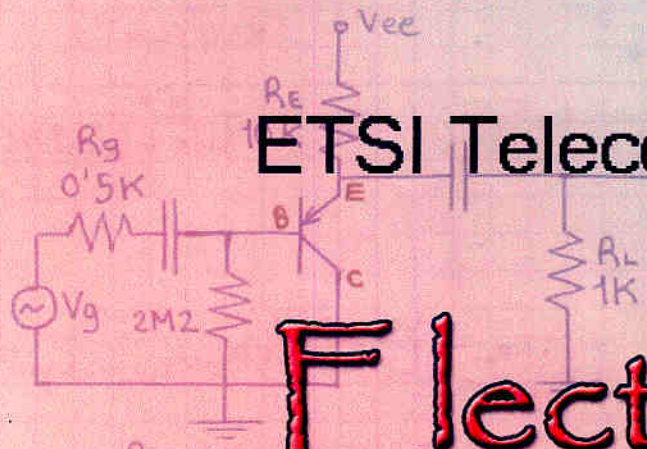
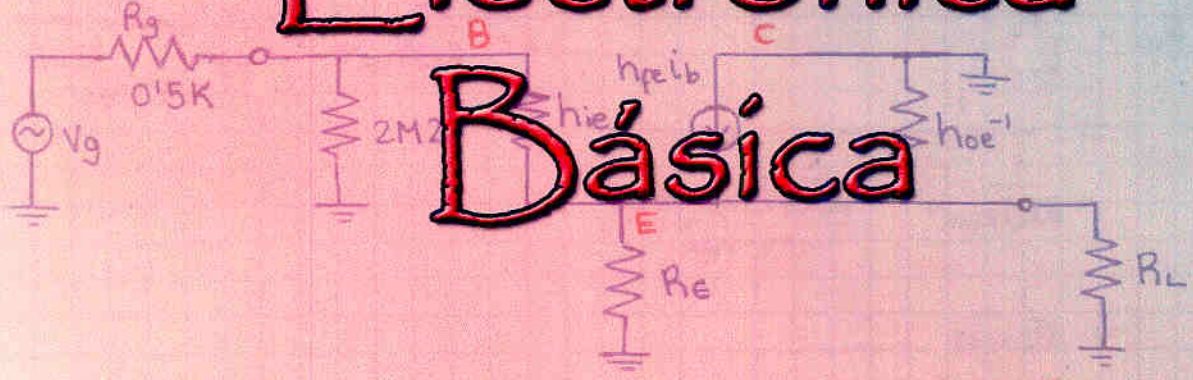
ETSI Telecomunicación

Electrónica Básica

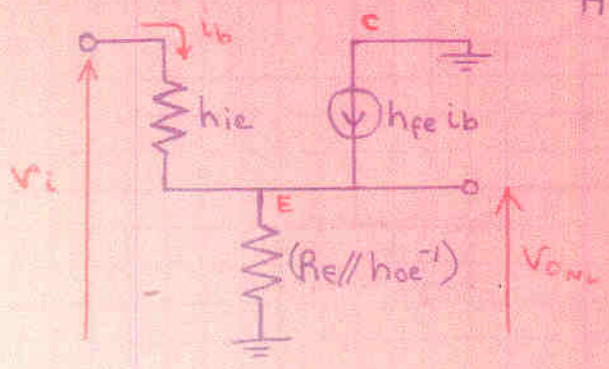
ejemplo 3. Colector común



Nos dan los parametros híbridos de emisor



Cálculo AV_{NL}



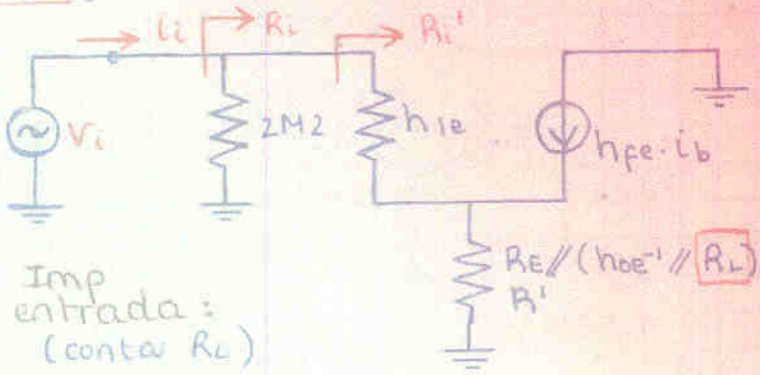
$$A_{V_{NL}} = \frac{V_{ONL}}{V_i} = \frac{(1+h_{fe})\,i_b\,(R_e \,//\, h_{oe}^{-1})}{i_b(h_{ie}) + (1+h_{fe})\,i_b\,(R_e \,//\, h_{oe}^{-1})} = 0'99$$

Al colector común se llama SEGUIDOR DE EMISOR.
No amplifica.

La ventaja está en impedancias de entrada y salida

En colector común

CUIDADO: Para calcular las impedancias de entrada y salida HAY que considerar la resistencia del generador (para el de salida) y la carga (para el de entrada)



Imp entrada: (conta R_L)

$$R_i = 2M2 \,//\, R_i'$$

$$R_i' = \frac{V_i}{i_b} = \frac{i_b h_{ie} + (1+h_{fe})\,i_b R'}{i_b} = 98'2\ k\Omega$$

$$R_i = 2M2 \,//\, 98'2\ k\Omega = 94\ K$$

Apuntes de Pak

Electrónica Básica

Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Primer cuatrimestre de 2º curso
Curso 2004/2005

Contenido

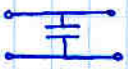
- Referencia rápida
- Apuntes de la asignatura.
- Problemas resueltos de los profesores

Fecha de última actualización: 27 Agosto 2007

Electrónica Básica. Referencia Rápida

1 Fuentes de alimentación

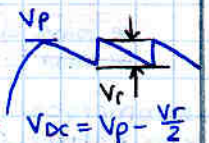
Filtro



factor forma: $F = \frac{V_{rms}}{V_{DC}}$

factor rizado: $R = \frac{V_{rms\,alterna}}{V_{DC}} = \sqrt{F^2 - 1}$

$$V_R = \frac{I_{DC}}{2fC}$$



$V_{DC} = V_p - \frac{V_r}{2}$

Estabilizador

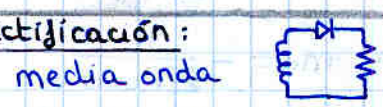
R debe garantizar $I_{Zmin} + I_{omax}$ aunque su tensión sea mínima

$$R_{max} = \frac{V_{Imin} - V_Z}{I_{Zmin} + I_{omax}}$$

además no se debe quemar nada

Rectificación:

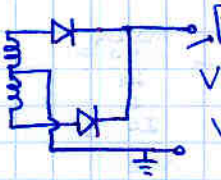
media onda



$V_{DC} = \frac{V_p}{\pi}$

$V_{rms} = \frac{V_p}{2}$

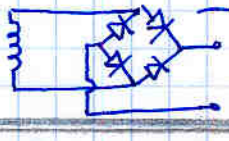
onda completa



$V_p = V_p - V_\gamma$

$V_{DC} = 2\frac{V_p}{\pi}$

$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$



$V_p = V_p - 2V_\gamma$

Circuito fijador

cada célula carga el condensador tanto como haya subido / bajado la señal

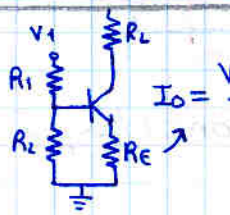
2. Fuentes / Espejos de corriente

Fuente

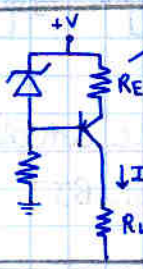
despreciando I_b

$$I_o = \frac{V_R}{R_1}$$

siendo R una resist. por la que pase I_o

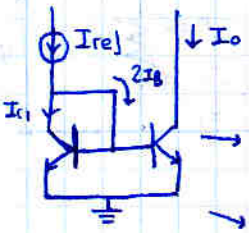


$$I_o = \frac{V_1 \frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{R_E}$$



$$I_o = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

Espejo

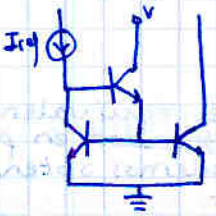


si $V_{BE1} = V_{BE2}$ y zona activa $\Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$

$I_o = I_{ref} - 2I_B \simeq I_{ref}$

$I_{C1}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) = I_{ref} \rightarrow I_o = I_{ref}\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)$

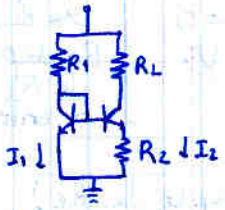
Wildson (la pro)



lo que pierde Iref es mucho menor

$$I_o = I_R \frac{\beta}{\beta + \frac{2}{\beta+1}}$$

Widlar (la chapucilla)



$V_B = V_{BE1} = V_{BE2} + I_2 R_2$

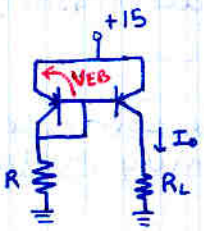
$\rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = I_2 R_2 \longrightarrow V_T \ln \frac{I_1}{I_2} = I_2 R_2$

$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ despej $\rightarrow V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$

fijamos I_1 arbitrario y obtenemos R_2

$V_T = 25'26\ mV = k\frac{T}{q}$

ejemplo espejo estandar:



$I_o \simeq I_R$

$$I_R = \frac{15 - V_{EB}}{R}$$

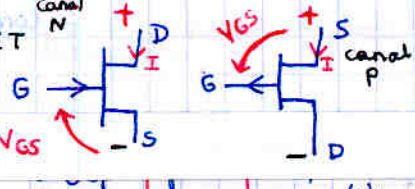
- Muy importante comprobar si los transistores en saturación
- Nota: Q1 nunca entra en sat porq $V_{CE} = V_{BE}$. antes entraría en corte

TRANSISTORES

BJT: NPN / PNP

la flecha indica el emisor y el sentido. Luego no hay más q $I_C = \beta I_B$, $I_E = I_C + I_B$

JFET: canal N / canal P



3. Fundamentos de los amplificadores

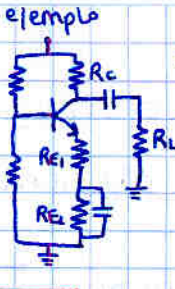
Recta de carga:

dinámica $m_d = -\frac{1}{\Sigma R_{pequeña\ señal}}$

estática $m_e = -\frac{1}{\Sigma R_{continua}}$

ΣR es la suma de R en la malla colector emisor

ejemplo



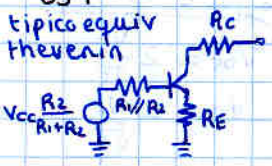
$m_e = -\frac{1}{R_c + R_{E1} + R_{E2}}$

$m_d = -\frac{1}{(R_c // R_L) + R_{E1}}$

Punto Q

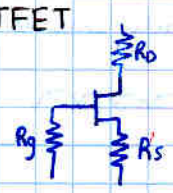
BJT

tipico equiv thevenin



malla entrada: $I_B \downarrow I_C \downarrow V_{CE}$

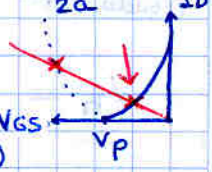
JFET



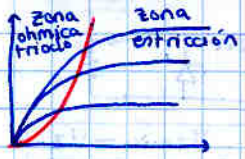
$$\left.\begin{aligned} I_D &= I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ V_{GS} &= -I_D \cdot R_G \end{aligned}\right\}$$ ecuación cuadrática

$I_D = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$

se toma el valor I_D más razonable



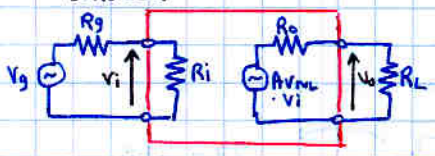
hay que comprobar que esté en zona estricción (la buena)



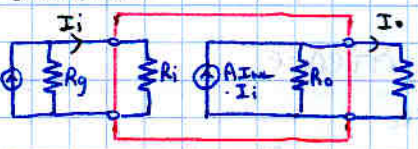
FRONTERA: $V_{DS} = V_{GS} - V_P$

Modelo amplificador

tensión



corriente:



otros:

transresistencia $A = \frac{V_I}{I_O}$

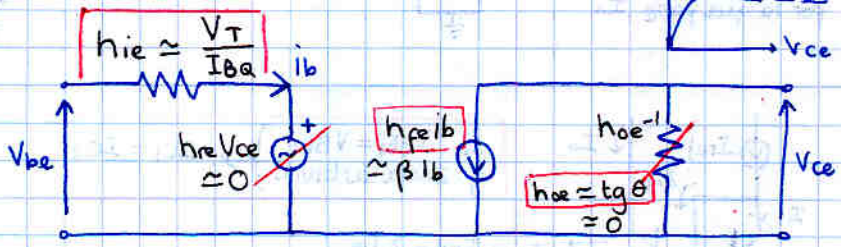
transconductancia $A = \frac{I_I}{V_O}$

4. Analisis lineal de amplificadores monoetapa

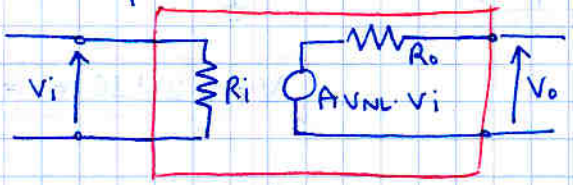
Parametros híbridos. BJT

emisor común:

equivalente en pequeña señal del BJT



poniendo el equivalente del amplificador en pequeña señal podemos obtener:



$A_{V_{NL}} = \frac{V_{O\,NL}}{V_i}$

$R_i = \frac{V_i}{i_i}$

R_o: • hacemos $V_i = 0$ • conectamos V_o • $R_o = \frac{V_o}{i_o}$

Colector común:
- R_i depende de R_L a salida
- R_o depende de R_g ó R_L a entrada ↑ (multietapa)

Emisor común: - Ganancia alta (sobretodo con desacoplo de R_E)
- Impedancias medias

Colector común: - Ganancia tensión ≃ 1 (seguidor de emisor)
- Impedancias muy buenas

Base común: - sólo bueno como amplificador de corriente
- Como ampli tensión: impedancias muy malas

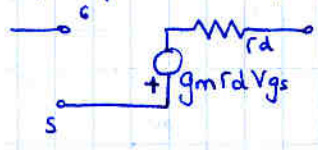
Parámetros híbridos JFET

equivalente Fuente/surtidor común

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_p}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)$$

$r_d \uparrow\uparrow$ $\quad r_d = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right)^{-1}$!!!

típico parecido a eq. thevenin



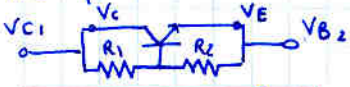
Fuente (surtidor) común : - amplificación tensión
- imp. salida mediocre

Drenador común : - ganancia < 1 (seguidor de fuente)
- buenas impedancias

Multietapa:

acoplamiento:
- directo
- resistivo
- zener

multiplicador de V_{BE}:



$$V_{ce} = V_{be}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$$

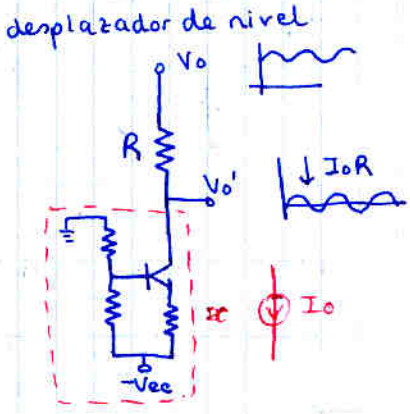
deducción:

$$V_B = V_E + I_R R_2 = V_E + \frac{V_{CE}}{R_1+R_2} R_2$$

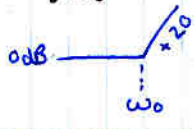
$$V_{CE} = V_{BE}\left(\frac{R_1+R_2}{R_2}\right)$$

despreciar I_B

desplazador de nivel

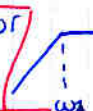


5. Respuesta en frecuencia

$j\frac{\omega}{\omega_0}$ derivador	$\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$ integrador	cero $1+j\frac{\omega}{\omega_0}$	polo $\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$
			

Condensadores acoplo entrada/salida

$\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}$ derivador más polo



$$\omega_1 = \frac{1}{C \cdot R_{vista}}$$

se pueden hacer por separado si afectan a frecuencias distintas (normalmente ocurre eso)

Condensador de desacoplo

$\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_z}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$ cero más polo

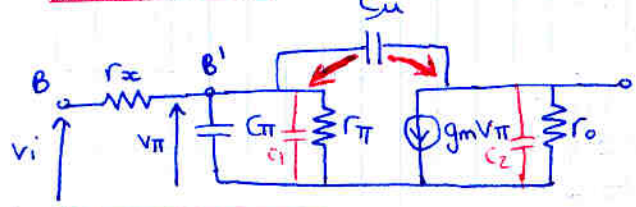
$$\omega_z = \frac{1}{C R_{\text{hace desaparecer}}}$$

$$\omega_p = \frac{1}{C R_{vista}}$$

¿Cómo saber R_{vista}?
- se anula la entrada
- se pone $\frac{1}{j\omega C}$ en lugar de C : $R = \frac{V}{I}_{vista}$

frec. corte superior.

Modelo en π



$$h_{ie} = r_x + r_\pi$$
$$r_o = h_{oe}^{-1}$$
$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi}$$

comparando con modelo pequeña señal

a veces se toma $r_x = 0$, $r_o = \infty$ se dice en el enunciado

efectos de $C_1 // C_\pi = C_T$ y de C_2

cada uno hace un polo ya que: $R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{R}{1+j\omega RC}$

polo: $\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$ $\omega_p = \frac{1}{CR_{vista}}$

Teorema de Miller

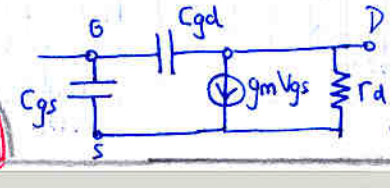
$$C_1 = C_\mu (1-K)$$
$$C_2 = C_\mu \left(1-\tfrac{1}{K}\right)$$

Aproximación de Miller

$$K = \frac{V_{ce}}{V_{b'e}}$$

calculamos K a FM (sin condensadores) $\simeq A_V$

Modelo alta frecuencia JFET



se desdobla Cgd

$C_1 = C_{gd}(1-K)$

$C_2 = C_{gd}\left(1-\tfrac{1}{K}\right)$

$C_1 // C_{gs} = C_1 + C_{gs}$

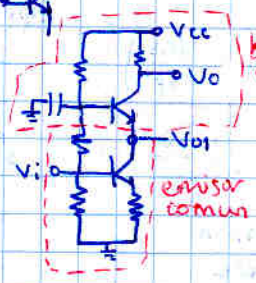
$K = \frac{V_{ds}}{V_{gs}}$

6. Configuraciones especiales

- **Darlington:** en colector común mejora mucho R_i

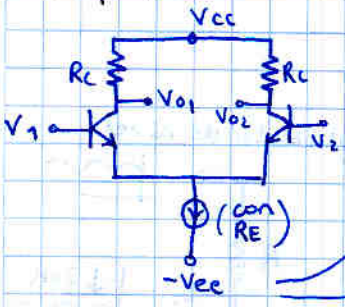
- **Cascodo:**

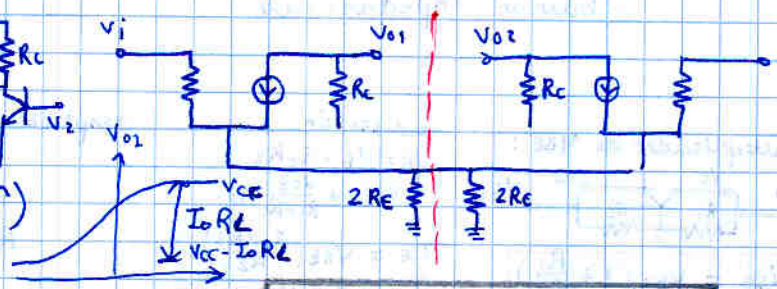
colector Q_1 → emisor Q_2
emisor común → base común



permite frecuencias altas

- **Amplificador Diferencial**





Simetría: Teorema Bisección

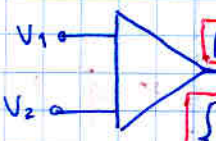
Modo diferencial: $\frac{Vd}{2}$ en el centro $V = 0$

$$Ad = \frac{Vo_1}{Vd} = -\frac{Vo_2}{Vd}$$

no $\frac{Vd}{2}$

Modo común: Vc en el centro $i = 0$

$$Ac = \frac{Vo_1}{Vc} = \frac{Vo_2}{Vc}$$



$Ad\,Vd + Ac\,Vc$

$$\begin{cases} Vd = V_1 - V_2 \\ Vc = \frac{V_1 + V_2}{2} \end{cases}$$

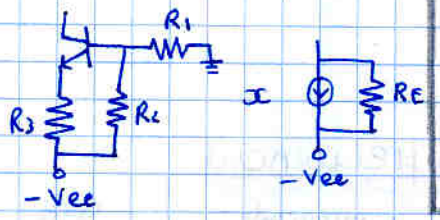
$$V_1 = Vc + \frac{Vd}{2}$$

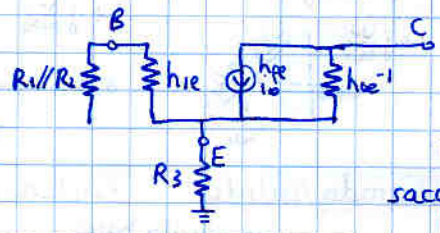
$$V_2 = Vc - \frac{Vd}{2}$$

ideal $Ac = 0$

$$CMRR = 20 \log \frac{Ad}{Ac}$$

Calcular impedancia RE fuente de corriente





importante: incluir hoe^{-1}

para $hie = \frac{V_T}{I_B}$ necesitamos I_B

sacamos I_o como en tema 2

$$I_o = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{V_B - V_{BE} - (-V_{EE})}{R_3}$$

$$V_B = -V_{EE}\,\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

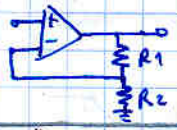
y luego $I_B = \frac{I_o}{\beta}$

Ampli. Operacional

$V_o = A(V_+ - V_-)$

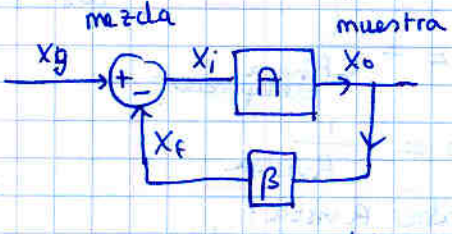
$A \to \infty$

realim



$$A_f = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

7. Realimentación y osciladores



$$A_F = \frac{A}{1 + A\beta}$$

a cambio:
- frec corte inferior
- frec corte superior
- impedancia salida
- impedancia entrada

"mejoran" según el factor $1 + A\beta$

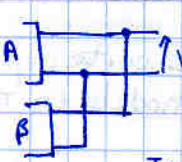
Cuidado con el significado de "mejoran", que cambia según el tipo de ampli:

$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta}$ $R_{if} = R_i (1 + A\beta)$

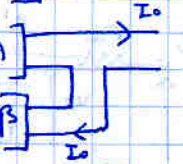
ej: ampli corriente, ampli tensión

muestra

tensión

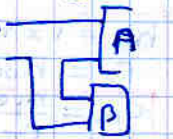


corriente

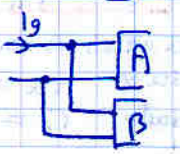


mezcla

tensión

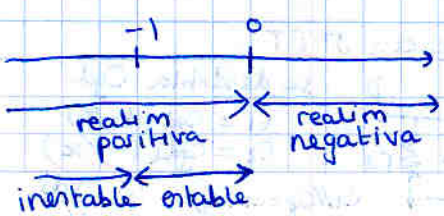


corriente



lógico

$(-A\beta)$: ganancia de lazo $X_i' = -A\beta X_i$



si $-A\beta = 1$ → osciladores

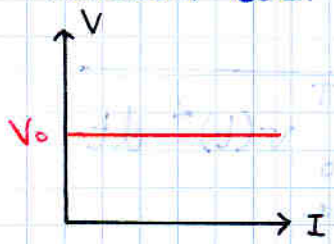
$|A\beta| = 1$

$\angle A\beta = 180°$

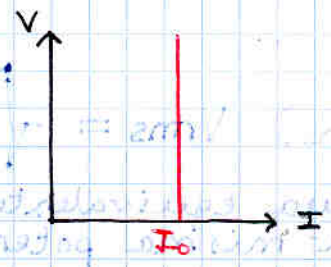
TEMA 1. INTRODUCCION A LAS FUENTES DE ALIMENTACION

Clasificación

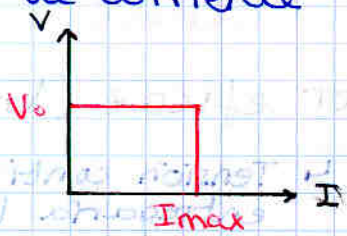
Tensión cte.



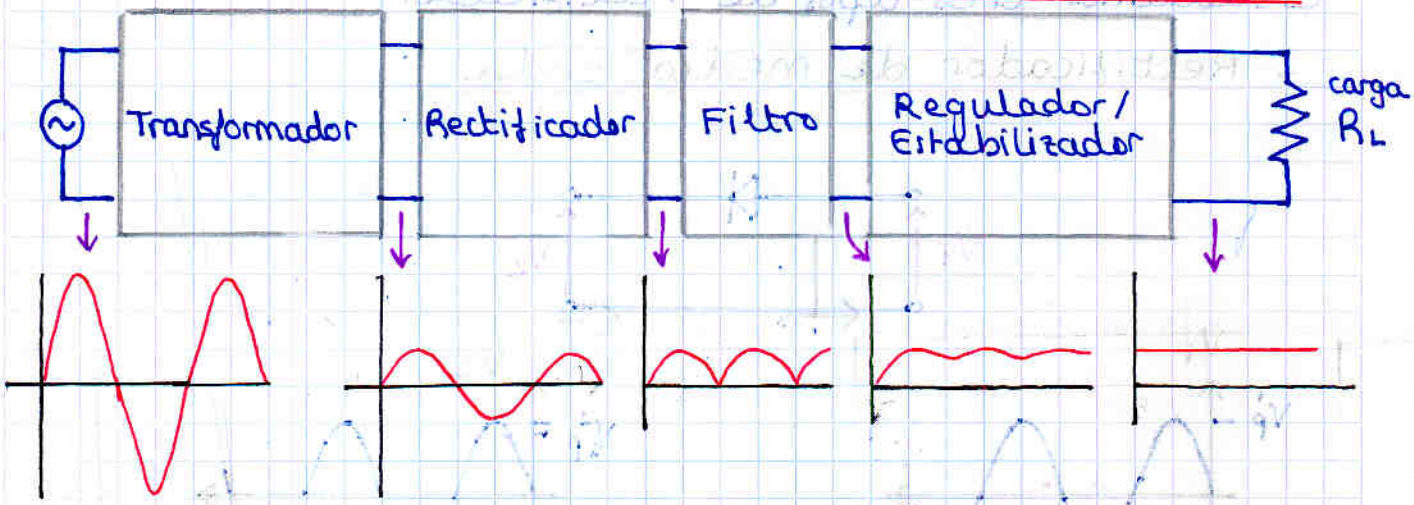
Corriente cte.



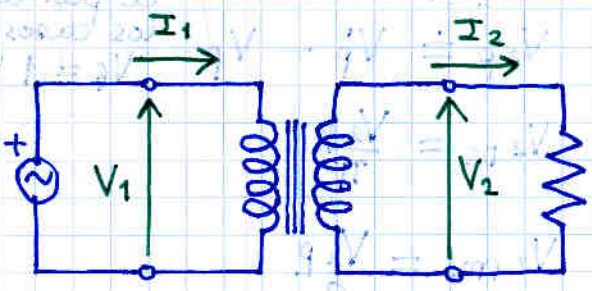
Tensión con limitador de corriente



Convertir corriente alterna en corriente continua



- **El transformador**



$$n = \frac{n_1}{n_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

$$P = V_1 I_1 = V_2 I_2$$

- **El fusible**

Se funde cuando pasa por él una Imax.
Se utiliza para evitar daños en otros componentes más caros

• Rectificador

Convierte la corriente alterna bidireccional en una corriente pulsante unidireccional

- Deficiones Previas

Valor medio (V_{DC}) $V_{DC} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,dt$

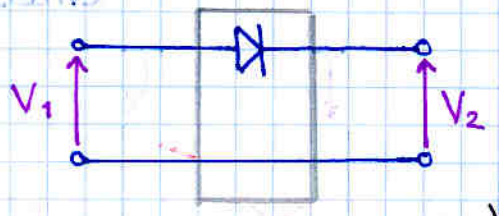
coincide con la componente continua ⚠

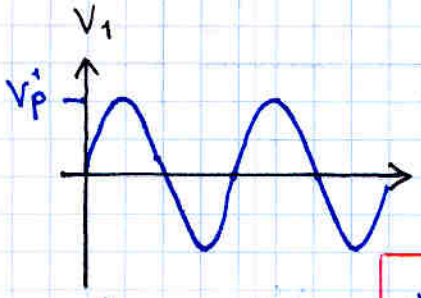
Valor eficaz (V_{rms}) $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2\,dt}$

↳ Tensión continua equivalente que entregaría la misma potencia

Estudiamos tres tipos de rectificador

- Rectificador de media onda

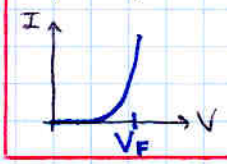


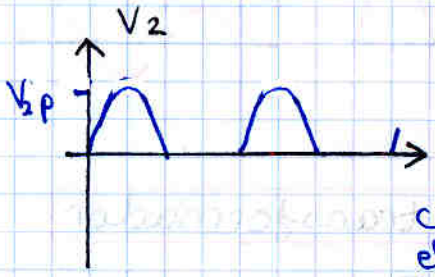


$V'_{DC} = 0\ V$

$V'_{rms} = \frac{V_{1p}}{\sqrt{2}}$

En el diodo hay una caída de tensión V_f ('f' de 'forward')





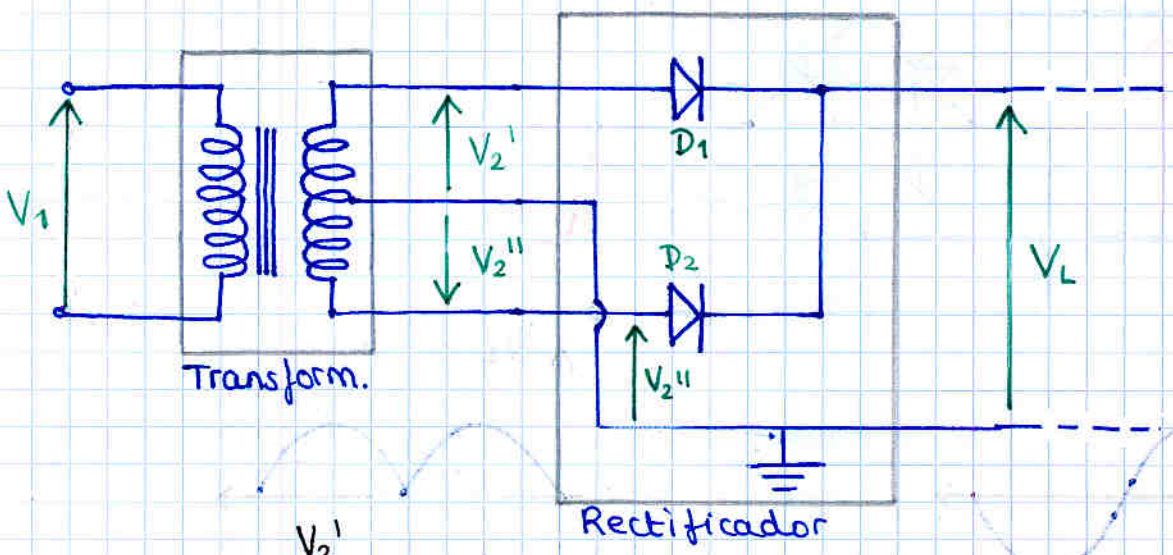
$V_{2p} = V'_p - V_f$

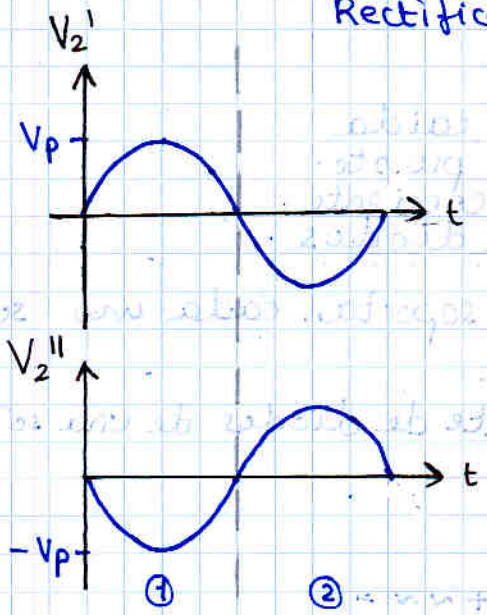
consideramos el peor de los casos $V_f = 1\ V$

$V_{2\,DC} = \frac{V_{2p}}{\pi}$

$V_{2\,rms} = \frac{V_{2p}}{2}$

- Rectificador de onda completa con dos diodos

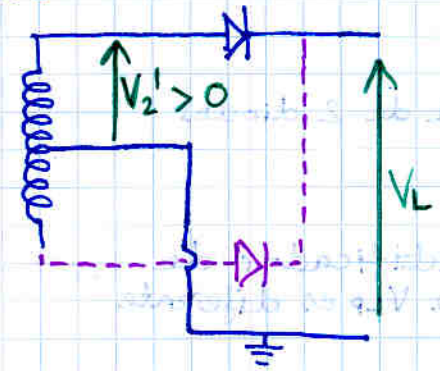




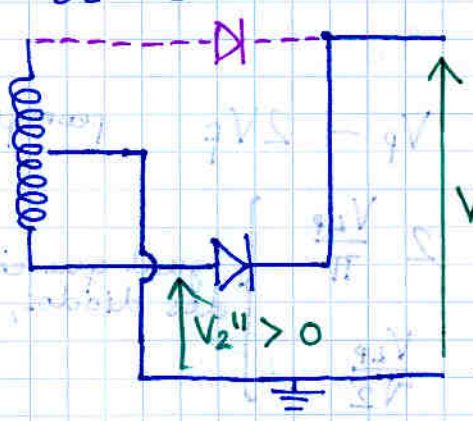
Desventajas:
- Requiere transformador con toma media
- En cada tramo, el diodo que esta en corte tiene que soportar $2V_p$ (V_p primario + V_p secundario)

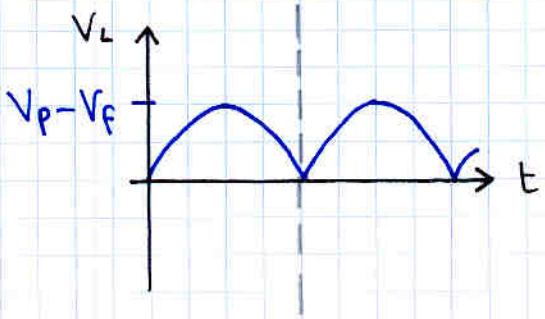
Ventajas
Al ser rectificador de onda completa tiene mayor valor medio y eficaz que el rectif de media onda

Tramo ①
D_1 - ON
D_2 - OFF



Tramo ②
D_1 - OFF
D_2 - ON



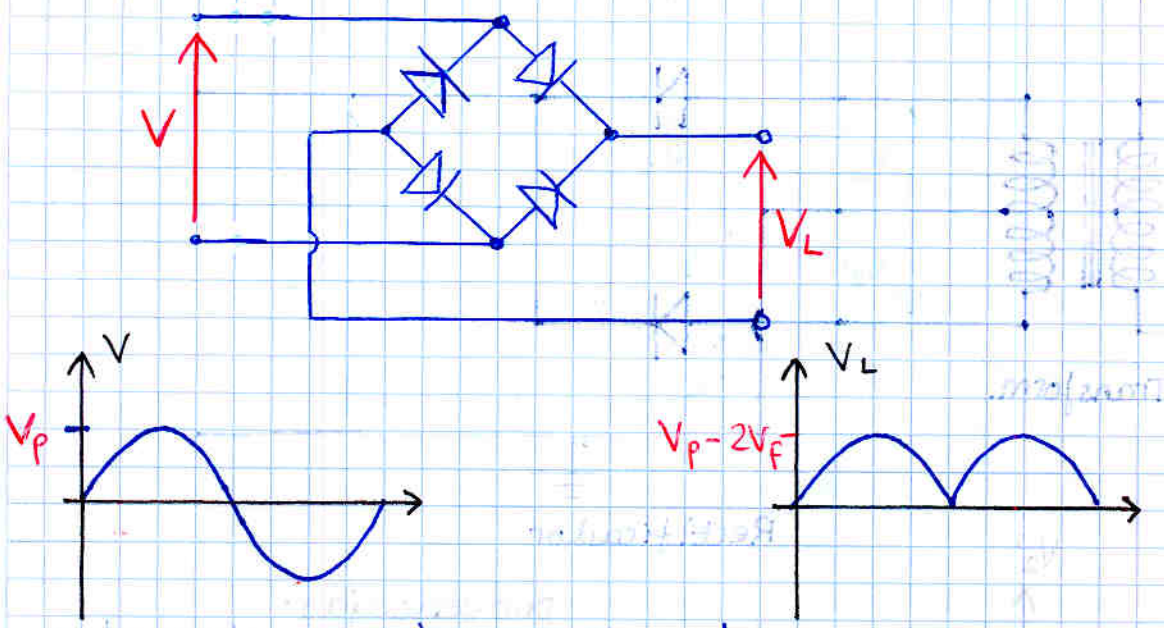


$$V_{Lp} = V_p - V_f$$

$$V_{L\,DC} = 2\,\frac{V_{Lp}}{\pi}$$ (el doble que en media onda)

$$V_{L\,rms} = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{2}}$$ (igual q. si fuera sinusoide)

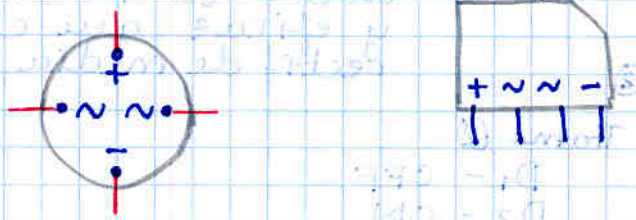
- Rectificador de onda completa - puente de diodos



hay una caida de $2V_f$ puesto que la corriente cruza 2 diodos

Los diodos en inversa soportan cada uno sólo V_p

se suele vender el puente de diodos de una sóla pieza



$V_{Lp} = V_p - 2V_f$ .. peor que en el de 2 diodos

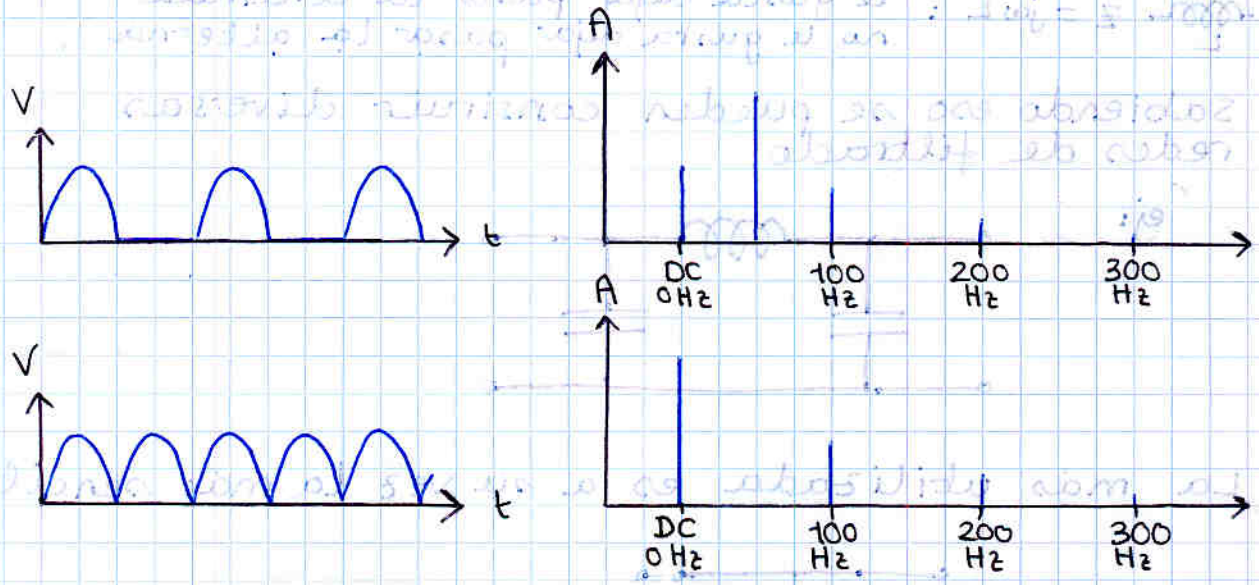
$V_{L\,DC} = 2\,\frac{V_{Lp}}{\pi}$

$V_{L\,rms} = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{2}}$

} igual que en el rectificador de dos diodos, aunque V_{Lp} es diferente

El filtro

- Concepto teorico



se trata de eliminar las componentes alternas y quedarnos unicamente con la componente continua.

- Definiciones previas

Factor de forma: $F = \frac{V_{rms}}{V_{DC}}$

- en continua $F = 1$
- en alterna pura $F = \infty$
- $1 < F < \infty$

Factor de rizado:

$R = \frac{V_{rms} \text{ de las componentes alternas}}{V_{DC}}$

- en continua $R = 0$
- en alterna pura $R = \infty$
- $0 < R < \infty$

ademas se puede demostrar: $R = \sqrt{F^2 - 1}$

ejemplos:

Rectificador media onda

$F = \frac{V_{rms}}{V_{DC}} = \frac{V_{LP}/2}{V_{LP}/\pi} = \frac{\pi}{2}$ $\quad R = \sqrt{(\pi/2)^2 - 1} = 121\,\%$

Rectificador onda completa

$F = \frac{V_{rms}}{V_{DC}} = \frac{V_{LP}/\sqrt{2}}{2V_{LP}/\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ $\quad R = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 1} = 48\,\%$

- Filtros

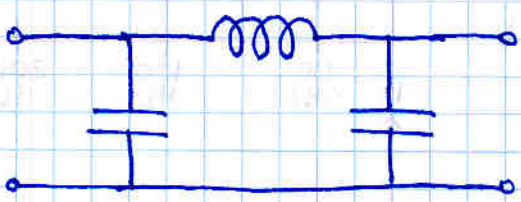
Se podría decir que

C: $z = \frac{1}{j\omega C}$: le gusta dejar pasar la alterna, bloquea la continua

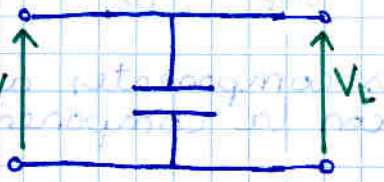
L: $z = j\omega L$: le gusta dejar pasar la continua, no le gusta dejar pasar la alterna

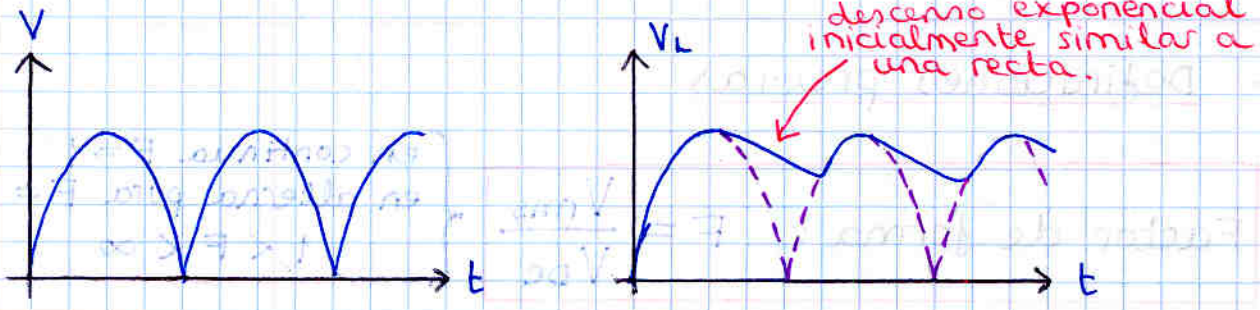
Sabiendo eso se pueden construir diversas redes de filtrado

ej:



La más utilizada es a su vez la más sencilla

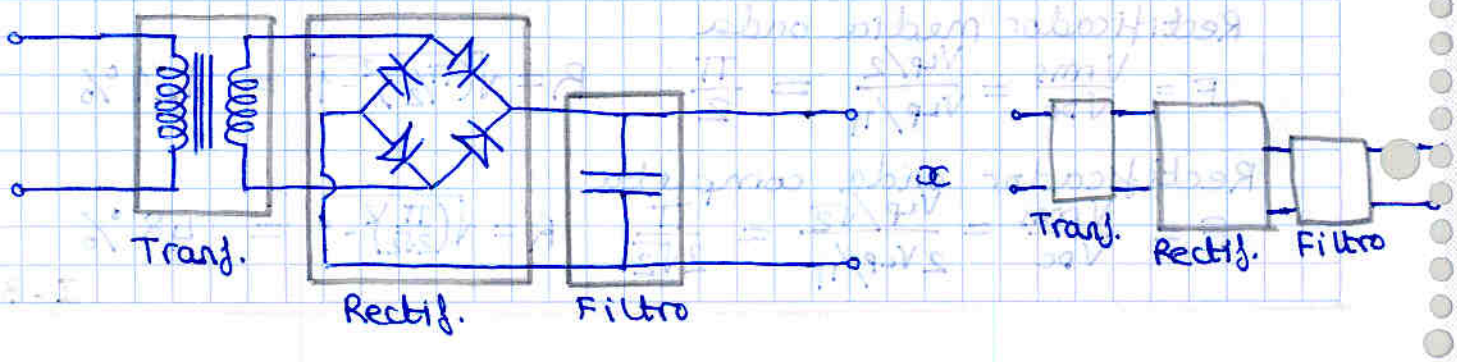




Almacena la carga durante la subida de la tensión para descargarse lentamente durante la bajada

Cuanto más grande sea el condensador, mejor se filtra, hay que saber elegir uno óptimo para la aplicación. Luego veremos cómo.

De momento, vemos como va quedando transformador + rectificador + filtro

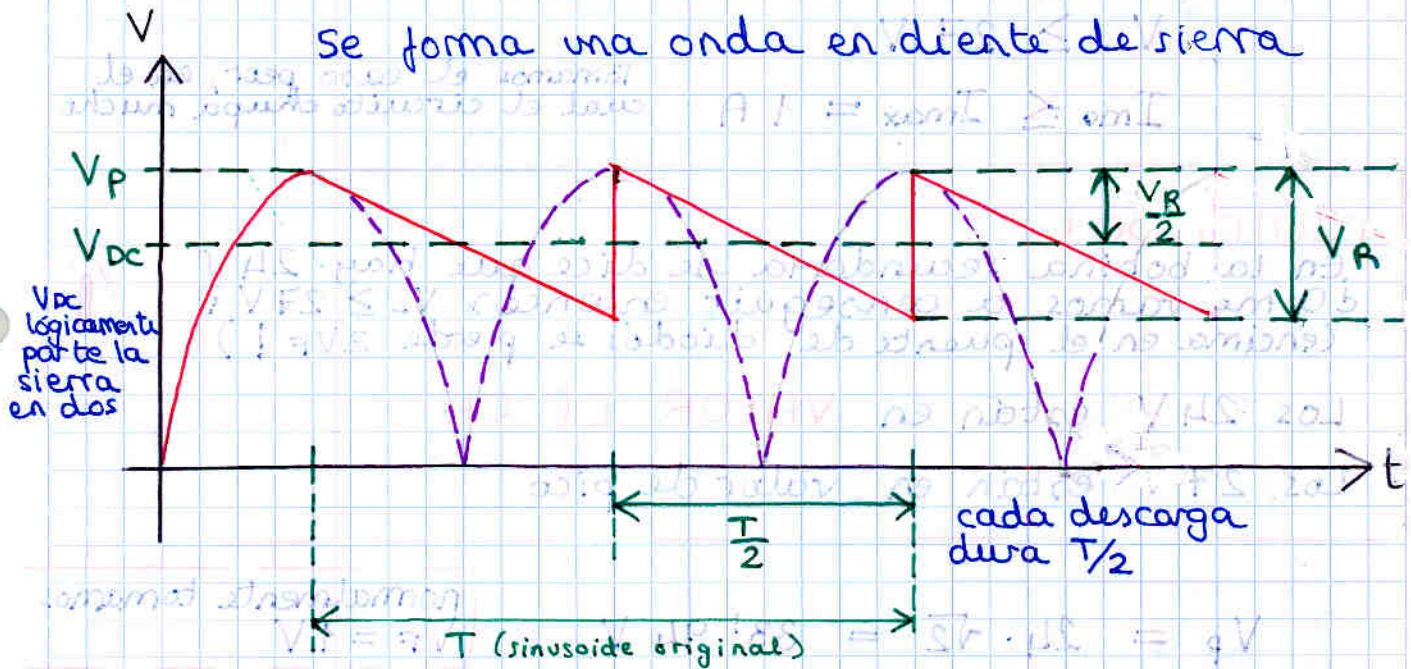


- Modelo aproximado

Para poder trabajar matemáticamente con el filtro vamos a hacer unas aproximaciones

- Como $\tau \gg T$ → descarga del C es una recta
- La descarga hacemos que llegue al centro de la sinusoide

Se forma una onda en diente de sierra



V_R: tensión de rizado: lo que queremos limitar

I_{DC}: lo definimos como el valor medio de la corriente (la que pasará por la carga R_L, o en una situación real será la que suministraríamos al circuito.)

Demostración

Sabemos que en un C $\quad dV = \frac{dQ}{C} = \frac{1}{C} i\,dt$

$dV = \frac{1}{C} i\,dt \xrightarrow{\text{aprox.}} \Delta V = \frac{1}{C} I_{DC}\,\Delta t$

de la gráfica: $\Delta V = V_R$, $\Delta t = T/2$ $\quad V_R = \frac{1}{C} I_{DC} \frac{T}{2}$ $\quad T = \frac{1}{f}$

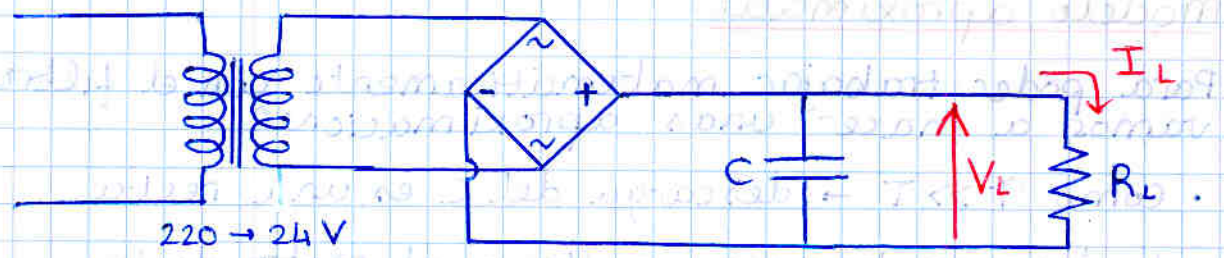
$$V_R = \frac{I_{DC}}{2Cf}$$

Otras fórmulas utiles y fáciles de deducir

$V_{DC} = V_P - \frac{V_r}{2}$ se ve en la gráfica

$\frac{V_{DC}}{I_{DC}} = R_L$ ley de Ohm

Ejercicio:



Calcular C que cumpla las condiciones

$V_L \geq 27\ V$

$I_L = I_{max} = 1\ A$ Tomamos el caso peor, en el cual el circuito chupa mucho

¡CUIDADO!
En la bobina secundaria se dice que hay 24 V ¿Como vamos a conseguir entonces $V_L \geq 27$ V? (encima en el puente de diodos se pierde $2V_F$!)

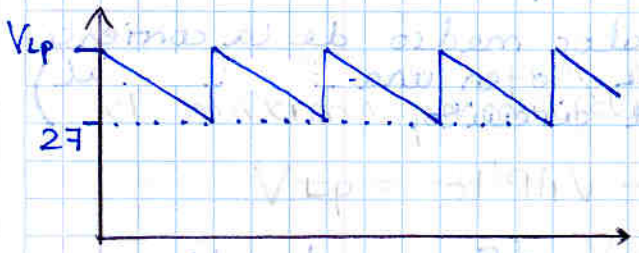
Los 24 V están en VALOR EFICAZ

Los 27 V están en valor de pico

normalmente tomamos $V_F = 1\ V$

$$V_p = 24 \cdot \sqrt{2} = 33'94\ V$$

$$V_{Lp} = V_p - 2V_F = 31'94\ V$$



$$V_{Rmax} = 31'94 - 27 = 4'94$$

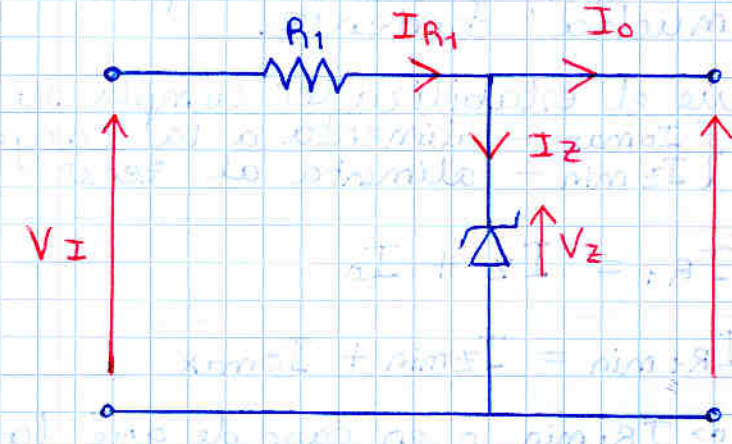
Utilizando la fórmula de la página anterior

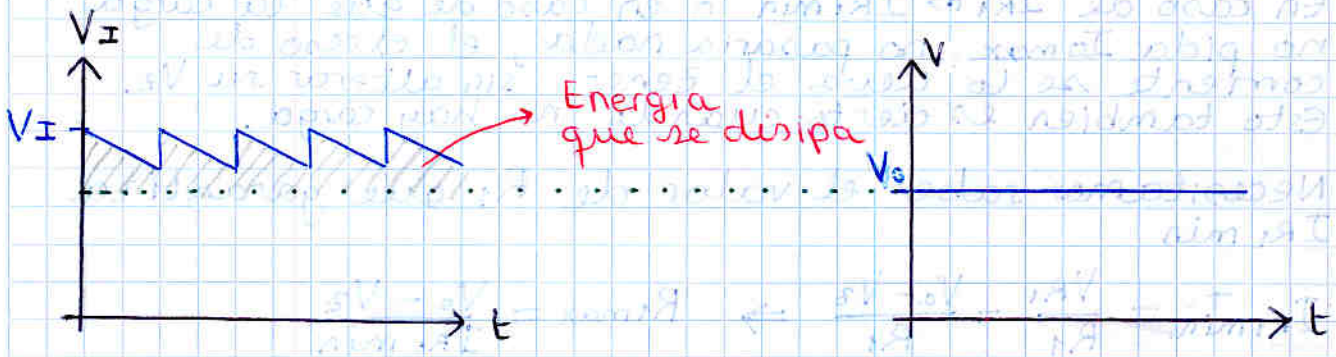
$$V_R = \frac{I_{DC}}{2Cf} \rightarrow C = \frac{I_{dc}}{2f V_R}$$

$$C_{min} = \frac{I_{max}}{2f V_{Rmax}} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 4'94} = 2024\ \mu F$$

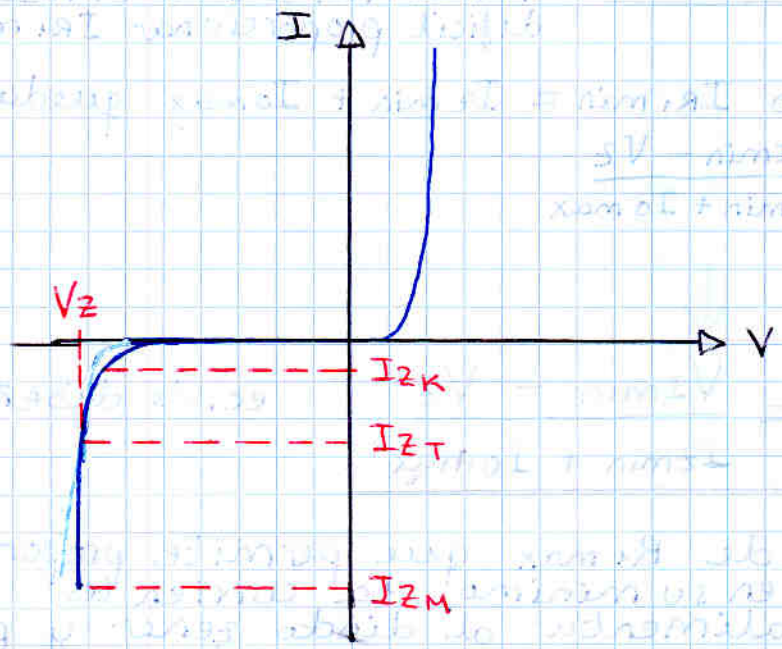
Existente más cercano por arriba $C = 2200\ \mu F$

• El estabilizador (con diodo Zener)





Curva característica del diodo zener



I_{ZK}: corriente de codo (knee)

I_{ZM}: corriente inversa máxima que soporta el zener

I_{ZT}: corriente de test para la que se define V_Z

Izmin: la mínima corriente que garantiza que el zener está en zona zener.

Si $I_z \geq I_{zmin} \Longrightarrow V_o = V_z$

Además la carga debe recibir corriente I_o que puede variar hasta un I_{omax}, que sería el peor caso, cuando la carga pide mucha corriente.

Por tanto, para que el estabilizador cumpla su función debe garantizar $\begin{cases} I_{omax} - \text{alimenta a la carga} \\ I_{zmin} - \text{alimenta al zener} \end{cases}$

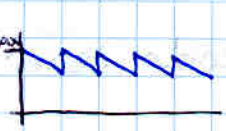
Se tiene $I_{R_1} = I_z + I_o$

$$\boxed{I_{R_1 min} = I_{zmin} + I_{omax}}$$

En caso de $I_{R_1} > I_{R_1 min}$ o en caso de que la carga no pida I_{omax}, no pasaría nada, el exceso de corriente se lo lleva el zener, sin alterar su V_z. Esto también es cierto cuando no hay carga.

Necesitamos saber el valor de R_1 que garantiza $I_{R_1 min}$

$$I_{R_1} = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V_I - V_z}{R_1} \Rightarrow R_{1max} = \frac{V_I - V_z}{I_{R_1 min}}$$

V_I no es cte 

tomamos el peor caso V_{Imin} (es el cual es más difícil proporcionar $I_{R_1 min}$)

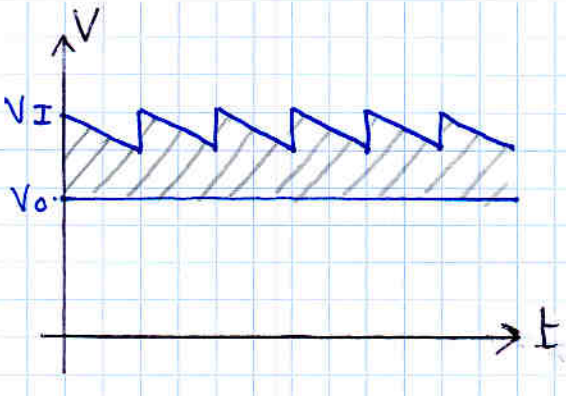
Además, sabiendo $I_{R_1 min} = I_{zmin} + I_{omax}$ queda:

$$R_{1max} = \frac{V_{Imin} - V_z}{I_{zmin} + I_{omax}}$$

$$\boxed{R_{1max} = \frac{V_{Imin} - V_z}{I_{zmin} + I_{omax}}} \quad \text{ec. de diseño}$$

Ése es el valor de R_{1max} que permite proporcionar, cuando V_I está en su mínimo, la corriente necesaria para alimentar al diodo zener y para alimentar a la carga cuando ésta pide una corriente máxima.

En los demás casos, se proporciona corriente de más, la cual chupa el zener



La energía sobrante se la llevan (disipando la) la resistencia y el zener.

Hay que conocer la potencia máxima que deberán soportar la resistencia y el zener.

