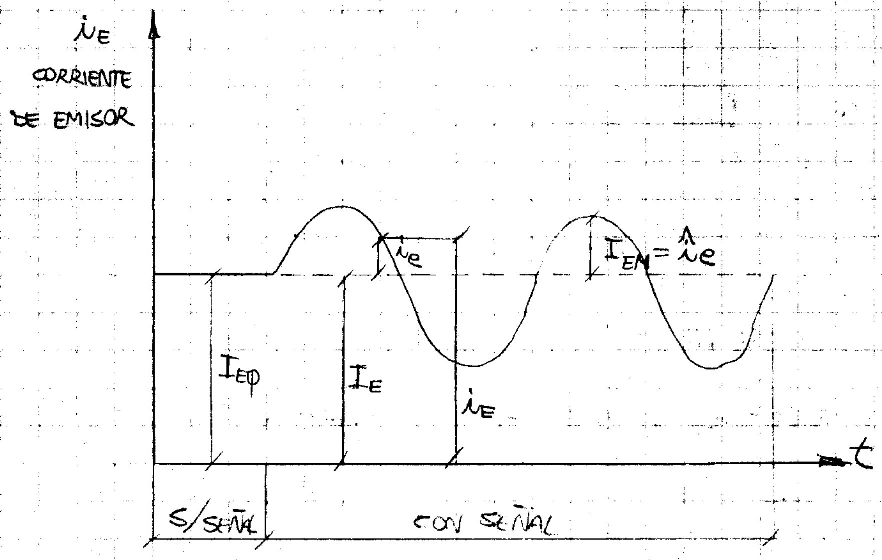
ELECTRÓNICA APLICADA I



ALTERNA: MINÚSCULA
CONTINUA: MAYÚSCULA

i_e = VALOR INSTANTÁNEO DE LA CORRIENTE EN ALTERNA.

$$i_E = I_E + i_e$$

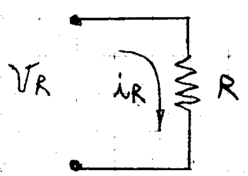
I_e = VALOR EFICAZ

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.

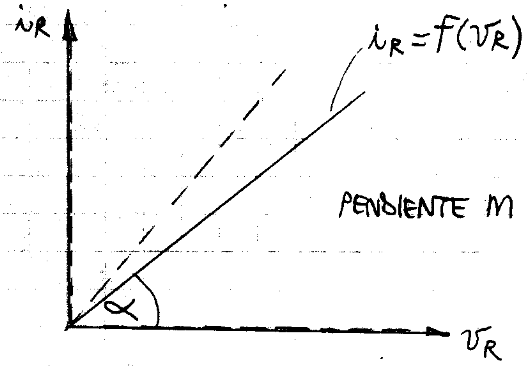
ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS:



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



$$M = \frac{1}{R} = TG\,\alpha$$

CUANDO HAY MAYOR PENDIENTE, ES MENOR LA RESISTENCIA.

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

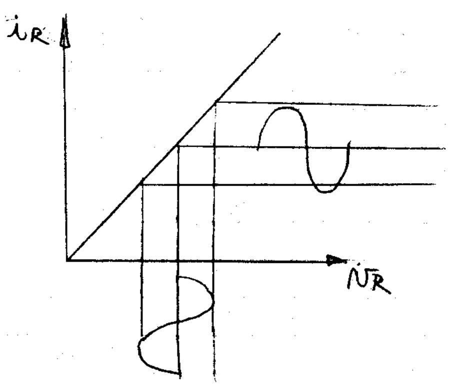
SI LA PENDIENTE ES HORIZONTAL, LA RESISTENCIA ES INFINITA Y NO PASA CORRIENTE (CIRCUITO ABIERTO).

$$y = mx$$

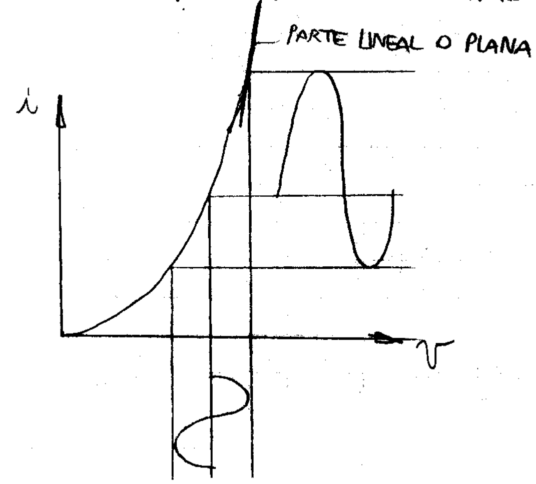
$$\boxed{i_R = \frac{1}{R} v_R}$$ LEY DE OHMS

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 DISTORCIÓN)



CURVA (SI HAY DISTORCIÓN)

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

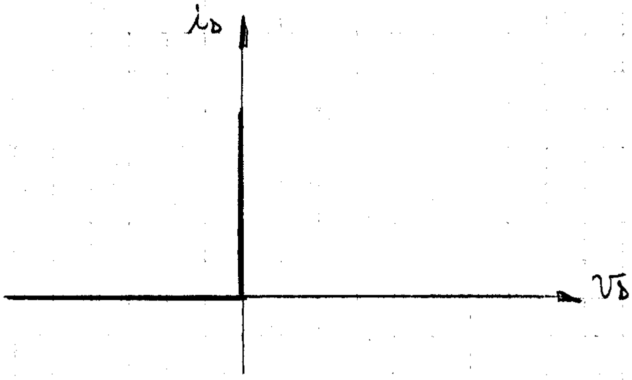
TIPOS DE DIODOS:

DIODO DE VACÍO, DIODO DE GAS, DIODOS SEMICONDUCTORES, DIODOS ZENER, DIODO TUNEL, ETC.

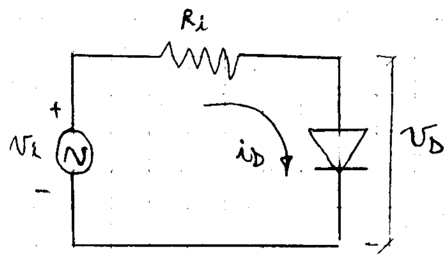
TÉCNICAS DE GRÁFICAS:

- 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.



$v_i > 0 \longrightarrow i_D > 0 \longrightarrow v_D = 0$

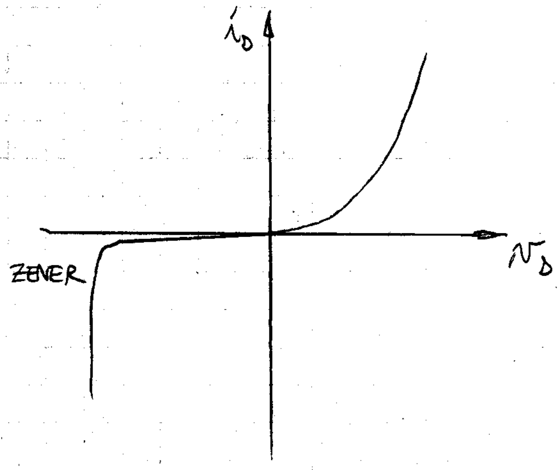
$v_i \leq 0 \longrightarrow i_D = 0 \longrightarrow v_D = v_i$

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.

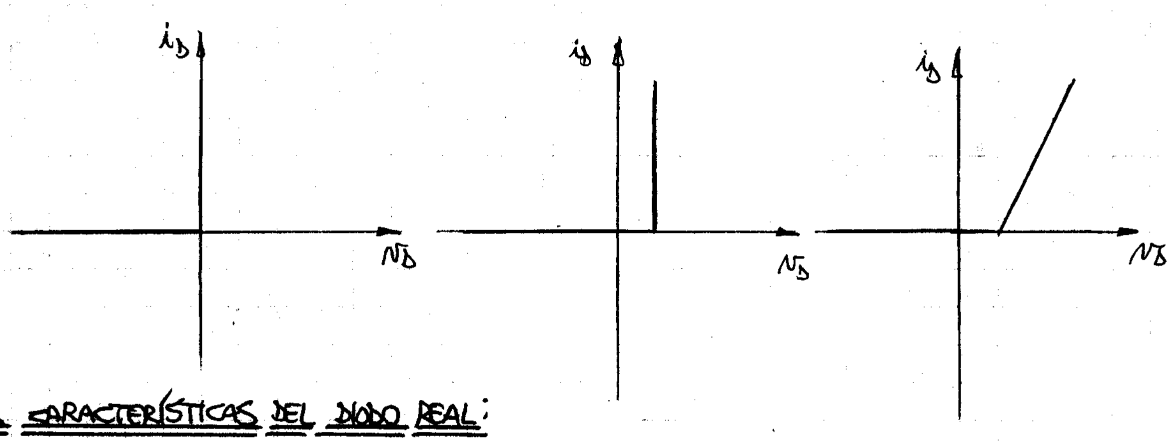
EN LA REGIÓN DONDE EL DIODO ENTRA EN AVALANCHA, SE DENOMINA ZENER.



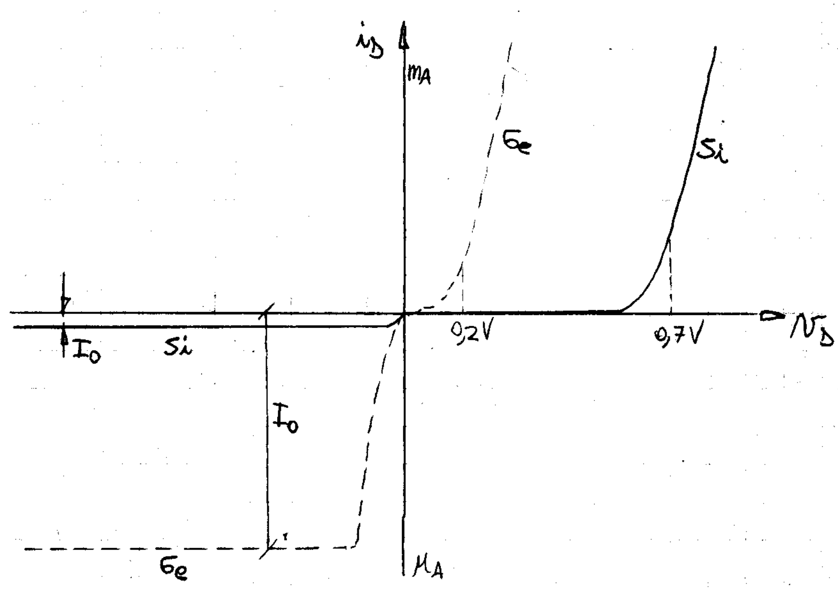
EL VOLTAJE INVERSO AGUANTA HASTA EL VOLTAJE DE RUPTURA EN QUE LA CORRIENTE AUMENTA MUCHO, LLAMÁNDOSE CORRIENTE DE AVALANCHA (REGIÓN ZENER).

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

IDEALIZACIÓN DEL DIODO:



CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL DIODO REAL:



ECUACIÓN DEL DIODO REAL:

$$\boxed{i_D = I_0\left(e^{\frac{v_D}{\frac{m.K.T}{q}}} - 1\right)}$$

m = CONSTANTE ENTRE $1 < m < 2$

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

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

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

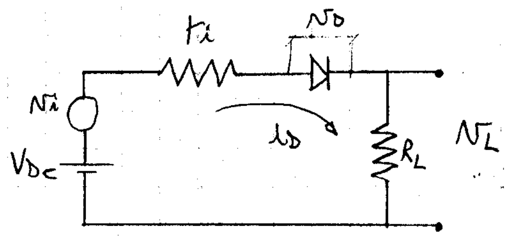
$v_D < 0$

$|v_D| \gg \dfrac{m.K.T}{q} \Rightarrow \boxed{i_D \approx -I_0}$

$v_D > 0$

$|v_D| \gg \dfrac{m.K.T}{q} \Rightarrow \boxed{i_D \approx I_0 . e^{\frac{v_D}{\frac{m.K.T}{q}}}}$

RECTA DE CARGA DEL DIODO: (REAL)

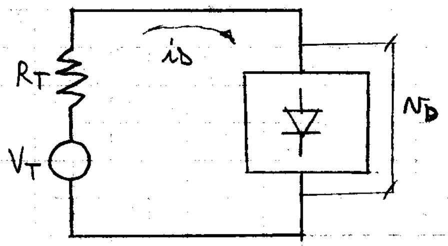


TENEMOS QUE CALCULAR v_D E i_D.

T. DE THÉVENIN:

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 RESISTÉNCIA DE THÉVENIN.



$V_T = V_{DC} + V_i$

$R_T = r_i + R_L$

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- QUE LOS DEMÁS ELEMENTOS AL SER LINEALES PUEDEN SER REEMPLAZADOS POR SU EQUIVALENTE DE THÉVENIN VISTO DESDE LOS TERMINALES DEL DIODO.

Ec. (ELEMENTO NO LINEAL) $\longrightarrow$ $i_D = f(V_D)$ $\rightarrow$ Puntos donde el Diodo puede trabajar

Ec. LINEAL (EQ. DE THÉVENIN) $\longrightarrow$ $V_D = V_T - i_D \cdot R_T$

$$i_D = -\frac{V_D}{R_T} + \frac{V_T}{R_T}$$ $\rightarrow$ Puntos que cumplen la Ley de Ohm.

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

Limitaciones del circuito externo (al diodo)

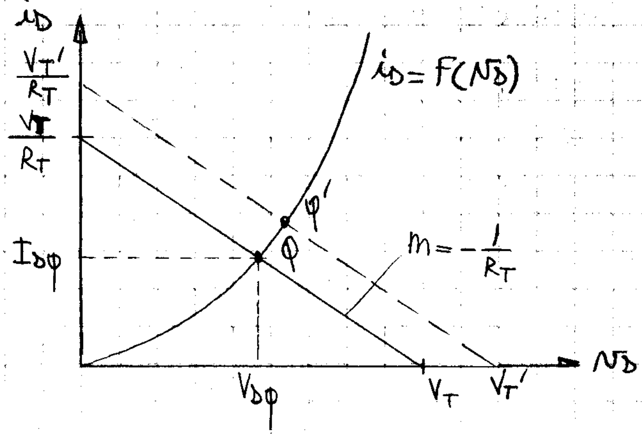
LA SOLUCIÓN (LLAMADO PUNTO Q) ES LA INTERSECCIÓN DE AMBAS CURVAS.

LA CARACTERÍSTICA RECTA DEL CIRCUITO THÉVENIN 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.



SI $i_D = 0$

$v_D = V_T$

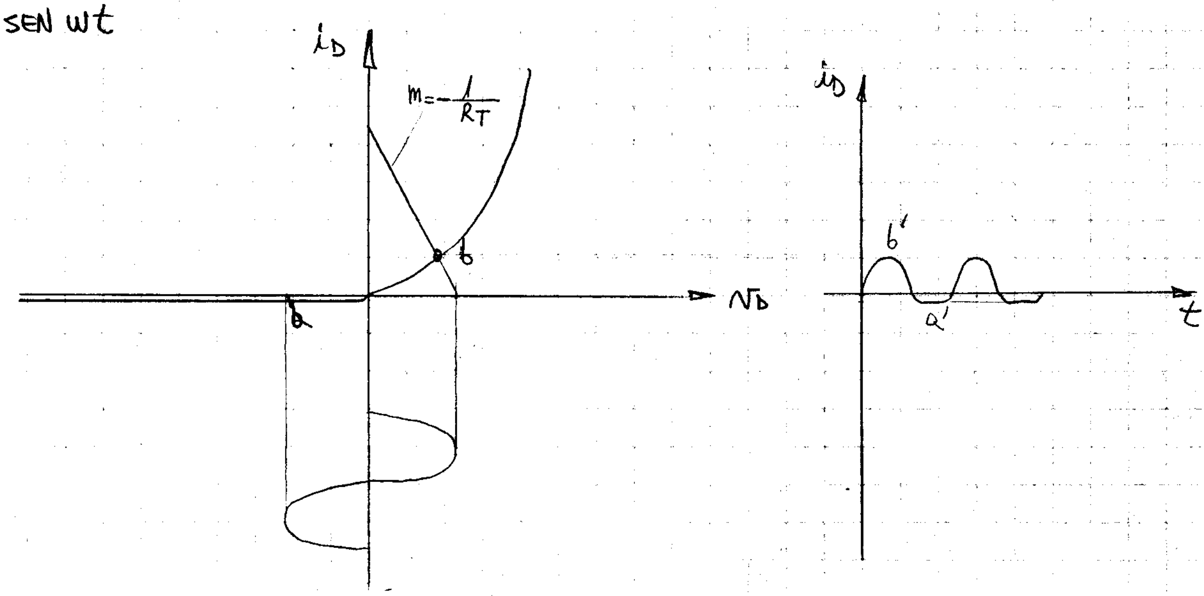
SI $v_D = 0$

$i_D = \dfrac{V_T}{R_T}$

ME CONVIENE QUE EL PUNTO φ SE ENCUENTRE EN LA PARTE LINEAL, PARA QUE CUANDO PONGAMOS UNA CORRIENTE ALTERNA NO SUFRA DEFORMACIONES; ENTONCES CUANDO INGRESEMOS UNA CORRIENTE ALTERNA SALDRÁ TIEMBIÉN ALTERNA

CIRCUITO CON C. ALTERNA:

$v_i = V_{im} \cdot \text{SEN}\ \omega t$



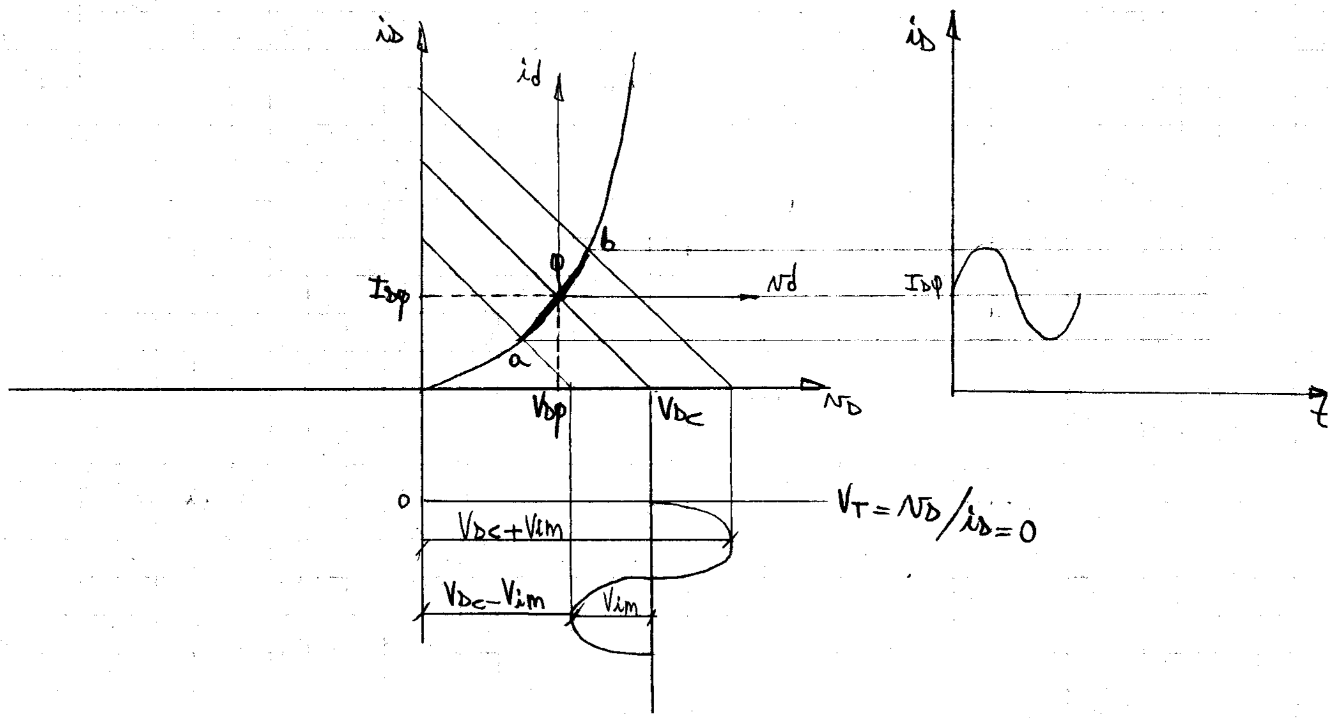
RECORTA LA ONDA ALTERNA PORQUE NO TIENE CONTINUA (HAY DEFORMACIÓN).

LA POLARIZACIÓN CON ALTERNA PURA RECORTA LA CORRIENTE.

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

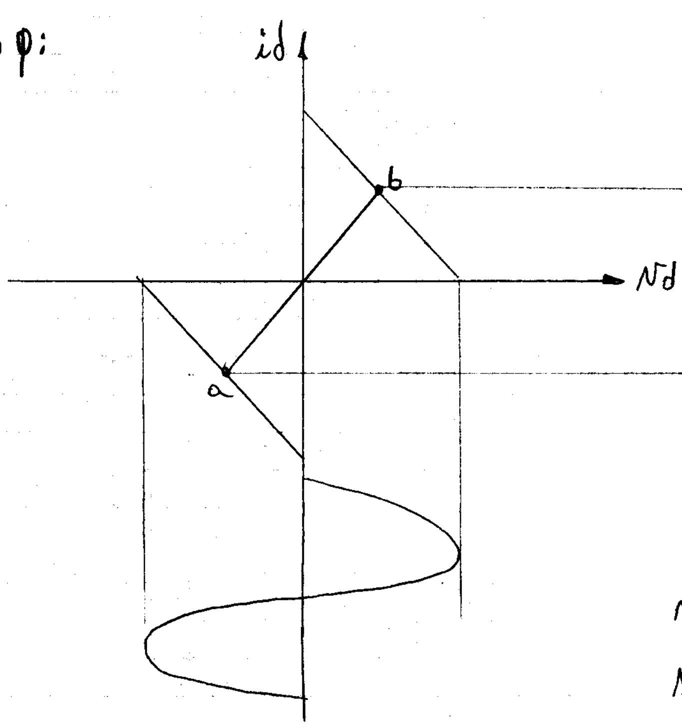
LA SEÑAL ES DÉBIL CUANDO LA VARIACIÓN PICO ~~DE~~ PICO DE LA SEÑAL ES UNA FUNCIÓN MUY PEQUEÑA DE LA COMPONENTE CONTINUA.

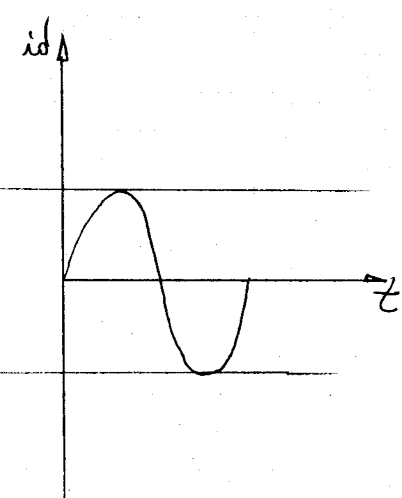
$V_T = V_{DC} + v_i$



EN LA ZONA a–b, EL DIODO SE COMPORTA LINEALMENTE, COMO UNA RESISTENCIA.

AMPLIACIÓN DEL PUNTO Q:





$i_d = i_D - I_{DQ}$

$v_d = v_D - V_{DQ}$

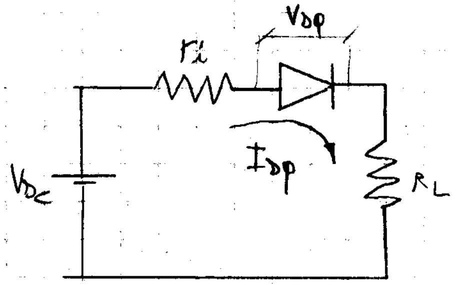
$v_L = i_d \cdot R_L$ (CON C.A)

$v_L = i_D \cdot R_L$ (CON CA Y CC)

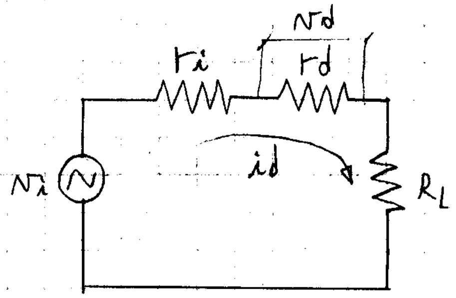
LA RESISTENCIA DINÁMICA r_d ES LA INVERSA DE LA PENDIENTE DE LA CARACTERÍSTICA DEL DIODO DEL PUNTO Q.

EL CIRCUITO PRINCIPAL PUEDE DESDOBLARSE 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 DESDOBLAMIENTO SE BASA EN EL DESARROLLO DE SERIE DE TAYLOR DE LA CARACTERÍSTICA DEL DIODO EN EL PUNTO Q.

$$i_D = f(v_D)$$

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

$$v_D = V_{DQ} + v_d$$

SEÑALES DÉBILES $\Rightarrow$ $|i_d| << I_{DQ}$, $|v_d| << V_{DQ}$

POR SERIE DE TAYLOR, Y CONOCIENDO $f(X)$ SE PUEDE HALLAR QUE:

$$f(X+\Delta X) = f(X) + \Delta X \cdot f'(X) + \text{TÉRM. DE ÓRDEN SUPERIOR.}$$

$X = V_{DQ}$ (CONTINUA)

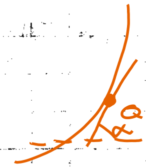
$\Delta X = v_d$ (ALTERNA)

SI DESPRECIAMOS LOS TÉRMINOS DE ORDEN SUPERIOR:

$$i_D = I_{DQ} + i_d = f(V_{DQ} + v_d) = f(V_{DQ}) + v_d \cdot \boxed{\left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q}$$

$\frac{I}{V} = \frac{1}{R}$

$\frac{1}{R_d}$

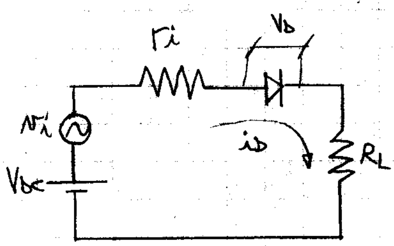


$tg\,\alpha = \frac{1}{R_d}$

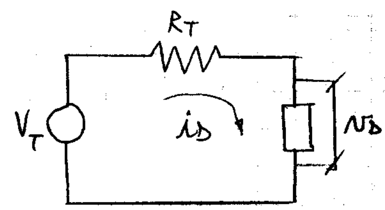
$$I_{DQ} = f(V_{DQ})$$

$$i_d = v_d \cdot \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q$$

$$\frac{v_d}{i_d} = \frac{1}{\left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q} = r_d$$



⟺

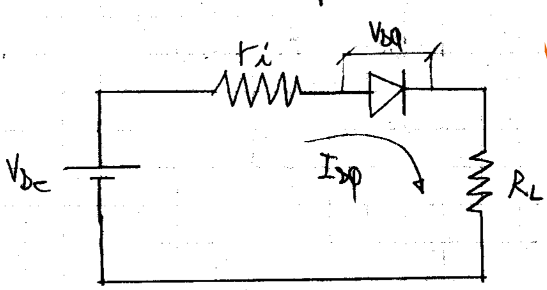


$$V_T = v_D + i_D \cdot R_T$$

$$R_T = r_i + R_L$$

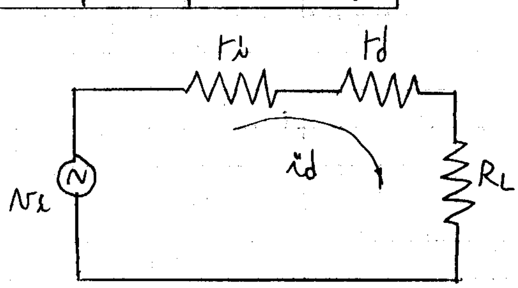
$(I_{DQ} + i_d)\,R_T = i_D R_T = V_{RT}$

$$V_T = V_{DC} + v_i = \overbrace{V_{DQ} + v_d}^{V_D} + \overbrace{I_{DQ} \cdot R_T + i_d \cdot R_T} = V_D + V_{RT} \checkmark$$



V_{DC} $V_{\bar{e}}$

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



v_i $v_{\bar{e}}$

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

$$\boxed{v_i = i_d(r_d + r_i + R_L)}$$

SE CONSIDERA AL DIODO COMO LINEAL YA QUE SE USAN SEÑALES DÉBILES, Y QUE SE TRABAJA EN LA PARTE PLANA DE LA CURVA.

DETERMINACIÓN DE LA RESISTENCIA DINÁMICA:

$$i_D = I_0 \left(e^{\frac{v_d}{\frac{mKT}{q}}} - 1 \right) \simeq I_0 . e^{\frac{q v_d}{mKT}}$$

$$\frac{di_D}{dv_D} = \frac{q}{mKT} . I_0 . e^{\frac{q v_D}{mKT}} = \frac{q}{mKT} . I_{DQ}$$

$$r_d = \left. \frac{dv_D}{di_D} \right|_Q = \frac{\frac{m.K.T}{q}}{I_{DQ}} \simeq \boxed{m . \frac{25\,mV}{I_{DQ}}}$$

EJ: $m = 1$ $T = 300°K$ $I_{DQ} = 1\,mA$

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

$I_{DQ} = 1\,A$

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

$I_{DQ} = 1\,\mu A$

$$r_d = \frac{25\,mV}{1\,\mu A} = 25\,K\Omega$$

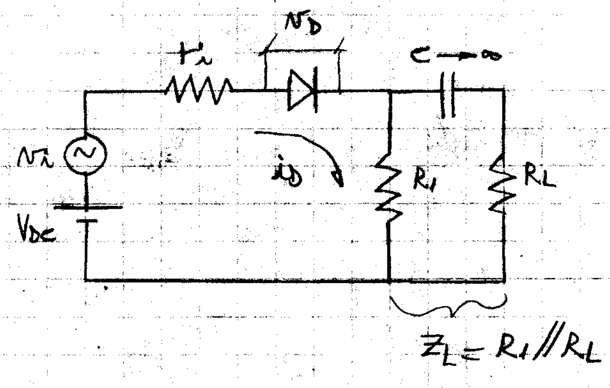
LA VALIDEZ QUE TIENE ESTE CALCULO SE DA SIEMPRE QUE EL TRAMO CONSIDERADO DE LA CURVA CARACT. DEL DIODO SEA RECTO, OSEA SIN DISTORSIÓN.

PODEMOS CALCULAR EL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DEL DIODO COMO:

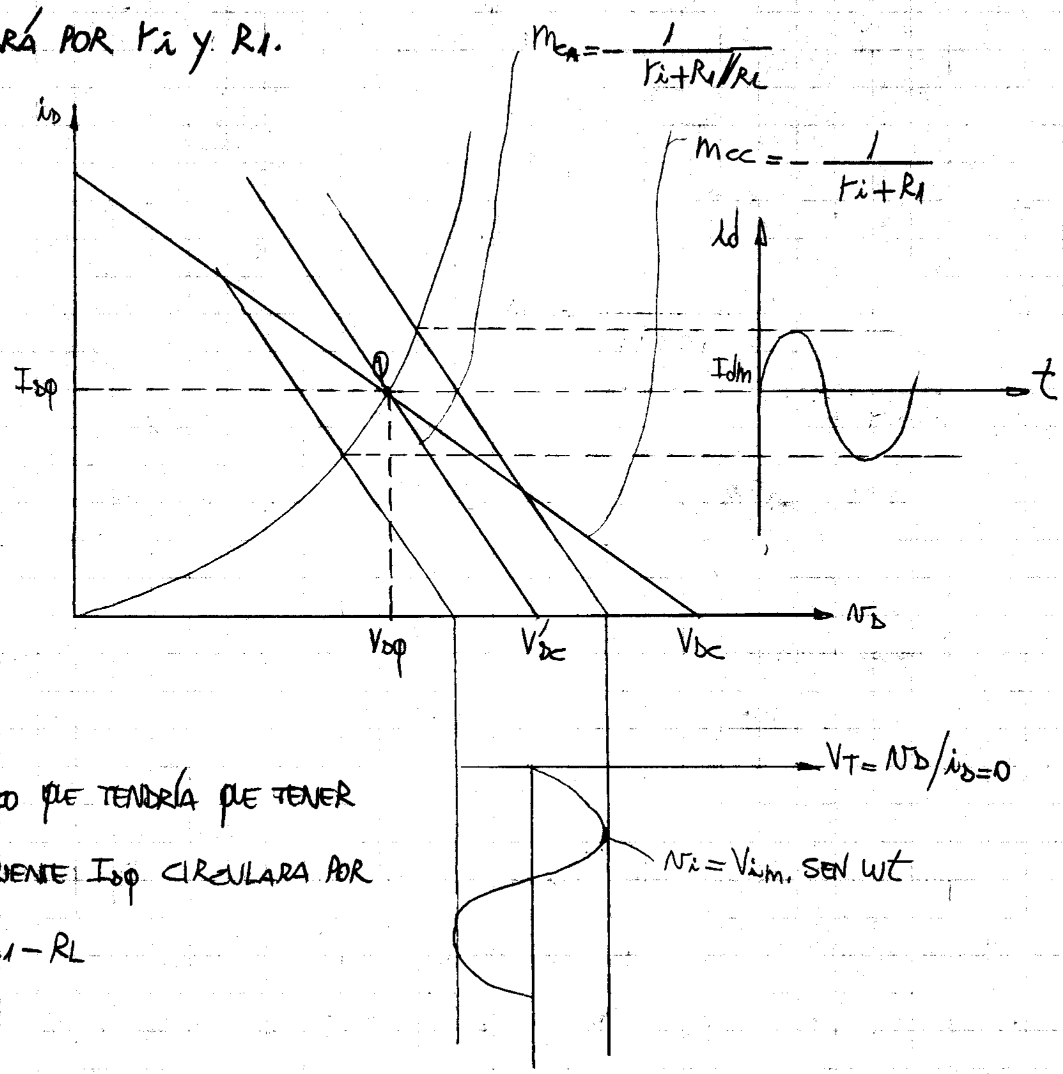
$$\boxed{i_D = I_{DQ} + i_d = \frac{V_{DC} - V_{DQ}}{r_i + R_L} + \frac{V_{im}}{r_d + r_i + R_L} . \text{SEN } \omega t}$$

$$\boxed{v_L = i_D . R_L}$$

CIRCUITO CON ELEMENTO REACTIVO:



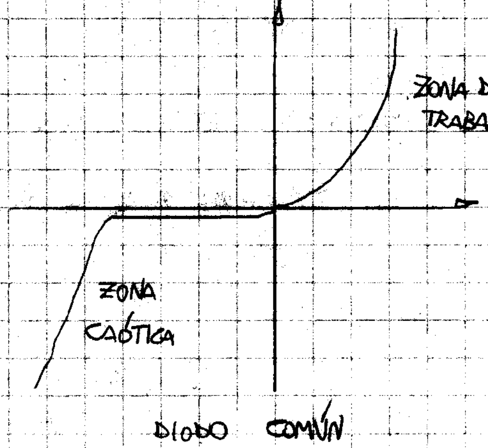
LA CORRIENTE ~~ALTERNA~~ PASARÁ POR LAS RESISTENCIAS r_i, R_1 y R_L, EN CAMBIO PARA CONTINUA PASARÁ POR r_i y R_1.

