### AMPLIFICADOR DIFERENCIAL: SALIDA ASIMÉTRICA



$$i_1 = i_{S1} + i_T$$

$$i_2 = i_{S2} + i_T$$

$i_1$  E  $i_2$  SON SEÑAL MAS RUIDO, PERO EN  $i_2$  ESTÁN DESFASADOS.

QUEREMOS OBTENER UNA GANANCIA DE RUIDO MUY BAJA, Y UNA GANANCIA DE SEÑAL ALTA.

SI LA SALIDA ESTÁ EN EL COLECTOR DEL  $T_1$  O  $T_2$ , SE DENOMINA SALIDA ASIMÉTRICA.

LA SALIDA ENTRE LOS COLECTORES DE  $T_1$  Y  $T_2$  SE DENOMINA SIMÉTRICA O DIFERENCIAL,  
 EN LA CUAL ES TOTALMENTE ELIMINADO EL RUIDO.

EN EL CIRCUITO SE DEBE CUMPLIR QUE:

$$I_{Op1} = I_{Op2}$$

LA MAYOR GANANCIA LA TENEMOS CON LA SALIDA SIMÉTRICA.

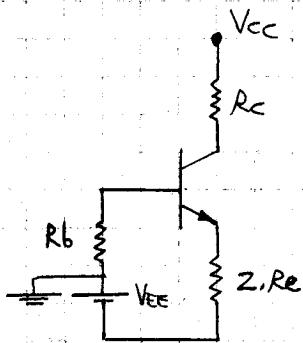
LOS  $\beta$  DE LOS TRANSISTORES DEBEN SER IGUALES, YA QUE  $I_{Op1}$  TIENE QUE SER IGUAL A  $I_{Op2}$ .

ANÁLISIS EN CC:

POR LA RE PASAN LA SUMA DE LAS DOS  $I_{Op}$  ( $I_{Op1}$  Y  $I_{Op2}$ )

$$V_{Re} = 2 \cdot I_{Op} \cdot R_e = I_{Op} (R_c + 2)$$

LA ÚLTIMA EXPRESIÓN ES EQUIVALENTE A LA SEGUNDA, YA QUE SI PASA EL DOBLE DE CORRIENTE, ES IGUAL A MULTIPLICAR POR DOS LA RESISTENCIA, Y ASUMIR LA CORRIENTE A LA MITAD.

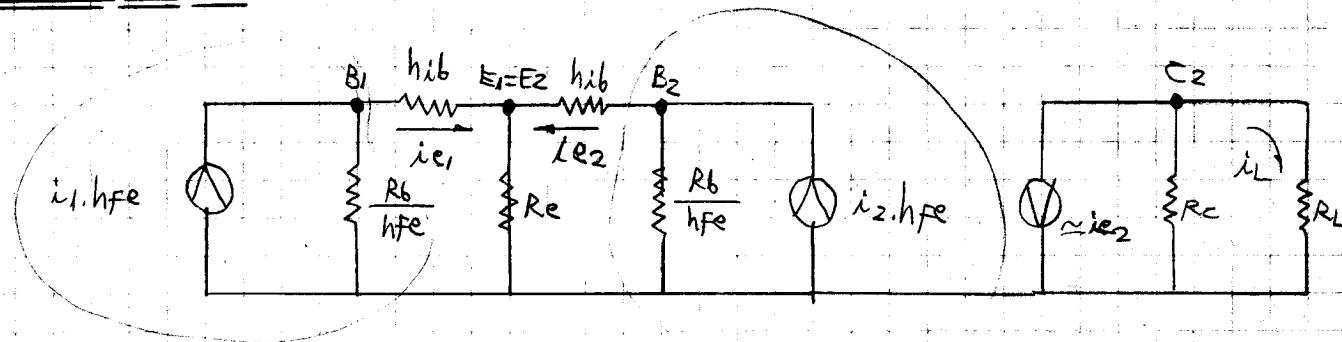


$$I_{Op} = \frac{VEE - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + 2R_e} = I_{Op_1} = I_{Op_2}$$

$$V_{Op_1} = V_{CC} - (-VEE) - I_{Op} (R_c + 2R_e) = V_{Op_2}$$

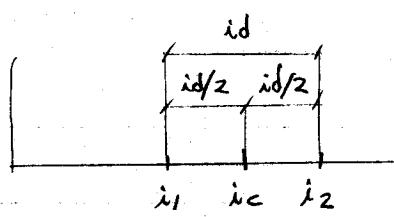
PAR LO GENERAL LAS DOS RESISTENCIAS  $R_c$  SON IGUALES.

ANÁLISIS CON CA:



PASAMOS DE NORTON A THÉVENIN:

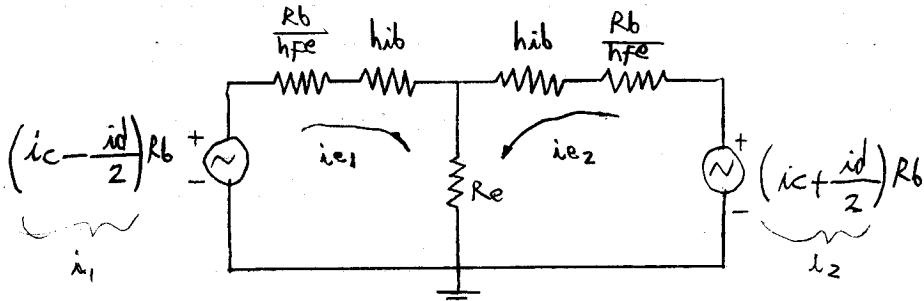
"EN LA QUE UNA RESISTENCIA EN PARALELO CON UNA FUENTE DE CORRIENTE SE PUEDE REPRESENTAR COMO UNA RESISTENCIA EN SERIE CON UNA FUENTE DE TENSIÓN."



$$i_1 = i_c - \frac{i_d}{2}$$

$$i_2 = i_c + \frac{i_d}{2}$$

EL CIRCUITO EQUIVALENTE AL ANTERIOR ES:



Si  $i_1$  es igual a  $i_2$ , quiere decir que  $i_d$  es igual a cero, y que  $i_c$  es igual a  $i_{ec}$ .

$$\text{SI } \left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_2 = i_c \rightarrow i_d = 0 \rightarrow i_{ec1} = i_{ec2} \quad (1) \\ i_1 = -i_2 \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} \rightarrow i_c = 0 \rightarrow i_d = 2i_1 = -2i_2 \rightarrow i_{ec1} = -i_{ec2} \quad (\text{LAS CORRIENTES ESTAN} \\ \text{DESFAZADAS}) \end{array} \right. \quad (2)$$

EN LA MALLA DE SALIDA VEMOS QUE:

$$i_L = f(i_{ec2})$$

$$i_{ec2c} = f(i_c, 0) \quad (1)$$

$$i_{ec2} = f(i_c, i_d)$$

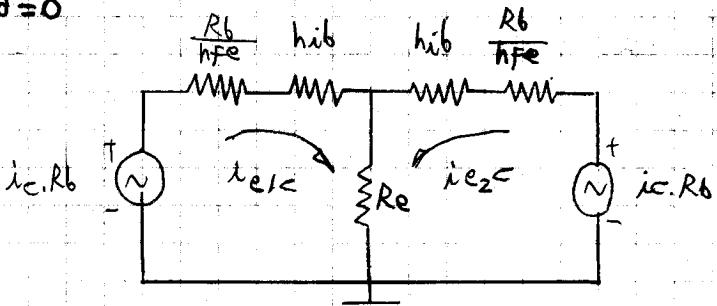
$$i_{ec2d} = f(0, i_d) \quad (2)$$

Luego  $i_{ec2}$  tiene modo común y modo diferencial.