Peor caso: $I_{R_1 max} = \frac{V_{I max} - V_o}{R_1}$

- Potencia de la resistencia:

Tomando como siempre el peor caso.

$$P_{R_1 max} = I_{R_1 max} \cdot V_{R_1 max} = \frac{(V_{I max} - V_o)^2}{R_1}$$

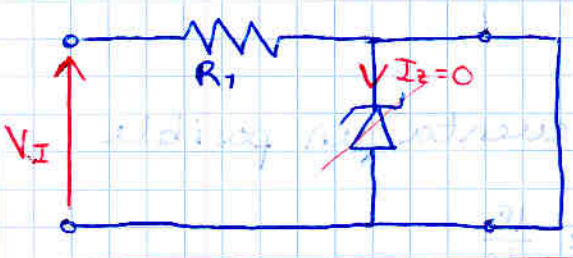
- Potencia del Zener

Si no hay carga, toda la I_{R_1} se la lleva

$$P_{Z max} = I_{R_1 max} \cdot V_Z$$

- Un caso más a tener en cuenta: cortocircuito

Si la carga estuviera en cortocircuito, pediría mucha corriente.
La potencia de la resistencia sería mayor.



$$I_{R_1 max (cort)} = \frac{V_{I max}}{R_1}$$

$$P_{R_1 max (cort)} = I_{R_1 max (cort)} \cdot V_{I max} = \frac{V_{I max}^2}{R_1}$$

ejemplo: Diseñar estabilizador con diodo Zener

$V_I = 16 \pm 2$ V

$V_o = 12$ V

$I_{o\,max} = 90$ mA

$I_{z\,min} = 10$ mA

$$\boxed{V_z = 12\ V}$$

$$R_{1\,max} = \frac{V_{I\,min} - V_o}{I_{z\,min} + I_{o\,max}} = \frac{14 - 12}{100\,m} = 20\,\Omega$$

$$\boxed{R_1 = 20\,\Omega}$$

Potencias:

$$I_{R\,max} = \frac{V_{I\,max} - V_o}{R} = \frac{18 - 12}{20} = 300\ mA$$

$$Pot\,R_1 = I_{R\,max} \cdot V_{R_1\,max}$$

$$= I_{R\,max} \cdot (V_{I\,max} - V_o) = 0'3 \cdot 6 = 1'8\ W$$

$$\boxed{Pot\,R_1 = 1'8\ W}$$

$$Pot\,z = I_{R\,max} \cdot V_z = 0'3 \cdot 12 = 3'6\ W$$

$$\boxed{Pot\,z = 3'6\ W}$$

Si quisieramos tener en cuenta un posible cortocircuito:

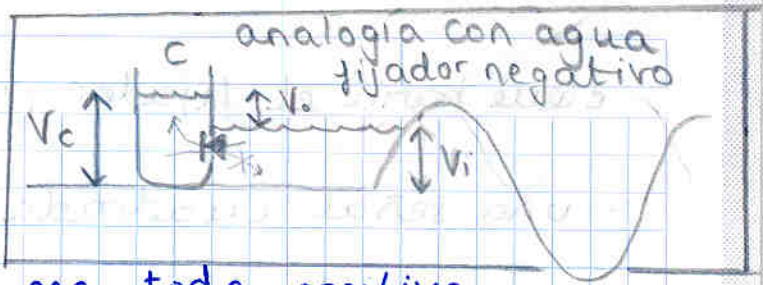
$$I_{R_1\,max}(cort) = \frac{V_{I\,max}}{R} = \frac{18}{20}$$

$$Pot\,R_1\,(cort) = I_{R_1\,max}\,(cort) \cdot V_{I\,max}$$

$$= \frac{18}{20} \cdot 18 = \frac{18^2}{20} = 16'2\ W$$

$$\boxed{Pot\,R_1\,(cort) = 16'2\ W}$$

Aumenta mucho la potencia necesaria en la resistencia.

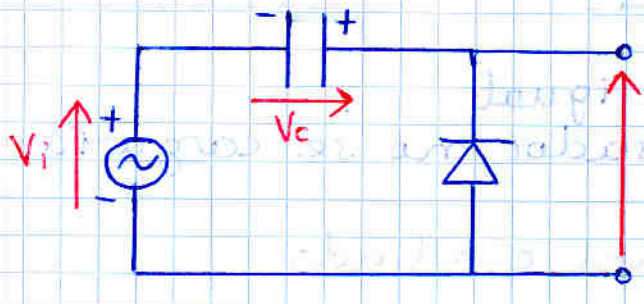


· Circuito Fijador

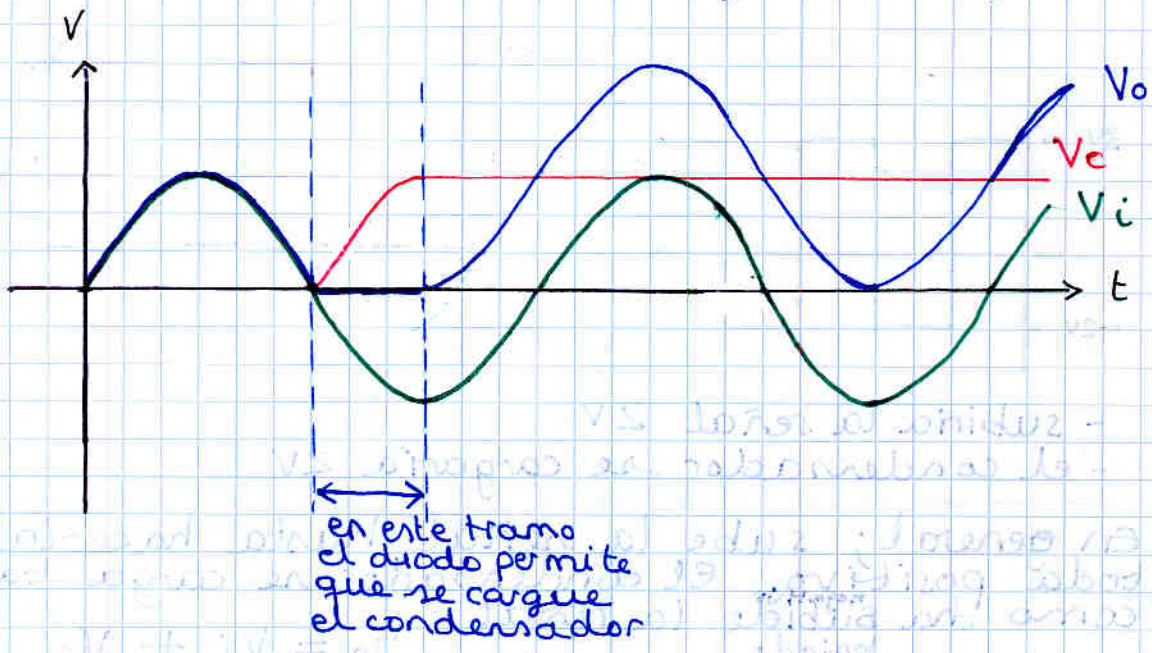
- Fijador Positivo:

Eleva la señal para que sea toda positiva.

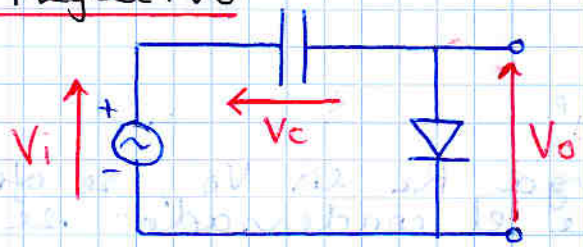
El diodo permite al condensador cargarse, pero no descargarse



$V_o = V_i + V_c$

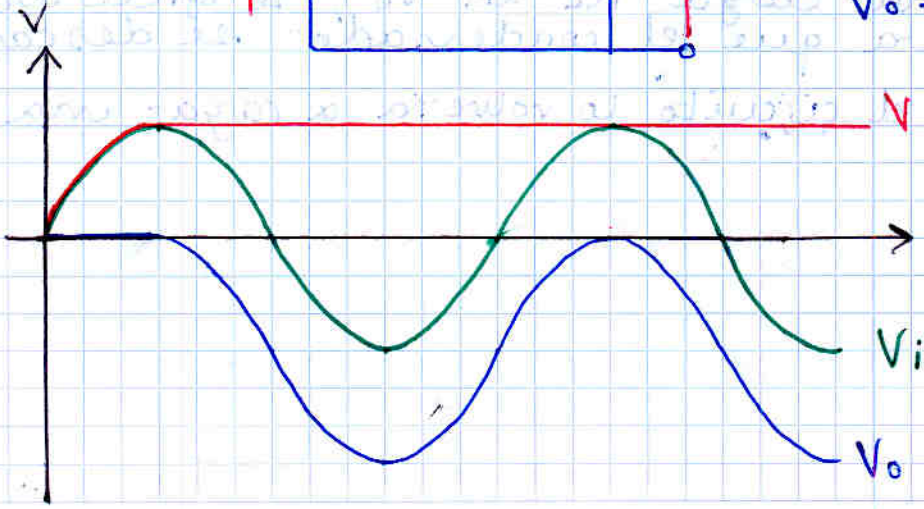


- Fijador negativo



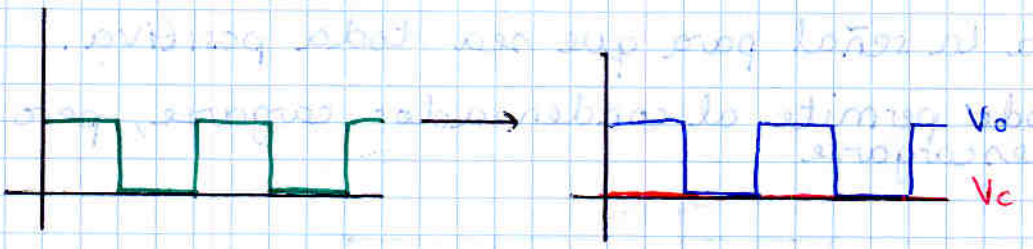
baja la señal para que sea toda negativa

$V_o = V_i - V_c$



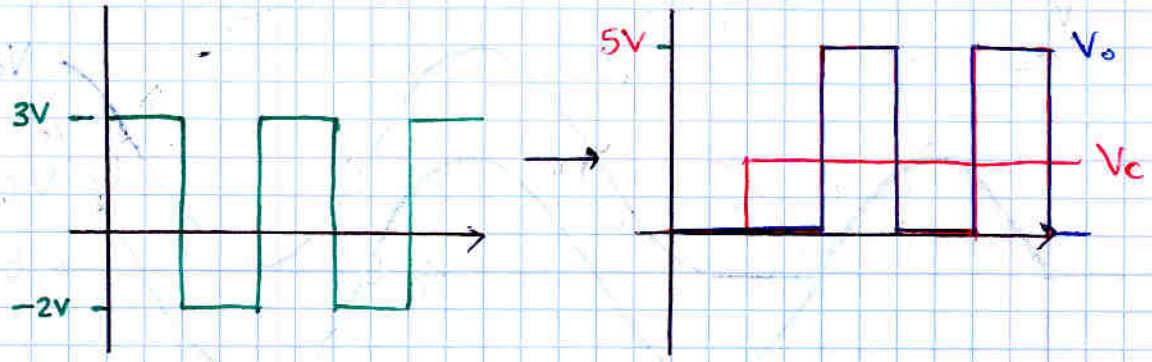
¿Que haria el fijador positivo ante...

- esta señal cuadrada?



- la dejaría igual
- el condensador no se cargaría

- esta otra señal cuadrada?



- subiria la señal 2V
- el condensador se cargaría 2V

En general; sube la señal hasta hacerla toda positiva. El condensador se carga tanto como ha subido (negativo) (bajado) la señal

fijador negativo

$$V_o = V_i \left(\frac{+}{-}\right) V_c$$

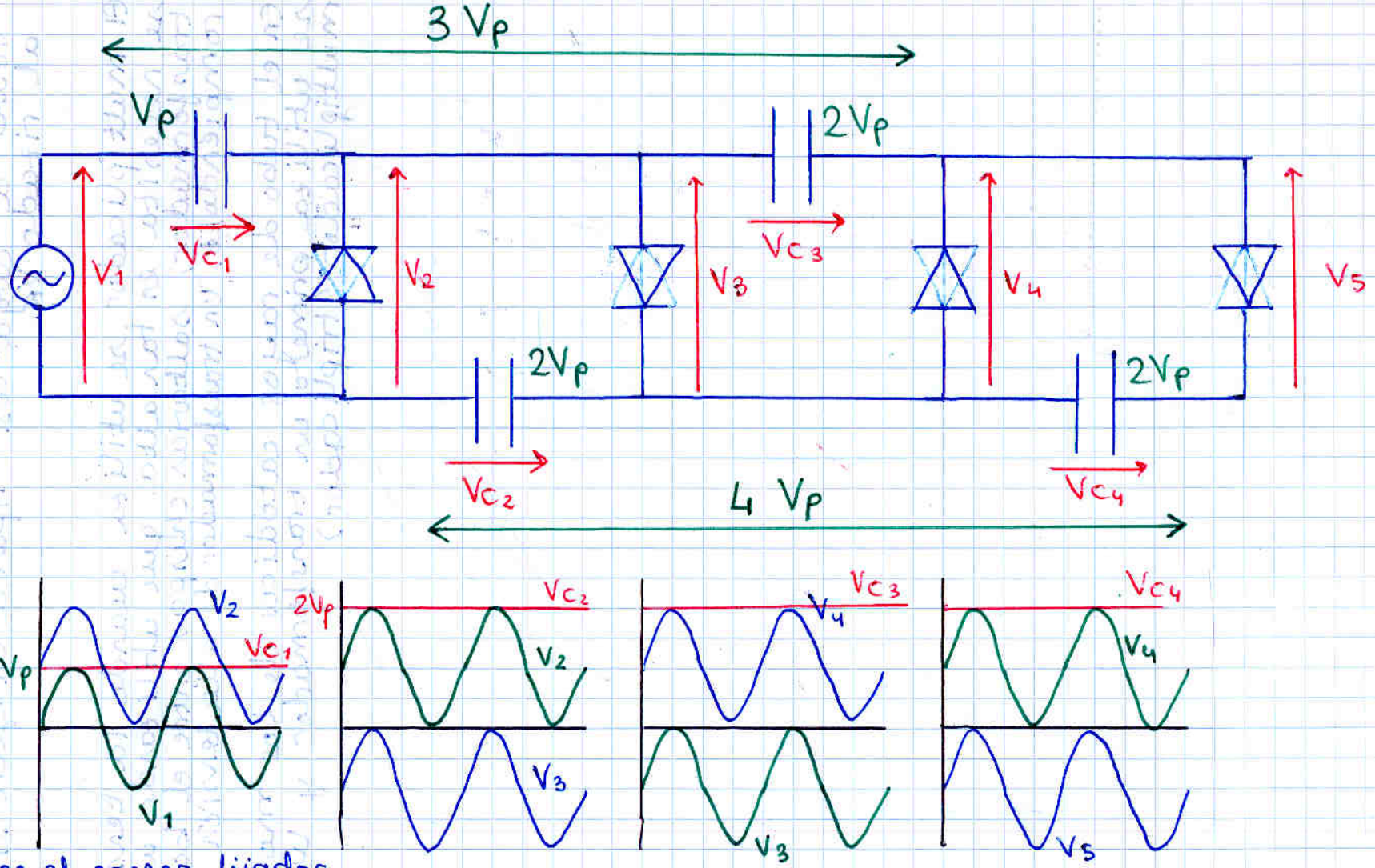
fijador negativo

Detalle importante

Al poner una carga R_L en V_o, se ofrece un camino para que el condensador se descargue, obviamente el fijador lo volveria a cargar una y otra vez

Multiplicador

Consiste en tantos fijadores como se desee, uno tras otro.



en el primer fijador se mueve la señal Vp, y el C_1 se carga a Vp

En los sucesivos fijadores, se va subiendo y bajando la señal 2Vp cada vez, los condensadores se cargan 2Vp cada uno

la utilidad es que ahora podemos utilizar la tensión de los condensadores, que es una tensión continua múltiplo de Vp (multiplicador)

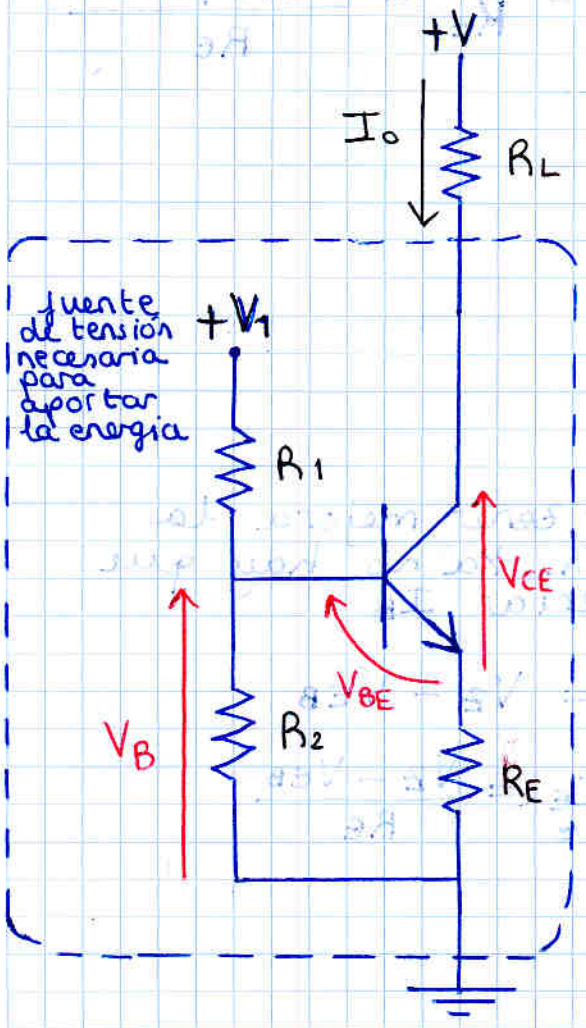
Problema: al conectar la carga, los C pueden descargarse, y el circuito tiende a volver a cargarlos. Aparece un efecto similar al rizado VR.

El multiplicador se utiliza cuando la tensión que se necesita es tan alta que utilizando un transformador, saltarían chispas entre el bobinado, rompiéndolo. Un transformador de alta tensión es muy caro.

En el tubo de rayos catódicos de los monitores se utiliza primero un transformador y luego un multiplicador (triplicador)

TEMA 2. POLARIZACIÓN DE CIRCUITOS INTEGRADOS

• Fuentes de corriente



Aproximación: $I_B \simeq 0$

$$V_B = V_1 \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{V_1 \frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_o = I_C \simeq I_E$$

$0'7\,V$

$$I_o \simeq \frac{V_1 \frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{R_E}$$

Todo constante, que se puede decidir en el diseño.

I_o no depende de R_L
⇒ Definición de fuente de corriente

PERO

Todo lo anterior es válido sólo si $V_{CE} > V_{CE\,SAT}$

Tiene sentido que haya un límite al valor de R_L para que el generador funcione.

Si I_o fuera siempre constante, podríamos poner una R_L tan grande que $I_o \cdot R_L$ supere la tensión suministrada $+V$, lo cual no tendría sentido.

En la práctica, un R_L muy grande hace $V_{CE} \leq V_{CE\,SAT}$ y ya no se comportaría como generador de corriente.

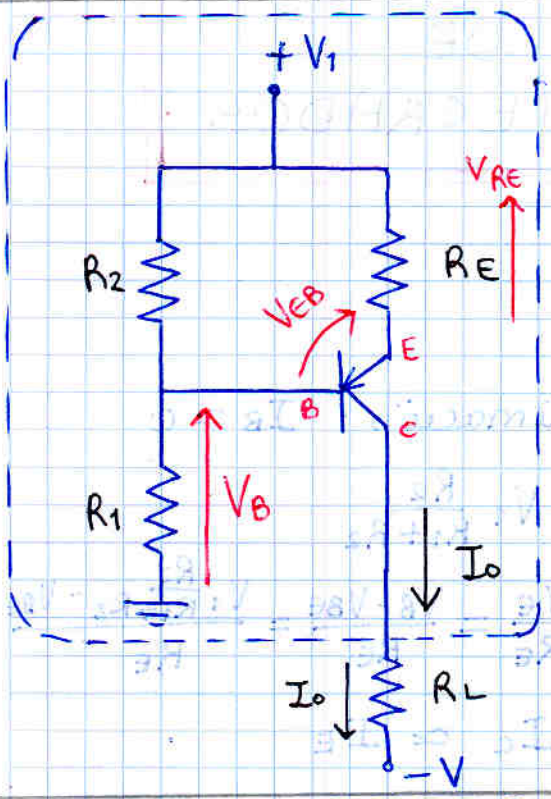
ej: $+V = 20\,V$
$R_E = 0'5\,K$
$I_o = 10\,mA$

II-1

si $R_L = 1K \Rightarrow V_{CE} = (+V - I_o R_L - I_o R_E) = 5\,V > V_{CE\,SAT}$

si $R_L = 2K \Rightarrow V_{CE} = (+V - I_o R_L - I_o R_E) = -10\,V \Rightarrow$ saturación
$I_o \neq 10\,mA$

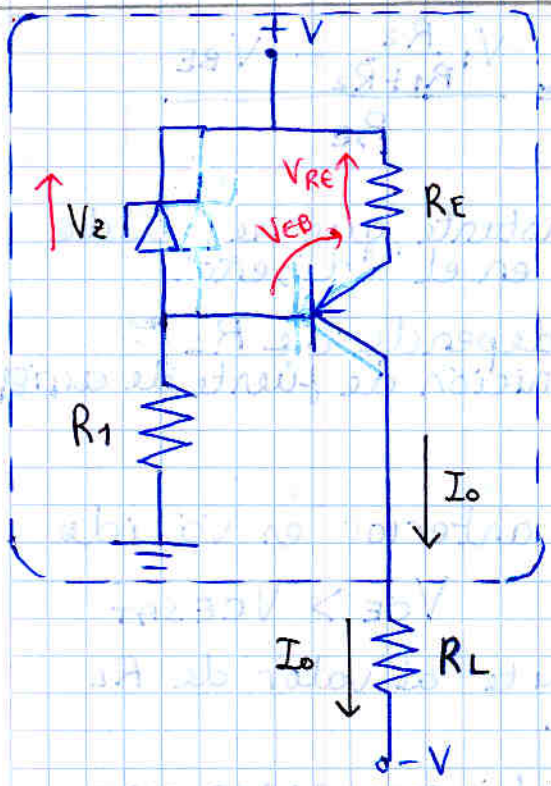
Otras fuentes



$$V_B = V_1 \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$V_{RE} = V_1 - V_1 \frac{R_1}{R_2+R_1} - V_{EB}$$

$$I_o \simeq I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_1\left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right) - V_{EB}}{R_E}$$

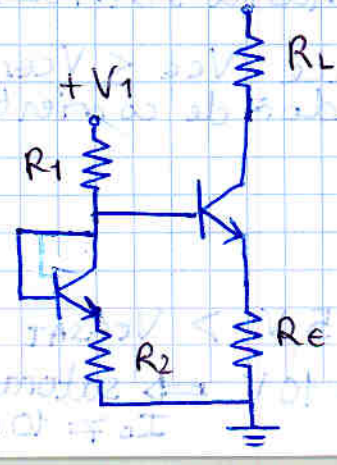


Al poner Zener mejora la precisión. Ya no hay que despreciar I_B

$$V_{RE} = V_Z - V_{EB}$$

$$I_o \simeq I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

Mejora ante la temperatura



V_{BE} o V_{EB} siempre aparece en las fórmulas de I_o.

$V_{BE} = -V_{EB}$ puede cambiar mucho con la temperatura:

Para regular este cambio se añade otro transistor que al estar a la misma temperatura, compensa la variación de V_{BE}

Espejo de corriente

Concepto: Por una rama directora se hace pasar una corriente de referencia I_R; En otra rama aparece entonces $I_o \simeq I_R$

¿Cómo? Utilizando dos transistores gemelos a los cuales les unimos las bases y los emisores, consiguiendo así idéntica V_{BE}. Al compartir todas las características tienen misma I_C.

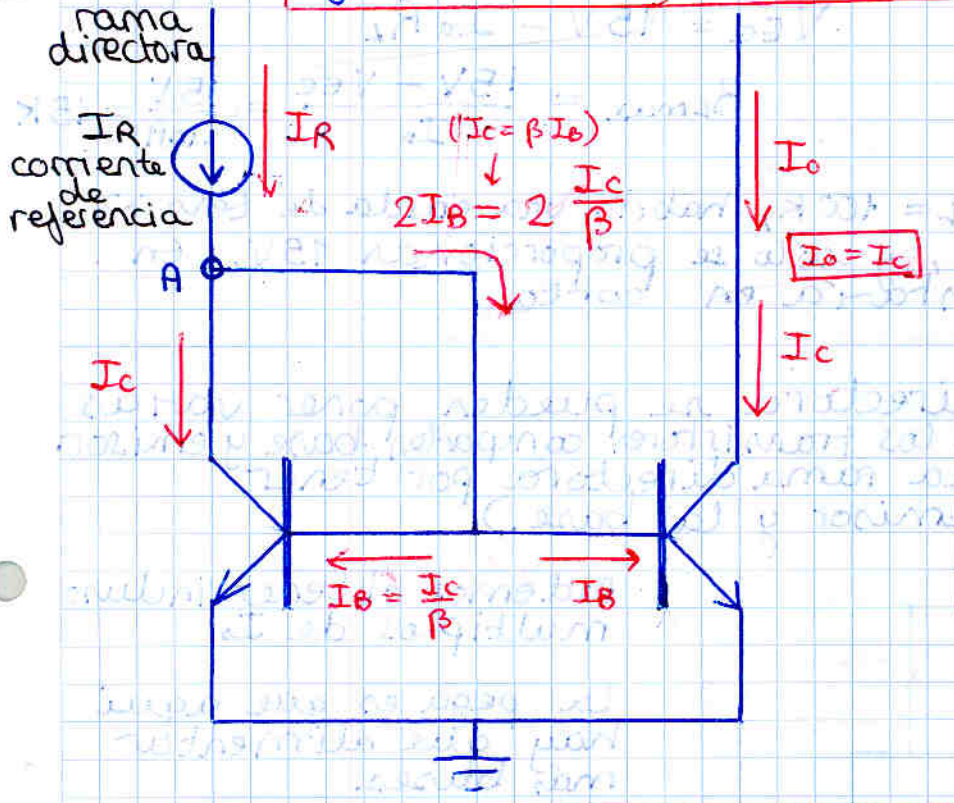
Ya que $I_C = I_S\left(e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} - 1\right)$ $\quad I_{S1} \equiv I_{S2}$ $\quad V_T$ es una cte $= 25'26\,mV$

$V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$

si se entiende esto, se entiende TODO →

$V_{BE1} = V_{BE2} \Longrightarrow I_{C1} = I_{C2} =: I_o$ y zona activa

Recuerda
$I_C = \beta I_B$
$I_E = (\beta+1) I_B$



Ley de Kirchoff en A

$$I_C = I_R - 2\frac{I_C}{\beta}$$

$$I_C\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) = I_R$$

$$I_C\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right) = I_R$$

$$I_C = I_R\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)$$

$I_C = I_o$

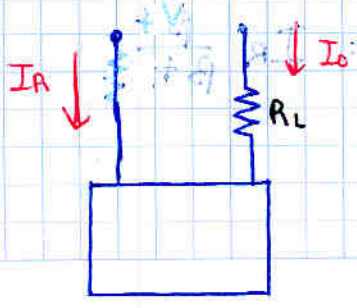
$$I_o = I_R\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)$$

$\beta \gg 1$

para $\beta = 100$ $\quad \frac{\beta}{\beta+2} = 0'98$

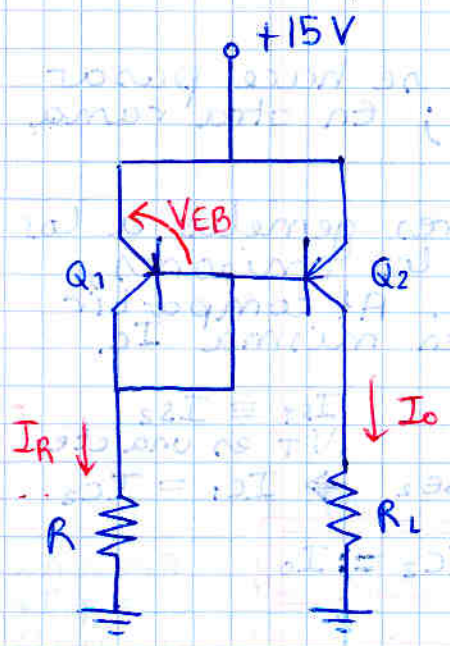
si los transistores están en zona activa $\quad I_o = I_R\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)$

$V_{CE} > V_{CESAT}$ $\quad I_o \simeq I_R$



ejemplo (ahora los transistores son PNP)

Calcular R para que $I_R = I_o = 1\,mA$



Eligiendo R adecuada conseguimos 'calibrar' I_R para que sea 1mA

Recuerda: $V_{EB} = 0'6\ V$

$$\frac{15 - V_{EB}}{R} = 1\,mA$$

$$R = \frac{15 - 0'6}{1} = 14'4\ K$$

NOTA:
En lugar de trabajar con {V, A, Ω}
es mejor trabajar con {V, mA, KΩ}

Calcular R_L máxima:

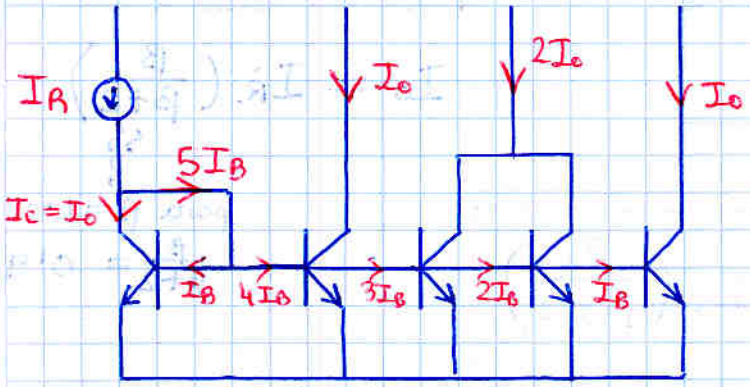
$$V_{EC} \geq V_{ECSAT} \simeq 0'2 \simeq 0$$

$$V_{EC} = 15\,V - I_o R_L$$

$$R_{Lmax} = \frac{15V - V_{EC}}{I_o} = \frac{15V}{1mA} = 15\,K$$

Si tomáramos $R_L = 100\,K$, habría una caída de tensión $R_L \cdot I_o$ de 100 V, y sólo se proporcionan 15V. En ese caso Q_2 estaría en ~~corte~~ saturación

Con una rama directora se pueden poner varias reflejadas. Todos los transistores comparten base y emisor. (Identificaremos la rama directora por tener conectado el colector y la base.)



Podemos obtener incluso múltiplos de I_o

La pega es que aquí hay que alimentar más bases.

$$I_c = I_o = I_R - nI_B$$

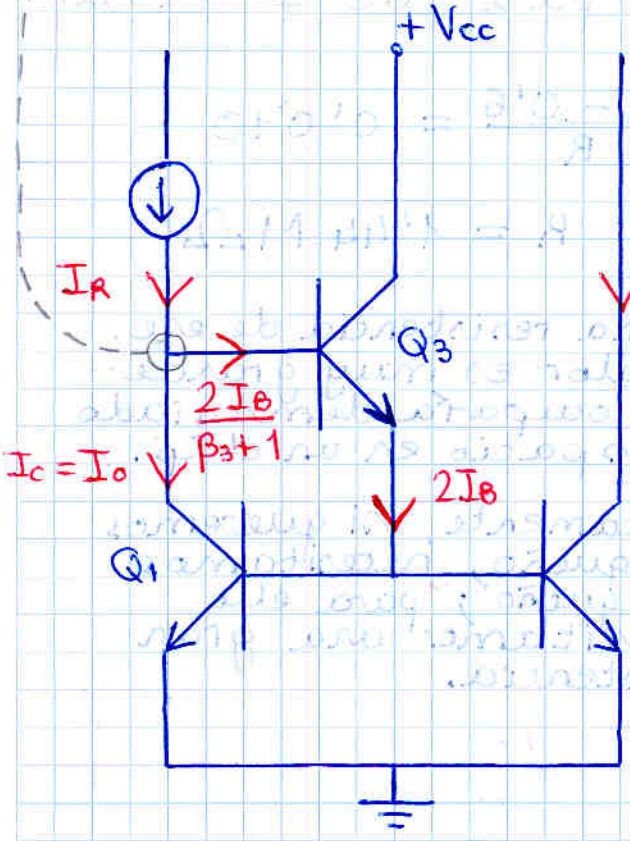
Y esa alimentación sale de I_R; cuanto más salga, menos se parecen I_R e $I_c = I_o$

con n transistores:

$$I_o = I_R \frac{\beta}{\beta + n}$$

Fuente Wildson

Concepto: Con el fin de minimizar la cantidad de corriente que se pierde de I_R para alimentar las bases (marca la diferencia entre I_R e $I_c = I_o$) se utiliza para ello un transistor



en Q_3 $I_{E_3} = 2I_{B_1} \rightarrow I_{B_3} = \frac{I_{E_3}}{\beta_3+1} = \frac{2I_{B_1}}{\beta_3+1}$

$$I_c = I_R - \frac{2I_B}{\beta_3+1}$$

$$\downarrow \quad I_B = \frac{I_c}{\beta}$$

$$I_c = I_R - 2\frac{I_c}{\beta(\beta_3+1)}$$

despejando I_c y sabiendo que $I_c = I_o$

$$\boxed{I_o = I_R \frac{\beta}{\beta + \frac{2}{\beta_3+1}}}$$

antes era 2
Ahora es practicamente 0

ej $\beta = 100$

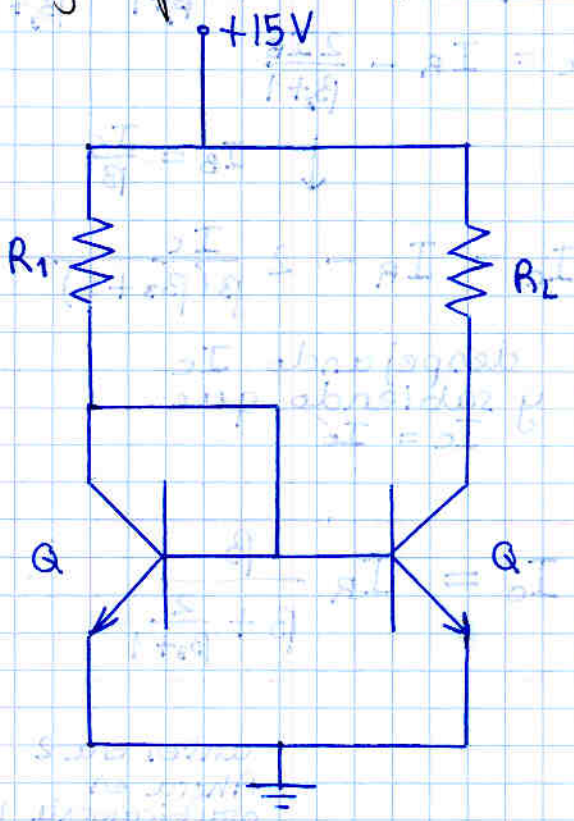
fuente normal: $\frac{\beta}{\beta+2} = 0'98$

fuente wildson: $\frac{\beta}{\beta+\frac{2}{\beta+1}} = 0'9998$

Fuente Widlar

¿Porqué?: Las fuentes vistas anteriormente tienen un problema; si queremos corrientes pequeñas necesitamos resistencias muy grandes! Veamos un ejemplo:

ejemplo: Calcula R_1 para que $I_o = 10\,\mu A$



$$\frac{15 - 0'6}{R} = 0'010$$

$$R = 1'44\ M\Omega$$

Una resistencia de ese valor es muy grande y ocuparía demasiado espacio en un chip.

Logicamente, si queremos I_o pequeño, necesitamos I_R pequeño; para ello necesitamos una gran resistencia.

Widlar inventó una fuente en la que $I_o \neq I_R$, pero si que tienen una relación.
Así para conseguir I_o pequeñas ya no se necesitan I_R pequeñas.

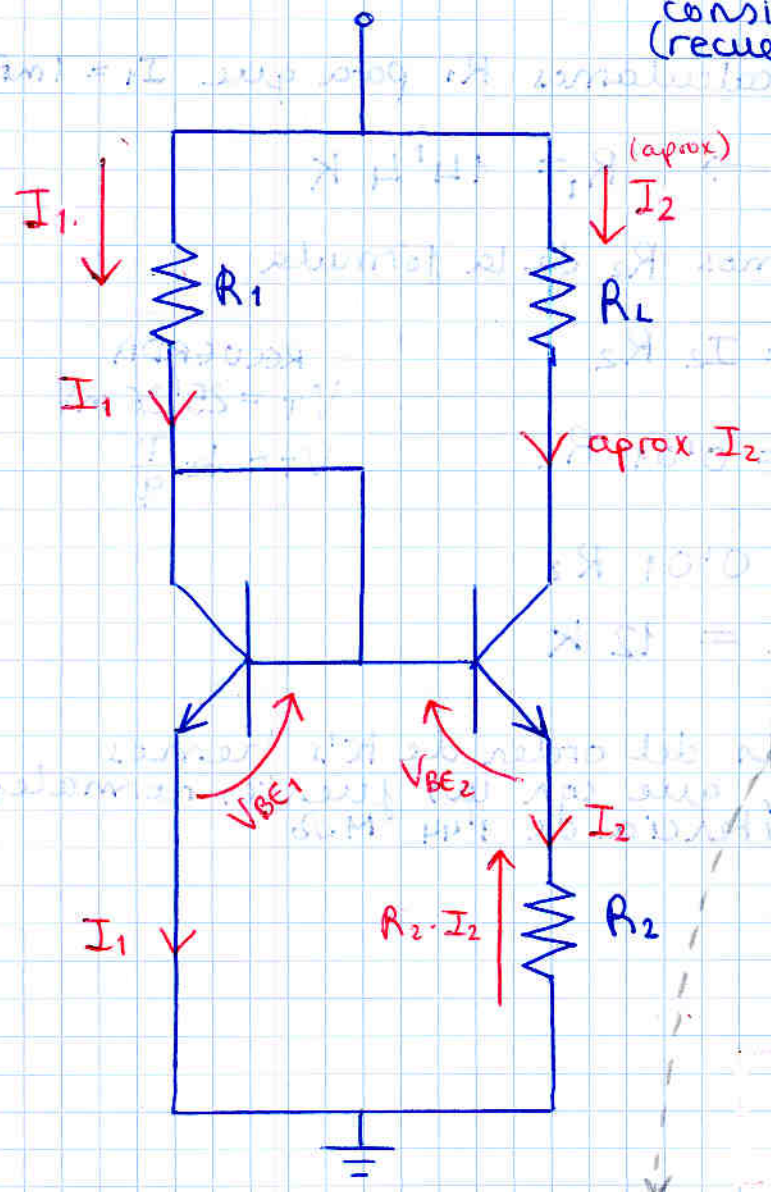
Veamos como:

Fuente Widlar

Concepto: Para no necesitar grandes resistencias, en la fuente Widlar $I_o \neq I_R$, por lo que no necesitamos I_R pequeña para conseguir I_o pequeña.

Para ello, los transistores 'gemelos' ya no serán tan gemelos.

Para simplificar consideramos $I_E = I_C \Rightarrow I_B = 0$
(recuerda: $I_B + I_C = I_E$)



Por un lado:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

despejando V_{BE}

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

Por otro lado, se puede ver fácilmente

$$\left.\begin{matrix} V_{B1} = V_{B2} \\ V_{E1} \neq V_{E2} \end{matrix}\right\} V_{BE1} \neq V_{BE2}$$

$$\boxed{V_{BE1} - V_{BE2} = I_2 R_2}\ *$$

Sustituyendo V_{BE} utilizando la fórmula de arriba

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} = I_2 R_2$$

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2$$

$$\left.\begin{matrix} I_{C1} = I_1 \\ I_{C2} = I_2 \end{matrix}\right\} \text{despreciando } I_B$$

$$\boxed{V_T \ln \frac{I_1}{I_2} = I_2 R_2}$$

Para conseguir cierta I_o hay que elegir I_1 y R_2

Fijamos I_1 arbitrario (pero valor adecuado) para luego obtener R_2

* ¿V_{BE} no lo tomábamos siempre constante $V_{BE} = 0'6$ V? ¿Cómo es posible que sean diferentes?

La diferencia entre V_{BE1} y V_{BE2} es de $I_2 R_2$. Esta fuente se utiliza para I_2 ~~bb~~, así que la diferencia es de mV (ambos casi 0'6 V)

Esa pequeña diferencia (debida a muy distintas I_C's) marca la gran diferencia del circuito.

Ejemplo: (En figura anterior)
Calcular R_1 y R_2 para que $I_2 = 10\,\mu A$
La alimentación es de +15 V

tenemos $\boxed{V_T \ln \frac{I_1}{I_2} = I_2 R_2}$

hay que determinar tanto I_1 como R_2

I_1 lo fijamos de manera arbitraria tal que para conseguirlo no se necesite un R_1 grande

$I_1 = 1\,mA$

Elegido $I_1 = 1mA$, calculamos R_1 para que $I_1 = 1mA$

$$\frac{15 - 0'6}{R_1} = 1 \rightarrow R_1 = 14'4\,K$$

(15 = V, 0'6 = V_{BE})

Fijado I_1, despejamos R_2 de la fórmula

$$V_T \ln \frac{I_1}{I_2} = I_2 R_2$$

$$V_T \ln \frac{1}{0'01} = 0'01\, R_2$$

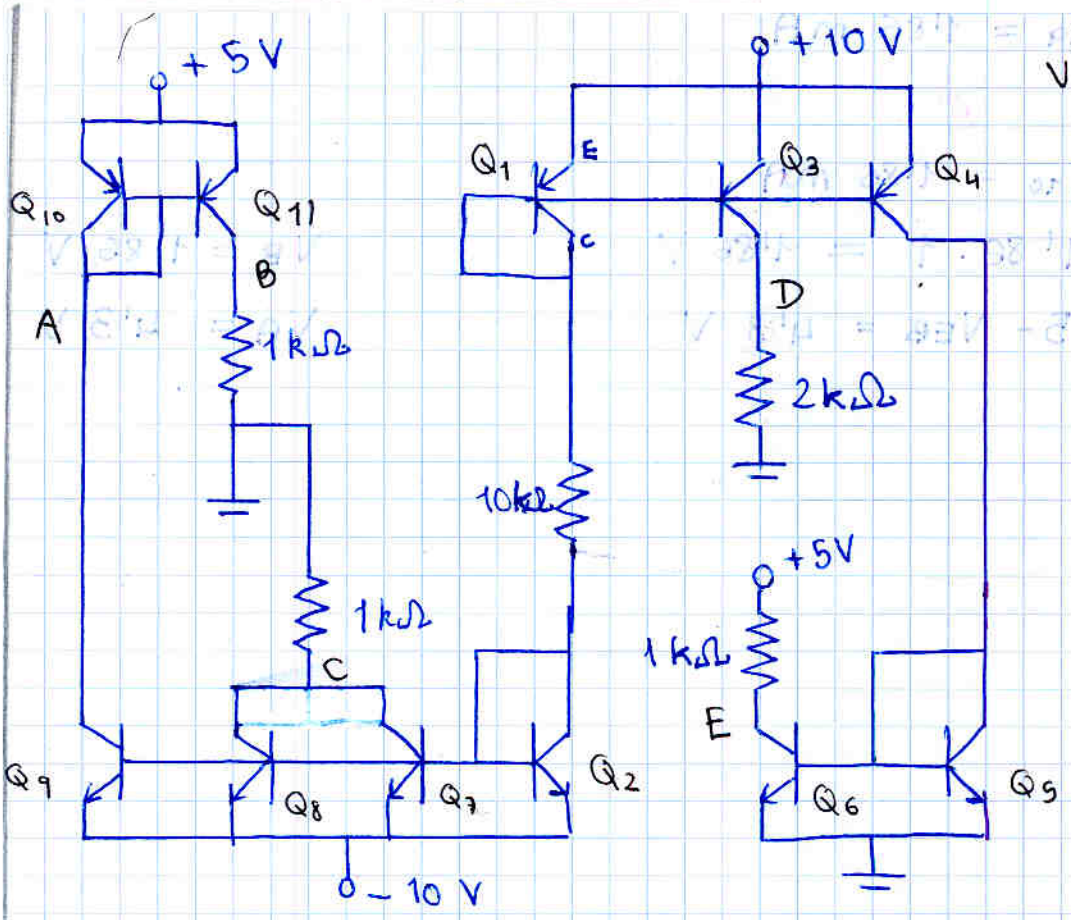
$$0'12 = 0'01\, R_2$$

$$R_2 = 12\,K$$

RECUERDA
$V_T = 25'26\,mV$
$V_T = k\frac{T}{q}$

Con dos resistencias del orden de K's hemos conseguido 10 μA, que con las fuentes normales requería una resistencia de 1'44 MΩ

Ejercicio espejo de corriente



$$I_{Q_1Q_2} = I_{ref} = \frac{10-(-10)-V_{EB_1}-V_{EB_2}}{10\,k}$$

$$= 1'86\ mA \qquad V_{EB} = 0'7$$

$$I_o = I_{ref}\,\frac{\beta}{\beta+n} \quad (n \to 1)$$

Con los espejos de corriente podemos saber la intensidad de cada rama

$I_{Q_3} = 1'86\ mA$

$\Rightarrow V_D = 1'86 \cdot 2 = 3'72\ V$ $\qquad V_D = 3'72\ V$

$I_{Q_4} = 1'86\ mA = I_{Q_5}$

$I_{Q_6} = 1'86\ mA$

$\Rightarrow V_E = +5 - (1'86 \cdot 1) = 3'14\ V$ $\qquad V_E = 3'14\ V$

$I_{Q_7} = I_{Q_8} = I_{Q_9} = I_{Q_2} = 1'86\ mA$

$I_C = I_{Q_8} + I_{Q_7} = 3'72\ mA$

$\Rightarrow V_C = (0) - 3'72 \cdot 1 = -3'72\ V$ $\qquad V_C = -3'72\ V$

Podemos comprobar que los transistores trabajan en zona activa comprobando que $V_{CE} > 0$ para transistor N (normal)
$V_{EC} > 0$ para transistor P

cuidado ; $I_B \neq I_C$, hay una conexion a tierra por medio

$I_{Q10} = I_{Q9} = 1'86$ mA

Por espejo

$I_{Q11} = I_{Q10} = 1'86$ mA

$\Rightarrow V_B = 1'86 \cdot 1 = 1'86$ V

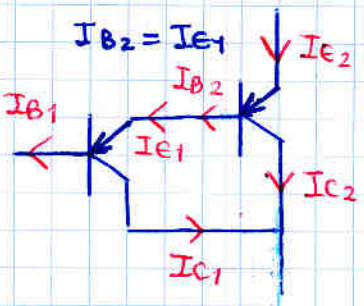
$\Rightarrow V_A = 5 - V_{EB} = 4'3$ V

$V_B = 1'86$ V

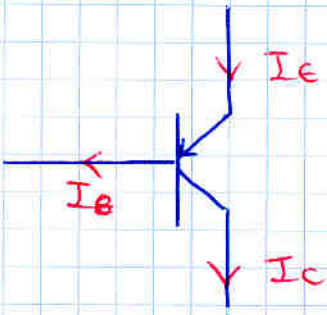
$V_A = 4'3$ V

Transistor Darlington

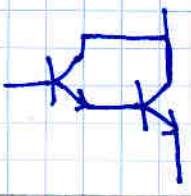
Uniendo dos transistores se consigue un transistor con una β mucho mayor



$\equiv$



con transistor NPN



$I_{C_2} = \beta_2 \cdot I_{B_2}$

$I_{C_2} = \beta_2 \cdot I_{E_1}$

$I_{C_2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B_1}$

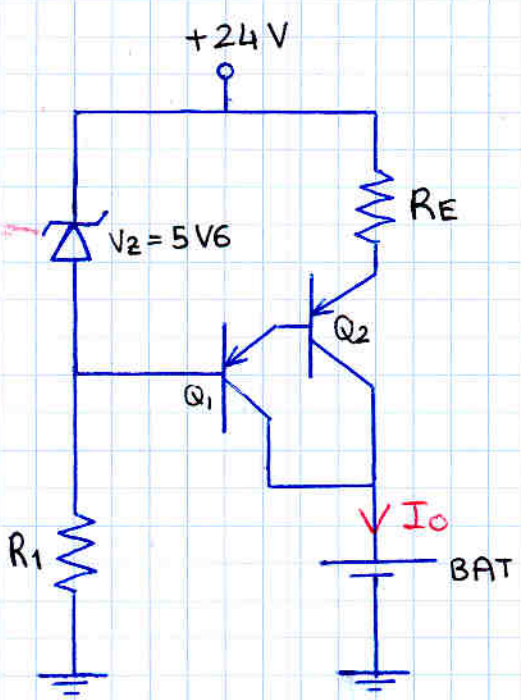
$I_{C_2} \simeq (\beta_2 \cdot \beta_1) I_{B_1}$

$I_C = \beta' I_B$

$\beta' \simeq \beta_1 \cdot \beta_2$

$V_{EB} = V_{EB_1} + V_{EB_2}$

Cargador de Bateria utilizando Darlington



$\beta_1 = 100 \quad \beta_2 = 50$

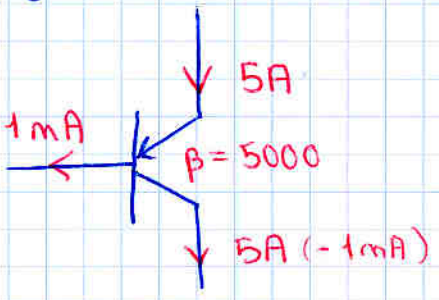
$V_Z = 5V6 \quad I_{Zmin} = 5\,mA$

Calcular R_E, R_1 para $I_O = 5A$

$$I_E = \frac{5'6 - V_{EB_1} - V_{EB_2}}{R_E} = 5A$$

$$\Rightarrow R_E = 0'84\,\Omega \quad (0'82\,\Omega)$$

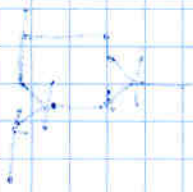
$$I_B = \frac{5A}{100 \cdot 50} = 1mA$$



$I_{R_1} = 1mA + I_{Zmin} = 6\,mA$

$V_{R_1} = 24 - 5'6 = 18'4\,V$

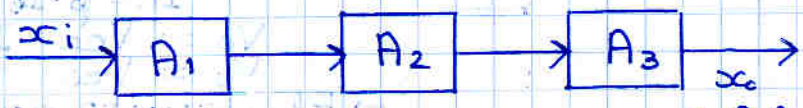
$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = 3'07\,K\Omega$$



TEMA 3. FUNDAMENTOS DE LOS AMPLIFICADORES

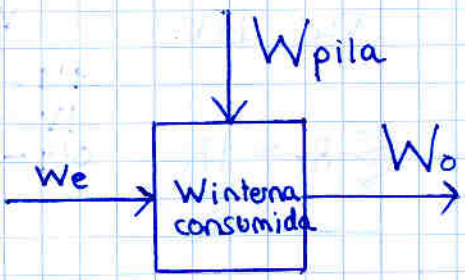
Un amplificador amplifica una señal débil (aumenta la amplitud de la tensión o corriente).
Idealmente debe no distorsionar la señal (que la amplifique sin cambiar la forma) y para ello el elemento activo (normalmente transistor) será necesario un circuito equivalente lineal. (los transistores son lineales si los acotamos)

Monoetapa: amplificador simple
Multietapa: varios amplificadores simples en cascada



$x_o = A_1 A_2 A_3 x_i$

Esquema de bloques y balance energético

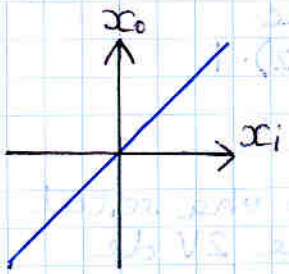


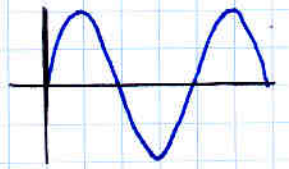
$W_o > W_e$

$W_e + W_{pila} = W_{interna} + W_o$

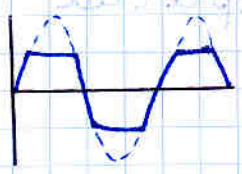
Función de transferencia

Ideal:

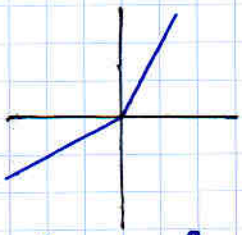


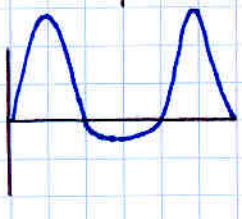


muy típico

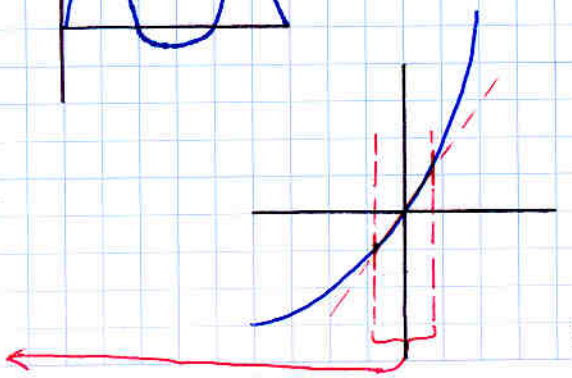


suele pasar menos exagerado

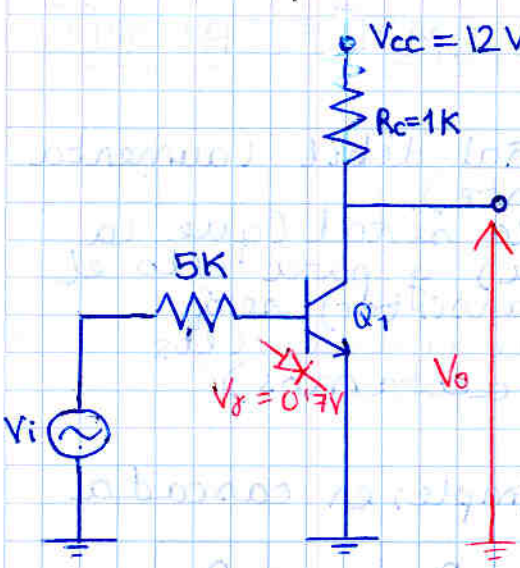


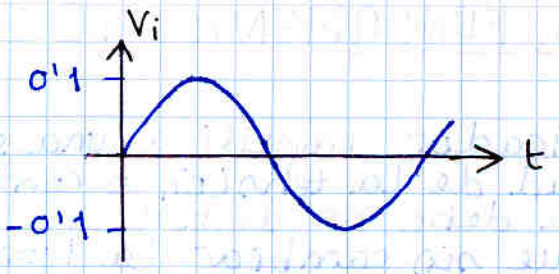


Pequeña señal:
una señal de amplitud suficientemente pequeña como para que en ese rango la f. de transferencia sea prácticamente lineal



Idea simplificada del amplificador





$V_\gamma = 0'7V$ → tensión umbral del 'diodo'

En este caso la señal no supera los 0'7 V y por tanto

$I_B = 0$

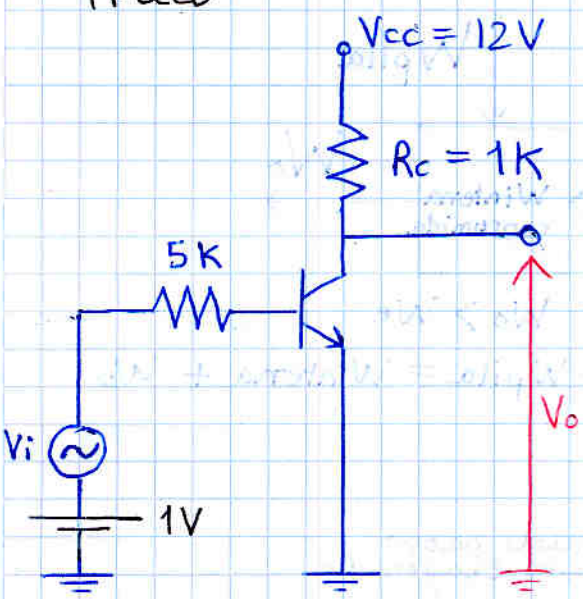
$I_c = \beta \cdot I_B = 0$

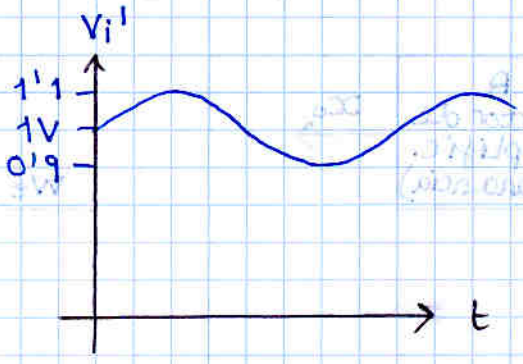
$V_o = V_{cc} - I_c R_c$

$V_o = V_{cc}$

→ El circuito no hace nada; no está correctamente polarizado

Truco





$$i_B = \frac{V_i' - V_\gamma}{5K} = 0'06\,mA \pm 0'02$$

$$I_c = \beta \cdot I_B = 6\,mA \pm 2$$

$$V_o = V_{cc} - I_c R_c$$
$$= 12 - (6 \pm 2) \cdot 1$$

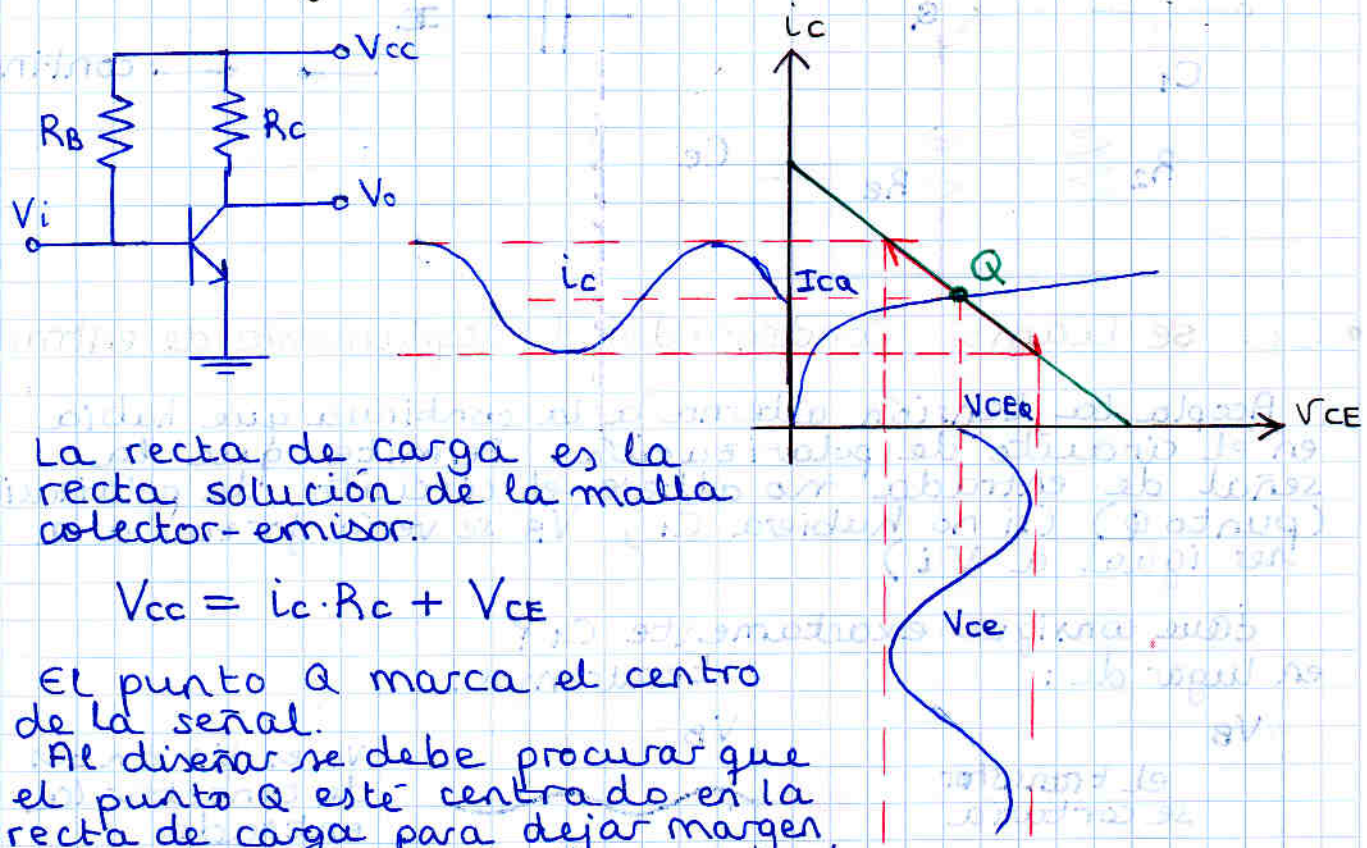
$$V_o = 6 \pm 2\,V$$

Se ha conseguido una señal amplificada de 2V de amplitud

Nomenclatura

- Valor de continua: I_B ; V_{CE}
- Valor de alterna (pequeña señal): i_b ; v_{ce}
- Valor instantáneo: i_B ; v_{CE}

Punto Q y recta de carga

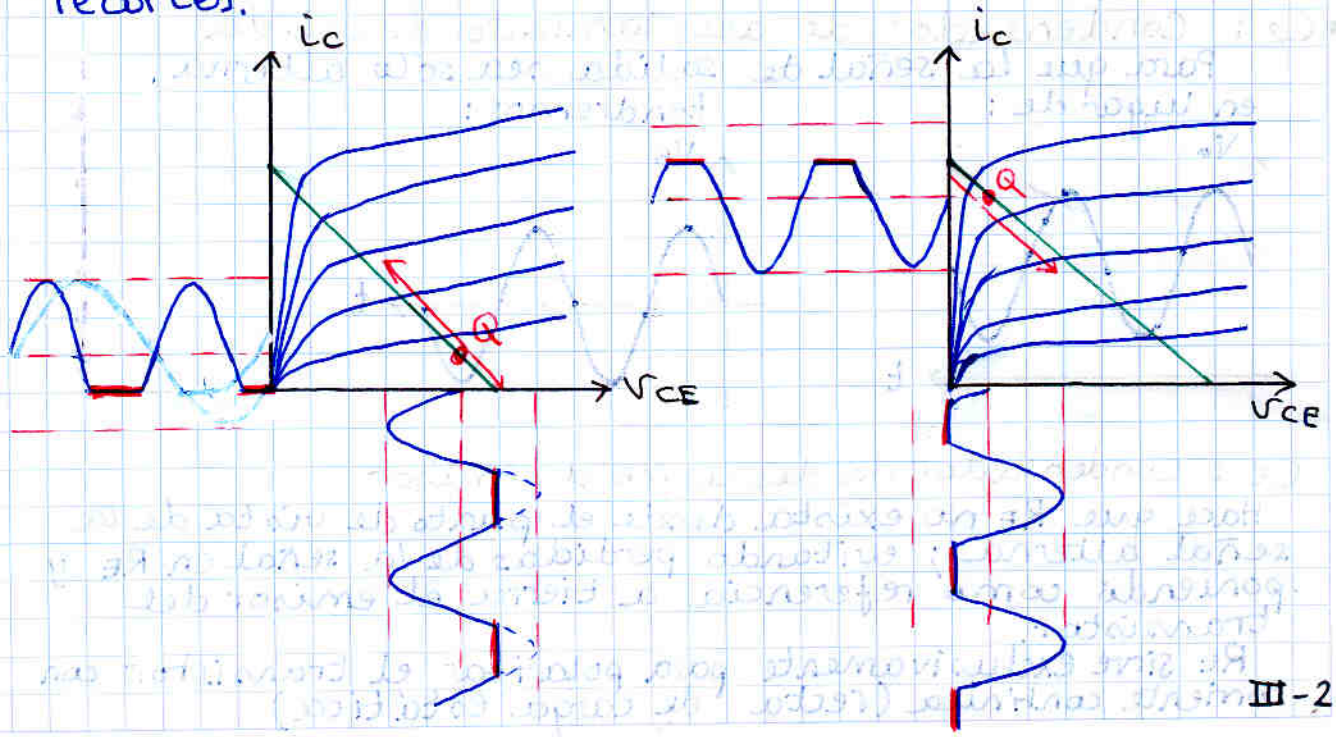


La recta de carga es la recta solución de la malla colector-emisor.