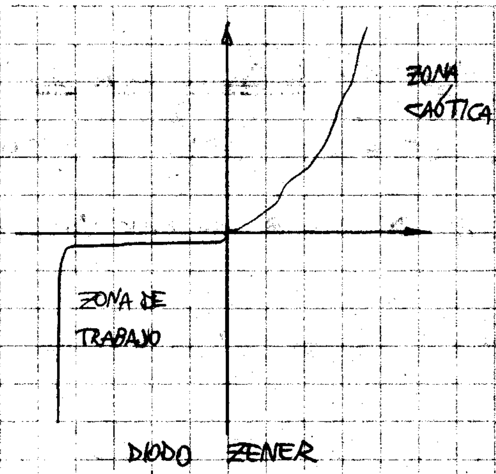


V'_{DC} = VALOR HIPOTÉTICO QUE TENDRÍA QUE TENER V_{DC} SI LA CORRIENTE I_{DQ} CIRCULARA POR EL PARALELO $R_1 - R_L$

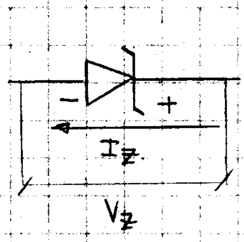
DIODO ZENER:

ES UN DISPOSITIVO CUYA CARACTERÍSTICA PRINCIPAL ES ESTABILIZAR LA TENSIÓN, TRABAJA EN LA ZONA INVERSA, EN LA REGIÓN DE AVALANCHA.



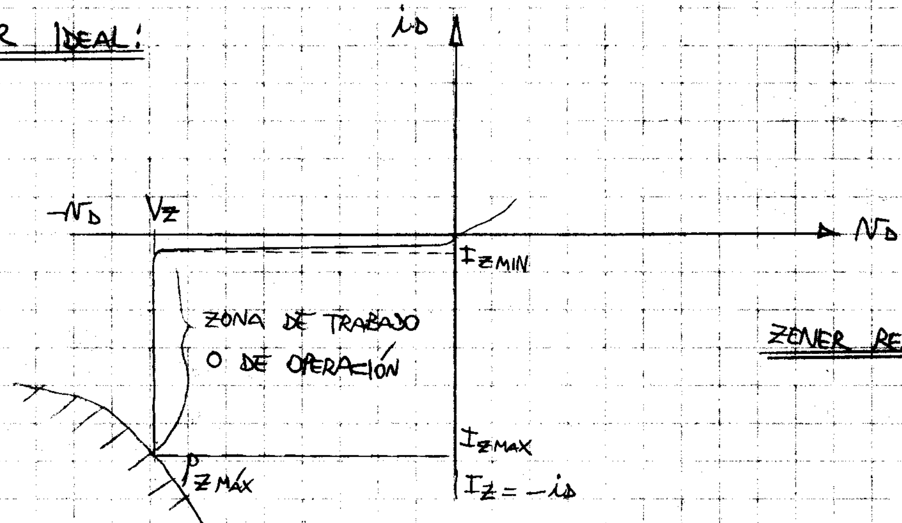


EL SÍMBOLO DEL ZENER ES:

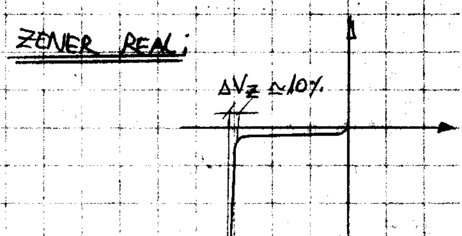


(POLARIZACIÓN INVERSA)

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 $P_{Z MAX}$

$$P_{Z MÁX} = V_Z \cdot I_{Z MAX}$$

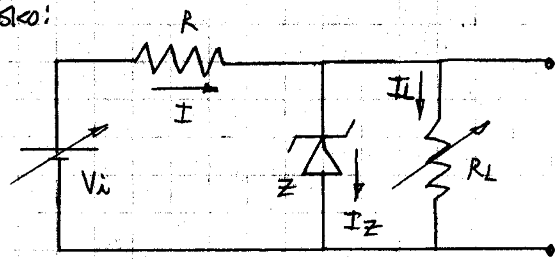
$$I_{Z MÁX} = \frac{P_{Z MAX}}{V_Z}$$

EL VALOR DE $I_{Z MIN}$ ESTÁ ENTRE EL 5 Y 10% DEL $I_{Z MAX}$.

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:



$V_0 = CTE = V_Z$

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

$$\text{DATOS} \begin{cases} V_Z = V_0 \\ P_{Z MAX} \\ I_{Z MIN} \\ V_{i MIN} < V_i < V_{i MAX} \\ I_{L MIN} < I_L < I_{L MAX} \\ R_{L MAX} > R_L > R_{L MIN} \end{cases}$$

$$I_{L MÁX} = \frac{V_0}{R_{L MIN}}$$

$$I_{L MÍN} = \frac{V_0}{R_{L MAX}}$$

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

POR KIRCHOFF:

$$I = I_Z + I_L$$

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

DESPEJANDO:

$$I_Z = I - I_L$$

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

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

$$\boxed{R_{MIN} = \frac{V_{i máx} - V_Z}{I_{Z máx} + I_{L MIN}}}$$

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

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

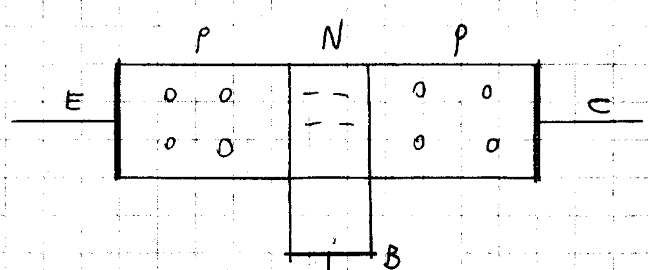
PARA HACER TRABAJAR EL DIODO AL MEDIO DE LA ZONA, SACAMOS EL PROMEDIO:

$$\boxed{R = \frac{R_{máx} + R_{MIN}}{2}}$$

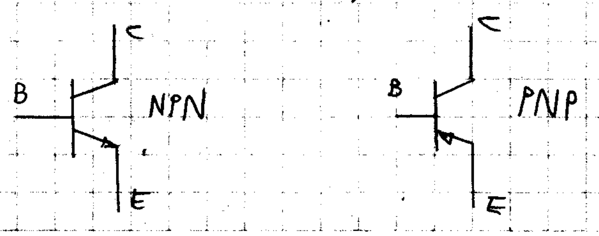
EL TRANSISTOR DE UNIÓN:

CONSISTE EN LA YUNTAPOSICIÓN DE DOS UNIONES PNP BÁSICAS.

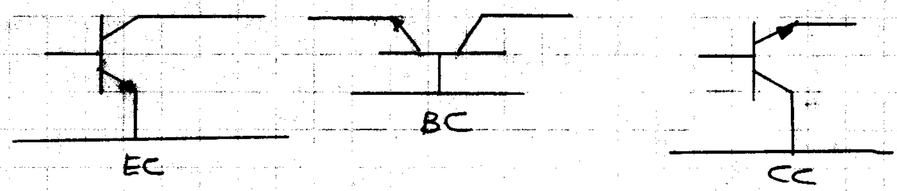
BÁSICAMENTE SE COMPORTA COMO UN AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.



HAY DOS TIPOS DE TRANSISTORES PNP Y NPN.



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

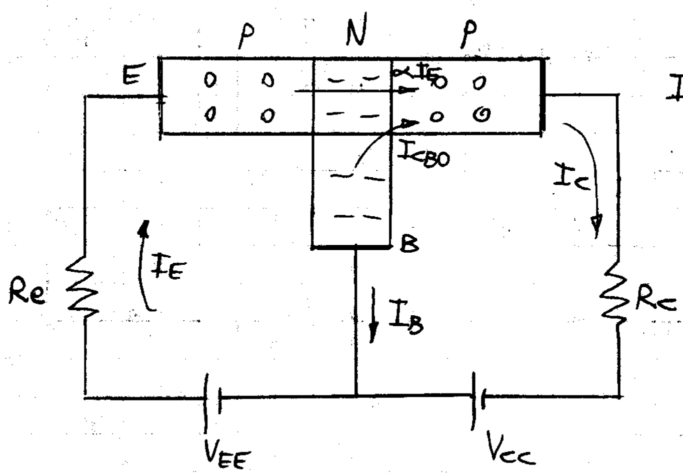


CON CORRIENTE CONTINUA SE POLARIZAN LOS TRANSISTORES.

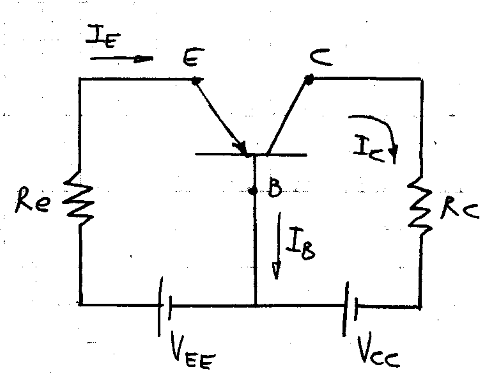
LA ENTRADA DEBE SER POLARIZACIÓN DIRECTA, Y LA SALIDA POLARIZACIÓN INVERSA.

BASE COMÚN (PNP):

α = DEPENDE DE LA CONSTRUCCIÓN
ES < 1



I_{CBO} = CORRIENTE DEBIDO A LOS PORTADORES MINORITARIOS



$$I_C \begin{cases} \alpha \cdot I_E \\ I_{CBO} = I_C\big|_{I_E=0} \end{cases}$$

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

$$\boxed{I_E = I_C + I_B} \quad (2)$$

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

DESPEJANDO Y REEMPLAZANDO:

$$I_B = I_E - I_C$$

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

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

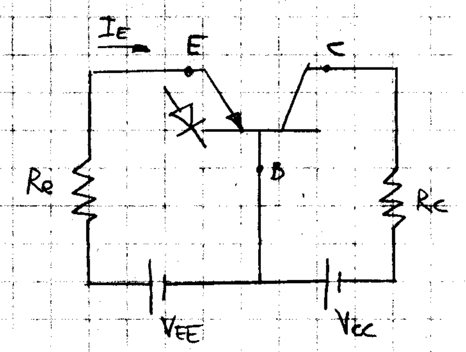
$$I_B = (1-\alpha)\left(\frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha}\right) - I_{CBO}$$

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

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

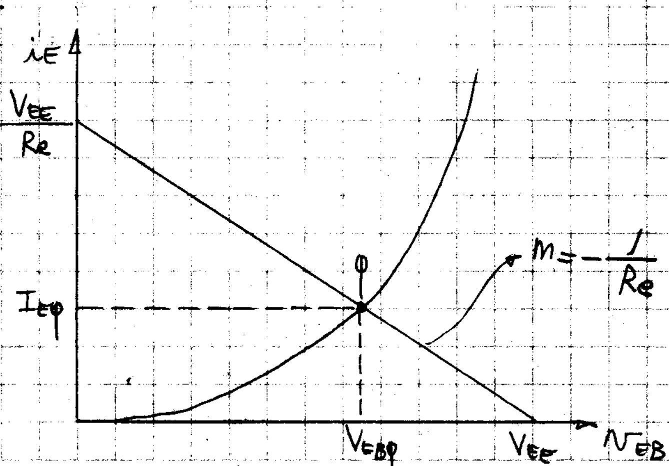
$$\boxed{I_B = \left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right) I_C - \frac{I_{CBO}}{\alpha}} \quad (3)$$

UNIÓN EMISOR - BASE (ENTRADA):

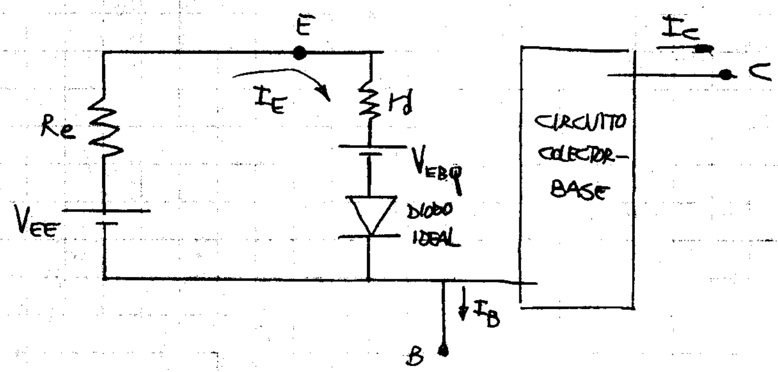


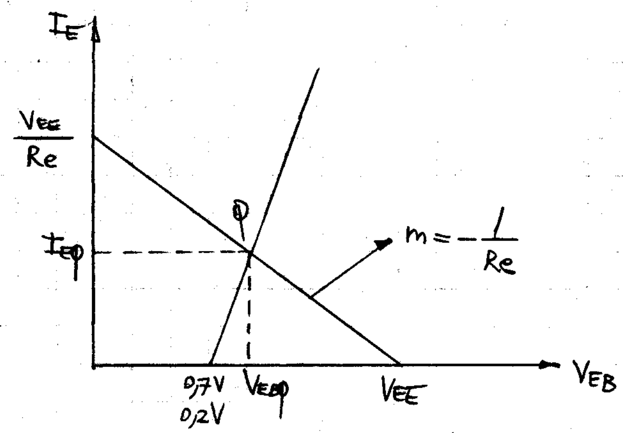
ESTA UNIÓN ES IGUAL A UN DIODO.

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - V_{EBQ}}{Re}$$



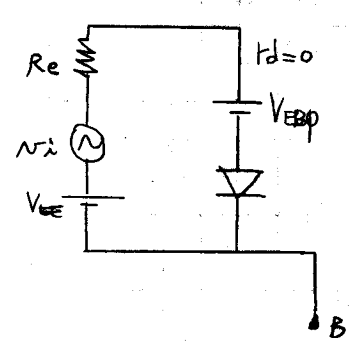
MODELO LINEAL DE ENTRADA DEL TRANSISTOR:

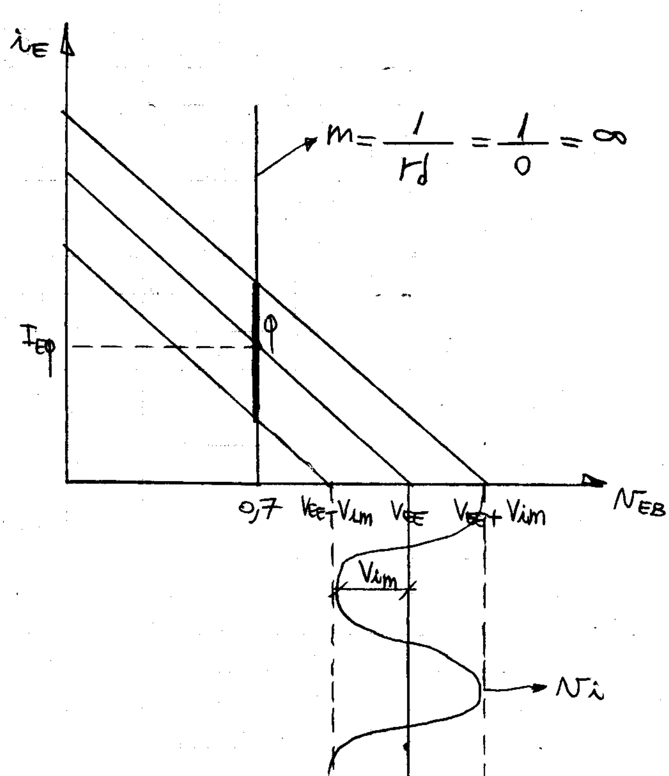




SI LE AGREGAMOS UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN ALTERNA, Y CONSIDERAMOS $r_d = 0$:

$$v_i = V_{im} \cdot \cos \omega t$$





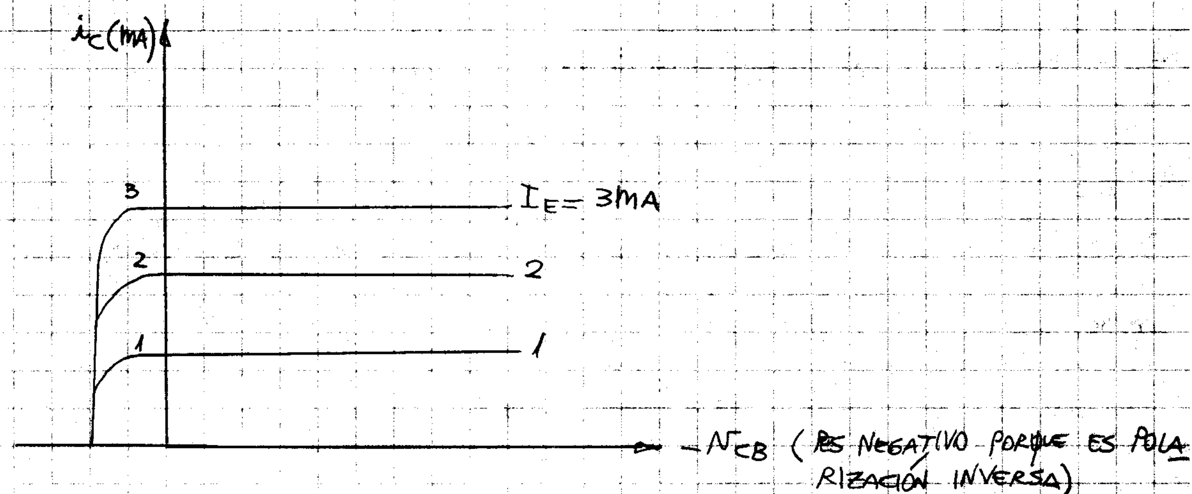
$$\left(V_{EE} - V_{im}\right) > \underset{(0,7V)}{V_{EBQ}}$$

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

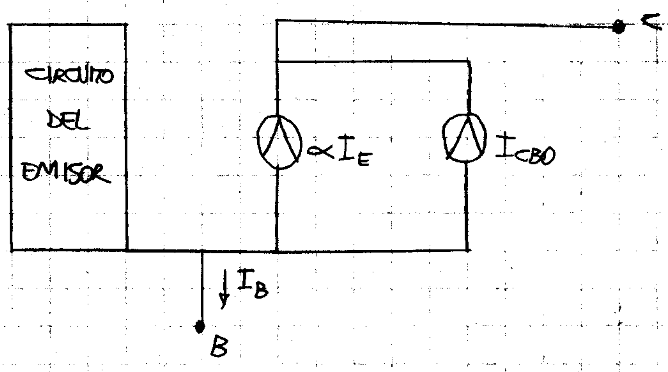
$$i_E = \frac{V_{EE} + V_{im}\cdot \cos wt - V_{EBQ}}{R_e}$$

$$\left.\begin{aligned} I_{EQ} &= \frac{V_{EE} - V_{EBQ}}{R_e} \\ i_e &= \frac{V_{im}\cdot \cos wt}{R_e} \end{aligned}\right\} \quad \text{CONDICIÓN:} \quad \begin{aligned} &(V_{EE} - V_{im}) > V_{EBQ} \\ &r_d \ll R_e \\ &(r_d \to 0) \end{aligned}$$

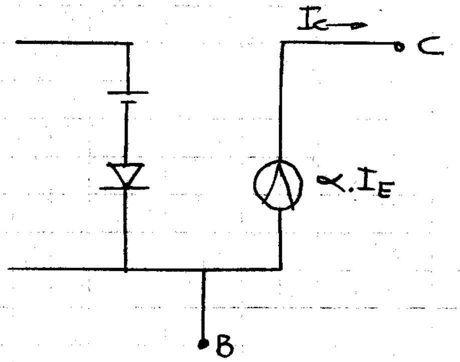
UNIÓN COLECTOR - BASE:



(circle symbol) = FUENTE DE CORRIENTE.



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

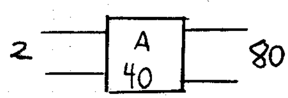


$\alpha I_E >> I_{CBO}$

A α SE LA DEFINE COMO "GANANCIA" DE CORRIENTE DEL TRANSTISTOR 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:

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

β ES LA GANANCIA DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR EN LA CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN.

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

<u>RELACIÓN ENTRE α Y β:</u>

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

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

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

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

ANTE PEQUEÑAS VARIACIONES DE α, OCURREN GRANDES VARIACIONES DE β.

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:

HALLAR: i_E, v_{CB}

$\alpha \simeq 1$ (Si)

$I_{CBO} \simeq 0$

$V_{EE} = 2V$

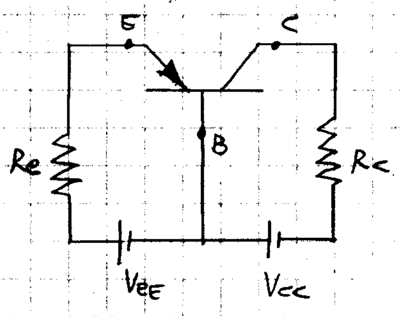
$Re = 1 K\Omega$

$V_{CC} = 50V$

$R_C = 20 K\Omega$

$v_i = V_{im} \cdot \cos wt$

$V_{im} = 1V$



VEMOS PRIMERO SI NO RECORTA LA TENSIÓN EL TRANSISTOR:

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

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

EL VALOR MÁXIMO PARA QUE NO RECORTE ES DE 1,3 V, COMO $V_{im} = 1V$, NO RECORTA

$$i_E = \frac{V_{EE} - V_{EBQ} + V_{im} \cos wt}{Re} = \underbrace{1{,}3\,mA}_{\text{CONTINUA}} + \underbrace{1\,mA \cdot \cos wt}_{\text{ALTERNA}}$$

$$v_{CB} = -V_{CC} + i_E.R_C = -\underbrace{V_{CC}}_{CC} + \underbrace{I_{EQ}.R_C}_{CC} + \underbrace{i_e.R_C}_{CA}$$ COMO $\alpha = 1$, $I_E = I_C$

$$v_{CB} = -50\text{ V} + 26\text{ V} + 20\text{ V}.\cos wt$$

$$v_{CB} = -24\text{ V} + 20\text{ V}.\cos wt$$

GANANCIA EN TENSIÓN EN ALTERNA: A_v

$$A_v = \frac{\text{TENSIÓN DE SALIDA MÁXIMA}}{\text{TENSIÓN DE ENTRADA}} = \frac{V_{cbmax}}{V_{im}} = \frac{20\text{ V}}{1\text{ V}} = 20$$

<u>AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR EN CONTINUA Y EN ALTERNA:</u>

$$i_C = \beta . i_B$$

$$\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b} = \beta . \cancel{\frac{\Delta i_B}{\Delta i_B}} + \frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} i_B$$

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} = \beta + \frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} . i_B$$

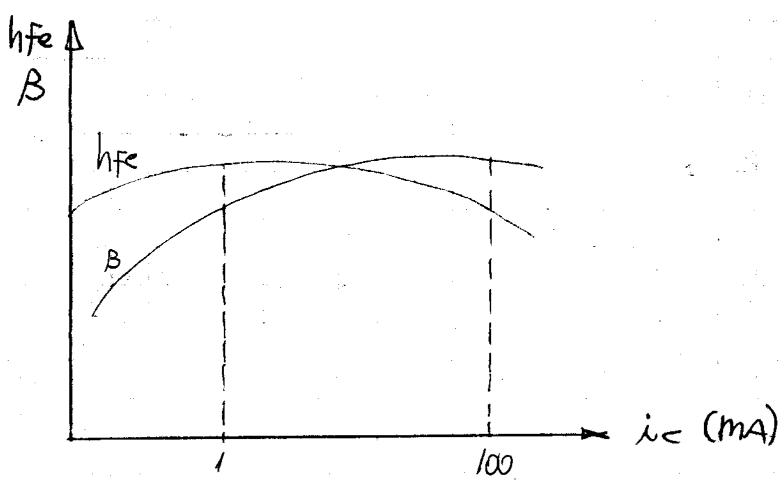
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = h_{FE} \quad (c.c.)$$

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} \quad (c.A.)$$

SI:

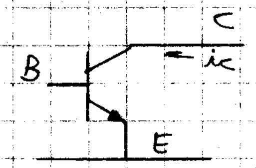
$$\frac{\Delta \beta}{\Delta i_B} i_B << \beta$$

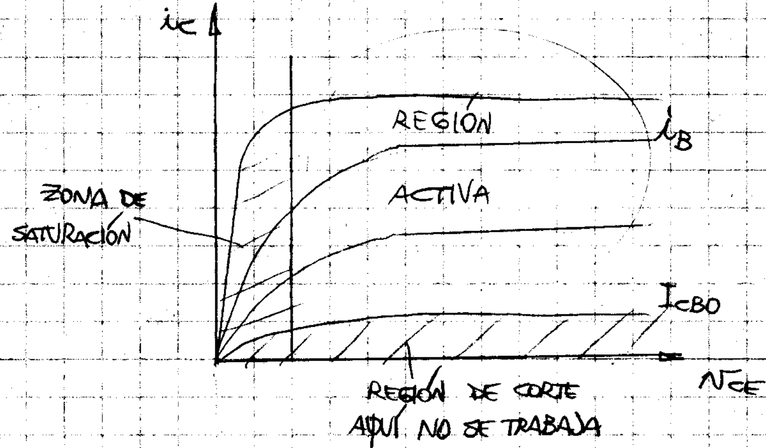
$$h_{fe} \simeq \beta$$



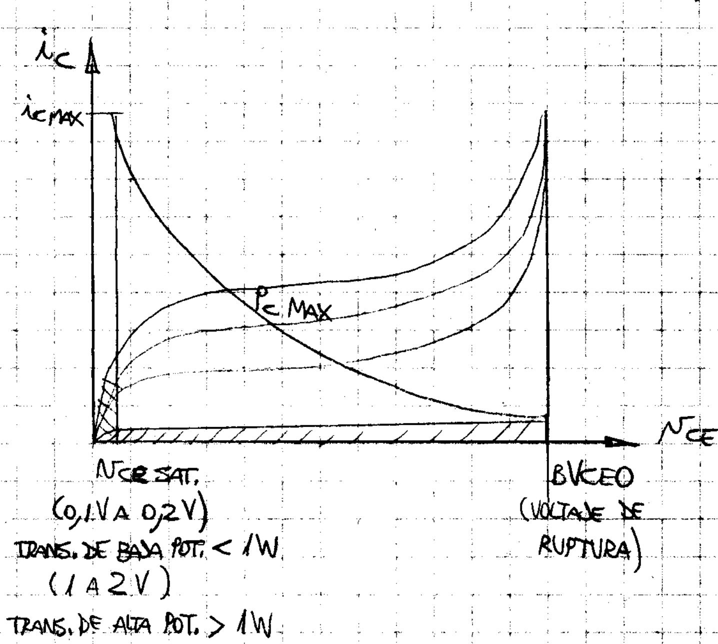
EN ESE ENTORNO h_{fe} Y β SON SIMILARES.

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

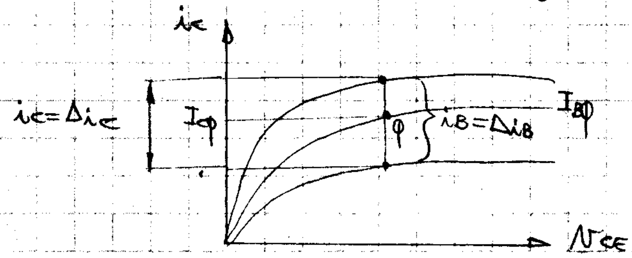




LA ZONA DE TRABAJO DEL TRANSISTOR DEPENDE DE LA CORRIENTE, DEL VOLTAJE Y DE LA POTENC

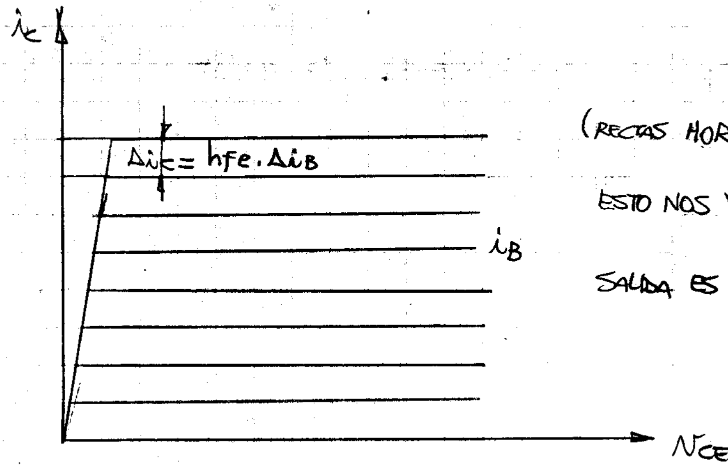


$V_{CB\,SAT}$ EN LA CONFIGURACIÓN BASE COMÚN ES DE 0,5 V EN PNP, Y −0,5 V PARA LOS NPN.



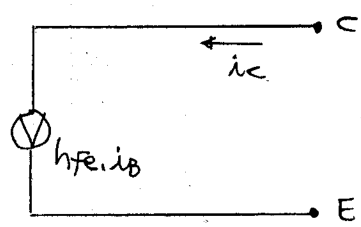
CIRCUITO EQUIVALENTE DE SALIDA DEL TRANSISTOR PARA ALTERNA:

TRANS. IDEAL:

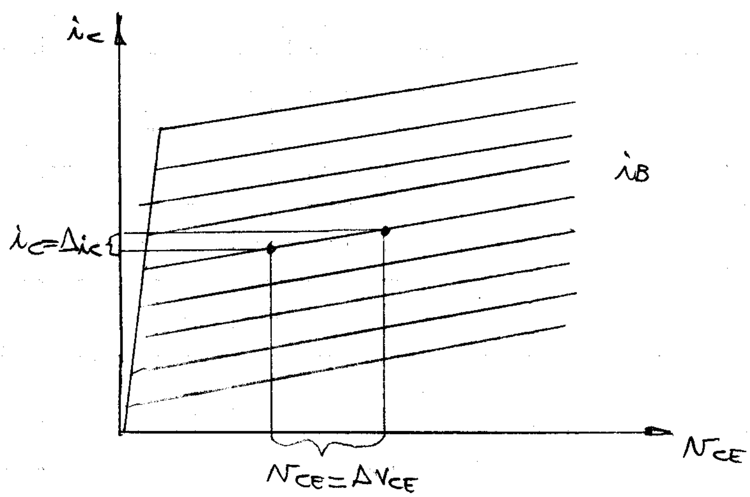


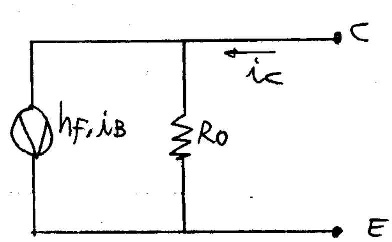
(RECTAS HORIZONTALES, IMPEDANCIA INFINITA)

ESTO NOS DICE QUE LA RESISTENCIA DE SALIDA ES INFINITA.



TRANS. REAL:



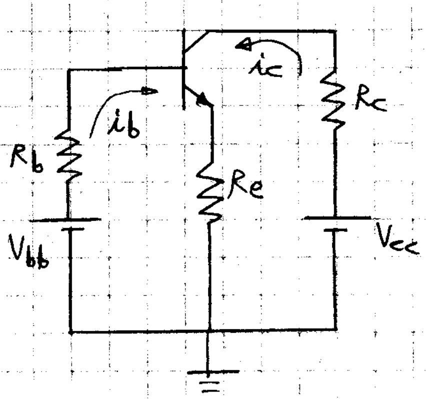


$R_O \simeq 10$ A $100\ K\Omega$

$$i_C = h_{fe} \cdot i_B + \frac{V_{CE}}{R_O}$$

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 Re SE UTILIZA PARA ESTABILIZAR LOS EFECTOS PRODUCIDOS POR LOS CAMBIOS DE TEMPERATURA.