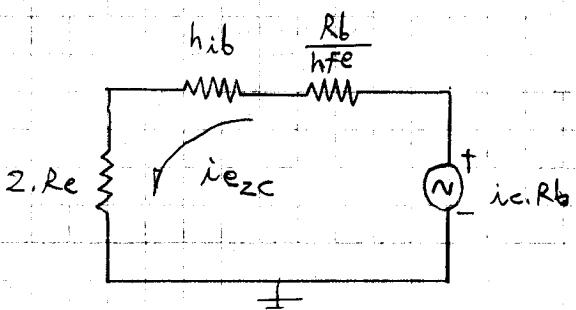
VEMOS AHORA COMO FUNCIONA EL CIRCUITO CON LAS CONDICIONES DE LAS ECUACIONES (1):

Si:  $i_1 = i_2$

$$i_d = 0$$



QUE ES EQUIVALENTE A:



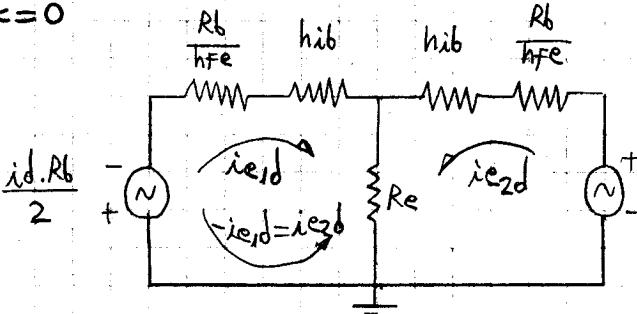
POR LEY DE OHM LA CORRIENTE SERÁ IGUAL A:

$$i_{e2c} = \frac{R_b}{2.R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} \cdot i_c$$

PARA LA SEGUNDA CONDICIÓN USAMOS LAS ECUACIONES (2):

Si:  $i_1 = -i_2$

$$i_c = 0$$



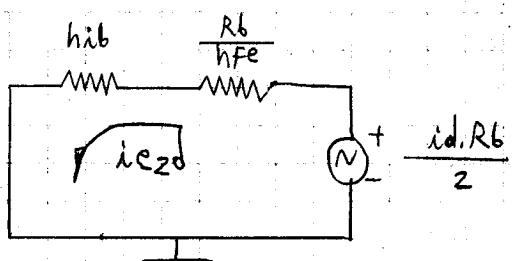
DAMOS VUELTA LA FUENTE

$$\text{YA PUE ES IGUAL A } -\frac{i_d \cdot R_b}{2}$$

LAS CORRIENTES ESTAN DESFASADAS 180°

AL LO QUE SE CONSIDERA CORTOCIRCUITO EN R

ES EQUIVALENTE A:



$$i_{e2d} = \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} i_d$$

LA DIFERENCIA EN LAS FÓRMULAS SE DEBE A QUE EN UN CIRCUITO TENEMOS  $2.R_e$  Y EN EL OTRO TENEMOS UN CORREDOR.

EL VALOR DE  $i_{e2}$  SERÁ:

$$i_{e2} = i_{e2c} + i_{e2d}$$

$$i_{e2} = \frac{R_b}{2.R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} i_c + \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} i_d$$

$$i_L = -\frac{i_{e2}}{R_c + R_L} \quad (\text{DE LA MALLA DE SALIDA POR DIVISOR DE CORRIENTE})$$

$$i_L = -\underbrace{\frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{2.R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} i_c}_{Ac} + \underbrace{\left(-\frac{R_c}{R_c + R_L}\right) \cdot \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} i_d}_{Ad}$$

$$i_L = Ac \cdot i_c + Ad \cdot i_d$$

LA GANANCIA EN MODO COMÚN AC DEBE SER MUY PEQUEÑA CON RESPECTO A AD.

LA RELACIÓN DE RECHAZO EN MODO COMÚN ES IGUAL A:

$$RRMC = \frac{Ad}{Ac} = \frac{2.R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})}$$

CUANTO MÁS GRANDE SEA  $R_e$ , MAYOR SERÁ LA RELACIÓN DE RECHAZO.

PARA  $R_e$  MUY GRANDE:

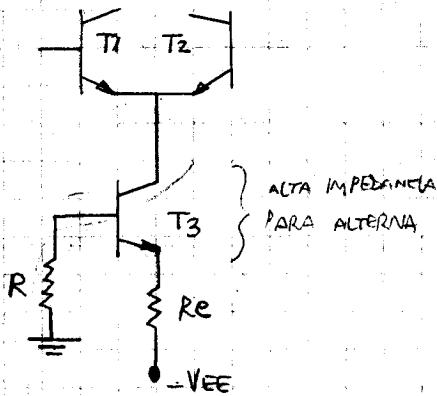
$$RRMC = \frac{R_e}{h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}$$

$R_e$  SE PUEDE AUMENTAR MUCHÍSIMO, PERO NOS LIMITA LA CORRIENTE A VALORES DE  $\mu A$ .

QUEREMOS QUE  $R_E$  PARA CC SEA DEL ORDEN DE 500  $\Omega$  O 1  $k\Omega$ , Y PARA CA SEA ALTA. PARA SOLUCIONAR ESTE PROBLEMA LE AÑADIMOS UNA FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE Y SACAMOS  $R_E$ .

### FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE:

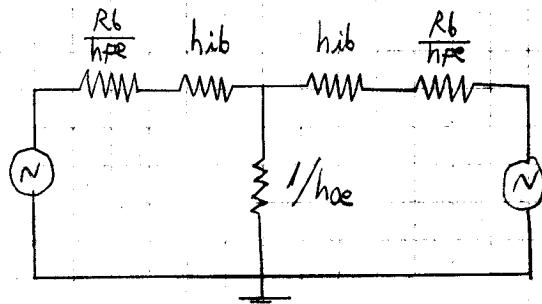
EN CC LA RESISTENCIA ES  $R_E$ , Y EN CA ES  $\frac{1}{h_{FE}}$  QUE ES GRANÍSIMA:



EL CIRCUITO EQUIVALENTE ES:

A MODO COMÚN LA RESISTENCIA ES UN CIRCUITO ABIERTO.