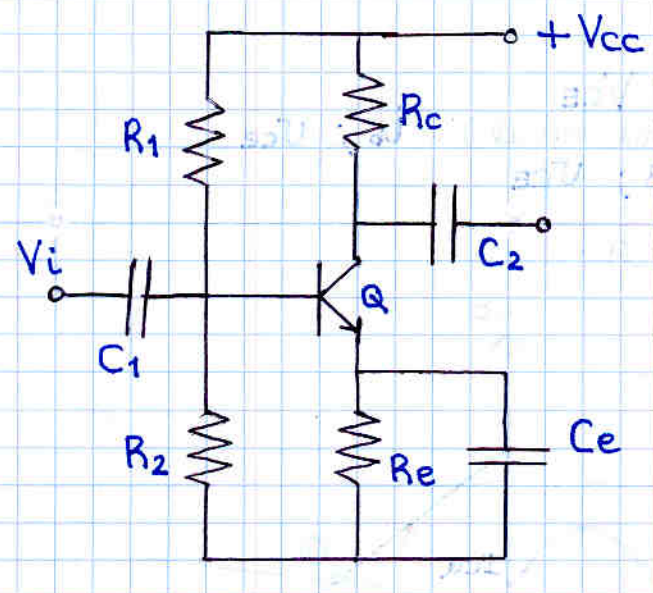
$$V_{cc} = i_c \cdot R_c + V_{CE}$$

El punto Q marca el centro de la señal.
Al diseñar se debe procurar que el punto Q esté centrado en la recta de carga para dejar margen a la señal sin que hayan recortes.

ej. punto Q no centrado: da como resultado recortes.



Utilización de condensadores



La idea es:

$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$ si $\omega C \uparrow \rightarrow Z_c \downarrow$

alterna

C ≡

continua

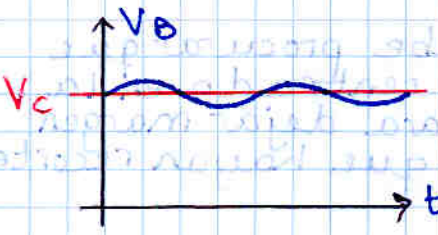
- C_1: se llama Condensador de acoplamiento de entrada

Acopla la tensión alterna a la continua que había en el circuito de polarización. Permite que la señal de entrada no altere el circuito de polarización (punto Q) (si no hubiera C_1, V_B se vería forzada a ser igual a V_i)

¿Qué consigue exactamente C_1?

en lugar de:

tendremos:

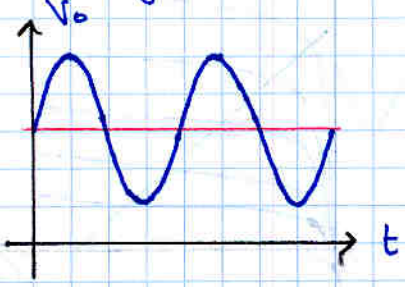


Vc es VB antes de conectar la entrada

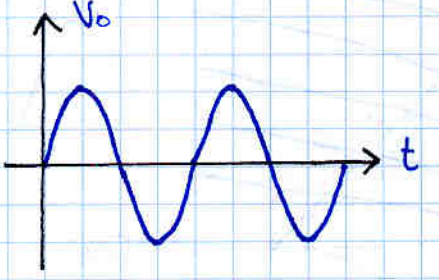
- C_2: Condensador de acoplamiento de salida.

Para que la señal de salida sea sólo alterna.

en lugar de:



tendremos:



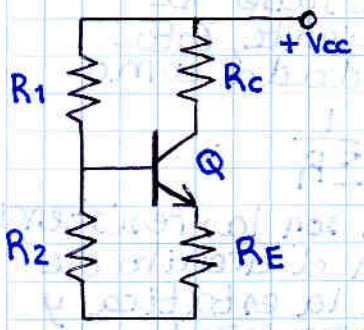
Ce: Condensador de desacoplo de emisor

Hace que R_E no exista desde el punto de vista de la señal alterna; evitando pérdidas de la señal en R_E y poniendo como referencia a tierra el emisor del transistor.

R_E sirve exclusivamente para polarizar el transistor con corriente continua (recta de carga estática)

Utilizando el principio de superposición podemos estudiar por separado la continua y la alterna.

Circuito de Continua

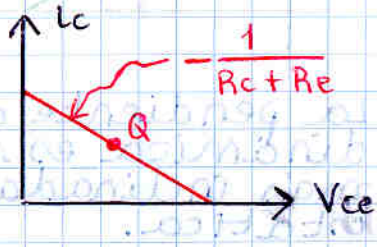


recta de carga estática

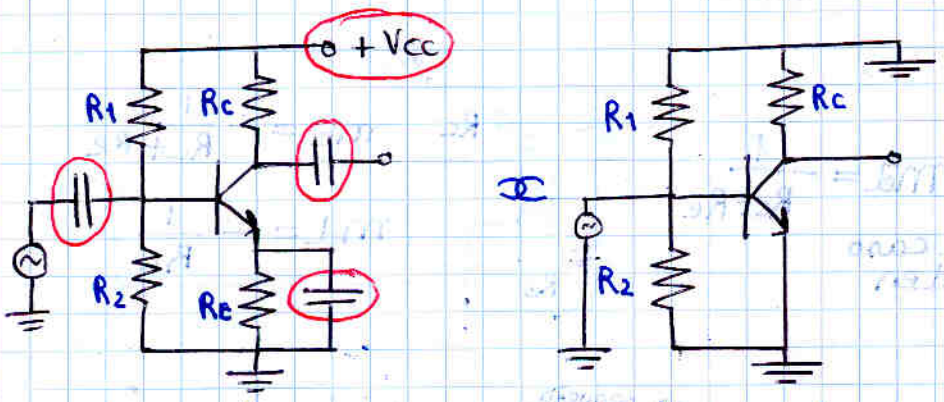
$$V_{CC} = I_C (R_C + R_E) + V_{CE}$$

$$i_C = -V_{CE} \underbrace{\frac{1}{R_C + R_E}}_{m_e} + \underbrace{\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}}_{C}$$

$$i_C = m_e V_{CE} + C$$

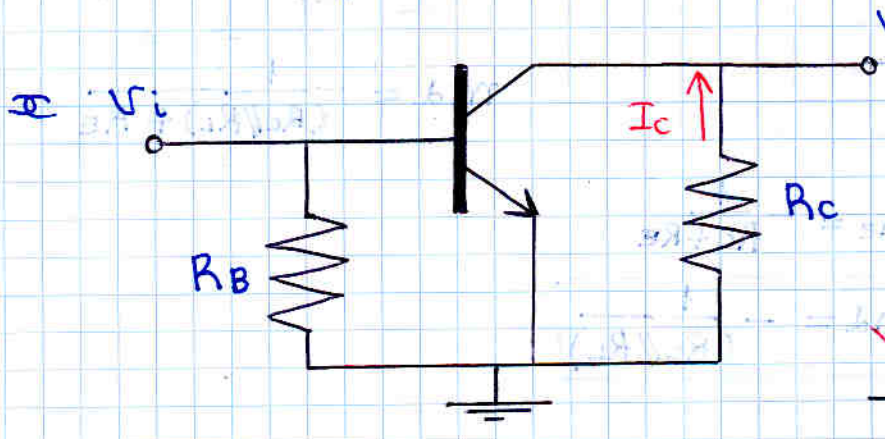


Circuito de pequeña señal (alterna)



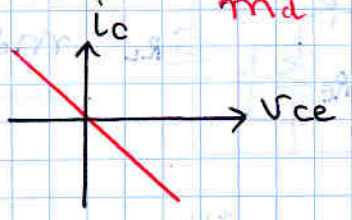
R_1 en // con R_2

$R_B = R_1 // R_2$



$$0 = i_C R_C + V_{CE}$$

$$i_C = \underbrace{-\frac{1}{R_C}}_{m_d} V_{CE}$$



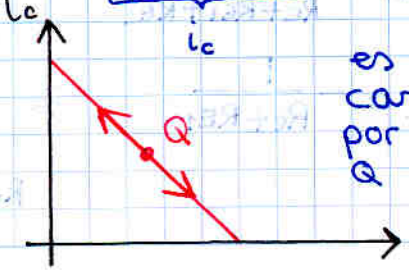
recta de carga dinámica

$$\begin{cases} v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} \\ i_C = I_{CQ} + i_c \end{cases}$$

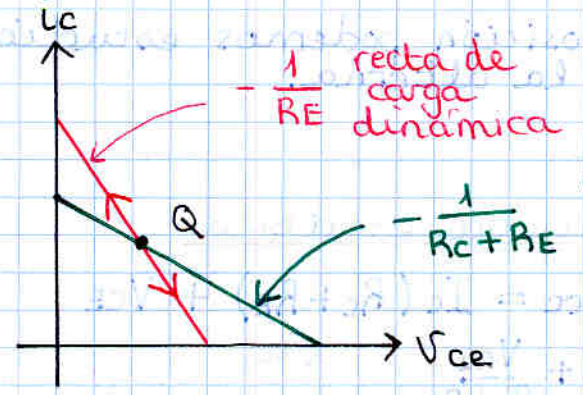
conseguimos que pase por el punto Q

$$\underbrace{(i_C - I_{CQ})}_{i_c} = -\frac{1}{R_C} \underbrace{(v_{CE} - V_{CEQ})}_{v_{ce}}$$

es por la recta de carga dinámica por donde se mueve Q para la señal.



Rectas de carga: dinámica vs. estática



Conociendo el punto Q y la pendiente de la recta de carga; la conocemos entera.

Para saber la pendiente, ésta viene dada como

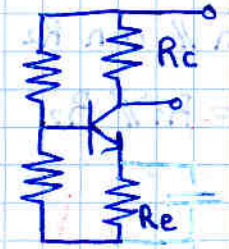
$$m = \frac{1}{\Sigma R}$$

La pendiente de la dinámica es siempre más inclinada que la estática.

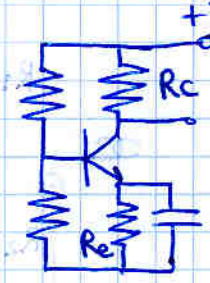
donde ΣR son las resistencias que hay (en el circuito de continua para la estática y en el de pequeña señal para la dinámica) en la malla colector-Emisor

m_e : pendiente recta carga estática
m_d : " " " " dinámica

ejemplos

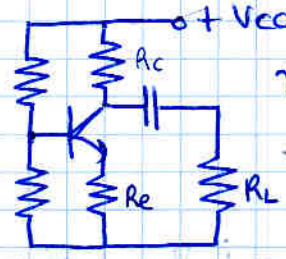


$m_e = m_d = -\frac{1}{R_C+R_e}$ en este caso coinciden

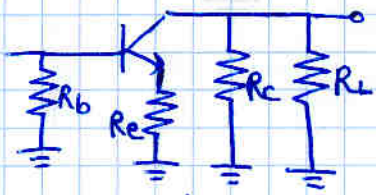


$m_e = -\frac{1}{R_C+R_e}$

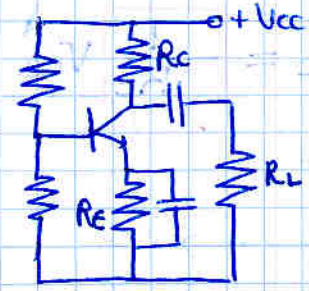
$\boxed{m_d = -\frac{1}{R_C}}$



$m_e = -\frac{1}{R_C+R_e}$ → en pequeña señal

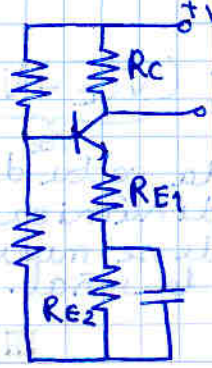


$m_d = -\frac{1}{(R_C /\!/ R_L)+R_E}$



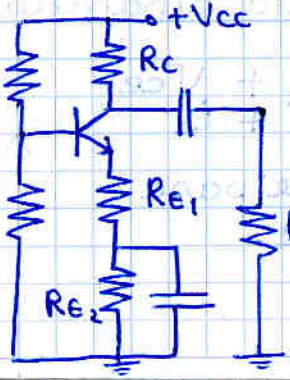
$m_e = -\frac{1}{R_C+R_E}$

$\boxed{m_d = -\frac{1}{(R_C /\!/ R_L)}}$



$m_e = -\frac{1}{R_C+R_{E1}+R_{E2}}$

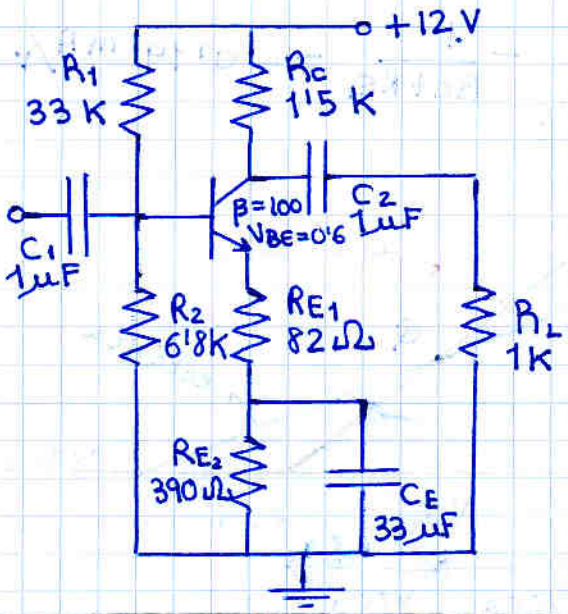
$m_d = -\frac{1}{R_C+R_{E1}}$



$m_e = -\frac{1}{R_C+R_{E1}+R_{E2}}$

$m_d = -\frac{1}{(R_C /\!/ R_L)+R_{E1}}$

Ejercicio: Calcular la máxima sálida sin distorsión.

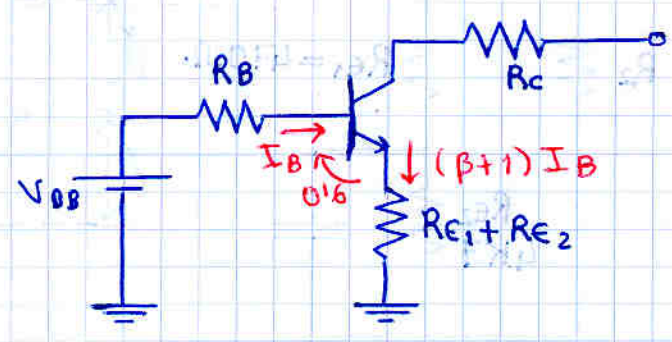


Calcular punto Q. (circuito en continua)

Eq. Thevenin

$R_{th} = R_B = R_1 // R_2 = 5'64\ K$

$V_{BB} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2'05\ V$



circ. entrada:

$V_{BB} = I_B R_c + V_{BE} + (\beta+1) I_B (R_{E1} + R_{E2})$

despejar $I_B = 27'2\ \mu A$

$I_c = \beta \cdot I_B$ → $\boxed{I_c = 2'72\ mA}$

circ. salida:

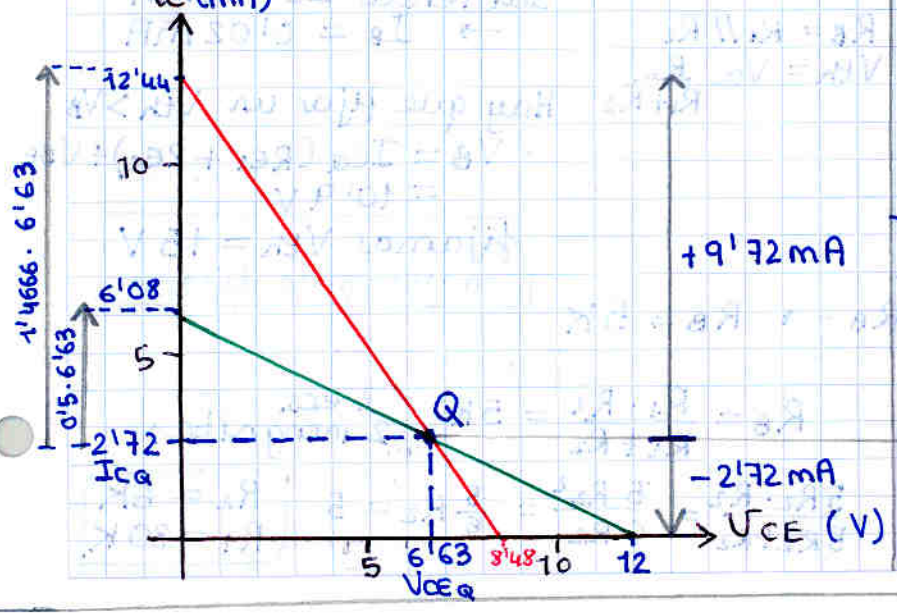
$V_{CE} = V_{cc} - I_c (R_c + R_{E1} + R_{E2})$

$\boxed{V_{CE} = 6'63\ V}$ ⇒ zona activa

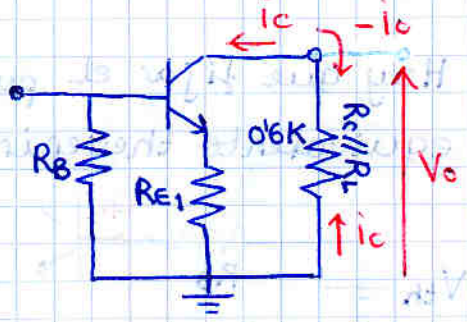
Recta de carga:

$m_e = -\frac{1}{R_c + R_{E1} + R_{E2}} = -0'5$

$m_d = -\frac{1}{(R_c // R_L) + R_{E1}} = -1'4666$



circuito en altena



→ Δic ↗ 9'72 mA ↘ -2'72 mA

$\boxed{V_o = -\, ic\,(R_c // R_L)}$

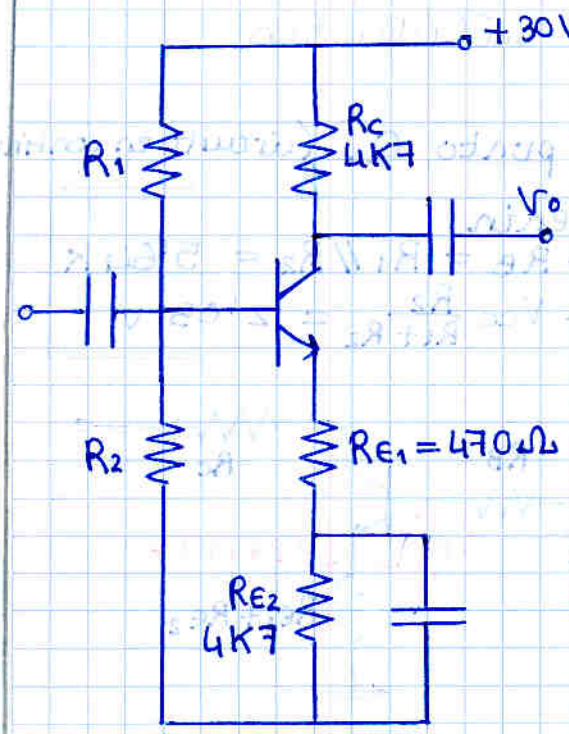
por el sentido de ic

$\Delta V_o = -\Delta ic\,(R_c // R_L)$

ΔV_o = ↗ −5'83 V ↘ +1'63 V

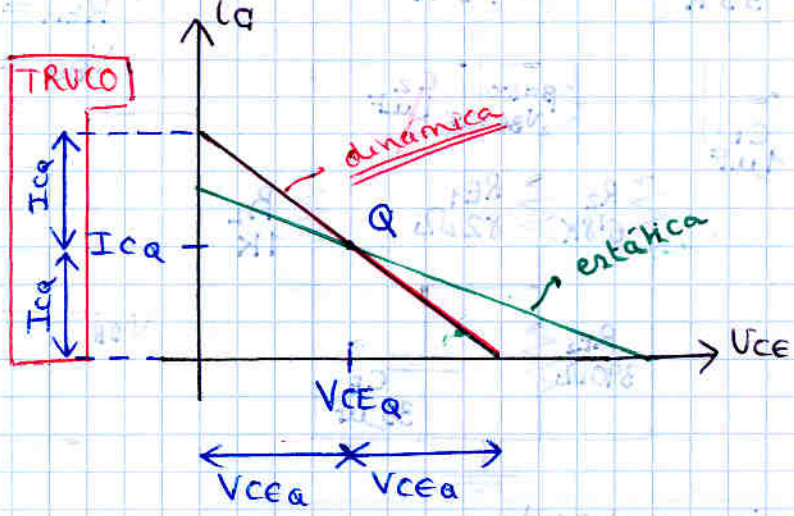
si la señal sale de esos límites, se recortará

ejercicio: hallar R_1 y R_2 para que el punto Q esté centrado



$$m_e = -\frac{1}{R_C + R_{E1} + R_{E2}} = -0'1013\ mA/V$$

$$m_d = -\frac{1}{R_C + R_{E1}} = -0'19\ mA/V$$



$$\boxed{\begin{array}{c} I_{CQ} = m_d \cdot V_{CEQ} \\ \Delta\ \text{altura} = \text{pendiente} \cdot \Delta\ \text{anchura} \end{array}}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2})$$

$$\frac{1}{m_d} I_{CQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2}) \qquad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{1}{m_d} + R_C + R_{E1} + R_{E2}}$$

despejar I_{CQ}

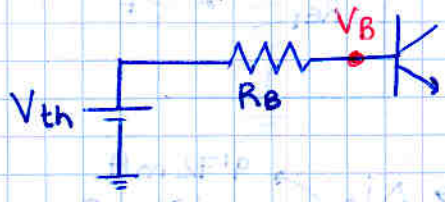
$$I_{CQ} = 2\ mA$$

$$Q \left\{ \begin{array}{l} I_{CQ} = 2\ mA \\ V_{CEQ} = 10'26\ V \end{array} \right\} \qquad \Delta i_C \begin{cases} \to 2\ mA \\ \to -2\ mA \end{cases}$$

$$\Delta V_o = -\Delta i_C \cdot R_C = \begin{cases} -9'4\ V \\ +9'4\ V \end{cases}$$

Hay que fijar el punto Q con R_1 y R_2

equivalente thevenin



$$R_B = R_1 // R_2$$

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

sabiendo $I_C = 2mA$

$\to I_B = 0'02\ mA$

Hay que fijar un $V_{th} > V_B$

$$V_B = I_{CQ}(R_{E1} + R_{E2}) + V_{BE} = 10'9\ V$$

$\boxed{\text{fijamos } V_{th} = 11\ V \text{ condición de diseño}}$

$$V_B - V_{th} = I_B \cdot R_B$$

$$(11 - 10'9) = 0'02mA \cdot R_B \to R_B = 5K$$

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5 \qquad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 5K$$

2 ecs.
2 incognitas

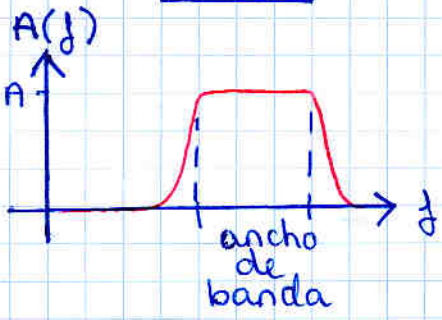
$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2}{5} - R_2 \to \frac{5R_2 \cdot R_2}{5R_2 + R_2} = \frac{5R_2^2}{6R_2} = \frac{5}{6} R_2 = 5$$

$$R_1 = 5R_2$$

$$\boxed{\begin{array}{l} R_2 = 6K \\ R_1 = 30K \end{array}}$$

Limitaciones en la ganancia de un amplificador

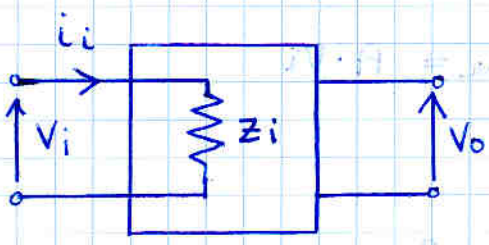
Máxima salida:
$V_o = A \cdot v_i$ si está dentro de lo que el amplificador puede suministrar.



Frecuencia:
La ganancia depende de la frecuencia de la señal de entrada

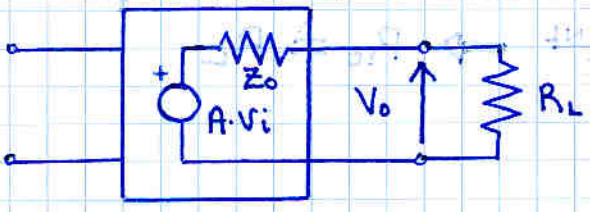
Impedancia de entrada y de salida

- Impedancia de entrada



$$Z_i = \frac{V_i}{i_i}$$

- Impedancia de salida



$V_{o_{NL}} = A \cdot V_i$ (no load)

$$V_{o_{RL}} = A \cdot v_i \frac{R_L}{R_L + Z_o}$$

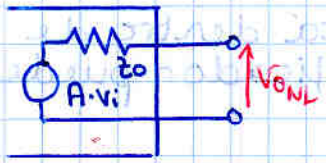
Hay una pérdida de tensión a causa de la impedancia de salida.

Hay más pérdida cuanto más pequeña sea la carga.

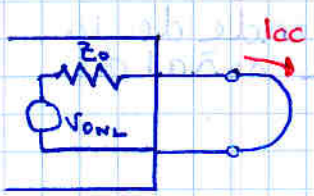
Medición de la impedancia de salida

Primer método:

A nivel práctico no es recomendable cortocircuitar



medimos $V_{o_{NL}} = A \cdot V_i$

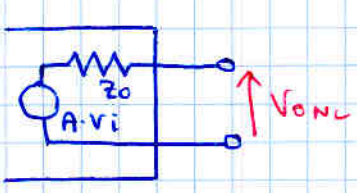


cortocircuitamos
medimos Icc

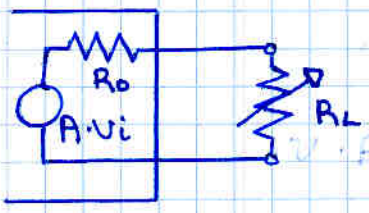
$$Z_o = \frac{V_{o_{NL}}}{I_{cc}}$$

Segundo método:

Muy buena técnica a nivel práctico
se considera $Z_o = R_o$ (impedancia resistiva)



medimos $V_{o_{NL}} = A \cdot V_i$



$$V_{o_{RL}} = V_{o_{NL}} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

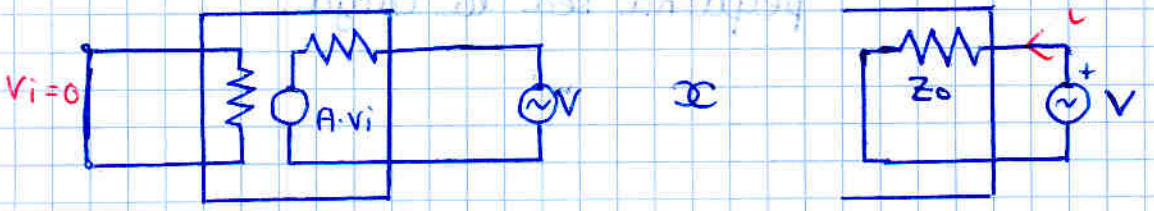
vamos variando R_L hasta que

$$V_{o_{RL}} = \frac{V_{o_{NL}}}{2} \Rightarrow R_o = R_L$$

Tercer método:

El más utilizado analiticamente, tambien sirve a nivel practico

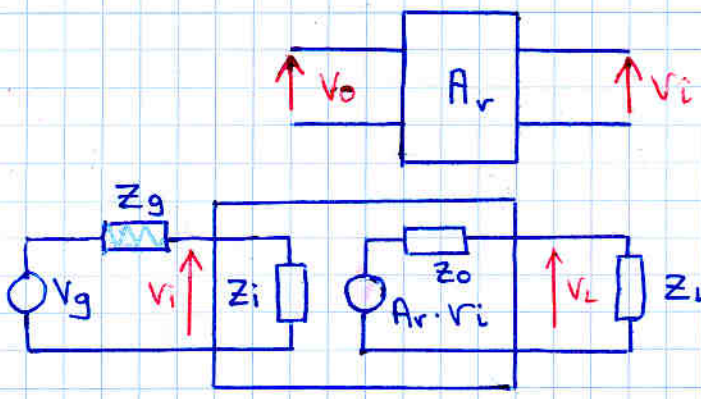
cortocircuitamos la entrada → $V_i = 0$ → $A \cdot V_i = 0$



$$Z_o = \frac{V}{i}$$

Tipos de amplificadores

Amplificador de tensión



$V_o = A_v V_i$

entrada:

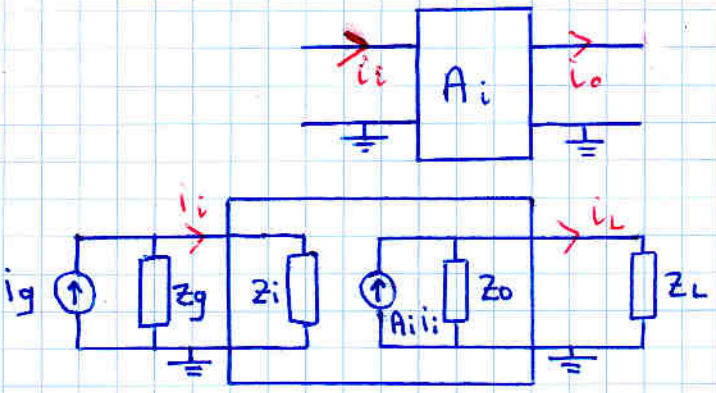
$V_i = V_g \cdot \frac{Z_i}{Z_g + Z_i}$

salida:

$V_L = A_r \cdot V_i \frac{Z_L}{Z_L + Z_o}$

ideal $\begin{cases} Z_i = \infty \\ Z_o = 0 \end{cases}$

Amplificador de corriente



$i_o = A_i \cdot i_i$

entrada:

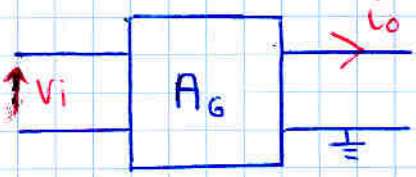
$i_i = i_g \frac{Z_g}{Z_i + Z_g}$

salida

$i_L = A_i i_i \frac{Z_o}{Z_L + Z_o}$

ideal $\begin{cases} Z_i = 0 \\ Z_o = \infty \end{cases}$

Amplificador de transductancia



$i_o = A_G \cdot V_i$

ideal: $Z_i = \infty$, $Z_o = \infty$

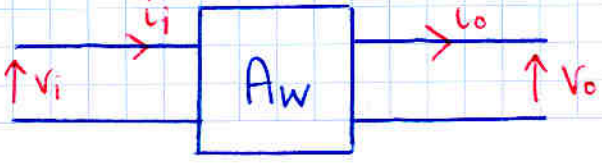
Amplificador de transresistencia

$V_o = A_r \cdot i_i$

ideal $Z_i = 0$, $Z_o = 0$

estos dos se utilizan más como conversores A_G y A_R no son adimensionales

Amplificador de potencia

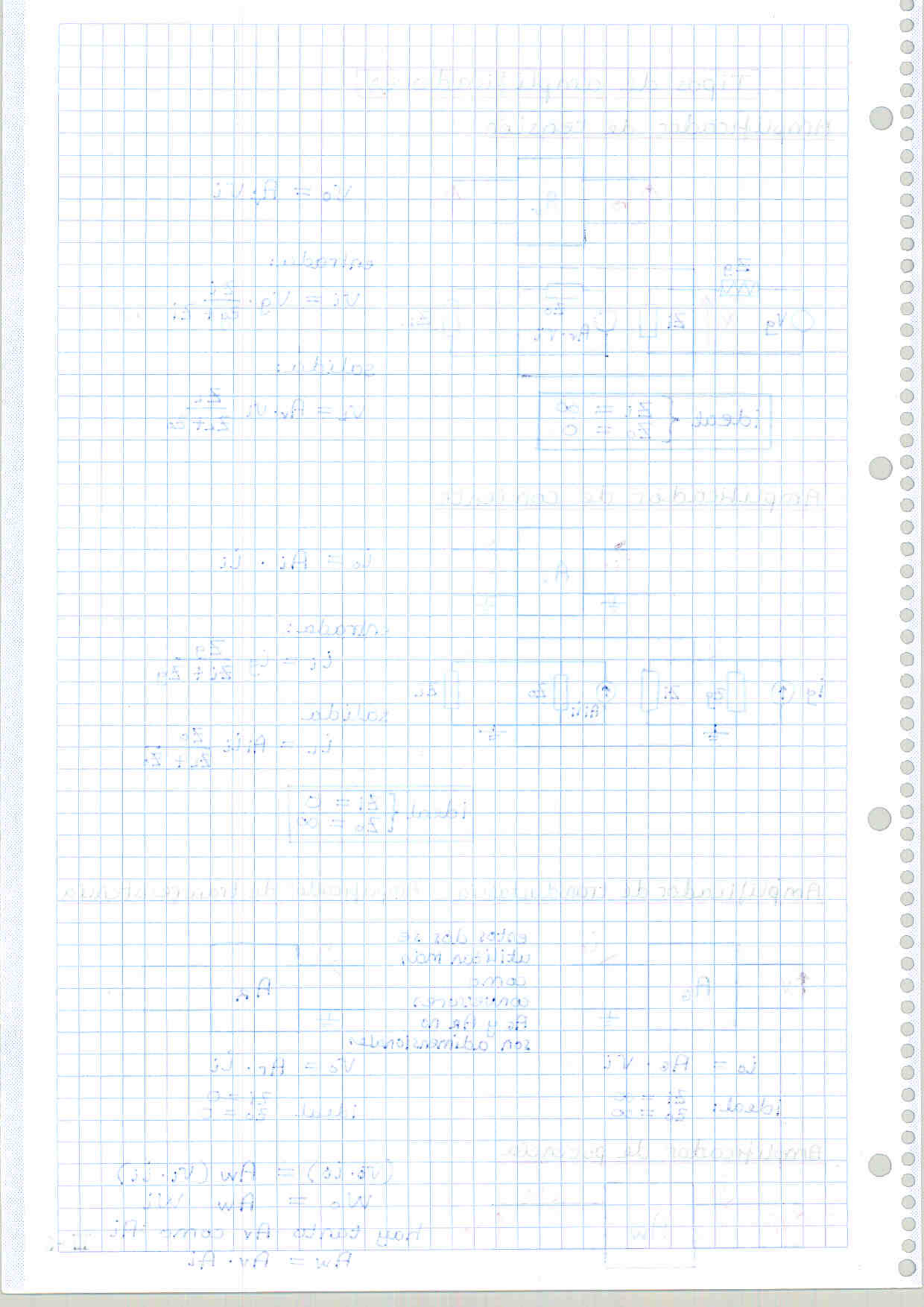


$(v_o \cdot i_o) = A_w (v_i \cdot i_i)$

$W_o = A_w W_i$

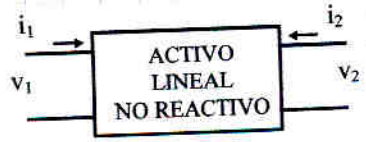
hay tanto A_v como A_i

$A_w = A_v \cdot A_i$



TEMA 4. ANÁLISIS LINEAL DE AMPLIFICADORES MONOETAPA

Para estudiar los amplificadores, conviene utilizar el siguiente modelo lineal



donde tomamos como independientes i_1 y v_2

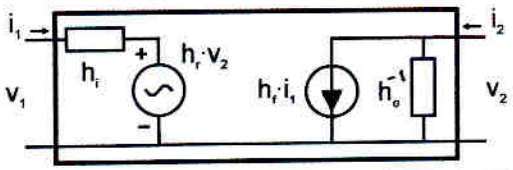
$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2$$

Parámetros híbridos

	Expresión Matemática	Dimensiones	se llama
h_{11}	$\frac{v_1}{i_1}\Big\|_{v_2=0}$	Impedancia (Ω)	h_i (input)
h_{12}	$\frac{v_1}{v_2}\Big\|_{i_1=0}$	Adimensional	h_r (reverse)
h_{21}	$\frac{i_2}{i_1}\Big\|_{v_2=0}$	Adimensional	h_f (forward)
h_{22}	$\frac{i_2}{v_2}\Big\|_{i_1=0}$	Admitancia (Ω^{-1})	h_o (output)

normalmente, en lugar de h_o, se usa h_o^{-1}, que es una impedancia

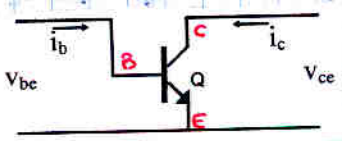
El circuito equivalente que cumple las ecuaciones:



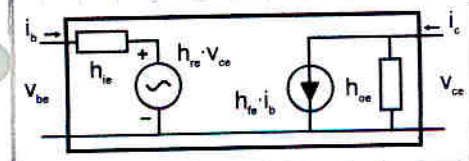
Configuraciones del BJT

Existen 3 configuraciones del BJT; según cual se elija cambian los nombres de intensidades y tensiones, y el valor de los parámetros híbridos

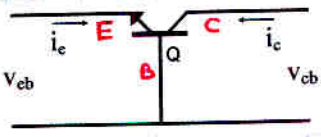
Emisor Común



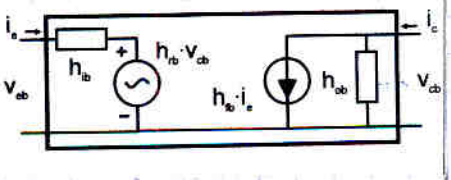
$$v_{be} = h_{ie}\cdot i_b + h_{re}\cdot v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe}\cdot i_b + h_{oe}\cdot v_{ce}$$



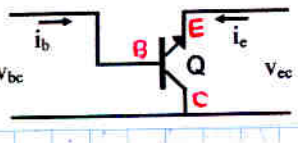
Base común



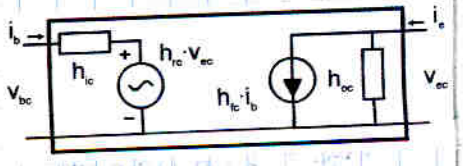
$$v_{eb} = h_{ib}\cdot i_e + h_{rb}\cdot v_{cb}$$
$$i_c = h_{fb}\cdot i_e + h_{ob}\cdot v_{cb}$$



Colector común

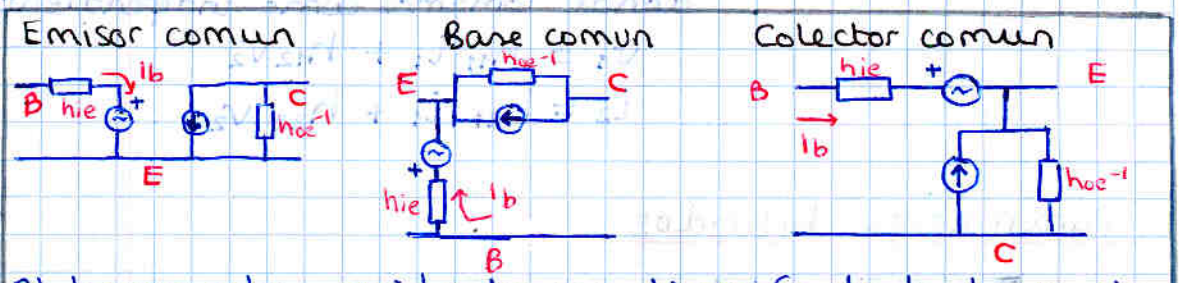


$$v_{bc} = h_{ic}\cdot i_b + h_{rc}\cdot v_{ec}$$
$$i_e = h_{fc}\cdot i_b + h_{oc}\cdot v_{ec}$$



En algunos libros se obvian las configuraciones base común y colector común, porque:

1. Los fabricantes suelen dar los parámetros híbridos sólo para emisor común: $h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}$
2. Base común y colector común se pueden modelar utilizando modelo y parámetros de emisor común sin más que mover los puntos E, C y B

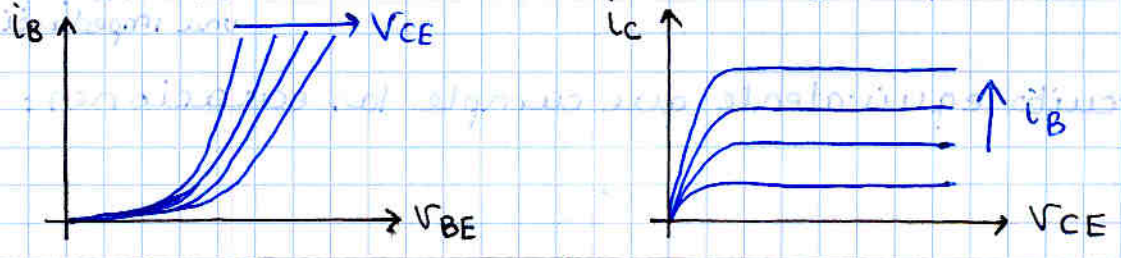


Al hacer esto, cuidado con dirección de i_b, $h_{fe} i_b$, etc
$(B \to E)$ $(C \to E)$

Determinación de los parámetros híbridos a partir de las curvas características (emisor común)

Las curvas características en emisor común relacionan

$$v_{BE} = f(i_B, v_{CE}) \qquad i_C = g(i_B, v_{CE})$$



si en cada caso calculamos la diferencial de la función

$$dv_{BE} = \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\Big|_{v_{CE}=cte}\right) di_B + \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta v_{CE}}\Big|_{i_B=cte}\right) dv_{CE}$$

$$di_C = \left(\frac{\delta i_C}{\delta i_B}\Big|_{v_{CE}=cte}\right) di_B + \left(\frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}}\Big|_{i_B=cte}\right) dv_{CE}$$

Sustituyendo variaciones infinitesimales por incrementos

$$\Delta v_{BE} = \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\Big|_{\substack{v_{CE}\\ cte}}\right) \Delta i_B + \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta v_{CE}}\Big|_{\substack{i_B\\ cte}}\right) \Delta v_{CE} \qquad \Delta i_C = \left(\frac{\delta i_C}{\delta i_B}\Big|_{\substack{v_{CE}\\ cte}}\right) \Delta i_B + \left(\frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}}\Big|_{\substack{i_B\\ cte}}\right) \Delta v_{CE}$$

como las variaciones respecto al reposo son las componentes alternas

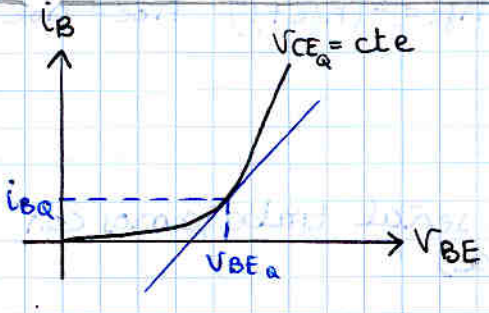
$$v_{be} = \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\Big|_{\substack{v_{CE}\\ cte}}\right) i_b + \left(\frac{\delta v_{BE}}{\delta v_{CE}}\Big|_{\substack{i_B\\ cte}}\right) v_{ce} \qquad i_c = \left(\frac{\delta i_C}{\delta i_B}\Big|_{\substack{v_{CE}\\ cte}}\right) i_b + \left(\frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}}\Big|_{\substack{i_B\\ cte}}\right) v_{ce}$$

comparando con las ecs que definen los parámetros híbridos

$$h_{ie} = \frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\Big|_{v_{CE}\ cte} \qquad h_{re} = \frac{\delta v_{BE}}{\delta v_{CE}}\Big|_{i_B\ cte}$$

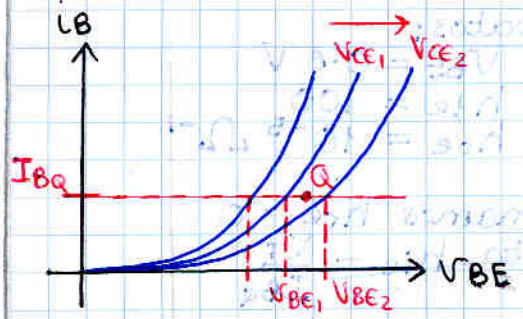
$$h_{fe} = \frac{\delta i_C}{\delta i_B}\Big|_{v_{CE}\ cte} \qquad h_{oe} = \frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}}\Big|_{i_B\ cte}$$

Conociendo esas fórmulas para los parámetros híbridos, se puede deducir
(importante tomar los incrementos alrededor del punto Q para que coincidan con la componente alterna)



$$h_{ie} = \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\right|_{v_{CE}\ cte}$$

$$h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

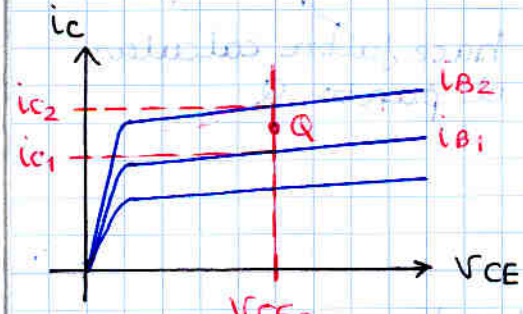


$$h_{re} = \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}\right|_{i_B\ cte} \simeq \left.\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}}\right|_{I_B = I_{BQ}}$$

$$= \frac{v_{BE_1} - v_{BE_2}}{v_{CE_1} - v_{CE_2}}$$

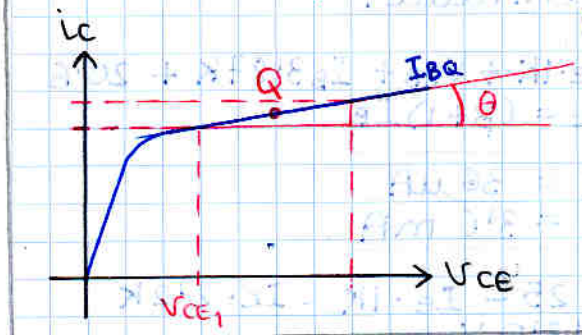
en la práctica este efecto es despreciable (las líneas están muy juntas)

$$h_{re} \simeq 0$$



$$h_{fe} = \left.\frac{\partial i_C}{\partial i_B}\right|_{v_{CE_Q}} \simeq \frac{i_{C_2} - i_{C_1}}{i_{B_2} - i_{B_1}} = \frac{i_c}{i_b} = \beta$$

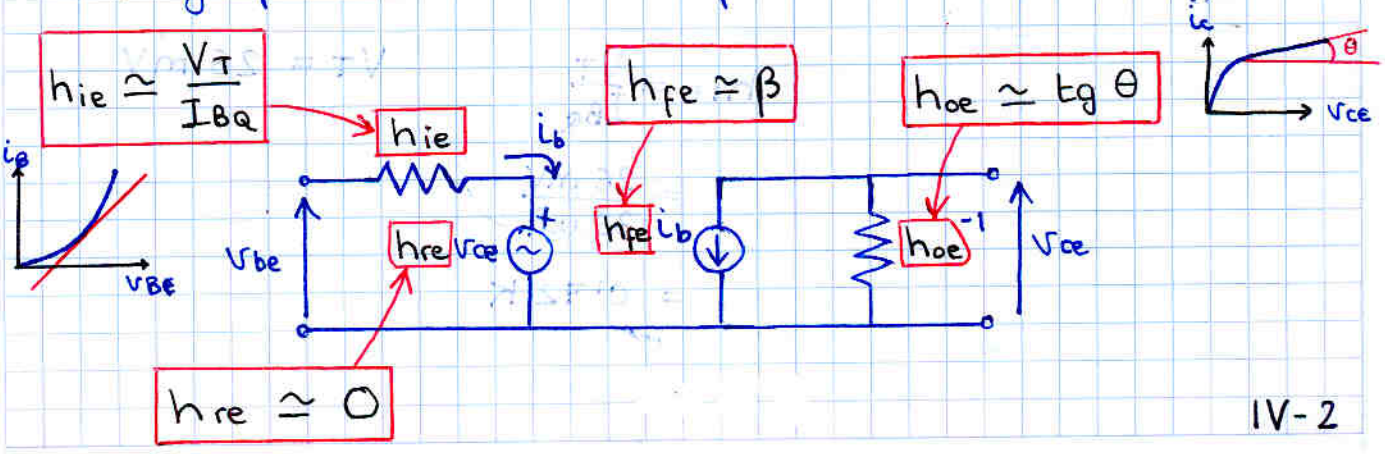
$$h_{fe} \simeq \beta$$



$$h_{oe} = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_{i_{BQ}} \simeq \frac{i_{C_2} - i_{C_1}}{v_{CE_2} - v_{CE_1}} = \text{tg}\,\theta$$

$$h_{oe} \simeq \text{tg}\,\theta$$ (es muy pequeño → h_{oe}^{-1} es grande)

Es decir, conociendo el punto Q y algunos parámetros de las gráficas obtenemos los parámetros híbridos.

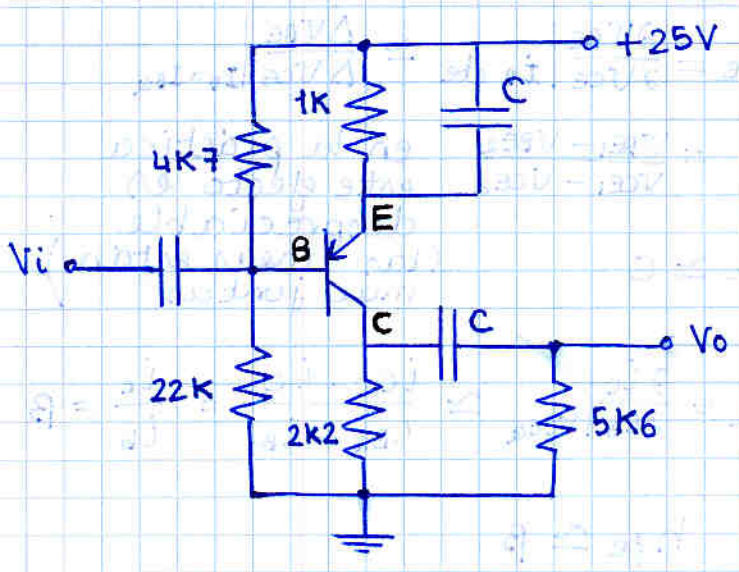


Los parámetros híbridos en base común y colector común se pueden obtener a partir de los de emisor común (estas fórmulas están disponibles en el examen si se piden)

$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$ $\quad h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe}}{h_{fe}+1} - h_{re} \simeq 0$	$h_{ic} = h_{ie} \quad h_{rc} = 1$
$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \simeq -1 \quad h_{ob} = \frac{h_{oe}}{h_{fe}+1} \simeq 0$	$h_{fc} = -(h_{fe}+1) \quad h_{oc} = h_{oe}$

ejerciáo: PNP en emisor común

el PNP no afecta, ya que en pequeña señal trabajamos con variaciones (la dirección no afecta)



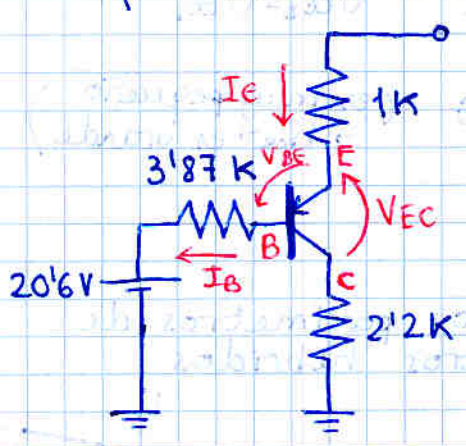
Datos:
$V_{BE} = 0'6\ V$
$h_{fe} = 100$
$h_{oe} = 10^{-5}\ \Omega^{-1}$

· tomamos $h_{re} = 0$
· falta $h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$

hace falta calcular el punto Q

1. Calcular punto Q

Eq. Thevenin



Circ. entrada:

$25 = I_e \cdot 1K + V_{EB} + I_B 3'87K + 20'6$

$I_e = (\beta+1) I_B$

$\boxed{I_B = 36\ \mu A \quad I_C = 3'6\ mA}$

circ. salida

$V_{EC} = 25 - I_e \cdot 1K - I_C \cdot 2'2K$
$= 13'5\ V$

zona activa

$\boxed{V_T = 26\ mV}$

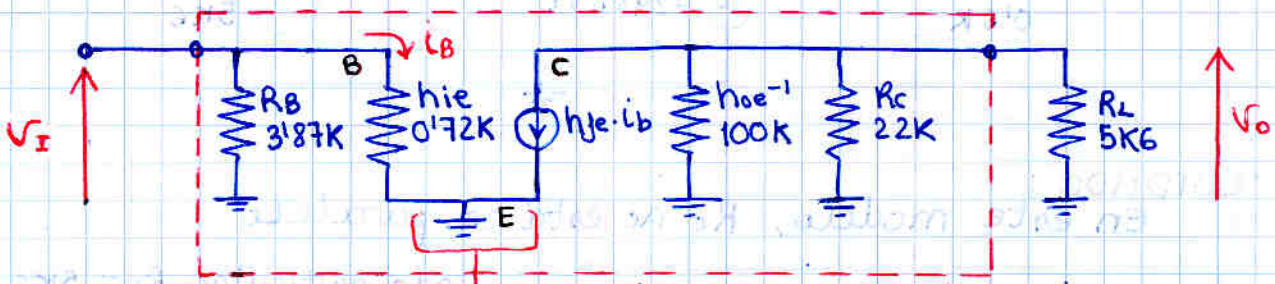
$h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$

$= \frac{26\ mV}{36\ \mu A}$

$= 0'72\ K$

2. Equivalente en pequeña señal

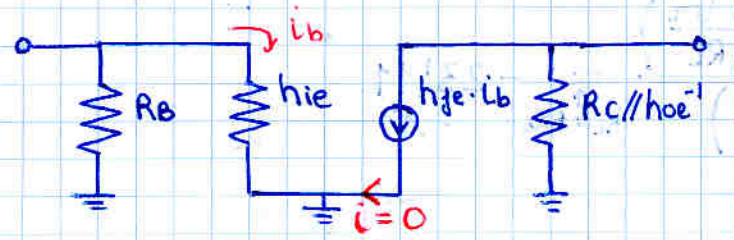
$h_{oe} \rightarrow h_{oe}^{-1}$ para trabajar con resistencias



↳ uno de los propósitos del condensador de emisor es tener el emisor a tierra.