UNA VEZ QUE ESTÁ TRABAJANDO OBTENEMOS EN EL CIRCUITO:

$$Q \begin{cases} I_{CQ} \\ I_{BQ} \\ V_{CEQ} \end{cases}$$

CONSIDERAMOS QUE $I_E = I_C$

ANÁLISIS ES HALLAR EL PUNTO Q TENIENDO COMO DATO TODOS LOS VALORES DEL CIRCUITO UTILIZANDO LAS LEYES DE OHMS Y DE KIRCHOFF.

EN LA MALLA DE SALIDA TENGO DOS INCÓGNITAS i_c Y V_{CEQ}.

EN CAMBIO EN LA MALLA DE ENTRADA LA ÚNICA INCÓGNITA ES i_b, YA QUE V_{BEQ} ES IGUAL A LA CAIDA DE UN DIODO.

ECUACIÓN DE ENTRADA:

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

DESPEJAMOS I_{CQ}:

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

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

$$V_{be} \begin{cases} 0{,}7\ V\ (Si) \\ 0{,}2\ V\ (Ge) \end{cases}$$

- $$\boxed{I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}}$$

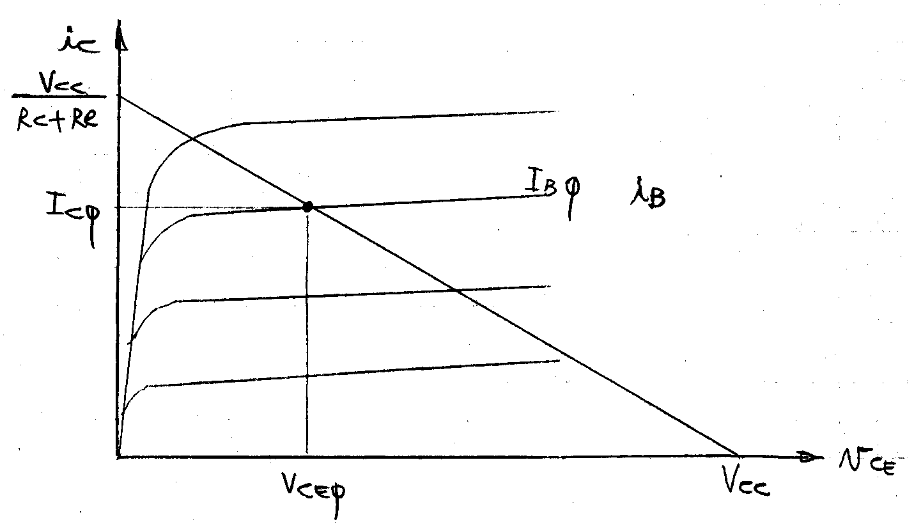
ECUACIÓN DE SALIDA:

$$V_{cc} = V_{CEQ} + I_{CQ}\left(R_c + R_e\right)$$

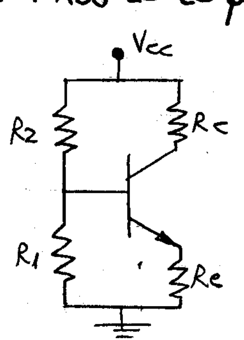
DESPEJAMOS V_{CEQ}:

- $$\boxed{V_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ}\left(R_c + R_e\right)}$$

DETERMINACIÓN GRÁFICA DEL PUNTO Q:



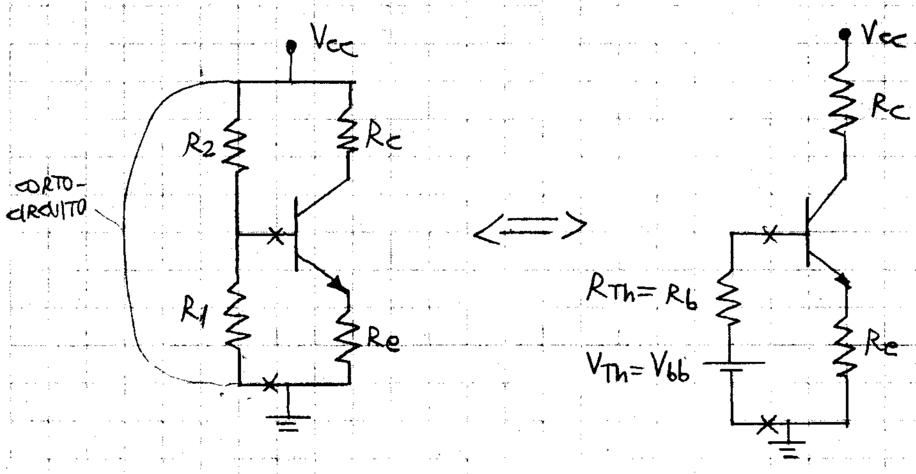
EL CIRCUITO REALMENTE UTILIZADO ES EL QUE ES POLARIZADO CON UNA SOLA FUENTE:



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 ABRIRSE EN CIRCUITO ENTRE LOS PUNTOS, CORTOCIRCUITAR LA FUENTE DE TENSIÓN, Y LUEGO HALLAR LA RESISTENCIA EQUIVALENTE ENTRE DICHOS PUNTOS POR EL MÉTODO CONVENCIONAL.

$$\boxed{R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} = R_b}$$

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 HABRIRSE EL CIRCUITO ENTRE LOS PUNTOS, Y SIN CORTOCIRCUITAR LA FUENTE, HALLAR EL VOLTAJE ENTRE DICHOS PUNTOS.

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

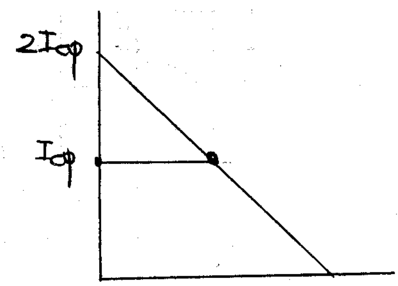
SE DEBEN CUMPLIR ESTAS DOS CONDICIONES PARA PODER USAR LAS MISMAS FÓRMULAS EN LOS CIRCUITOS CON UNA SOLA FUENTE.

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

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

$$Q \begin{cases} I_{cQ} \\ V_{ceQ} \end{cases} \longrightarrow \underset{\text{CONDICIÓN}}{i_{cMAX} \geq 2 I_{cQ}}$$

i_{cMAX} = MÁX. CORRIENTE QUE SOPORTA.



<u>ELECCIÓN DEL TRANSISTOR:</u>

- i_{cMAX}
- NPN o PNP
- V_{be} (Si o Ge)
- β
- BV_{CEO}

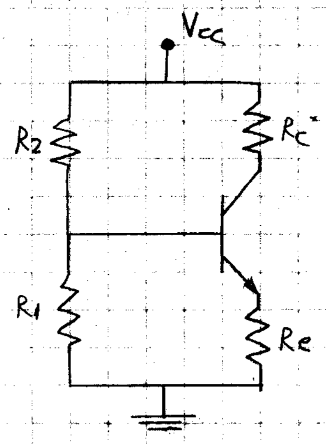
<u>ELECCIÓN DE LA FUENTE:</u>

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

<u>ELECCIÓN DE Re:</u>

ENTRE 500 Ω Y 1 KΩ

ESTE VALOR SE PUEDE CALCULAR MEDIANTE ECUACIONES DE ESTABILIDAD.



$$\boxed{i_{CMAX} \geq 2I_{CQ}} \quad ①$$

$$\boxed{V_{CC} < BV_{CEQ}} \quad ②$$

$$\boxed{Re} \quad ③$$

$$V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ}(R_C + R_e)$$

$$\boxed{R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} - R_e} \quad ④$$

QUEREMOS AHORA CALCULAR R_1 y R_2:

$$R_b = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} \longrightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_b}{R_2}$$

$$V_{bb} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} . R_1 \qquad V_{bb} = V_{CC} . \frac{R_b}{R_2}$$

$$\boxed{R_2 = \frac{V_{CC}}{V_{bb}} . R_b} \quad ⑧$$

$$V_{bb} . R_1 + V_{bb} . R_2 = V_{CC} . R_1$$

$$R_1 (V_{CC} - V_{bb}) = \cancel{V_{bb}} . \frac{V_{CC}}{\cancel{V_{bb}}} R_b \qquad \text{(REEMPLAZANDO)}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} . R_b}{V_{CC} - V_{bb}} = \frac{R_b}{\frac{V_{CC} - V_{bb}}{V_{CC}}}$$

$$\boxed{R_1 = \frac{R_b}{1 - \frac{V_{bb}}{V_{CC}}}} \quad ⑦$$

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

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

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

$$\frac{Rb}{\beta} << Re$$

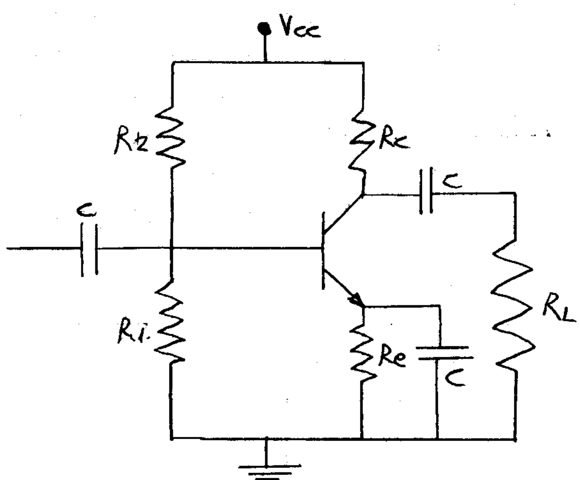
$$Rb << Re.\beta$$

$$\boxed{Rb = \frac{\beta.Re}{10}} \quad (5)$$ (POR RAZONES DE ESTABILIDAD)

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

$$\boxed{Vbb = \frac{Icq}{\beta} Rb + V_{be} + Icq.R_e} \quad (6)$$

LOS CONDENSADORES DE ACOPLAMIENTO SON DOS, EL DE ENTRADA Y EL DE SALIDA, LOS CUALES INDEPENDIZAN LAS POLARIZACIÓNES 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 Re.

EN ALTERNA LA FUENTE DE CONTINUA PASA A SER UN CORTOCIRCUITO, PARA LA ALTERNA.

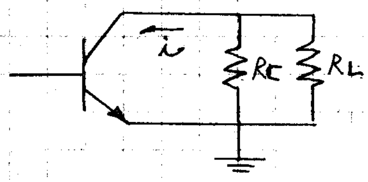
PARA LA CORRIENTE ALTERNA, LOS CAPACITORES NO TIENEN REACTANCIA CAPACITIVA.

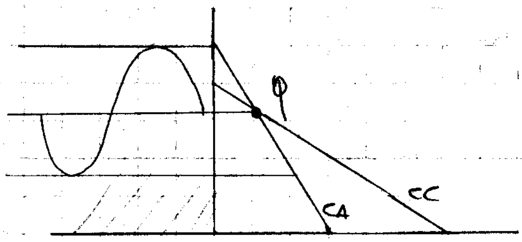
COMO LAS CIRCULACIÓN DE CC Y CA ES DISTINTA, TENEMOS DISTINTAS RESISTENCIAS.

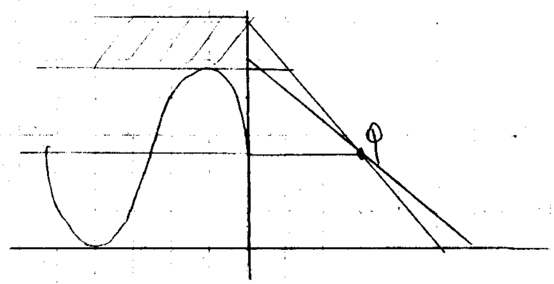
$R_{CC} = R_C + R_E$

$R_{CA} = R_C // R_L$

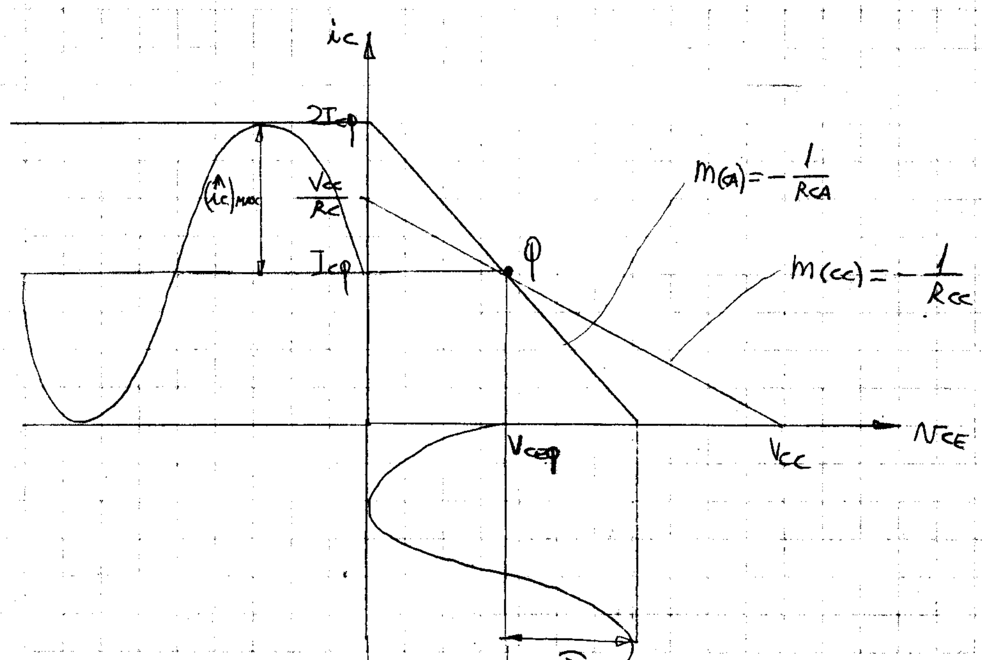
EN CA:







MÁXIMA EXCURSIÓN SIMÉTRICA (MES):



ESTE ES EL MÁXIMO APROVECHAMIENTO.

(CC) $V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R_{CC}$

(CA) $(\hat{v}_{ce})_{MAX} = (\hat{i}_c)_{MAX} \cdot R_{CA}$

PARA MES $\begin{cases} (\hat{v}_{ce})_{MAX} = V_{CEQ} \\ (\hat{i}_c)_{MAX} = I_{CQ} \end{cases}$

REEMPLAZANDO ESTAS IGUALDADES EN LA ECUACIÓN DE CA:

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

REEMPLAZANDO AHORA EN LA ECUACIÓN DE CC:

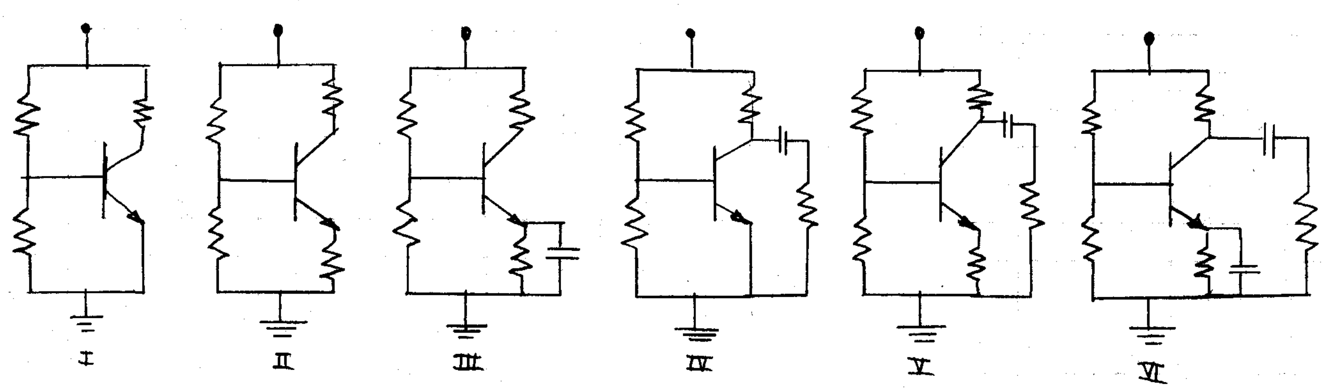
$$V_{CC} = I_{CQ} \cdot R_{CA} + I_{CQ} \cdot R_{CC} = I_{CQ} (R_{CC} + R_{CA})$$

$$\boxed{I_{CQ(MES)} = \frac{V_{CC}}{R_{CC} + R_{CA}}}$$ (FÓRMULA GENERAL)

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

EL VALOR DE $I_{CQ(MES)}$ PARA EL PRIMER CIRCUITO SERÁ:

$$I_{CQ(MES)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_e + R_C // R_L}$$



HAY TRES PROBLEMAS EN ORDEN DESCENDENTE:

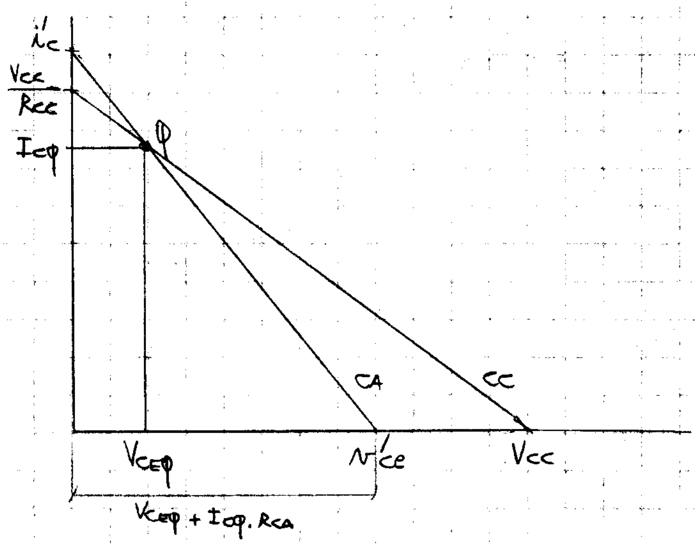
- QUE NO TENGA R_e, QUE ME DA UN PROBLEMA DE ESTABILIDAD.
- QUE NO TENGA CONDENSADOR DE DESACOPLAMIENTO.

- QUE EL PUNTO Q DEPENDA 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 ALTERNA:



$$\boxed{\begin{array}{l} v'_{ce} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R_{CA} \\ \hline i'_{c} = I_{CQ} + \dfrac{V_{CEQ}}{R_{CA}} \end{array}}$$

ANÁLISIS DE POTENCIA: (PARA SEÑALES SIMÉTRICAS Y PERIÓDICAS)

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

AV = AVERAGE = PROMEDIO

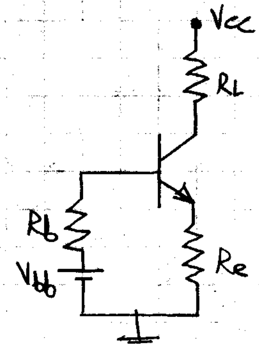
$$V(t) = V_{AV} + v(t)$$

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

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V(t).I(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left[V_{AV} + v(t)\right]\left[I_{AV} + i(t)\right] dt$$

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V_{AV}.I_{AV}\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \cancel{V_{AV}.i(t)}\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \cancel{I_{AV}.v(t)}\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T v(t).i(t)\,dt = \frac{1}{\cancel{T}}\cancel{T}.V_{AV}.I_{AV} + \frac{1}{T}\int_0^T$$

$$\boxed{P = V_{AV}.I_{AV} + \frac{1}{T}\int_0^T v(t).i(t)\,dt}$$



<u>POTENCIA MEDIA SUMINISTRADA POR V_{cc}:</u>

$$i_C = I_{CQ} + i_c$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}.i_C\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}(I_{CQ} + i_c)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}.I_{CQ}\,dt + \cancel{\frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}.i_c\,dt}^{=0}$$

COMO $i_c = \hat{i}_c.\cos wt \Rightarrow \frac{1}{T}\int V_{cc}.i_c\,dt = 0$

$$\boxed{P_{cc} = V_{cc}.I_{CQ}} \quad (1)$$

PARA MES:

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

REEMPLAZAMOS EN (1).

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

SI $R_e \ll R_L$:

$$\boxed{P_{cc_{MAX}} = \frac{V_{cc}^2}{2.R_L}}$$

POTENCIA MEDIA DISIPADA EN LA CARGA:

$$P_{L(ca)} = \frac{1}{T}\int_0^T i_c^2 . R_L . dt = \frac{(\hat{i}_c)^2 . R_L}{T}\int_0^T \cos^2 wt \, dt$$ DEBIDO A QUE $i_c = \hat{i}_c . \cos wt$

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

$$= \frac{(\hat{i}_c)^2 . R_L}{T}\int_0^T \frac{1}{2} dt + \frac{(\hat{i}_c)^2 . R_L}{T}\int_0^T \underbrace{\cancel{\frac{\cos 2wt}{2}}}_{\doteq 0} dt$$

$$P_{L(CA)} = \frac{(\hat{i}_c)^2 . R_L}{2}$$

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:

$$(\hat{i}_c)_{MAX} = I_{cQ}$$

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

SI $R_e \ll R_L$

$$\boxed{P_{L MAX} = \frac{V_{cc}^2}{8 . R_L}}$$

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

$$P_c = \frac{1}{T}\int_0^T v_{CE} . i_c dt \quad (1)$$

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

REEMPLAZANDO EN (1):

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

$i_C = I_{cq} + i_c(t)$ (REEMPLAZANDO)

$$P_C = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}\left[I_{cq} + i_c(t)\right]dt - \frac{R_L+R_e}{T}\int_0^T \cancel{(\hat{i}_c)^2 \cos^2 wt\, dt}\left[I_{cq}^2 + 2 I_{cq}\, i_c(t) + i_c^2\right.$$

$$P_C = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}\, I_{cq}\,dt + \underbrace{\cancel{\frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}\, i_c(t)\,dt}}_{=0} - (R_L+R_e)I_{cq}^2 - \underbrace{\cancel{\frac{R_L+R_e}{T}\int_0^T 2 I_{cq}\, i_c(t)\,dt}}_{=0} -$$

$$- \frac{R_L+R_e}{T}\int_0^T \frac{1}{2}(\hat{i}_c)^2\,dt - \underbrace{\cancel{\frac{R_L+R_e}{T}\int_0^T (\hat{i}_c)^2 \frac{\cos 2wt}{2}\,dt}}_{=0}$$

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

$$P_C = V_{cc}\, I_{cq} - I_{cq}^2(R_L+R_e) - \frac{(\hat{i}_c)^2(R_L+R_e)}{2}$$

LA MÁXIMA POTENCIA EN COLECTOR ES CUANDO NO HAY SEÑAL (PARTE ALTERNA)

$$P_{C_{MAX}} = P_C\Big|_{\hat{i}_c=0} = V_{cc}\, I_{cq} - I_{cq}^2(R_L+R_e) = P_{cc_{MAX}} - I_{cq}^2 R_L - I_{cq}^2 R_e$$

$$= \frac{V_{cc}^2}{2 R_L} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L+R_e)^{\cancel{2}}}\cancel{(R_L+R_e)}$$

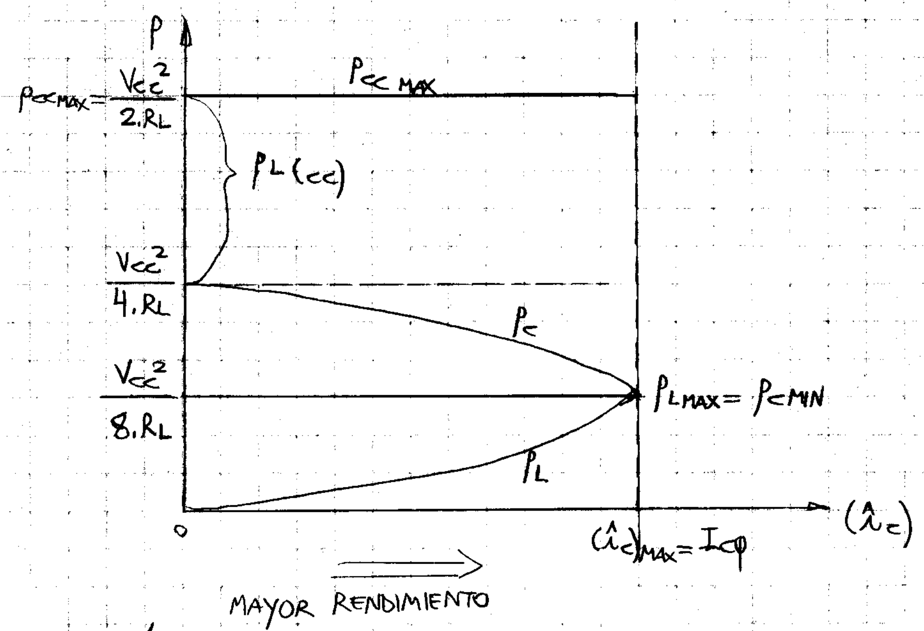
SI $R_e \ll R_L$

$$P_{C_{MAX}} = \frac{V_{cc}^2}{2 R_L} - \frac{V_{cc}^2}{4 R_L} = \boxed{\frac{V_{cc}^2}{4 R_L}}$$

LA POTENCIA SUMINISTRADA POR LA FUENTE ES IGUAL A LA POTENCIA DISIPADA EN R_e Y R_L EN ALTERNA Y EN CONTINUA, MÁS LA POTENCIA DISIPADA EN EL COLECTOR.

LA POTENCIA $P_{C_{MIN}}$, SE DÁ PARA EL MÁXIMO VALOR DE $\frac{(\hat{i}_c)^2(R_L+R_e)}{2} = P_{L_{MAX}} = \frac{V_{cc}^2}{8 R_L}$

$$P_{C_{MIN}} = \frac{V_{cc}^2}{2 R_L} - \frac{V_{cc}^2}{4 R_L} - \frac{V_{cc}^2}{8 R_L} = \boxed{\frac{V_{cc}^2}{8 R_L}}$$



VEMOS EN EL GRÁFICO, QUE CUANDO LA SEÑAL ES NULA ($\hat{i}_c = 0$), LA POTENCIA EN EL COLECTOR (P_c) ES MÁXIMA.

$$\eta = \frac{\text{POTENCIA ÚTIL}}{\text{POTENCIA SUMINISTRADA}} = \frac{P_{Lca}}{P_{cc}}$$

η = RENDIMIENTO

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{LMAX}}{P_{ccMAX}}$$

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

POR LO TANTO:

$$P_{ccMAX} = \frac{P_{LMAX}}{\eta_{MAX}} = V_{cc}.I_{cQ}$$

(CONOCIENDO ALGUNOS DATOS COMO P_{ccMAX} Y V_{cc}, PODEMOS SABER EL VALOR DE I_{cQ})

$$FM = \frac{P_{cMAX}}{P_{LMAX}} = \frac{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{4.\cancel{R_L}}}{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{8.\cancel{R_L}}} = \frac{8}{4} = 2$$

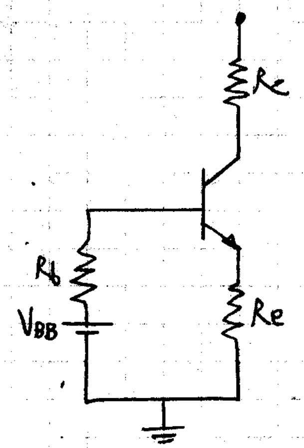
FM = FACTOR DE MÉRITO

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

ESTO ES DEBIDO A QUE QUEREMOS QUE P_{cMAX} SEA LO MÁS PEQUEÑO POSIBLE.

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

ESTABILIDAD DE LA POLARIZACIÓN:



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

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

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

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

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

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

REEMPLAZO LA (5) EN LA (4):

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

MULTIPLICO Y DIVIDO POR α:

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

$$\alpha (V_{bb} - V_{be}) = I_C \left[(1-\alpha) R_b + R_e\right] - I_{CBO}\left(R_b \cancel{+\alpha \cdot R_b} \cancel{+\alpha R_b} + R_e\right)$$

$$\boxed{I_{CQ} = \frac{\alpha (V_{bb} - V_{be}) + I_{CBO}(R_b + R_e)}{(1-\alpha) R_b + R_e}}$$

* α, I_{CBO} y V_{be} = SON FUNCIONES DE LA TEMPERATURA

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

$$I_{CBO} \cong 0$$

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

COMO $\alpha = \dfrac{\beta}{\beta+1}$

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

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

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

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

REEMPLAZANDO:

$$I_{cq} = \frac{\beta\,(V_{bb}-V_{be})}{(\beta+1)(1-\alpha)R_b+(\beta+1).R_e} \quad ①$$

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

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

$$\boxed{I_{cq} = \frac{V_{bb}-V_{be}}{R_e} + I_{CBO}\left(1+\frac{R_b}{R_e}\right)} \quad \otimes$$

$$\begin{cases} \Delta V_{be} = -K \cdot \Delta T & K = 2{,}5\ \dfrac{mV}{°C} \\ I_{CBO_2} = I_{CBO_1} . e^{K\Delta T} & K = 0{,}07\ \dfrac{1}{°C} \end{cases}$$

SON LAS VARIACIONES DE TENSIÓN Y CORRIENTE CON LA TEMPERATURA.

$$\boxed{\Delta I_{CBO} = I_{CBO_2} - I_{CBO_1} = I_{CBO_1}.e^{K\Delta T} - I_{CBO_1} = I_{CBO_1}.\left(e^{K\Delta T}-1\right)}$$

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 α.

LOS FACTORES DE ESTABILIDAD CONVIENEN QUE SEAN PEQUEÑOS.

$$S_V = \frac{\Delta I_{cq}}{\Delta V_{be}} = -\frac{1}{R_e}$$

$$S_I = \frac{\Delta I_{cq}}{\Delta I_{CBO}} = 1 + \frac{R_b}{R_e}$$

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

DERIVANDO DE LA ECUACIÓN ⊗

POR LO TANTO;

$$\frac{\Delta I_{cq}}{\Delta T} = S_V \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} + S_I \cdot \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + \cdots$$

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

MULTIPLICANDO AMBOS MIEMBROS POR ΔT Y REEMPLAZANDO OBTENGO:

$$\Delta I_{cq} = S_V \cdot \Delta V_{be} + S_I \cdot \Delta I_{CBO}$$

$$\Delta I_{cq} = \cancel{-}\frac{1}{R_e}\left(\cancel{-}K \cdot \Delta T\right) + \left(1 + \frac{R_b}{R_e}\right) I_{CBO1} \cdot \left(e^{K \cdot \Delta T} - 1\right)$$

EJEMPLO:

SI $R_e = 1\,K\Omega$ Y $\Delta T = 10°C$

$$\Delta I_{cq}\Big|_{\Delta I_{CBO}=0} = \frac{2{,}5\,mV \times 10}{1\,K\Omega} = 25\,\mu A$$

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

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

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

$$I_{cq1} = \frac{\beta_1 (V_{bb} - V_{be})}{R_b + (\beta_1 + 1) R_e} \quad \text{(ESTADO 1)}$$

$$I_{cq2} = \frac{\beta_2 (V_{bb} - V_{be})}{R_b + (\beta_2 + 1) R_e} \quad \text{(ESTADO 2)}$$

QUEREMOS AVERIGUAR EL VALOR DE $\frac{\Delta I_{cq}}{\Delta \beta}$

$$\frac{I_{cq2}}{I_{cq1}} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \cdot \frac{R_b + (\beta_1 + 1) R_e}{R_b + (\beta_2 + 1) R_e}$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} = \frac{I_{CQ2}-I_{CQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{I_{CQ2}}{I_{CQ1}} - 1 = \frac{\beta_2\left[R_b+(\beta_1+1)R_e\right]}{\beta_1\left[R_b+(\beta_2+1)R_e\right]} - \frac{\beta_1\left[R_b+(\beta_2+1)R_e\right]}{\beta_1\left[R_b+(\beta_2+1)R_e\right]}$$

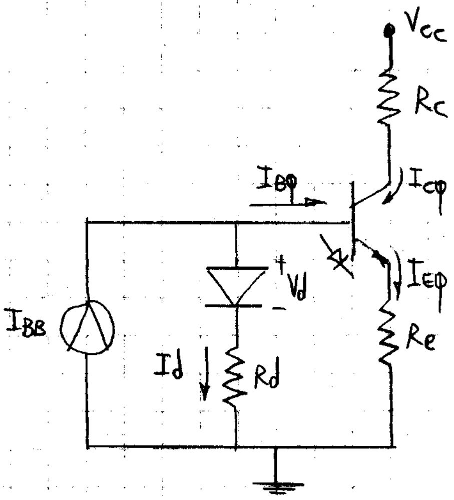
$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} = \frac{\beta_2.R_b+\cancel{\beta_2\,\beta_1.R_e}+\beta_2.R_e-\beta_1.R_b-\cancel{\beta_1.\beta_2.R_e}-\beta_1.R_e}{\beta_1\left[R_b+(\beta_2+1).R_e\right]}$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{I_{CQ1}} = \frac{\beta_2(R_b+R_e)-\beta_1(R_b+R_e)}{\beta_1\left[R_b+(\beta_2+1).R_e\right]} = \frac{(R_b+R_e)(\beta_2-\beta_1)}{\beta_1\cdot\left[R_b+(\beta_2+1).R_e\right]}$$

$$\Delta I_{CQ} = \frac{I_{CQ1}}{\beta_1}\cdot\frac{R_b+R_e}{R_b+(\beta_2+1)R_e}\cdot\Delta\beta$$

$$\boxed{S_\beta = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta\beta} = \frac{I_{CQ1}}{\beta_1}\cdot\frac{R_b+R_e}{R_b+(\beta_2+1).R_e}}$$

COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA MEDIANTE LA POLARIZAC POR DIODO (O POR TRANSISTOR):



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

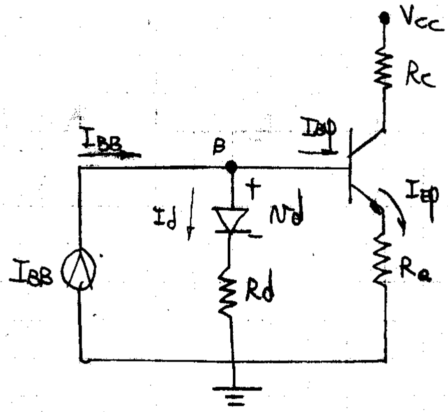
EN ESTE CIRCUITO IDEAL $\Delta I_{CQ} = 0$

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

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

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

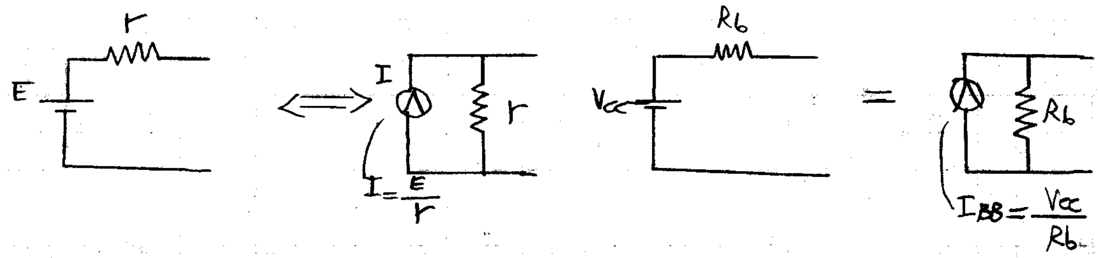
VARIACIÓN DE I_{EQ} CON LA TEMPERATURA:



COMO ES UN CIRCUITO IDEAL NO HAY RESISTENCIA PARALELA CON LA FUENTE I_{BB}.

$$\boxed{\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T} = \frac{\Delta V_d}{\Delta T}} \Rightarrow \boxed{\frac{\Delta I_{EQ}}{\Delta T} = 0}$$

TEOREMA DE NORTON:



HACEMOS LA LEY DE KIRCHOFF EN EL PUNTO B:

$$I_{BB} = I_d + I_{BQ} = I_d + \frac{I_{EQ}}{\beta+1} \qquad (1)$$

POR LA LEY DE KIRCHOFF DE TENSIÓN:

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

DESPEJAMOS AHORA I_d:

$$I_d = \frac{V_{be} + I_{EQ} \cdot R_e - V_d}{R_d} \qquad (2)$$

DESPEJAMOS DE (1) I_{EQ}:

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

REEMPLAZANDO (2) EN LA ANTERIOR, Y MULTIPLICANDO Y DIVIDIENDO POR R_d:

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

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

SACAMOS AHORA EL I_{EQ} NEGATIVO DEL OTRO LADO:

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

$$I_{EQ} = \frac{I_{BB} \cdot R_d + V_d - V_{be}}{\left[\frac{R_d + R_e(\beta+1)}{\beta+1}\right]} \simeq I_{cq}$$

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

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

QUIERE DECIR QUE LOS DOS TÉRMINOS DEL NUMERADOR SON IGUALES, YA QUE SON DOS JUNTURAS P_N Y VARÍAN IGUALMENTE CON LA TEMPERATURA.