A MODO DIFERENCIAL LA RESISTENCIA ES UN CORTOCIRCUITO.



COMO TENEMOS OTRO TRANSISTOR (T3) EN CC NOS VARÍA LA POLARIZACIÓN, PERO EN CA NO, POR LO QUE CALCULAMOS TODO PARA CC.

$$I_{COP3} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{\frac{R_b}{B} + R_E} = 2 I_{COP1} = 2 \cdot I_{COP2}$$

$$I_{COP1} = \frac{I_{COP3}}{2} = I_{COP2}$$

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{C_3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} \cdot R_b - V_{be}$$

$$V_{E3} = -\frac{I_{CQ3}}{\beta} \cdot R - V_{be}$$

$$V_{CEQ3} = V_{C_3} - V_{E3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} \cdot R_b - V_{be} - \left( \frac{I_{CQ3}}{\beta} \cdot R + V_{be} \right)$$

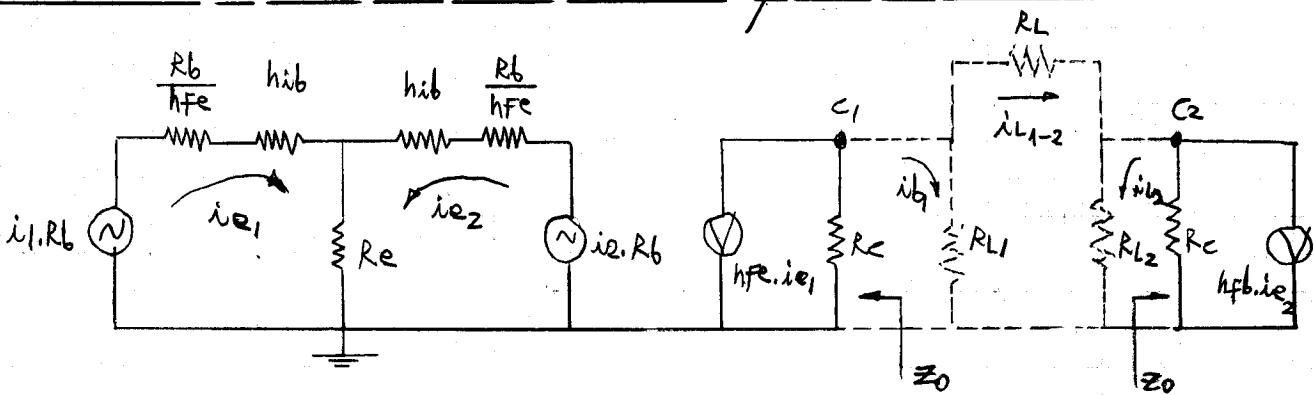
$$V_{CEQ3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} \cdot R_b - V_{be} + \frac{I_{CQ3}}{\beta} \cdot R + V_{be}$$

$$V_{CEQ3} = \frac{I_{CQ1}}{\beta} (2R - R_b)$$

Si  $V_{CEQ3}$  fuera NEGATIVO, EL TRANSISTOR T3 ESTARIA SATURADO.

TENEMOS QUE ELEGIR LA R PARA QUE  $V_{CEQ3}$  SEA POSITIVO.

GENERALIZACION DE SALIDA POR AMBOS COLECTORES Y POR UN COLECTOR:



$$ie_2 = \frac{R_b}{2 \cdot R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} i_c + \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} id$$

$$ie_1 = \frac{R_b}{2 \cdot R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} i_c - \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} id$$

SALIDA ASIMETRICA:

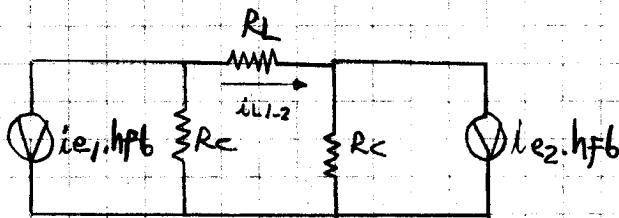
$$i_{L2} = -h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot ie_2 = \left( -h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \cdot \frac{R_b}{2R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} i_c + \left( -h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \cdot \frac{R_b}{2(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}})} id$$

$$ie_2 = A_C \cdot i_c \pm A_D \cdot id$$

$A_C$

$A_D$

## SALIDA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL):



$$i_{L1-2} = h_{fb} \cdot i_{e2} \cdot \frac{R_C}{2R_C + R_L} - h_{fb} \cdot i_{e1} \cdot \frac{R_C}{2R_C + R_L}$$

$$i_{L1-2} = h_{fb} \cdot \frac{R_C}{2R_C + R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{fb} + \frac{R_L}{h_{fe}}} \cdot i_d = h_{fb} \cdot \frac{R_C}{2R_C + R_L} (i_{e2} - i_{e1})$$

$$i_{L1-2} = h_{fb} \cdot \frac{R_C}{2R_C + R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{fb} + \frac{R_L}{h_{fe}}} \cdot i_d$$

Ad

$$i_{L1-2} = Ad \cdot i_d$$

$$Ac = 0$$

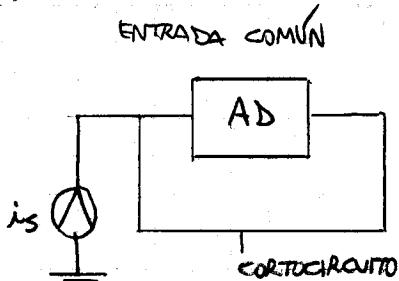
$$RRMC = \frac{Ad}{Ac} = \frac{Ad}{0} = \infty$$

## IMPEDANCIA DE SALIDA:

$$Z_o = R_C \quad (\text{SALIDA ASIMÉTRICA})$$

$$Z_o = 2 \cdot R_C \quad (\text{SALIDA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL)})$$

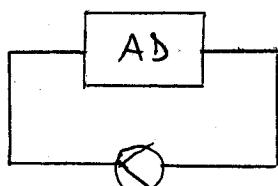
## IMPEDANCIA DE ENTRADA:



ENTRADA ASIMÉTRICA

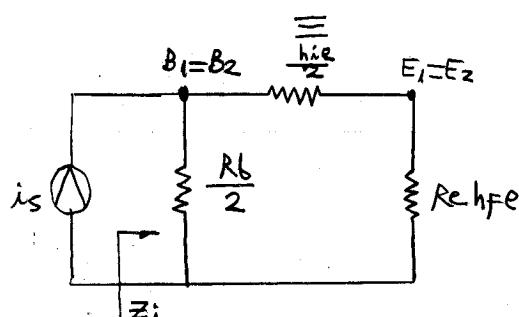
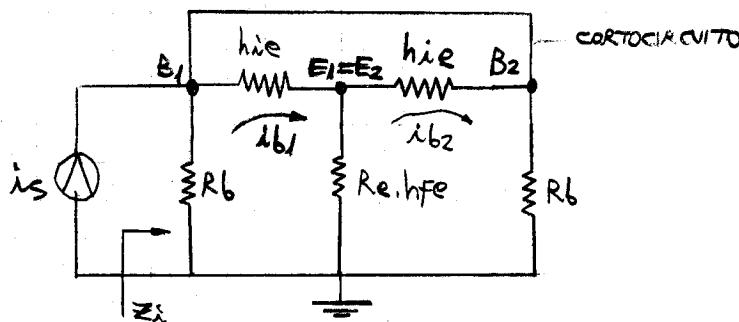


ENTRADA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL)



ESTA ES LA  
MAS USADA

PARA ENTRADA COMÚN:



$$Z_i = \frac{R_B}{2} \parallel \left( \frac{h_{ie}}{2} + R_{e,hfe} \right)$$

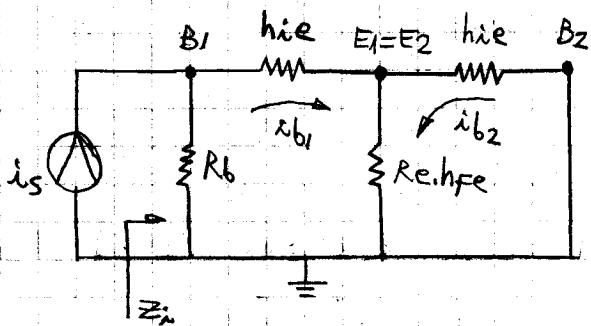
PARA:  $R_{e,hfe} \gg \frac{h_{ie}}{2}$

$R_{e,hfe} \gg \frac{R_B}{2}$

$$\left. \right\} Z_i = \frac{R_B}{2}$$

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES RELATIVAMENTE ALTA, POR LO QUE PARA CIRCUITOS OPERACIONALES SE NECESITA QUE LA MISMA SEA INFINITA; PARA ELLO USAMOS UN DARLINGTON PARA ELVAR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

PARA ENTRADA ASIMÉTRICA:



$$Z_{in} = R_b // (h_{ie} + h_{ie} // R_e \cdot h_{fe})$$

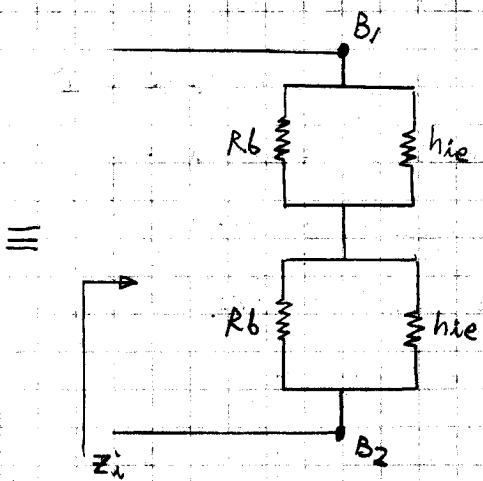
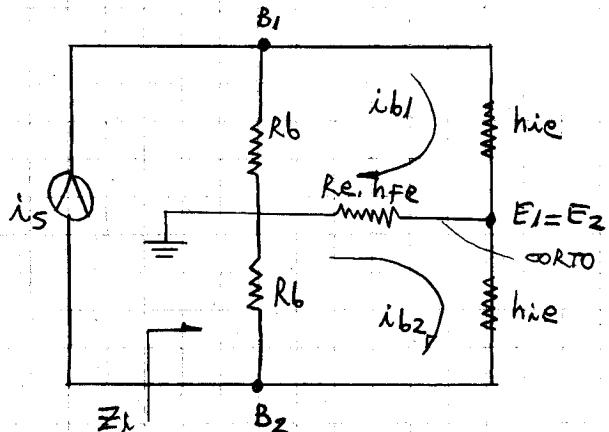
SI:  $R_e \gg h_{ie}$

$$Z_{in} = R_b // 2 \cdot h_{ie}$$

SI:  $R_b \gg 2 \cdot h_{ie}$

$$Z_{in} \approx 2 \cdot h_{ie}$$

PARA ENTRADA SIMÉTRICA:



ES UN CORTO YA QUE LAS CORRIENTES CIRCULAN EN SENTIDO OPUESTO.

$$Z_i = 2 \cdot (h_{ie} // R_b)$$

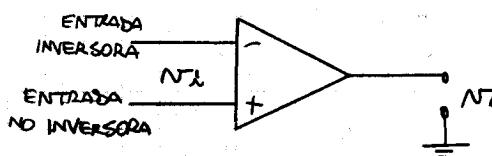
SI;  $R_b \gg h_{ie}$

$$Z_i \approx 2 \cdot h_{ie}$$

### AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL:

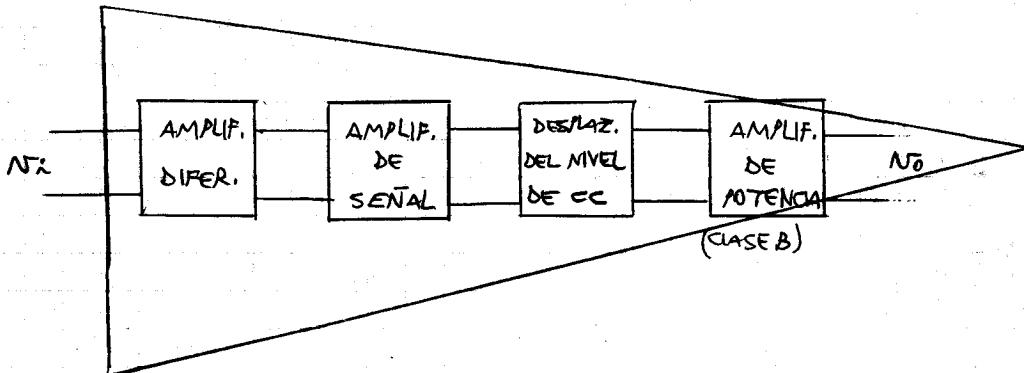
REALIZA OPERACIONES MATEMÁTICAS ANALÓGICAS O DIGITALES, ES UN INTEGRADO.