$R_C // h_{oe}^{-1} = 2'15\ K$

→ $A_{V_{NL}}$ (amplificación sin carga)



por Tª circuitos (1ª ley de Kirchoff)

$v_{ONL} = h_{fe} \cdot i_b (h_{oe}^{-1} // R_C)$

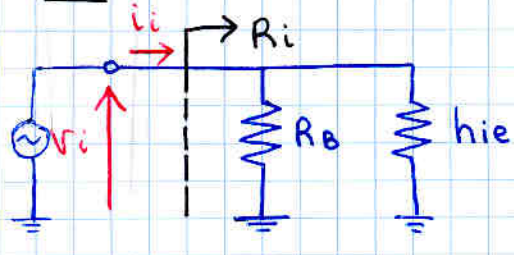
$v_i = i_b \cdot hie$ (i)

$A_{V_{NL}} = \frac{v_{ONL}}{v_i}$

$\boxed{A_{V_{NL}} = -298'6}$

v_o está en desfase con v_i

→ R_i (resistencia de entrada)



Directamente:

$R_i = R_B // hie$

$\boxed{R_i = 0'6\ K}$

por si no te fias

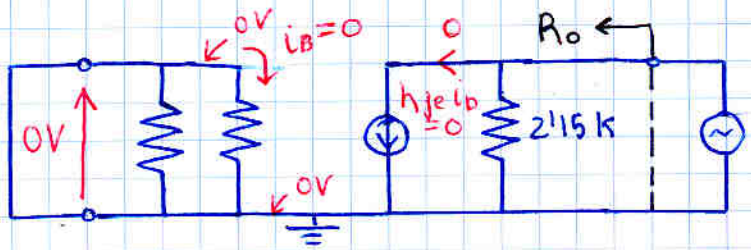
$R_i = \frac{v_i}{i_i}$

$i_i = i_{r_B} + i_b = \frac{v_i}{R_B} + \frac{v_i}{hie}$

$R_i = \frac{v_i}{\frac{v_i}{R_B} + \frac{v_i}{hie}} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{hie}} = R_B // hie$

$= 0'6\ K$

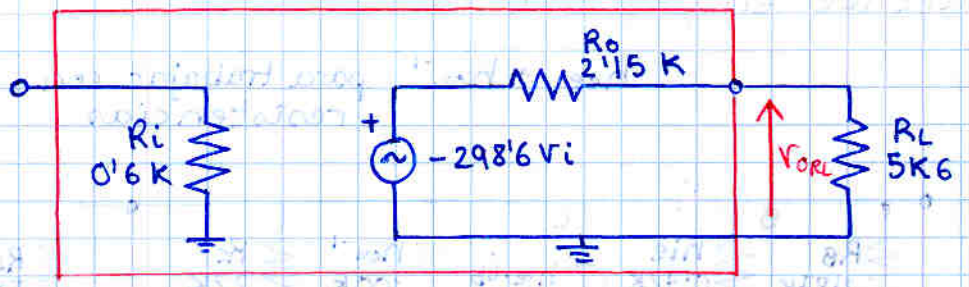
→ R_o (resistencia de salida) hacemos $v_i = 0$, conectamos v_o



$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{v_o}{(v_o / 2'15\ K)}$

$\boxed{R_o = 2'15\ K}$

3. Ya tenemos completo el modelo del amplificador: (visto en el tema anterior)



CUIDADO:
En este modelo, R_o no está en paralelo

$$v_{o_{RL}} = -298'6\, v_i \cdot \frac{R_L}{2'15K + R_L}$$

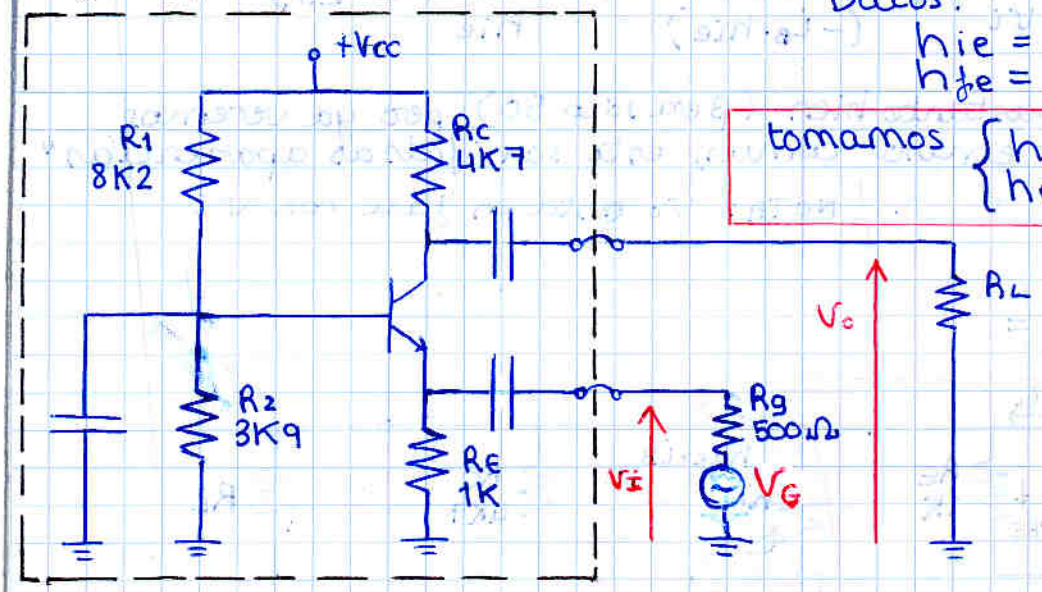
Caso particular $R_L = 5K6$

$$v_{o_{RL}} = -215'7\, v_i$$

$$A_{v_{RL}} = \frac{v_{o_{RL}}}{v_i} \overset{R_L = 5K6}{=} -215'7$$

$$A_{i_{RL}} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\left(\frac{-298'6\, v_i}{R_o + R_L}\right)}{\left(\frac{v_i}{R_i}\right)} \underset{R_L = 5K6}{=} -23'11$$

ejemplo: Base común



Datos:

$h_{ie} = 1K$

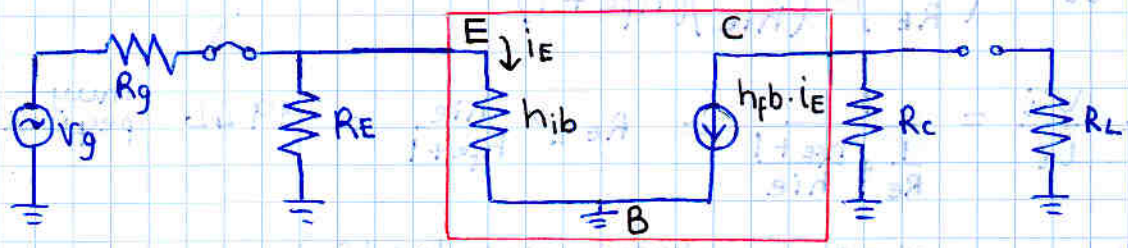
$h_{fe} = 50$

tomamos $\begin{cases} h_{oe} = 0 \\ h_{re} = 0 \end{cases}$ $\approx$ tg θ no tenemos la gráfica

- Circuito equivalente en pequeña señal

Podríamos hacerlo de dos formas:

→ 1. Circuito equivalente para base común

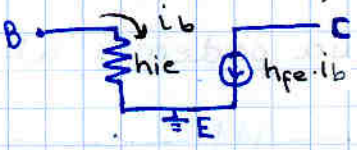


como nos dan los parámetros híbridos para emisor común, hay que convertirlos

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

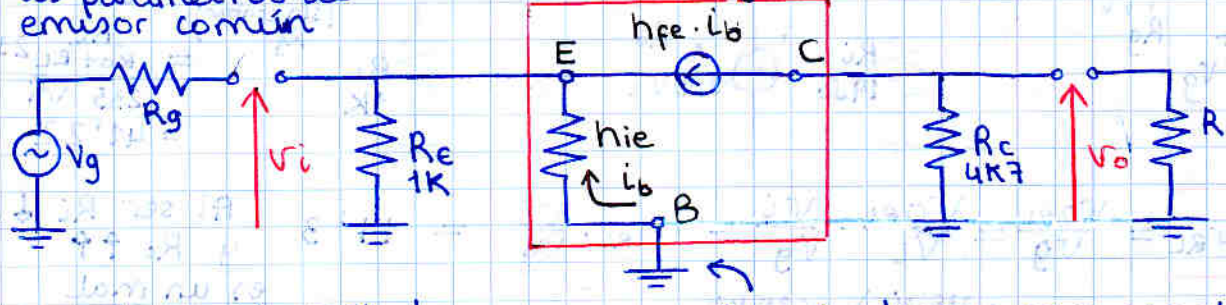
$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} \simeq -1$$

→ 2. Utilizando el equivalente para emisor común, moviendo E, C y B de sitio



Así podemos usar los parámetros de emisor común

Cuidado con la dirección de i_B y $h_{fe} \cdot i_B$



Elegimos este método; el resultado será el mismo con ambos

R_1 y R_2 desaparecen por el condensador que conecta B a tierra

- $A_{V_{NL}}$

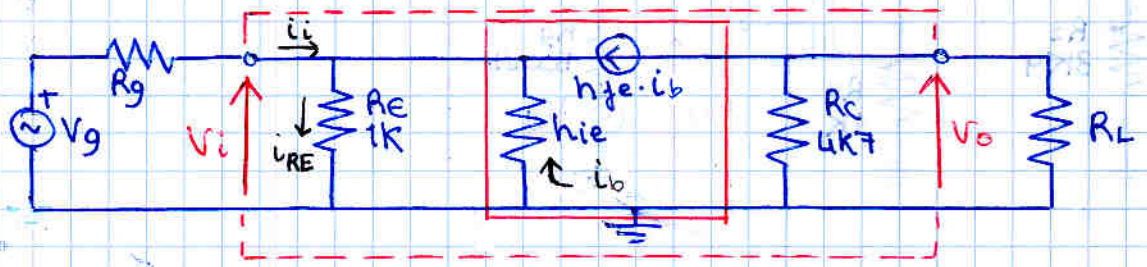
$$A_{V_{NL}} = \frac{V_{o_{NL}}}{V_i} = \frac{(-h_{fe}\cdot i_b)\cdot R_c}{(-i_b \cdot h_{ie})} = \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}} = 235$$

$A_{V_{NL}}$ está bastante bien (β era sólo 50) pero ya veremos que, por ser emisor común, esto son "falsas apariencias"

NOTA: V_o está en fase con V_i

- R_i

$$R_i = \frac{V_i}{i_i}$$



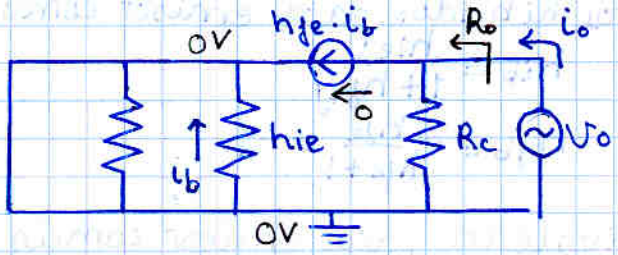
$$i_{RE} = i_i + h_{fe}\cdot i_b + i_b = i_i + i_b(h_{fe}+1)$$

$$i_i = i_{RE} - i_b(h_{fe}+1)$$

$$i_i = \left(\frac{V_i}{R_E}\right) - \left(\frac{V_i}{h_{ie}}\right)(h_{fe}+1)$$

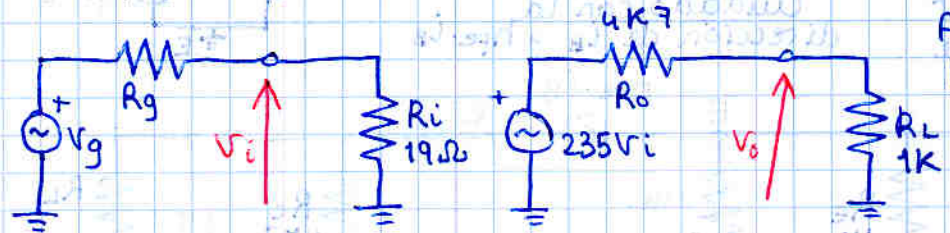
$$R_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{h_{fe}+1}{h_{ie}}} = R_E \,/\!/\, \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} = 19\,\Omega$$ muy pequeña

- R_o (hacemos $V_i = 0$, conectamos generador V_o)



$$R_o = R_c = 4K7$$

· ya podemos utilizar el modelo del amplificador



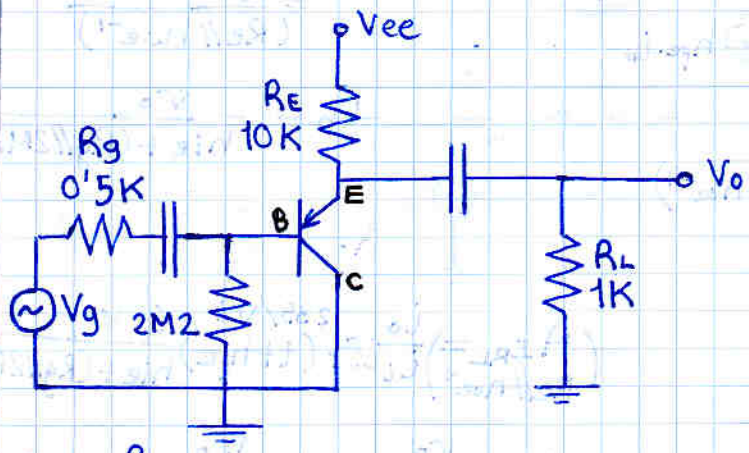
$$A_{V_{RL}\ (\text{sin contar } R_g)} = \frac{V_{o_{RL}}}{V_i} = \frac{R_L}{R_o + R_L} 235 V_i = 41'22$$

$$\boxed{A_{V_T} = \frac{V_{o_{RL}}}{V_g} = \frac{V_{o_{RL}}}{V_i}\cdot\frac{V_i}{V_g} = A_{V_{RL}}\cdot\frac{V_i}{V_g}} = 11'3$$

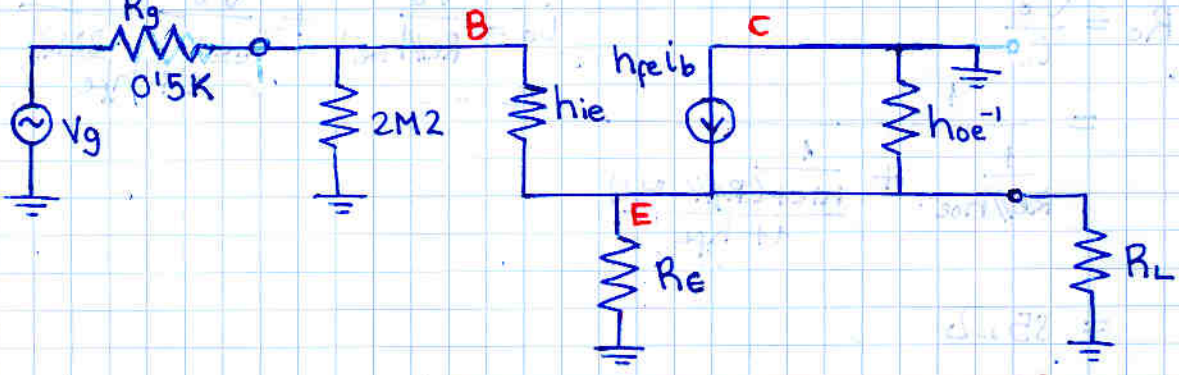
Al ser R_i ↓↓ y R_o ↑↑ es un mal amplificador de tensión. Suele ser mejor como amplificador de corriente (para comprobarlo, utilizar modelo ampli. corriente)

$$A_{I_{RL}} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\left(\frac{235 V_i}{R_o + R_L}\right)}{\left(\frac{V_g}{R_g + R_i}\right)} = \frac{\left(\frac{235 V_i}{R_o + R_L}\right)}{\left(\frac{V_i}{R_i}\right)} = 0'78$$

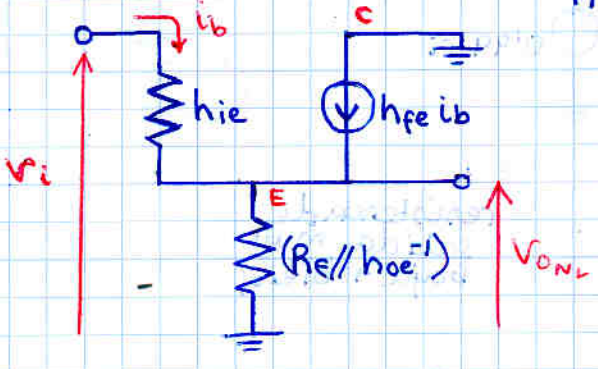
ejemplo 3. Colector común



Nos dan los parametros híbridos de emisor común.



Cálculo AV_{NL}



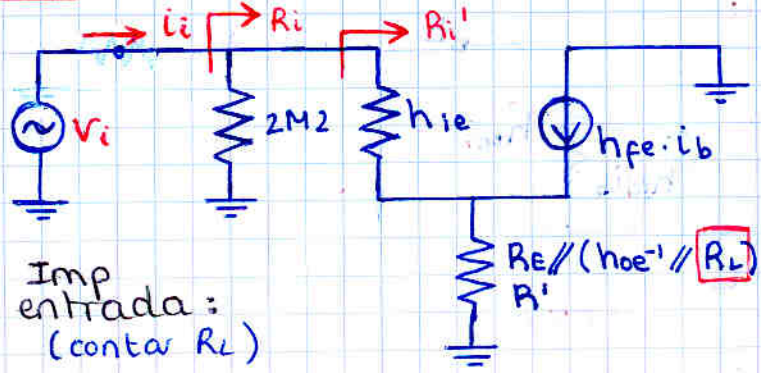
$$Av_{NL} = \frac{V_{o_{NL}}}{V_i} = \frac{(1+h_{fe})i_b(R_E // h_{oe}^{-1})}{i_b(h_{ie}) + (1+h_{fe})i_b(R_E // h_{oe}^{-1})} = 0'99$$

Al colector común se llama SEGUIDOR DE EMISOR.
No amplifica.

La ventaja está en impedancias de entrada y salida

En colector común

CUIDADO: Para calcular las impedancias de entrada y salida HAY que considerar la resistencia del generador (para el de salida) y la carga (para el de entrada)

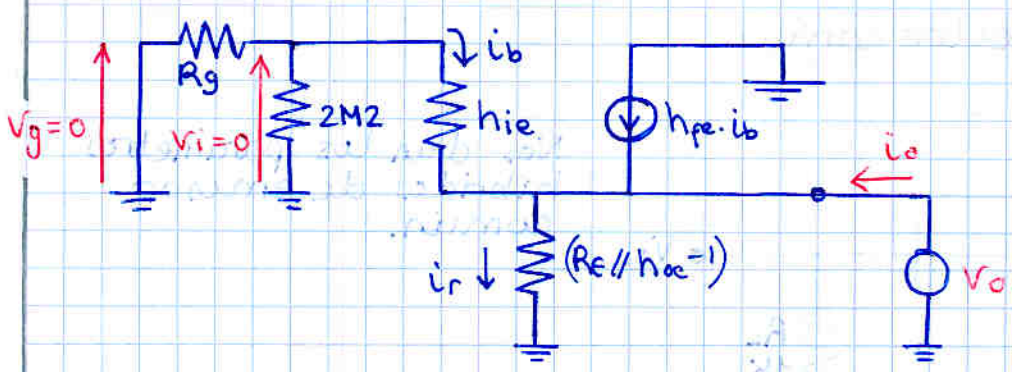


Imp entrada: (conta R_L)

$$R_i = 2M2 // R_i' \qquad R_i' = \frac{V_i}{i_b} = \frac{i_b h_{ie} + (1+h_{fe})i_b R'}{i_b} = 98'2\ k\Omega$$

$$R_i = 2M2 // 98'2\ k\Omega = 94\ K$$

Imp salida: (contar R_g)



$$i_r = i_o + (1+h_{fe}) i_b = \frac{V_o}{(R_e // h_{oe}^{-1})}$$

$$i_b = -\frac{V_o}{h_{ie} + (R_g // 2M2)}$$

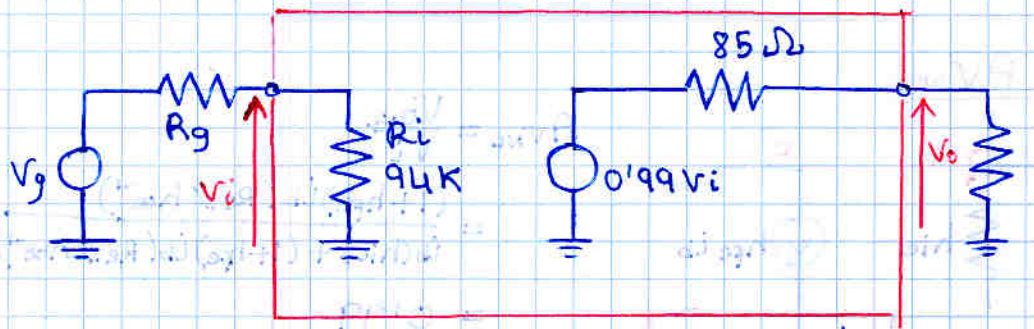
$$\left(\frac{V_o}{R_e // h_{oe}^{-1}}\right) = i_o + (1+h_{fe}) \frac{(-V_o)}{h_{ie} + (R_g // 2M2)}$$

$$R_o = \frac{V_o}{i_o}$$

$$i_o = \frac{V_o}{R_e // h_{oe}^{-1}} + \frac{V_o}{\frac{h_{ie} + (R_g // 2M2)}{1+h_{fe}}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_e // h_{oe}^{-1}} + \frac{1}{\frac{h_{ie} + (R_g // 2M2)}{1+h_{fe}}}}$$

$$= 85\,\Omega$$

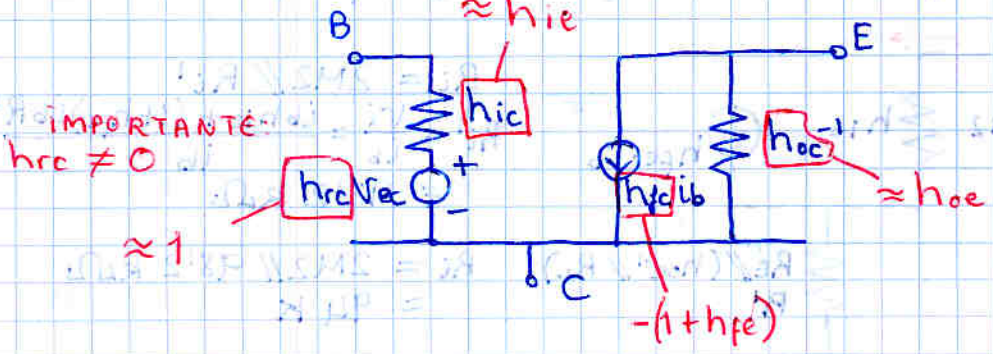


Resistencia de entrada muy alta → bien!

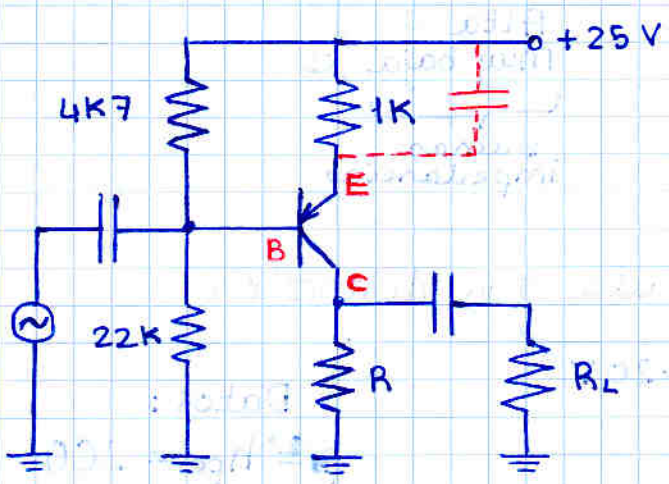
resistencia de salida muy baja → bien!

$$A_{V_T} = \frac{V_o}{V_g} = \left(A_{V_{NL}} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_i}\right) \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i} = 0'91$$

Se podría haber hecho todo el ejercicio con el equival. con parámetros de colector común:



ejercicio: volviendo al emisor común PERO sin condensador de emisor.



$$Av_{NL} = \frac{v_{o\,NL}}{v_i} = \frac{-h_{fe}\, i_b R_c}{i_b h_{ie} + (1+h_{fe}) i_b \cdot R_E}$$

aparece este término grande

$$= -2'16$$

(con el condens. era -200)

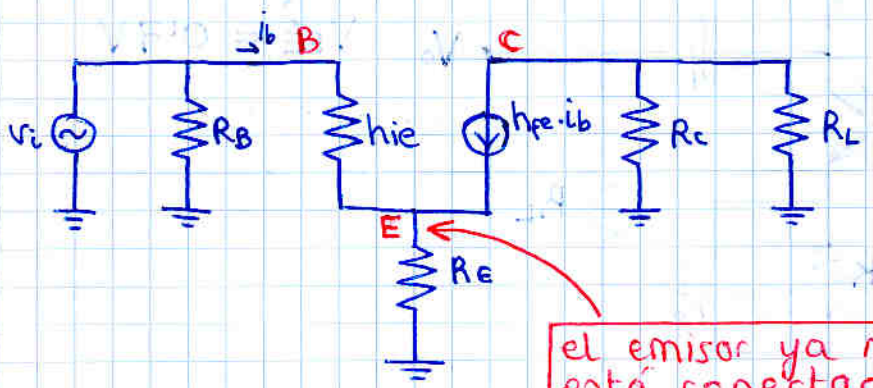
Vemos que es muy importante el condensador de emisor. Tiene una ventaja

$$Av_{NL} = \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}$$

despreciando h_{ie} frente a h_{fe} y $h_{fe} \simeq h_{fe} + 1$

$$Av_{NL} \simeq \frac{R_c}{R_E}$$

Av_{NL} no depende de h_{fe}, y se mantiene constante.



el emisor ya no está conectado a tierra

R_i

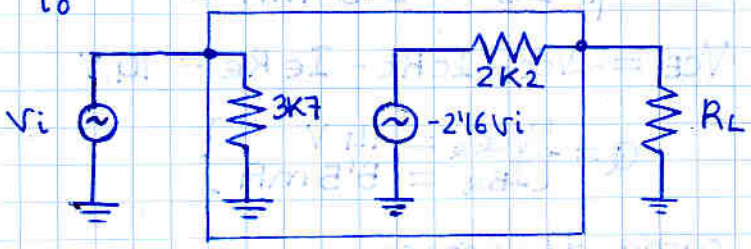
$$R_i = R_B \,//\, R_i' = 3'7K$$

$$R_i' = \frac{v_b}{i_b} = \frac{i_b h_{ie} + i_b (1+h_{fe}) R_E}{i_b} = h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E$$

R_o

hacemos $v_i = 0$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = R_c = 2K2$$

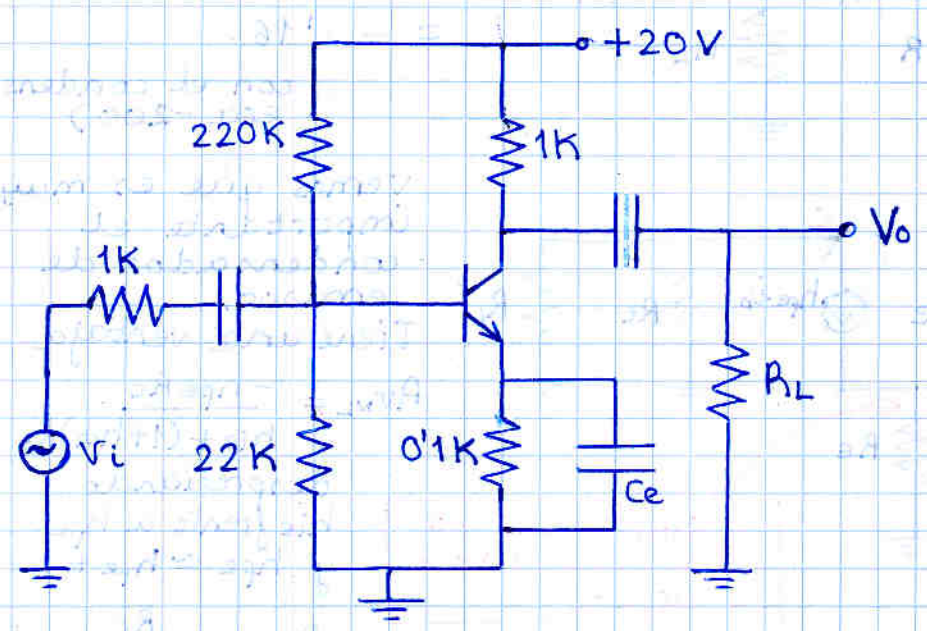


$$Av_T = \frac{v_{o\,R_L}}{v_i} = Av_{NL} \frac{R_L}{R_o + R_L} = -1'55$$

Conclusiones

	Emisor Común	Base Común	Colector Común
A_v	- Alta	Alta	$\simeq 1$
A_i	- Alta	< 1	Alta
R_i	Media	Muy baja :(	Alta :)
R_o	Media	Alta :(	Muy baja :)
	el más equilibrado		buenas impedancias

ejercicio.
Calcular máxima entrada sin distorsión



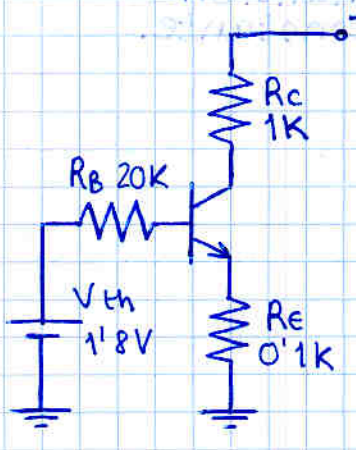
Datos:
$\beta = h_{fe} = 200$
$V_{BE} = 0'7\,V$

Cálculo recta carga, punto Q

Eq. thevenin:

$R_B = R_1 // R_2 = 20\,K$

$V_{th} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1'8\,V$



$I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_B + R_E(\beta+1)} = 27\,\mu A$

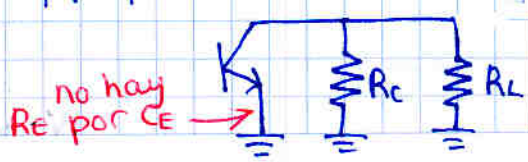
$I_C = \beta \cdot I_B = 5'5\,mA$

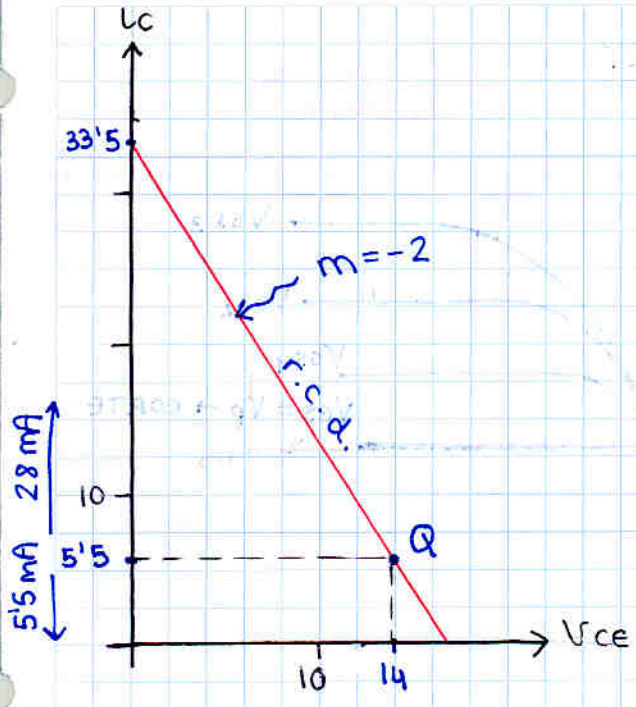
$V_{CE} = V_{cc} - I_C R_C - I_E R_E = 14\,V$

$Q = \{ V_{CE_Q} = 14\,V \;;\; I_{B_Q} = 5'5\,mA \}$

Pendiente recta de carga dinámica:
eq pequeña señal

$m = -\frac{1}{R_C // R_L} = -2$





$i_c = \Delta i_c$ $\begin{cases} +28\ mA \\ -5'5\ mA \end{cases}$

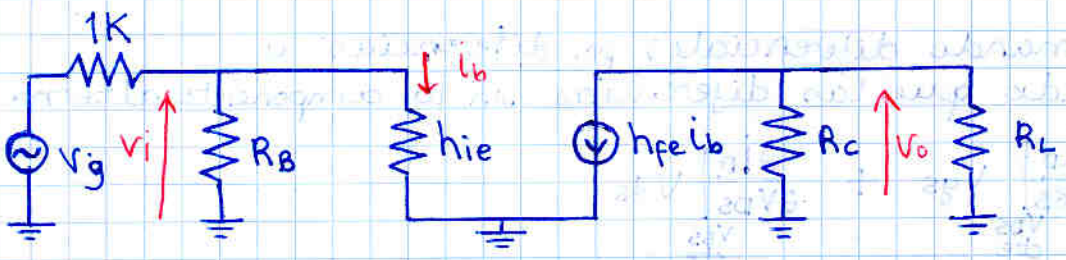
simétrica $\Delta i_c \neq 5'5\ mA$

$\Delta v_o = \Delta i_c \cdot (R_c \,//\, R_L)$

$\Delta v_o = \pm 2'75\ V$

Como se pide máxima entrada, Hace falta A_{v_L}

equivalente en pequeña señal



falta h_{ie} → se obtiene conociendo punto Q $h_{ie} = \frac{V_T}{I_B} = 1K$

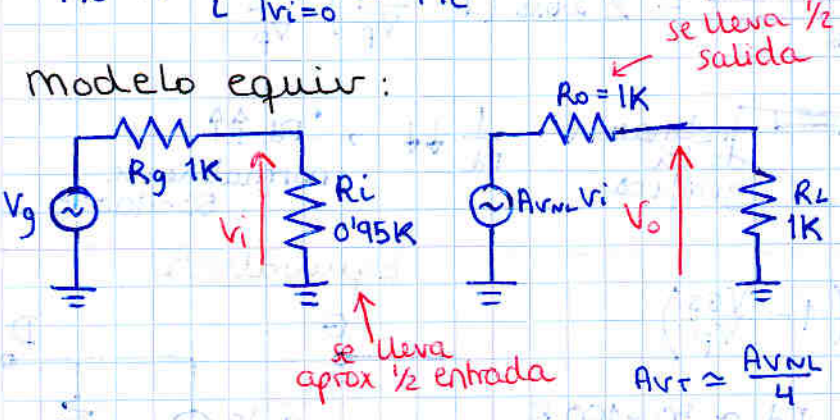
$V_T = 27mV = \frac{kT}{q}$

$A_{v_{NL}}$ sin carga $= \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} i_b R_c}{i_b \cdot h_{ie}} = -200$

$R_i = R_E \,//\, h_{ie} = 0'95\ K$

$R_o = \left.\frac{v_o}{i}\right|_{v_i=0} = R_c$

Modelo equiv:



$A_{v_T} \simeq \frac{A_{v_{NL}}}{4}$

$A_{v_T} = \frac{v_{o_{R_L}}}{v_g} = A_{v_{NL}} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i}$

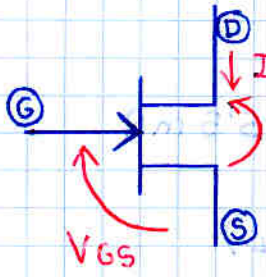
$= -48'7$

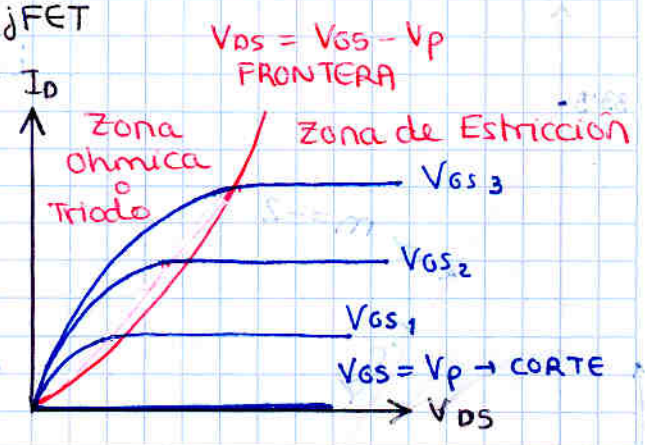
Máxima entrada sin distorsión:

$\Delta v_I = \frac{\Delta v_o}{A_{v_T}} = \pm 5'6\ mV$

jFET en pequeña señal

Recordatorio: funcionamiento jFET





En zona de Estricción:

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

$$i_D = f(V_{DS}, V_{GS})$$

derivando:

$$\partial i_D = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}\ cte} dV_{GS} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}\ cte} dV_{DS}$$

aproximando diferenciales por diferencias y sabiendo que las diferencias son la componente alterna.

$$i_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}\ cte} v_{gs} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}\ cte} v_{ds}$$

- $\left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}\ cte}$: param g_m, admitancia, unidad: Siemens
- $\left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}\ cte}$: param $\left(\frac{1}{r_d}\right)$, admitancia, r_d: resistencia

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r_d} v_{ds}$$

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}\ cte} = \frac{d\left(I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2\right)}{dV_{GS}} = 2\,I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\cdot\frac{-1}{V_P}$$

$$\frac{1}{r_d} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}\ cte}$$

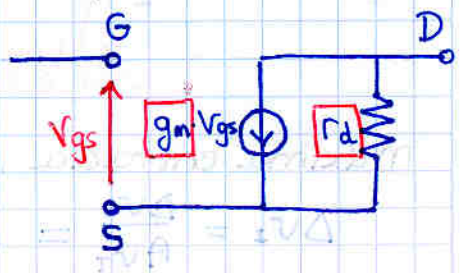
inclinación de la gráfica

$\frac{1}{r_d}$ ↓↓ → r_d ↑↑ normalmente 50 ~ 100 K

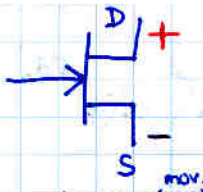
$$g_m = -\frac{2\,I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

$\frac{1}{r_d}$ inclinación gráfica $\quad r_d \simeq 50 \sim 100\ K$

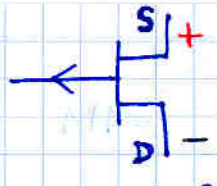
Equivalente



¿Cómo diferenciar drenador-surtidor?



canal N (mov. e^-)
drenador → tensión alta

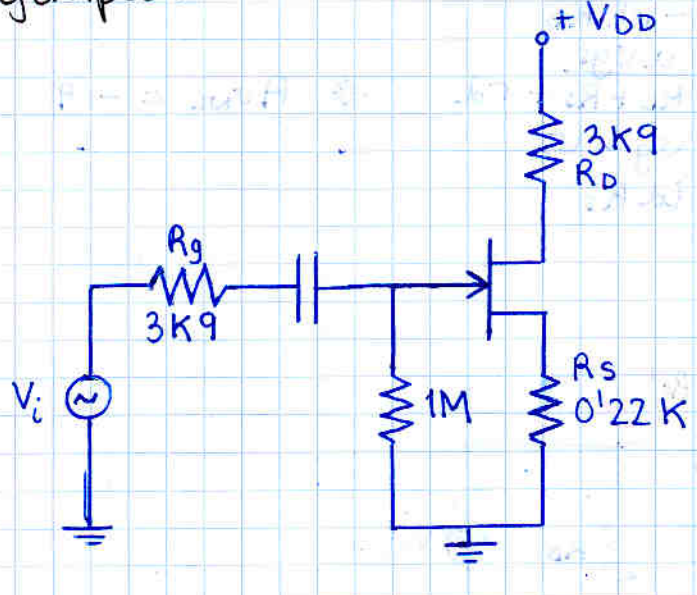


canal P (mov. h^+)
drenador → tensión baja

¡FET Fuente Común

Fuente = Surtidor

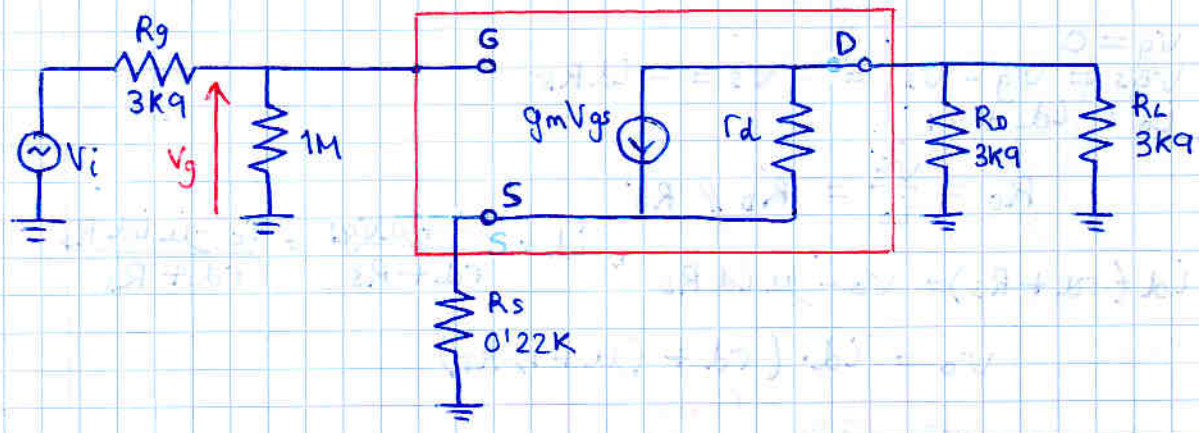
ejemplo:



Datos:

- g_m = 5 mS (miliSiemens $\left(\frac{mA}{V}\right)$)
- r_d = 50 K

Equivalente pequeña señal

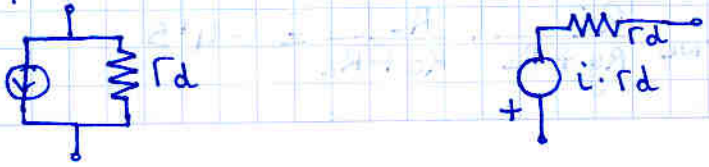


Normalmente el surtidor está a tierra (mediante un condensador) y queda un circuito muy simple.

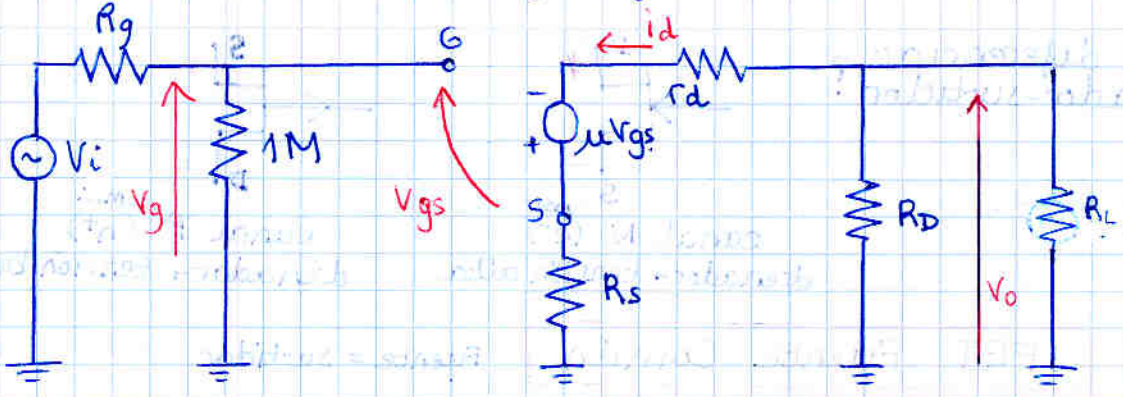
En este caso no está el condensador, y hay que considerar Rs, complicando MUCHO el circuito.
Lo tenemos difícil agrupar resistencias;

nos vemos obligados a convertir gen corriente en gen tensión

Eq. Norton → Eq. Thevenin



$\mu = g_m \cdot r_d$



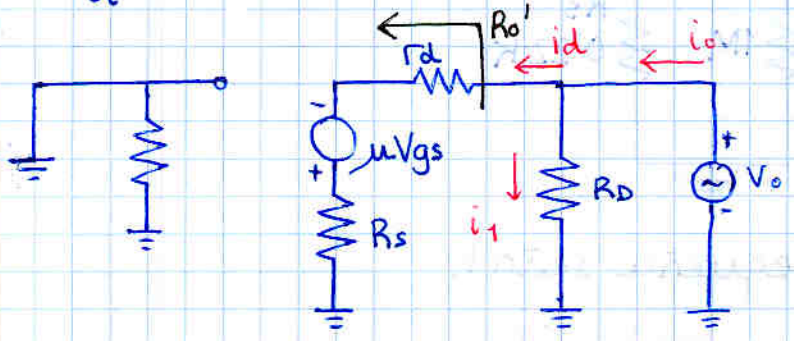
$$Av_{NL} = \frac{V_{o_{NL}}}{V_g}$$

$$\begin{cases} V_{o_{NL}} = -i_d R_D \\ i_d = \dfrac{\mu V_{gs}}{R_D + R_s + r_d} \\ V_{gs} = V_g - V_s \\ V_s = i_d R_s \end{cases} \Rightarrow Av_{NL} = -9$$

Ri

$$R_i = \frac{V_g}{i_i} = R_G = 1M\Omega$$

Ro



$V_g = 0$

$V_{gs} = V_g - V_s = -V_s = -i_d R_s$

$i_o = i_d + i_1$

$$R_o = \frac{V_o}{i_o} = R_D \,//\, R_o'$$

$$i_d = \frac{V_o + \mu V_{gs}}{r_d + R_s} = \frac{V_o - \mu i_d R_s}{r_d + R_s}$$

$$i_d (r_d + R_s) = V_o - \mu i_d R_s$$

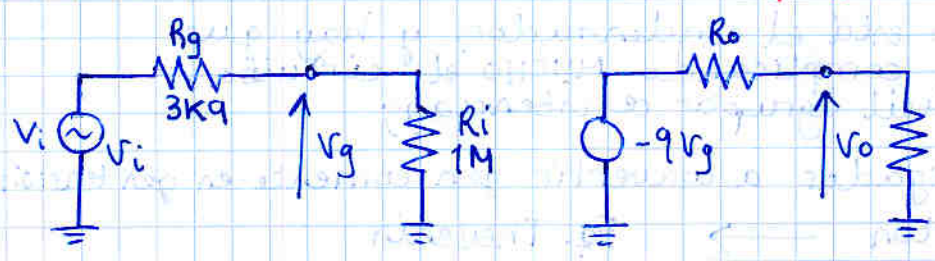
$$V_o = i_d \cdot (r_d + (\mu+1) R_s)$$

el gen hace que Rs parezca mas grande

$$R_o' = r_d + (\mu+1)R_s = 105'2k$$

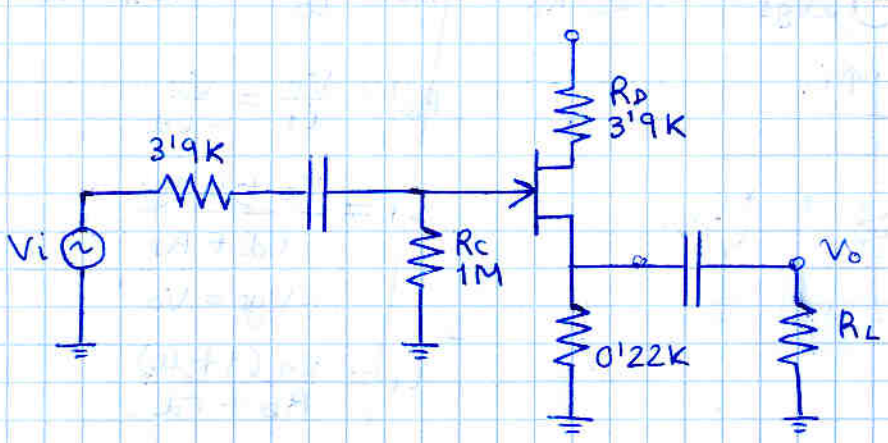
$$R_o = R_o' \,//\, R_D = 3'8K$$

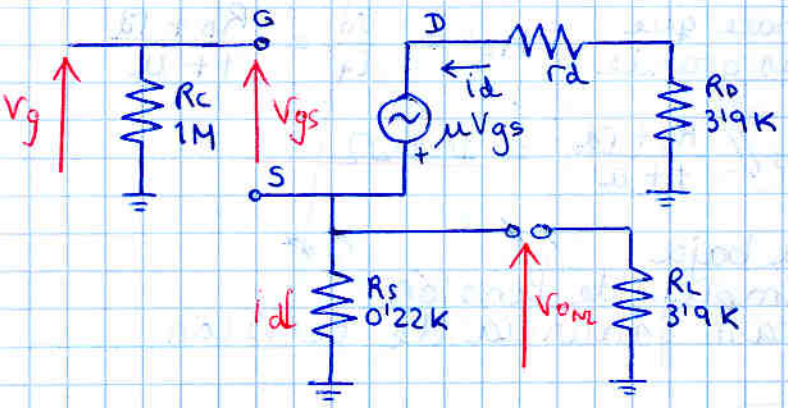
la que realmente influye es R_D



$$\frac{V_o}{V_L} = Av_T = Av_{NL} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} = -4'5$$

JFET Drenador Común





$g_m \cdot r_d = \mu$
$g_m = 5mS$
$r_d = 50K$
$\mu = 250$

$$A_{V_{NL}} = \frac{V_{o\,NL}}{V_g}$$

$$V_{o_{NL}} = V_s = i_d \cdot R_s = \frac{\mu V_{gs} R_s}{R_D + R_s + r_d} = \frac{\mu (V_g - V_o) R_s}{R_D + R_s + r_d} = V_o$$

$$i_d = \frac{\mu V_{gs}}{R_D + r_d + R_s}$$

$$V_{gs} = V_g - V_s = V_g - V_o$$

$$V_o = \frac{\mu V_{gs} R_s}{R_D + R_s + r_d}$$

$$V_g = V_{gs} + V_o = V_{gs}\left[1 + \frac{\mu R_s}{R_D + R_s + r_d}\right]$$

$$A_{V_{NL}} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{-1}{1 + \frac{R_s + R_D + r_d}{\mu R_s}} = -0'5$$

siempre < 1

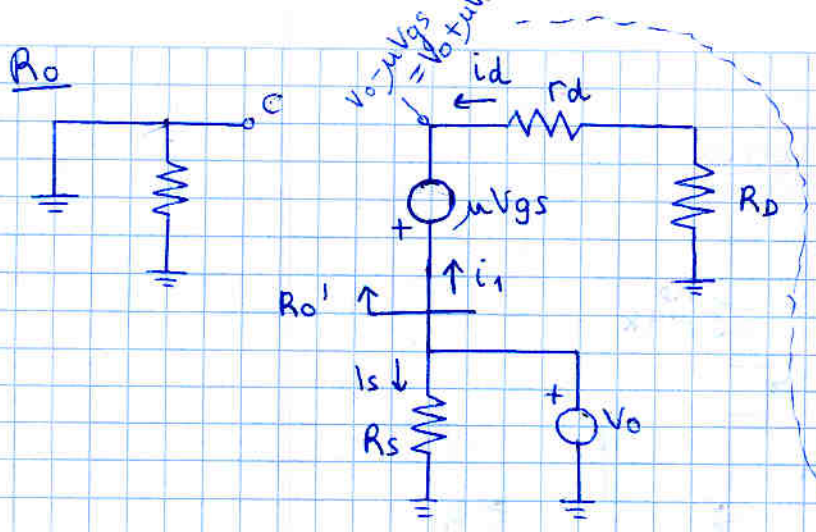
SEGUIDOR DE FUENTE

$$\boxed{A_{V_{NL}} = -0'5}$$

Ri

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_c = 1M$$

$$\boxed{R_i = 1M}$$



$$R_o = \frac{V_o}{i_o} = R_s // R_o'$$

$$R_o' = \frac{V_o}{i_1} = \frac{V_o}{-i_d}$$

$$i_1 = \frac{V_o - \mu V_{gs}}{r_d + R_D}$$

$$-V_{gs} = V_o$$

$$i_1 = \frac{V_o(1+\mu)}{R_D + r_d}$$

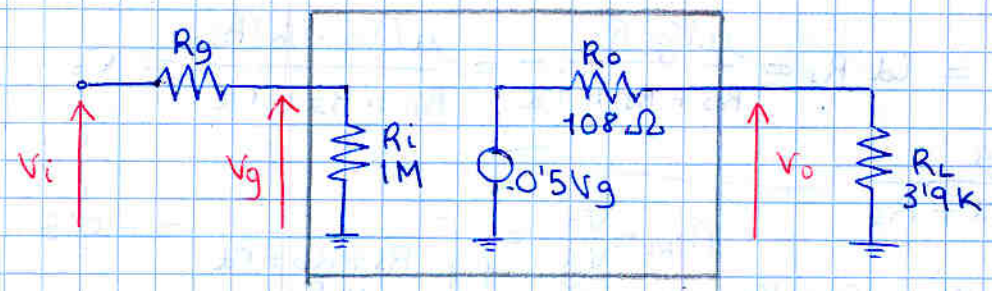
la fuente hace que $r_d + R_D$ parezca más grande

$$R_o' = \frac{V_o}{i_1} = \frac{R_D + r_d}{1+\mu}$$

$$R_o = R_s // R_o' = R_s // \frac{R_D + r_d}{1+\mu} = 108\,\Omega$$

Impedancia de salida baja
↳ bueno para amplif. de tensión
↳ pero no tiene casi ganancia de tensión

$$\boxed{R_o = 108\,\Omega}$$

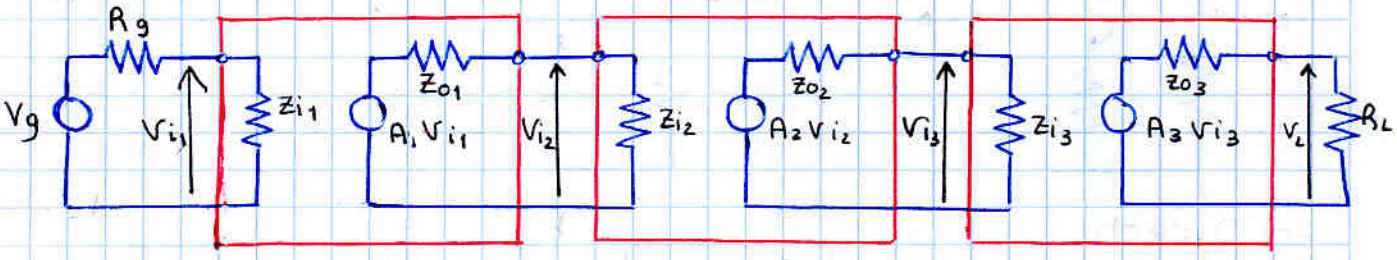


$$A_{V_{NL}} = \frac{V_g}{V_{o_{NL}}} = -0'5$$

$$A_{V_T} = \frac{V_i}{V_o} = A_{V_{NL}} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} = 0'48$$

Amplificadores Multietapa. Conexión en cascada

Una sóla etapa no se usa casi nunca; sólo si no hay mucha exigencia y prima la economía.



Caso ideal: $A_T = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$

caso real: hay pérdidas en cada divisor resistivo

$$A_{V_T} = \frac{R_{i_1}}{R_{i_1}+R_g} \cdot A_1 \cdot \frac{R_{i_2}}{R_{i_2}+R_{o_1}} \cdot A_2 \cdot \frac{R_{i_3}}{R_{i_3}+R_{o_2}} \cdot A_3 \cdot \frac{R_L}{R_{o_3}+R_L}$$

	A_v	A_i	Z_i	Z_o
EC	alta	alta	media	media
BC	alta	<1	muy baja	alta
CC	$\simeq 1$	alta	alta	muy baja

Colector común → buenas impedancias para amplif. tensión
Base común → buenas impedancias para amplif. corriente

Depende de lo que se quiera amplificar se utiliza uno de los dos (BC o CC) a la entrada y/o salida combinados con un EC en medio que es quien amplifica.

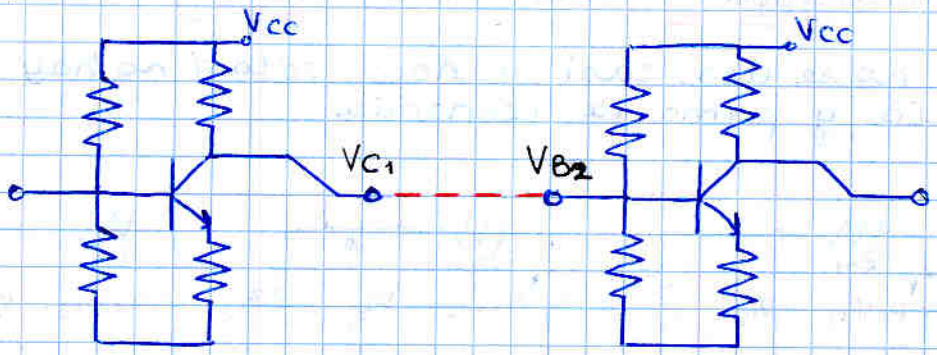
ej:

las impedancias de los CC son muy buenas y hacen que las pérdidas en cada divisor resistivo sean mínimas.

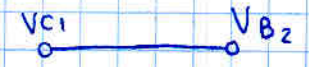
La ganancia total de ese ejemplo sería mucho mayor que la de

Acoplamiento de los amplificadores

ej:



→ **Directo**



al conectarlos $V_{C_1} = V_{B_2}$
↳ se altera la polarización

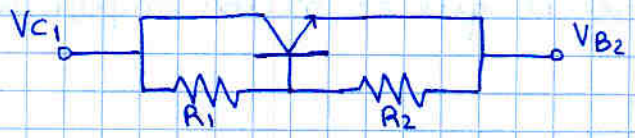
→ **Resistivo / Zener**

Ambos intentan que V_{C_1} y V_{B_2} sean distintos conservando su valor de antes de conectarlos.

Con la resistencia sigue variando la polarización, pero en menor grado

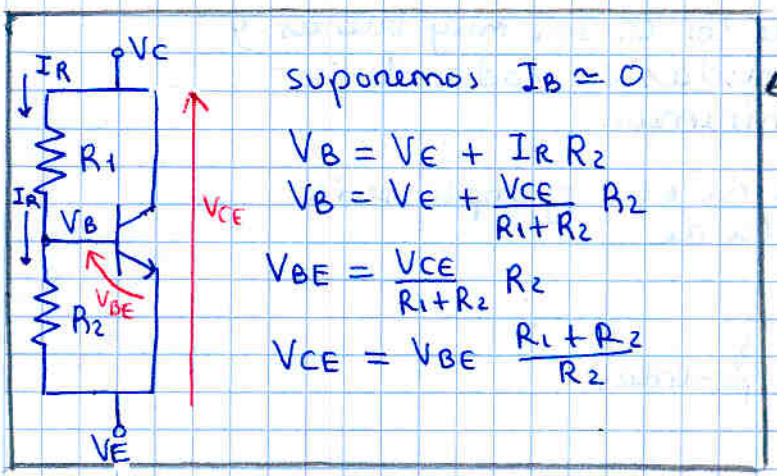
El zener en teoría no alteraría la polarización si se escoge $V_Z = V_{C_1} - V_{B_2}$
problema: valores de V_Z son normalizados.

→ **multiplicador de V_{BE}**



actua como un zener pero permite mayor flexibilidad de valores.

$$V_{CE} = V_{BE}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$



suponemos $I_B \simeq 0$

$$V_B = V_E + I_R R_2$$

$$V_B = V_E + \frac{V_{CE}}{R_1 + R_2} R_2$$

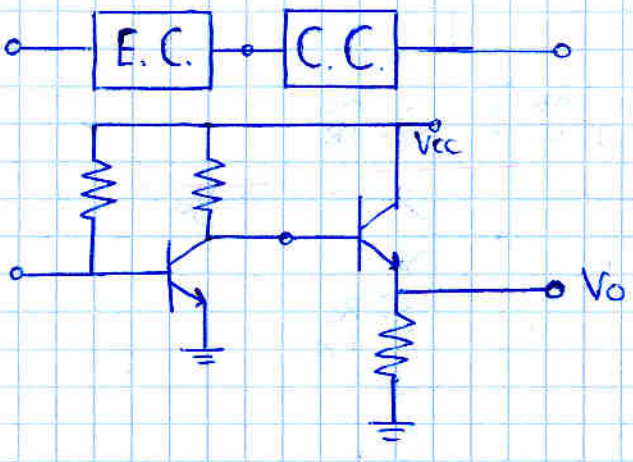
$$V_{BE} = \frac{V_{CE}}{R_1 + R_2} R_2$$

$$V_{CE} = V_{BE} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

→ **Capacitivo**

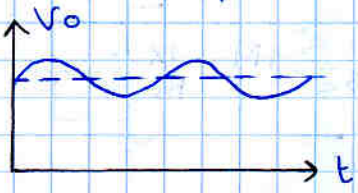
el más utilizado.
No altera la polarización
Problema: comportamiento ante frecuencia

Desplazador de nivel

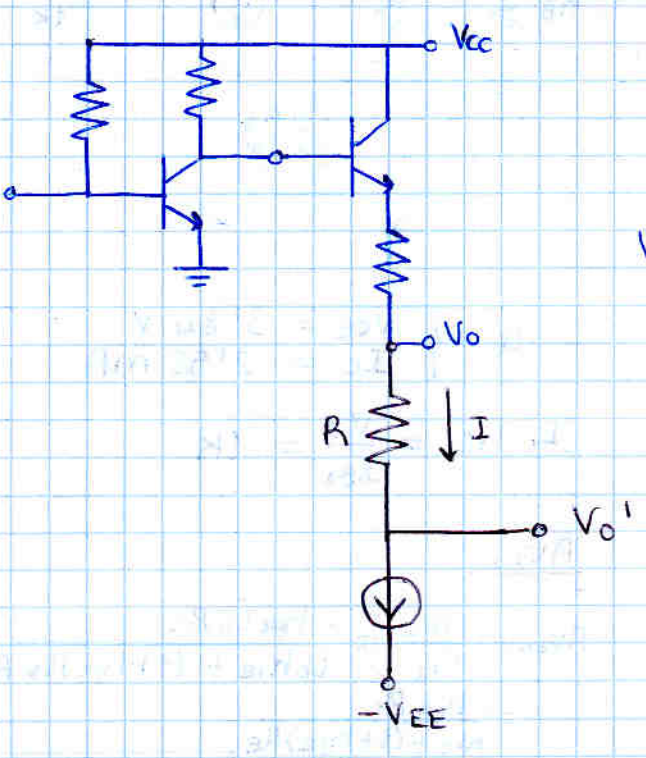


$V_{o\,reposo} > 0$

Debido al circuito de polarización:

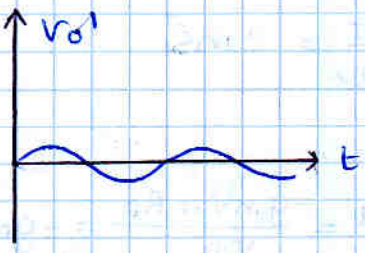


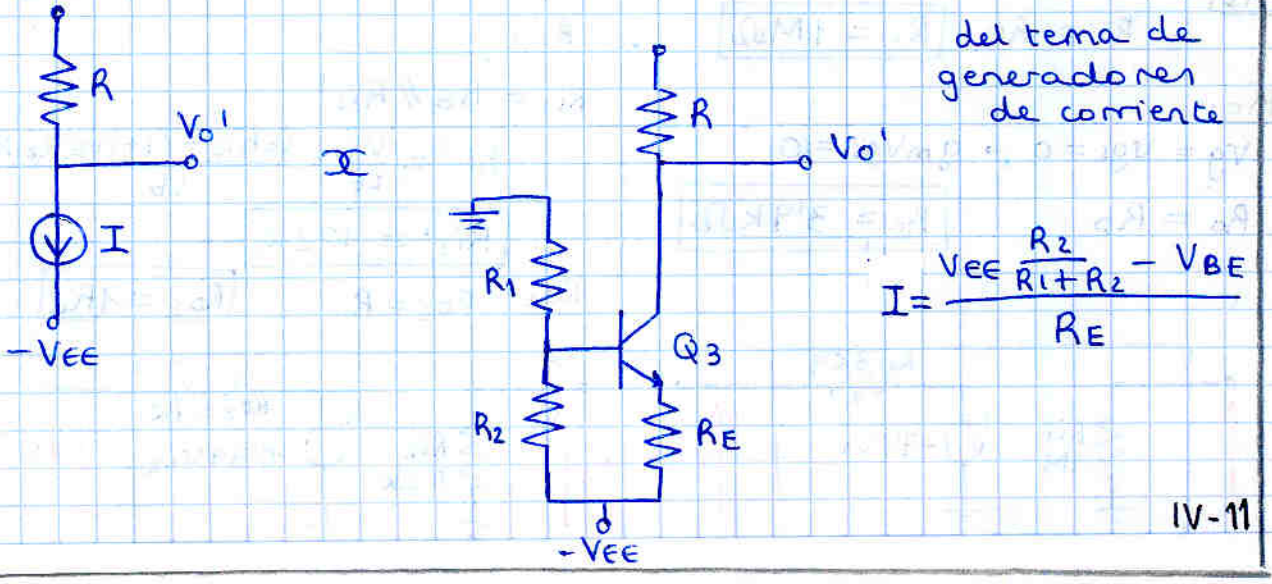
solución: desplazador de nivel



$$V_o' = V_o - \underbrace{IR}$$

se ajusta este "offset" para $IR = V_{o\,reposo}$



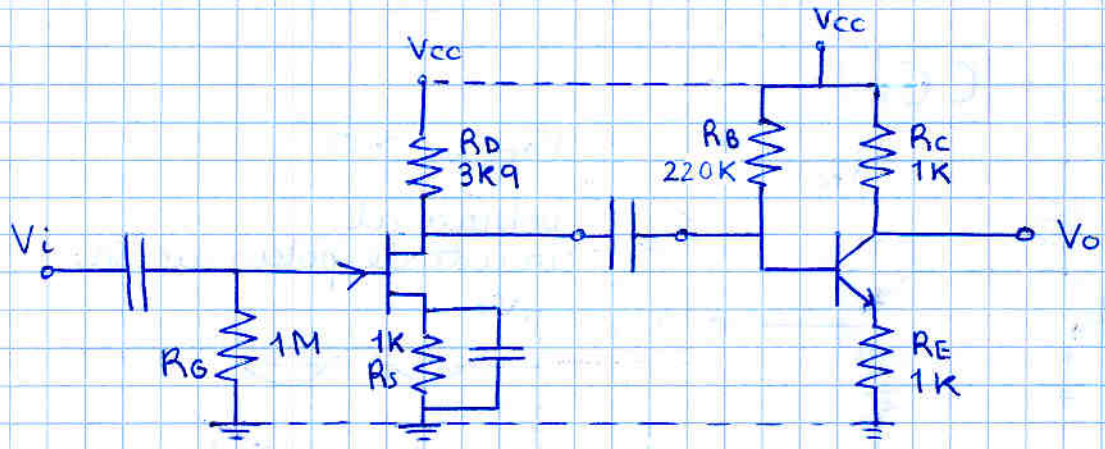


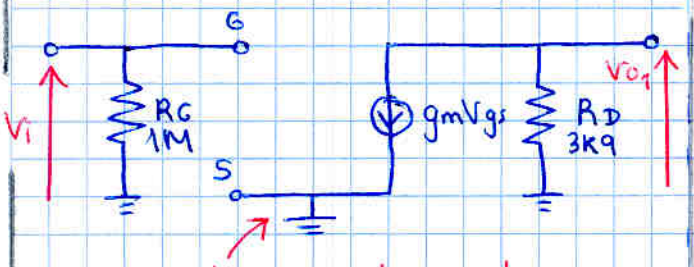
del tema de generadores de corriente

$$I = \frac{V_{EE}\frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{R_E}$$

ejercicio

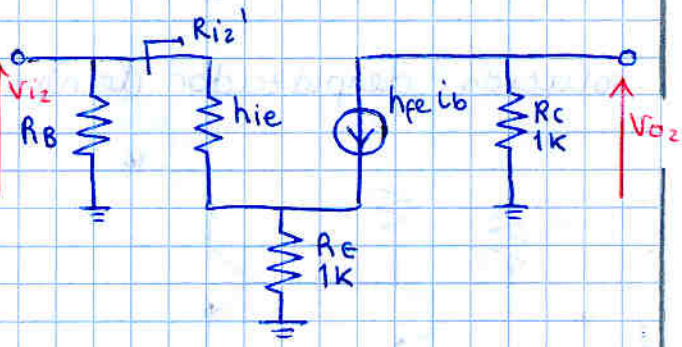
Calcular máxima entrada para salida sin distorsión.





esta vez hay condensador en R_S que pone S a tierra

⇒ facilita MUCHO los cálculos



Q (calcular) $\begin{cases} I_D = 1\,mA \\ V_{DS} = 4'1\,V \end{cases}$

↳ $g_m = \frac{V_T}{I_D} = 2\,mS$

Q $\begin{cases} V_{CE} = 3'84\,V \\ I_C = 2'58\,mA \end{cases}$

↳ $h_{ie} = \frac{V_T}{I_{Ba}} = 1K$

Av_{1NL}

$$Av_{1NL} = \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{-g_m v_{gs} R_D}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

$$\boxed{Av_{1NL} = -7'8}$$

Av_{2NL}

$$Av_{2NL} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = \frac{-h_{fe} i_b R_C}{i_b h_{ie} + (1+h_{fe}) i_b R_E} = \frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}$$

$$\boxed{Av_{2NL} = -0'99}$$

Ri_1

$R_i = R_G$ $\quad \boxed{R_i = 1M\Omega}$

Ri_2

$R_{i2} = R_B \,//\, R_{i2}'$

$$R_{i2}' = \frac{v_{i2}}{i_b} = \frac{i_b h_{ie} + (1+h_{fe}) i_b R_E}{i_b}$$

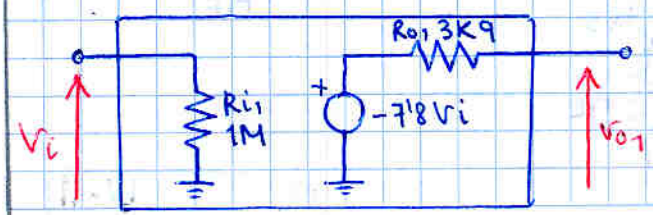
$$\boxed{R_{i2}' = 102K}$$

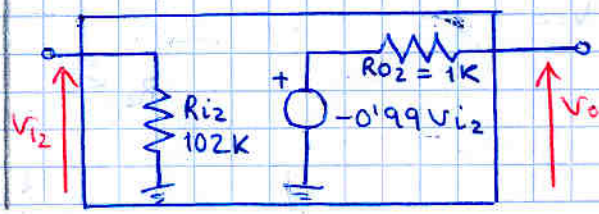
Ro_1

$v_g = v_{gs} = 0 \rightarrow g_m v_{gs} = 0$

$R_o = R_D$ $\quad \boxed{R_o = 3'9\,k\Omega}$

Ro_2 $\quad R_{o2} = R_C$ $\quad \boxed{R_{o2} = 1K.}$

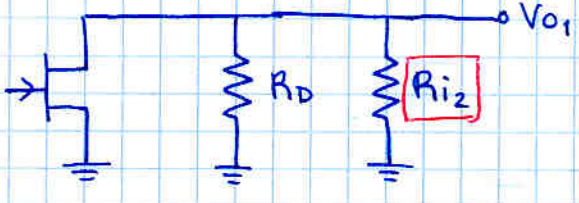




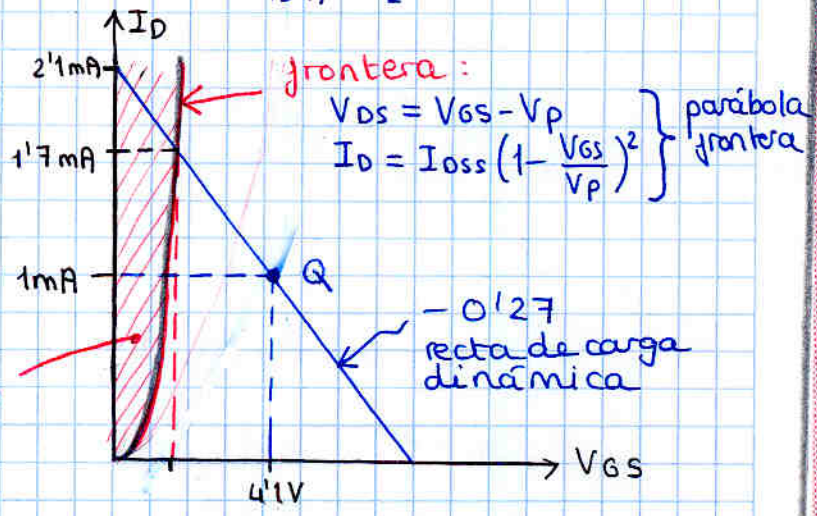
Rectas de carga

JFET

camino de la alterna:



$$m = -\frac{1}{R_D // R_{i_2}} = -0'27$$



a diferencia del BJT, no podemos tomar la sat. como el eje

Hay que hayar el corte entre la recta de carga y la parábola:

$$I_D = I_{DSS}\cdot\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad \underset{(V_{GS} = V_{DS} + V_p)}{=} \quad I_{DSS}\cdot\left(1 - \frac{V_{DS}+V_p}{V_p}\right)^2$$

$$I_D = I_{DSS}\left(\frac{V_{DS}}{V_p}\right)^2 \text{ parábola}$$

$$I_D = 2'1 - 0'27\,V_{ds} \text{ recta de carga}$$

se cortan en $\{I_D = 1'7\,mA\}$ $\{V_{DS} = 1'3\,V\}$

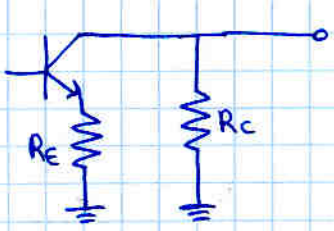
$\Delta i_{osim} = \pm 0'7\,mA$

$\Delta V_o = \Delta i_o (R_D // R_{i_2}) = \pm 0'7(3k7)$

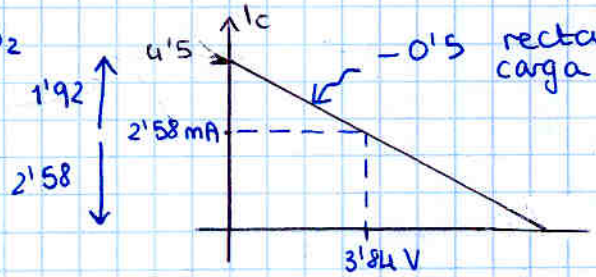
$$\boxed{\Delta V_{o_1} = \pm 2'6}$$

BJT

camino de la altena



$$m = -\frac{1}{R_E + R_C} = -0'5$$

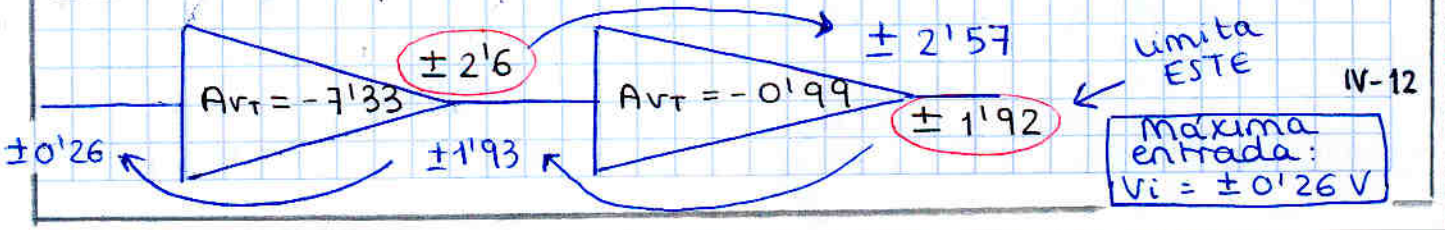


$\Delta i_{csim} = \pm 1'92\,mA$

$\Delta V_{osim} = \Delta i_c \cdot R_C$

$$\boxed{\Delta V_{osim} = \pm 1'92\,V}$$

Ver cual es el que limita



Máxima entrada: $V_i = \pm 0'26\,V$

TEMA 5: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LOS AMPLIFICADORES

Fidelidad: Si la ganancia de un amplificador no depende de la frecuencia, la salida será una reproducción fiel de la entrada.