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

$$\frac{\Delta I_{cq}}{\Delta T} = S_V \cdot \frac{\Delta V_{be}}{\Delta T}$$

$$S_V \simeq \frac{1}{R_e}$$

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

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

VAMOS A DESPRECIAR I_{BQ}, EN ESTAS CIRCUNSTANCIAS:

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

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

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

- $\beta \cdot R_e \gg$ A R_b y R_d

EN CONTINUA:

$$V_E \simeq I_{cq} \cdot R_e = I_{Bq} \cdot \beta \cdot R_e = I_{Bq} \cdot (\beta \cdot R_e)$$

SI MIRAMOS DESDE I_{Bq}, VEMOS QUE LA RESISTENCIA ES β VECES R_e.

RETOMAMOS CONSIDERANDO LAS DOS CONDICIONES ANTERIORES:

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

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

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

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

HACIENDO DISTRIBUTIVA:

$$V_B = \frac{\overbrace{I_{BB} \cdot R_b}^{V_{cc}} \cdot R_d}{R_b + R_d} + \frac{V_d \cdot R_b \cdot R_d}{R_d(R_b + R_d)} \qquad (2)$$

$$I_{eq} \simeq I_{cq} = \frac{V_B - V_{be}}{R_e}$$

REEMPLAZANDO V_B DE LA ECUACIÓN (2) EN LA ANTERIOR OBTENEMOS:

$$I_{eq} = \frac{1}{R_e}\left(\frac{V_{cc} \cdot R_d}{R_b + R_d} + \frac{V_d \cdot R_b}{R_b + R_d} - V_{be}\right) \simeq I_{cq}$$

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

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

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

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

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

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

EJEMPLO:

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

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

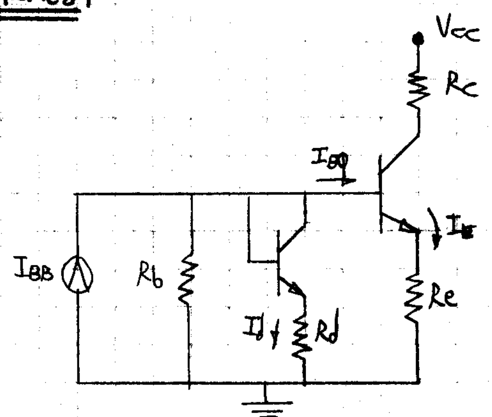
SIN DIODO: $\dfrac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \dfrac{K}{R_e}$

CON ~~[illegible]~~ IDEAL ($R_b = \infty$): $\dfrac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = 0$
CON DIODO.

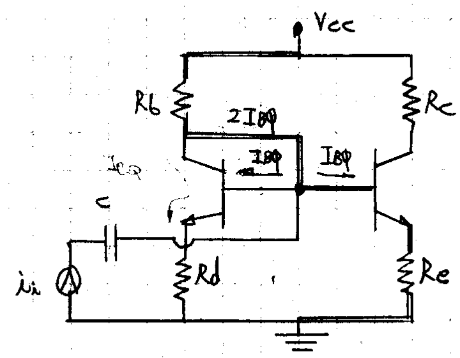
CON ~~[illegible]~~ REAL ($R_b \neq \infty$): $\dfrac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} \ll \dfrac{K}{R_e}$
CON DIODO.

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

<u>COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA MEDIANTE LA POLARIZACIÓN POR TRANSISTORES:</u>



<u>POLARIZACIÓN BALANCEADA – ESPEJO DE CORRIENTE:</u>



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

$$\boxed{Rd = Re}$$ ESPEJO DE CORRIENTE

SI ANALIZAMOS LA MALLA MARCADA, VEMOS QUE:

$$V_{cc} = \left(I_{cq} + 2 \cdot \frac{I_{cq}}{\beta} \right) Rb + V_{be} + I_{cq} \cdot Re$$

$$V_{cc} - V_{be} = I_{cq} \left[\left(1 + \frac{2}{\beta} \right) Rb + Re \right] \qquad \text{SI } 1 = \frac{\beta}{\beta}$$

$$I_{cq} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{\left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right) Rb + Re} \qquad \text{SI } \beta \gg 2$$

$$\boxed{I_{cq} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{Rb + Re}}$$

LA VARIACIÓN DE LA CORRIENTE CON LA TEMPERATURA:

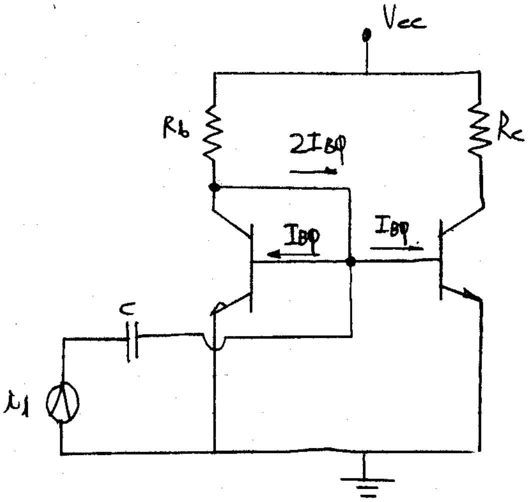
$$\frac{\Delta I_{cq}}{\Delta T} = \frac{-\frac{\Delta V_{be}}{\Delta T}}{Rb + Re} = \frac{K}{Rb + \cancel{Re}}$$

$$Re = 0 = Rd$$

$$\text{SI } \frac{\Delta I_{cq}}{\Delta T} = \frac{K}{Rb}$$

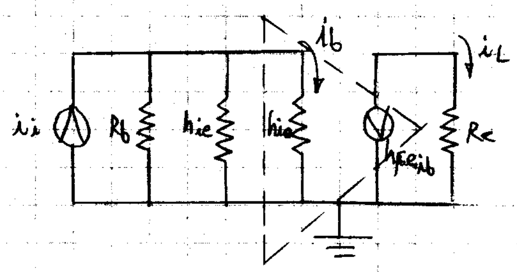
$$I_{cq} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{Rb}$$

VEMOS QUE NO TENEMOS Re NI Rd, LOGRANDO LA ESTABILIDAD SOLAMENTE CON Rb.



PARA LA CORRIENTE ALTERNA Vcc ES MASA.

PARA LA CORRIENTE ALTERNA TENEMOS:

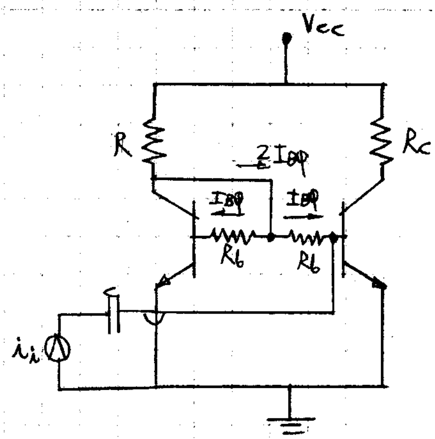


SI $R_b >> h_{ie}$

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

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

SI LE AGREGAMOS DOS RESISTENCIAS A LAS BASES:



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

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

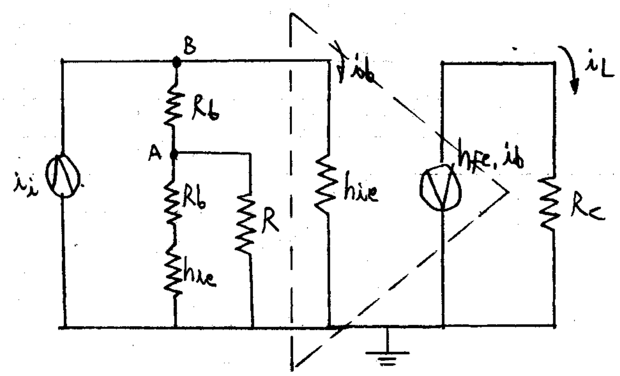
$$I_{cq} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{\left(\cancel{\frac{\beta+2}{\beta}}\right)R + \frac{R_b}{\beta}}$$

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

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

$$\frac{\Delta I_{cq}}{\Delta T} = \frac{K}{R}$$

PARA LA CORRIENTE ALTERNA TENEMOS:



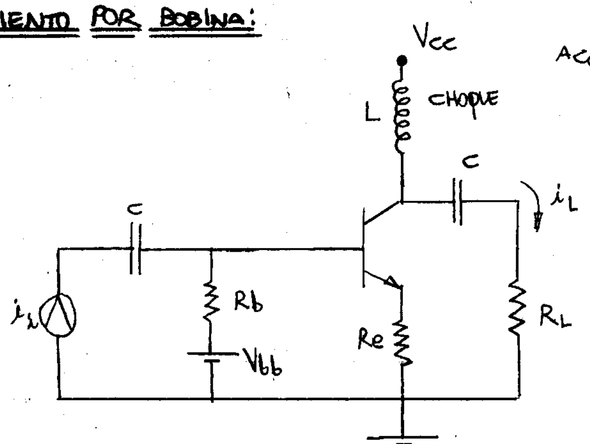
$R_b \gg h_{ie}$

$i_b = i_i$

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

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

ACOPLAMIENTO POR BOBINA:



ACOPLAMIENTO L-C

$R_e \simeq 0$

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

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

$$\underset{(MES)}{P_{ccmax}} = V_{cc} \cdot \frac{V_{cc}}{R_L} = \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

c/Rc

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

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

$$\underset{(MES)}{P_{LMAX}} = \frac{I_{cQ}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{V_{cc}^2 \cdot \cancel{R_L}}{2 \cdot R_L^{\cancel{2}}} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$c/R_C \longrightarrow P_{LMAX} = \frac{V_{cc}^2}{8 \cdot R_L}$$

$$\eta_{MAX} = \frac{P_{LMAX}}{P_{ccMAX}} = \frac{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{2 \cdot R_L}}{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{\cancel{R_L}}} = \frac{1}{2} = 0{,}5 = 50\%$$

$$c/R_C \rightarrow \eta_{MAX} = 50\%$$

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

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

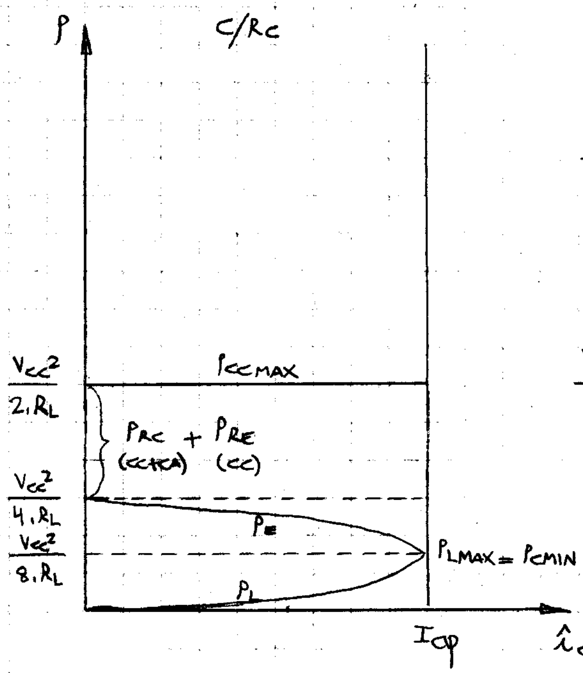
$$P_{CMAX} = P_C \Big|_{\substack{\text{SIN SEÑAL} \\ (P_L=0)}} = P_{ccMAX} = \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

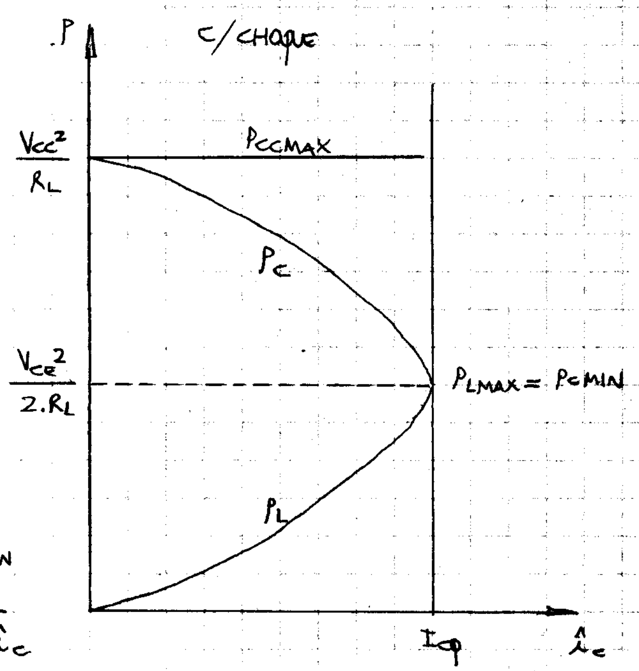
$$c/R_C \longrightarrow P_{CMAX} = \frac{V_{cc}^2}{4 \cdot R_L}$$

$$P_{CMIN} = P_C \Big|_{\substack{\text{MAX SEÑAL} \\ (P_{LMAX})}} = P_{ccMAX} - P_{LMAX} = \frac{V_{cc}^2}{R_L} - \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{V_{cc}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$F.M. = \frac{P_{CMAX}}{P_{LMAX}} = \frac{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{\cancel{R_L}}}{\frac{\cancel{V_{cc}^2}}{2 \cdot \cancel{R_L}}} = 2$$

$$c/R_C \longrightarrow F.M.$$





RESTRICCIONES:

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

$2.I_{cq} < i_{CMAX}$

MES $\longrightarrow$ $I_{cq} = \dfrac{V_{CC}}{R_L} = \dfrac{V_{ceq}}{R_L}$

$P_{CMAX} = V_{ceq}.I_{cq}$

$I_{cq} = \dfrac{P_{CMAX}}{V_{ceq}} = \dfrac{P_{CMAX}}{I_{cq}.R_L}$

$$\boxed{I_{cq} = \sqrt{\frac{P_{CMAX}}{R_L}}}$$

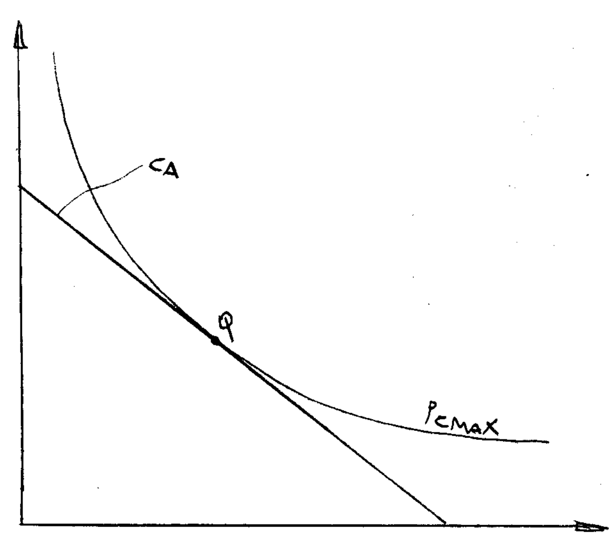
SI REEMPLAZO P_{CMAX} OBTENEMOS:

$$\boxed{I_{cq} = \sqrt{\frac{2.P_{LMAX}}{R_L}}}$$

$$V_{ceq} = I_{cq}.R_L = R_L.\sqrt{\frac{P_{CMAX}}{R_L}} = R_L.\sqrt{\frac{2.P_{LMAX}}{R_L}}$$

$$\boxed{V_{ceq} = \sqrt{P_{CMAX}.R_L} = \sqrt{2.P_{LMAX}.R_L}}$$

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



$$m = \frac{di_c}{dv_{ce}}\Big|_Q = -\frac{I_{cQ}}{V_{ceQ}} = -\frac{1}{R_L}$$

m = PENDIENTE DE LA RECTA DE CARGA DE ALTERNA.

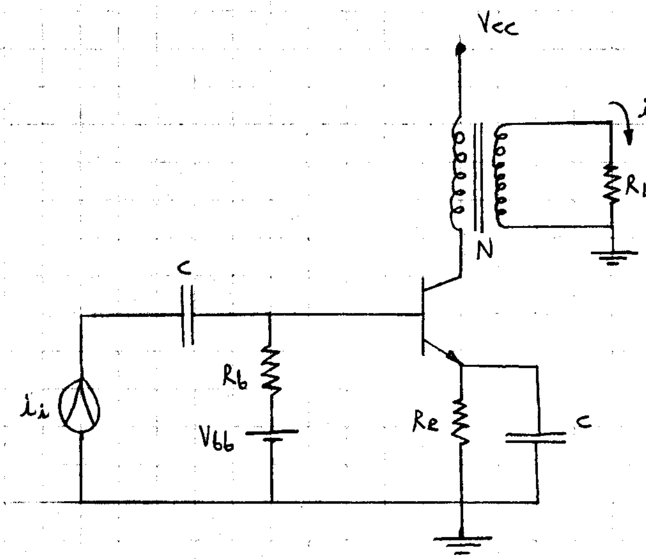
m (DE LA HIPÉRBOLA)

$$P_{Cmax} = v_{ce} \cdot i_c$$

$$i_c = \frac{P_{Cmax}}{v_{ce}}$$

$$m = \frac{di_c}{dv_{ce}}\Big|_Q = \frac{-P_{Cmax}}{v_{ce}^2}\Big|_Q = -\frac{V_{ceQ} \cdot I_{cQ}}{V_{ceQ}^2} = -\frac{I_{cQ}}{V_{ceQ}} = -\frac{1}{R_L}$$

AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE A, EMISOR COMÚN, CON ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMAD



$$N = \frac{N_P}{N_S} = \frac{v_P}{v_S} = \frac{i_S}{i_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

N = RELACIÓN ENTRE PRIMARIO Y SECUNDARIO.

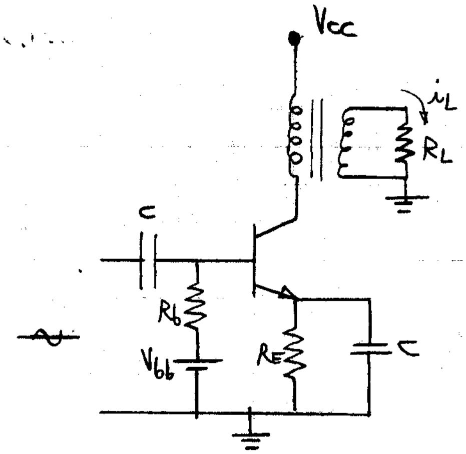
EL TRANSFORMADOR TRANSFORMA VOLTAJES, CORRIENTES E IMPEDANCIAS, PERO NO TRANSFORMA POTENCIAS.

$$Z_S = R_L$$

$$Z_P = R'_L$$

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

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



$$N = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \frac{i_L}{i_c}$$

$$Z_s \rightarrow R_L$$

$$Z_p \rightarrow R'_L$$

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

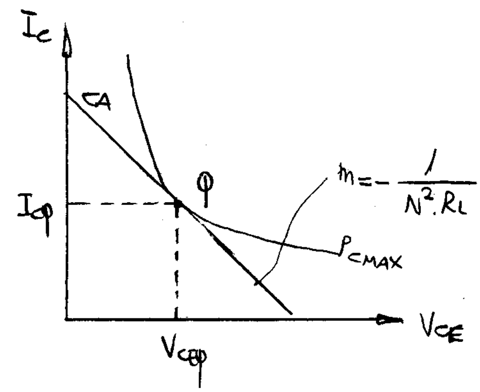
$$\boxed{R'_L = N^2 \cdot R_L}$$

ESTE CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR HACE MAS FLEXIBLE EL DISEÑOS QUE CON LA BOBINA DE CHOQUE.

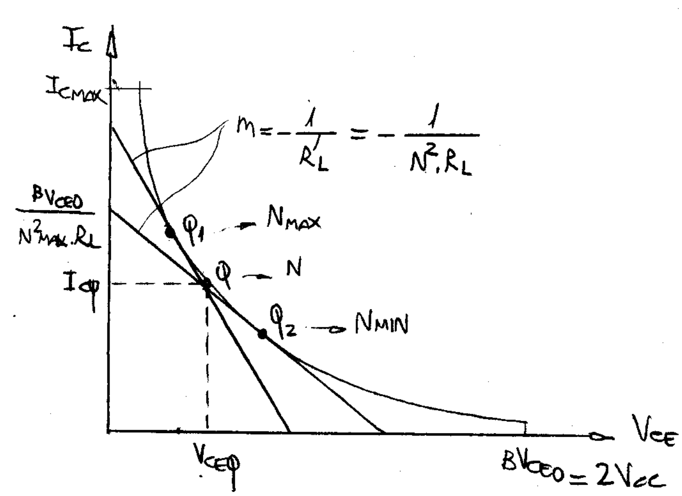
$$Re \rightarrow 0$$

$$I_{cq} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

$$\boxed{I_{cq} = \frac{V_{cc}}{N^2 \cdot R_L}}$$



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_{Lmax}:

$$P_{Lmax} = i_L^2 \cdot R_L = (N \cdot I_c)^2 \cdot R_L = \left(N \cdot \frac{I_{cQ}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} I_{cQ}^2 \cdot N^2 \cdot R_L \quad (1)$$

SI LOS PUNTOS Q_1 Y Q_2 SON PARÁMETROS:

$$I_{cQ_1} = \frac{I_{cMAX}}{2} = \frac{V_{cc}}{N^2_{MIN} \cdot R_L}$$

$$I_{cQ_2} = \frac{BV_{CEO}}{2 N^2_{MAX} R_L}$$

DE LA ECUACIÓN (1):

$$N_{MIN} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{LMAX}}{I_{cQ_1}^2 \cdot R_L}}$$

$$N_{MAX} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{LMAX}}{I_{cQ_2}^2 \cdot R_L}}$$

$$F_M = 2 = \frac{P_{cMAX}}{P_{LMAX}}$$

$$P_{LMAX} = \frac{P_{cMAX}}{2}$$

Q DEBE ESTAR ENTRE Q_1 Y Q_2, YA QUE SI N ES MAYOR A N_{MAX}, SE QUEMA POR MAYOR TENSIÓN V_{CE}. SI N ES MENOR A N_{MIN}, SE QUEMA POR MAYOR CORRIENTE I_c

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

$$P_{cMAX} = V_{CEQ_2} \cdot I_{cQ_2}$$

$$I_{cQ_2} = \frac{P_{cMAX}}{V_{CEQ_2}}$$

PARA QUE TENGAMOS EL VALOR Q EN EL MEDIO, TENEMOS:

$$I_{cQ} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{LMAX}}{N^2 \cdot R_L}}$$

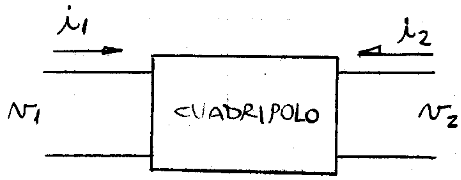
$$V_{CEQ} = I_{cQ} \cdot N^2 \cdot R_L$$

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.

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{aligned}\right\} \text{GENERAL}$$

h = PARÁMETROS HÍBRIDOS (IMPEDANCIA)

i = EN ALTERNA

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= h_i \cdot i_1 + h_r \cdot v_2 \\ i_2 &= h_f \cdot i_1 + h_o \cdot v_2 \end{aligned}\right\} \text{TRANSISTOR}$$

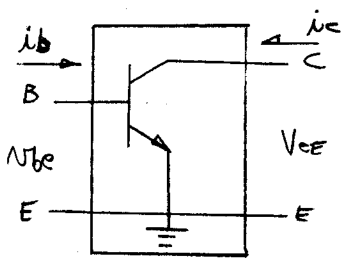
SIENDO:

$$h_i = \left.\frac{v_i}{i_1}\right|_{v_2=0} \qquad h_r = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0} \qquad h_f = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{v_2=0} \qquad h_o = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{i_1=0}$$

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

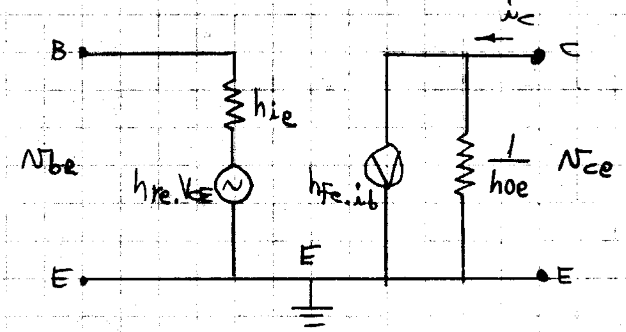
ESTAS ECUACIONES NO DEPENDEN DE LA CONFIGURACIÓN DEL TRANSISTOR.

- EMISOR COMÚN:



$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce}$ LEY DE KIRCHOFF DE TENSIÓN A LA ENTRADA DEL CIRCUITO

$i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce}$ LEY DE KIRCHOFF DE CORRIENTE A LA SALIDA DEL CIRCUITO.

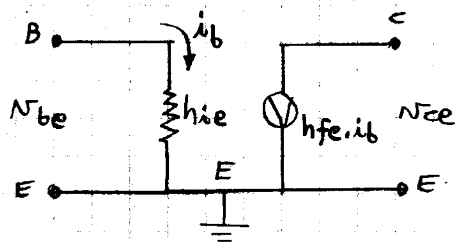


$h_{re} \simeq 0$

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 $h_{re} \simeq 0$.

$h_{oe} \simeq 0$

QUEDARÍA ENTONCES UN CIRCUITO MAS SIMPLE, CON DOS PARÁMETROS HÍBRIDOS, Y SE DENOMINA ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL TRANSISTOR:



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

$$h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b} \Bigg|_{\substack{V_{CEQ} = CTE \\ (v_{ce} = 0,\ \text{SAL. EN CORTO})}}$$ IMPEDANCIA DE ENTRADA EN CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN.

$$h_{re} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \Bigg|_{\substack{I_{BQ} = CTE \\ (i_b = 0,\ \text{ENTRADA ABIERTA})}} = 0$$

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} \Bigg|_{\substack{V_{CEQ} = CTE \\ (v_{ce} = 0,\ \text{SAL. EN CORTO})}}$$

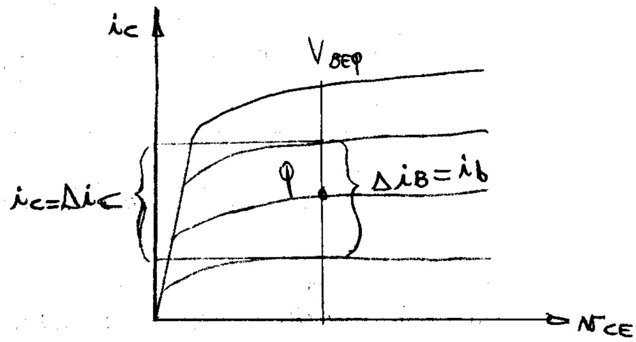
$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}}\Bigg|_{\substack{I_{BQ}=CTE \\ (i_b=0,\ ENT.\ ABIERTA)}} = 0$$

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

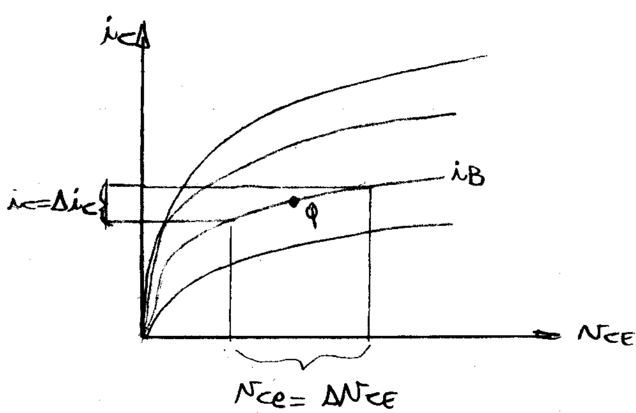
$$h_{ie} = r_d = \frac{v_{be}}{i_b}\Bigg|_Q = \frac{25\,mV}{I_{BQ}} = \boxed{\frac{25\,mV \cdot h_{fe}}{I_{CQ}}} \qquad \beta = h_{fe}$$

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

h_{fe}

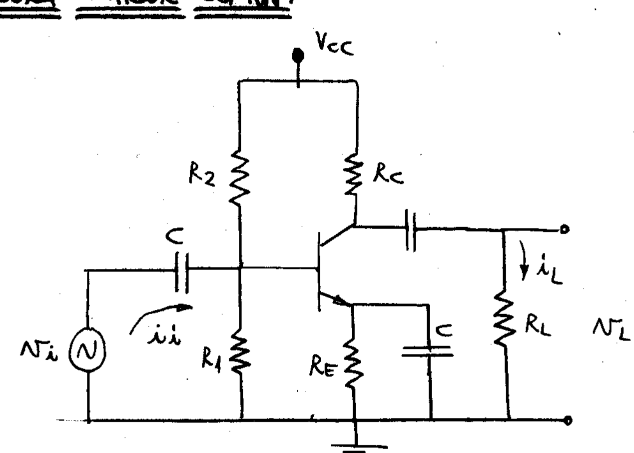


h_{oe}

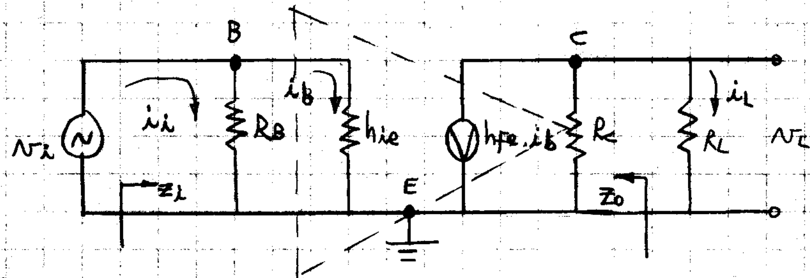


h_{fe} ES DE ALTERNA, PERO DEPENDE DE I_{CQ} QUE ES CONTINUA.