#### SÍMBOLO:



POR LA ENTRADA INVERSORA SI METEMOS UNA SEÑAL, A LA SALIDA SALDRÁ INVERTIDA.  
LA TENSIÓN EN LA ENTRADA ENTRE LOS TERMINALES ES  $N_x$ , Y A LA SALIDA  $N_o$ .

#### CIRCUITO INTERNO:

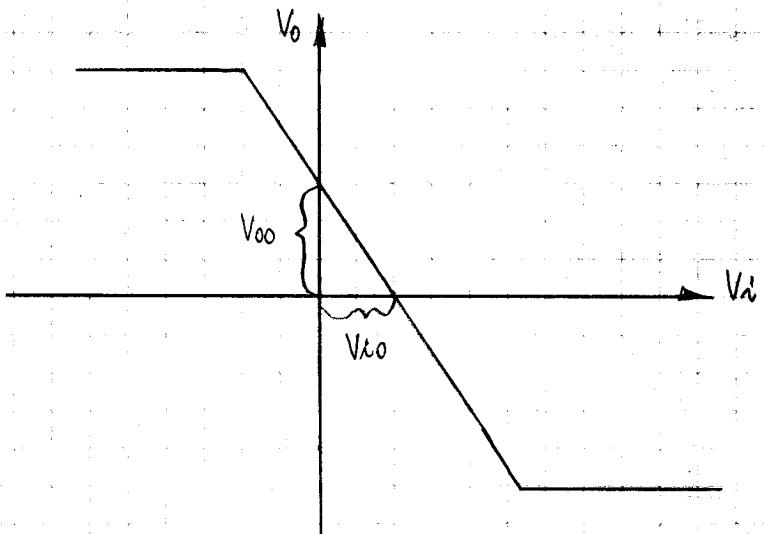


AL PONÉNDOLE UNAS RESISTENCIAS A LA SALIDA PODEMOS REALIZAR MUCHAS OPERACIONES.

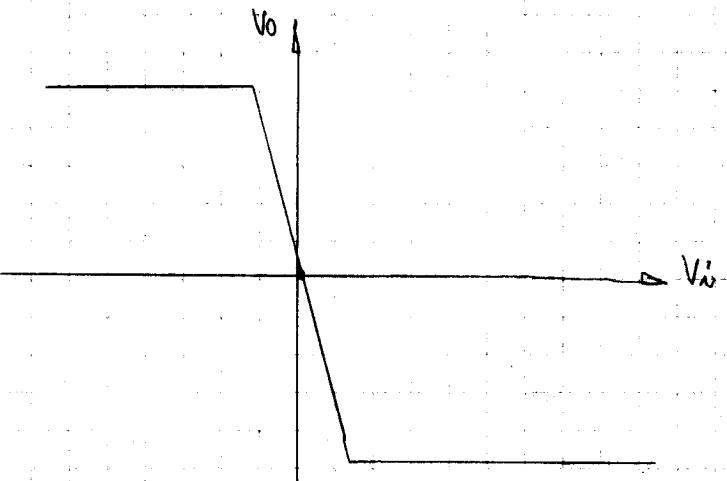
#### CARACTERÍSTICAS PARA EL CASO IDEAL:

- GANANCIA DE TENSIÓN INFINITA
- ANCHO DE BANDA INFINITO
- IMPEDANCIA DE ENTRADA INFINITA
- $R_{MC}$  INFINITA
- IMPEDANCIA DE SALIDA NULA
- $R_{VDO}$  NULO
- CORRIENTE DE POLARIZACIÓN NULA

- TENSIONES DE OFFSET NULO (ES LA TENSION DE SALIDA PARA CUANDO LA ENTRADA ES CERO, SE DENOMINA  $V_{o0}$ )



VOLTAGE DE ENTRADA OFFSET ES LA TENSION QUE HAY EN LA ENTRADA CUANDO LA TENSION A LA SALIDA ES CERO, SE DENOMINA  $V_{i0}$ .



EL CORTOCIRCUITO VIRTUAL SE BASA EN :

$$Z_i = \infty$$

$$AV = \infty$$

SI SUPONEMOS:

$$V_o \neq 0$$

$$AV = \frac{V_o}{V_i}$$

$$N_i = \frac{N_o}{A_{V1}} = \frac{N_o}{\infty} = 0$$

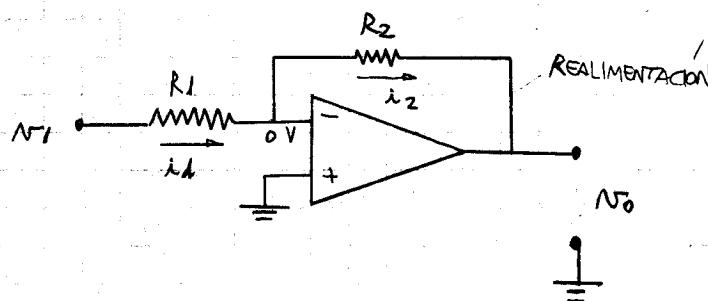
LA GANANCIA DE VOLTAJE INFINITA ES A LAZO ABIERTO (CORTOCIRCUITO)

SI TENEMOS UN VOLTAJE EN UNA ENTRADA, EN LA OTRA ENTRADA TENEMOS LA MISMA TENSIÓN.

LA TENSIÓN EN AMBAS ENTRADAS ES LA MISMA, DEBIDO A QUE TENEMOS UNA ALTA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

SI EN UN TERMINAL HAY MASA, EN EL OTRO HAY MASA VIRTUAL, YA QUE SI FUERA REAL SU CORRIENTE SE IRÍA DIRECTAMENTE A MASA.

### CIRCUITO INVERSOR:



$$I_1 = I_2$$

$$\frac{N_1}{R_1} = -\frac{N_o}{R_2}$$

$$N_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot N_1$$

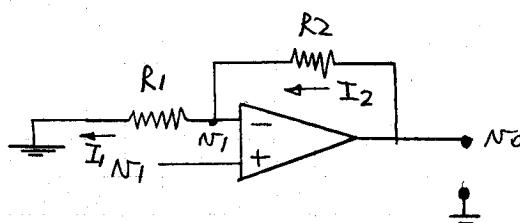
SI  $R_2 > R_1$  INVIERTE Y AMPLIFICA

SI  $R_1 > R_2$  INVIERTE Y ATENIU

SI  $R_2 = R_1$  INVIERTE ( $N_o = -N_1$ )