En la práctica, los amplificadores tienen una respuesta en frecuencia, algunas frecuencias se amplifican más que otras. Al introducir una señal cualquiera, cada uno de sus componentes senoidales se amplifica según su frecuencia y la señal a la salida no será fiel a la entrada.

Función de transferencia: $H(j\omega)$

$$H(j\omega)\begin{cases} |H(j\omega)| & \text{módulo} \rightarrow \text{indica la amplitud} \\ \varphi(H(j\omega)) & \text{argumento} \rightarrow \text{indica el retardo} \end{cases}$$

ej: $V_i = A \cos(\omega_1 t + \phi)$

$V_o = A\,|H(j\omega_1)| \cos(\omega_1 t + \phi + \varphi(H(j\omega_1)))$

Decibelios y escala logarítmica

- Oído humano:
  no es lineal, es logarítmico
  aprox la sensación se duplica cuando se cuadriplica la intensidad. ($\log_2$)

- Decibelios:

  El Bel relaciona dos niveles de potencia $G = \log_{10}\frac{P_2}{P_1}$ bel

  Como es muy pequeño, para que la escala sea más 'humana' se multiplica por 10. (Decibelios)

$$G = 10 \log_{10}\frac{P_2}{P_1} \quad dB$$

Los decibelios comparan potencias. Se pueden adaptar para comparar tensiones e intensidades:

$$10\log\frac{P_1}{P_2} = 10\log\frac{V_2^2/R}{V_1^2/R} = 20\log\frac{V_2}{V_1} = 20\log\frac{I_2}{I_1}$$

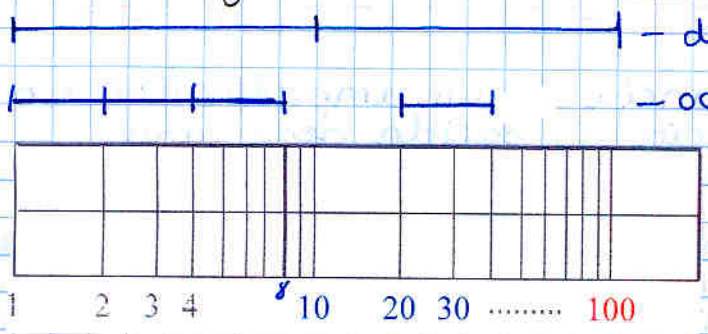
$$G = 20\log_{10}\frac{V_2}{V_1} = 20\log_{10}\frac{I_2}{I_1} \quad (dB)$$

Sencillez de uso para ganancia en cascada:

$$A_{V_T} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$$

$$A_{V_T}(dB) = A_1(dB) + A_2(dB) + A_3(dB)$$

- Escala logarítmica:



- décadas: Rango de frecuencias entre f y 10f

- octavas: entre f y 2f

Truco:

3 dec	≃	10 octavas
10^3	≃	2^{10}
1000	≃	1024

Para calcular nº de décadas entre f_2 y f_1 : $\log_{10} \frac{f_2}{f_1}$

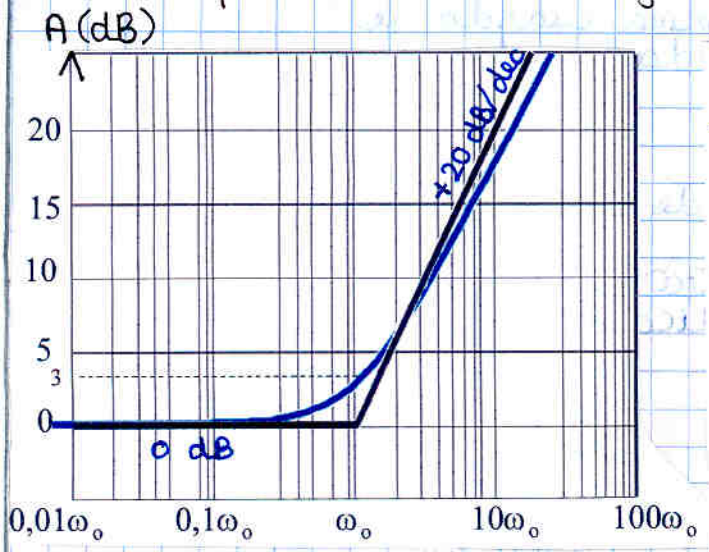
" " " " octavas " " " " : $\log_2 \frac{f_2}{f_1}$

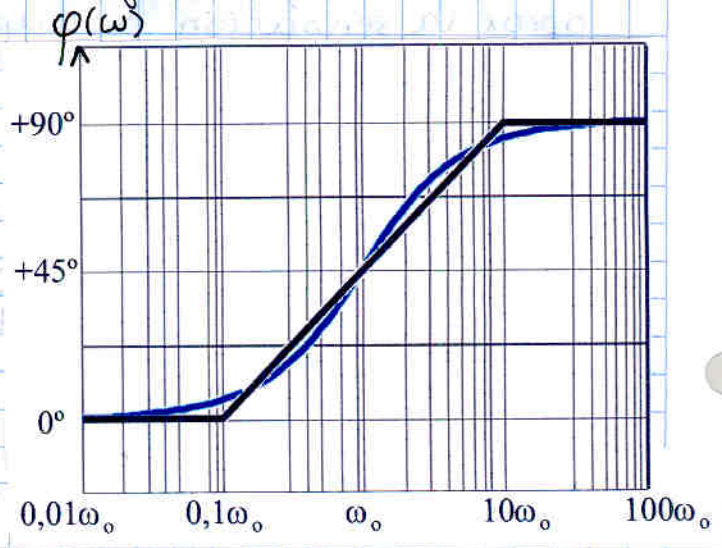
Representación de Bode:

Consiste en la representación del módulo y el argumento (el módulo en dB y el argumento en grados) de una función de transferencia. El eje x (f ó ω) se representa en escala logarítmica.

ejemplo:

Representación de $H(j\omega) = 1 + j\frac{\omega}{\omega_0}$ (se llama cero)





$$|H(j\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\varphi(H(j\omega)) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$\omega \ll \omega_0$

$|H(j\omega)| \simeq 1$

$20 \log 1 = 0$ dB

$\omega \ll \omega_0$

$\operatorname{arctg} 0 = 0°$

$\omega = \omega_0$

$|H(j\omega)| \simeq \sqrt{2}$

$20 \log \sqrt{2} = +3$dB

$\omega = \omega_0$

$\operatorname{arctg}(1) = 45°$

$\omega \gg \omega_0$

$|H(j\omega)| \simeq \frac{\omega}{\omega_0}$

$20 \log \frac{\omega}{\omega_0} = 20 \frac{\text{dB}}{\text{dec}}$

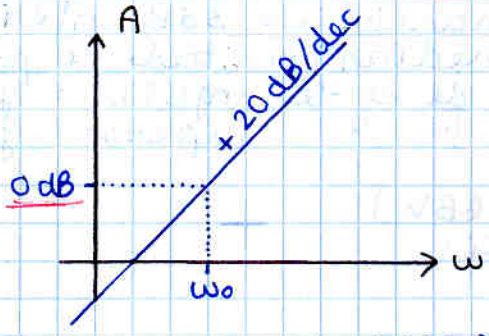
$\omega \gg \omega_0$

$\operatorname{arctg}(\infty) = 90°$

siguiendo ese procedimiento se puede dibujar: (aprenderselo de memoria)

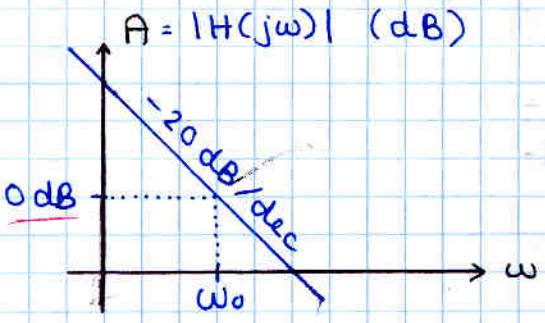
- Derivador:

$$H(j\omega) = j\frac{\omega}{\omega_0}$$



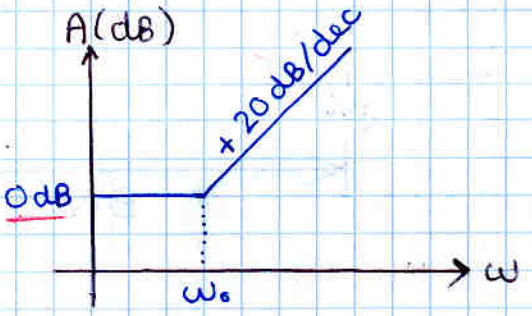
- Integrador

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_0}}$$



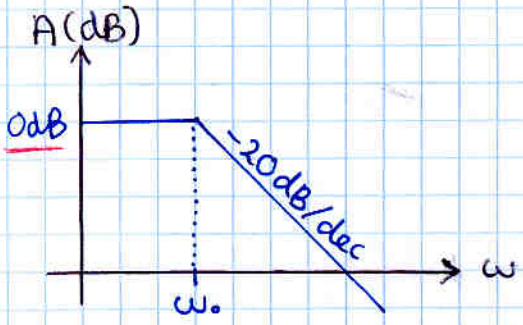
- Cero:

$$H(j\omega) = 1 + j\frac{\omega}{\omega_0}$$



- Polo

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$



Normalmente aparecerán composiciones de éstas:

ej. $H(j\omega) = 10 \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$

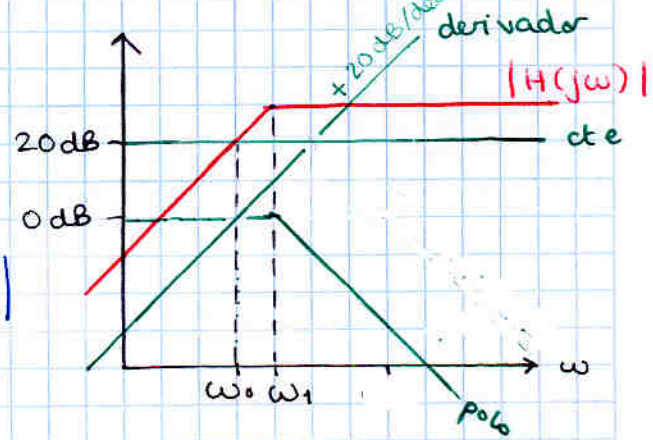
$$|H(j\omega)|_{dB} = 20\log\left|10 \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}\right|$$

$$= 20\log 10 + 20\log\left|j\frac{\omega}{\omega_0}\right| + 20\log\left|\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}\right|$$

$$= |10|_{dB} + \left|j\frac{\omega}{\omega_0}\right|_{dB} + \left|\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}\right|_{dB}$$

= cte (+) derivador (+) polo

sumar, no multiplicar



Ancho de banda y frecuencias de corte

Frecuencias de corte:

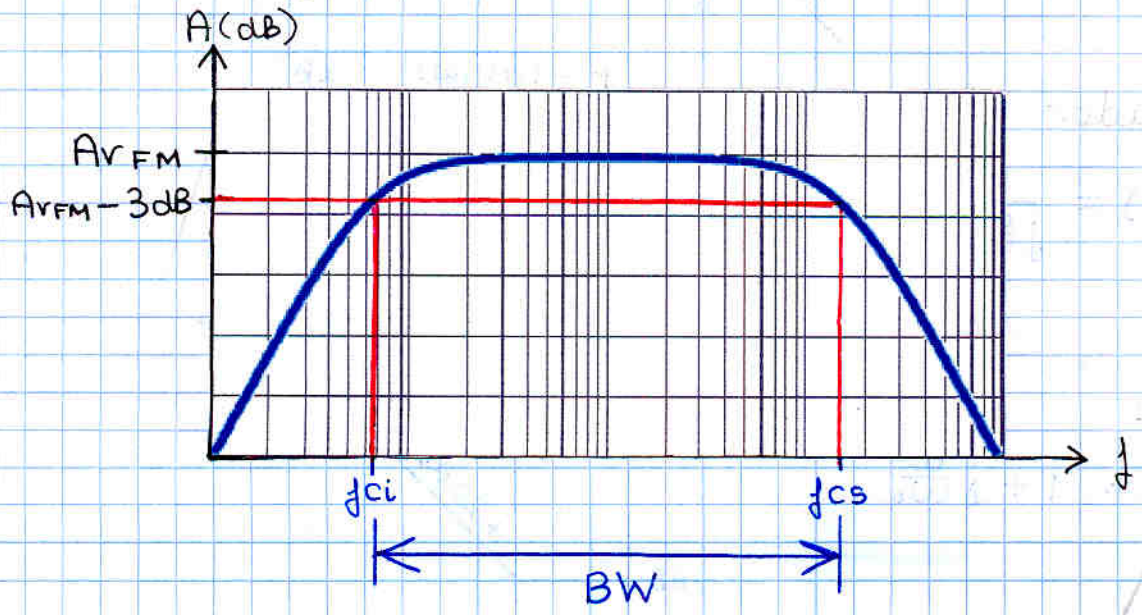
Cuando la ganancia es 3dB inferior de la de frecuencias medias (mitad de potencia)

frecuencia de corte inferior : f_{ci}

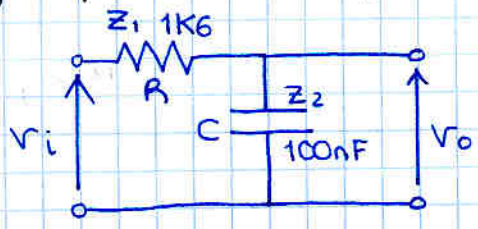
" " " superior f_{cs}

Ancho de banda (BW):

$BW = f_{cs} - f_{ci}$



ejemplo: Filtro paso bajo



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_1 = R$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{(1/RC)}}$$

es un polo

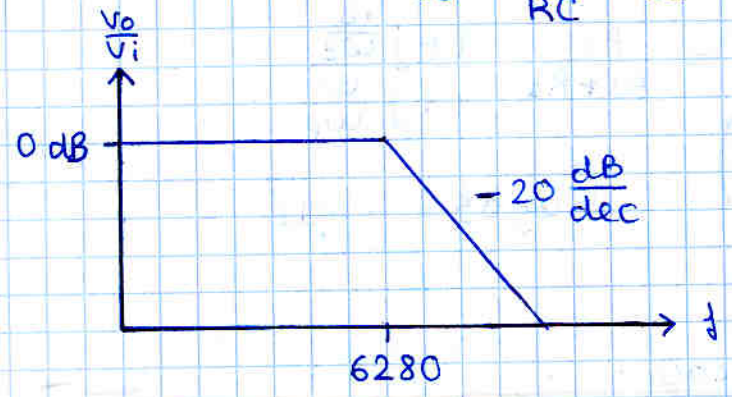
se puede hacer todo con frecuencia

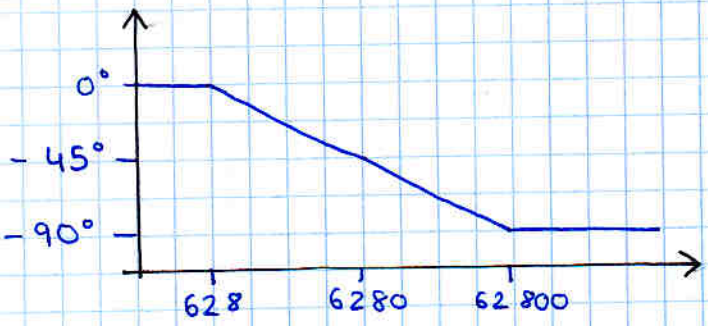
$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = 1\,kHz$$

$$\frac{1}{1 + j\frac{\omega/2\pi}{\omega/2\pi}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_o}}$$

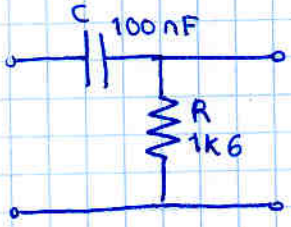
filtro paso bajo

$$\omega_o = \frac{1}{RC} = 6280$$





ejemplo: Filtro paso alto

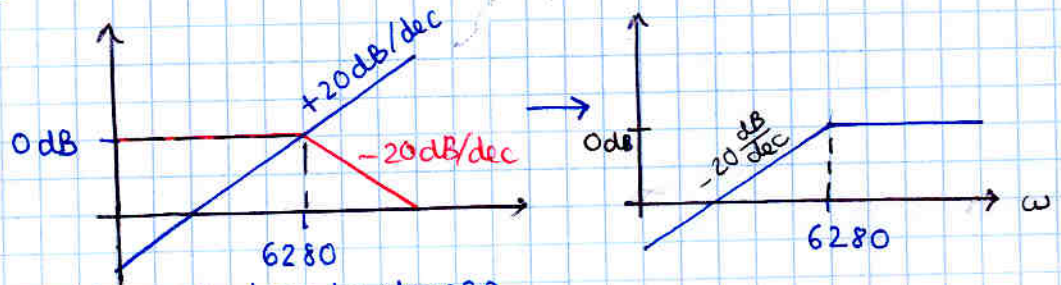


$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{j\frac{\omega}{1/RC}}{1 + j\frac{\omega}{1/RC}}$$

derivador

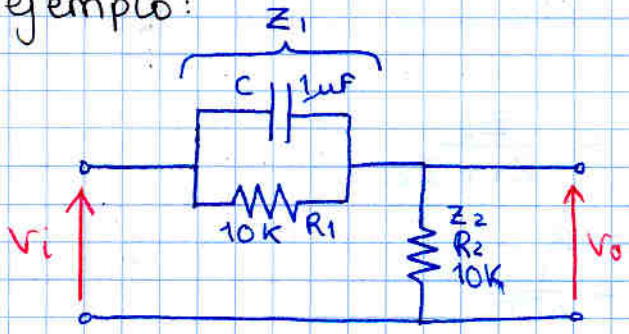
polo

$$\omega_o = \frac{1}{RC} = 6280$$



tenemos dos factores que hay que sumar

ejemplo:



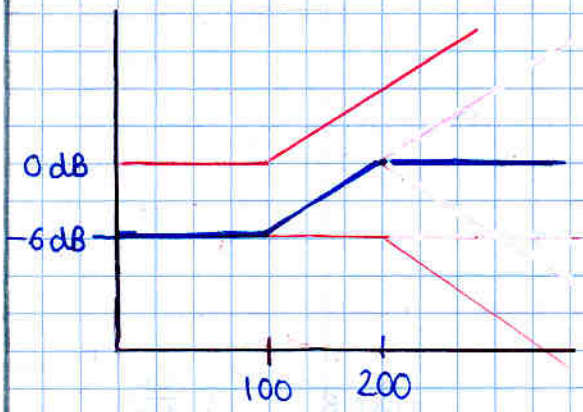
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1+j\omega R_1 C}} = \frac{R_2}{\frac{R_1+R_2+j\omega R_1 R_2 C}{1+j\omega R_1 C}} = \frac{R_2(1+j\omega R_1 C)}{(R_1+R_2)\left(1+j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C\right)}$$

$$= \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{1/RC}}{1+j\frac{\omega}{\frac{1}{\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C}}} = \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2}}_{0'5} \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_z}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

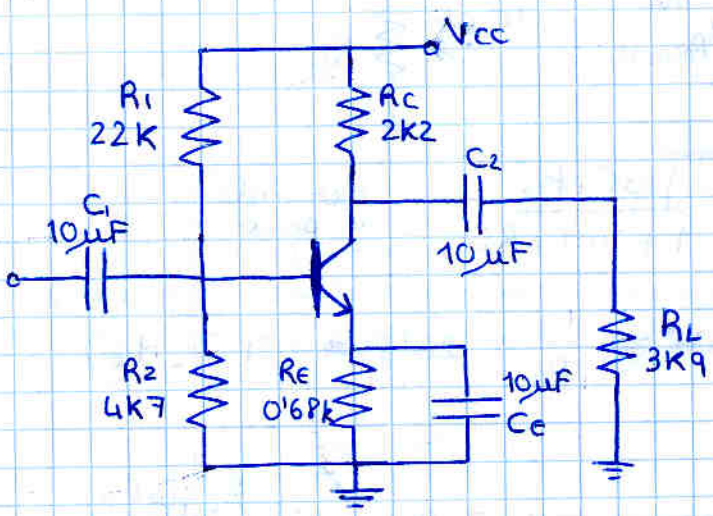
$20 \log 0'5 = -6\,dB$

$$\omega_z = \frac{1}{R_1 C_1} = 100$$

$$\omega_p = \frac{1}{(R_1 // R_2)C} = 200$$

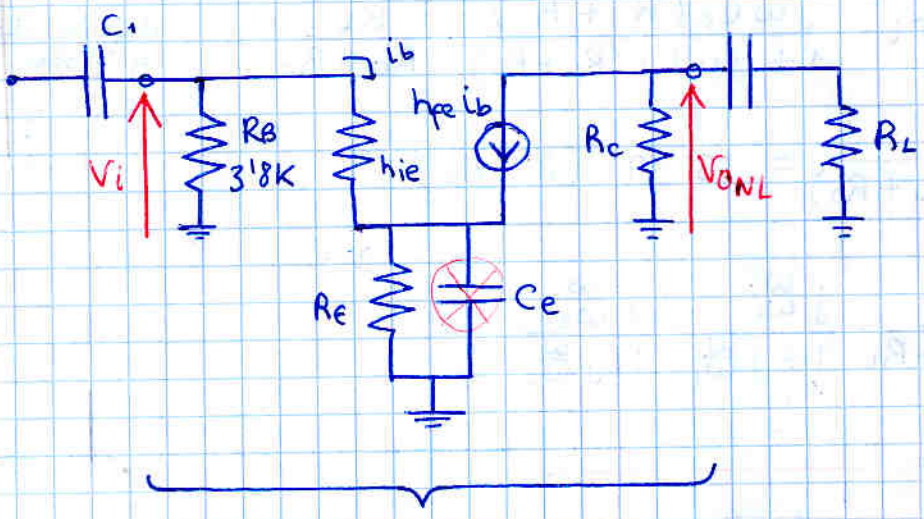


ejemplo



Normalmente se puede estudiar C_1 y C_2 olvidando C_E, ya que C_E empieza a actuar después

equivalente en pequeña señal:



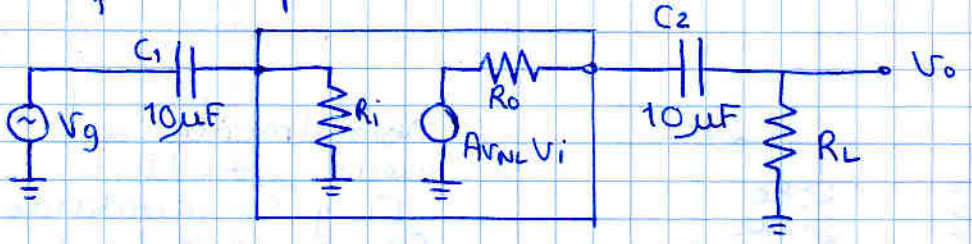
$$V_{ONL} = -h_{fe}\, i_b \cdot R_c$$

$$V_i = i_b \cdot h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E\, i_b$$

$$\underline{A_{VNL}} = \frac{V_{ONL}}{V_i} = \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} = -3'18$$

$$\underline{R_i} = R_B \,//\, R_i' = \underset{3'8K}{R_B} \,//\, \underbrace{\left[h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E\right]}_{103'8K} = 3'73K$$

$$\underline{R_o} = R_L$$



$$V_i = V_g \cdot \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega C_1 R_L}{1 + j\omega C_1 R_i}$$ derivador y polo

$$\omega_1 = \frac{1}{C_1 R_i} = 26'8 \quad (4'26\ Hz)$$

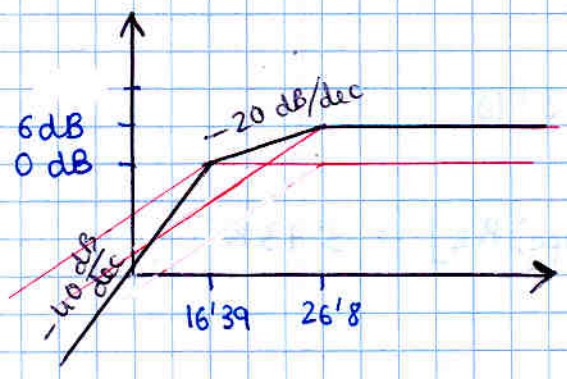
$$V_o = A_{V_{NL}} \cdot V_i \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o + \frac{1}{j\omega C_2}} = A_{V_{NL}} \cdot V_i \cdot \frac{R_L j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 (R_L + R_o)}$$

$$= A_{V_{NL}} \cdot V_i \cdot \frac{j\omega C_2 (R_L + R_o)}{1 + j\omega C_2 (R_L + R_o)} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$$ derivador y polo

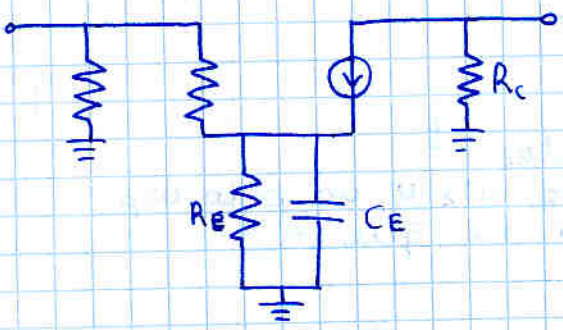
$$\omega_2 = \frac{1}{C_2 (R_L + R_o)} = 16'39 \quad (2'6\ Hz)$$

$$\frac{V_o}{V_g} = A_{V_{NL}} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \underbrace{\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}}_{C_1} \cdot \underbrace{\frac{j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}}_{C_2}$$

TRUCO: $\omega = \frac{1}{C \cdot R_{\text{vista desde C}}}$ (anulando la entrada)



ahora hay que tener en cuenta C_E



$$V_{ONL} = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C$$

$$V_i = i_b \cdot h_{ie} + (1+h_{fe}) i_b \cdot Z_E$$

$$V_i = i_b \cdot h_{ie} + (1+h_{fe}) \frac{R_E i_b}{1+j\omega C_E R_E}$$

$$Z_E = R_E // \frac{1}{j\omega C_E} = \frac{R_E}{1+j\omega C_E R_E}$$

$$A_{V_{NL}} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe} R_C}{\left(\frac{(1+h_{fe})R_E + h_{ie} + j\omega C_E R_E h_{ie}}{1+j\omega C_E R_E}\right)}$$

$$= -h_{fe} R_C \cdot \frac{(1+j\omega C_E R_E)}{\left[h_{ie}+(1+h_{fe})R_E\right]\cdot\left[1+j\omega C_E \frac{R_E h_{ie}}{(1+h_{fe})R_E + h_{ie}}\right]}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \underbrace{\frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie}+(1+h_{fe})R_E}}_{A_{V_{NL}} \text{ sin } C_E} \cdot \underbrace{\frac{1+j\omega C_E R_E}{1+j\omega\left[R_E // \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right]}}_{\text{efecto } C_E} \quad \begin{matrix} \leftarrow \text{cero} \\ \leftarrow \text{polo} \end{matrix}$$

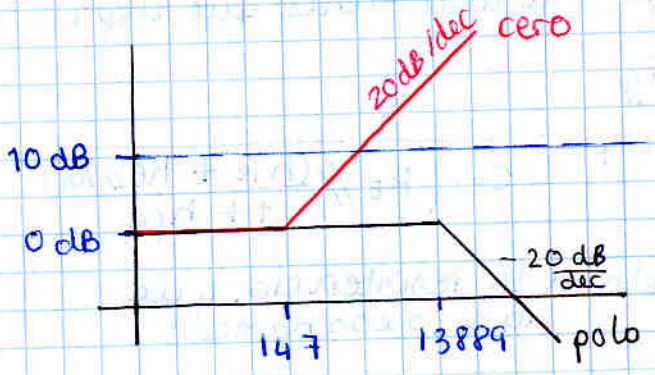
$$= \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_z}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

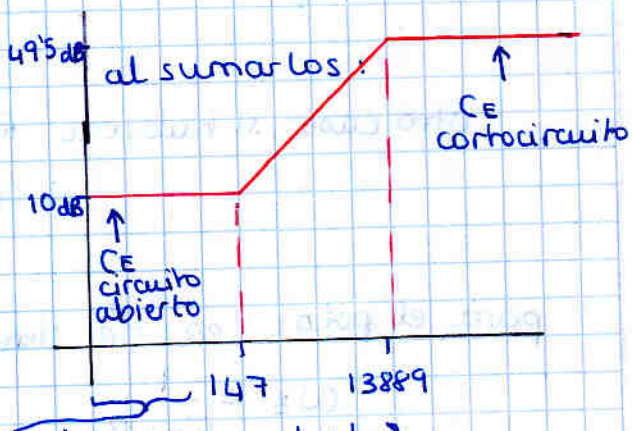
$$\omega_z = \frac{1}{C_E R_E} = 147$$

$$\omega_p = \frac{1}{C_E\left[R_E // \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right]} = 13889$$

$$A_{V_{NL}} = -3'18 \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{147}}{1+j\frac{\omega}{13889}}$$

$20 \log 3'18 \simeq 10$ dB





¿cuánto ha subido?

$$20 \cdot n^o dec = 20 \cdot \log \frac{13889}{147}$$

$$= 20 \cdot 1'97$$

$$= 39'5$$

otra forma:

$$\omega \to \infty \quad 3'18 \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{147}}{1+j\frac{\omega}{13889}} = -300 \Rightarrow 49'5 dB$$

Los efectos de los otros dos condensadores (entrada y salida) actúan aquí.
Nos permite estudiar por separado

Cuando los condensadores de entrada/salida son del mismo orden que el condensador de emisor, actúan (sus efectos se perciben) en rangos de frecuencias distintos. Por lo cual podemos estudiarlos por separado.

Volviendo al C_E:
una forma de ahorrarse cálculos:
Sabemos que C_E tiene un cero ω_z y un polo ω_p.
Podemos saberlo con 'la resistencia que ve'

¿Cómo se hace?

Se anula la señal de entrada, y se pone $\frac{1}{T}$ V (↑I) en lugar de C, la resistencia que ve es $\frac{V}{I}$

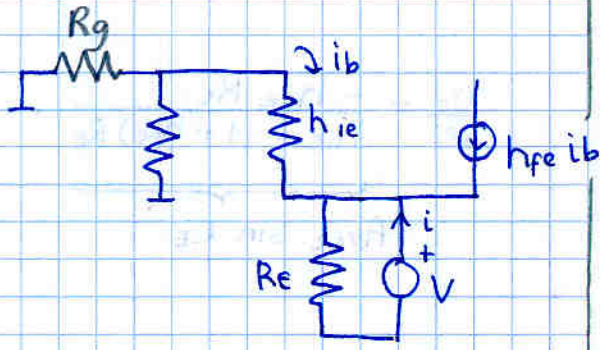
$$i_{R_E} = i + (1+h_{fe})\, i_b = \frac{V}{R_E}$$

$$i_b = \frac{-V}{h_{ie}}$$

$$\Rightarrow \frac{V}{R_E} = i + (1+h_{fe})\left(-\frac{V}{h_{ie}}\right)$$

$$\Rightarrow i = \frac{V}{R_E} + \frac{V}{\left(\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right)}$$

$$\Rightarrow \frac{V}{i} = R_E \,//\, \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$$



así podemos saber $\omega_p = \dfrac{1}{C_E \cdot \left(R_E \,//\, \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right)}$

es como R_E // hie, pero hie se ve reducido debido a la corriente que llega

Otro caso: si hubiera Rg

$$\omega_p = \frac{1}{C_E \cdot \left(R_E \,//\, \frac{(h_{ie} + R_B // R_g)}{1+h_{fe}}\right)}$$

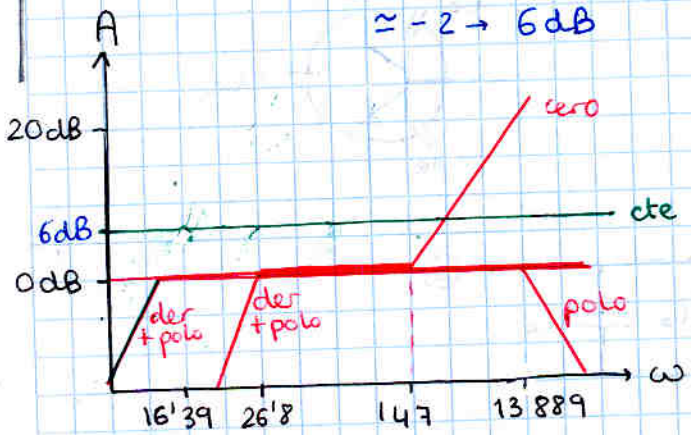
para el cero: es $\frac{1}{CR}$ siendo R la resistencia que hace desaparecer.

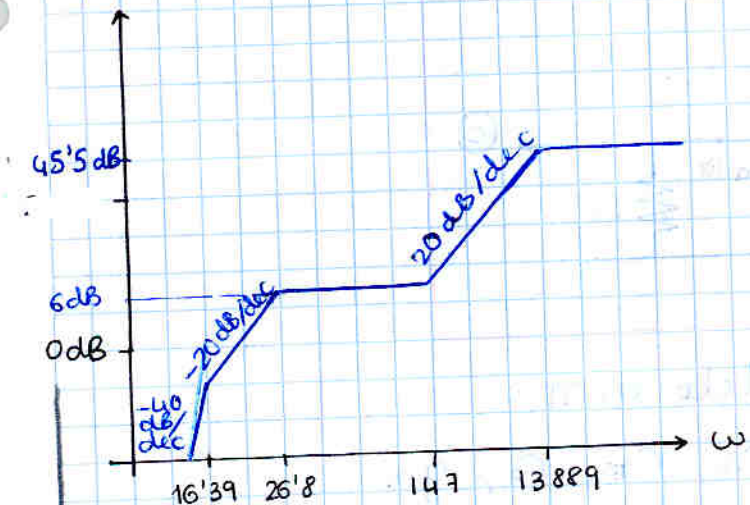
$$\omega_z = \frac{1}{C_E \cdot R_E}$$

Cuando un condensador no elimina una resistencia (ej, los de entrada y salida) suelen producir un polo y en ocasiones un derivador, no un polo.

$$A_{VT} = \underbrace{\frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_e} \cdot \frac{R_L}{R_C + R_L}}_{\simeq -2 \to 6\,dB} \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_1}} \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_2}}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}} \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_z}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

$\omega_1 = 26'8$ $\quad \omega_2 = 16'39$ $\quad \omega_z = 147$ $\quad \omega_p = 13\,889$



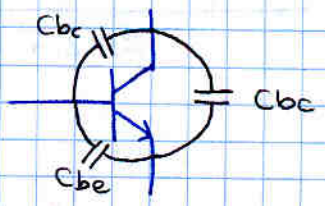


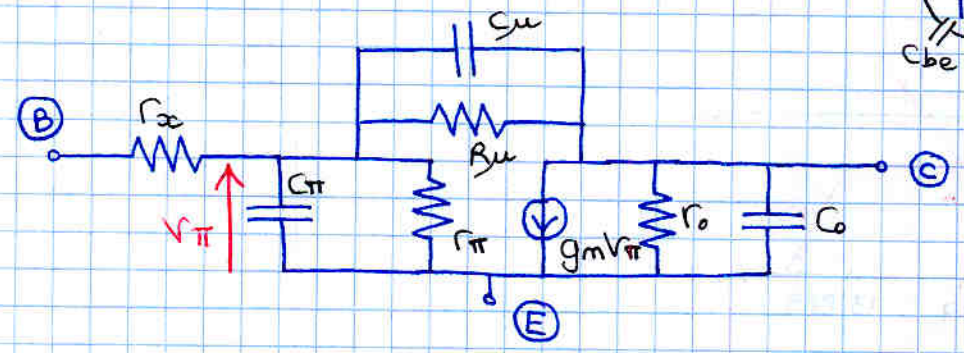
se ve claramente que los condensadores de acoplo y desacopla afectan la ganancia a frecuencias bajas

Frecuencia de corte superior. Modelo alta frecuencia

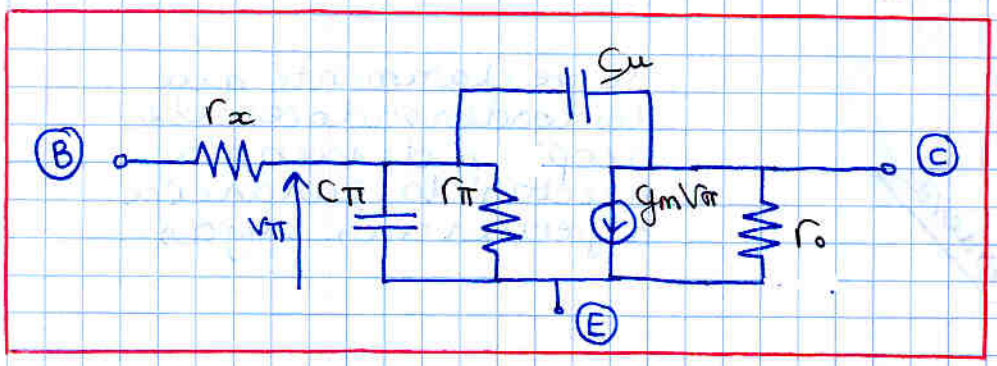
La frecuencia de corte superior se debe a las capacidades parásitas intrínsecas del transistor (del orden de pF o menos)

Modelo en π del BJT





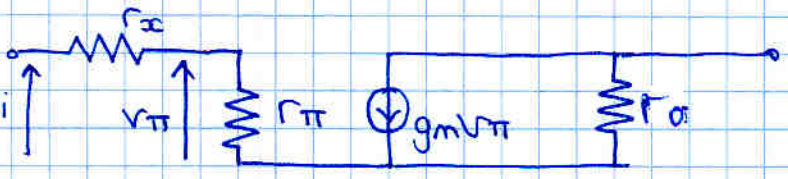
En la práctica, despreciamos C_o y r_μ

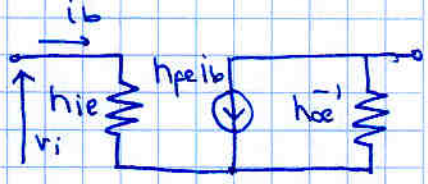


Para trabajar con el modelo en π:

1- Conocer el valor de r_x, r_π, r_o, g_m

comparando el modelo en π a FM con el de parámetros híbridos: (sin cond)





comparando:

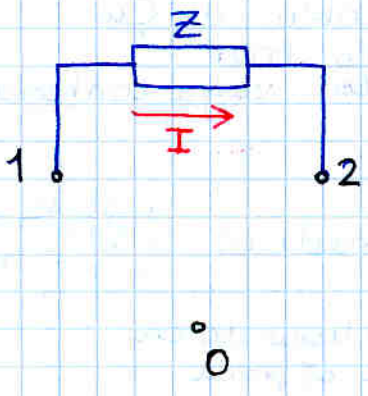
$$h_{ie} = r_x + r_\pi$$
$$r_o = h_{oe}^{-1}$$
$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi}$$

vemos que a FM todos los modelos son equivalentes. Incluso el modelo: puede ser útil para calcular h cuando $r_x = 0$

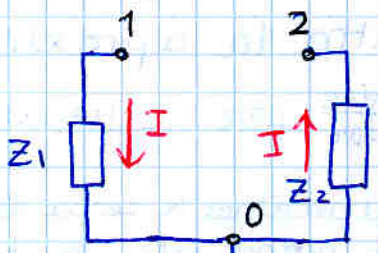
2- Desdoblar C_μ en dos condensadores para hacer el circuito más facil, utilizando el teorema de Miller

Veamos en que consiste el teorema de Miller

Teorema de Miller



≡



tensión de referencia (puede no ser masa)

$$K = \frac{V_2}{V_1}$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1-K}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{\left(1-\frac{1}{K}\right)}$$

Dem:

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \qquad I = \frac{V_1}{Z_1} = -\frac{V_2}{Z_2}$$

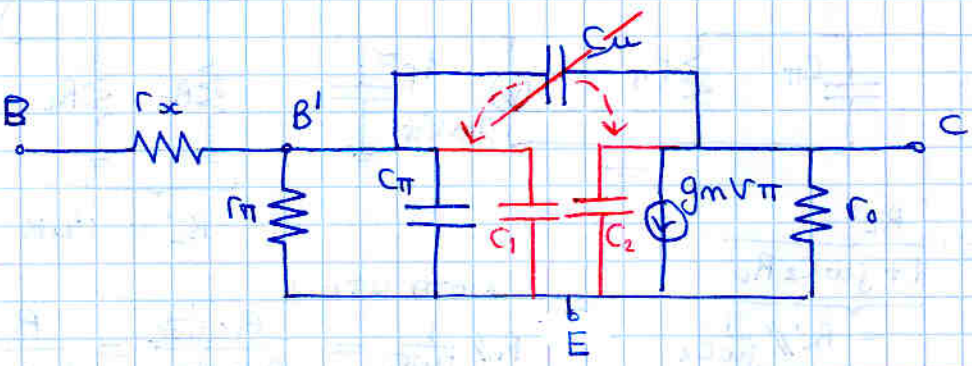
$$K = \frac{V_2}{V_1}$$

$$\frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1}{Z_1} \qquad \frac{V_1 - V_2}{Z} = -\frac{V_2}{Z_2}$$

$$\frac{V_1(1-K)}{Z} = \frac{V_1}{Z_1} \qquad \frac{V_2\left(\frac{1}{K}-1\right)}{Z} = -\frac{V_2}{Z_2}$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1-K} \qquad Z_2 = \frac{Z}{(1-1/K)}$$

Aproximación de Miller para modelo en π



$$Z_{C_1} = \frac{Z C_\mu}{1-K} \qquad Z_{C_2} = \frac{Z C_\mu}{1-1/K}$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1/j\omega C_\mu}{1-K} \qquad \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{1/j\omega C_\mu}{1-1/K}$$

$$C_1 = C_\mu(1-K) \qquad C_2 = C_\mu\left(1-\frac{1}{K}\right)$$

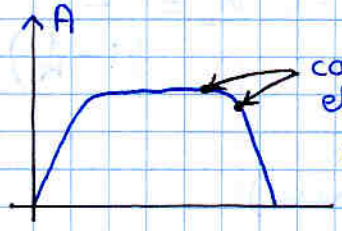
Problema: Necesitamos K

$$K = \frac{V_{CE}}{V_{B'E}}$$

Tendríamos que resolver el circuito para hallar K
Pero lo que nosotros queríamos era desdoblar el C_μ para no tener que resolver un circuito tan complejo. Si para ello hay que resolverlo... vaya tontería.

Ahí es donde entra la aproximación

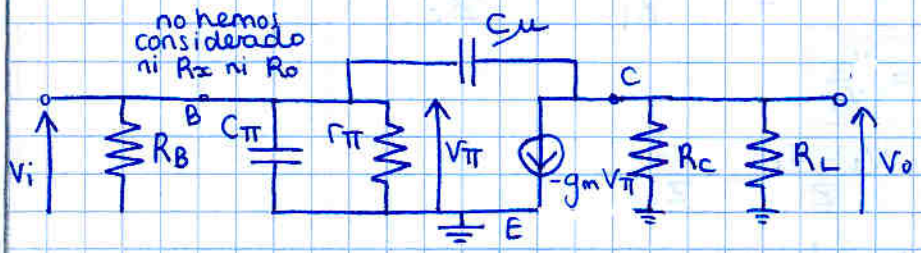
Calculamos $K = \frac{V_{CE}}{V_{B'E}}$ pero a frecuencias medias (quitando condensadores o con equivalente a FM si $r_x = 0$)



calculamos K cerca del polo en lugar de en el propio polo. la diferencia es poca.
(K está muy relacionada con la ganancia)

ejemplo

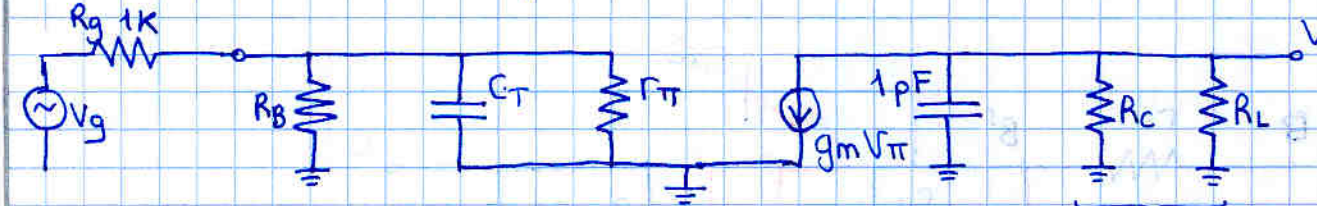
Datos:
$C_\pi = 50$ pF
$C_\mu = 1$ μF
$\{ r_x = 0 \quad r_o = \infty \}$



Hallar K a FM $= \frac{V_{ce}}{V_\pi} = \frac{V_o}{V_b} = \frac{-g_m V_\pi \cdot (R_c // R_L)}{V_\pi} = -g_m (R_c // R_L) = -191$

Este cálculo a FM lo aplicamos a frecuencias altas, he ahí la APROXIMACIÓN de Miller.

$C_1 = C_\mu (1-K) \simeq 192$ pF
$C_2 = C_\mu (1 - 1/K) \simeq 1$ pF
$C_T = C_\pi + C_1 = 242$ pF



$R_L' = 1'4K$

$$V_o = -g_m V_\pi \cdot \underbrace{\frac{R_L'}{1 + j\omega C_2 R_L'}}_{= R_L' // \frac{1}{j\omega C_2}}$$

NOTA UTIL:
$$R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

$$V_\pi = V_g \cdot \frac{R_B' // \frac{1}{j\omega C_T}}{R_g + R_B' // \frac{1}{j\omega C_T}} = V_g \frac{R_B'}{R_g + R_B' + j\omega R_B' R_g C_T}$$

$$= V_g \frac{R_B'}{R_g + R_B'} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} C_T}$$

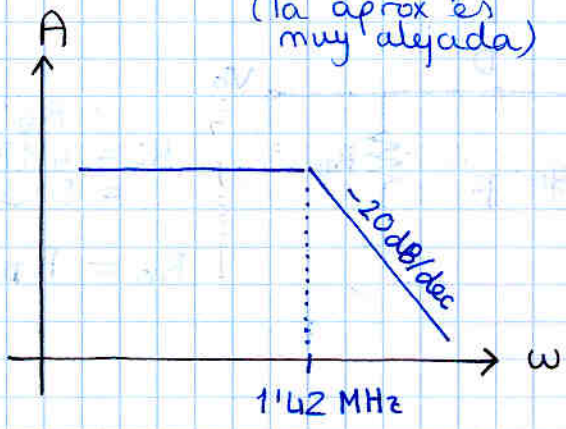
$$\frac{V_o}{V_g} = \underbrace{-g_m R_L' \frac{R_B'}{R_B' + R_g}}_{\text{esto es lo que aparecía a FM}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega (R_B' /\!/ R_g) C_T} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_L'}$$

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{C_T (R_B' /\!/ R_g)} = 8'94 \cdot 10^6 \ (1'42 \text{ MHz})$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{C_2 \cdot R_L'} = 714'28 \cdot 10^6$$

No es válida pues Miller es inválida en este polo (la aprox es muy alejada)

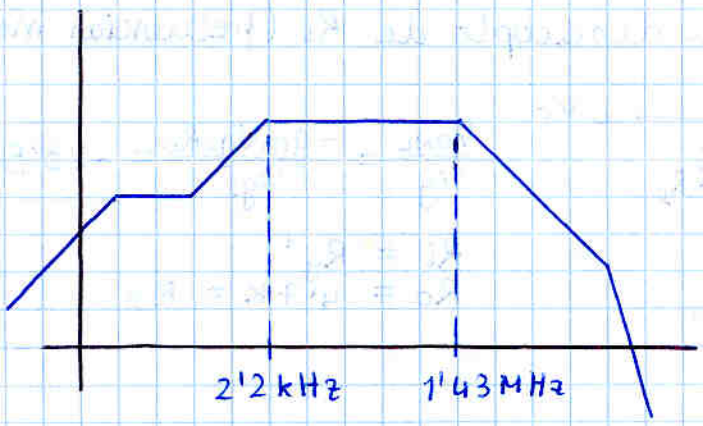
Como es tan enorme, podemos considerar que no nos afecta a la frecuencia de corte superior. La que limita es la pequeña.



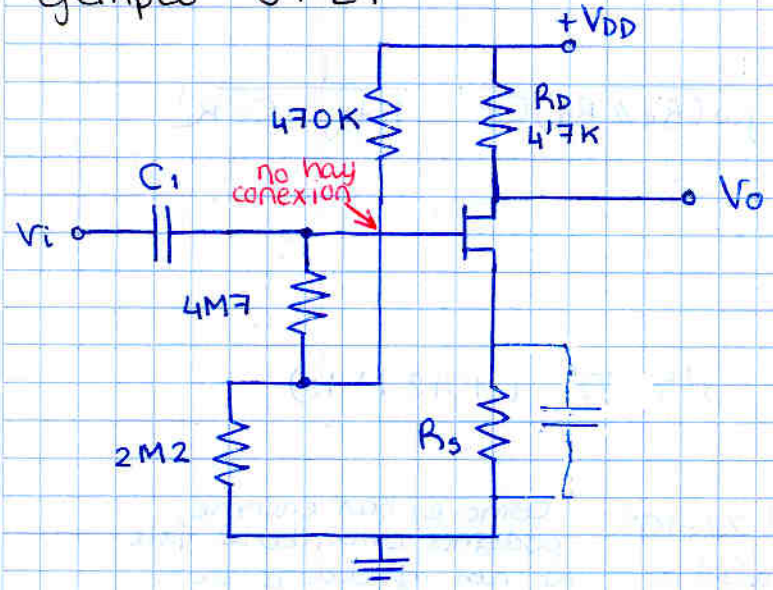
Podemos ver que ω_{p_1} y ω_{p_2} se pueden calcular fácilmente sin más que usar el 'truco' de la resistencia que ven

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{C_T (R_g /\!/ R_B /\!/ r_\pi)}$$

La gráfica total queda:

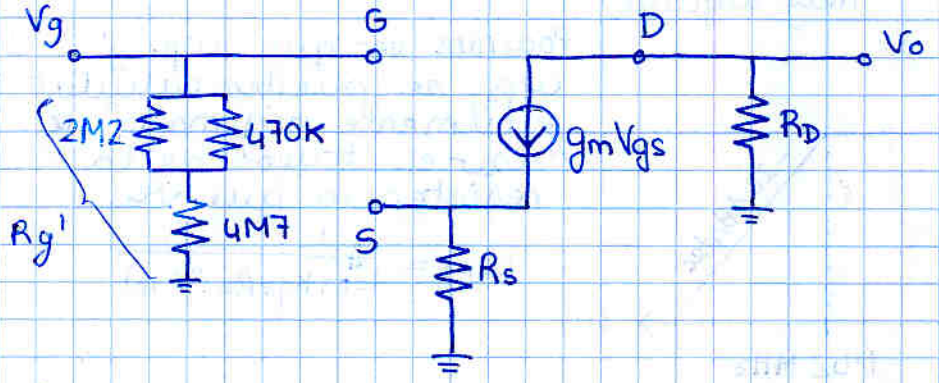


ejemplo JFET



$g_m = 5\ mS$
$r_d \to \infty$
$C_S = 10\ \mu F$

· a frecuencias bajas (sin considerar C_1, C_S)
modelo pequeña señal

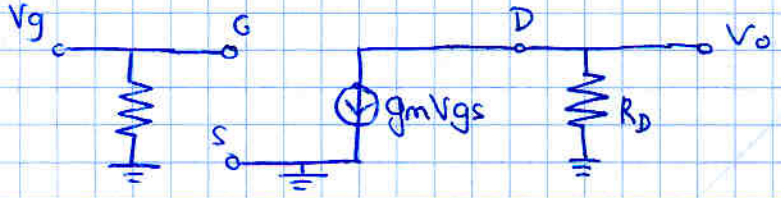


$= R_g'$
$R_i = 4M7 + [2M2 // 470K]$
$= 5'09\ M\Omega$

$R_o = R_D = 4'7K\Omega$

$$\frac{V_{o_{NL}}}{V_g} = \frac{-g_m V_{gs} R_D}{V_{gs} + g_m V_{gs} R_S} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} \simeq -1'96$$

· a frecuencias medias
tuviera condensador de desacoplo de R_S (frecuencias medias)

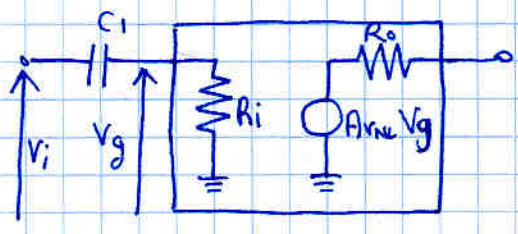


$$\frac{V_{ONL}}{V_g} = \frac{-g_m V_{gs} R_D}{V_{gs}} = -23'5$$

$R_i = R_g'$
$R_o = 4'7K = R_D$

· a frecuencias bajas

efecto de condensador de acoplo de entrada C_1



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{VNL} V_g}{V_i} = A_{VNL} \frac{V_g}{V_i}$$ ← divisor de tensión

directamente podíamos sacar

$$A_v = A_{VNL} \cdot \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} = A_{VNL} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_i}}$$

$$= \frac{j\omega C_1 R_i}{1 + j\omega C_1 R_i} = \frac{j\frac{\omega}{(1/C_1 R_i)}}{1 + j\frac{\omega}{(1/C_1 R_i)}}$$

efecto de C_1

derivador + polo $\dfrac{j\frac{\omega}{1/C_1R_i}}{1+j\frac{\omega}{1/C_1R_i}}$

pulsación $\omega_1 = \dfrac{1}{R_iC_1} = 1'96$ (0'3 Hz)

efecto de condensador de desacoplo de R_s

lo estudiamos por separado (será una buena aprox. ya que afectan a frecuencias muy distintas)

Vamos a saltar la demostración (está en el libro de Practicas de Electronica Básica en la práctica de respuesta en frecuencia

Vamos directamente al resultado:

C_s da un cero (ω_z) y un polo (ω_p)

$\omega_z = \dfrac{1}{R_{\text{que está puenteando}} \cdot C}$ $\quad \omega_p = \dfrac{1}{R_{vista} \cdot C}$

para calcular R_{vista}, anular entrada sustituir C por generador hacer $\frac{V}{I}$

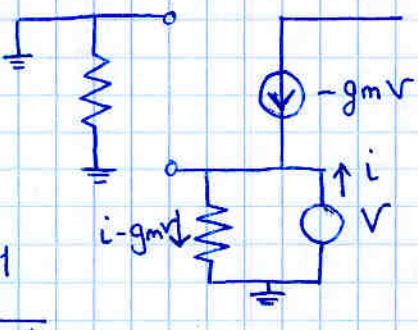
$\omega_z = \dfrac{1}{C_sR_s} = 45'4$

$\omega_p = \dfrac{1}{R_{eq} \cdot C_s}$

$R_{eq} = \dfrac{v}{i}$

$v = (i - g_mv)R_s$

despej $v = \dfrac{iR_s}{g_mR_s + 1}$



$R_{eq} = \dfrac{v}{i} = \dfrac{R_s}{g_mR_s + 1}$

$= \left[R_s // \dfrac{1}{g_m}\right] = 0'18K$

$= 545'4$

dibujar la gráfica

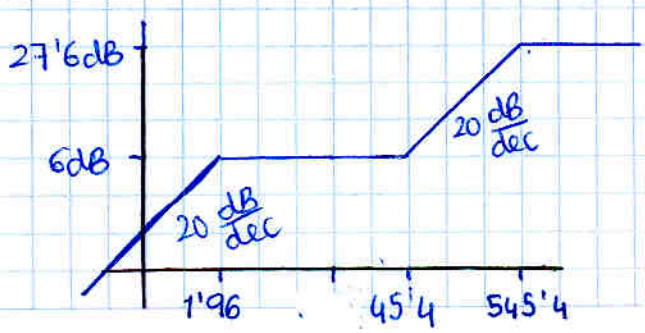
$$\frac{V_o}{V_g} = \underbrace{\frac{-g_mR_D}{1+g_mR_s}}_{1'96 \simeq 6dB} \cdot \frac{j\frac{\omega}{1'96}}{1+j\frac{\omega}{1'96}} \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{45'5}}{1+j\frac{\omega}{545'4}}$$

derivador

polo

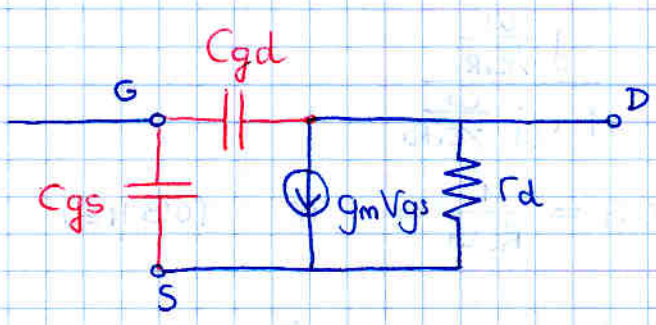
cero

polo



← $27'6\ dB \simeq -g_mR_D$
$\equiv A_v$ a FM

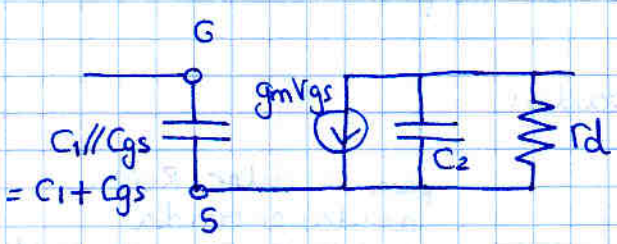
Modelo alta frecuencia del JFET



usando Miller se elimina Cgd

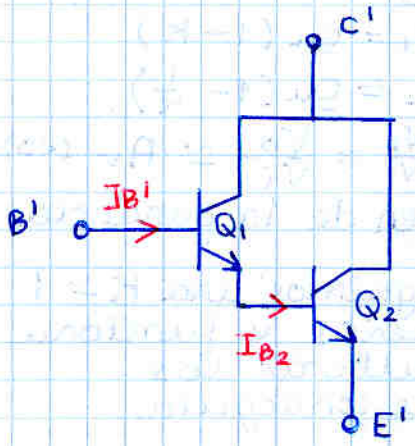
$$K = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} \qquad C_1 = C_{gd}(1-K)$$

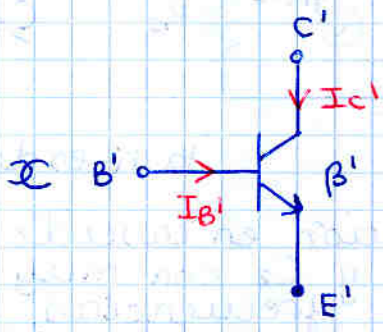
$$C_2 = C_{gd}\left(1-\frac{1}{K}\right)$$



TEMA 6. CONFIGURACIONES ESPECIALES

Transistor Darlington



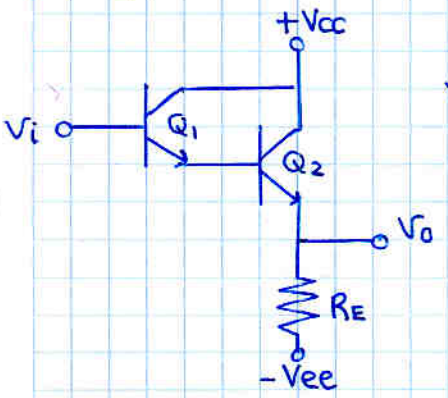


$$\beta' = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2$$
$$V_{B'E'} = V_{BE_1} + V_{BE_2}$$

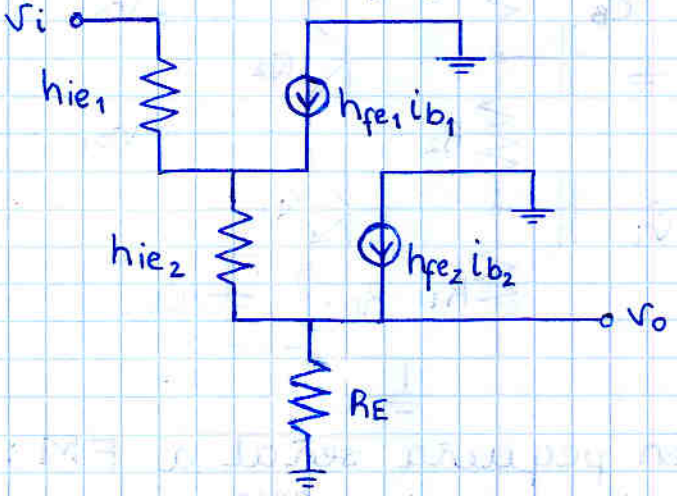
- conseguimos un transistor con una β mucho mayor.
- Q_2 suele ser de más potencia que Q_1
  es habitual $\beta_2 < \beta_1$ (más potencia → menos β)

· Darlington en colector común (seguidor de emisor)

mejora mucho la impedancia de entrada: R_i ↑↑



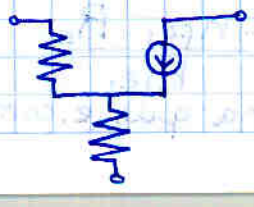
modelo en pequeña señal:



$$R_i = \frac{V_i}{i_{b_1}} = \frac{i_{b_1}}{i_{b_1}}\left[h_{ie_1} + (1+h_{fe_1})h_{ie_2} + \underbrace{(1+h_{fe_1})(1+h_{fe_2})R_E}_{\text{muy grande}}\right]$$

$$R_i \simeq h_{fe_1} h_{fe_2} R_E$$

Con 1 transistor era:



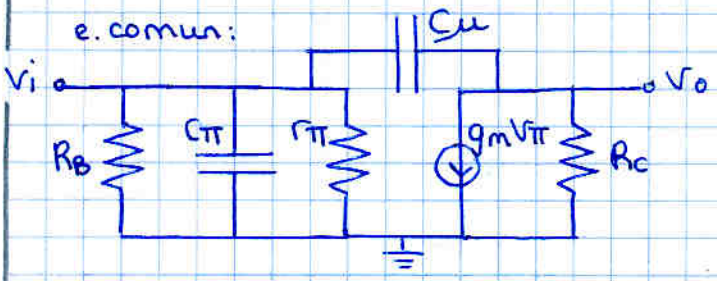
$$R_i = h_{ie} + (1+h_{fe})R_E$$
$$R_i \simeq h_{fe} R_E$$

Configuración cascodo

Concepto:

Si recordamos el e. común a altas frecuencias:

e. común:



Cμ se separaba usando Miller.