ETAPA AMPLIFICADORA EMISOR COMÚN:



GRAFICAMOS EL CIRCUITO EQUIVALENTE EN ALTERNA, CONSIDERANDO A V_{cc} COMO MASA:



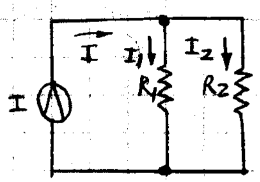
• VEMOS LA GANANCIA DE CORRIENTE:

$$R_b = R_1 // R_2$$

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

A_i = GANANCIA EN CORRIENTE.

COROLARIO:

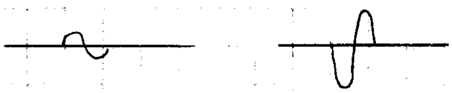


$$I_2 = I \cdot \frac{R_1 \cdot \cancel{R_2}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\cancel{R_2}} = I \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\boxed{A_i = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_i} = -h_{fe} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{R_b + h_{ie}}}$$

$$i_L = -h_{fe}\, i_b \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \quad ; \quad i_b = i_i \frac{R_b}{R_b + h_{ie}}$$

EL SIGNO MENOS EN i_L SIGNIFICA INVERSIÓN DE FASE, DE IGUAL FRECUENCIA Y MAYOR AMPLIT



$$SI \begin{cases} R_L << R_c \\ h_{ie} << R_b \end{cases} \Rightarrow |A_i| \simeq h_{fe}$$

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 ENSUCIAN EL CIRCUITO SON R_c Y R_b.

LA IMPEDANCIA DE SALIDA Z_o 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 $h_{ie} << R_b \Rightarrow Z_i \simeq h_{ie}$

LA SIGUIENTES CONDICIONES DEBEN CUMPLIRSE:

$$\underbrace{h_{ie} << R_b}_{\text{GANANCIA}} \quad \underbrace{R_b << \beta \cdot R_e}_{\text{ESTABILIDAD}}$$

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

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

- 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:

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_i \cdot Z_i}$$

COMO i_L/i_i ES LA GANANCIA DE CORRIENTE:

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

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

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

$$\left.\begin{aligned} h_{ib} &= \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} \\ \frac{1}{h_{ib}} &= g_m \end{aligned}\right\} \text{EN BASE COMÚN}$$

g_m = TRANSCONDUCTANCIA (MHO)

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

SI $R_L \ll R_C$ $\quad A_v = -g_m \cdot R_L$

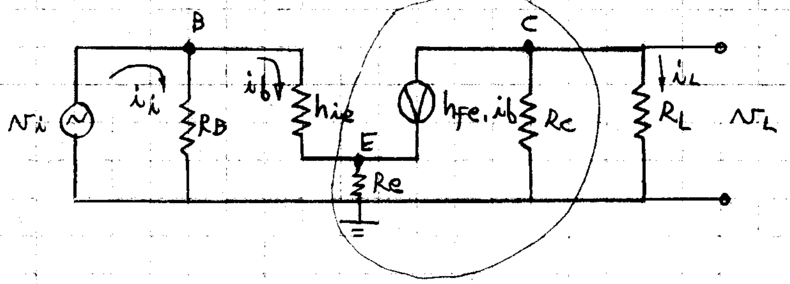
DE OTRA FORMA PODEMOS CALCULAR LA GANANCIA DE TENSIÓN COMO:

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{v_i} = -h_{fe}\,(R_C /\!/ R_L) \cdot \frac{1}{h_{ie}} = -\frac{(R_C /\!/ R_L)}{h_{ib}}$$

- GANANCIA DE POTENCIA:

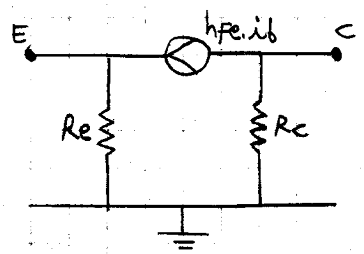
$$\boxed{A_p = \frac{P_L}{P_i} = \left(\frac{v_L}{v_i}\right)\left(\frac{i_L}{i_i}\right) = A_v \cdot A_i} \quad = \frac{\text{POTENCIA DE SALIDA}}{\text{POTENCIA DE ENTRADA}}$$

ETAPA AMPLIFICADORA EMISOR COMÚN SIN ~~CAPACITOR~~ DE DESACOPLAMIENTO DE EMISOR:

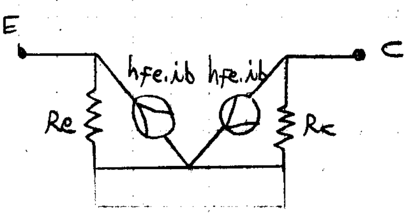


DESDOBLAMIENTO DE LA FUENTE DE CORRIENTE:

PODEMOS REPRESENTAR LA PARTE DEL CIRCUITO ANTERIOR COMO:

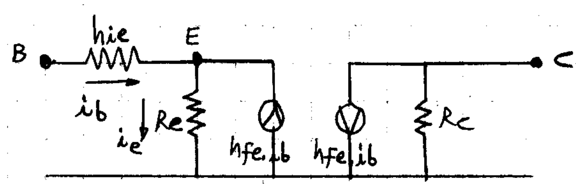


$\Rightarrow$



SIENDO $h_{fe} \cdot i_b$ RESULTANTE IGUAL A AMBAS FUENTES, YA QUE EN SERIE LA CORRIENTE ES LA MISMA.

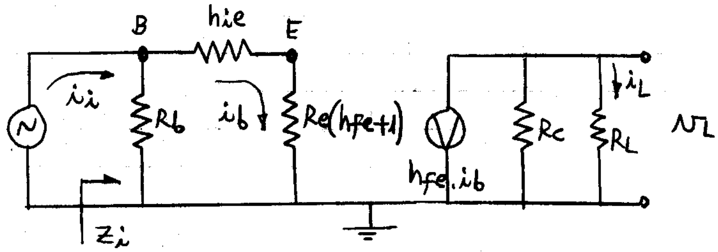
$\Rightarrow$



$$i_b + h_{fe} \cdot i_b = i_b\,(h_{fe}+1) = i_e$$

$$v_e = i_e \cdot R_e = i_b\,(h_{fe}+1)\,R_e = i_b\left[\,R_e\,(h_{fe}+1)\right]$$

SI SACAMOS LA FUENTE DE CORRIENTE DE LA DERECHA Y MULTIPLICAMOS A Re POR $(h_{fe}+1)$ PASA POR h_{ie} Y POR Re LA MISMA CORRIENTE i_b:



$$\boxed{A_i = -h_{fe} \cdot \frac{R_c}{R_c+R_L} \cdot \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)}}$$

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

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES:

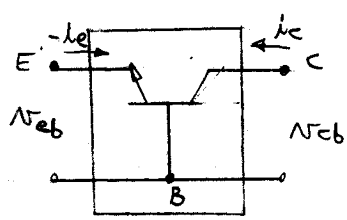
$$Z_i = R_b /\!/ \left[h_{ie} + R_e(h_{fe}+1)\right]$$

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

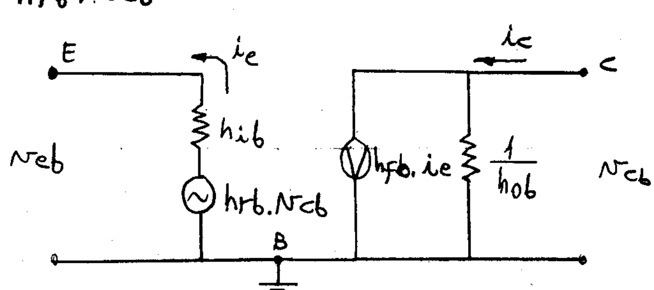
LA IMPEDANCIA DE SALIDA NO SE MODIFICA.

LA GANANCIA DE TENSIÓN POR LO ANTERIOR DISMINUYE.

CONFIGURACIÓN BASE COMÚN:



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



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

DESPEJAMOS LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS:

$$h_{ib} = \left.\frac{v_{eb}}{-i_e}\right|_{v_{cb}=0} \qquad h_{fb} = \left.\frac{i_c}{i_e}\right|_{v_{cb}=0} \qquad h_{rb} = \left.\frac{v_{eb}}{v_{cb}}\right|_{i_e=0} \qquad h_{ob} = \left.\frac{i_c}{v_{cb}}\right|_{i_e=0}$$

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

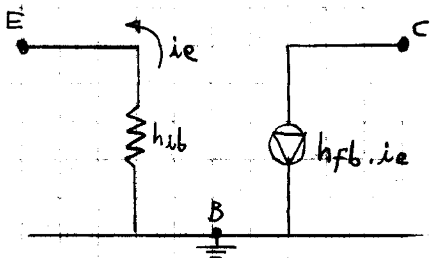
$$h_{ib} = \frac{-h_{ie} \cdot \cancel{i_b}}{-(h_{fe}+1)\cancel{i_b}} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$$

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

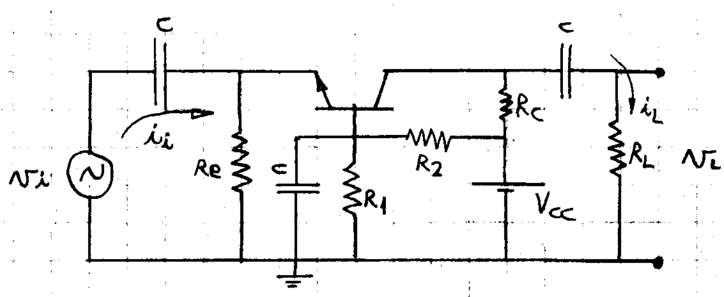
$$h_{rb} = \frac{h_{re} \simeq 0}{h_{fe}+1} \simeq 0$$

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

EL MODELO DEL TRANSISTOR EN SU FORMA SIMPLIFICADA Y EQUIVALENTE:

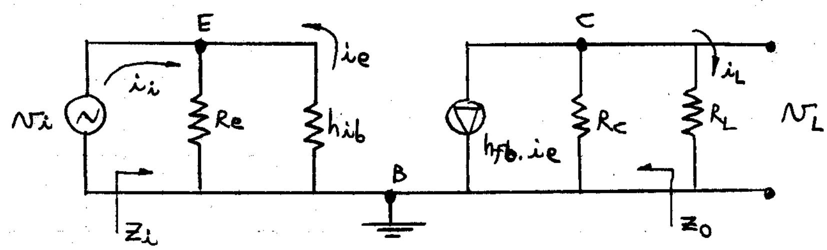


<u>ETAPA AMPLIFICADORA BASE COMÚN</u>:



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:

$$Z_i = Re // hib$$

COMO $h_{ib} << Re \Rightarrow Z_i \simeq h_{ib}$

- IMPEDANCIA DE SALIDA:

$$Z_0 = R_c$$

- GANANCIA DE CORRIENTE:

LA CALCULAMOS EN DOS PARTES:

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

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

$$\text{SI} \begin{cases} R_L << R_c \\ h_{ib} << R_e \\ h_{fb} \simeq 1 \end{cases} \Rightarrow \boxed{A_i \simeq 1}$$

NO TIENE GANANCIA DE CORRIENTE, PERO SÍ 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:

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

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{\cancel{R_e}}{\cancel{R_e + h_{ib}}} \cdot \frac{R_L}{\dfrac{\cancel{R_e} \cdot h_{ib}}{\cancel{R_e + h_{ib}}}}$$

$$\text{SI} \begin{cases} R_L << R_c \\ h_{fb} \simeq 1 \end{cases} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{R_L}{h_{ib}}}$$

$$\frac{1}{h_{ib}} = g_m$$ (QUE ES UNA ANALOGÍA ENTRE EL TRANSISTOR BIPOLAR Y EL DE EFECTO DE CAMPO

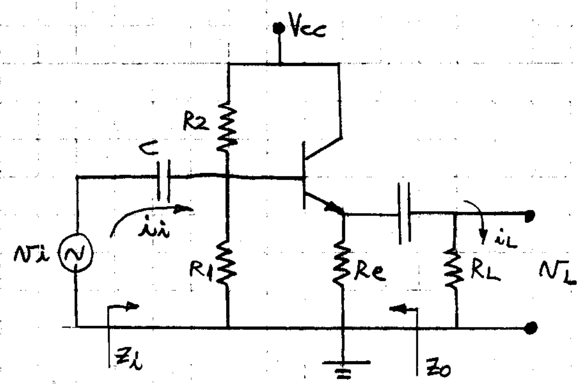
POR LO TANTO:

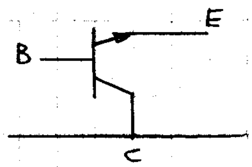
$$A_v = g_m \cdot R_L$$

CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN:

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

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



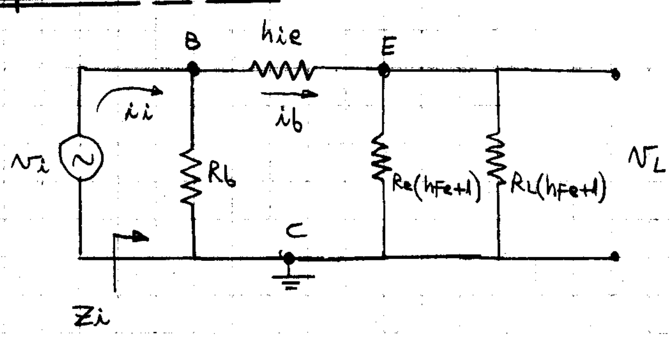


PARA DETERMINAR EL PUNTO Q SE USAN LAS MISMAS FÓRMULAS QUE PARA EMISOR COMÚN.

NO TENEMOS RESISTENCIA DE COLECTOR.

EL VALOR DE I_{CQ} NO DEPENDE DEL VALOR DE R_C.

CIRCUITO EQUIVALENTE EN C.A.

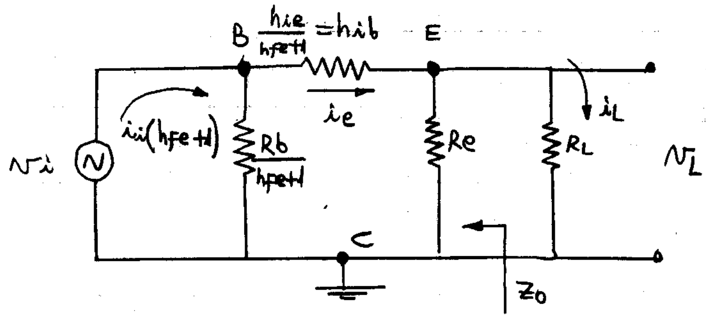


CIRCUITO PARA LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

$$Z_i = R_b // \left[h_{ie} + (R_e // R_L)(h_{fe}+1) \right]$$

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:



CIRCUITO PARA LA IMPEDANCIA DE SALIDA

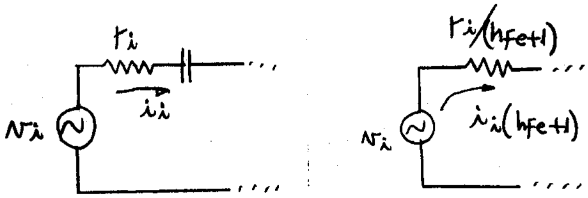
PARA EL CIRCUITO DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA, LA TENSIÓN DE LA SEÑAL ES LA MISMA, Y LAS CORRIENTES AUMENTAN $h_{fe}+1$ VECES, Y LAS RESISTENCIAS DISMINUYEN $h_{fe}+1$ VECES.

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b = h_{ib} \cdot i_e$$

$$Z_o = R_e // h_{ib}$$

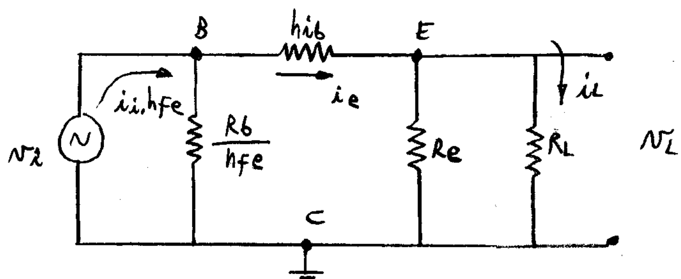
LA IMPEDANCIA DE SALIDA EN ESTA CONFIGURACIÓN ES MUY BAJA.

SI CONSIDERAMOS LA IMPEDANCIA DE LA FUENTE:



$$Z_o = R_e // \left(h_{ib} + \frac{r_i // R_b}{h_{fe}+1} \right)$$

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b = h_{ib} \cdot i_e$$



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

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

$R_L \ll R_e$

$$(h_{ib} + R_e /\!/ R_L) \ll \frac{R_b}{h_{fe}} \quad \Rightarrow \quad A_i \simeq h_{fe}$$

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

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

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

$$= \frac{R_e}{R_e + R_L} \cdot \frac{h_{fe} \cdot \cancel{R_b}}{\cancel{R_b + h_{ie} + (R_e /\!/ R_L)} \cdot h_{fe}} \cdot \frac{R_L}{\frac{\cancel{R_b}[h_{ie} + (R_e /\!/ R_L) \cdot h_{fe}}{\cancel{R_b + h_{ie} + (R_e /\!/ R_L)} \cdot h_{fe}}}$$

$$= \underbrace{\frac{R_e}{R_e + R_L}}_{} \cdot \underbrace{\frac{R_L}{h_{ib} + R_e /\!/ R_L}}_{} < 1$$

SON MENORES A UNO

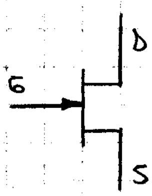
PARA DEMOSTRAR QUE SON MENOR A UNO:

$$A_v = \frac{R_e}{R_e + R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{ib} + \frac{R_e \cdot R_L}{R_e + R_L}} = \frac{R_e /\!/ R_L}{h_{ib} + R_e /\!/ R_L} < 1$$

PARA $\quad h_{ib} \ll R_e /\!/ R_L \qquad A_v \simeq 1$

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO (FET):

SON TRANSISTORES UNIPOLARES. EXISTEN LOS JFET Y LOS MOSFET.

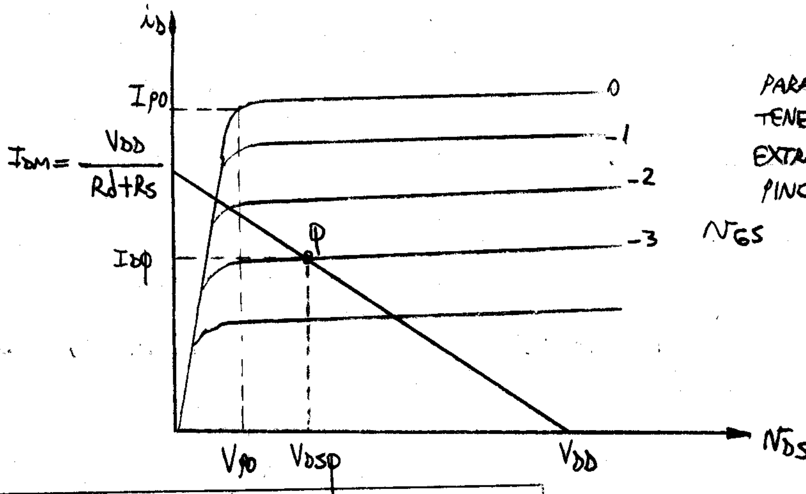


COLECTOR —— DRENADOR
EMISOR —— SURTIDOR
BASE —— GATE

EL FET TIENE UNA IMPEDANCIA DE ENTRADA MUY GRANDE, DEL ORDEN DE $10^{14}\ \Omega$

EL VERDADERO EQUIVALENTE EN ESTADO SÓLIDO DE LA VÁLVULA (TRIODO) ES EL FET, YA QUE AMBOS SE MANEJAN CON VARIACIONES DE TENSIÓN.

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



PARA V_{GS} IGUAL A CERO TENEMOS EL VOLTAJE DE EXTRANGULAMIENTO V_{po} O DE PINCH OFF.

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

EL JFET TRABAJA CON TENSIONES DE POLARIZACIÓN NEGATIVAS.

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

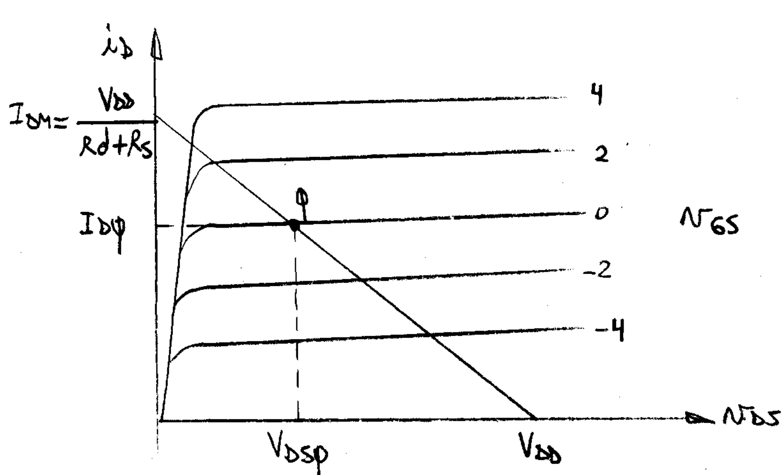
LA RELACIÓN ENTRE I_{po} Y LA TEMPERATURA ES:

$I_{po} = I'_{po} \cdot \left(\frac{T}{T_o}\right)^{3/2}$ T_o = TEMP. AMBIENTE

$$I'_{po} = I_{po}\Big|_{T=T_o} = i_D\Big|_{\substack{V_{GS}=0 \\ T=T_o}}$$

- PARA EL MOSFET:

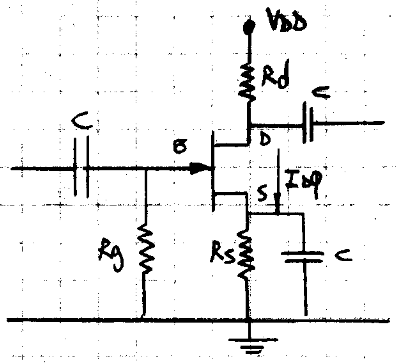
PUEDE SER MANEJADO CON TENSIONES POSITIVAS O NEGATIVAS.



$$\boxed{i_D = I_{po}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{po}}\right)^2}$$

POLARIZACIÓN:

JFET



Rg ES MUY GRANDE

LA ECUACIÓN A LA SALIDA ES; POR KIRCHOFF:

$$\boxed{V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}(R_d + R_S)}$$

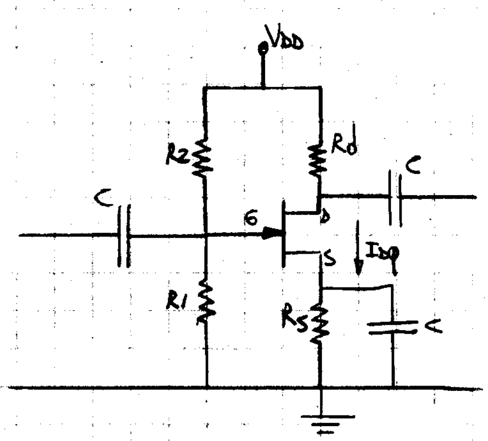
LA ECUACIÓN DE ENTRADA ES:

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

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

ES NEGATIVA PORQUE LA CORRIENTE TIENE SENTIDO OPUESTO.

MOSFET



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

ECUACIÓN DE SALIDA: $\boxed{V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}(R_d + R_S)}$

ECUACIÓN DE ENTRADA: $\boxed{V_{GSQ} = V_{GG} - I_{DQ} \cdot R_S}$

EN EL ANÁLISIS PARA ENCONTRAR EL PUNTO Q EN LA RECTA DE CARGA CON UNA R_S:

R_S	
I_D	V_{GS}
I_{D1}	V_{GS1}
I_{D2}	V_{GS2}
⋮	

CUALQUIER VALOR DE I_{Dn} MULTIPLICADO POR R_S NO NOS DARÁ EL VALOR DE V_{GS}, SALVO EN EL PUNTO Q QUE SERÁ IGUAL.

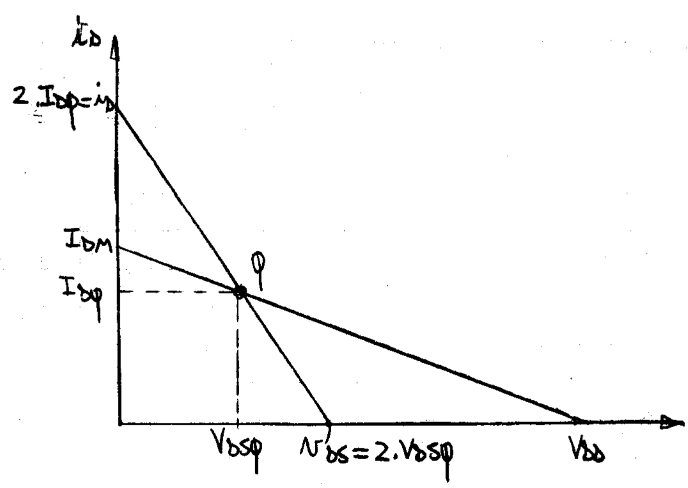
PARA EL DISEÑO CALCULAMOS R_S COMO:

$$R_S = -\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}}$$

DE LA ECUACIÓN DE SALIDA DESPEJAMOS R_d:

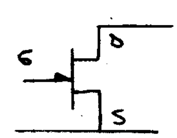
$$R_d = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} - R_S$$

LA RECTA DE CARGA EN ALTERNA SERÁ; PARA MES:



PARÁMETROS INTERNOS DEL FET:

$$r_{gs} = \left.\frac{\Delta v_{GS}}{\Delta i_G}\right|_Q \longrightarrow \infty$$



$$r_{ds} = \left.\frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_D}\right|_Q$$ EQUIVALENTE EN EL BIPOLAR A $\frac{1}{h_{oe}}$

$$g_m = \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}\right|_Q$$ EQUIVALENTE EN EL BIPOLAR A $\frac{1}{h_{ib}}$ g_m = TRANSCONDUCTANCIA MUTUA

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

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

$$40\ m\mho < \frac{1}{h_{ib}}\Big|_{BIP} < 400\ m\mho$$

$$1\ m\mho < g_m\Big|_{FET} < 100\ m\mho$$

EL SÍMBOLO DE AMPLIFICACIÓN DE TENSIÓN EN EL FET, μ, ES SIMILAR AL β DEL BIPOLAR:

$$\mu = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta v_{GS}}\Big|_{Q}$$

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

$$r_{ds} \sim \frac{1}{I_{DQ}}$$

PARA EL MOSFET:

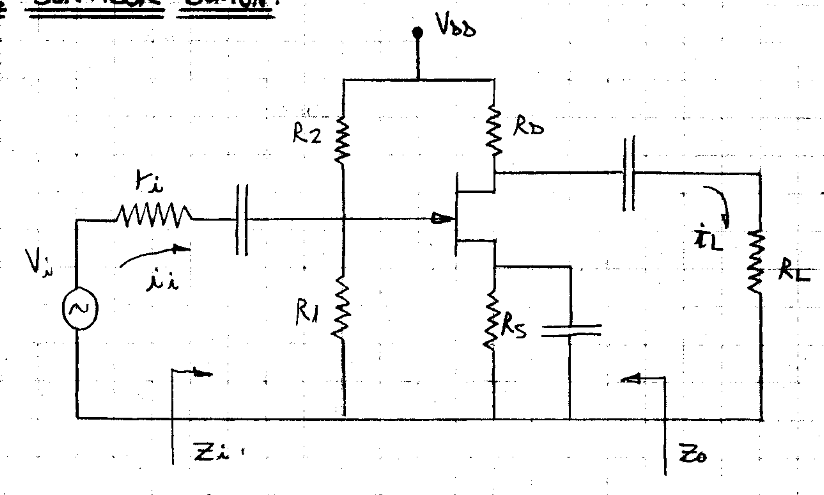
$$g_m = \frac{d i_D}{d v_{GS}} = I_{PO} \cdot 2\left(1 + \frac{v_{GS}}{V_{PO}}\right) \cdot \frac{1}{V_{PO}}$$

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

$$g_m \sim V_{GSQ}$$

$$\mu = g_m \cdot r_{ds} \sim \sqrt{I_{DQ}} \cdot \frac{1}{I_{DQ}} \sim \frac{\cancel{I_{DQ}}}{\cancel{I_{DQ}} \cdot \sqrt{I_{DQ}}} \sim \frac{1}{\sqrt{I_{DQ}}}$$

AMPLIFICADOR SURTIDOR COMÚN:



$V_{L_{MAX}} = V_{DSQ}$

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

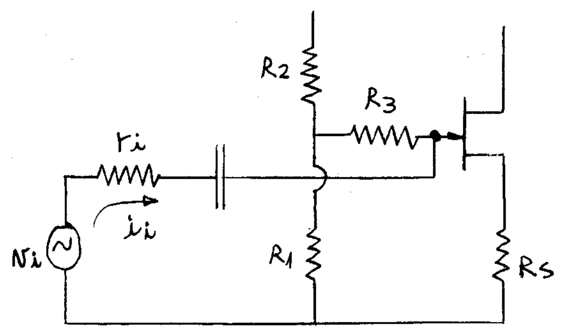
PARA CONTINUA.

$$\boxed{V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}(R_D + R_S)}$$

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

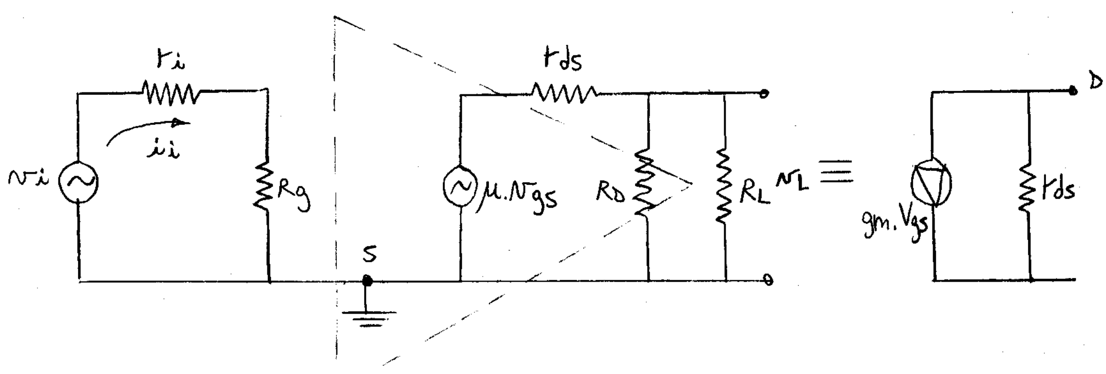
CIRCUITO EQUIVALENTE PARA SEÑAL:

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 CONTÍNUA, ESTA RESISTENCIA NO AFECTA A V_{GG} 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:

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{gs}} \cdot \frac{v_{gs}}{v_i}$$

$$v_L = -\frac{\mu \cdot v_{gs}(R_d /\!/ R_L)}{R_{ds} + (R_d /\!/ R_L)} \Rightarrow \frac{v_L}{v_{gs}} = -\frac{\mu \cdot (R_d /\!/ R_L)}{R_{ds} + (R_d /\!/ R_L)}$$

$$\boxed{AV = -\frac{\mu.(Rd//R_L)}{rds+(Rd//R_L)}\cdot\frac{Rg}{Rg+ri}}$$

SI $\begin{cases} ri \ll Rg \\ Rd//R_L \gg rds \end{cases} \Rightarrow |AV| \cong \mu$

EN GENERAL $\mu > |AV|$

GANANCIA DE CORRIENTE:

$Zi = ri + Rg$ $\qquad Zo = Rd // rds$

$AV = Ai.\frac{R_L}{Zi} \Rightarrow Ai = Av.\frac{Zi}{R_L}$

$$Ai = -\frac{\mu.(Rd//R_L)}{rds+(Rd//R_L)}\cdot\frac{Rg}{\cancel{Rg+ri}}\cdot\frac{\cancel{ri+Rg}}{R_L}$$

$$\boxed{Ai = -\frac{\mu.(Rd//R_L)}{rds+(Rd//R_L)}\cdot\frac{Rg}{R_L}}$$

SI $Rd//R_L \ll rds$

$$Ai = -\frac{\mu.(Rd//R_L)}{rds}$$

SI $R_L \ll Rd$

$$Ai = \frac{\mu.R_L}{rds} = \boxed{-gm.R_L}$$

ANÁLISIS DEL gm:

$$gm\Big|_{FET} \equiv gm\Big|_{BIP} = \frac{1}{hib}$$

$$gm_{FET} < \frac{1}{hib}$$

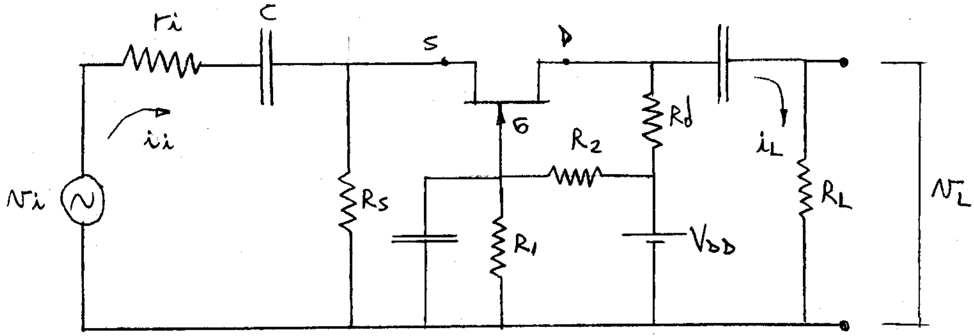
$$1\,m\mho < gm < 40\,m\mho$$

$$40\,m\mho < \frac{1}{hib} < 400\,m\mho$$

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

$$Av = -hfe.\frac{R_L}{hie} = -\frac{R_L}{hib} = \boxed{-gm.R_L}$$

AMPLIFICADOR COMPUERTA COMÚN:



$$\boxed{V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ}\left(R_d + R_S\right)}$$

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

$$\boxed{I_{DQ_{MES}} = \frac{V_{DD}}{\underbrace{R_d + R_S}_{R_{CC}} + \underbrace{(R_d // R_L) + R_S}_{R_{CA}}}}$$

CIRCUITO EQUIVALENTE PARA SEÑAL:

REFLEXIONES DE IMPEDANCIAS:

BIPOLAR => ENTRE E y B => $v \simeq CTE = \underset{\downarrow}{\overset{\uparrow}{i}} \cdot \underset{\uparrow}{\overset{\downarrow}{R}}$

$i_e > i_b$

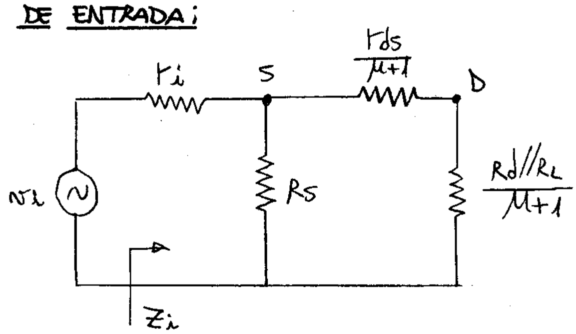
$i_e = (h_{fe}+1) \cdot i_b$

FET => ENTRE D y S => $i = CTE = \dfrac{v}{R}$ $\begin{matrix} \uparrow & \downarrow \\ \uparrow & \downarrow \end{matrix}$

$v_d > v_s$

$v_d = (\mu+1) \cdot v_s$

- IMPEDANCIA DE ENTRADA:

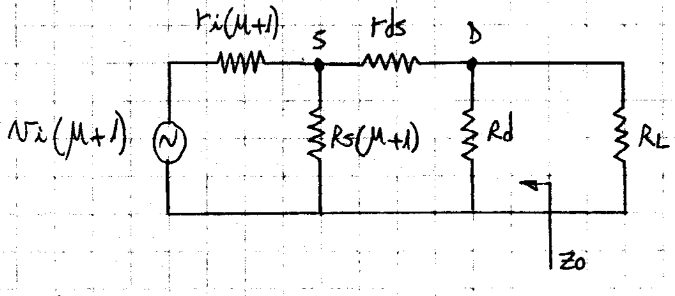


• REFLEXIÓN AL SURTIDOR.