SEGUÍ LOS VALORES DE  $R_1$  Y  $R_2$   
ES LA FUNCIÓN QUE REALIZA

### CIRCUITO NO INVERSOR:



$$I_1 = I_2$$

$$\frac{N_1}{R_1} = \frac{N_0 - N_1}{R_2}$$

$$N_0 = N_1 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) = N_1 \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

$$N_0 = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot N_1$$

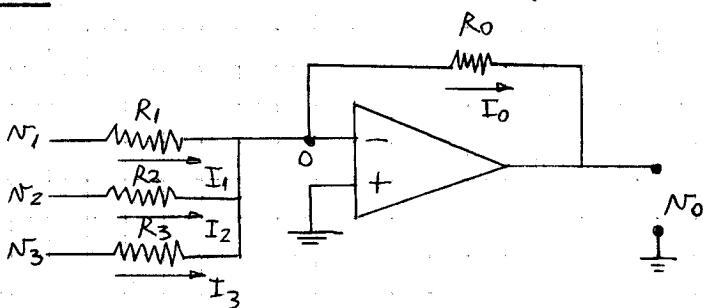
Si:  $R_2 \gg R_1$

$$N_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot N_1 \quad (\text{AMPLIFICA PERO NO INVIERTE})$$

Si:  $R_2 \ll R_1$

$$N_0 \approx N_1 \quad (\text{A LO SUMO ES IGUAL, Y NO INVIERTE})$$

### SUMADOR:



PODEMOS TENER MAS DE TRES ENTRADAS.

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_0$$

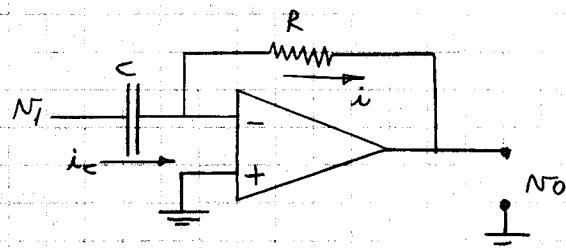
$$\frac{N_1}{R_1} + \frac{N_2}{R_2} + \frac{N_3}{R_3} = -\frac{N_0}{R_0}$$

$$N_0 = - \left( \frac{R_0}{R_1} \cdot N_1 + \frac{R_0}{R_2} \cdot N_2 + \frac{R_0}{R_3} \cdot N_3 \right)$$

Si:  $R_0 = R_1 = R_2 = R_3$

$$N_0 = - (N_1 + N_2 + N_3)$$

## DERIVADOR:



$$\Phi = C \cdot V$$

$$i = \frac{d\Phi}{dt} = C \cdot \frac{dN_1}{dt} = i_C = C \cdot \frac{dN_1}{dt} = -\frac{N_0}{R}$$

EL VOLTAJE EN EL CONDENSADOR ES IGUAL A  $N_1$ :

$$N_C = N_1$$

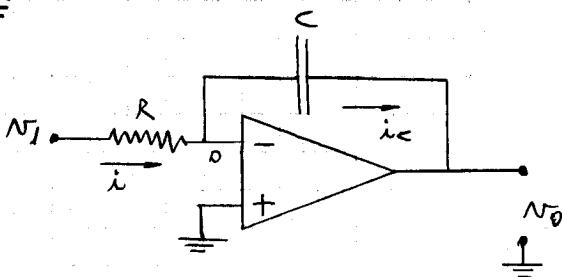
DESPEJAMOS  $N_0$ :

$$N_0 = -RC \cdot \frac{dN_1}{dt}$$

$$\text{SI: } RC = 1$$

$$N_0 = -\frac{dN_1}{dt}$$

## INTEGRADOR:



$$N_C = -N_0$$

$$i = i_C$$

$$\frac{N_1}{R} = C \cdot \frac{dN_C}{dt} = -C \cdot \frac{dN_0}{dt}$$

$$N_0 = -\frac{1}{RC} \int N_1 \cdot dt$$

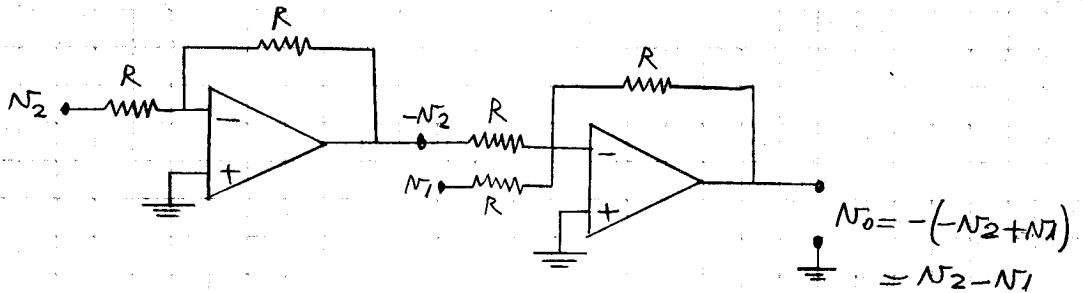
$$\text{SI: } RC = 1$$

$$N_0 = - \int N_1 \cdot dt$$

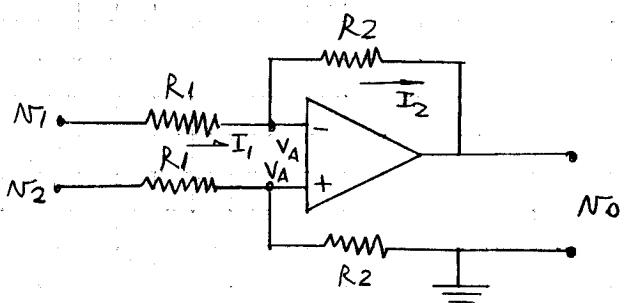
## RESTADOR:

DESEAMOS (PUS)  $N_o = N_2 - N_1$

PRIMERO INVERTIMOS UNO DE LOS TÉRMINOS Y LUEGO LOS SUMAMOS.



SI QUEREMOS HACERLO CON UN SOLO OPERACIONAL, TENEMOS:



NO ES UN CIRCUITO SIMÉTRICO:

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot N_2$$

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_1 - V_A}{R_1} = \frac{V_A - N_o}{R_2}$$

$$V_1 \cdot R_2 - V_A \cdot R_2 = V_A \cdot R_1 - N_o \cdot R_1$$

$$N_o \cdot R_1 = V_A (R_1 + R_2) - V_1 \cdot R_2$$

$$N_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \cdot V_2$$

$$N_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

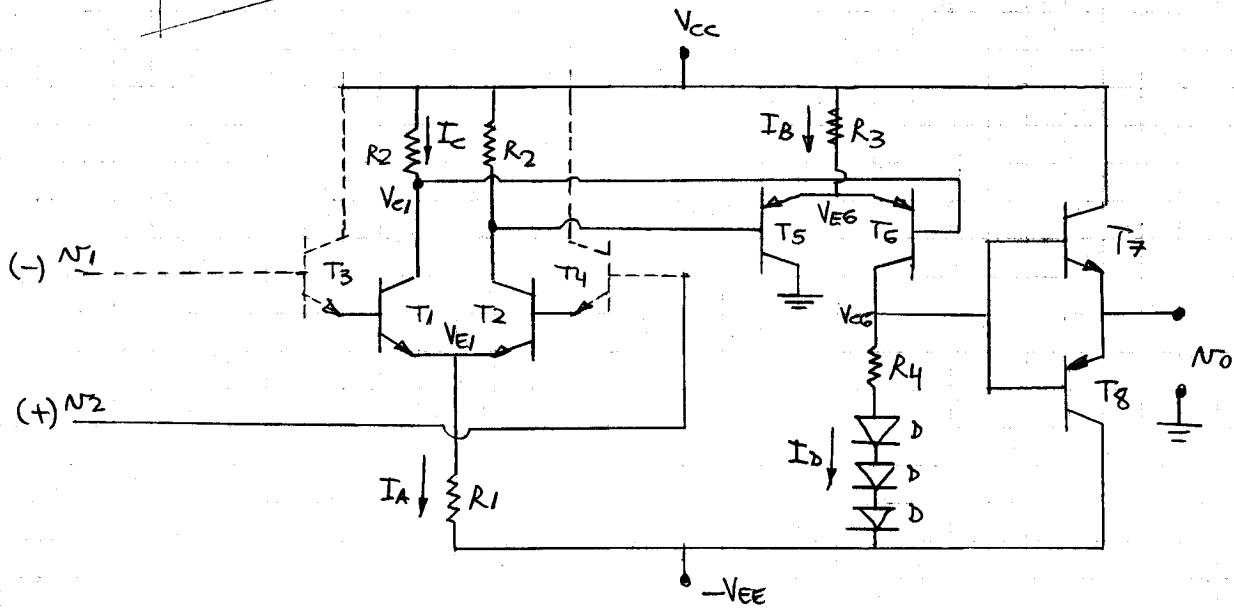
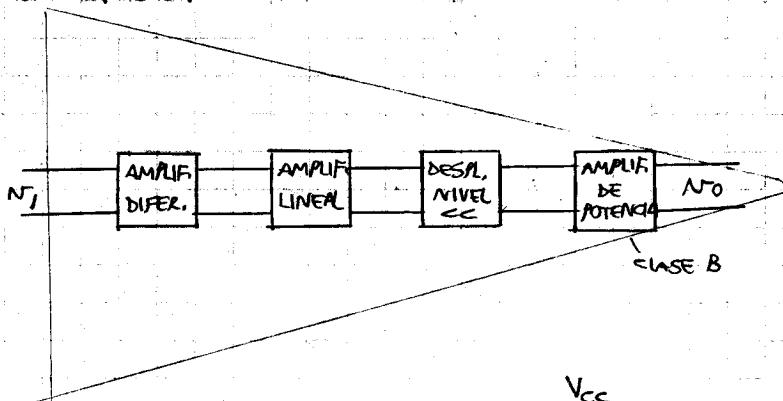
SI:  $R_1 = R_2$

$N_o = V_2 - V_1$

(RESTAMOS)

## ESTRUCTURA INTERNA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

TIPO: NATIONAL LH00G1



LE AGREGAMOS UN PAR DARLINGTON PARA AUMENTAR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

BUCAMOS LA RELACIÓN DE RESISTENCIA PARA QUE LA SALIDA SEA CERO.

$$N_1 = 0$$

$$\Rightarrow N_0 = 0$$

$$N_2 = 0$$

$$I_B \ll I_C \approx I_E$$

$$V_{BE} = V_D$$

$$V_{CC} = V_{EE}$$

$$V_{EI} = -2V_D$$

$$I_A = \frac{V_{EE} - 2V_D}{R_1} = 2I_C$$

$$I_C = \frac{I_A}{2} = \frac{V_{EE} - 2V_D}{2R_1}$$

$$V_{C1} = V_{CC} - I_C \cdot R_2 = V_{CC} - \frac{V_{EE}}{2R_1} \cdot R_2 + \frac{2V_D}{2R_1} \cdot R_2$$

$$V_{EBS} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2R_1} \cdot R_2 + \frac{R_2}{R_1} \cdot V_D + V_D$$

$$I_B = \frac{V_{CC}}{R_3} - \frac{V_{CC}}{R_3} + V_{CC} \frac{R_2}{2.R_1.R_3} - \frac{R_2}{R_1.R_3} V_D - \frac{V_D}{2.R_3}$$

$$I_{C6} = \frac{I_B}{2} = \frac{R_2}{2.R_1.2.R_3} V_{CC} - \frac{R_2.V_D}{2.R_1.R_3} - \frac{V_D}{2.R_3} = \frac{R_2}{2.R_1.2.R_3} V_{CC} - \frac{V_D}{2.R_3} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

$$V_{CC} = I_{C6}.R_4 + 3.V_D - V_{CC} = \frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} V_{CC} - \frac{R_4}{2.R_3} \frac{R_2+R_1}{R_1} V_D + 3V_D - V_{CC} = V_D = 0$$

SACAMOS FACTOR COMUN:

$$V_{CC} = V_{CC} \left[ \frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} - 1 \right] + V_D \left[ -\frac{R_2.R_4}{2.R_1.R_3} - \frac{R_4}{2.R_3} + 3 \right] = 0$$

PARA QUE SE CUMPLA, TENEMOS COMO CONDICIÓN QUE:

$$\left[ \quad \right] = \left[ \quad \right] = 0 \quad (\text{NO INDEPENDIZAMOS DE } V_{CC} \text{ Y } V_D)$$

DEL PRIMER CORCHETE TENEMOS QUE:

$$\frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} = 1$$

$$2 \cdot \frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} + \frac{R_4}{2.R_3} = 3$$

$$\frac{R_4}{2.R_3} = 3 - 2 = 1$$

$$\boxed{\frac{R_4}{2.R_3} = 1 = \frac{R_2}{2.R_1}}$$

DEBEN CUMPLIRSE  
ESTAS DOS CONDICIONES

$$h_{FE} = 100$$

$$R_3 = R_1 = 5 k\Omega$$

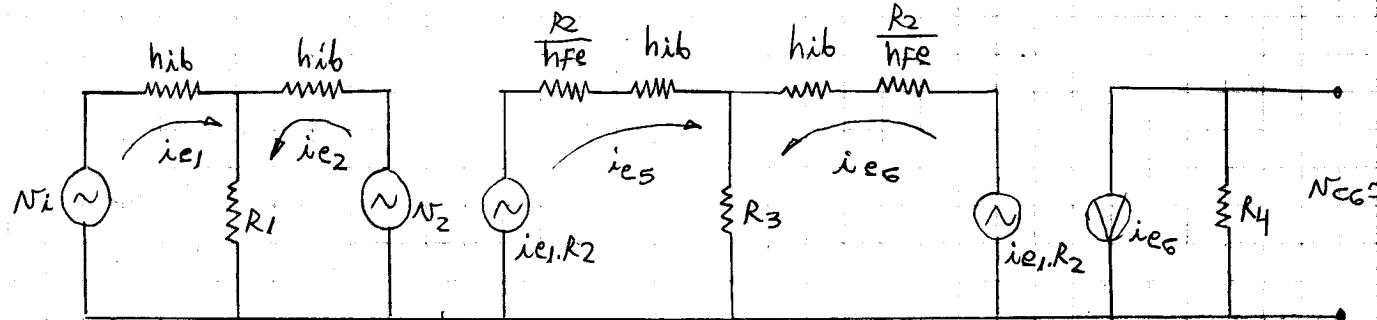
$$R_4 = R_2 = 10 k\Omega$$

DATOS

DEBEN SER IGUALES, E IGUAL A UNO.