$C_\mu \rightarrow C_1 = C_\mu (1-K)$

$C_\mu \rightarrow C_2 = C_\mu \left(1-\frac{1}{K}\right)$

$K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_o}{V_i} \simeq A_v \ (<0)$

la K es del orden de la ganancia

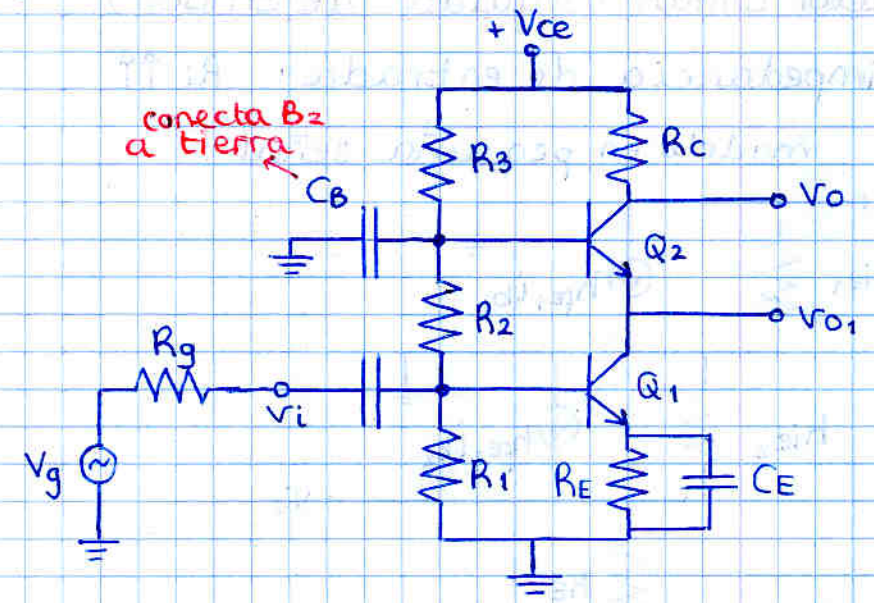
Con la configuración en cascodo conseguimos una $K \simeq 1$ con lo que C_1 y C_2 son muy pequeños y funciona mejor a altas frecuencias, sin alterar los valores de ganancia, Ri y Ro que conseguía el e. común:

Cascodo:

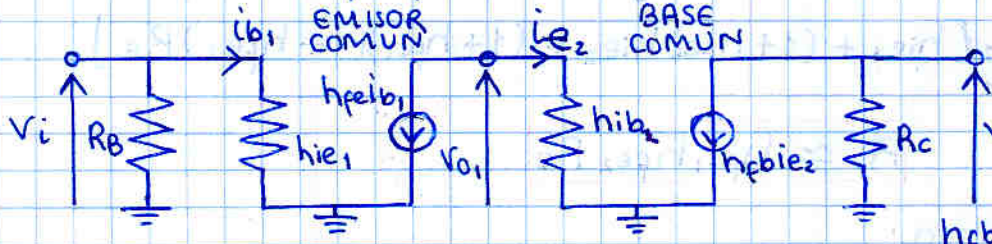
Colector Q_1 ⟷ Emisor Q_2

Q_1 emisor común
entrada: base
salida: colector

Q_2 base común
entrada: emisor (Q_2 no tiene entrada por base)
salida: colector



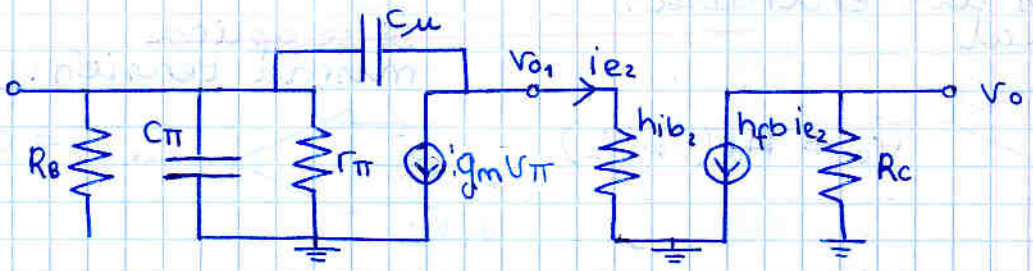
- Modelo en pequeña señal a FM:



$$A_{V_{NL}} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fb_2} i_{e_2} R_c}{i_{b_1} \cdot h_{ie_1}} = \frac{-h_{fb_2} \cdot (-h_{fe_1} i_{b_1}) R_c}{i_{b_1} h_{ie_1}} \underset{h_{fb} \simeq -1}{=} \frac{-h_{fe_1} \cdot R_c}{h_{ie_1}}$$

misma que e. común

- Modelo a altas frecuencias:



$C_\mu \rightsquigarrow C_1 = C_\mu(1-K)$
$C_\mu \rightsquigarrow C_2 = C_\mu\left(1-\frac{1}{K}\right)$

$$K = \frac{V_{ce_1}}{V_{\pi\pi}} \simeq \frac{V_{ce_1}}{v_i} = \frac{-h_{fe_1} i_{b_1} h_{ib_2}}{i_{b_1} h_{ie_1}} = -\frac{h_{fe_1} h_{ib_2}}{h_{ie_1}} \simeq -1$$

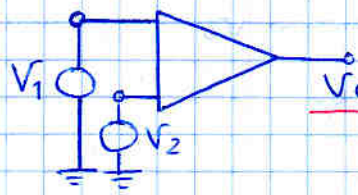
a FM (aprox.) (usar modelo a FM en pag anterior)

la K es muy pequeña
⇒ C_1 es pequeño
⇒ permite altas frecuencias

Amplificador Diferencial

En el caso ideal, amplifica la diferencia de sus dos entradas

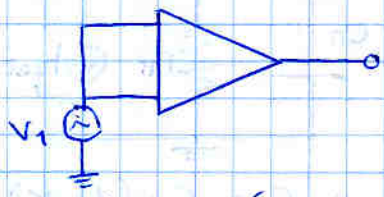
- Caso ideal



$V_o = A_d(V_1 - V_2)$

señal diferencial

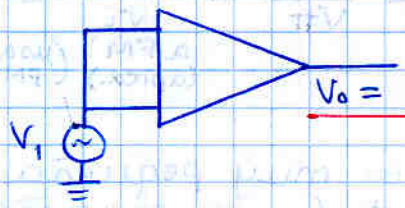
Si se aplica misma tensión:



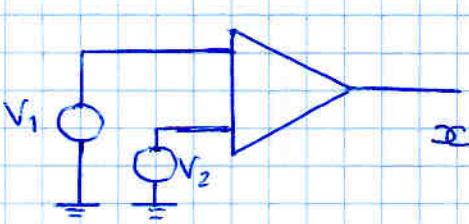
señal común

- Caso real

En el caso real también amplifica la señal común

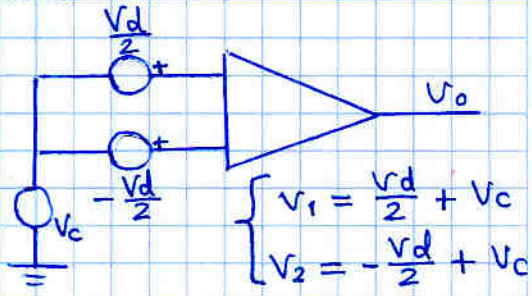


Por tanto para dos entradas, podemos descomponer la señal diferencial y la común



$\equiv$

$$V_d = V_1 - V_2$$
$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$



La parte diferencial la amplifica con un factor A_d y la común con un factor A_c

En el caso ideal $A_c = 0$

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c = A_d(V_1 - V_2) + A_c\left(\frac{V_1 + V_2}{2}\right)$$

El A.D. será mejor cuanto más grande sea A_d frente A_c

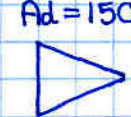
Factor rechazo modo común (CMRR common mode rejection ratio)

$$CMRR = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c}$$

caso ideal
$CMRR = 20 \log \infty = \infty$

ejemplo:

$V_d = 2\,mV_p$ (electrocard)
$V_c = 150\,V_p$ (senoidal 50Hz)

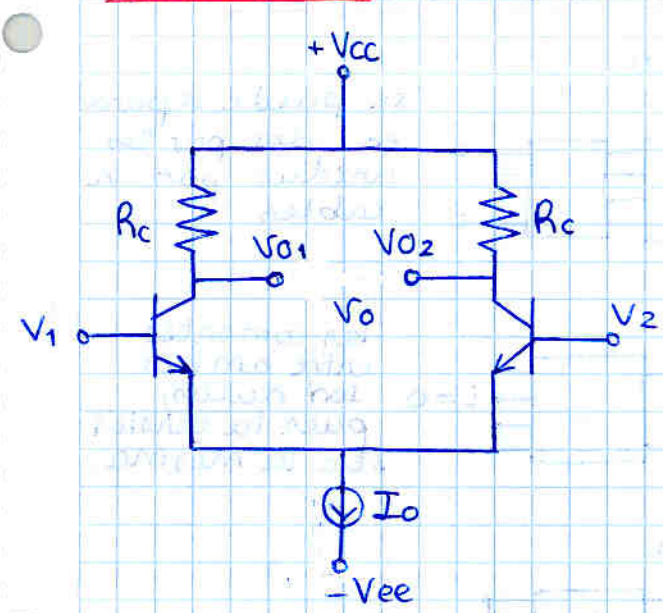


$V_o|_{AcVc} < 3\%\ A_dV_d$

$$A_cV_c < 3\%\,(1500 \cdot 2mV_p) = 30mV_p \rightarrow A_c = \frac{30mV_p}{150V_p} = 2 \cdot 10^{-4}$$

$$CMRR = 20 \log_{10} \frac{1500}{2 \cdot 10^{-4}} = 137'5\ dB$$

Estructura:



la salida del circuito es V_{o1} ó V_{o2} (da igual)

en pequeña señal:

$$\begin{cases} A_d = \dfrac{V_{o1}}{V_d} = \dfrac{-V_{o2}}{V_d} \\ A_c = \dfrac{V_{o1}}{V_c} = \dfrac{V_{o2}}{V_c} \end{cases}$$

Curva transferencia estática:

Despreciando I_B:

la corriente Io se divide entre las dos ramas.
Pasará más corriente por la rama que tenga más Ic (según v entrada)
según la corriente habrá más o menos caida en Rc

Casos:

$V_1 = V_2$: $I_{C1} = I_{C2}$, $V_{o1} - V_{o2} = 0$

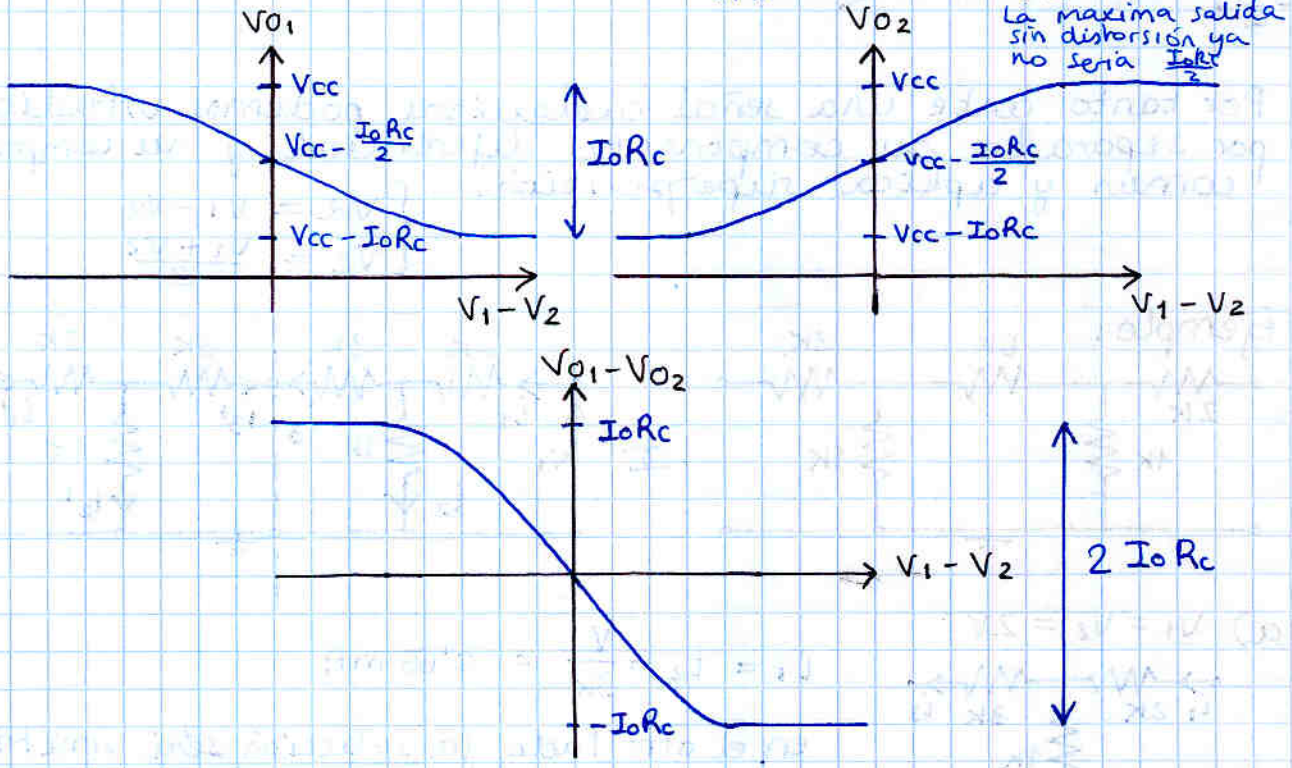
$V_1 \gg V_2$: $I_{C1} >> I_{C2}$ $\left(\begin{matrix} I_{C1} = I_o \\ I_{C2} = 0 \end{matrix}\right)$

$V_{o2} = V_{cc} - 0$
$V_{o1} = V_{cc} - I_o R_c$

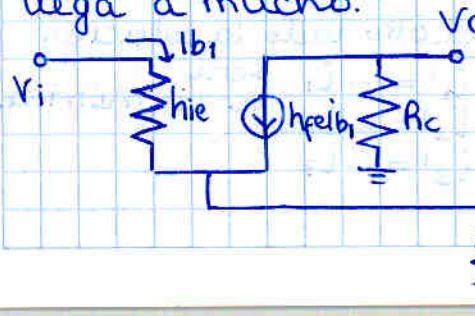
$V_1 \ll V_2$: $I_{C1} \ll I_{C2}$ $\left(\begin{matrix} I_{C1} = 0 \\ I_{C2} = I_o \end{matrix}\right)$

$V_{o2} = V_{cc} - I_o R_c$
$V_{o1} = V_{cc} - 0$

CUIDADO: Es posible que en alguno de estos casos un transistor entre en saturación.



Mediante el análisis del circuito en pequeña señal no se llega a mucho.



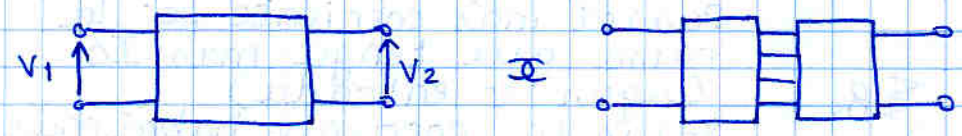
$$\begin{cases} V_1 = i_{b1} \cdot h_{ie} + V_e \\ V_2 = i_{b2} \cdot h_{ie} + V_e \\ V_e = [(1+h_{fe}) i_{b1} + (1+h_{fe}) i_{b2}] \end{cases}$$

despejando i_{b1} e i_{b2} se obtienen expresiones grandes e inútiles.

en la practica para cálcular la ganancia utilizamos

Teorema de la bisección: Teorema de Barttlet

Supongamos un circuito simétrico

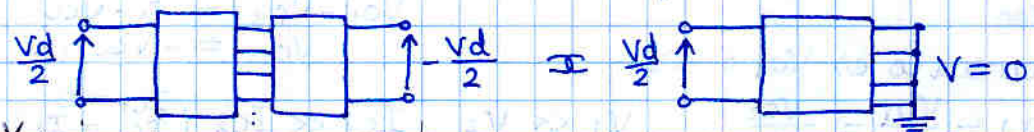


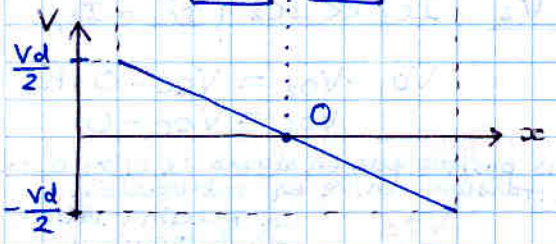
se puede separar en dos partes unidas por n cables

Ante una señal común pura:

las corrientes entre ambos son nulas, pues la tensión será la misma.

Ante una señal diferencial pura:



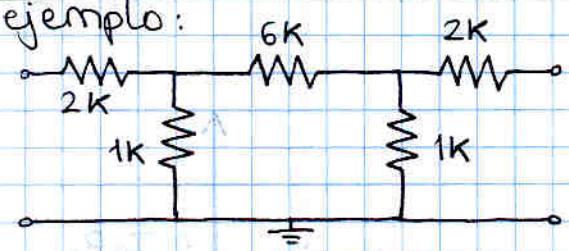


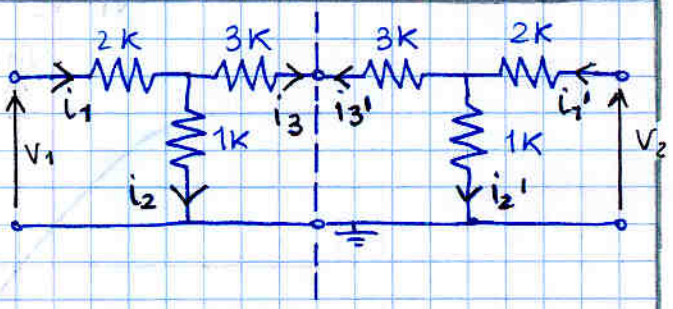
Al ser simétrico, la tensión en los cables centrales será nula.

Por tanto ante una señal cualquiera podemos estudiar por separado su componente diferencial y su componente común y aplicar superposición.

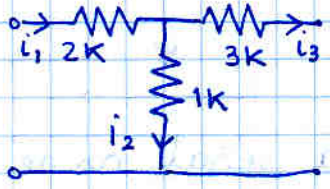
$$\begin{cases} V_d = V_1 - V_2 \\ V_c = \dfrac{V_1 + V_2}{2} \end{cases}$$

ejemplo:





a) $V_1 = V_2 = 2V$

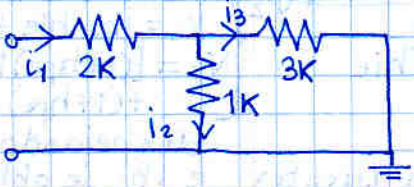


$$i_1 = i_2 = \frac{V}{3K} = 0'66\ mA$$

en el otro lado la solución será simétrica

$$i_1' = i_1$$
$$i_2' = i_2$$
$$i_3' = i_3$$

b) $V_1 = 3V \quad V_2 = -3V$



$$i_1 = \frac{Vd/2}{2K + (1K // 3K)}$$

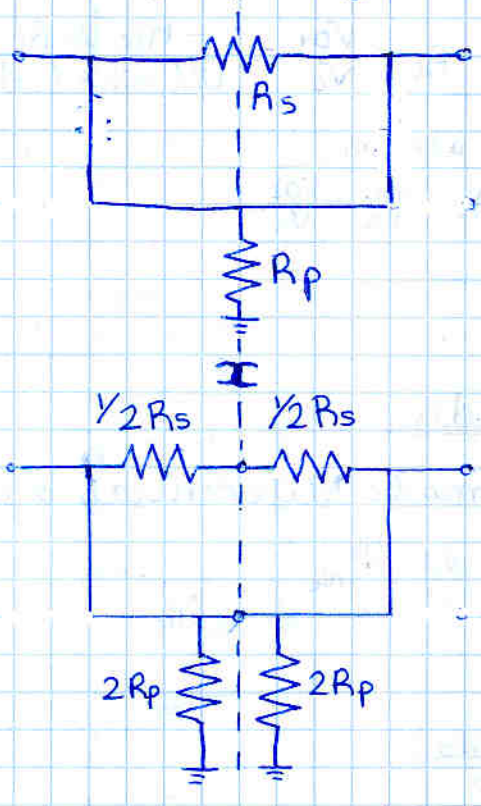
$$i_2 = i_1 \cdot \frac{3K}{3K + 1K}$$

$$i_3 = i_1 \cdot \frac{1K}{3K + 1K}$$

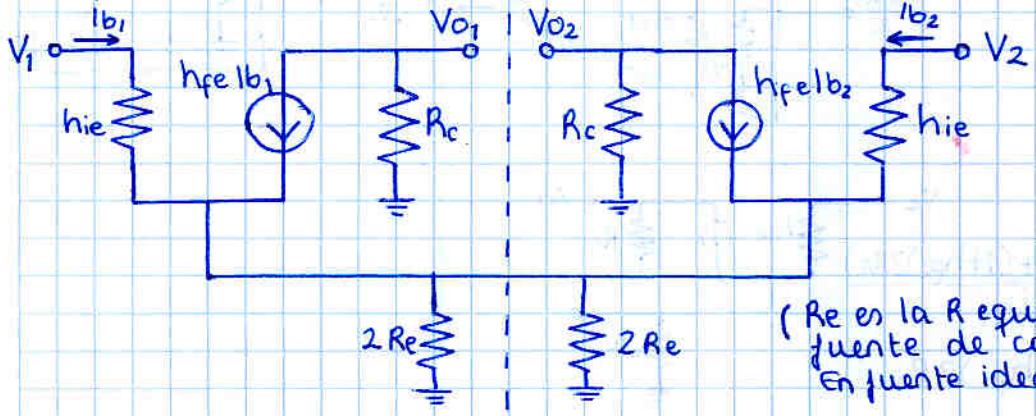
en el otro lado la solución será antisimétrica

$$i_1' = -i_1$$
$$i_2' = -i_2$$
$$i_3' = -i_3$$

Cuando hayan resistencias en el "eje de simetría", habrá que separarlas de forma lógica según estén en serie o en paralelo:

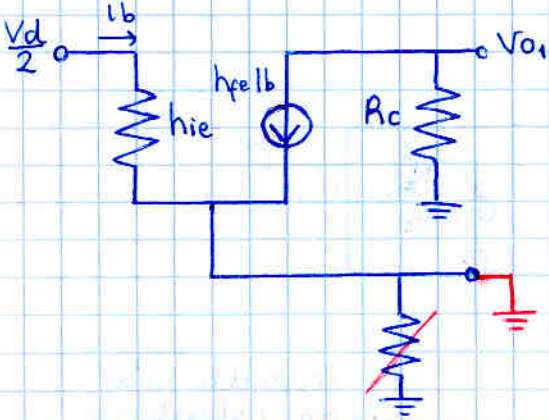


ejemplo. Amplificador diferencial



(Re es la R equiv. de la fuente de corriente. En fuente ideal $R_E = \infty$)

Modo diferencial: $V_1 = -V_2 = \frac{V_d}{2}$ ⇒ en el centro se colocan ⏚



Ganancia diferencial

$$\frac{V_{o1}}{V_d} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C}{2\, h_{ie}\, i_b} = \frac{-h_{fe} R_C}{2 h_{ie}}$$

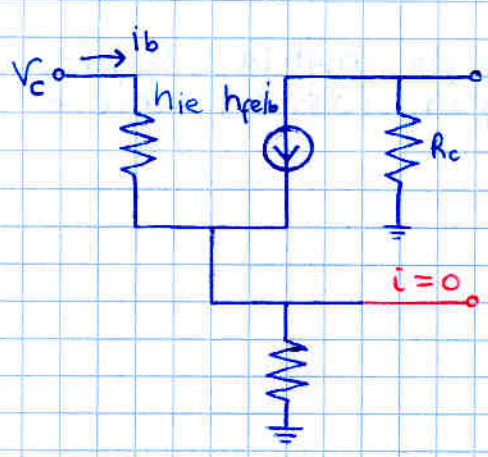
$\left(\frac{V_d}{2} = h_{ie} i_b\right)$

¡Atento, la ganancia es $\frac{V_{o1}}{V_d}$ cuando a cada lado se aplica $\frac{V_d}{2}$! (no es $\frac{V_{o1}}{(V_d/2)}$)

Además: $A_d = \frac{V_{o1}}{V_d}$

$-A_d = \frac{V_{o2}}{V_d}$

Modo común $V_1 = V_2 = V_c \Rightarrow$ en el centro se deja circuito abierto $\rightarrow i = 0$



ganancia común

$$A_c = \frac{V_{o1}}{V_c} = \frac{-h_{fe}\, i_b R_c}{i_b (h_{ie} + (1+h_{fe}) R_{e2})}$$

además $A_c = \frac{V_{o1}}{V_c} = \frac{V_{o2}}{V_c}$

el caso ideal es $A_c = 0 \Rightarrow R_e = \infty$

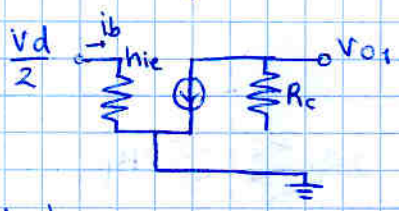
Recordemos que R_e es la R equiv. de la fuente de corriente, cuya R_e ideal $= \infty$

Impedancia de entrada

Varía según estemos en modo diferencial o en modo común, lo cual es lógico

- Modo diferencial

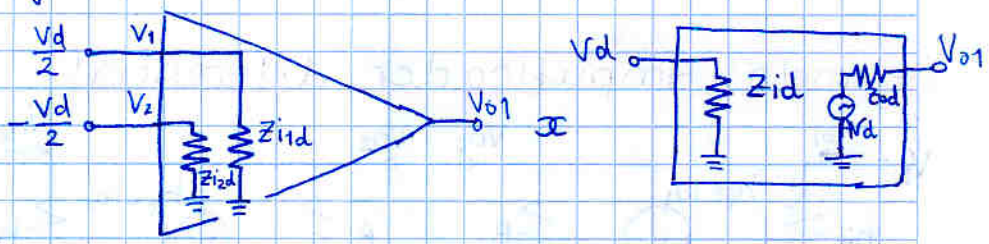
(de cada terminal)



$$Z_{i_1 d} = \frac{V}{i} = \frac{V_d/2}{i_b} = \frac{i_b h_{ie}}{i_b} = h_{ie}$$

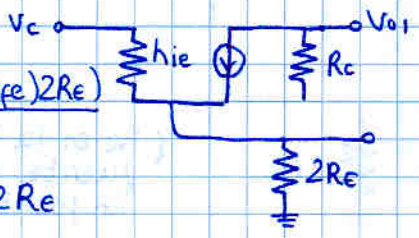
$Z_{i_2 d} = h_{ie}$ (para la otra entrada igual)

(total) $Z_{id} = \frac{V_d}{i_b} = 2 h_{ie}$



- Modo común

(de cada terminal)

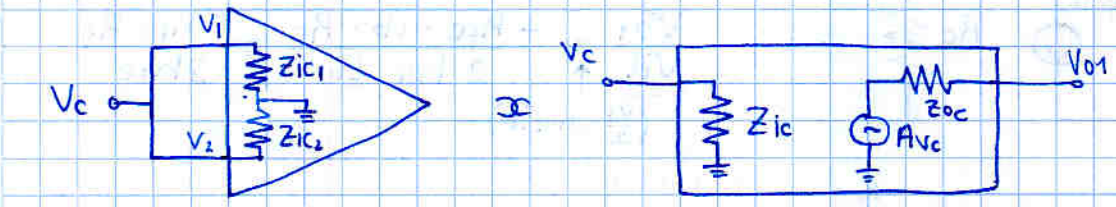


$$Z_{ic_1} = \frac{V}{i} = \frac{i_b (h_{ie} + (1+h_{fe}) 2R_e)}{i_b}$$

$$= h_{ie} + (1+h_{fe}) 2R_e$$

$Z_{ic_2} = Z_{ic_1}$

(total) $Z_{ic} = \frac{Z_{ic_1}}{2}$



Modo asimétrico

Finalmente, para cualquier V_1, V_2

$V_d = V_1 - V_2$

$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$

$$V_{o1} = A_d \cdot V_d + A_c V_c$$

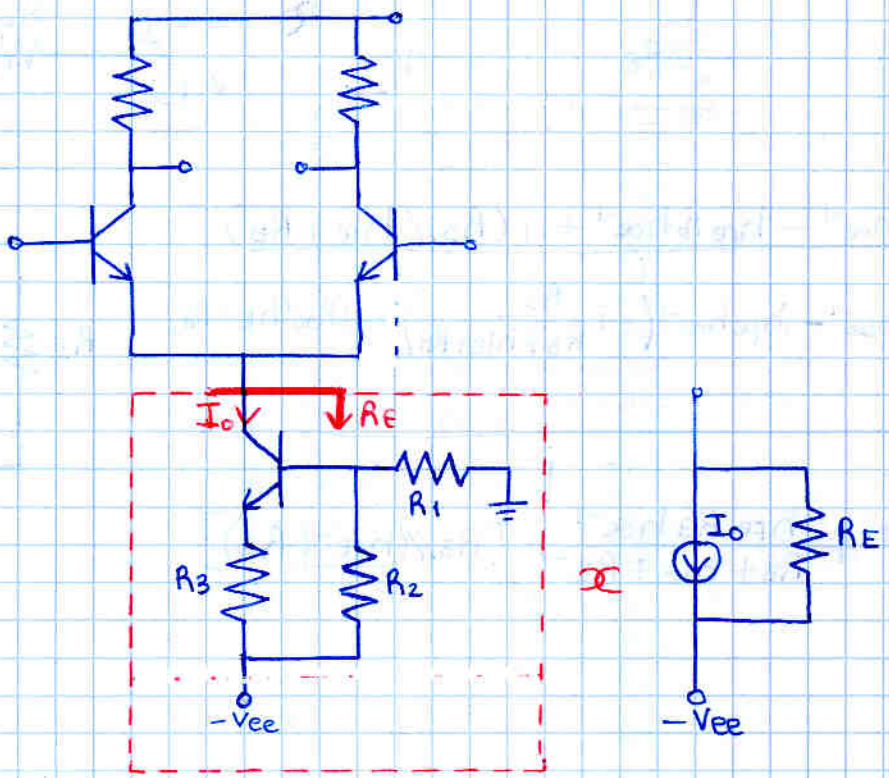
$$V_{o2} = -A_d \cdot V_d + A_c V_c$$

$(A_d \cdot V_{d2})$ $(V_{d2} = V_2 - V_1)$

la impedancia podría calcularse por superposición

Estructura (incluyendo la fuente de corriente)

La fuente de corriente I_o de un amplif. diferencial es obviamente un circuito real que hay que diseñar y que tiene una R_E (caso ideal $R_E = \infty$)



Impedancia de la fuente de corriente

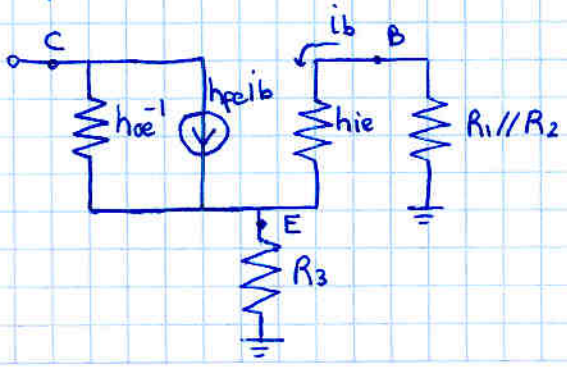
IMPORTANTE: Hay que calcular R_E en pequeña señal, ya que será en pequeña señal cuando la usemos

Por tanto necesitamos $hie = \frac{V_T}{I_B}$ ⇒ necesitamos punto Q ($I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_o}{\beta}$)

$$\begin{cases} I_o = \dfrac{V_B - V_{BE} - (-V_{EE})}{R_3} = \beta I_B \\ \text{siendo } V_B = -V_{EE}\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{tomando } I_B = 0) \end{cases}$$

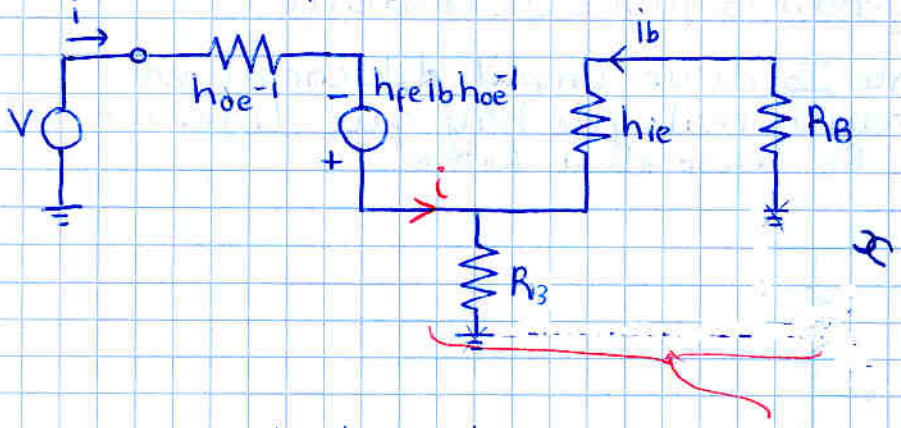
sacamos $I_o \rightarrow I_B = \frac{I_o}{\beta} \rightarrow$ tenemos hie

ya podemos calcular R_E en pequeña señal

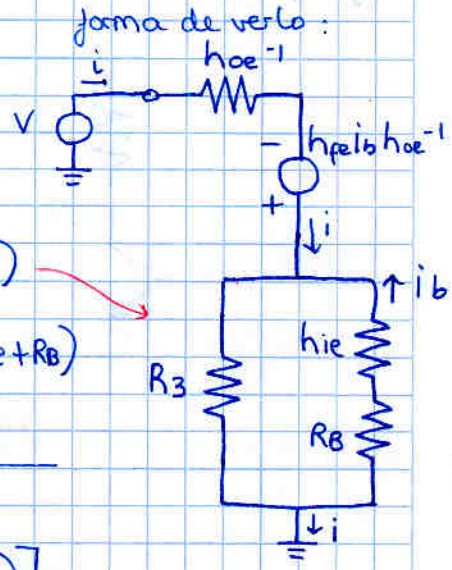


En este caso, sería ABSURDO considerar h_{oe}^{-1} infinita como hacemos siempre, puesto que h_{oe}^{-1} es justo lo que hace que la fuente de corriente no sea ideal y no tenga $R_E = \infty$

Para simplificar los calculos, convertimos el equivalente Norton al equivalente thevenin.



forma de verlo:



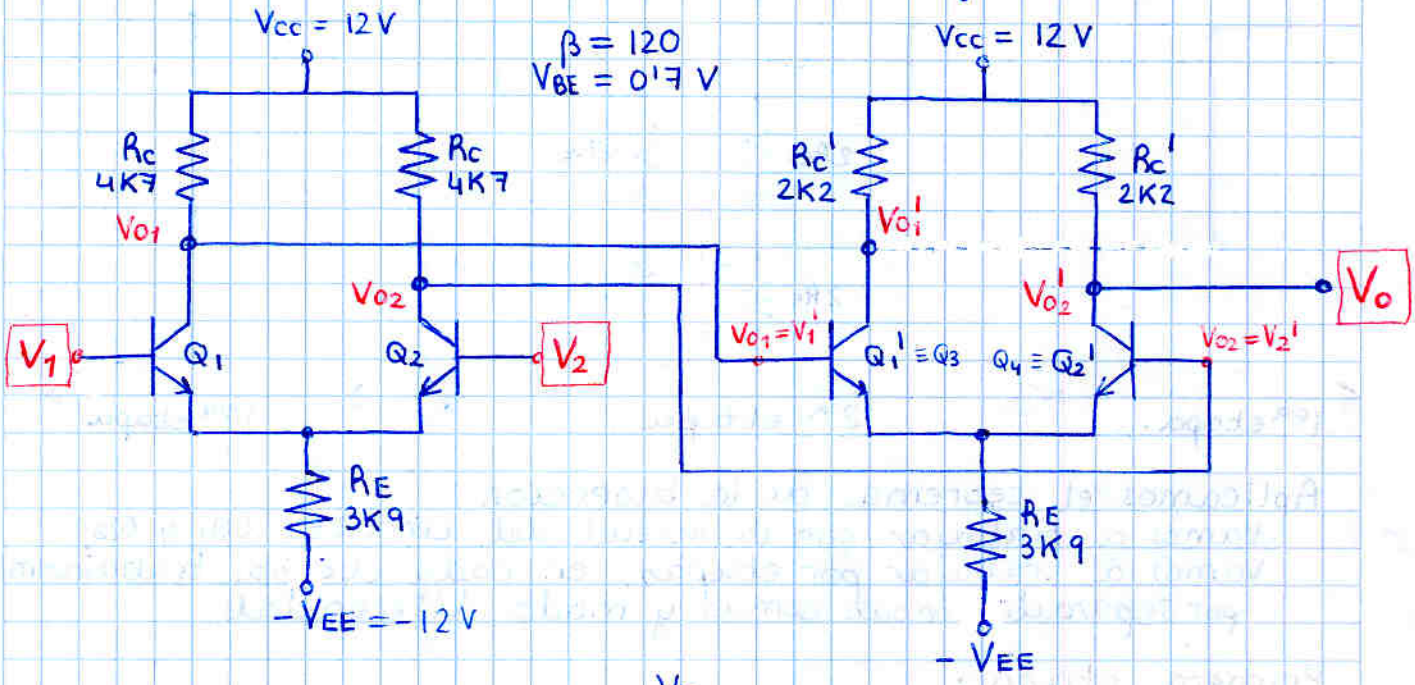
$$R_E = \frac{V}{i} = \frac{i \cdot h_{oe}^{-1} - h_{fe} i_b h_{oe}^{-1} + i(R_3 // h_{ie} + R_B)}{i}$$

$$= \frac{i \cdot h_{oe}^{-1} - h_{fe} h_{oe}^{-1} \underbrace{\left(-i \frac{R_3}{R_3 + h_{ie} + R_B}\right)}_{= i_b \text{ (divisor de corriente}} + i(R_3 // h_{ie} + R_B)}{i}$$

$$R_E = h_{oe}^{-1} + \frac{h_{fe} R_3 h_{oe}^{-1}}{R_3 + h_{ie} + R_B} + [R_3 // (h_{ie} + R_B)]$$

Conexión en cascada. Ejercicio

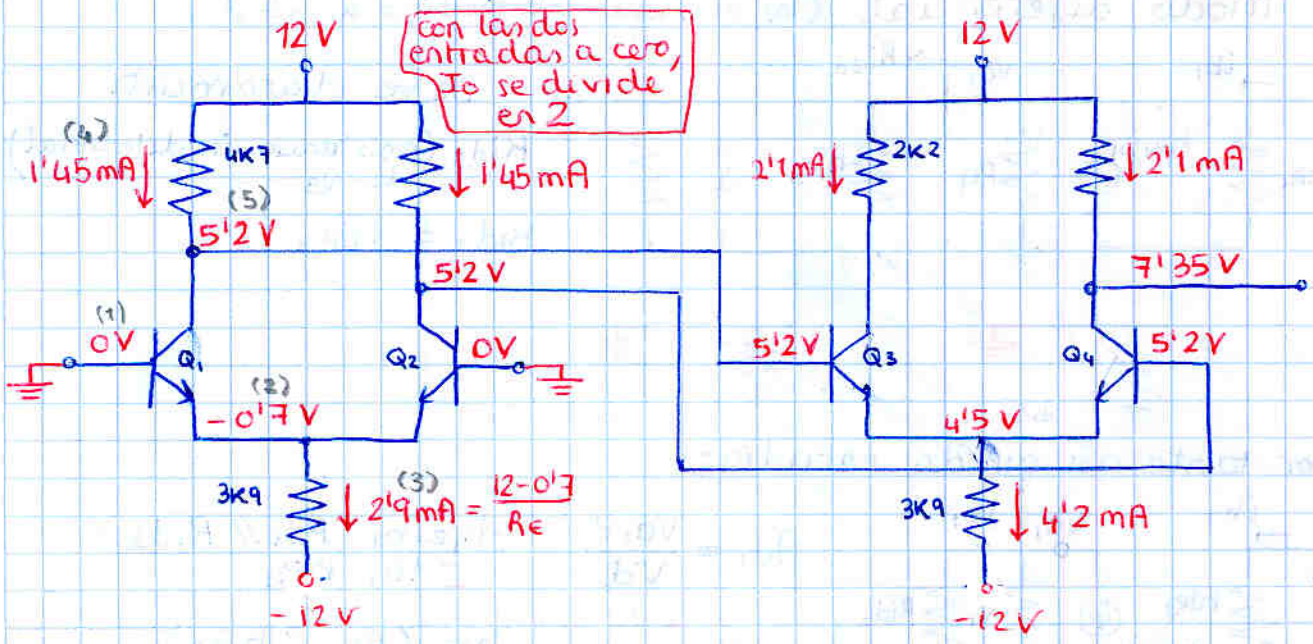
Para conectar en cascada se pueden utilizar ambas salidas V_{o1} y V_{o2} del primer amplificador a las entradas del segundo.



necesitaremos saber $h_{ie} = \frac{V_T}{I_B}$

Calcular punto de polarización en reposo (anulando entrada)

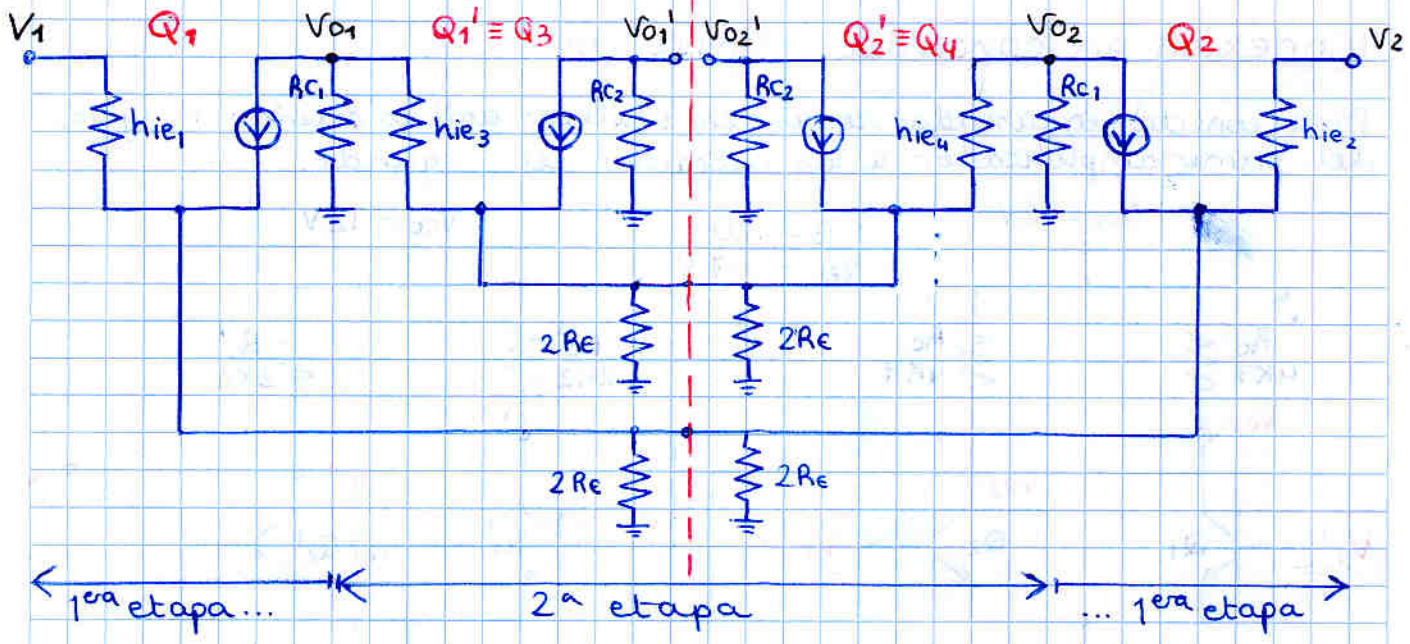
Partiendo de $V_{BE} = 0'7$ se puede ir sucesivamente sacando tensiones y corrientes en todos los puntos del circuito.



Q_1 Q_2 (5'9 V, 1'45 mA)

Q_3 Q_4 (2'85 V, 2'1 mA)

Circuito en pequeña señal (es simétrico)

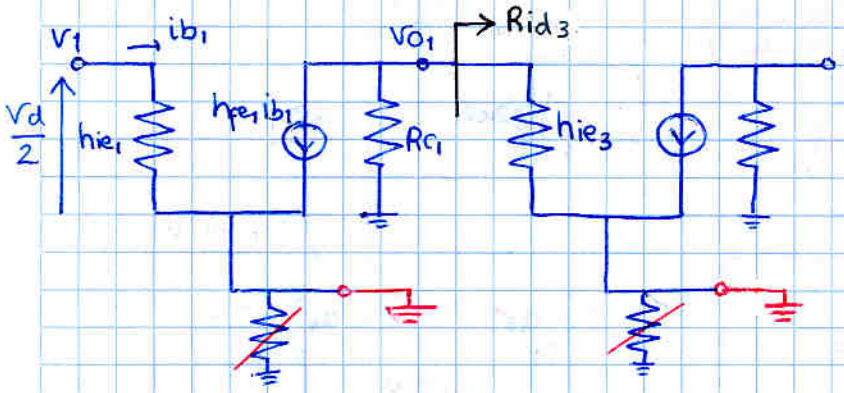


Aplicamos el teorema de la bisección:
Vamos a trabajar con la mitad del circuito (Q_1 y Q_3)
Vamos a trabajar por etapas, en cada etapa trabajaremos por separado modo común y modo diferencial

Primera etapa:

Para trabajar con la primera etapa, conviene reducir la segunda etapa a una resistencia de entrada, pero cuidado recuerda que las resistencias de entrada de un amplificador diferencial varía según modo diferencial o modo común. Por tanto:

Modo diferencial (las conexiones intermedias a $\perp$)

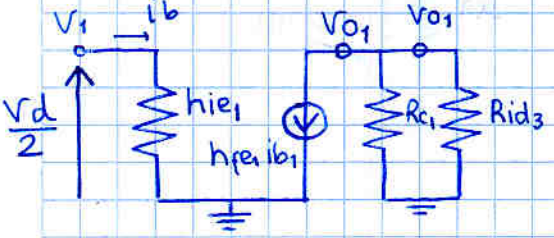


se ve claramente

Rid_3 (resistencia in diferencial) de Q_3

$Rid_3 = hie_3$

por tanto nos queda estudiar:



$$Ad_1 = \frac{Vo_1 d}{Vd} = \frac{-h_{fe} ib_1 (Rc_1 // Rid_3)}{2\, ib_1 \cdot hie_1}$$

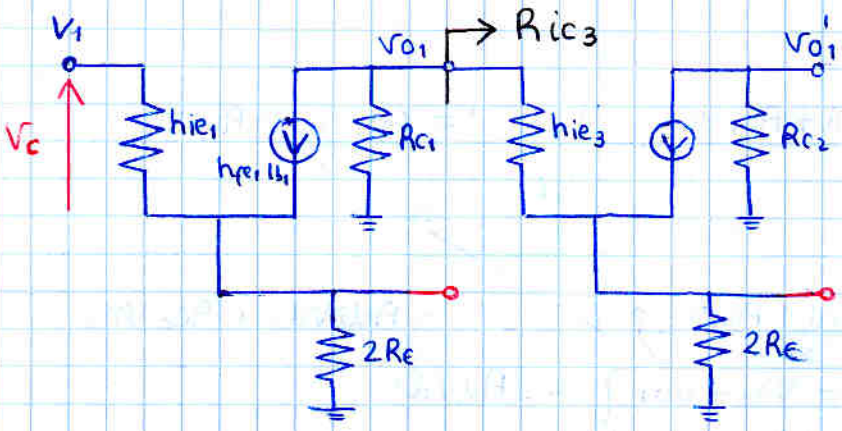
cuidado!

$$\frac{Vd}{2} = ib\, hie \quad = \frac{-h_{fe}\,(Rc_1 // hie_3)}{2\, hie_1}$$

$Vd = 2\, ib\, hie$

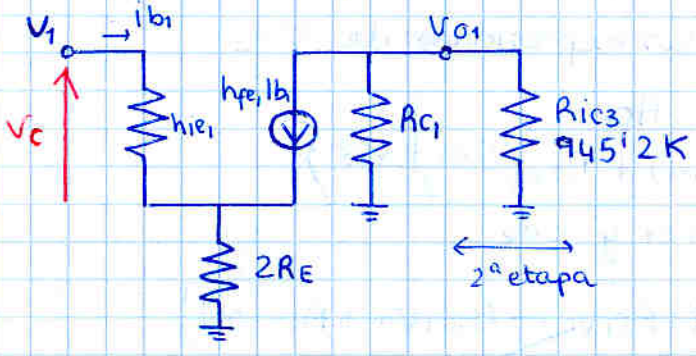
$$\boxed{Ad_1 = -31'6}$$

Modo común (conexiones intermedias →)



$$R_{ic3} = h_{ie3} + (1+h_{fe})2R_E = 945'2\ K$$

así que nos queda:



$$A_c = \frac{V_{o1c}}{V_c} = \frac{-h_{fe} i_{b1} (R_{c1} /\!/ R_{ic3})}{i_{b1}(h_{ie1} + (1+h_{fe})2R_E)} = \frac{-h_{fe}(R_{c1} /\!/ R_{ic3})}{h_{ie} + (1+h_{fe})2R_E}$$

$$\boxed{A_{c1} = -0'59}$$

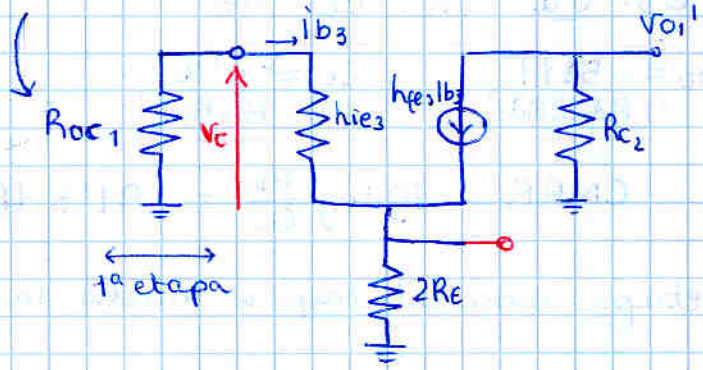
Segunda etapa

Modo comun

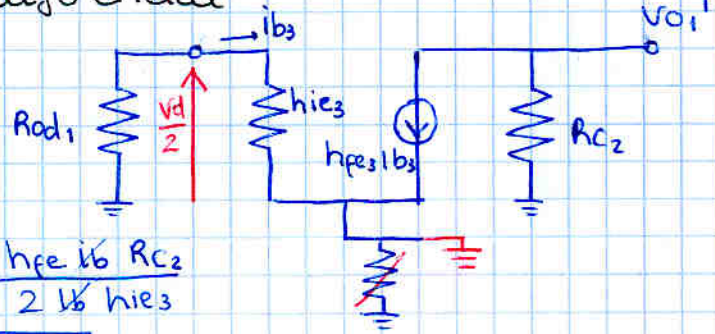
Tenemos suerte, en la segunda etapa no nos hace falta calcular la resistencia de salida de la 1ª ya que no interviene en los cálculos

$$A_{c2} = \frac{V_{o1'c}}{V_{c2}} = \frac{-i_{b3} h_{fe} R_{c2}}{i_{b3}(h_{ie3} + (1+h_{fe3})2R_E}$$

$$\boxed{A_{c2} = -0'28}$$



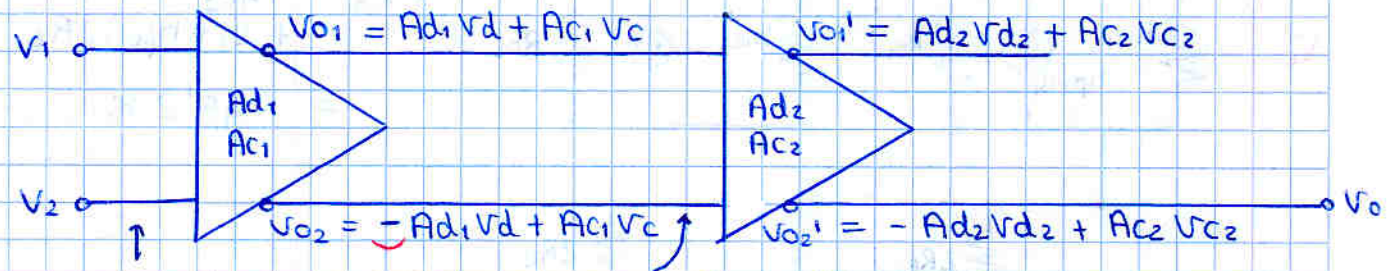
Modo diferencial



$$A_{d2} = \frac{V_{o1'}}{V_{d2}} = \frac{-h_{fe} i_b R_{c2}}{2 i_b h_{ie3}}$$

$$\boxed{A_{d2} = -93}$$

El conjunto total es:



$$\left.\begin{aligned} V_d &= V_2 - V_1 \\ V_c &= \frac{V_1 + V_2}{2} \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} V_{d_2} &= V_{o_2} - V_{o_1} \\ V_{c_2} &= \frac{V_{o_1} + V_{o_2}}{2} \end{aligned}\right\} \begin{aligned} &= 2A_{d_1} V_d \\ &= A_{c_1} V_c \end{aligned}$$

sustituyendo V_{d_2} y V_{c_2} en la expresiones de V_{o_2}'

$$V_o = V_{o_2}' = -A_{d_2} V_{d_2} + A_{c_2} V_{c_2}$$

$$= -A_{d_2}(V_{o_2} - V_{o_1}) + A_{c_2}\left(\frac{V_{o_1} + V_{o_2}}{2}\right)$$

a su vez sustituyendo V_{o_1} y V_{o_2}

$$= -A_{d_2}\left[(-A_{d_1} V_d + A_{c_1} V_c) - (A_{d_1} V_d + A_{c_1} V_c)\right] + A_{c_2}\left[\frac{(A_{d_1} V_d + A_{c_1} V_c) + (-A_{d_1} V_d + A_{c_1} V_c)}{2}\right]$$

$$= \underbrace{-A_{d_2}(2A_{d_1} V_d)}_{\text{ganancia dif. total } G_D} + \underbrace{A_{c_2}(A_{c_1} V_c)}_{\text{ganancia común total } G_C}$$

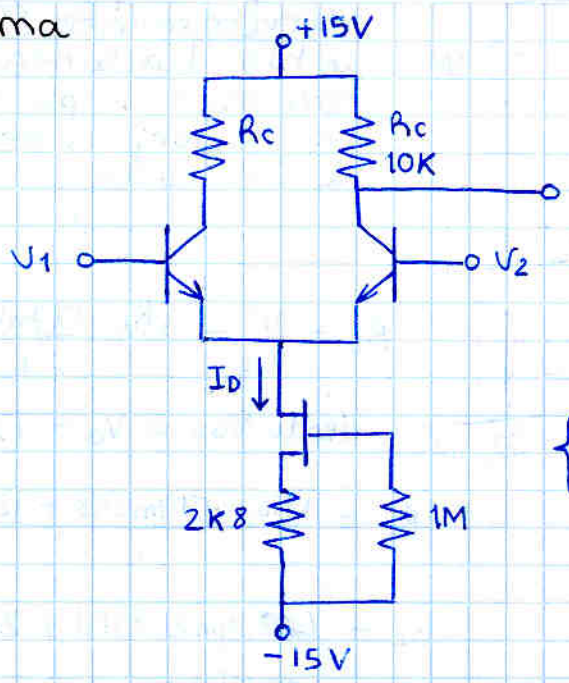
$$V_o = G_D \cdot V_d + G_C \cdot V_c$$

$$\boxed{\begin{aligned} G_D &= -5877 \\ &= -A_{d_2}(2A_{d_1}) \end{aligned} \qquad \begin{aligned} G_C &= 0'16 \\ &= A_{c_2} A_{c_1} \end{aligned}}$$

$$CMRR = 20 \log \frac{G_D}{G_C} = 91'3\,dB \text{ (muy elevado)}$$

Vemos que un multietapa como este mejora mucho las ganancias.