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

$$\boxed{Z_i = r_i + R_S // \left[\frac{r_{ds}}{\mu+1} + \frac{R_d // R_L}{\mu+1} \right]}$$

IMPEDANCIA DE SALIDA:



- REFLEXIÓN AL DRENADOR.

$$\boxed{Z_o = R_d // [r_{ds} + (r_i // R_s)\cdot(\mu+1)]}$$

GANANCIA DE TENSIÓN:

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_D}\cdot\frac{i_D}{v_i} = R_d // R_L$$

$$i_D = i_i \cdot \frac{R_s(\mu+1)}{R_s(\mu+1) + r_{ds} + R_d // R_L}$$

$$i_i = \frac{v_i(\mu+1)}{r_i(\mu+1) + [R_s(\mu+1) // (r_{ds} + R_d // R_L)]}$$

$$\boxed{A_v = R_d // R_L \cdot \frac{(\mu+1)}{r_i(\mu+1) + [R_s(\mu+1) // r_{ds} + R_d // R_L]} \cdot \frac{R_s(\mu+1)}{R_s(\mu+1) + r_{ds} + R_d // R_L}}$$

GANANCIA DE CORRIENTE:

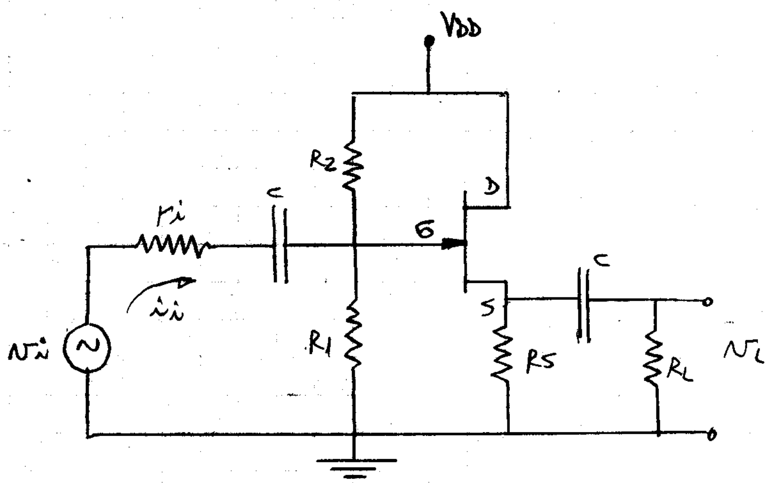
$$\boxed{A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_d}\right)\cdot\left(\frac{i_d}{i_i}\right) = \left(\frac{R_d}{R_d + R_L}\right)\cdot\left(\frac{R_s\cdot\mu}{R_s\cdot\mu + r_{ds} + R_d // R_L}\right)} < 1$$

LA GANANCIA DE CORRIENTE ES MENOR A UNO, DEBIDO A QUE EN ESTA CONFIGURACIÓN TENEMOS GANANCIA DE TENSIÓN Y NO DE CORRIENTE.

GANANCIA DE TENSIÓN:

$$\boxed{A_v = A_i\cdot\frac{R_L}{Z_i} = \frac{R_d}{R_d + R_L}\cdot\frac{R_s\cdot\mu}{R_s\cdot\mu + r_{ds} + R_d // R_L}\cdot\frac{R_L}{r_i + R_s // \left(\frac{r_{ds}}{\mu} + \frac{R_d // R_L}{\mu}\right)}}$$

AMPLIFICADOR DRENADOR COMÚN (SEGUIDOR SURTIDOR):



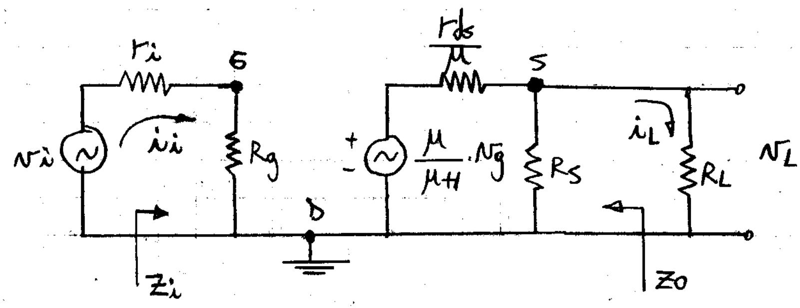
$$V_{GSQ} = V_{GG} - I_{DQ} \cdot R_S$$

$$V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ} \cdot R_S$$

PARA MES:

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

EL CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNA ES:



$$\boxed{Z_i = r_i + R_g}$$

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

$$\boxed{A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{v_g}\right)\left(\frac{v_g}{v_i}\right) = \frac{R_S // R_L}{\frac{r_{ds}}{\mu} + R_S // R_L} \cdot \frac{R_g}{r_i + R_g}} \quad < 1$$

EN ESTA CONFIGURACIÓN NO TENEMOS GANANCIA DE TENSIÓN, PERO SI GANANCIA DE CORRIENTE.

COMO:

$$\Delta v = \Delta_i \cdot \frac{R_L}{Z_i}$$

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

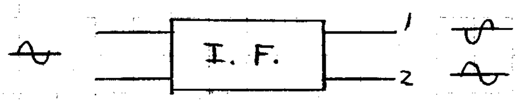
SI $\begin{cases} r_{ds}/\mu << R_S /\!/ R_L \\ r_i << R_g \end{cases}$

$$\Delta i = \frac{R_g}{R_L}$$

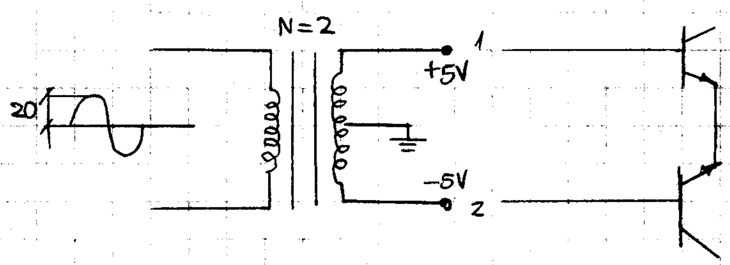
<u>INVERSOR DE FASE</u>:

ES INVERSOR DE FASE ES UN CIRCUITO QUE POSEE DOS SALIDAS DE IGUAL AMPLITUD PERO OPUESTAS EN FASE.

LO VAMOS A CONSTRUIR CON UN FET, CON SALIDAS EN EL DRENADOR Y EN EL SURTIDOR.

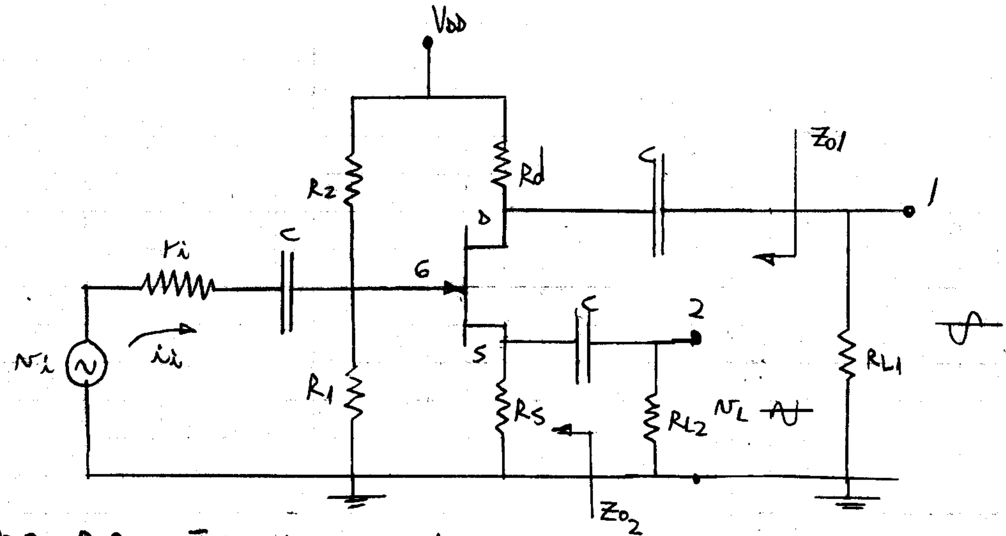


UN INVERSOR DE FASE TAMBIÉN SE PUEDE HACER CON UN TRANSFORMADOR CON PUNTO MEDIO.

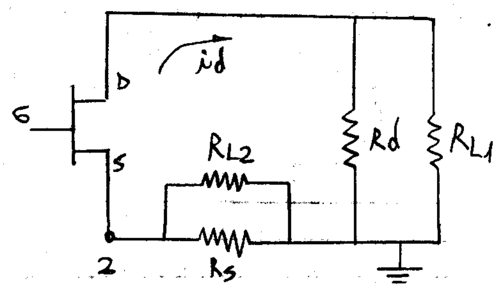


EL ANTERIOR ES LA BASE DEL FUNCIONAMIENTO DE UN CIRCUITO PUSH-PULL, QUE HACE QUE CONDUZCA UN TRANSISTOR A LA VEZ, ALTERNADAMENTE.

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



EL CIRCUITO PARA SEÑAL ALTERNA ES:



$v_1 = i_d \cdot (R_d // R_{L1})$

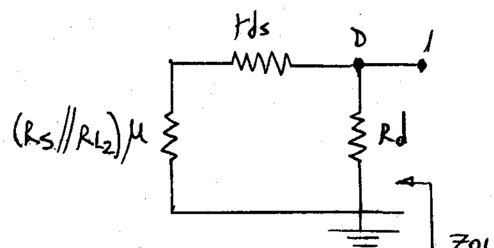
$v_2 = -i_d (R_s // R_{L2})$

SI:

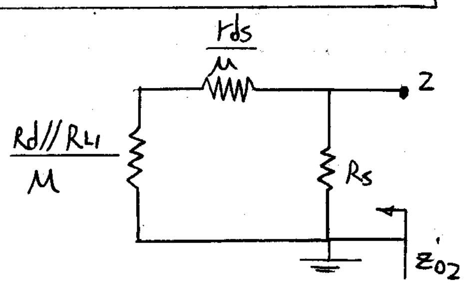
$R_d // R_{L1} = R_s // R_{L2}$ DEBE CUMPLIR ESTA CONDICIÓN PARA QUE LAS SALIDAS ESTÉN

$v_1 = -v_2$ OPUESTAS EN FASE

LAS IMPEDANCIAS DE SALIDA SERÁN:



$$\boxed{Z_{o1} = R_d // [r_{ds} + (R_s // R_{L2})\mu]}$$

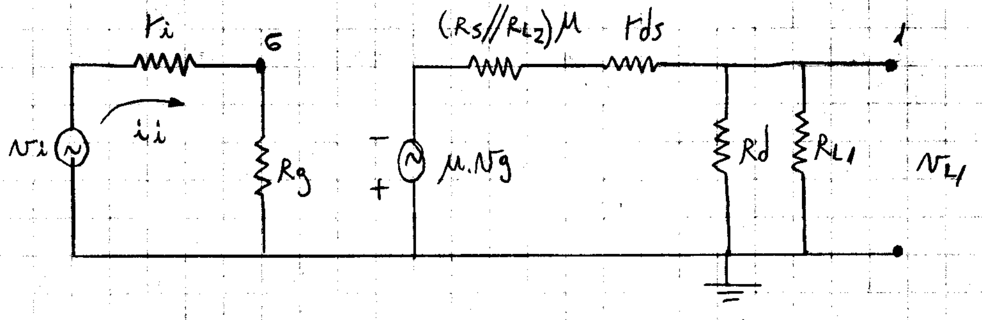


$$\boxed{Z_{o2} = R_S // \left(\frac{r_{ds}}{\mu} + \frac{R_d // R_{L1}}{\mu} \right)}$$

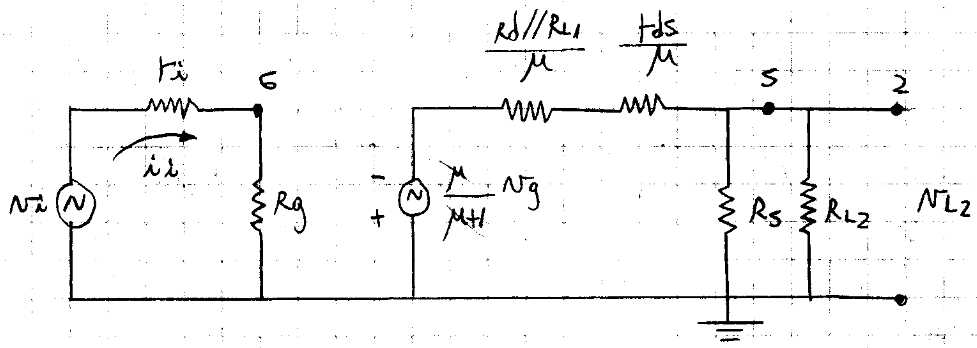
EN LOS FET SE REFLEJA DRENADOR EN SURTIDOR Y SURTIDOR Y DRENADOR.

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

EL CIRCUITO HÍBRIDO CON ALTERNA ES:



$$\boxed{\Delta v_1 = \frac{v_{L1}}{v_i} = \frac{v_{L1}}{v_g} \cdot \frac{v_g}{v_i} = \frac{-\mu \cdot (R_d // R_{L1})}{(R_S // R_{L2})\mu + r_{ds} + R_d // R_{L1}} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i}} < 1$$



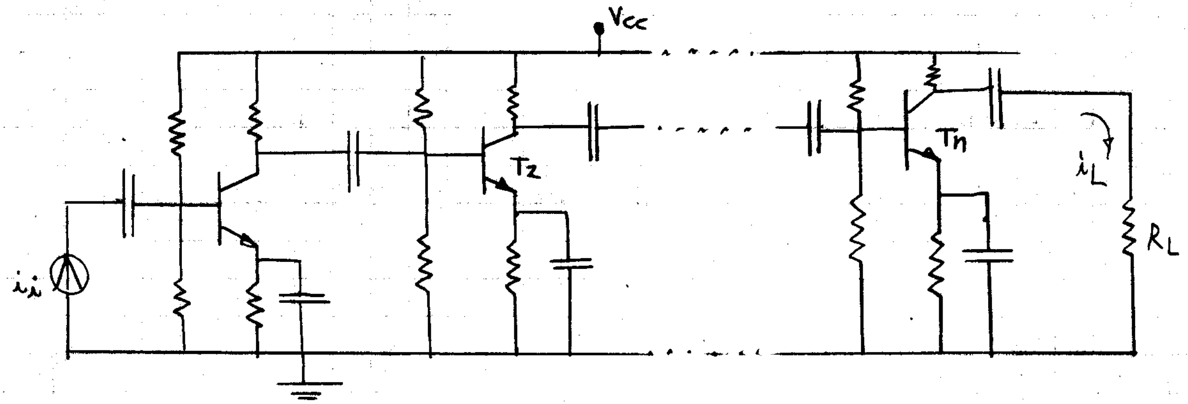
$$\boxed{\Delta v_2 = \frac{v_{L2}}{v_i} = \frac{v_{L2}}{v_g} \cdot \frac{v_g}{v_i} = \frac{R_S // R_{L2}}{\frac{R_d // R_{L1}}{\mu} + \frac{r_{ds}}{\mu} + R_S // R_{L2}} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i}}$$

SI MULTIPLICAMOS LA ÚLTIMA ECUACIÓN POR μ, VEMOS QUE LAS GANANCIAS DE TENSIÓN Δv_1 Y Δv_2 SON IGUALES.

$$\boxed{\Delta v = \frac{\mu \cdot (R_S // R_{L2})}{r_d // R_{L1} + r_{ds} + (R_g // R_{L2}) \cdot \mu} \cdot \frac{R_g}{R_g + r_i}}$$

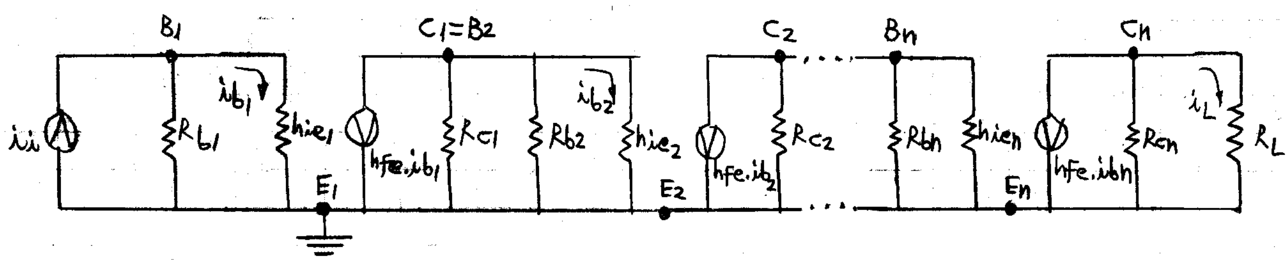
AMPLIFICADORES MULTIETAPAS:

ETAPAS AMPLIFICADORAS EMISOR COMÚN CON ACOPLAMIENTO R-C:



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

EL CIRCUITO HÍBRIDO ES:



$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_{bn}} \cdots \frac{1}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{i_i}$$

$$A_i = \left(-h_{fe} \cdot \frac{R_{cn}}{R_{cn}+R_L}\right) \cdot \left(-h_{fe} \cdot \frac{R_{c2}//R_{bn}}{R_{c2}//R_{bn}+h_{ien}}\right) \cdot \left(-h_{fe} \cdot \frac{R_{c1}//R_{b2}}{R_{c1}//R_{b2}+h_{ie2}}\right)\left(\frac{R_{b1}}{R_{b1}+h_{ie1}}\right)$$

$$\text{SI} \begin{cases} R_L \ll R_{cn} \\ h_{ien} \ll R_{c2}//R_{bn} \\ h_{ie2} \ll R_{c1}//R_{b2} \\ h_{ie1} \ll R_{b1} \end{cases}$$

$$\therefore\ A_i \simeq (-h_{fe})^n \begin{cases} n \text{ PAR} \Rightarrow A_i = h_{fe}^n \\ n \text{ IMPAR} \Rightarrow A_i = -h_{fe}^n \end{cases}$$

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

$$A_v = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i} \simeq (-h_{fe})^n \cdot \frac{R_L}{h_{ie1}}$$

$$A_P = A_v \cdot A_i = (-h_{fe})^{2n} \cdot \frac{R_L}{h_{ie1}}$$

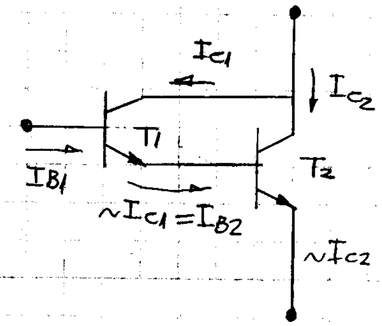
n = CANTIDAD DE ETAPAS.

$h_{fe1} = h_{fe2} = \dots = h_{fen} = h_{fe}$

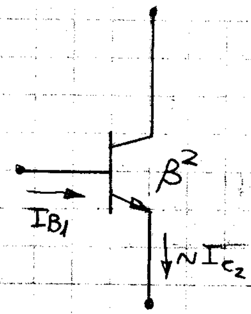
CONEXIONES DE TRANSISTORES EN FORMA DIRECTA:

UNA DE LAS FORMAS ES EL LLAMADO PAR DARLINGTON, CUYO CIRCUITO SIN POLARIZAR SE MUESTRA A CONTINUACIÓN.

LOS β SON IGUALES EN AMBOS TRANSISTORES.



$\Longleftrightarrow$



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

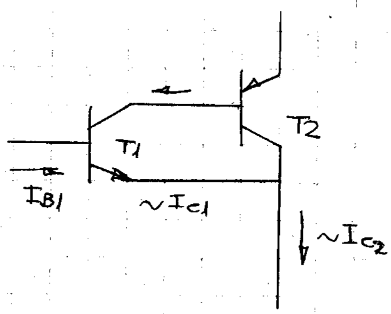
$\sim I_{C2} = \beta^2 . I_{B1}$

$\sim i_{c2} = hfe^2 . i_{b1}$

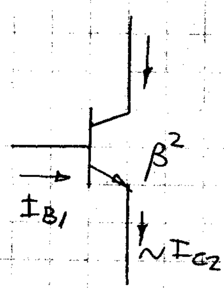
SI LOS β DE LOS TRANSISTORES SON DISTINTOS, $I_{C2} = \beta_1 . \beta_2 . I_{B1}$.

PAR COMPLEMENTARIO:

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



$\Longleftrightarrow$



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

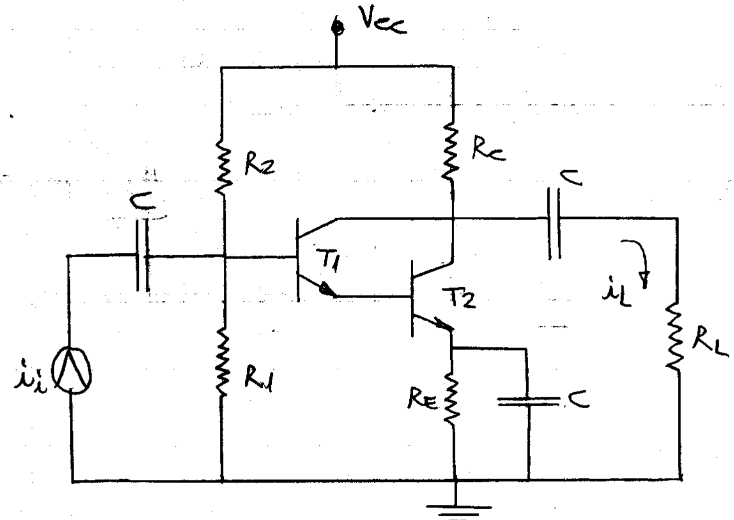
$\sim I_{C2} = \beta^2 . I_{B1}$

$\sim i_{c2} = hfe^2 . i_{b1}$

CABE DESTACAR QUE EN EL PAR DARLINGTON SE PUEDEN SEGUIR 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:

$$I_{CQ_2} = \frac{V_{bb} - 2V_{be}}{\frac{R_b}{\beta^2} + R_E}$$

$$V_{CEQ_2} = V_{CC} - I_{CQ_2}(R_C + R_E)$$

$$I_{BQ_2} \simeq I_{CQ_1} = \frac{I_{CQ_2}}{\beta}$$

$$I_{BQ_1} = \frac{I_{CQ_1}}{\beta} = \frac{I_{CQ_2}}{\beta^2}$$

$$V_{CEQ_1} = V_{CEQ_2} - V_{be}$$

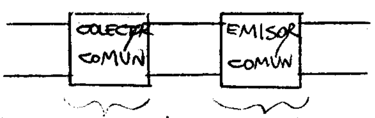
PARA EL DISEÑO TENEMOS POR ESTABILIDAD QUE:

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

ECUACIÓN DE ENTRADA:

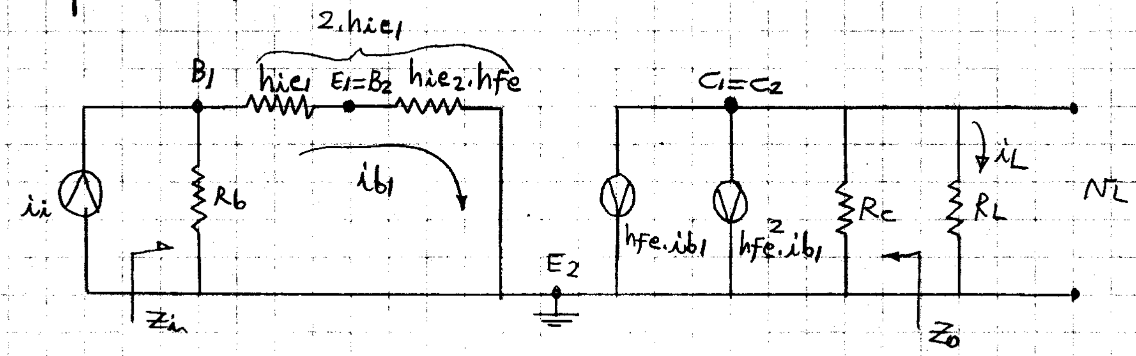
$$V_{bb} = \frac{I_{CQ_2}}{\beta^2} . R_b + 2V_{be} + I_{CQ_2} . R_E$$

PARA ALTERNA TENEMOS;



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

CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNA:



VAMOS A DEMOSTRAR LA IGUALDAD MOSTRADA ARRIBA DEL CIRCUITO:

$$h_{ie2} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{I_{cq2}} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{fe} \cdot I_{cq1}} = \frac{h_{ie1}}{h_{fe}}$$

$$\boxed{h_{ie2} \cdot h_{fe} = h_{ie1}}$$

LA GANANCIA DE CORRIENTE SERÁ:

$$\boxed{A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_{b1}}\right) \cdot \left(\frac{i_{b1}}{i_i}\right) = \left(-h_{fe}^2 \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L}\right) \cdot \left(\frac{R_b}{R_b + 2h_{ie1}}\right)}$$

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.

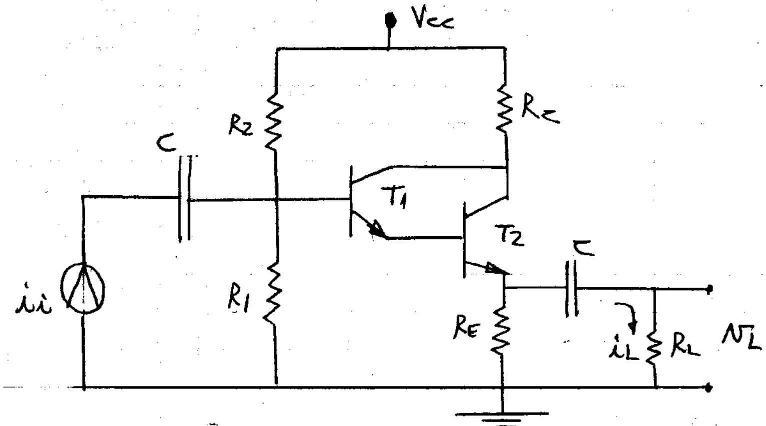
$$\boxed{Z_i = R_b // 2h_{ie1}}$$

$$\boxed{Z_o = R_c}$$

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_i} = -h_{fe}^2 \cdot \frac{(R_c // R_L)}{\frac{\cancel{R_b} \cdot 2h_{ie1}}{\cancel{R_b + 2h_{ie1}}}} \cdot \left(\frac{\cancel{R_b}}{\cancel{R_b + 2h_{ie1}}}\right)$$

$$\boxed{A_v = -h_{fe}^2 \cdot \frac{(R_c // R_L)}{2 \cdot h_{ie1}}}$$

AMPLIFICADOR DARLINGTON SALIDA POR EMISOR:



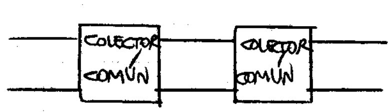
EN ESTE CASO PARA CORRIENTE CONTINUA, LAS FÓRMULAS SON LAS MISMAS QUE PARA EL CASO DE COLECTOR COMÚN.

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

$$I_{CQ\,MES} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C + R_E + R_E // R_L}$$

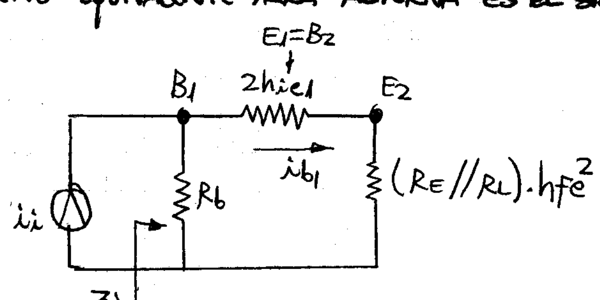
$$I_{CQ\,MES} = \frac{V_{CC}}{\underbrace{R_C + R_E}_{R_{CC}} + \underbrace{R_C + (R_E // R_L)}_{R_{CA}}}$$

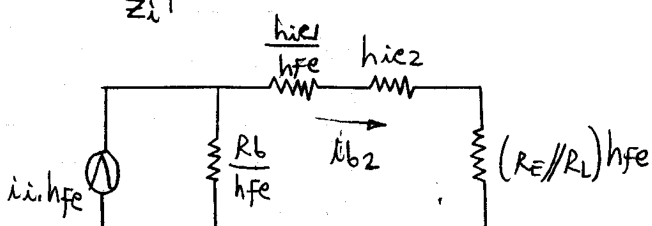
PARA ALTERNA TENEMOS:



EN ESTE CASO TENEMOS QUE REFLEJARLO DOS VECES.

EL CIRCUITO EQUIVALENTE PARA ALTERNA ES EL SIGUIENTE, QUEREMOS CALCULAR Z_i:

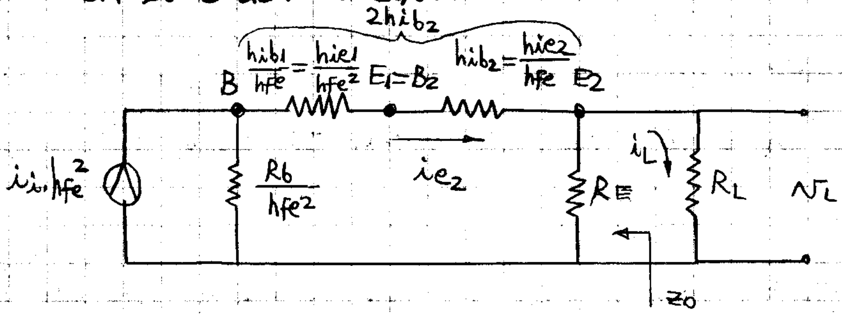




(A MODO DE EJEMPLO)

$$\boxed{Z_i = R_b \,/\!/ \left[2 \cdot h_{ie1} + (R_E /\!/ R_L) \cdot h_{fe}^2\right]}$$

LA IMPEDANCIA DE SALIDA Z_o SERÁ:



$$h_{ib2} = \frac{h_{ie2}}{h_{fe}} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{fe} \cdot I_{CQ2}} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{fe} \cdot h_{fe} \cdot I_{CQ1}}$$

$$h_{ib2} = \frac{h_{ie1}}{h_{fe}^2}$$

$$\boxed{Z_o = R_E \,/\!/ \left(2 \cdot h_{ib2} + \frac{R_b}{h_{fe}^2}\right)}$$

LA GANANCIA DE CORRIENTE ES:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_{e2}}\right) \cdot \left(\frac{i_{e2}}{i_i}\right) = \left(\frac{R_E}{R_E + R_L}\right) \cdot \left(h_{fe}^2 \cdot \frac{\frac{R_b}{h_{fe}^2}}{\frac{R_b}{h_{fe}^2} + 2h_{ib2} + R_E /\!/ R_L}\right)$$

SI $\quad \frac{R_b}{h_{fe}^2} \gg 2h_{ib2} + R_E /\!/ R_L$

$$\boxed{A_i = \underbrace{\frac{R_E}{R_E + R_L}}_{\simeq 1} \cdot h_{fe}^2}$$

LA GANANCIA DE TENSIÓN SERÁ:

$$A_v = A_i \cdot \frac{R_L}{Z_i} = \frac{(R_E /\!/ R_L) \cdot h_{fe}^2}{\underbrace{\frac{\cancel{R_b} \cdot [2h_{ie1} + (R_E /\!/ R_L) \cdot h_{fe}^2]}{\cancel{R_b + 2h_{ie1} + (R_E /\!/ R_L) h_{fe}^2}}}_{Z_i}} \cdot \frac{\cancel{R_b}}{[\cancel{R_b} + \underbrace{2h_{ib2} \cdot h_{fe}^2}_{2h_{ie1}} + \cancel{(R_E /\!/ R_L) h_{fe}^2}]}$$

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

$$\boxed{A_V = \frac{h_{fe}^2 \cdot (R_E /\!/ R_L)}{(R_E /\!/ R_L) h_{fe}^2 + 2h_{ie1}}} < 1$$

AMPLIFICADOR CASCODE:

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

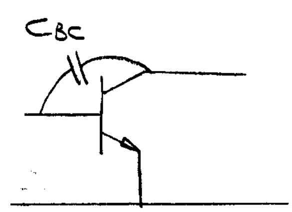
PARA BAJAS FRECUENCIAS, LA CAPACIDAD ENTRE BASE Y COLECTOR OPONE UNA ALTA IMPEDANCIA.