VEMOS QUE  $R_1$  ES LA MITAD DE  $R_2$ , Y QUE  $R_3$  ES LA MITAD DE  $R_4$ .

CIRCUITO EQUIVALENTE PARA CA:



NO CONSIDERAMOS EN EL CIRCUITO HÍBRIDO AL PAR DARLINGTON, DEBIDO A QUE NO DAN GANANZA AL CIRCUITO.

despreciamos en el híbrido las resistencias dinámicas de los nodos, debido a que  
R<sub>d</sub> es mucho mayor.

$$V_c = \frac{N1+N2}{2} \quad | \quad i.e., I_c = \frac{V_c}{2.R_1+h_{ib}} - \frac{V_d}{2.h_{ib}}$$

$$V_d = N_2 - N_1 \quad i.e., \frac{V_c}{2.R_1 + h_{ib}} + \frac{V_d}{2.h_{ib}}$$

NOS INTERESA SACAR  $i_{eg}$ :

$$V_C' = \left( \frac{i_{e1} + i_{e2}}{2} \right) R_2 \quad | \quad i_{e6} = i_{e1} + i_{e2} = \frac{R_2 V_C}{2R_1 + h_{ib}} \cdot \frac{1}{2R_3 + h_{ib}g_s + \frac{R_2}{h_{fe}}} + \frac{R_2 V_B}{h_{ib}} \cdot \frac{1}{2(h_{ib}g_s + \frac{R_2}{h_{fe}})}$$

$$V_d' = (ie_2 - ie_1) R_2$$

$$N_0 = A_c \cdot V_c + A_d \cdot V_d$$

$$RRMC = \frac{Ad}{Ac} = \frac{(2.R_1 + h_{ib1}) (2.R_3 + h_{ib6} + \frac{R_2}{hfe})}{2.h_{ib1} \cdot (h_{ib6} + \frac{R_2}{hfe})}$$

$$R_2 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$$

$$h_{Fe} = 100$$

$$R_1 = R_3 = 5 \text{ k}\Omega$$

$$V_D = V_{BE} \leq 0, \neq V$$

$$V_{CC} = V_{EE} = 12V$$

REEMPLAZAMOS EN LAS FÓRMULAS Y NOS DÁ:

$$I_A = 2,26 \text{ MA}$$

$$V_{CI} = 0, \neq V$$

$$V_{C_6} = \dots = 0$$

$$I_{C1} = 1,13 \text{ mA}$$

$$V_{E6} = 1,4 \text{ V}$$

$$h_{\text{ice}} = 2,35 \text{ K}$$

$$h_{1e1} = 2,21 \text{ k}$$

$$I_B = 2,4 \text{ mA}$$

$$h_{ib6} = 0,023 \text{ K}$$

$$h_{ib1} = 0,022 \text{ k}$$

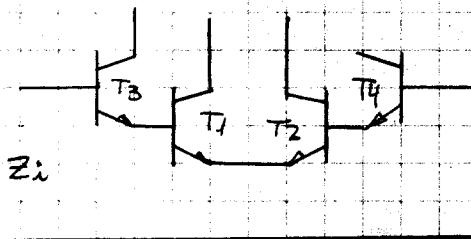
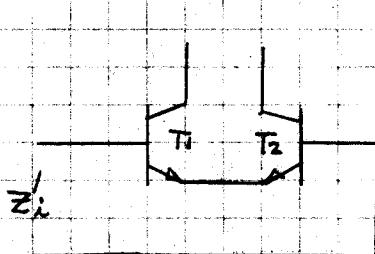
$$I_{CS} = 1,06 \text{ mA}$$

CON ESTOS DATOS LA RRMIC ES IGUAL A 18745.

EN DECIBELES, LA RRMIC =  $20 \cdot \log 18745 \approx 85 \text{ dB}$ .

### IMPEDANCIA DE ENTRADA:

VERMOS LA DIFERENCIA EN LA IMPEDANCIA DE ENTRADA AL AGREGAR AL PAR DARLINGTON:



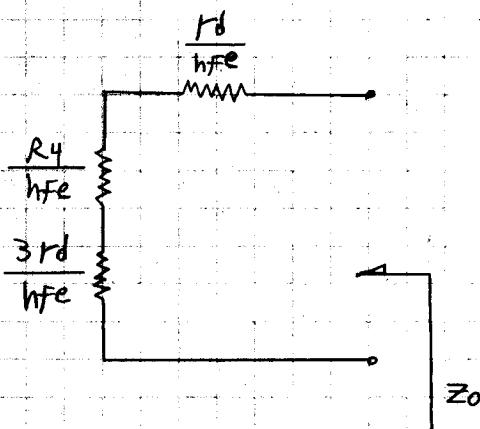
$$Z'_i = 2 \cdot h_{ie} \approx 4,42 \text{ k}$$

$$Z_i = 2 \cdot h_{ie3} + 2 \cdot h_{ie}, h_{fe} = 4 \cdot h_{ie3} = 4 \cdot h_{ie}, h_{fe}$$

$$= 2 \cdot 4,42 \times 100 = 884 \text{ k}$$

VERMOS QUE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA LOGRAMOS AUMENTARLA 200 VECES CON EL PAR DARLINGTON.

### IMPEDANCIA DE SALIDA:



$$Z_o = \frac{R_4}{h_{fe}} + \frac{4 \cdot r_d}{h_{fe}} \approx \frac{R_4}{h_{fe}} = \frac{10K}{100} = 100 \Omega$$

LA IMPEDANCIA DE SALIDA VARIA NORMALMENTE ENTRE 80 Y 200  $\Omega$ .

PREGUNTAS DE DUDAS LOS  
MARTES ENTRE LAS 6 Y LAS 7

Y LOS JUEVES  
Y VIERNES  
ENTRE LAS 6 Y 7