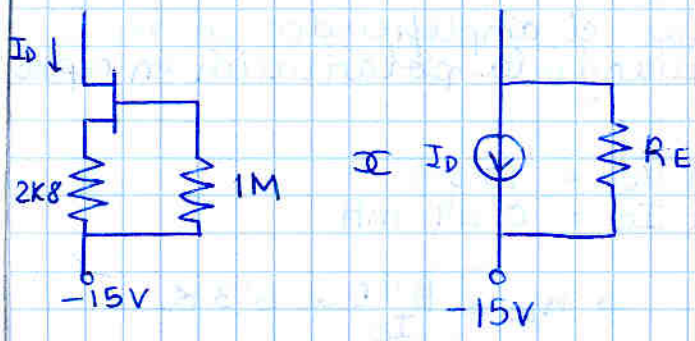
Problema



$\begin{cases} V_{BE} = 0'7\ V \\ h_{fe} = 100 \end{cases}$

$\begin{cases} I_{DSS} = 10\ mA \\ V_P = 4\ V \end{cases}$

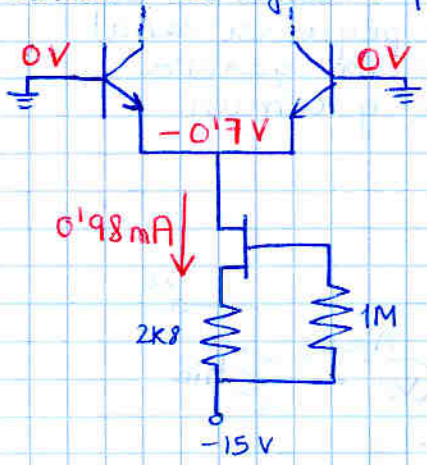
Primer paso: obtener el equivalente de la fuente de corriente.



y de nuevo
RECUERDA
R_E debe ser calculado en pequeña señal

Para el equivalente en pequeña señal necesitamos g_m → necesitamos V_{gs} en reposo.

Calculo de V_{gs} en reposo (entradas a masa)

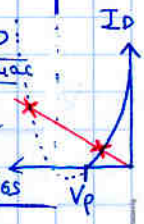


$$\left.\begin{aligned} I_D &= I_{DSS}\left(1-\frac{V_{gs}}{V_P}\right)^2 \\ V_{gs} &= -I_D \cdot 2K8 \end{aligned}\right\}$$ se obtiene ecuación cuadrática

↓ se despeja I_D:

$I_D = \frac{\pm b \pm \sqrt{b^2-4ac}}{2a}$ y se toma el valor más razonable

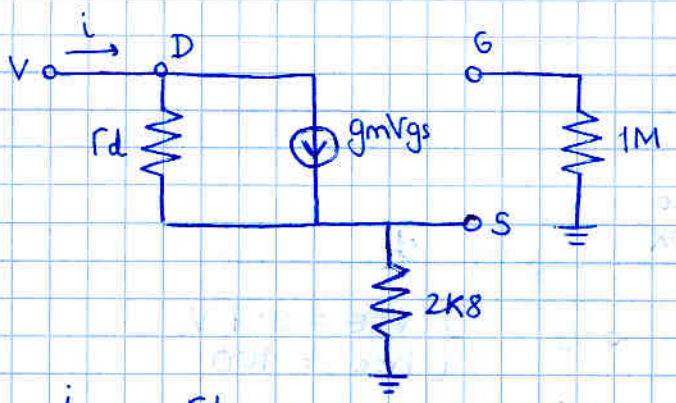
$\begin{cases} I_D = 0'98\ mA \\ V_{gs} = -2'74\ V \end{cases}$



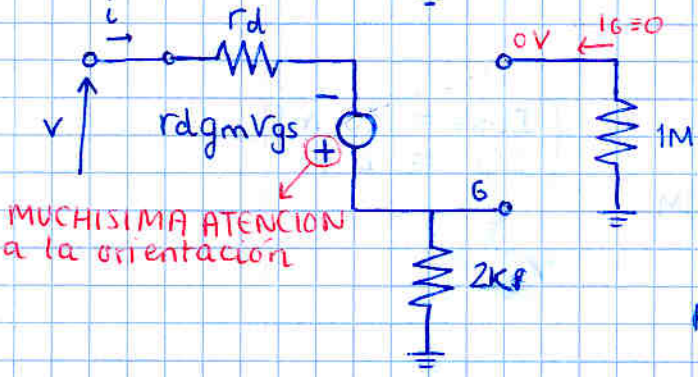
Siempre el mismo método para calcular la polaridad de un JFET

ya podemos conocer $\boxed{g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{gs}}{V_P}\right)} = 1'57\ mS$

y ya podemos calcular R_E en pequeña señal



Aunque se podría calcular directamente (Fulgencio lo hizo directamente) será más simple si pasamos, como siempre, Norton a Thevenin.



$$R_E = \frac{v}{i} = \frac{i r_d - r_d g_m V_{gs} + i 2K8}{i}$$

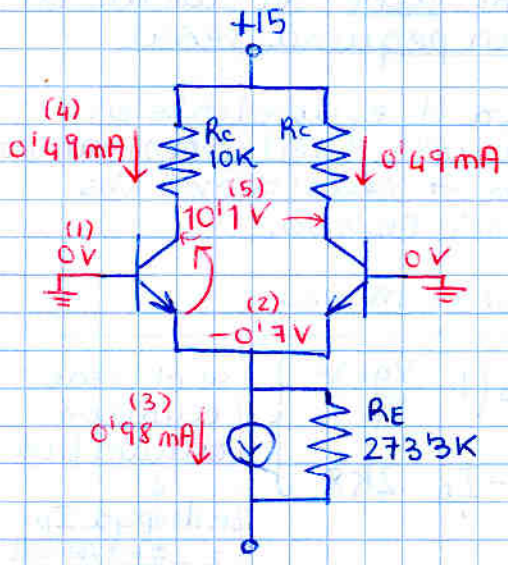
siendo $V_{GS} = V_G = i\,2K8$

$$R_E = \frac{i r_d - i r_d g_m 2K8 + i 2K8}{i}$$

$$R_E = (1 + g_m 2K8) r_d + 2K8$$

$$= 273'3\,K$$

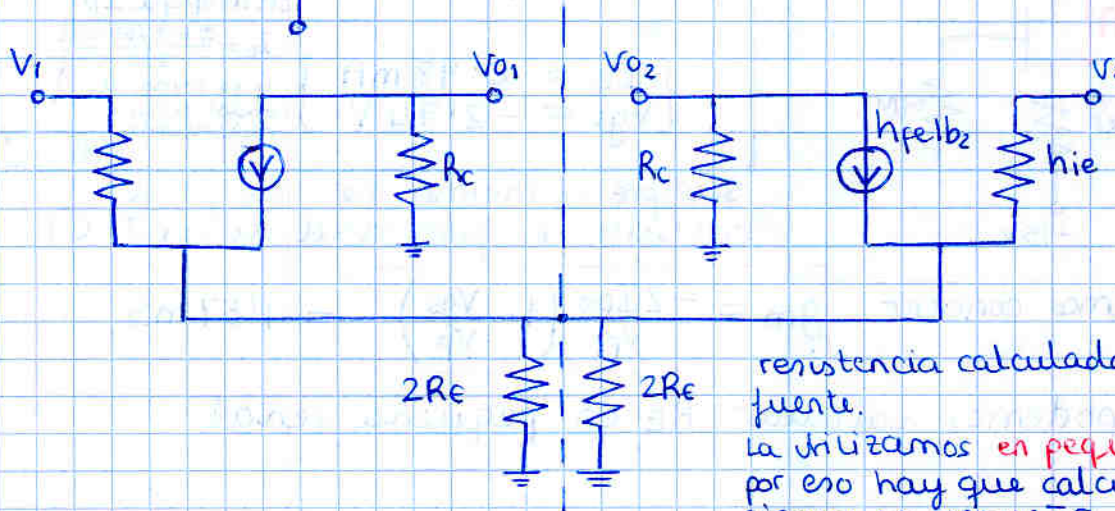
Ya podemos pasar a estudiar el amplificador en sí. Como siempre, empezamos estudiando la polarización en reposo.



$$\begin{cases} V_{CE} = 10'8\ V \\ I_C = 0'49\ mA \end{cases}$$

$$\Rightarrow \boxed{h_{ie} = \frac{\beta V_T}{I_C}} = 5'3\,K$$

ya podemos calcular el modelo en pequeña señal para conocer la ganancia diferencial y común



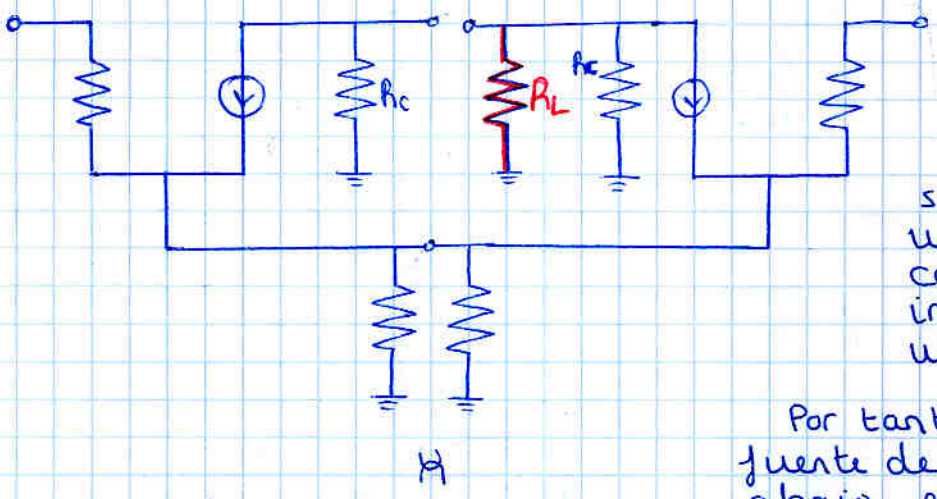
resistencia calculada de la fuente.
la utilizamos en pequeña señal por eso hay que calcularla siempre en pequeña señal

Aplicando teorema de bisección calculamos Va y Vd como siempre (hazlo 'de cabeza' a ver si sale!)

Nota importante

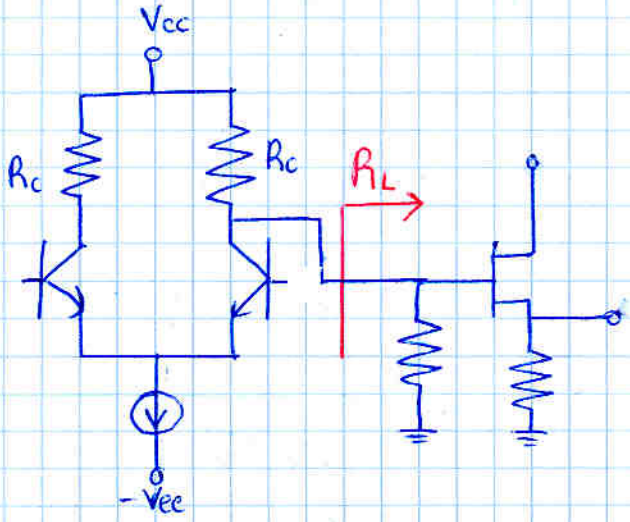
Cuando a una sóla de las salidas se le conecta una carga (por ejemplo una etapa amplificadora), ¿sigue siendo completamente simétrico el circuito?

¿se puede aplicar Bartlett / Bisección?



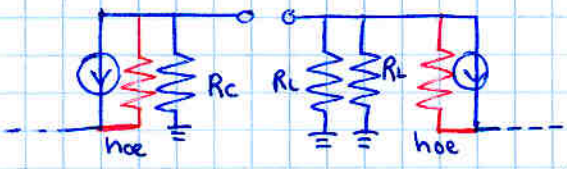
Si que se puede, ya que sabemos de teoría de circuitos que dos circuitos separados por una fuente de corriente son independientes uno del otro.

Por tanto, desde la fuente de corriente hacia abajo, el circuito si que es simétrico.



Una excepción sería si pusiésemos hoe en el modelo (va en paralelo con la fuente de corriente)

En ese caso, el circuito ya no sería simétrico.

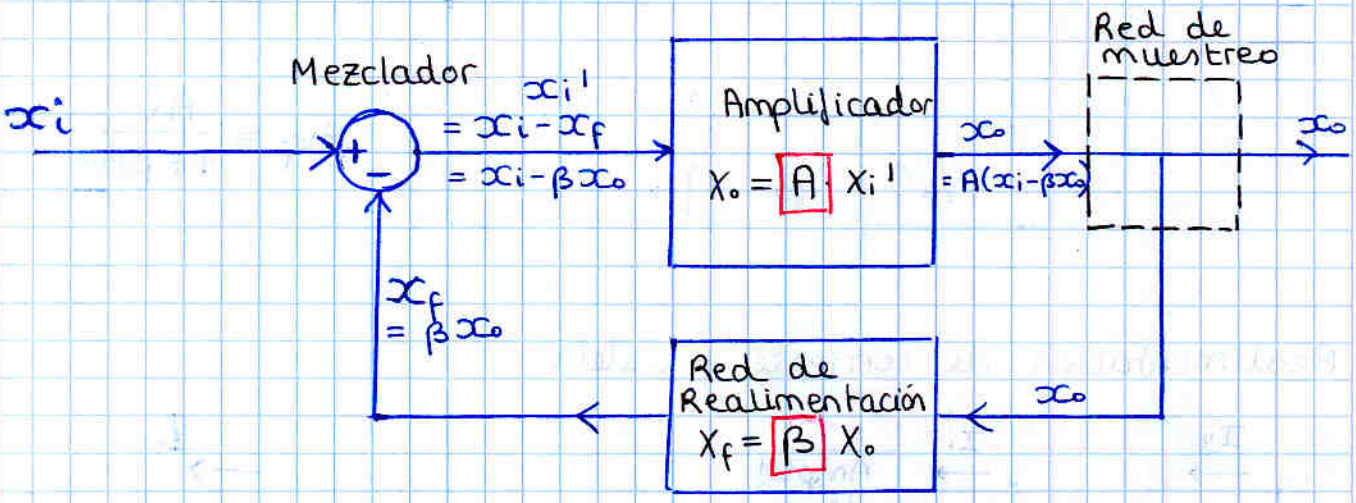


TEMA 7. REALIMENTACION Y OSCILADORES

Necesidad de realimentación:

Los parámetros de los amplificadores en la realidad varían mucho, es difícil conseguir una ganancia exacta

Esquema de un amplificador realimentado



$$A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{A(x_i - \beta x_o)}{x_i} = A - \beta \frac{x_o}{x_i} A = A - \beta A_f A$$

despejando A_f

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

$A_f < A$

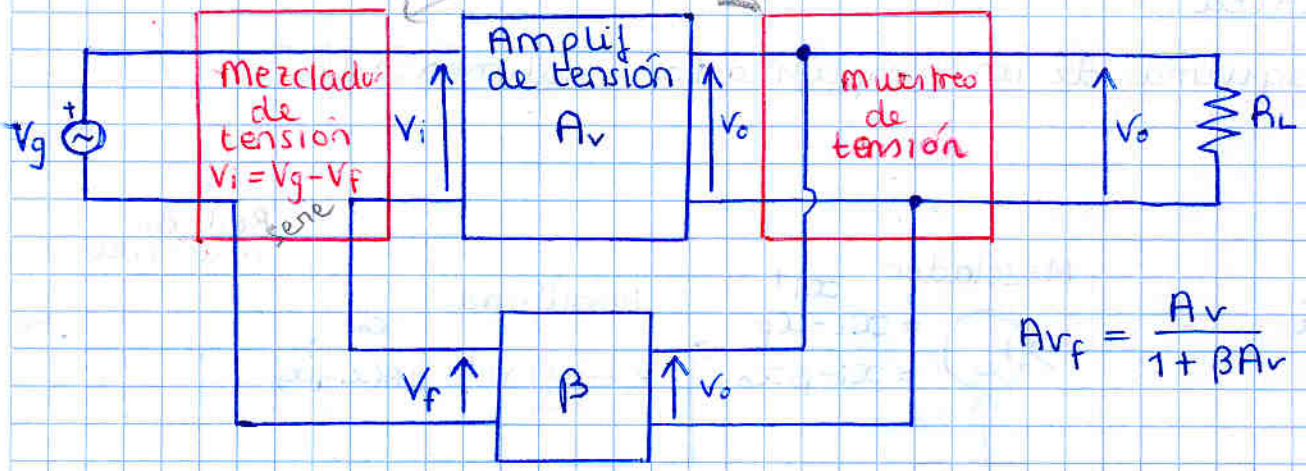
A se reduce por un factor $(1 + A\beta)$

Es el precio que hay que pagar.
A cambio, veremos que la estabilidad y las impedancias de entrada y salida "mejoran" por un factor $(1 + A\beta)$

Tipos de realimentación. Diferentes topologías

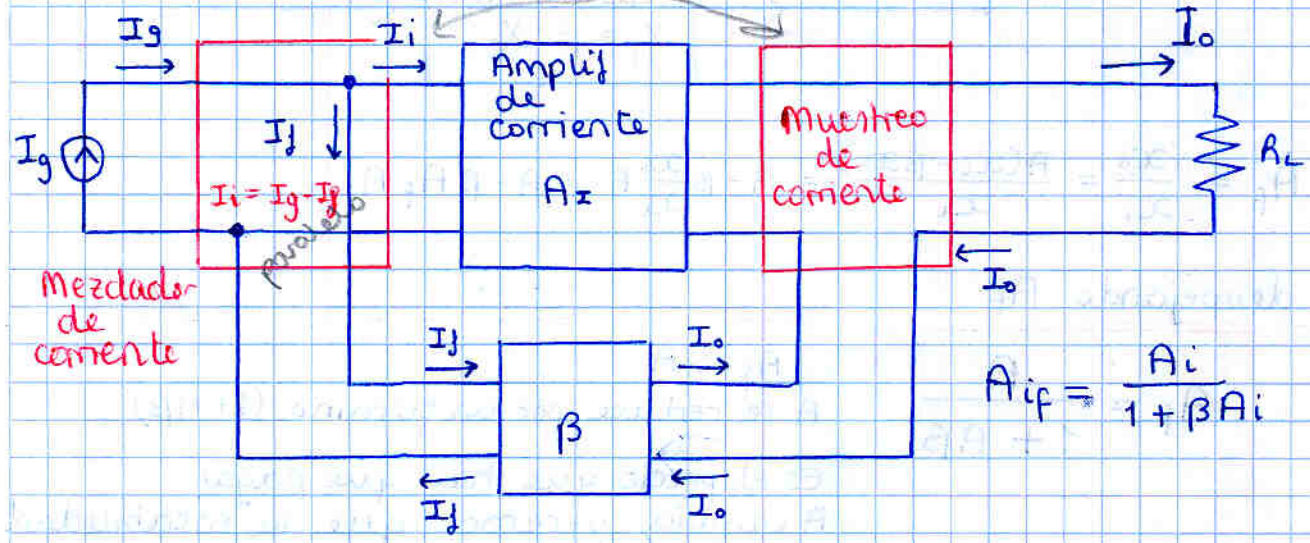
El mezclador será de tensión o de corriente y la red de muestreo será de tensión o corriente según lo que se quiera mezclar y muestrear.

Realimentación de tensión - serie



$$A_{V_f} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V}$$

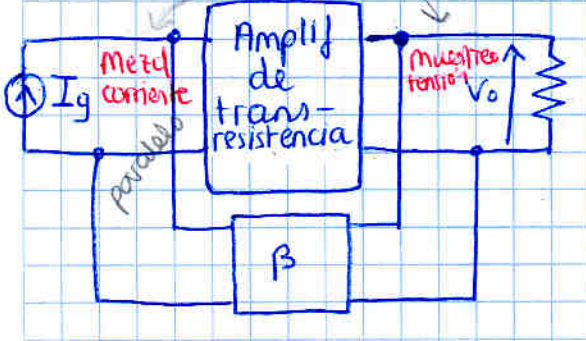
Realimentación de corriente - paralelo



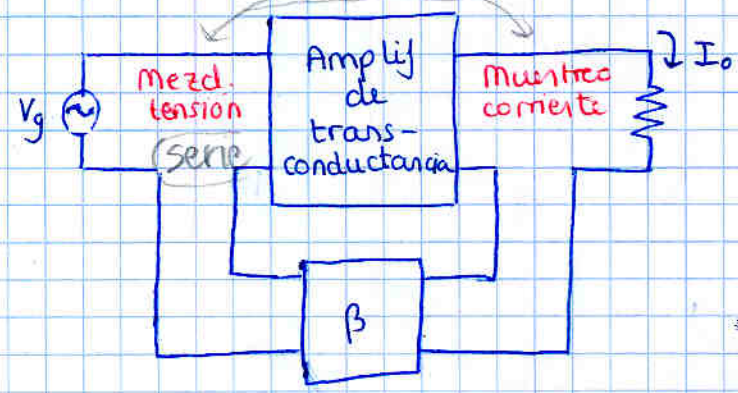
$$A_{i_f} = \frac{A_i}{1 + \beta A_i}$$

y otros casos menos comunes

Realim. de Tensión - Paralelo

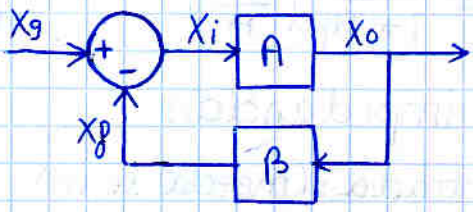


Realim de corriente serie



Ganancia de lazo

si $X_g = 0$



$$X_i' = -X_f$$
$$= -\beta X_o$$
$$= -\beta A X_i$$

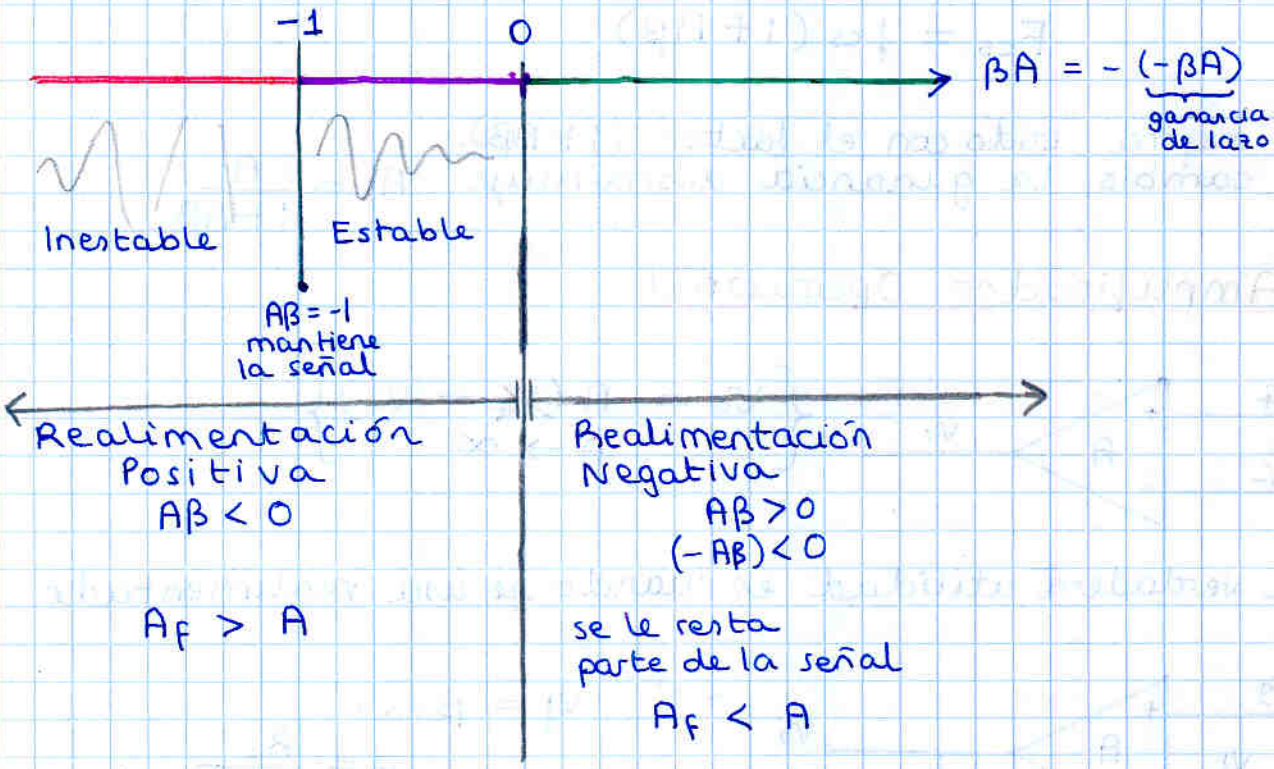
$$X_i' = \boxed{-\beta \cdot A} \cdot X_i$$

X_i': X_i después de una vuelta

$\boxed{-\beta \cdot A}$: ganancia de lazo

Realimentación positiva y negativa

$$X_i' = X_g - \boxed{\beta \cdot A}\, X_i \qquad A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$



Características de Realimentación Negativa

1. Mejor estabilidad de ganancia:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+A\beta}\left(\frac{dA}{A}\right) \qquad \text{además } A_f = \frac{A}{1+A\beta} \overset{A\uparrow\uparrow}{\simeq} \frac{1}{\beta}$$

2. Mejora impedancias:

Tensión
- entrada: (mezcla serie) : $R_{if} = (1+A\beta)R_i$
- salida: (muestreo paralelo) : $R_{of} = \frac{R_o}{1+A\beta}$

Corriente
- entrada: (mezcla paralelo): $R_{if} = \frac{R_i}{1+A\beta}$
- salida (muestreo serie): $R_{of} = (1+A\beta)R_o$

en general: "mejora" las impedancias por el factor $1+A\beta$

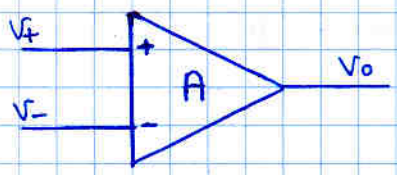
3. Mejora respuesta en frecuencia y ancho de banda:

$$F_{ci} = \frac{f_{ci}}{1+A\beta}$$

$$F_{cs} = f_{cs}(1+A\beta)$$

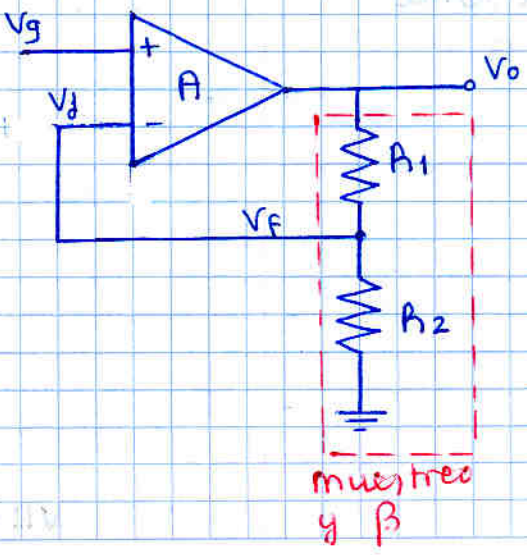
Lo mejora todo con el factor $(1+A\beta)$.
A cambio, la ganancia disminuye $A_f = \frac{A}{1+A\beta}$

Amplificador Operacional



$$\left\{ V_o = A(V_+ - V_-) \right\} \qquad A \to \infty$$

La verdadera utilidad es cuando se usa realimentado



$$V_f = \beta \cdot V_o \qquad \beta = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

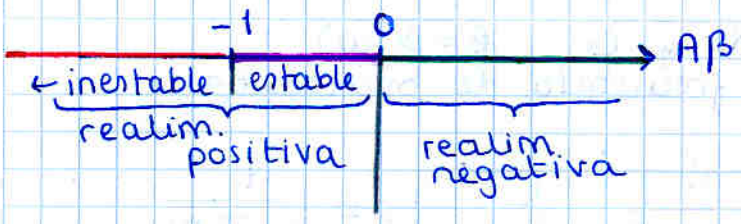
$$A_f = \frac{V_o}{V_g} = \frac{A}{1+A\beta} \overset{A\to\infty}{=} \frac{1}{\beta}$$

$$\boxed{A_f = \frac{R_1+R_2}{R_2}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

se pueden conseguir ganancias muy exactas

Estabilidad

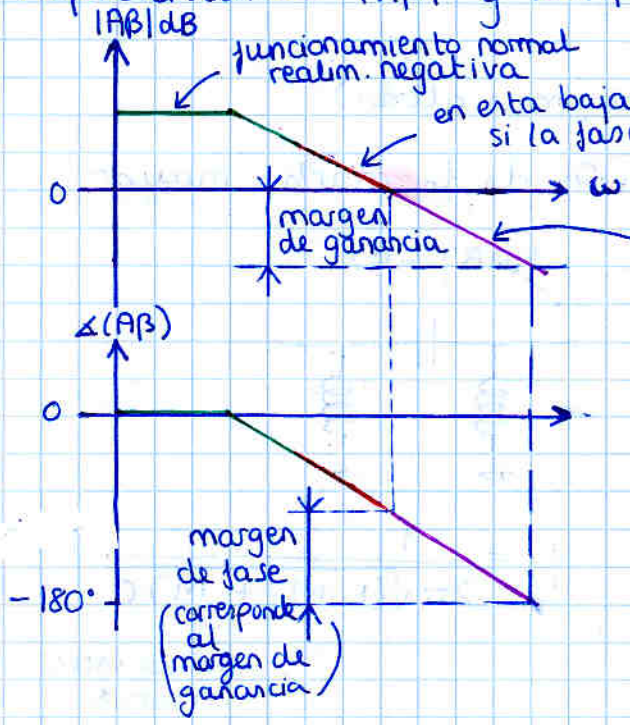
recuerda:



hay que tener cuidado, ya que Aβ varia con la frecuencia

Y por tanto una realim. negativa podría convertirse en realim. positiva inestable

Representando $|A\beta|$ y $\measuredangle A\beta$



Osciladores Senoidales

Si logramos de forma exacta:

Criterio oscilación Barkhausen $\begin{cases} \text{Arg}(A\beta) = 180° \\ |A\beta| = 1 \end{cases} \Rightarrow A\beta = -1$

$X_i' = X_i$

La señal se automantiene

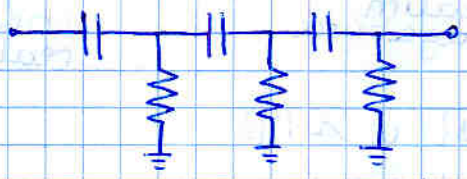
El criterio se cumplirá sólo para determinada frecuencia, y será esta frecuencia la frecuencia del oscilador

Se utiliza ruido a la entrada, la componente del ruido de la frecuencia de oscilación tendra $A_f = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{A}{1-1} \to \infty$

por tanto se convertirá en una onda senoidal que se automantiene si ponemos la entrada a cero

Diseño de osciladores

- Baja frecuencia:
  - A no depende de frecs (frecs. medias)
  - β es una red con R_s y C_s $\quad \beta = \beta(j\omega)$
    para ajustar la frecuencia de oscilación

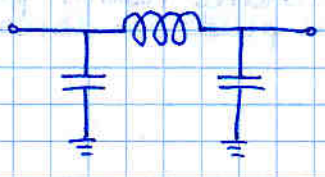


$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

- Sintonizados (frecuencias un poco mas altas)

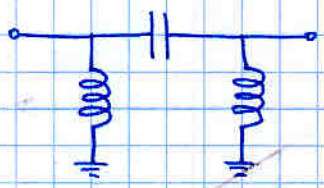
  Para obtener una precisión de f_0 mucho mayor

COLPITS



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\cdot\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$$

HARTLEY



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+M)C}}$$

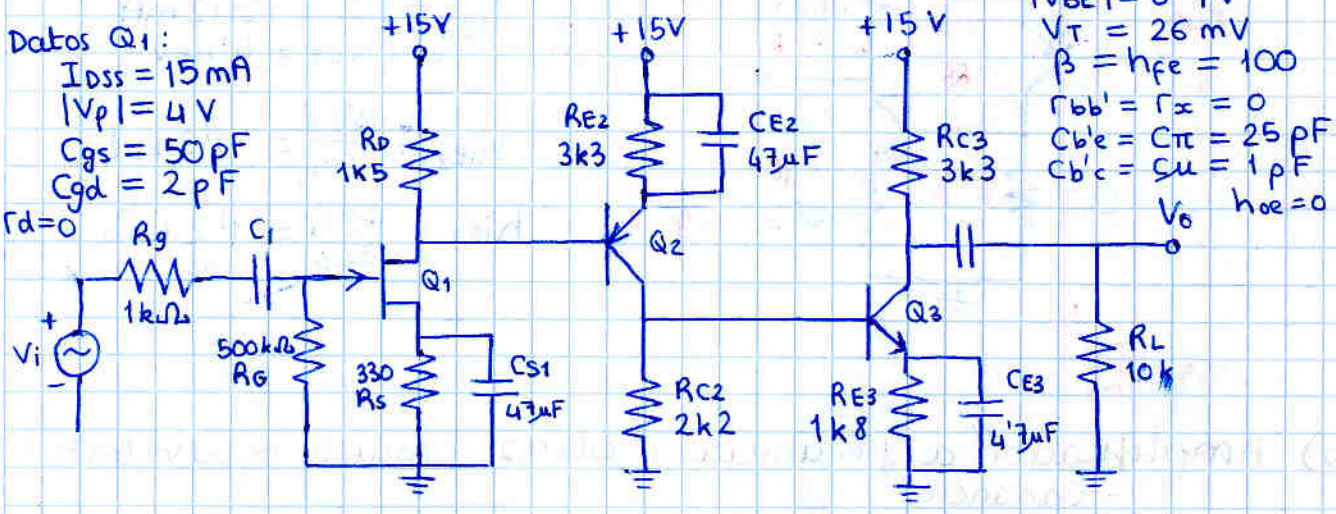
M ↑ inductancia mutua

Examen de electrónica básica. 24 junio 1999

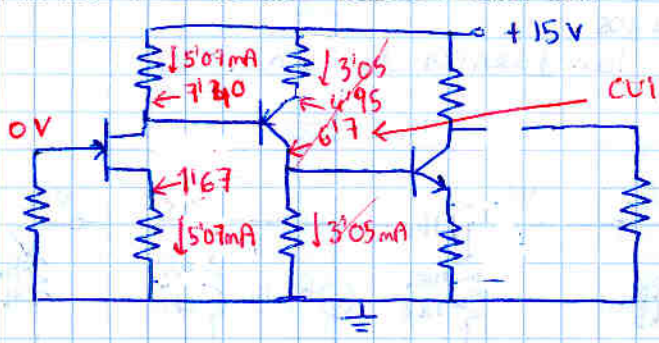
Problema 1.

Datos Q_1:
$I_{DSS} = 15\,mA$
$|V_P| = 4\,V$
$C_{gs} = 50\,pF$
$C_{gd} = 2\,pF$
$r_d = 0$

Datos Q_2 y Q_3
$|V_{BE}| = 0'7\,V$
$V_T = 26\,mV$
$\beta = h_{fe} = 100$
$r_{bb'} = r_x = 0$
$C_{b'e} = C_\pi = 25\,pF$
$C_{b'c} = C_\mu = 1\,pF$
$h_{oe} = 0$



a) Punto de Polarización de los transistores



CUIDADO! he hecho 7'4 - 0'7 = 6'7
PERO eso no era V_{BE}!!

Q_1: JFET:

$$\left.\begin{aligned} I_D &= I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ V_{DS} &= -I_D \cdot R_S \end{aligned}\right\} \quad I_D = I_{DSS}\left(1+\frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2 = I_{DSS}\left(1+\frac{2I_D R_S}{V_P}+I_D^2\left(\frac{R_S^2}{V_P^2}\right)\right)$$

$$\underbrace{I_D^2\left(\frac{R_S}{V_P}\right)^2}_{a} + \underbrace{I_D\left[\frac{2R_S}{V_P}-\frac{1}{I_{DSS}}\right]}_{b} + \underbrace{1}_{c} = 0$$

$$a = \left(\frac{R_S}{V_P}\right)^2 = \left(\frac{330}{4}\right)^2 = (82'5)^2$$

$$b = \frac{2R_S}{V_P} - \frac{1}{I_{DSS}} = \frac{2\cdot 330}{-4} - \frac{1}{15\cdot 10^{-3}} = -231'\overline{6}$$

$$c = 1$$

$$I_D = \frac{-b \pm \sqrt{b^2-4ac}}{2a} \begin{cases} \nearrow 0'034 = 34\,mA \\ \searrow 4'007\cdot 10^{-6} \approx 0'01\,mA \end{cases}$$

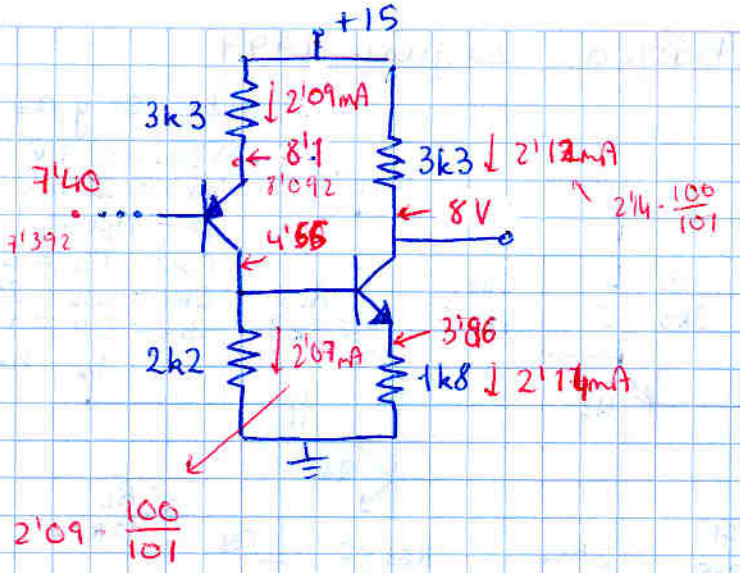
$\rightarrow 0'0289\,A$
$\hookrightarrow 5'072\,mA$ //

$Q_1 = JFET$ $\begin{cases} I_D = 5'07\,mA \\ V_{GS} = -1'67\,V \\ V_D = 7'40\,V \\ V_{DS} = 5'73\,V \end{cases}$

zona estricción

$V_{DS} > V_{GS} - V_P$
$5'73 > -1'67 - -4$
$5'73 > 5'67$ ✓✓

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 4'4\,mS$$



Q_2: $\begin{cases} I_C = 2'07\ mA \\ V_{CE} = 3'54V \end{cases}$ zona activa

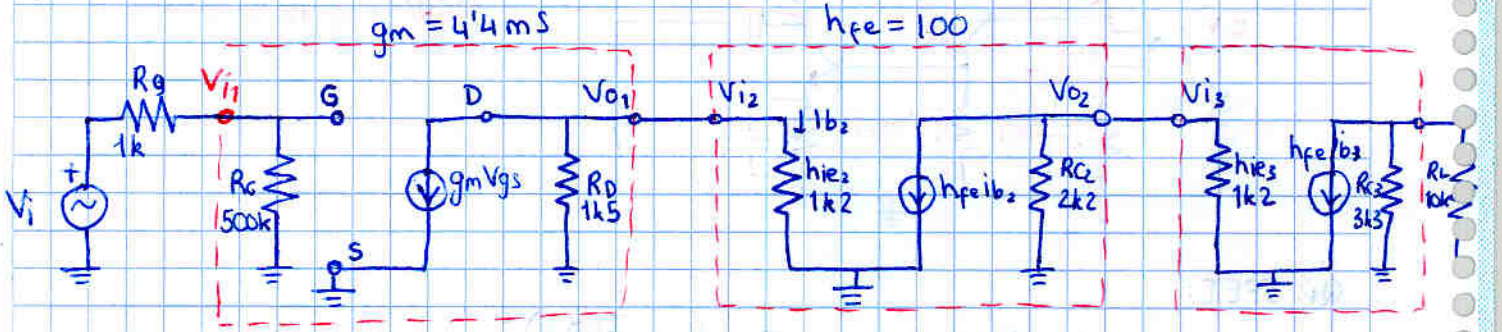
Q_3: $\begin{cases} I_C = 2'12\ mA \\ V_{CE} = 4'14\ V \end{cases}$

$h_{ie_2} = \frac{\beta V_T}{I_{C_2}} = 1'2\ k\Omega$

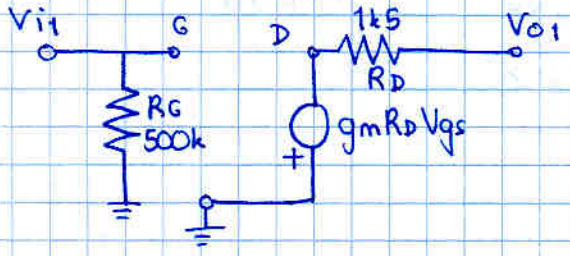
$h_{ie_3} = \frac{\beta V_T}{I_{C_3}} = 1'2\ k\Omega$

b) Amplificador a frecuencias medias (modelo equivalente)
- Ganancia
- Impedancias de entrada y salida.

a FM los C son cortocircuitos
en pequeña señal anulo las fuentes de continua



Primera etapa (haciendo Norton --> thevenin)



ganancia:

$A_{V_{NL}} = \frac{V_{o_{1NL}}}{V_{i_1}} = \frac{-g_m R_D V_{gs}}{V_{gs}}$

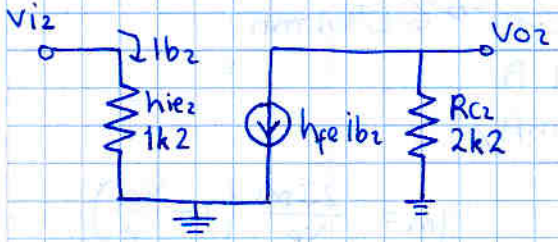
$= -g_m R_D = -6'6$ //

impedancias:

$R_i = \frac{V_{i_1}}{i_{i_1}} = R_G = 500\ k$ //

anulando entrada $R_o = \frac{V_{o_1}}{i_{o_1}} = R_D = 1'5\ k$ //

Segunda etapa



ganancia

$A_{V_{NL}} = \frac{V_{o_{2NL}}}{V_{i_2}} = \frac{-R_{C_2} h_{fe} I_{b_2}}{h_{ie_2} I_{b_2}}$

$= \frac{-R_{C_2} h_{fe}}{h_{ie_2}} = -183'3$

impedancias

$R_{i_2} = h_{ie_2} = 1k2$

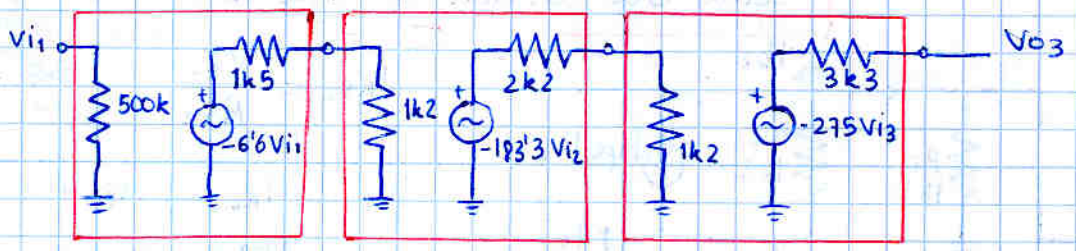
$R_{o_2} = R_{C_2} = 2k2$

Tercera etapa

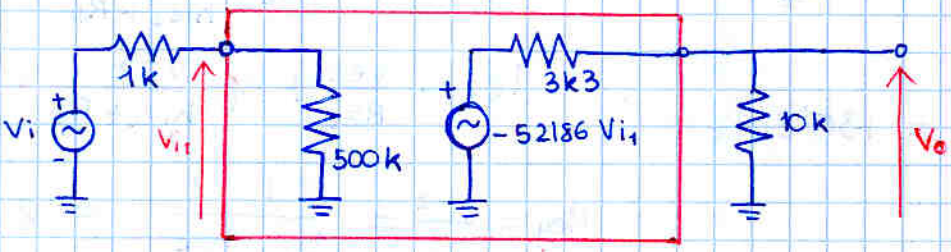
$A_{V_{NL}} = \frac{-R_{C_3} h_{fe}}{h_{ie_3}} = -273$

$R_{i_3} = 1k2 \quad R_{o_3} = 3k3$

$$A_{VTNL} = \frac{V_{o3}}{V_{i1}} = (-6'6)\cdot\frac{1k2}{1k5+1k2}\cdot(-183'3)\cdot\frac{1k2}{1k2+2k2}\cdot(-275) = -52\,186$$

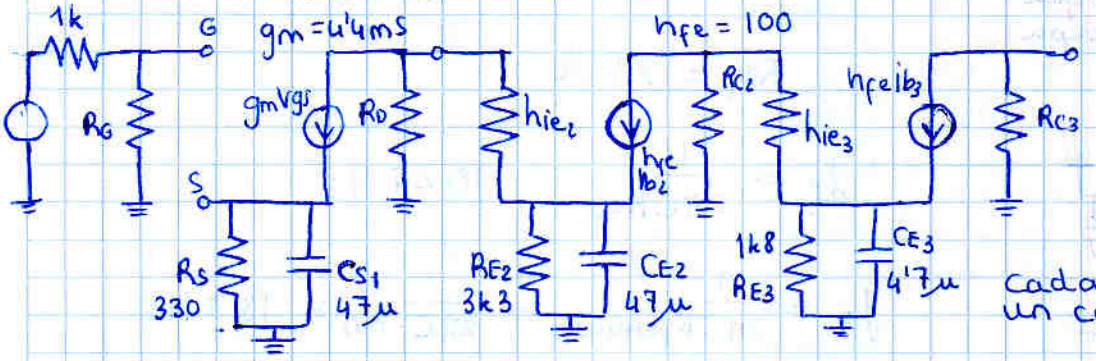


$R_{iT} = R_{i1} = 500\,k$
$R_{oT} = R_{o3} = 3k3$



$$A_{VT} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{500\,k}{1k+500k}\cdot(-52186)\cdot\frac{10k}{10k+3k3} = -39\,159$$

c) Considerando que C_1 y C_2 afectan a frecuencias mucho mas bajas que C_{S1}, C_{E2} y C_{E3}; Indicar el efecto en frecuencia de estos ultimos así como la frecuencia de corte inferior.

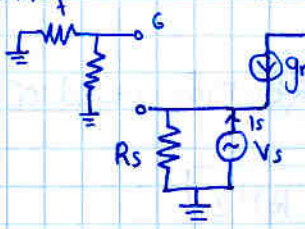


Los gen corriente hacen que cada etapa sea independiente de las otras.

Cada C introduce un cero y un polo

C_{S1} polo: $f_p = \frac{1}{2\pi C R_{eq}}$

R_{eq} se calcula anulando entrada y sustituyendo C por Vs



$I_{RS} = \frac{V_s}{R_s}$

$I_s = I_{RS} - g_m V_{gs}$ $\quad V_{gs} = -V_s$

$= I_{RS} + g_m V_s$

$= \frac{V_s}{R_s} + V_s g_m = V_s\left(g_m + \frac{1}{R_s}\right)$

$R_{eq} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{R_s}} = \left(\frac{1}{g_m} /\!/ R_s\right)$

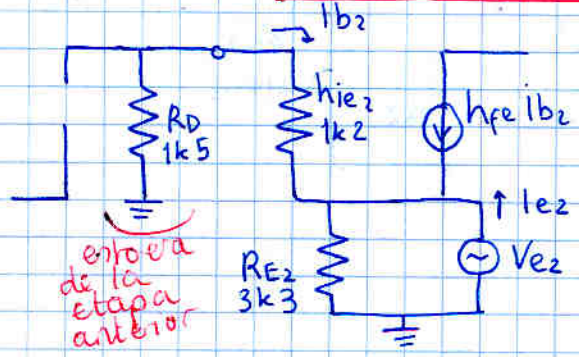
$$f_p = \frac{1}{2\pi C\left(\frac{1}{g_m} /\!/ R_s\right)} = 25\ Hz$$

cero $f_z = \frac{1}{2\pi C R_{puenteada}}$

$= \frac{1}{2\pi C R_s} = 10'26\ Hz$

C_{E2} polo

> R_{eq} se calcula anulando su entrada (es decir la salida de la etapa anterior, que como era un gen. corriente se anula con circ. abierto (no conexión a tierra!)



$$I_{RE_2} = \frac{V_{e2}}{R_{E2}}$$

$$I_{e2} = I_{RE_2} - h_{fe} I_{b2} \quad (h_{fe}+1)$$

$$= \frac{V_{e2}}{R_{E2}} - h_{fe} I_{b2} \quad (h_{fe}+1)$$

$$I_{b2} = \frac{-V_{e2}}{h_{ie2} + R_D}$$

$$I_{e2} = \frac{V_{e2}}{R_{E2}} + h_{fe} \frac{V_{e2}}{h_{ie2} + R_D} \quad (h_{fe}+1)$$

$$f_{polo} = \frac{1}{2\pi C R_{eq}} = 130'2 \text{ Hz}$$

$$R_{eq} = \frac{V_{e2}}{I_{e2}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{E2}} + \frac{h_{fe}+1}{h_{ie2} + R_D}} = 26'52 \,\Omega$$

$$f_{cero} = \frac{1}{2\pi C R_{E2}} = 1'03 \text{ Hz}$$

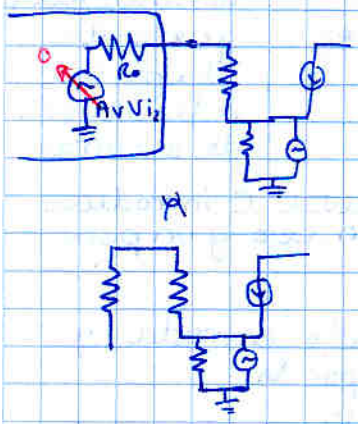
C_{E3}

anular la entrada del ampl tb se puede hacer considerando el equiv de la etapa anterior

$$R_{eq} = \frac{V_{e3}}{I_{e3}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{E3}} + \frac{h_{fe}+1}{h_{ie3} + R_{C2}}}$$

$R_{E3} = 1k8$
$C_{E3} = 4'7\mu$
$h_{ie3} = 1k2$
$R_{C2} = 2k2$

$$R_{eq} = 33 \,\Omega$$



$$f_p = \frac{1}{2\pi C R_{eq}} = 1025 \text{ Hz}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi C R_{puntada}} = \frac{1}{2\pi C \cdot R_{E3}} = 18'8 \text{ Hz}$$

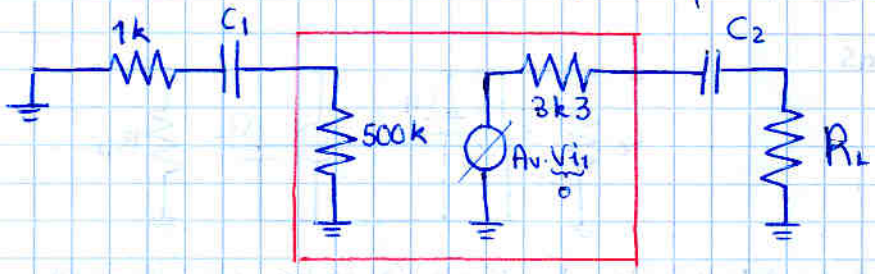
La frecuencia de corte inferior vendrá dada por el mayor polo (polo dominante)

$$\boxed{f_{ci} \simeq 1'02 \text{ kHz}}$$

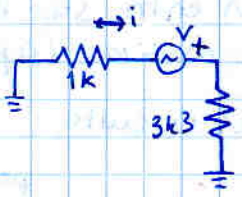
d) Calcular C_1 y C_2 para que su efecto en frecuencia esté separado dos decadas

C_1 y C_2 generan un derivador + polo cada uno $\quad \omega_p = \frac{1}{C R_{eq}}$ $\qquad \frac{j\frac{\omega}{\omega_p}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$

para calcula R_{eq} - anular entrada
- resistencia que ven (sustituyendo C por V)



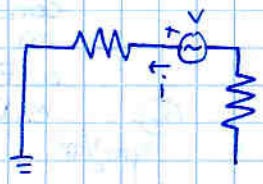
C_1 :



$R_{eq_1} = \frac{V}{i} = 1k + 500k = 501\,k$

$f_{P_{C_1}} = \frac{1}{2\pi C_1 R_{eq_1}}$

C_2



$R_{eq_2} = R_L + R_{O3} = 3k3 + 10k = 10k3$

$f_{P_{C_2}} = \frac{1}{2\pi C_2 R_{eq_2}}$

para que su efecto esté dos décadas por debajo de 1'02 kHz

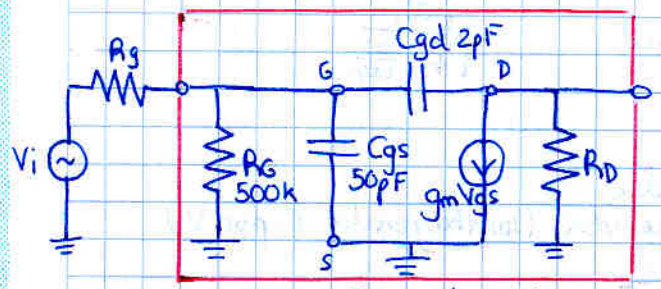
$$f_P = \frac{1'02\,kHz}{100} = 10'2\,Hz$$

$$f_{P_{C_1}} = \frac{1}{2\pi C_1 R_{eq_1}} = 10'2\,Hz \longrightarrow C_1 = 31\,nF$$

$$f_{P_{C_2}} = \frac{1}{2\pi C_2 R_{eq_2}} = 10'2\,Hz \longrightarrow C_2 = 1'17\,\mu F$$

e) Calcular el efecto de condensadores parásitos a altas frecuencias. Valor aproximado de la frec superior de corte

Hay que utilizar los modelos necesarios



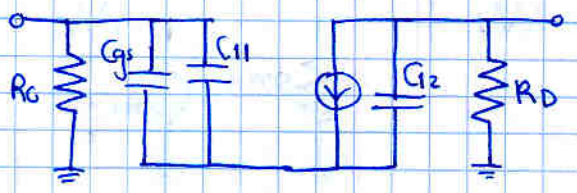
$g_m = 4'4$ mS

Q_1 : JFET

Hay que desdoblar Cgd

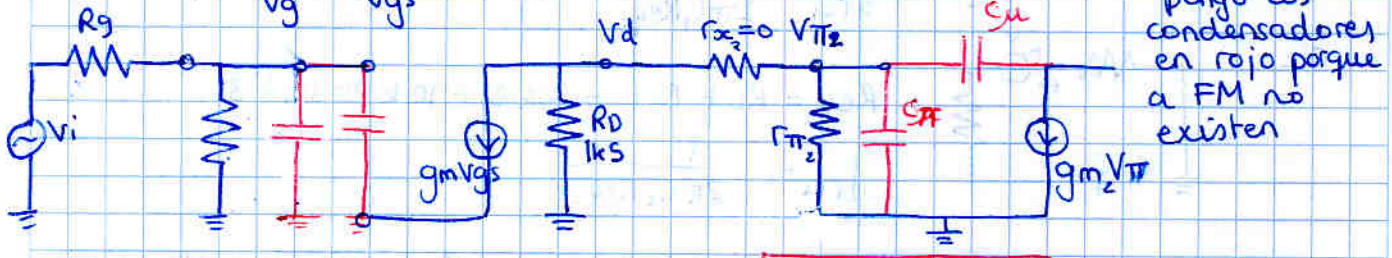
$C_{11} = C_{gd}(1-K)$

$C_{12} = C_{gd}(1-1/K)$



siendo K la diferencia de tensión entre sus bornes que calcularemos a frecuencias medias (aproximación de Miller)

$K = \frac{V_d}{V_g} = \frac{V_d}{V_{gs}}$ → para Vd necesitamos más circuito



$g_m = 4'4$ mS

$r_\pi + r_x = h_{ie}$

como $r_x = 0$

$r_{\pi_2} = h_{ie_2} = 1'2\,k\Omega$

$g_{m_2} = \frac{h_{fe_2}}{r_{\pi_2}} = 83'33$ mS

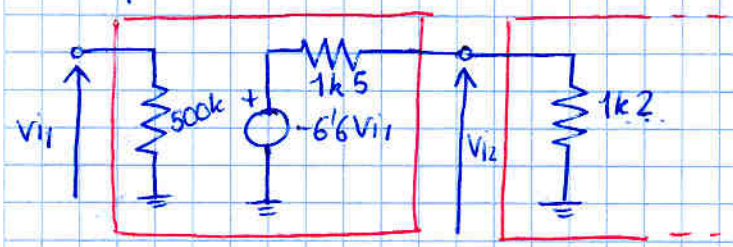
$K = \frac{V_d}{V_{gs}} = \frac{-g_m V_{gs}(R_D // r_{\pi 2})}{V_{gs}}$

$= -g_m(R_D // r_{\pi 2}) = -g_m\left(\frac{1}{\frac{1}{R_D}+\frac{1}{r_{\pi_2}}}\right) = -2'93$ //

$C_{11} = C_{gd}(1-K) = 2\,pF\cdot(1--2'93) = 7'9$ pF

$C_{12} = C_{gd}(1-1/K) = 2pF(1--1/2'93) = 2'7$ pF

K se podía haber obtenido del equivalente a FM

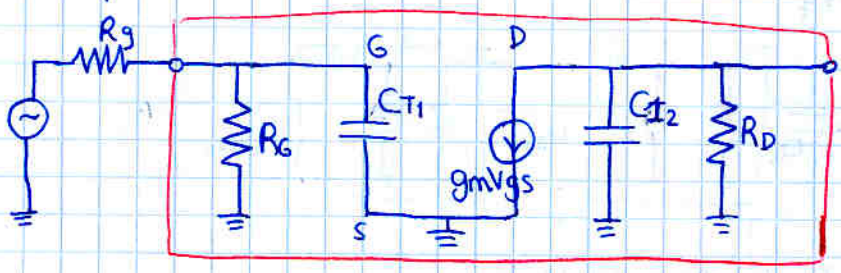


$K = \frac{V_{i2}}{V_{i1}} = \frac{i_{i2}\cdot 1k2}{V_{i_1}} = \frac{\frac{-6'6V_{i1}}{1k5+1k2}\,1k2}{V_{i1}}$

$= -6'6\cdot\frac{1k2}{1k5+1k2} = -2'93$ //

ten cuidado con esto si existe $r_x \neq 0$, en ese caso $V_{\pi 2} \neq V_{i2}$

Q_1 queda:

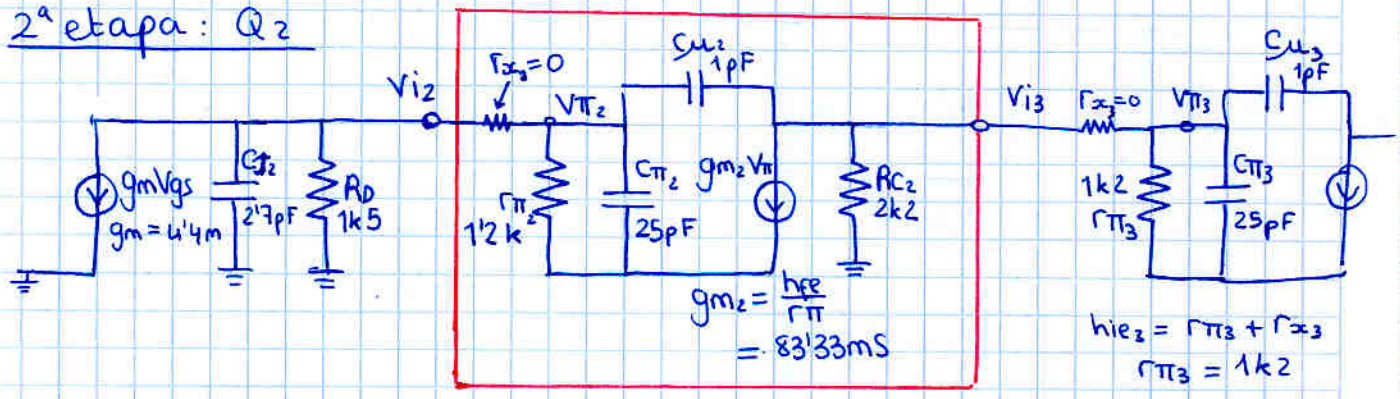


$C_{T1} = 50 + 7'9 = 57'9\ pF$

$C_{12} = 2'7\ pF$

CUIDADO Condensadores en paralelo se suman

2ª etapa: Q_2



$g_{m2} = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = 83'33\ mS$

$h_{ie2} = r_{\pi 3} + r_{x3}$

$r_{\pi 3} = 1k2$

Hay que desdoblar $C_{\mu 2}$

$C_{21} = C_{\mu 2}(1 - K_2)$

$C_{22} = C_{\mu 2}(1 - 1/K_2)$

K_2: aproximación de Miller $K_2 = \frac{V_{i3}}{V_{TT2}}$ a FM

[como $r_x = 0 \rightarrow V_{\pi 2} = V_{i2}$ → $K = \frac{V_{i3}}{V_{i2}}$] →

podemos calcularlo con la figura de arriba o con el equiv a FM

$$K_2 = \frac{V_{i3}}{V_{TT2}} = \frac{-g_{m2} V_{TT2} (R_{C2} // r_{T3})}{V_{TT2}}$$

$$= -g_{m2}(R_{C2} // r_{T3})$$

$$= -64'7 //$$

$$K = \frac{V_{i3}}{V_{i2}} = A_{V2} \frac{R_{O2}}{R_{O2} + R_{i3}}$$

$$= -183'3 \cdot \frac{1k2}{1k2 + 2k2}$$

$$= -64'7 //$$

en decir $K_2 = A_{V2T}$

$C_{21} = 1pF(1 - -64'7) = 65'7\ pF$

$C_{22} = 1pF(1 - -\frac{1}{64'7}) = 1'02\ pF$

$C_{T2} = C_{12} + C_\pi + C_{21} \quad C_{22} = 1'02\ pF$

$= 93'4\ pF$

3ª etapa $g_{m3} = -\frac{h_{fe}}{r_{\pi 3}}$

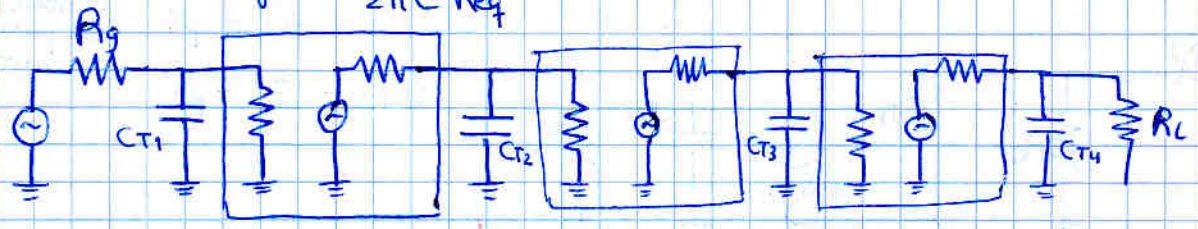
$$K_3 = -g_{m3}(R_{C3} // R_L) = -\frac{h_{fe}}{r_{\pi 3}}(R_{C3} // R_L) = -206'7$$

$C_{T3} = C_{22} + C_{T\pi 3} + C_{31} = 233'7\ pF$

$C_{T4} = C_{32} = 1\ pF$

cada uno de los 4 condensadores crea un polo

$$f_p = \frac{1}{2\pi C R_{eq}}$$

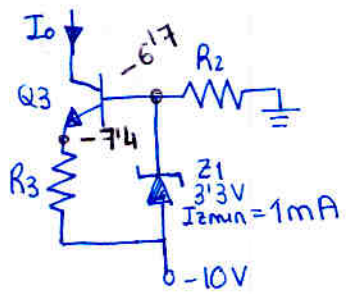


R_{eq} = R_o etapa anterior + R_i etapa siguiente

Examen electrónica Básica 2000 Junio

Problema 2.

a)



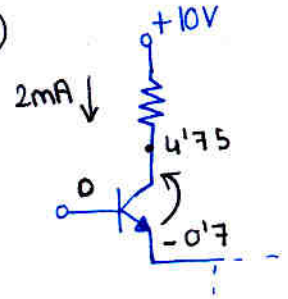
$I_o = 4\,mA$
$I_B = 0'04\,mA$
$I_e = 4'04\,mA$

$$R_3 = \frac{10 - 7'4}{4'04\,mA} = 644\,\Omega$$ ✓

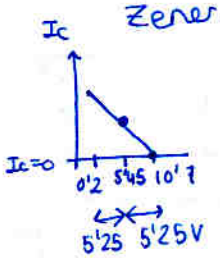
$$R_{2\,max} = \frac{6'7}{0'04 + 1} = 6'44\,k\Omega$$ ✓

Si R es menor, pasará más corriente, que se la llevará el Zener.

b)



$V_{CEmin} = V_{CESAT} = 0'2\,V$
$V_{CEmax} = 10'7\,V$ (cuando $I_C = 0$)



Q debe estar $V_{CEQ} = 5'45\,V$
$\Rightarrow V_C = -0'7 + 5'45 = 4'75\,V$

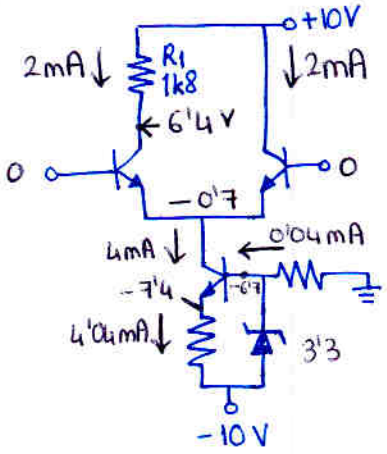
como en reposo habrá una $I_{R_1} = 2\,mA$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{10 - 4'75}{2\,mA} = 2'625\,k\Omega \simeq 2'63\,k\Omega$$ ✓

[en la solución dada en las hojas han considerado $V_{CESAT} = 0\,V$]

Utilizar $R_1 = 1'8\,k\Omega$

c) Punto de trabajo de cada transistor:

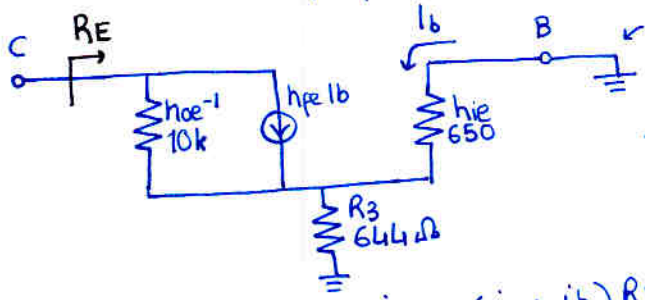


Q_1 { $I_C = 2\,mA$, $V_{CE} = 7'1\,V$ } ✓ $\quad h_{ie_1} = h_{ie_2} = \frac{h_{fe} \cdot V_T}{I_C} = 1'3\,k\Omega$

Q_2 { $I_C = 2\,mA$, $V_{CE} = 10'7\,V$ } ✓

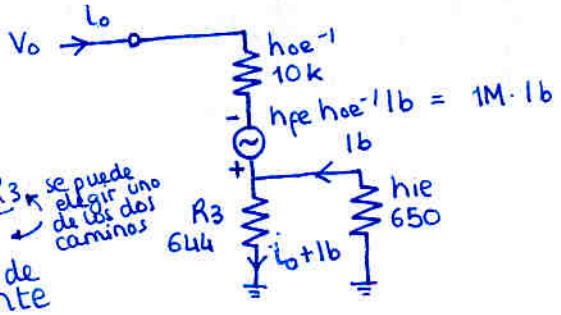
Q_3 { $I_C = 4\,mA$, $V_{CE} = 6'7\,V$ } ✓ $\quad h_{ie_3} = \frac{h_{fe} \cdot V_T}{I_C} = 650\,\Omega$

d) R_E. Impedancia interna de la fuente:
se calcula en pequeña señal:



a tierra gracias al zener.

pasamos Norton a Thevenin:



$$V_o = i_o h_{oe}^{-1} - h_{fe} h_{oe}^{-1} i_b + \frac{(i_o + i_b) R_3}{-i_b \cdot h_{ie}}$$ ← se puede elegir uno de los dos caminos

$$-i_b = i \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}$$ divisor de corriente

$$\Rightarrow V_o = i_o \left(h_{oe}^{-1} + h_{fe} h_{oe}^{-1} \frac{R_3}{h_{ie} + R_3} + \frac{h_{ie} R_3}{h_{ie} + R_3} \right) \Rightarrow \frac{V_o}{i_o} = 10k + (100 \cdot 10k + 650) \frac{644}{650 + 644}$$

$$R_E = 0'508\,M\Omega$$ ✓

e) si se conecta generador en V_2 y $V_1 = 0$

entonces $V_{o_1} = A_d(V_1 - V_2) + A_c\left(\frac{V_1 + V_2}{2}\right)$

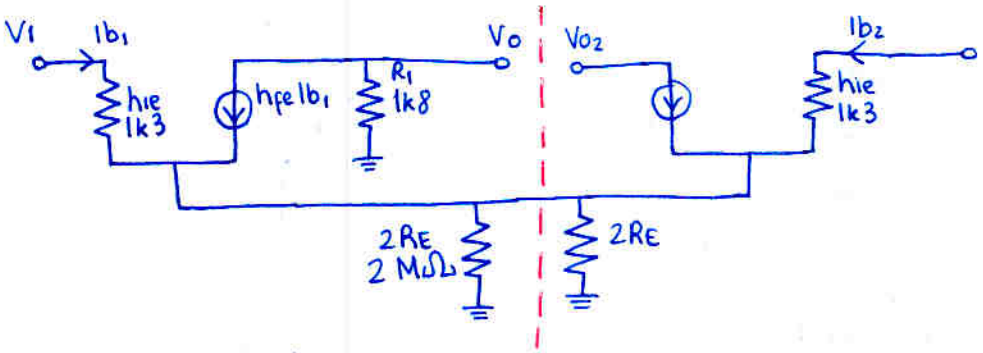
$V_{o_1} = -A_d V_2 + A_c \frac{V_2}{2}$

[el signo menos se debe a que utilizamos la salida 1, donde $V_d = V_1 - V_2$ si utilizaramos la 2 sería $V_d = V_2 - V_1$]

por lo que la ganancia equivalente será

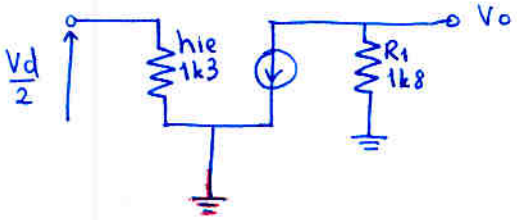
$$A_V = \frac{V_{o_1}}{V_2} = -A_d + \frac{A_c}{2}$$

Hace falta calcular A_d, A_c, R_o (R_i nos lo dan; $R_i = 2'6\ k\Omega$)



la asimetria de R_1 no afecta a la entrada del circuito.