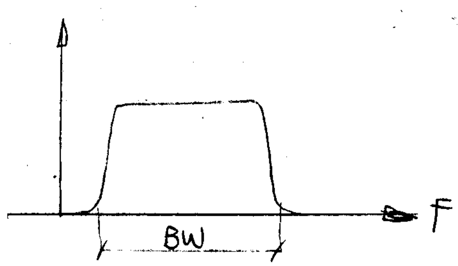
PARA ALTAS FRECUENCIAS DE AUDIO, LA IMPEDANCIA DISMINUYE, Y HACE AL CIRCUITO INESTABLE.

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

COMO AMPLIFICADOR EN ALTAS FRECUENCIAS:

$$X = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$





C_M = CAPACIDAD DE MILLER

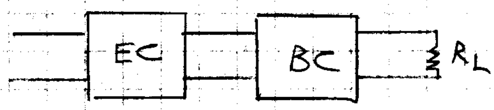
$$C_M = C_{BC}(1 + g_m \cdot R_L)$$

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

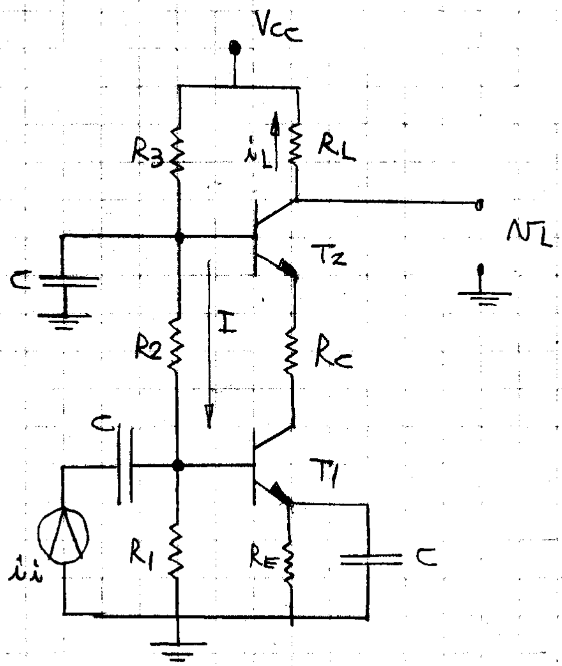
BW = ANCHO DE BANDA

COMO C_M DEPENDE DE R_L, NOS COMBIENE ACHICAR R_L.

PARA ELLO REALIZAMOS EL SIGUIENTE CIRCUITO:



EL CIRCUITO EQUIVALENTE ES:



PARA CORRIENTE ALTERNA:

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

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

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

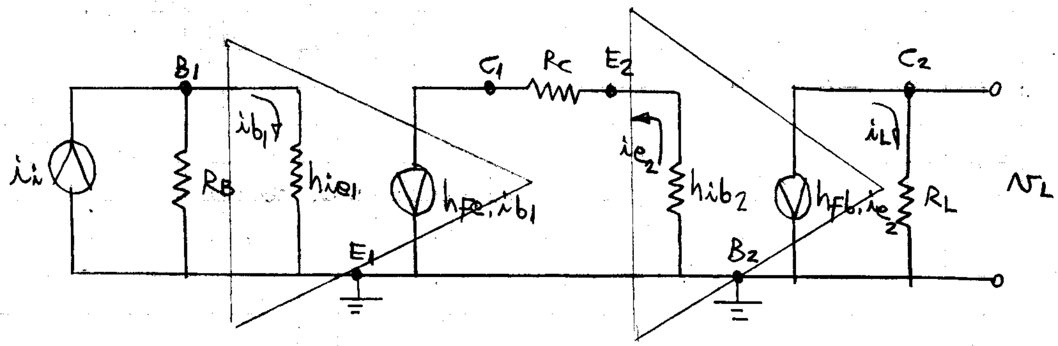
$$I_{cq1} = I_{cq2} = \frac{V_{B1}-V_{BE}}{R_E}$$

$$V_{ceq1} = V_{B2} - V_{BE} - I_{cq1}\,(R_c + R_E)$$

$$V_{ceq2} = V_{cc} - V_{ceq1} - I_{cq1}\,(R_L + R_c + R_E)$$

PARA SEÑAL ALTERNA R_3 NO EXISTE, YA QUE EN AMBOS EXTREMOS ESTA A MASA PARA SEÑAL.

EL CIRCUITO HÍBRIDO ES:

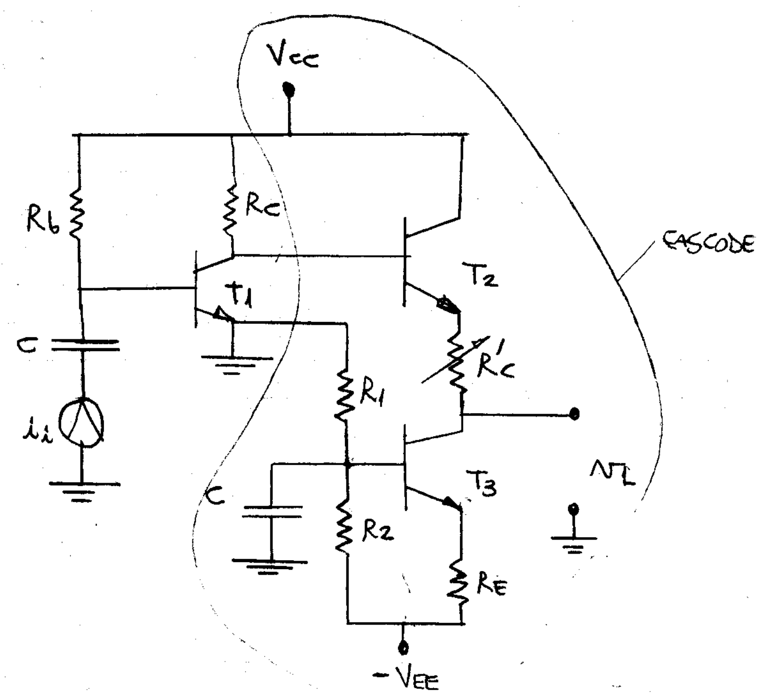


$R_b = R_1 // R_2$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_{e2}}\right)\left(\frac{i_{e2}}{i_{b1}}\right)\left(\frac{i_{b1}}{i_i}\right) = \boxed{\underbrace{(-h_{fb})}_{\text{GANANCIA DEL B.C.}}\underbrace{(h_{fe})\left(\frac{R_b}{R_b + h_{ie1}}\right)}_{\text{GANANCIA DEL E.C.}}}$$

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

<u>COMO DESPLAZADOR DEL NIVEL DE C.C.</u> (SE USA EN OPERACIONALES)



QUEREMOS 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.

$$\left.\begin{aligned} V_{B3} &= \frac{-V_{EE}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \\ V_{E3} &= V_{B3} - V_{BE} \end{aligned}\right\}$$

$$I_{C3} = \frac{V_{E3} - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{V_{E3} + V_{EE}}{R_E}$$

$$V_{E2} = I_{C3} \cdot R'_C + V_L$$ A ELECCIÓN (NORMALM. 0 V) $V_L = v_L$ PARA CONTINUA

$$V_{B2} = V_{C1} = V_{E2} + V_{BE}$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_C}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}$$

$$\boxed{R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B1}}}$$ $\parallel V_{B1}$

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.

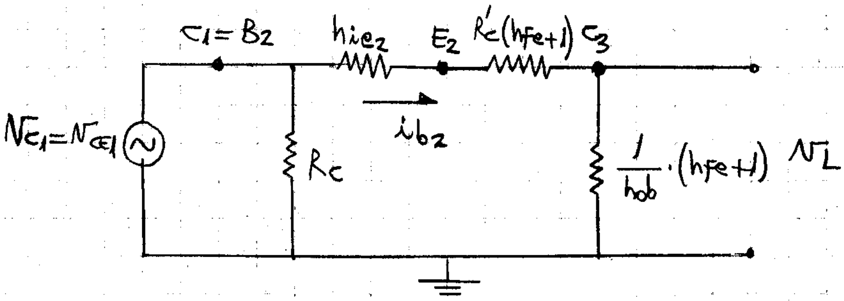
$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_{C1} = I_{B1} \cdot \beta$$

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1} \cdot R_C = V_{B2}$$

$$V_{E2} = V_{C1} - V_{BE}$$

$$\boxed{R'_C = \frac{V_{E2} - V_L}{I_{C3}}}$$ — A ELECCIÓN (NORM. 0 V)



$$A'_v = \frac{v_L}{v_{C1}} = \frac{\frac{h_{fe}+1}{h_{ob}}}{\underbrace{h_{ie2} + R'_C(h_{fe}+1)}_{\text{SON MUY PEQUEÑAS}} + \frac{h_{fe}+1}{h_{ob}}} \simeq 1$$

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 CONECTADOS A LA ENTRADA DE UN AMPLIF. OPERACIONAL.

EL AMP. DIFERENCIAL TIENE LA CARACTERÍSTICA 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:

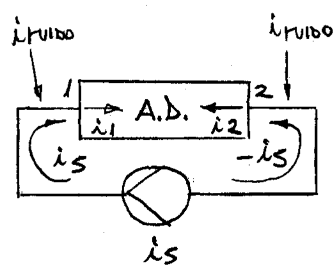
$$A_d \gg A_c$$

PARA QUE LA RELACIÓN SEÑAL-RUIDO SEA MUY ELEVADA.

$$i_c = \frac{i_1 + i_2}{2}$$

$$i_d = i_2 - i_1$$

i_1 Y i_2 SON LAS ENTRADAS AL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.



LA SEÑAL ENTRA DESFASADA 180° EN LAS ENTRADAS, EN CAMBIO EL RUIDO ENTRA EN

FASE EN AMBAS ENTRADAS.

POR KIRCHOFF:

$$i_1 = i_s + i_r$$

$$i_2 = -i_s + i_r$$

AL PROMEDIO DE i_1 E i_2 LA LLAMAMOS i_c:

$$i_c = \frac{\cancel{i_s} + i_r - \cancel{i_s} + i_r}{2} = \frac{2\,i_r}{2} = i_r$$

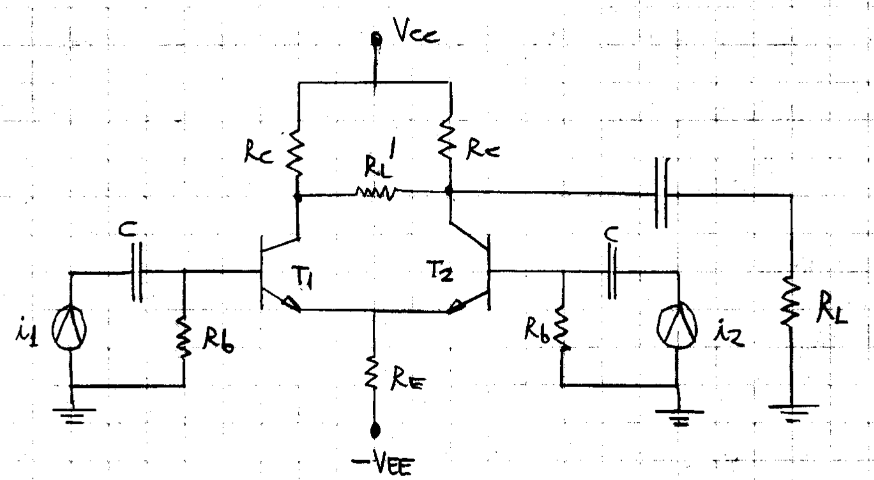
A LA DIFERENCIA ENTRE i_2 E i_1 ES i_d:

$$i_d = -i_s + \cancel{i_r} - i_s - \cancel{i_r} = -2 \cdot i_s$$

$$RRMC = \text{RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN} = \frac{A_d}{A_c} \longrightarrow \infty$$

LA GANANCIA DE MODO COMÚN, QUE ES LA GANANCIA DEL RUIDO, DEBE SER MUY BAJA CON RESPECTO A LA GANANCIA A_d.

<u>CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL</u>:



LO FUNDAMENTAL ES QUE:

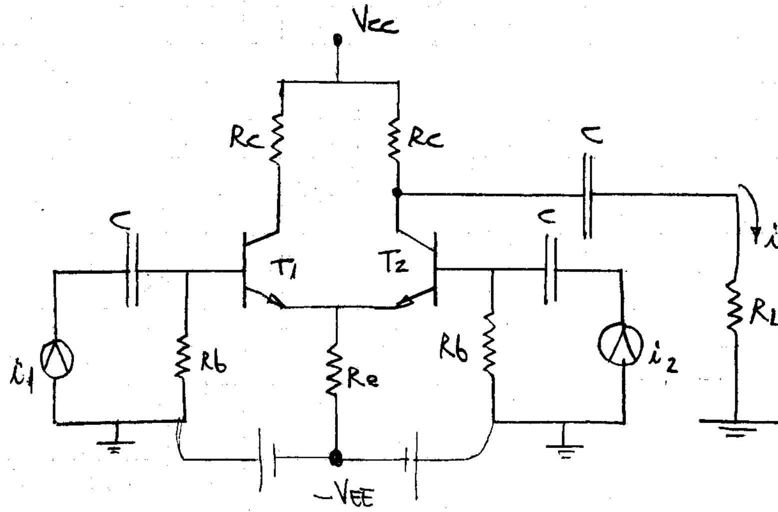
$$\boxed{I_{CQ_1} = I_{CQ_2}}$$

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



$i_1 = i_s + i_r$

$i_2 = -i_s + i_r$

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

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

SI LA SALIDA ESTÁ EN EL COLECTOR DEL T1 O T2, SE DENOMINA SALIDA ASIMÉTRICA.

LA SALIDA ENTRE LOS COLECTORES DE T1 Y T2 SE DENOMINA SIMÉTRICA O DIFERENCIAL, EN LA CUAL ES TOTALMENTE ELIMINADO EL RUIDO.

EN EL CIRCUITO SE DEBE CUMPLIR QUE:

$$\boxed{I_{CQ_1} = I_{CQ_2}}$$

LA MAYOR GANANCIA LA TENEMOS CON LA SALIDA SIMÉTRICA.

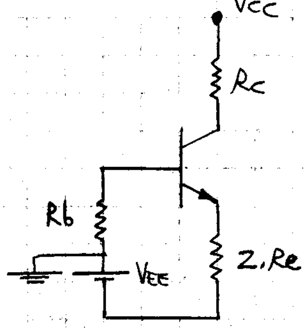
LOS β DE LOS TRANSISTORES DEBEN SER IGUALES, YA QUE I_{CQ_1} TIENE QUE SER IGUAL A I_{CQ_2}.

ANÁLISIS EN CC:

POR LA R_e PASAN LA SUMA DE LAS DOS I_{CQ} (I_{CQ_1} Y I_{CQ_2})

$$V_{Re} = 2 \cdot I_{cq} \cdot R_e = I_{cq}(R_e \cdot 2)$$

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

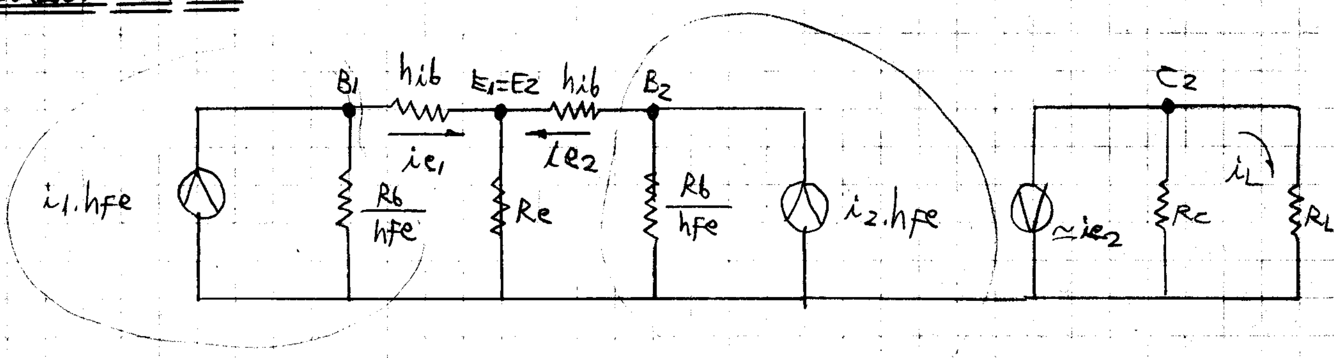


$$\boxed{I_{cq} = \frac{V_{EE} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + 2R_e} = I_{cq_1} = I_{cq_2}}$$

$$\boxed{V_{ceq_1} = V_{cc} - (-V_{EE}) - I_{cq}(R_c + 2 \cdot R_e) = V_{ceq_2}}$$

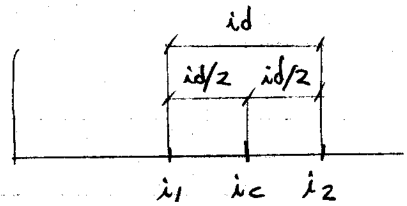
POR LO GENERAL LAS DOS RESISTENCIAS Rc SON IGUALES.

ANÁLISIS CON CA:



PASAMOS DE NORTON A THÉVENIN:

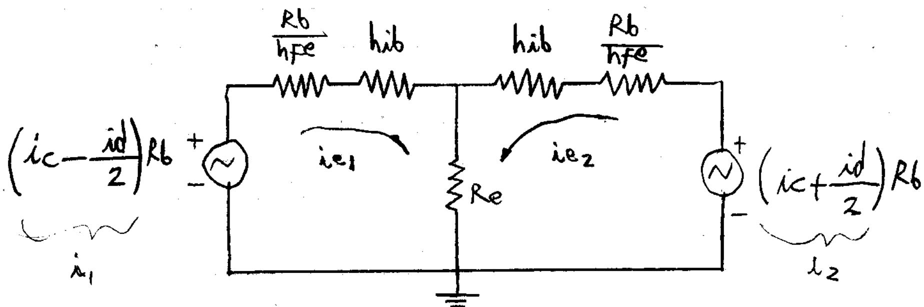
"EN LA QUE UNA RESISTENCIA EN PARALELO CON UNA FUENTE DE CORRIENTE SE PUEDE REPRESENTAR COMO UNA RESISTENCIA EN SERIE CON UNA FUENTE DE TENSIÓN."



$$i_1 = i_c - \frac{i_d}{2}$$

$$i_2 = i_c + \frac{i_d}{2}$$

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_{e1} ES IGUAL A i_{e2}.

$$\text{SI} \begin{cases} i_1 = i_2 = i_c \longrightarrow i_d = 0 \longrightarrow i_{e1} = i_{e2} \quad (1) \\ i_1 = -i_2 \longrightarrow i_c = 0 \longrightarrow i_d = 2 i_1 = -2 \cdot i_2 \longrightarrow i_{e1} = -i_{e2} \quad (2) \end{cases}$$

(LAS CORRIENTES ESTÁN DESFASADAS)

EN LA MALLA DE SALIDA VEMOS QUE:

$$i_L = f(i_{e2})$$

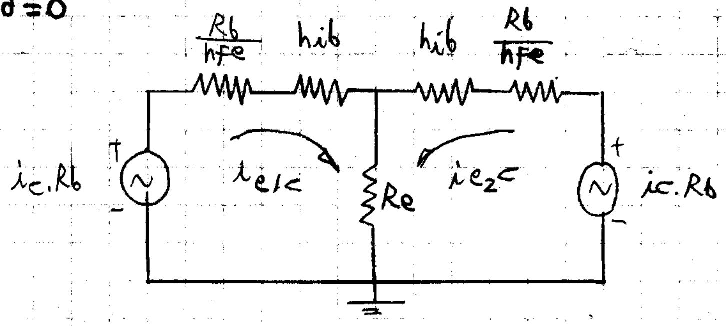
$$i_{e2} = f(i_c, i_d) \begin{cases} \xrightarrow{i_d = 0} i_{e2c} = f(i_c, 0) \quad (1) \\ \xrightarrow{i_c = 0} i_{e2d} = f(0, i_d) \quad (2) \end{cases}$$

LA i_{e2} TIENE MODO COMÚN Y MODO DIFERENCIAL.

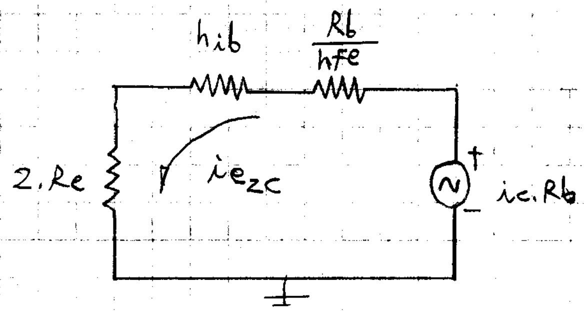
VEMOS AHORA COMO FUNCIONA EL CIRCUITO CON LAS CONDICIONES DE LAS ECUACIONES (1):

SI: $i_1 = i_2$

$i_d = 0$



QUE ES EQUIVALENTE A:



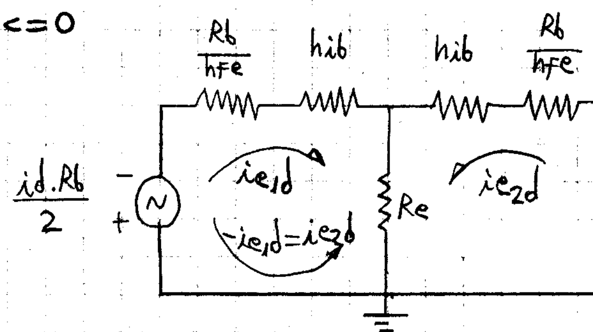
POR LEY DE OHM LA CORRIENTE SERÁ IGUAL A:

$$\boxed{i_{e2c} = \frac{Rb}{2.Re + hib + \frac{Rb}{hfe}} . i_c}$$

PARA LA SEGUNDA CONDICIÓN USAMOS LAS ECUACIONES (2):

SI: $i_1 = -i_2$

$i_c = 0$



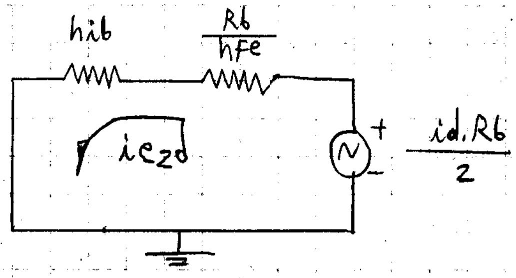
DAMOS VUELTA LA FUENTE

YA QUE ES IGUAL A $-\frac{id.Rb}{2}$

LAS CORRIENTES ESTÁN DESFASADAS $180°$

POR LO QUE SE CONSIDERA CORTO CIRCUITO EN R

ES EQUIVALENTE A:



$$\boxed{i_{e_2d} = \frac{Rb}{2\left(hib + \frac{Rb}{hfe}\right)} id}$$

LA DIFERENCIA EN LAS FÓRMULAS SE ~~DEBE~~ A QUE EN UN CIRCUITO TENEMOS 2.Re Y EN EL OTRO TENEMOS UN CORTOCIRCUITO.

EL VALOR DE i_{e_2} SERÁ:

$$i_{e_2} = i_{e_2c} + i_{e_2d}$$

$$i_{e_2} = \frac{Rb}{2.Re + hib + \frac{Rb}{hfe}} ic + \frac{Rb}{2\left(hib + \frac{Rb}{hfe}\right)} id$$

$$i_L = -i_{e_2} \cdot \frac{Rc}{Rc+RL}$$ (DE LA MALLA DE SALIDA POR DIVISOR DE CORRIENTE)

$$i_L = \underbrace{-\frac{Rc}{Rc+RL} \cdot \frac{Rb}{2.Re + hib + \frac{Rb}{hfe}}}_{Ac} \cdot ic + \underbrace{\left(-\frac{Rc}{Rc+RL}\right) \cdot \frac{Rb}{2\left(hib + \frac{Rb}{hfe}\right)}}_{Ad} \cdot id$$

$$i_L = Ac \cdot ic + Ad \cdot id$$

LA GANANCIA EN MODO COMÚN Ac DEBE SER MUY PEQUEÑA CON RESPECTO A Ad.

LA RELACIÓN DE RECHAZO EN MODO COMÚN ES IGUAL A:

$$RRMC = \frac{Ad}{Ac} = \frac{2.Re + hib + \frac{Rb}{hfe}}{2\left(hib + \frac{Rb}{hfe}\right)}$$

CUANTO MAS GRANDE SEA Re, MAYOR SERÁ LA RELACIÓN DE RECHAZO.

PARA Re MUY GRANDE:

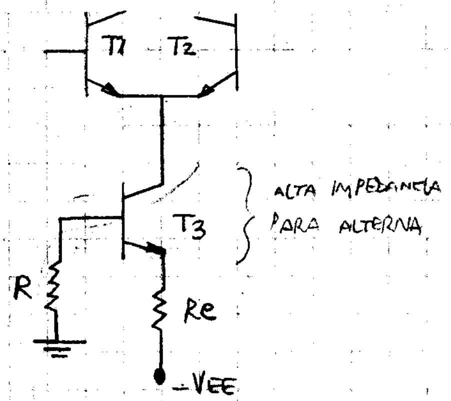
$$RRMC = \frac{Re}{hib + \frac{Rb}{hfe}}$$

Re SE PUEDE AUMENTAR MUCHÍSIMO, PERO NOS LIMITA LA CORRIENTE A VALORES DE μA.

QUEREMOS QUE Re PARA CC SEA DEL ORDEN DE 500 Ω O 1 KΩ, Y PARA CA SEA ALTÍSIMA. PARA SOLUCIONAR ESTE PROBLEMA LE PONEMOS UNA FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE Y SACAMOS Re.

FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE:

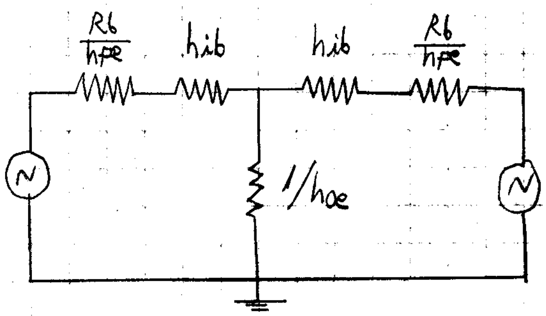
EN CC LA RESISTENCIA ES Re, Y EN CA ES $\frac{1}{h_{oe}}$ QUE ES GRANDÍSIMA:



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.

$$\boxed{I_{CQ3} = \frac{V_{EE} - V_{be}}{\frac{R_b}{\beta} + R_e} = 2 I_{CQ1} = 2 \cdot I_{CQ2}}$$

$$\boxed{I_{CQ1} = \frac{I_{CQ3}}{2} = I_{CQ2}}$$

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{C3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} R_b - V_{be}$$

$$V_{E3} = -\frac{I_{CQ3}}{\beta} R - V_{be}$$

$$V_{CEQ3} = V_{C3} - V_{E3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} R_b - V_{be} - \left(\frac{I_{CQ3}}{\beta} R + V_{be}\right)$$

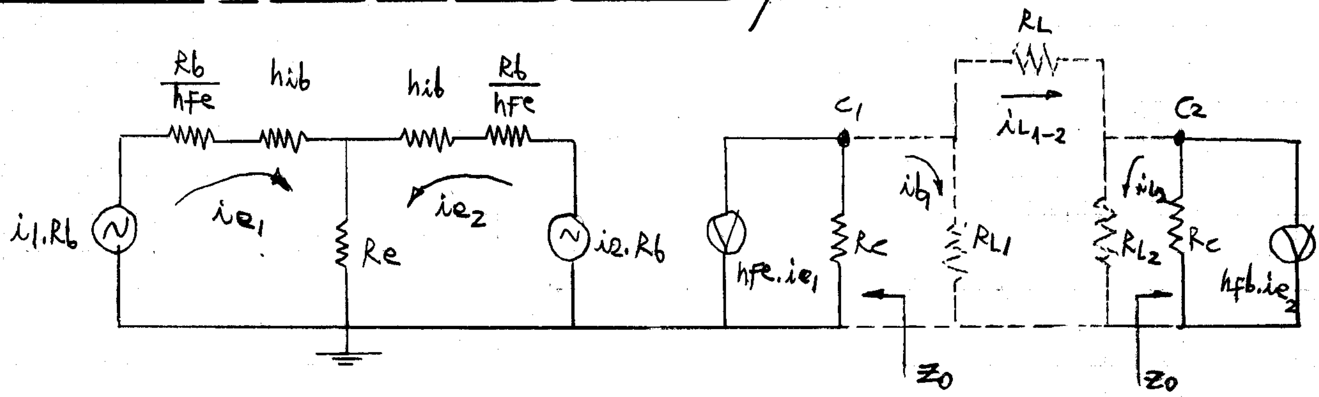
$$V_{CEQ3} = -\frac{I_{CQ1}}{\beta} R_b - \cancel{V_{be}} + \frac{\overbrace{I_{CQ3}}^{=2I_{CQ1}}}{\beta} R + \cancel{V_{be}}$$

$$V_{CEQ3} = \frac{I_{CQ1}}{\beta}\left(2 R - R_b\right)$$

SI V_{CEQ3} FUERA NEGATIVO, EL TRANSISTOR T3 ESTARÍA SATURADO.

TENEMOS QUE ELEGIR LA R PARA QUE V_{CEQ3} SEA POSITIVO.

GENERALIZACIÓN DE SALIDA POR AMBOS COLECTORES Y POR UN COLECTOR:



$$i_{e2} = \frac{R_b}{2 R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}\, i_c + \frac{R_b}{2\left(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}\right)}\, i_d$$

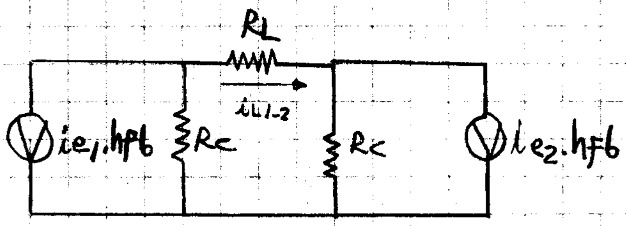
$$i_{e1} = \frac{R_b}{2 R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}\, i_c - \frac{R_b}{2\left(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}\right)}\, i_d$$

SALIDA ASIMÉTRICA:

$$i_{L2} = -h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot i_{e2} = \underbrace{\left(-h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L}\right) \cdot \frac{R_b}{2 R_e + h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}}_{A_c}\, i_c \pm \underbrace{\left(-h_{fb} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L}\right) \cdot \frac{R_b}{2(h_{ib} + }}_{A_d}$$

$$i_{L2} = A_c \cdot i_c \pm A_d \cdot i_d$$

SALIDA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL):



$$i_{L1-2} = h_{fb} \cdot i_{e2} \cdot \frac{R_c}{2R_c + R_L} - h_{fb} \cdot i_{e1} \cdot \frac{R_c}{2R_c + R_L}$$

$$i_{L1-2} = h_{fb} \cdot \frac{R_c}{2R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}} \cdot i_d = h_{fb} \cdot \frac{R_c}{2R_c + R_L} \left(i_{e2} - i_{e1} \right)$$

$$i_{L1-2} = \underbrace{h_{fb} \cdot \frac{R_c}{2R_c + R_L} \cdot \frac{R_b}{h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe}}}}_{A_d} \cdot i_d$$

$$\boxed{i_{L1-2} = A_d \cdot i_d}$$

$$A_c = 0$$

$$RRMC = \frac{A_d}{A_c} = \frac{A_d}{0} = \infty$$

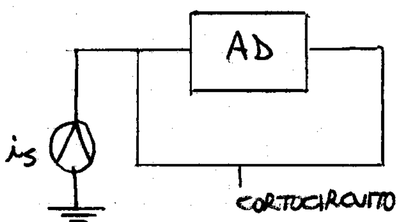
IMPEDANCIA DE SALIDA:

$Z_o = R_c$ (SALIDA ASIMÉTRICA)

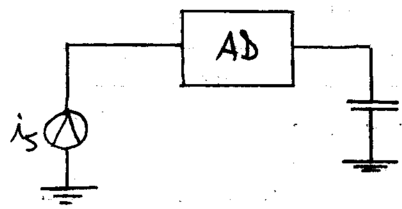
$Z_o = 2 \cdot R_c$ (SALIDA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL))

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

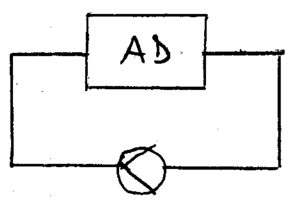
ENTRADA COMÚN



ENTRADA ASIMÉTRICA

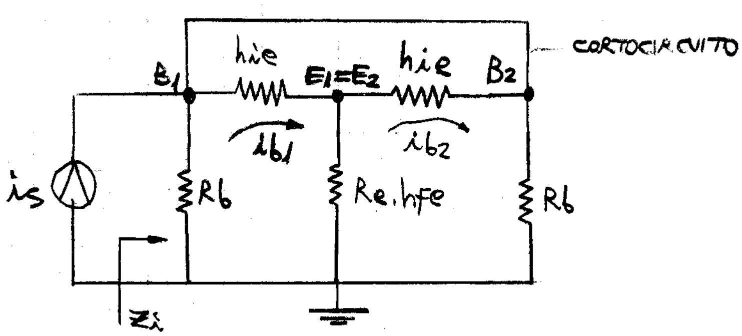


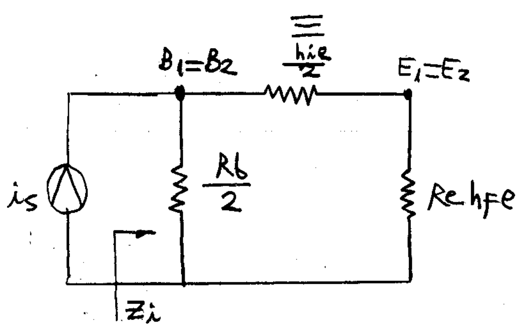
ENTRADA SIMÉTRICA (DIFERENCIAL)



ESTA ES LA MÁS USADA

PARA ENTRADA COMÚN:



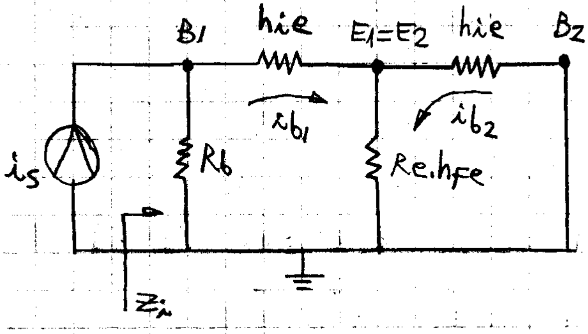


$$\boxed{Z_i = \frac{Rb}{2} // \left(\frac{hie}{2} + Re.hfe \right)}$$

PARA: $\left. \begin{array}{l} Re.hfe \gg \frac{hie}{2} \\ Re.hfe \gg \frac{Rb}{2} \end{array} \right\} Z_i = \frac{Rb}{2}$

LA IMPEDANCIA DE ENTRADA ES RELATIVAMENTE ALTA, PERO PARA CIRCUITOS OPERACIONALES SE NECESITA QUE LA MISMA SEA INFINITA; PARA ELLO USAMOS UN DARLINGTON PARA ELEVAR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

PARA ENTRADA ASIMÉTRICA:



$$\boxed{Z_i = R_b // (h_{ie} + h_{ie} // R_e.h_{fe})}$$

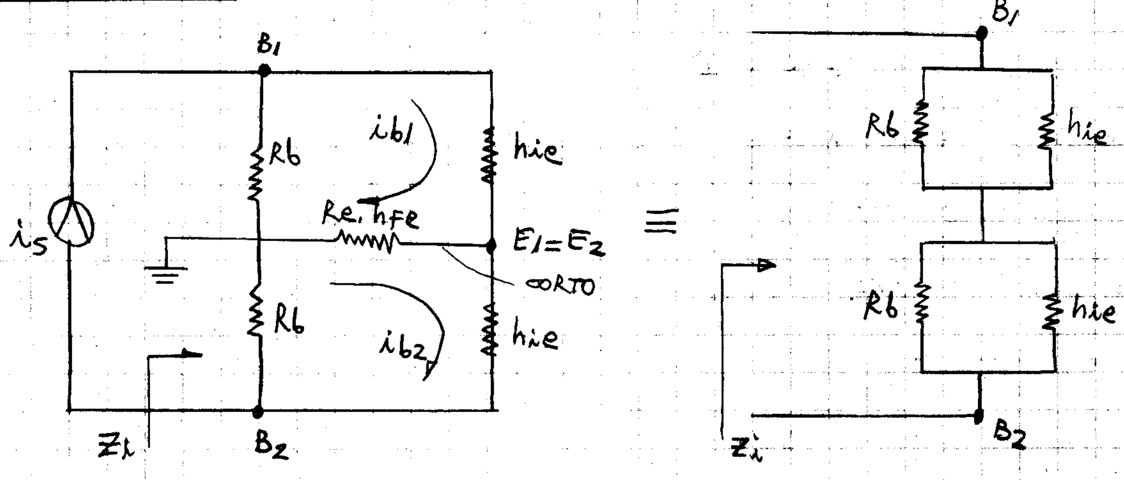
SI: $R_e \gg h_{ie}$

$$Z_i = R_b // 2.h_{ie}$$

SI: $R_b >> 2.h_{ie}$

$$Z_i \simeq 2.h_{ie}$$

PARA ENTRADA SIMÉTRICA:



ES UN CORTO YA QUE LAS CORRIENTES CIRCULAN EN SENTIDO OPUESTO.

$$\boxed{Z_i = 2 \cdot (h_{ie} // R_b)}$$

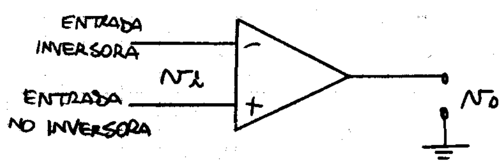
SI; $R_b \gg h_{ie}$

$$Z_i \simeq 2 \cdot h_{ie}$$

AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL:

REALIZA OPERACIONES MATEMÁTICAS ANALÓGICAS O DIGITALES, ES UN INTEGRADO.

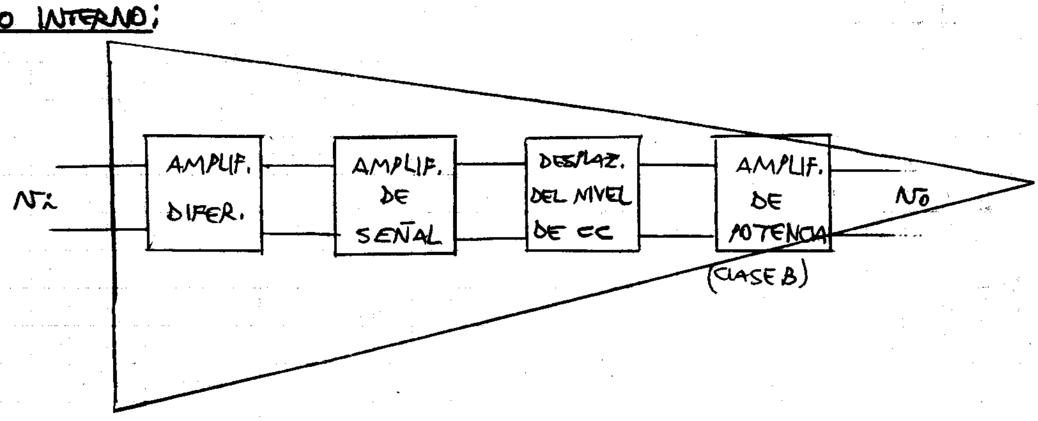
SÍMBOLO:



POR LA ENTRADA INVERSORA SI METEMOS UNA SEÑAL, A LA SALIDA SALDRÁ INVERTIDA.

LA TENSIÓN EN LA ENTRADA ENTRE LOS TERMINALES ES v_i, Y A LA SALIDA v_o.

CIRCUITO INTERNO:

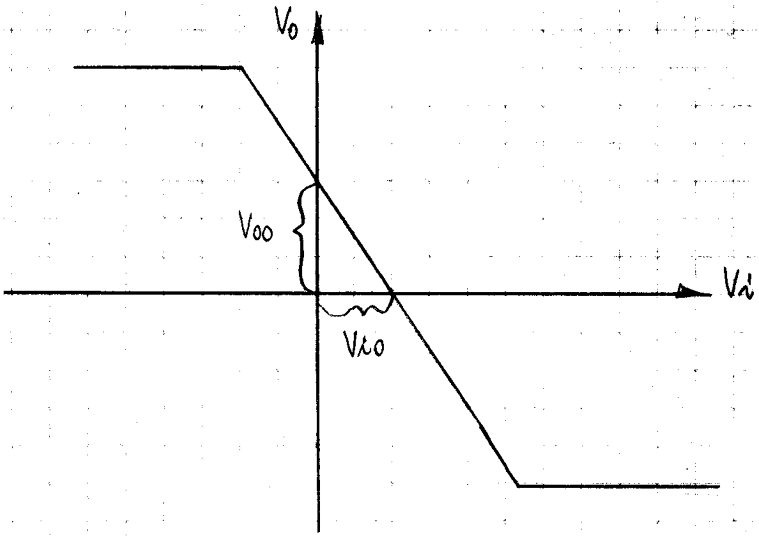


PONIÉNDOLE UNAS RESISTENCIAS A LA SALIDA PODEMOS REALIZAR MUCHAS OPERACIONES.

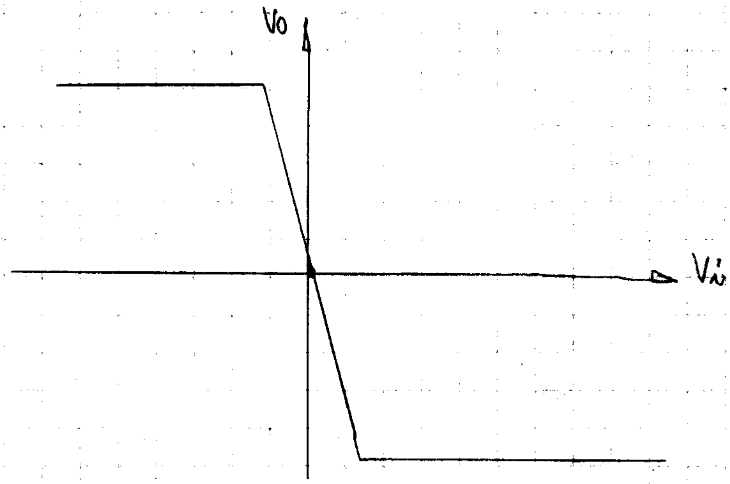
CARACTERÍSTICAS PARA EL CASO IDEAL:

- GANANCIA DE TENSIÓN INFINITA.
- ANCHO DE BANDA INFINITO
- IMPEDANCIA DE ENTRADA INFINITA
- RRMC INFINITA
- IMPEDANCIA DE SALIDA NULA
- RUIDO NULO
- CORRIENTE DE POLARIZACIÓN NULA

- TENSIONES DE OFFSET NULO (ES LA TENSIÓN DE SALIDA PARA CUANDO LA ENTRADA ES CERO, SE DENOMINA V_{OO})



VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET ES LA TENSIÓN QUE HAY EN LA ENTRADA CUANDO LA TENSIÓN A LA SALIDA ES CERO, SE DENOMINA V_{io}.



EL CORTOCIRCUITO VIRTUAL SE BASA EN:

$Z_i = \infty$

$AV = \infty$

SI SUPONEMOS:

$v_o \neq 0$

$AV = \frac{\Delta v_o}{v_i}$

$$V_i = \frac{V_o}{A_V} = \frac{V_o}{\infty} = 0$$

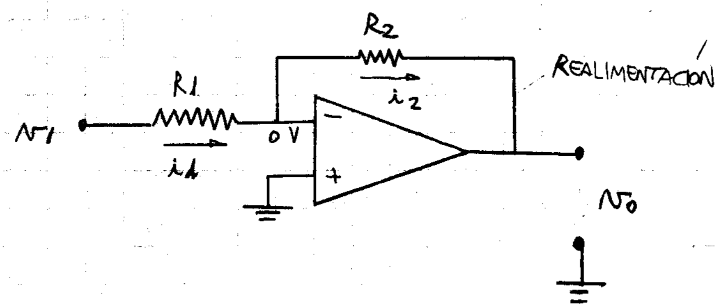
LA GANANCIA DE VOLTAJE INFINITA ES A LAZO ABIERTO (CORTOCIRCUITO)

SI PONEMOS 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:



$$I_1 = I_2$$

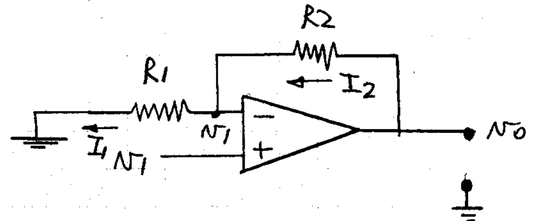
$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2}$$

$$\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i}$$

SI $R_2 > R_1$ INVIERTE Y AMPLIFICA
SI $R_1 > R_2$ INVIERTE Y ATENÚA
SI $R_2 = R_1$ INVIERTE ($V_o = -V_i$)

SEGÚN LOS VALORES DE R_1 Y R_2 ES LA FUNCIÓN QUE REALIZA

CIRCUITO NO INVERSOR:



$I_1 = I_2$

$$\frac{v_i}{R_1} = \frac{v_o - v_i}{R_2}$$

$$v_o = v_i \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) = v_i \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

$$\boxed{v_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot v_i}$$

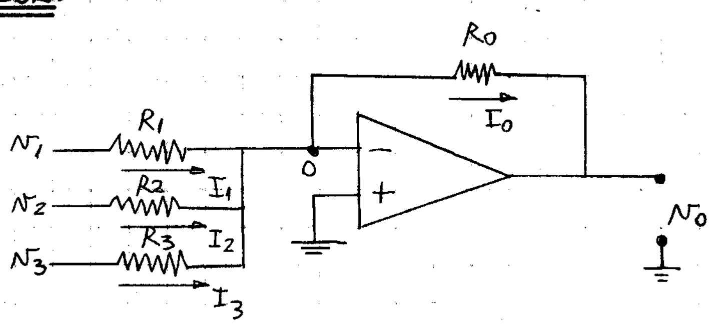
SI: $R_2 \gg R_1$

$v_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot v_i$ (AMPLIFICA PERO NO INVIERTE)

SI: $R_2 \ll R_1$

$v_o \simeq v_i$ (A LO SUMO ES IGUAL, Y NO INVIERTE)

SUMADOR:



PODEMOS TENER MAS DE TRES ENTRADAS.

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_0$$

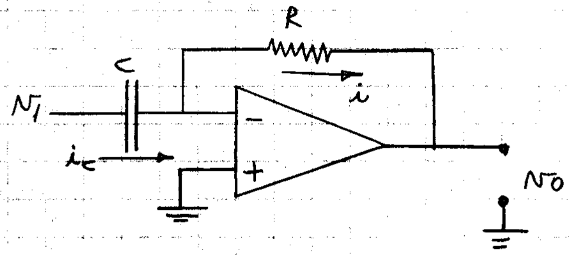
$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} = -\frac{v_o}{R_0}$$

$$v_o = -\left(\frac{R_0}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_0}{R_2} \cdot v_2 + \frac{R_0}{R_3} \cdot v_3 \right)$$

SI: $R_0 = R_1 = R_2 = R_3$

$$\boxed{v_o = -(v_1 + v_2 + v_3)}$$

DERIVADOR:



$$Q = C \cdot V$$

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{dv_c}{dt} = i_c = \boxed{C \cdot \frac{dv_I}{dt} = -\frac{v_O}{R}}$$

EL VOLTAJE EN EL CONDENSADOR ES IGUAL A v_I:

$$v_c = v_I$$

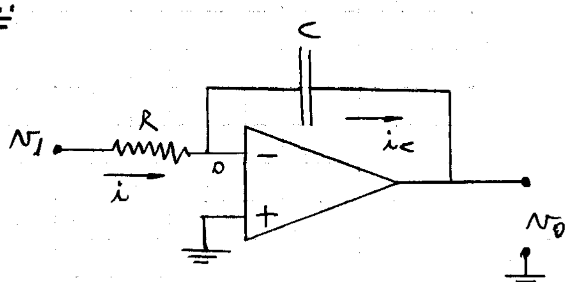
DESPEJAMOS v_O:

$$v_O = -RC \cdot \frac{dv_I}{dt}$$

SI: $R.C = 1$

$$\boxed{v_O = -\frac{dv_I}{dt}}$$

INTEGRADOR:



$$v_c = -v_O$$

$$i = i_c$$

$$\frac{v_I}{R} = C \cdot \frac{dv_c}{dt} = -C \cdot \frac{dv_O}{dt}$$

$$v_O = -\frac{1}{RC} \int v_I . dt$$

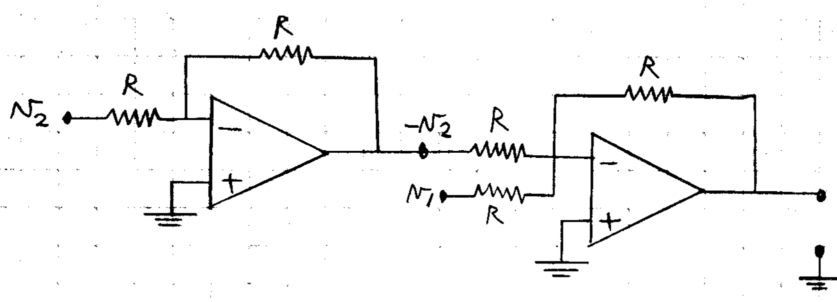
SI: $RC = 1$

$$\boxed{v_O = -\int v_I . dt}$$

RESTADOR:

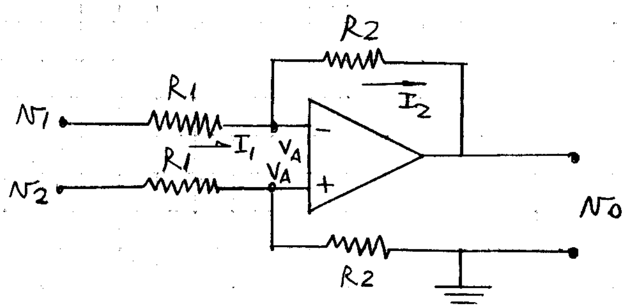
DESEAMOS QUE $v_o = v_2 - v_1$

PRIMERO INVERTIMOS UNO DE LOS TÉRMINOS Y LUEGO LOS SUMAMOS.



$$v_o = -(-v_2 + v_1) = v_2 - v_1$$

SI QUEREMOS HACERLO CON UN SOLO OPERACIONAL, TENEMOS;



NO ES UN CIRCUITO SIMÉTRICO:

$$V_A = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot v_2$$

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_1 - V_A}{R_1} = \frac{V_A - v_o}{R_2}$$

$$V_1 . R_2 - V_A . R_2 = V_A . R_1 - v_o . R_1$$

$$v_o . R_1 = V_A (R_1 + R_2) - V_1 . R_2$$

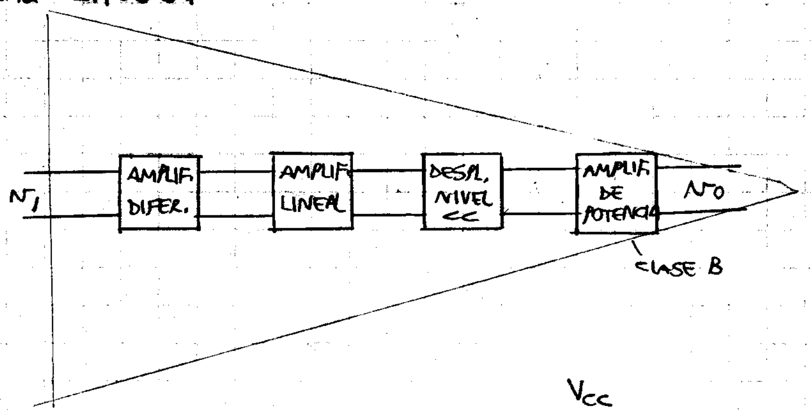
$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{\cancel{R_1+R_2}} \cdot \frac{\cancel{(R_1+R_2)}}{R_1} . V_2$$

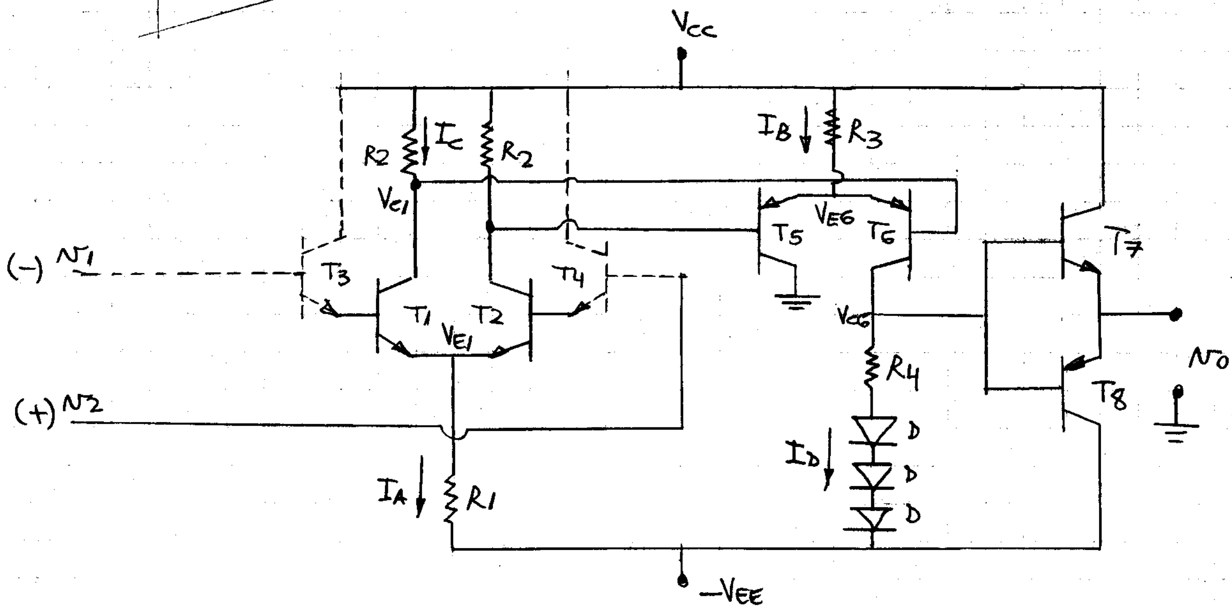
$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

SI: $R_1 = R_2$ $\boxed{v_o = V_2 - V_1}$ (RESTAMOS)

ESTRUCTURA INTERNA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

TIPO: NATIONAL LH0061





LE AGREGAMOS UN PAR DARLINGTON PARA AUMENTAR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

BUSCAMOS LA RELACIÓN DE RESISTENCIA PARA QUE LA SALIDA SEA CERO.

$$v_1 = 0, \quad v_2 = 0 \Rightarrow v_O = 0$$

$$I_B \ll I_C \simeq I_E$$

$$V_{BE} = V_D$$

$$V_{CC} = V_{EE}$$

$$V_{E1} = -2 V_D$$

$$I_A = \frac{V_{EE} - 2 V_D}{R_1} = 2 I_C$$

$$I_C = \frac{I_A}{2} = \frac{V_{EE} - 2 V_D}{2 R_1}$$

$$V_{C1} = V_{CC} - I_C \cdot R_2 = V_{CC} - \frac{V_{EE}}{2 R_1} \cdot R_2 + \frac{\cancel{2} V_D}{\cancel{2} R_1} \cdot R_2$$

$$V_{E6} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2 R_1} \cdot R_2 + \frac{R_2}{R_1} \cdot V_D + V_D$$

$$I_B = \frac{\cancel{V_{cc}}}{\cancel{R_3}} - \frac{\cancel{V_{cc}}}{\cancel{R_3}} + V_{cc}\frac{R_2}{2.R_1.R_3} - \frac{R_2}{R_1.R_3}.V_D - \frac{V_D}{2.R_3}$$

$$I_{C6} = \frac{I_B}{2} = \frac{R_2}{2.R_1.2.R_3}V_{cc} - \frac{R_2.V_D}{2.R_1.R_3} - \frac{V_D}{2.R_3} = \frac{R_2}{2.R_1 2.R_3}V_{cc} - \frac{V_D}{2.R_3}\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)$$

$$V_{C6} = I_{C6}.R_4 + 3.V_D - V_{cc} = \frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3}.V_{cc} - \frac{R_4}{2.R_3}.\frac{R_2+R_1}{R_1}.V_D + 3V_D - V_{cc} = V_0 = 0$$

SACAMOS FACTOR COMÚN:

$$V_{C6} = V_{cc}\left[\frac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} - 1\right] + V_D\left[-\frac{R_2.R_4}{2.R_1.R_3} - \frac{R_4}{2.R_3} + 3\right] = 0$$

PARA QUE SE CUMPLA, TENEMOS COMO CONDICIÓN QUE:

$$[\quad] = [\quad] = 0$$ (NOS INDEPENDIZAMOS DE V_{cc} Y V_D)

DEL PRIMER CORCHETE TENEMOS QUE:

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} = 1 \\ 2.\dfrac{R_2.R_4}{2.R_1.2.R_3} + \dfrac{R_4}{2.R_3} = 3 \end{array}\right\}$$ DEBEN CUMPLIRSE ESTAS DOS CONDICIONES

$$\frac{R_4}{2.R_3} = 3 - 2 = 1$$

$$\boxed{\frac{R_4}{2.R_3} = 1 = \frac{R_2}{2.R_1}}$$

DATOS:

$h_{fe} = 100$

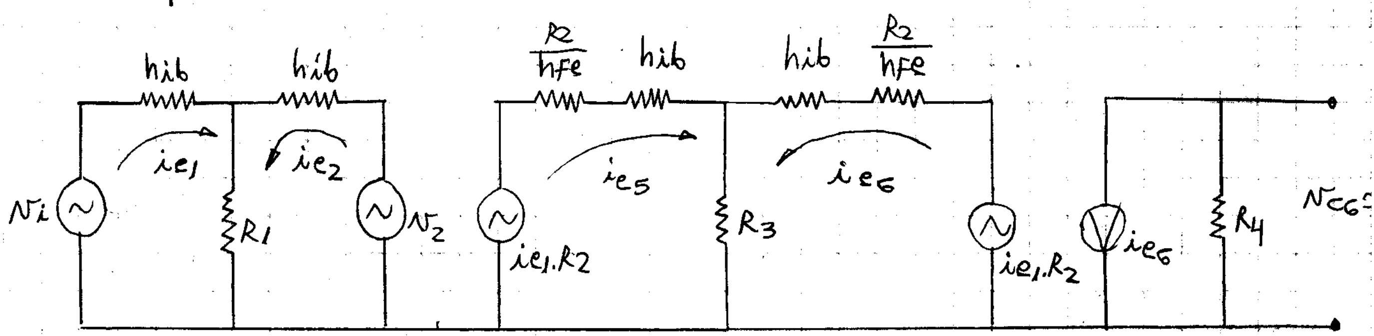
$R_3 = R_1 = 5K\Omega$

$R_4 = R_2 = 10K\Omega$

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 DÁRLINGTON, DEBIDO A QUE NO DAN GANANCIA AL CIRCUITO.

DESPRECIAMOS EN EL HÍBRIDO LAS RESISTENCIAS DINÁMICAS DE LOS DIODOS, DEBIDO A QUE R_4 ES MUCHO MAYOR.

$$V_c = \frac{v_1 + v_2}{2} \qquad i_{e1} = \frac{V_c}{2.R_1 + h_{ib}} - \frac{V_d}{2.h_{ib_1}}$$

$$V_d = v_2 - v_1 \qquad i_{e2} = \frac{V_c}{2.R_1 + h_{ib}} + \frac{V_d}{2.h_{ib_1}}$$

NOS INTERESA SACAR i_{e6}:

$$V_c' = \left(\frac{i_{e1} + i_{e2}}{2}\right) R_2 \qquad i_{e6} = i_{e1} + i_{e2} \simeq \frac{R_2.V_c}{2R_1 + h_{ib}} \cdot \frac{1}{2.R_3 + h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}} + \frac{R_2.V_D}{h_{ib_1}} \cdot \frac{1}{2\left(h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}\right)}$$

$$V_d' = \left(i_{e2} - i_{e1}\right) R_2$$

$$v_0 \simeq v_{c6} = i_{e6}.R_4 = \underbrace{\frac{R_2.R_4}{\left(2R_1 + h_{ib_1}\right)\left(2R_3 + h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}\right)}}_{A_c} . V_c + \underbrace{\frac{R_2.R_4}{2h_{ib_1}.\left(h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}\right)}}_{A_d} V_d$$

$$v_0 = A_c.V_c + A_d.V_d$$

$$RRMC = \frac{A_d}{A_c} = \frac{\left(2.R_1 + h_{ib_1}\right)\left(2.R_3 + h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}\right)}{2h_{ib_1}.\left(h_{ib_6} + \frac{R_2}{h_{fe}}\right)}$$

$R_2 = R_4 = 10\,k\Omega$ $\qquad h_{fe} = 100$

$R_1 = R_3 = 5\,k\Omega$ $\qquad V_D = V_{BE} = 0{,}7\,V$

$V_{cc} = V_{EE} = 12V$

REEMPLAZAMOS EN LAS FÓRMULAS Y NOS DÁ:

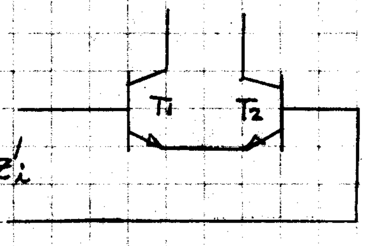
$I_A = 2{,}26\ mA$	$V_{C1} = 0{,}7\ V$	$V_{C6} = \ldots\ldots\ldots = 0$
$I_{C1} = 1{,}13\ mA$	$V_{E6} = 1{,}4\ V$	$h_{ie6} = 2{,}35\ K$
$h_{ie1} = 2{,}21\ K$	$I_B = 2{,}2\ mA$	$h_{ib6} = 0{,}023\ K$
$h_{ib1} = 0{,}022\ K$	$I_{C6} = 1{,}06\ mA$	

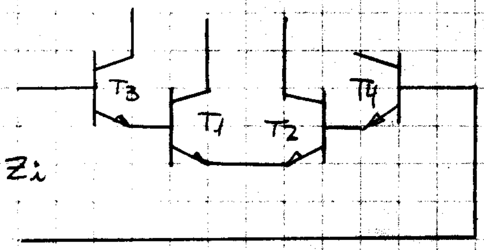
CON ESTOS DATOS LA RRMC ES IGUAL A 18745.

EN DECIBELES, LA RRMC $= 20 \log 18745 \simeq 85$ dB.

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

VEMOS LA DIFERENCIA EN LA IMPEDANCIA DE ENTRADA AL AGREGAR AL PAR DARLINGTON:





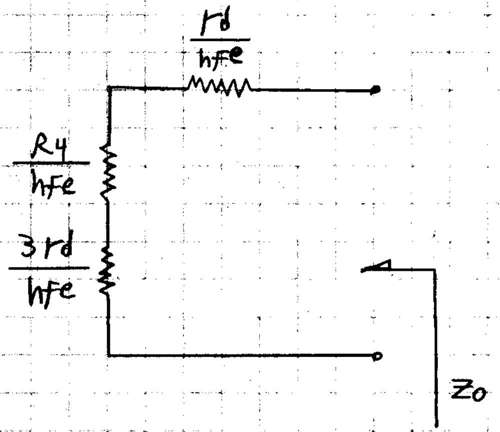
$Z_i' = 2 \cdot h_{ie} \simeq 4{,}42\,k$

$Z_i = 2 \cdot h_{ie_3} + 2 \cdot h_{ie_1} \cdot h_{fe} = 4 h_{ie_3} = 4 h_{ie_1} \cdot h_{fe}$

$= 2 \times 4{,}42 \times 100 = 884\,k$

VEMOS QUE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA LOGRAMOS AUMENTARLA 200 VECES CON EL PAR DARLINGTON.

IMPEDANCIA DE SALIDA:



$$Z_0 = \frac{R_4}{h_{fe}} + \frac{4 \cdot r_d}{h_{fe}} \simeq \frac{R_4}{h_{fe}} = \frac{10k}{100} = 100\,\Omega$$

LA IMPEDANCIA DE SALIDA VARÍA NORMALMENTE ENTRE 80 Y 200 Ω.

PREGUNTAS DE DUDAS LOS MARTES ENTRE LAS 6 Y LAS 7 Y LOS JUEVES Y VIERNES ENTRE LAS 6 Y 7