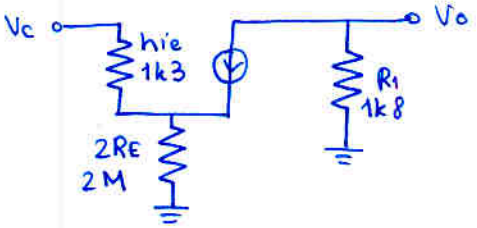
- modo diferencial



$$A_d = \frac{V_{o_{ML}}}{V_d} = \frac{-h_{fe} I_{b_2} R_1}{I_{b_2} h_{ie} \cdot 2} = \frac{-h_{fe} R_1}{2 h_{ie}} = -69'23$$ ✓

[recuerda $A_d \neq \frac{V_{o_{NL}}}{V_d/2}$]

- modo común



$$A_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{-h_{fe} I_{b_2} R_1}{I_{b_2} \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) I_{b_2} \cdot 2R_E} = \frac{-h_{fe} R_1}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) 2R_E} = -8'91 \cdot 10^{-4}$$ ✓

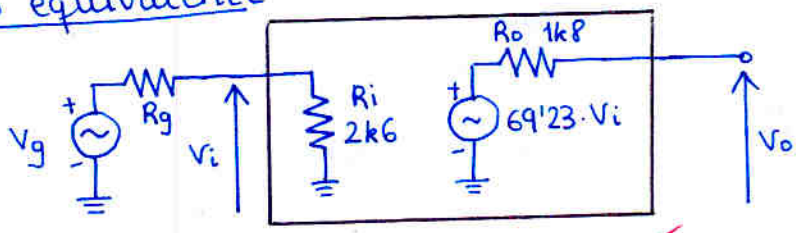
impedancia de salida

entrada anulada; claramente $R_o = R_1 = 1k8$ ✓

ganancia equivalente

$$A_V = -A_d + \frac{A_c}{2} = 69'23 + \frac{-8'91 \cdot 10^{-4}}{2} = 69'23$$ ✓

modelo equivalente



✓

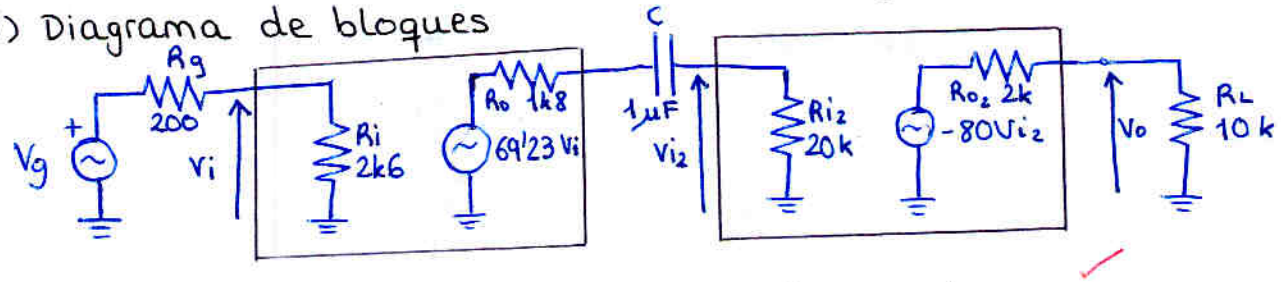
1) se conecta a la salida mediante $C = 1\mu F$ un monoetapa

$R_i = 20\ k\Omega$
$R_o = 2\ k\Omega$
$A_v = -80$

carga $R_L = 10\ k\Omega$

generador: $v_g = 2 \operatorname{sen} 200t$ (mV)
$R_g = 200\ \Omega$

(i) Diagrama de bloques



(ii) Expresión de $\frac{V_o}{V_g}$ para bajas y medias frecuencias

$$V_o = -80(V_{i2}) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{o2}}$$

$$V_{i2} = 69'23(V_i) \cdot \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_o + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$V_i = V_g \frac{R_i}{R_i + R_g}$$

sustituyendo una dentro de otra

$$V_o = \underbrace{-80 \cdot 69'23}_{-5538'4} \cdot V_g \cdot \underbrace{\frac{R_i}{R_i + R_g}}_{\frac{2k6}{2k6 + 200} = \frac{2'6}{2'8}} \cdot \underbrace{\frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_o + \frac{1}{j\omega C}}}_{\frac{20k}{20k + 1k8 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{20k}{21k8 + \frac{1}{j\omega C}}} \cdot \underbrace{\frac{R_L}{R_L + R_{o2}}}_{\frac{10k}{10k + 2k} = 5/6}$$

$$\frac{V_o}{V_g} = -4285'\bar{6} \cdot \frac{20k}{21k8 + \frac{1}{j\omega C}}$$

multiplicando por $j\omega C$

$$= -4285'\bar{6} \cdot \frac{20k\ j\omega C}{j\ 21k8\ \omega C + 1}$$

$$= -4285'\bar{6} \cdot 20k \cdot \frac{j\frac{\omega}{\left(\frac{1}{C}\right)}}{1 + j\left(\frac{\omega}{\frac{1}{21k8C}}\right)}$$

queremos que arriba haya $21k8 \cdot C\,j\omega$

así q. multiplicamos y dividimos $-4285'\bar{6} \cdot 20k$ por $21k8$

$$= -3931'8 \cdot \frac{j\omega\ 21k8C}{1 + j\omega\ 21k8C} = -3931'8 \cdot \frac{j\frac{\omega}{\left(\frac{1}{21k8C}\right)}}{1 + j\left(\frac{\omega}{\frac{1}{21k8C}}\right)}$$

$$\boxed{A_v = -3931'8\ \frac{j\frac{\omega}{\omega_p}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \quad \text{siendo } \omega_p = \frac{1}{21k8 \cdot C} = \frac{1}{0'0218} = 45'87}$$

(iii) f_{ci} $\quad f_{ci} = f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 7'3\ Hz$

(iv) A_{VFM} $\quad A_{VFM} = \lim_{f \to \infty} A_V = -3931'8$ ✓

(v) amplitud de V_L

$V_L = A_V(f)\, V_g$

siendo $V_g = 2 \text{ sen } 200t \text{ mV}$

$= 2 \cdot 10^{-3} \text{ sen } \underbrace{200t}_{\omega t} \text{ V}$

$\omega = 200$

$f = 31'8 \text{ Hz}$

la frecuencia está en FM así que utilizamos A_{VFM}

$V_L = A_{VFM} \cdot V_g$

$= -3931'8 \cdot 2 \cdot 10^{-3}$

$= -7'86$

amplitud de $V_L = 7'86 \text{ V}$

de hecho $V_L = -7'86 \text{ sen } 200t \text{ V}$ ✓

1-05

E.T.S.I.TELECOMUNICACIÓN
ELECTRÓNICA BÁSICA PRIMER PARCIAL 24-06-97

PROBLEMA 1.- (3,5 puntos).

El circuito de la figura 1 representa un amplificador multietapa diseñado utilizando un JFET y un BJT, cuyos puntos de polarización son los siguientes:

- transistor Q_1 : $I_D = 2{,}83$ mA; $V_{DS} = 4$ V. ($I_{DSS} = 6$ mA, Vp = -3 V, $r_{ds} = 50$ kΩ)
- transistor Q_2 : $I_C = 0{,}82$ mA; $V_{CE} = 5{,}96$ V. ($h_{fe} = \beta = 150$, $V_{BEQ} = 0{,}7$ V)

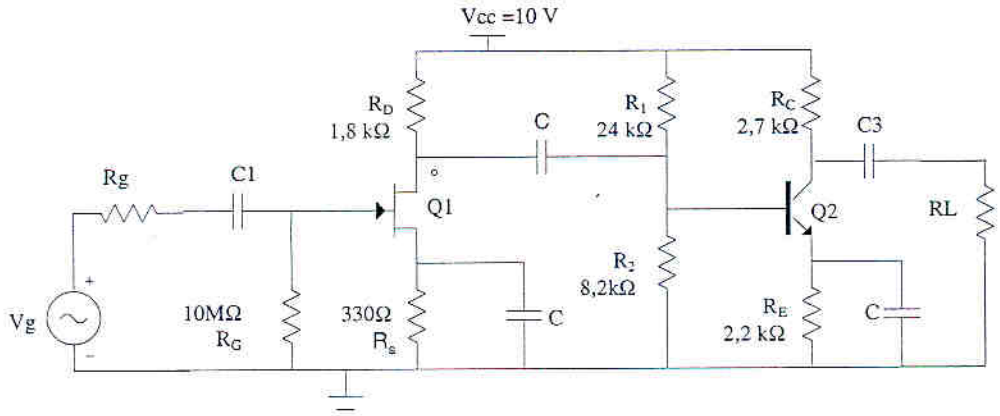


Figura 1

Se pide calcular los siguientes parámetros del modelo equivalente representado en la **Figura 2**, a frecuencias medias (considerar para todos los apartados $C \rightarrow \infty$).

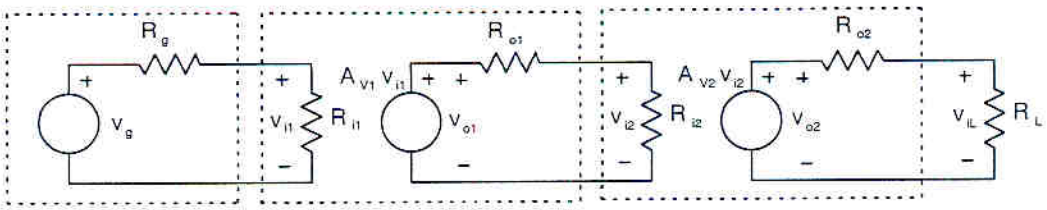


Figura 2

a) Primera etapa

a_1) (0,4 puntos) Expresión y valor de la ganancia de tensión $A_{v1}=V_{o1}/V_{i1}$

a_2) (0,2 puntos) Expresión y valor de la resistencia de entrada R_{i1}.

a_2) (0,2 puntos) Expresión y valor de la resistencia de salida R_{o1}.

b) Segunda etapa

b_1) (0,4 puntos) Expresión y valor de la ganancia de tensión $A_{v2}=V_{o2}/V_{i2}$

b_2) (0,2 puntos) Expresión y valor de la resistencia de entrada R_{i2}

b_3) (0,2 puntos) Expresión y valor de la resistencia de salida R_{o2}.

c) Suponiendo que en la **Figura 1** el generador conectado a la entrada proporciona una señal $V_g \text{sen}\pi 700t$, siendo su resistencia interna $R_g=3$ kΩ, y la carga aplicada a la salida tiene un valor $R_L=10$ kΩ, se pide:

c_1) (0,5 puntos) Expresión y valor de la ganancia de tensión $A'_v=V_L/V_g$ a frecuencias medias.

c_2) (0,6 puntos) Valor mínimo de los condensadores de acoplo para asegurar que las frecuencias de corte que introducen los polos estén dos decadas por debajo de la frecuencia de la señal del generador. Justificar la respuesta.

c_3) (0,8 puntos) Máxima amplitud de la tensión de salida V_L sin distorsión.

PROBLEMA 1.- (Resolución).

El modelo equivalente en pequeña señal del amplificador multietapa correspondiente a la figura 1 es el siguiente:

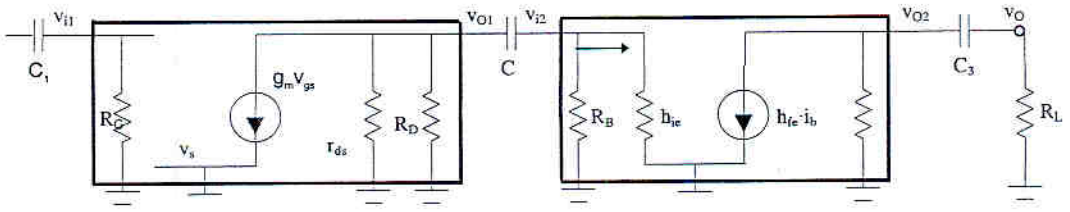


Figura 3

Etapa 1:

a₁) Expresión y valor de la ganancia de tensión $A_{v1}= v_{o1}/v_{i1}$ a frecuencias medias.
Se cumple que $v_{o1} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot (R_D // r_{ds})$ e $v_{i1}= v_{gs}$ por lo que la expresión pedida es

$$\mathbf{A_{v1}=[-g_m \cdot v_{gs}(R_D // r_{ds})]/v_{gs} = -g_m \cdot (R_D // r_{ds}) = -4{,}78}$$

ya que $$g_m = I_{DSS}\, 2\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)\left(-\frac{1}{V_p}\right) = 6 \cdot 2\left(1-\frac{-0{,}93}{-3}\right)\left(-\frac{1}{-3}\right) = 2{,}75\,\text{mA / V}$$

a₂) La expresión de la resistencia de entrada R_{i1} se deduce directamente del circuito equivalente de la Figura 3. $\mathbf{R_{i1}=R_G}$
y su valor es $\mathbf{R_{i1} = 10\ M\Omega}$

a₃) La expresión de la resistencia de entrada R_{o1} se deduce directamente del circuito equivalente de la Figura 3. $\mathbf{R_{o1}=R_D // r_{ds}}$
y su valor es $\mathbf{R_{o1} = 1{,}74\ k\Omega}$

Resultando un circuito equivalente del amplificador como el que se muestra en la Figura 4

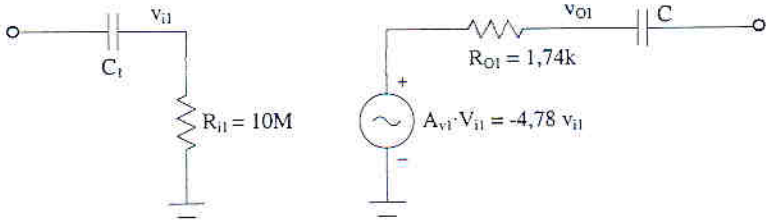


Figura 4 Circuito equivalente de la primera etapa.

Etapa 2:

b₁) Expresión y valor de la ganancia de tensión $A_{v2}= v_{o2}/v_{i2}$ a frecuencias medias.
La ganancia de tensión es $\mathbf{A_{v2}} = v_{o2}/v_{i2}$ siendo $v_{o2}=-h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C$ $v_{i2}= i_b h_{ie}$, por lo que la expresión pedida es

$$\mathbf{A_{v2}=(-h_{fe} \cdot R_C)/h_{ie}}$$

El valor de la ganancia será $\mathbf{A_{v2}=(-150 \cdot 2{,}7\ k\Omega)/4{,}76\ k\Omega = -85{,}15}$

$I_B = I_C / \beta = 0{,}82/150 = 0{,}0055\text{mA}$
$h_{ie}=V_T/I_B=26\ \text{mV}/5{,}5\mu\text{A}=4{,}76\ \text{k}\Omega.$

b_2) La expresión de la resistencia de entrada R_{i2} se deduce directamente del circuito equivalente de la Figura 3. $\mathbf{R_{i2}=R_B = R_1//R_2//h_{ie}= 6{,}11//4{,}76\ k\Omega = 2{,}676\ k\Omega}$

b_3) La expresión de la resistencia de entrada R_{o2} se deduce directamente del circuito equivalente de la Figura 4. $\mathbf{R_{o2}= R_C = 2{,}7\ k\Omega}$

c_1) Para la obtención de la expresión de la ganancia de tensión $A'_v=V_L/V_g$ a frecuencias medias utilizaremos el circuito equivalente mostrado en la Figura 2 donde los condensadores presentan impedancia nula.

La expresión de la ganancia de tensión será

$$A'_v = \frac{v_L}{v_g} = \frac{v_L}{A_{v2}v_{i2}} \cdot A_{v2}\frac{v_{i2}}{A_{v1}v_{i1}} A_{v1}\frac{v_{i1}}{v_g} = \frac{R_L}{R_L + R_{o2}} A_{v2}\frac{R_{i2}}{R_{i2}+R_{o1}} A_{v1}\frac{R_{i1}}{R_{i1}+R_g}$$

El valor de la ganancia es

$$A'_v = \frac{v_L}{v_g} = \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega + 2{,}7\ k\Omega}\cdot(-85{,}15)\cdot\frac{2{,}67\ k\Omega}{2{,}67\ k\Omega + 1{,}74\ k\Omega}(-4{,}78)\cdot\frac{10\ M\Omega}{3\ k\Omega + 10\ M\Omega} = 194{,}2$$

c_2) Para el cálculo de los condensadores C_1 y C_3 hallaremos frecuencias propias que introducirían cada uno de ellos, y las llamaremos f_{C1} y f_{C3} respectivamente, ambas deberán ser 2 decadas mayores que la frecuencia del generador $f_g = 350$ Hz.
es decir: $f_g \geq 100\ f_{C1}$ ó $100\ f_{C2}$

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi\ R_{eq1}C_1} = \frac{1}{2\pi\ (R_g + R_{i1})\cdot C_1} = \frac{1}{2\pi\ (3+10\cdot10^3)10^3\Omega\cdot C_1} \leq \frac{350}{100}\ \text{Hz}$$

$$f_{C3} = \frac{1}{2\pi\ R_{eq2}C_3} = \frac{1}{2\pi\ (R_{o2} + R_L)\cdot C_3} = \frac{1}{2\pi\ (2{,}7+10)10^3\Omega\cdot C_3} \leq \cdot\frac{350}{100}\ \text{Hz}$$

$C_1 \geq 4{,}5\ 10^{-9}\ F = 4{,}5\ nF$ y $C_3 \geq 3{,}58\ 10^{-6}\ F = 3{,}58\ \mu F$

c_3) La máxima amplitud de la tensión de salida V_L sin distorsión se obtiene calculando el margen dinámico de ambas etapas, y analizando cual de ellas es más rectrictiva.
1) La recta de carga dinámica de la primera etapa será:
$i_D - I_{D)Q} = m_{d1}(v_{DS} - V_{DS)Q})$, donde $m_{d1} = -1/(R_D//R_{i2}) = -1/(1{,}8//2{,}67) = -0{,}93$ mmho
recta de carga dinámica: $\mathbf{i_D - 2{,}83 = -0{,}93\ (v_{DS} - 4)} \rightarrow \mathbf{v_{DS} = 7{,}04 - 1{,}075\ i_D}$
ecuación de la frontera: $\mathbf{i_D = I_{DSS}\ (v_{DS}/V_p)^2 = 6\ (v_{DS}/3)^2}$
la intersección entre ambas nos dará el $v_{DSmínimo} = 2{,}51$ V (para no entrar en la zona triodo);
Las variaciones máximas de la señal podrán ser:

- desde el punto de polarización hasta el $v_{DS\ mínimo} \rightarrow \mathbf{\Delta V_{ds} = 4 - 2{,}51 = 1{,}49\ V}$
- desde el punto de polarización hasta el $v_{DS\ máximo} \rightarrow \mathbf{\Delta V_{ds} = 7{,}04 - 4 = 3\ V}$

$$\mathbf{\Delta V_{ds} = \pm 1{,}49\ V\ (margen\ dinámico\ de\ la\ primera\ etapa)}$$

2) La recta de carga dinámica de la segunda etapa será:
$i_C - I_{C)Q} = m_{d2}(v_{CE} - V_{CE)Q})$, donde $m_{d2} = -1/(R_C//R_L) = -1/(2{,}7//10) = -0{,}47$ mmho
recta de carga dinámica $\mathbf{v_{CE} = 7{,}70 - i_C\ 2{,}126}$

$$\mathbf{\Delta v_{CE} = 7{,}70 - 5{,}96 = 1{,}74\ V\ (margen\ dinámico\ de\ la\ segunda\ etapa)}$$

para alcanzar este margen la señal que debería haber a la entrada de la segunda etapa debería ser: $\Delta v_{i2\ máxima} = \Delta v_{CE}/A'_{v2} = 1{,}74 / 67 = 0{,}026$ V; como se cumple $\Delta v_{i2} = \Delta v_{o1}$
$\Delta v_{i2\ máxima} = 0{,}026\ V < \Delta v_{DS} = 1{,}49$ V ; por tanto la máxima amplitud la determina la segunda etapa, siendo la máxima ampl.tud de la tensión de salida sin distorsión

$$\mathbf{\Delta v_L = \Delta v_{CE} = \pm 1{,}74\ V.}$$

PROBLEMA 2.- (3,5 puntos).

En el circuito de la figura 3 se observa un amplificador diferencial formado por dos etapas, la primera de ellas basada en transistores bipolares (Q1 y Q2) y la segunda en transistores JFET (Q3 y Q4). Se pide:

a) (1 punto) Cálculo: del punto de polarización de los transistores; y de los párametros utilizados en el modelo en pequeña señal de los mismos.

b) (1 puntos) Primera etapa:

b.1) Expresión y valor de la Ganancia con entrada diferencial y salida asimetrica por V_{o1}.

b.2) Expresión y valor de la Ganancia con entrada común y salida asimetrica por V_{o1}.

b.3) Expresión y valor del CMRR (con salida asimetrica).

c) (1 puntos) Idem para la segunda etapa, siendo la salida V_o

d) (0,5 puntos) Expresión y valor de la señal de salida V_o siendo las señales de entrada

V_1= 5 sen 2000π t mV

V_2= 4 sen 2000π t mV

Datos: V_T = 25mV; BJT: h_{fe} = β =140 , V_{BE}=0.7 V , JFET: I_{DSS} = 8 mA, Vp= - 4V, $r_{ds} \rightarrow \infty$

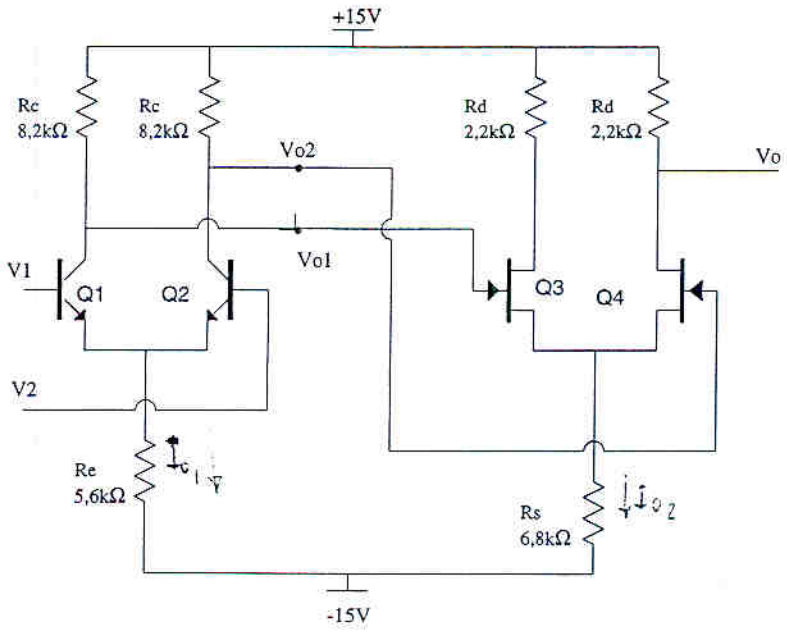


Figura 3

1ª Etapa

$I_{o_1} = \frac{-0,7-(-15)}{5,6k} = 2,55\,mA \rightarrow \frac{I_{o_1}}{2} = 1,277\,mA \rightarrow i_{ic_1} = i_{ie_2} = \frac{2,5mA}{1,277} \cdot 140 = 2,74$

$V_{e_1} = V_{c_2} = 15 - 8,2 \cdot 1,277 = 4,53\,V$

2ª Etapa:

$I_D = 8\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = 8\left[1 + \frac{4,53 - 13,6\,I_D}{+4}\right]^2 = \frac{8}{16}\left[8,53 - 13,6\,I_D\right]^2$

$V_{GS} = V_{G_1} - V_S = 4,53 - 6,8 \cdot 2\,I_D$

$2\,I_D = 72,74 + 185\,I_D^2 - 232\,I$

$185\,I_D^2 - 234\,I_D + 72,74 = 0$

COMPROBACIÓN: $\not\exists\, V_{DG}\big|_{0,71} = 8,9 > -V_p$

$I_D = \frac{+234 \pm \sqrt{(234)^2 - 4 \cdot 185 \cdot 72,74}}{2 \cdot 185} = \begin{cases} 0,715 \\ 0,55 \end{cases}$

$V_{DS}\big|_{0,71} = 15 - 2,2\,0,71 - 6,8 \cdot 0,71 \cdot 2 = 3,72\,V$

$V_{DS}\big|_{0,55} = 15 - 2,2 \cdot 0,55 - 6,8 \cdot 2\,0,55 = 6,31$

$\rightarrow V_{DG}\big|_{0,55} = 9,26 > -V_p$

$V_{GS}\big|_{0,71} = -5,126 \not\Rightarrow V_{DS} - V_{GS} = 8,9 > -(-4)$

→ CORTADO

PROBLEMA 2 (SEP-97)(3 puntos).- El circuito de la figura corresponde a un amplificador diferencial formado por dos etapas, la primera de ellas basadas en transistores JFET (Q1 y Q2) y la segunda basada en transistores bipolares(Q3-Q4) Los transistores Q1-Q2 al igual que Q3-Q4 se consideran idénticos con las siguientes características:

BJT: $V_T = 25$ mV, $h_{fe}=\beta= 200$, $V_{BE}= 0{,}7$V

JFET: $I_{DSS} = 8$ mA, $V_P = -4$ V, $r_{ds} \rightarrow \infty$

Calcular:

a) (0,6 puntos) Punto de polarización de los transistores.

b) (1 puntos) Primera etapa:

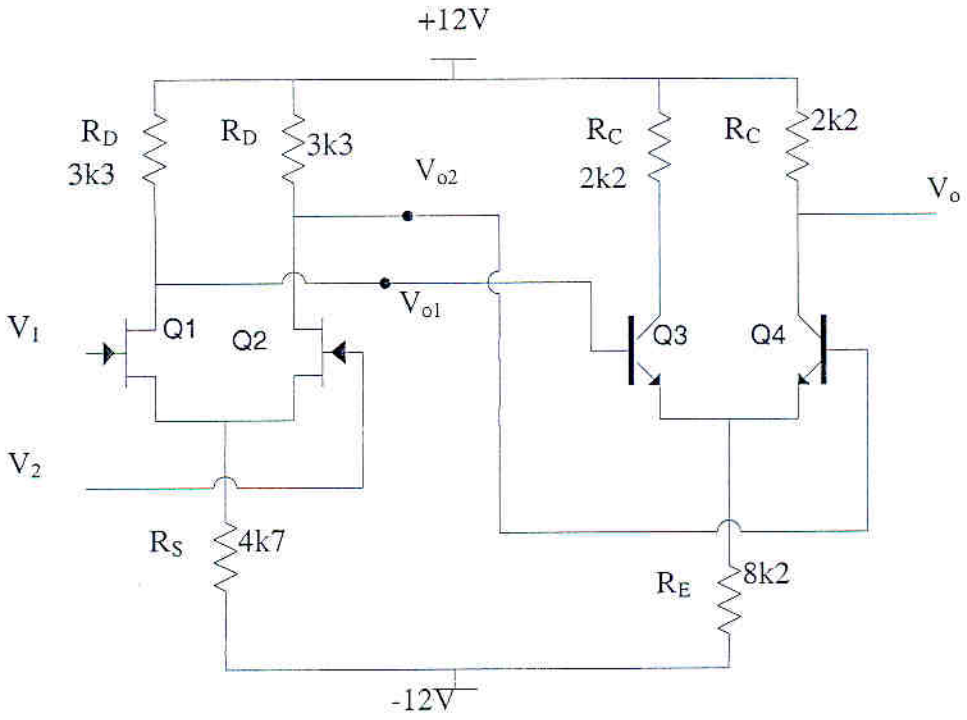
- Expresión y valor de la Ganancia con entrada diferencial y salida asimétrica por V_{o1}
- Expresión y valor de la Ganancia con entrada común y salida asimétrica por V_{o1}.

c) (1 puntos) Segunda etapa:

- Expresión y valor de la Ganancia con entrada diferencial y salida asimétrica por V_o.
- Expresión y valor de la Ganancia con entrada común y salida asimétrica por V_o.

d) (0,4 puntos) Valor de la señal de salida V_o siendo las señales de entrada:

$V_1= 8\ \text{sen}1000\pi t$ (mV) y $V_2= 5\ \text{sen}1000\pi t$ (mV)



NOTA: todas las suposiciones que se realizan deben quedar reflejadas, además de efectuar su comprobación.

El JFET ve como carga la impedancia de entrada de la etapa siguiente (siendo esta diferente según sea el modo diferencial o común, por tratarse de una etapa diferencial con BJT); donde $R_{i3\ md}$ es la impedancia entre la Base del Q_3 y tierra en modo diferencial.

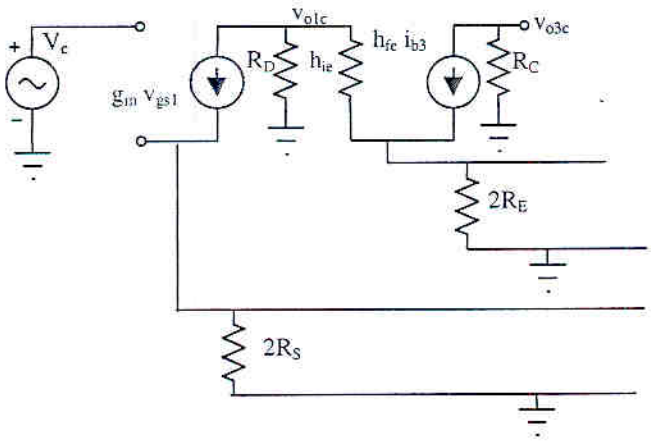
$R_{i3md} = h_{ie}$

La expresión y el valor de la ganancia de la primera etapa será:

$$A_{d1} = \frac{v_{o1d}}{v_d} = \frac{-g_m v_{gs}\left(R_D // R_{i3md}\right)}{2v_{gs}} = -1{,}68$$

$A_{d2} = - A_{d1}$

b-2) Expresión y valor de la Ganancia con entrada común y salida asimétrica por V_{o1}.



Impedancia de entrada en modo común vista desde la base de Q_3 a tierra

$R_{i3mc} = h_{ie} + 2R_E\,(1+h_{fe})$

La expresión y el valor de la ganancia de la primera etapa será:

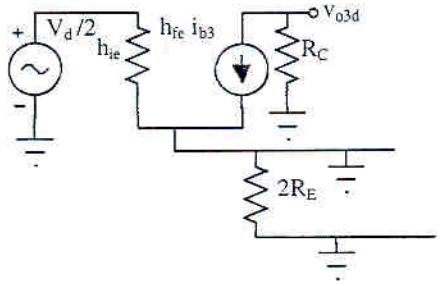
$$A_{c1} = \frac{v_{o1c}}{v_c} = \frac{-g_m v_{gs}\left(R_D // R_{i3mc}\right)}{v_{gs}\left(1+g_m R_S\right)} = -0{,}19$$

siendo :

$$v_c = v_g \Rightarrow v_{gs} = v_g - v_s = v_g - g_m v_{gs} 2R_S$$

$A_{c2} = A_{c1}$

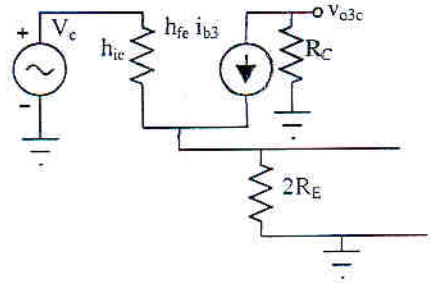
c-1) Segunda etapa: Expresión y valor de la Ganancia con entrada diferencial y salida asimétrica por $V_o = V_{o4}$



$$A_{d3} = \frac{v_{o3d}}{v_d} = \frac{-h_{fe}R_C}{2h_{ie}} = -47$$

$A_{d4} = - A_{d3}$

c-2) Segunda etapa: Expresión y valor de la Ganancia con entrada común y salida asimétrica por $V_o = V_{o4}$



$$A_{c3} = \frac{v_{o3c}}{v_d} = \frac{-h_{fe}R_C}{h_{ie} + 2R_E\left(1+h_{fe}\right)} = -0{,}13$$

$A_{c4} = A_{c3}$

a) Punto de polarización de los transistores.

a-1) Primera Etapa

$V_{G1} = V_{G2} = 0$ V y como $V_{S1} = V_{S2} = V_S$

$V_{GS1} = V_{GS2} \Rightarrow I_{D1} = I_{D2} = I_D \Rightarrow V_S = R_S (I_{D1} + I_{D2}) + (-12) = 2 R_S I_D - 12$

Siendo

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = 8\left(1 - \frac{-2R_S I_D + 12}{V_p}\right)^2 = 8\left(1 - \frac{-9{,}4I_D + 12}{-4}\right)^2 = \frac{8}{16}(4 - 9{,}4I_D + 12)^2$$

$$2I_D = (16 - 9{,}4I_D)^2 = 256 + 88{,}36I_D{}^2 - 300{,}8I_D \Rightarrow 88{,}36I_D{}^2 - 302{,}8I_D + 256 = 0$$

Solución: $I_D = 1{,}52$mA (la otra solución daría $|V_{GS}| > |V_p|$, transistor cortado)

Luego $V_S = 2{,}26$V y $V_D = 12 - 3{,}3 \cdot 1{,}52 = 6{,}98$V

Punto de polarización de $Q_1 \equiv Q_2 = [\, I_D = 1{,}52\text{mA} ; V_{DS} = 4{,}69\text{V} \,]$

a-1) Segunda Etapa

$V_{B3} = V_{B2} = V_D = 6{,}98$V

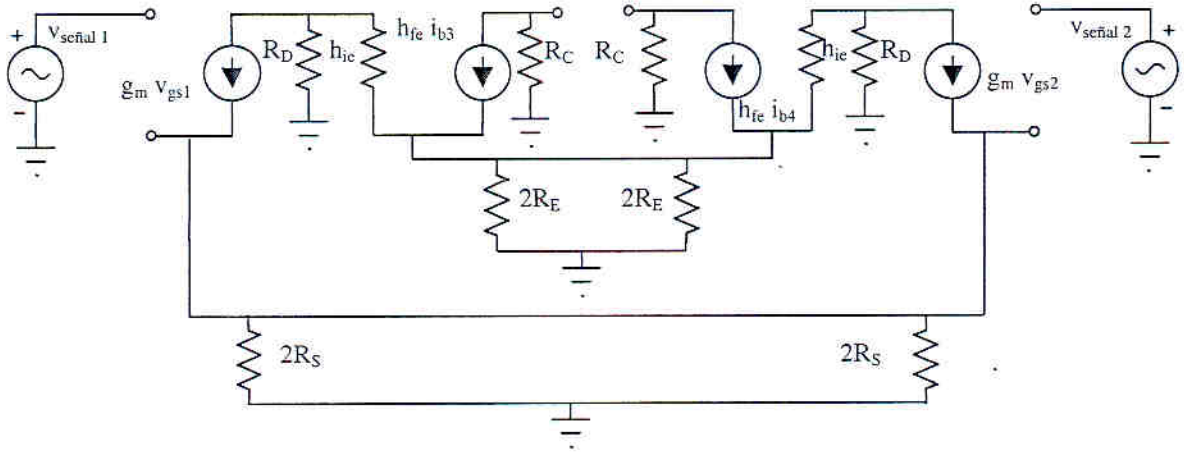
$V_{E3} = V_{E2} = V_{B3} - V_{BE} = 6{,}98 - 0{,}7\ 6{,}28$V

Luego $I_o = [6{,}28 - (-12)]/8{,}2 = 2{,}23$mA

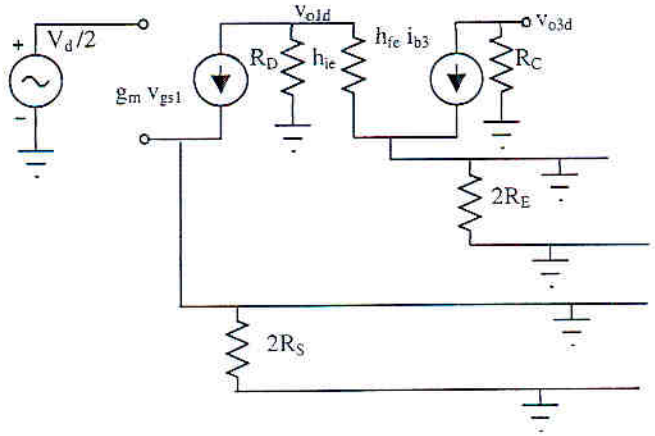
$V_{BE3} = V_{BE4} \Rightarrow I_{C3} = I_{C4} = I_o/2 = 1{,}11\text{mA} \Rightarrow V_{C3} = V_{C4} = 12 - R_C I_C = 9{,}55$V

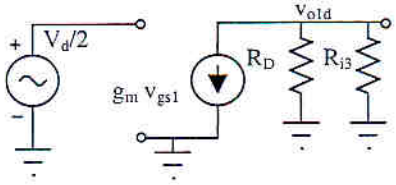
Punto de polarización de $Q_3 \equiv Q_4 = [\, I_C = 1{,}11\text{mA} ; V_{CE} = 3{,}27\text{V} \,]$

b) Modelo en pequeña señal del circuito completo.



b-1) Primera etapa: Expresión y valor de la Ganancia con entrada diferencial y salida asimétrica por V_{o1}





Cto. Mitad de la primera etapa en Modo diferencial, considerando como carga la impedancia de entrada de la etapa siguiente.

d) Valor de la señal de salida V_o siendo las señales de entrada:

$V_1 = 8\ \text{sen}1000\pi t$ (mV) y $V_2 = 5\ \text{sen}1000\pi t$ (mV)

Etapa1

- componente diferencial $v_{d1} = V_1 - V_2 = (8-5)\ \text{sen}1000\pi t$ (mV) $= 3\ \text{sen}1000\pi t$ (mV)
- componente común $v_{c1} = (V_1+V_2)/2 = 6{,}5\ \text{sen}1000\pi t$ (mV)

Señales de salida de la etapa1:

- por el colector de $Q_1 \rightarrow v_{o1} = A_{d1}\, v_{d1} + A_{c1}\, v_{c1}$
- por el colector de $Q_2 \rightarrow v_{o2} = A_{d2}\, v_{d1} + A_{c2}\, v_{c1} = -A_{d1}\, v_{d1} + A_{c1}\, v_{c2}$

Etapa2

- componente diferencial $v_{d2} = v_{o1} - v_{o2} = 2A_{d1}\, v_{d1}$
- componente común $v_{c2} = (v_{o1}+v_{o2})/2 = A_{c1}\, v_{c1}$

Señales de salida de la etapa2:

- por el colector de $Q_3 \rightarrow v_{o3} = A_{d3}\, v_{d2} + A_{c3}\, v_{c2}$
- por el colector de $Q_4 \rightarrow v_{o4} = A_{d4}\, v_{d2} + A_{c4}\, v_{c2} = -A_{d3}\, v_{d2} + A_{c3}\, v_{c2}$

Por tanto $v_o = v_{o4} = -A_{d3}\, v_{d2} + A_{c3}\, v_{c2} = -A_{d3}\, 2A_{d1}\, v_{d1} + A_{c3}\, A_{c1}\, v_{c1}$

$v_o = -2(-47)(-1{,}68)\, v_{d1} + (-0{,}13)(-0{,}19)\, v_{c1} = -157{,}9\, v_{d1} + 0{,}025\, v_{c1} = -473{,}76 + 0{,}16 = -473{,}6$

$v_o = -473{,}6\ \text{sen}1000\pi t$ (mV)

Se puede comprobar que la componente diferencial se ha amplificado con una ganancia diferencial total aproximada de 159 y en cambio la componente común se ha reducido al multiplicarla por una ganancia común total de 0,025.

El CMRR total será:

$\text{CMRR} = 20 \log |A_d / A_c| = 76$ dB

E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN
CONVOCATORIA DE JUNIO

EXAMEN DE ELECTRÓNICA BÁSICA
30/06/98

PROBLEMAS

PROBLEMA 2 (2,5 puntos)

El circuito de la figura 2 corresponde con un amplificador monoetapa que se desea utilizar en la banda de audio.

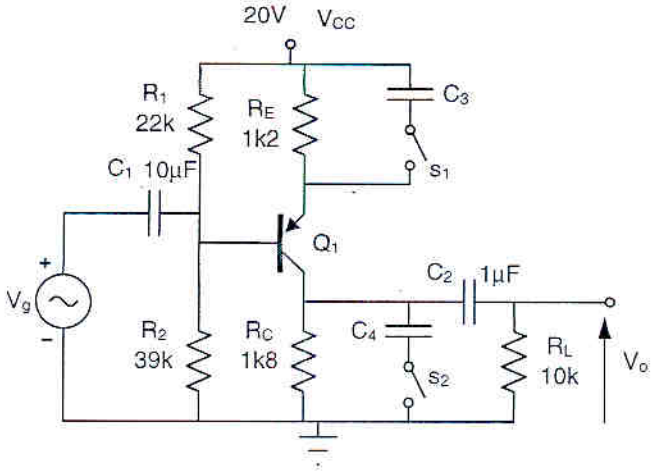


Figura 2

Se pide:

a) (0,2 p) Punto de funcionamiento y valor de h_{ie}.

b) (0,5 p) Ganancia a frecuencias medias (V_o/V_g) y frecuencia inferior de corte con S_1 y S_2 abiertos.

c) (0,8 p) Ganancia a F.M. cuando cerramos S_1. Calcular el valor de C_3 para que la frecuencia inferior de corte sea aproximadamente de 150 Hz.

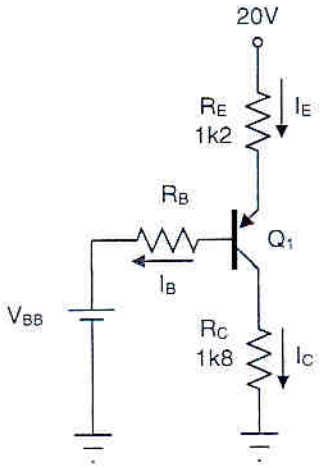
d) (0,7 p) Se desea introducir una frecuencia superior de corte de 20 kHz utilizando un condensador externo C_4 y cerrando S_2. Calcular el valor de dicho condensador para conseguir lo propuesto suponiendo que las capacidades parásitas de Q_1 actúan a frecuencias muy superiores (~MHz).

e) (0,3 p) Dibujar el diagrama asintótico de Bode de la ganancia del circuito (con ambos interruptores cerrados) en el margen de frecuencias tratadas en los apartados anteriores.

Datos: Q_1 ; $h_{fe}=200$; $|V_{BE}|=0{,}7$ V ; $h_{oe}=0$; $V_T=25$ mV

ELECTRONICA BÁSICA. EXAMEN JUNIO 98
SOLUCIÓN PROBLEMA 2

a)



$$V_{BB} = 20\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12{,}78\,V$$

$$R_B = R_1 \,//\, R_2 = 14\,k\Omega$$

$$V_{CC} = (\beta + 1)\, I_B R_E + V_{EB} + I_B R_B + V_{BB}$$

$$20 = 201\, I_B\, 1{,}2k + 0{,}7 + I_B\, 14k + 12{,}78$$

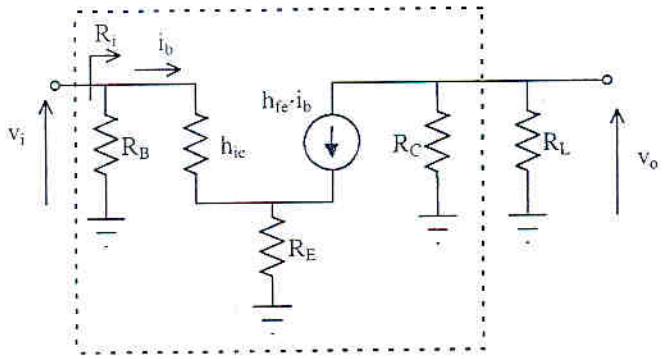
$$I_B = 25{,}5\mu A \quad ; \quad I_C = 5{,}1\,mA$$

$$V_{EC} = 20 - I_E R_E - I_C R_C \approx 4{,}7\,V$$

$$Q \equiv (5{,}1\,mA\,; -4{,}7\,V)$$

$$h_{ie} = \frac{25\,mV}{I_B} = 980\,\Omega \approx 1k$$

b)



Circuito equivalente en pequeña señal

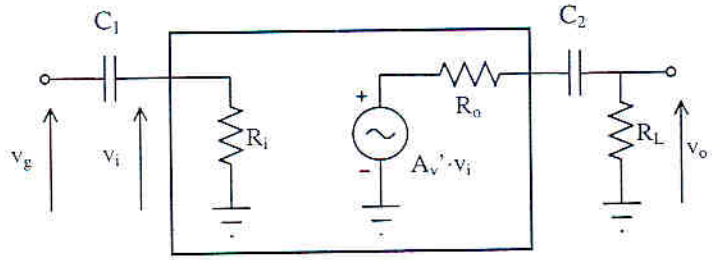
$$A'_{VFM(vacio)} = \frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} = -1{,}49$$

$$R_i = R_B \,//\, h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E = 13{,}2\,k$$

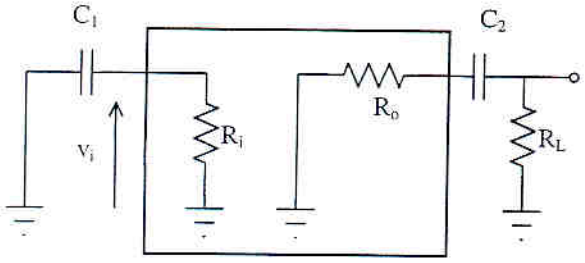
$$R_O = R_C = 1k8$$

$$A_{VFM} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} R_C \,//\, R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} = -1{,}26$$

Cada uno de los condensadores de entrada y salida (C_1 y C_2) introduce un efecto de baja frecuencia (polo + derivador). Para calcular las frecuencias propias introducidas por cada uno de ellos hallaremos la resistencia equivalente en paralelo con ellos una vez anulados los generadores independientes de señal.



Modelo equivalente del amplificador sin C_3 ni C_4



$$f_1 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{C_1 R_{EQ1}} = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{C_1 R_i} = 1{,}2\,\text{Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{C_2 R_{EQ2}} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_o + R_L)} = 13{,}5\,\text{Hz}$$

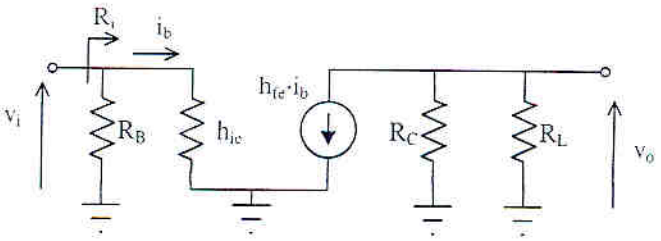
Circuito equivalente tras anular v_g

La frecuencia inferior de corte será aquella en la que la ganancia es A_{FM}-3dB y puesto que las frecuencias de los polos introducidos por ambos condensadores están suficientemente espaciadas (> 1década) podemos decir que será aproximadamente la mayor de ellas. Por tanto

$$f_{Ci} = 13{,}5\ \text{Hz}$$

c)

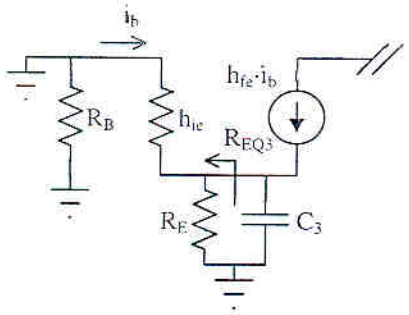
El circuito equivalente a frecuencias medias en este caso es:



$$A_{VFM} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe}\, R_C \,//\, R_L}{h_{ie}} = -300$$

Circuito equivalente a frecuencias medias al desacoplar la R_E

Para ver el polo introducido por el condensador C_3 deberemos ver la resistencia equivalente en paralelo con el tras anular los generadores independientes. La frecuencia de corte inferior corresponderá en este caso a la del polo introducido. Así tenemos el siguiente circuito:



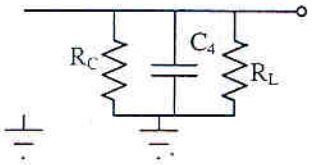
$$R_{EQ3} = R_E \,//\, \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} = 4{,}98\,\Omega$$

$$f_P = 150 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{R_{EQ3} C_3} \rightarrow C_3 = 213\,\mu\text{F}\,(220\,\mu\text{F})$$

$$f_Z = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{R_E C_3} = 0{,}6\,\text{Hz}$$

d)

El condensador C_4 introducirá un efecto de alta frecuencia (un polo). Este se puede calcular a partir de la resistencia equivalente vista en paralelo con el una vez anulados los generadores de señal independientes. Así tenemos:



$$R_{EQ4} = R_C \,//\, R_L = 1{,}52\,k$$

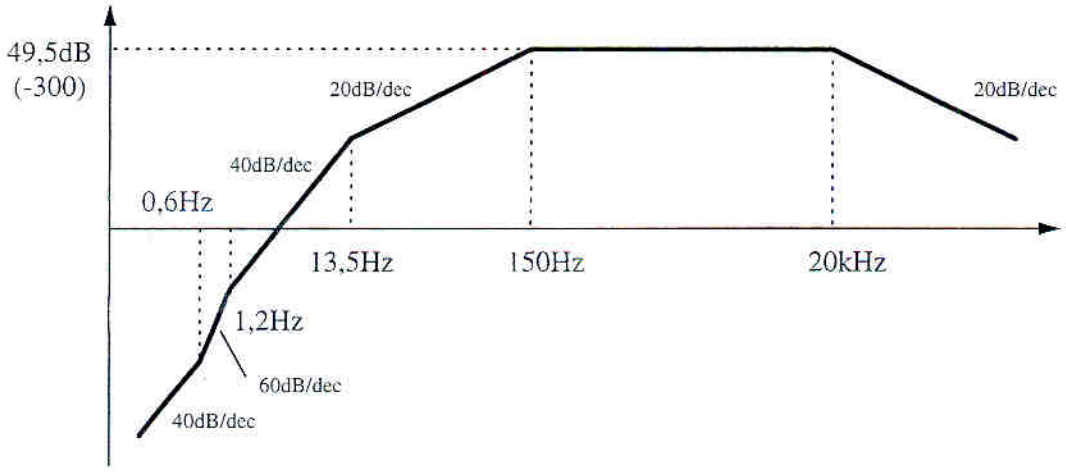
$$20 \cdot 10^3 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{R_{EQ4} C_4} \rightarrow C_4 = 5{,}2\,nF$$

e)

La función completa de la ganancia en función de la frecuencia se obtiene uniendo los efectos de todos los condensadores:

$$A_V = -1{,}26 \underbrace{\frac{j\frac{f}{1{,}2}}{1+j\frac{f}{1{,}2}}}_{(C_1)} \underbrace{\frac{j\frac{f}{13{,}5}}{1+j\frac{f}{13{,}5}}}_{(C_2)} \underbrace{\frac{1+j\frac{f}{0{,}6}}{1+j\frac{f}{150}}}_{(C_3)} \underbrace{\frac{1}{1+j\frac{f}{2\cdot 10^4}}}_{(C_4)}$$

Su representación gráfica será:



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

EXAMEN DE ELECTRÓNICA BÁSICA (24 JUNIO 1999)

PROBLEMA 1 (3,5 puntos) .- Dado el circuito amplificador multietapa de la figura 1 se pide:

a) (0,5 p.) Punto de polarización de cada uno de los transistores del circuito. Indicar en que región está polarizado cada uno de los transistores. Justifíquese

b) (0,9 p.) Modelo equivalente del amplificador a frecuencias medias (Ganancia, impedancia de entrada y de salida) considerando la carga y resistencia de generador externos. Calcular la ganancia total del circuito a frecuencias medias (v_0 / v_i).

c) (0,9 p.) Considerando que los condensadores C_1 y C_2 afectan a frecuencias mucho más bajas que los condensadores C_{S1}, C_{E2} y C_{E3}. Indicar los efectos en frecuencia (factores y frecuencias propias) introducidos por estos últimos condensadores así como el valor aproximado de la frecuencia inferior de corte. Justifíquese

NOTA: De no haber calculado la f_{ci} tómese el valor 2kHz para el apartados siguientes

d) (0,5 p.) Calcular el valor de los condensadores C_1 y C_2 para que su efecto en frecuencia esté separado dos décadas por debajo de la frecuencia de corte inferior.

e) (0,7 p.) Calcular los efectos de los condensadores parásitos a alta frecuencia. Indicar el valor aproximado la frecuencia superior de corte. Justifíquese

DATOS: Q_1 (I_{DSS} = 15 mA ; $|V_p|$ = 4 V) Q_2 y Q_3 ($|V_{BE}|$ = 0,7 V ; V_T = 26 mV ; $\beta = h_{fe}$ = 100)

Q_1 (C_{gs} = 50 pF ; C_{gd} = 2 pF) Q_1 y Q_2 ($r_{bb'} = r_x = 0$; $C_\pi = C_{b'e}$ = 25 pF ; $C_\mu = C_{b'c}$ = 1 pF)

Considérense despreciables los parámetros h_{oe} y r_d

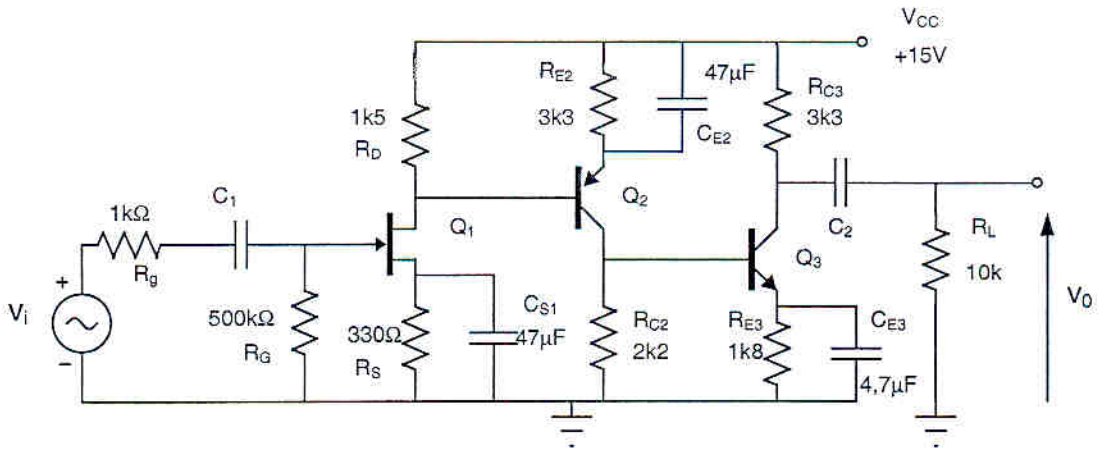


Figura 1

EXAMEN DE ELECTRÓNICA BÁSICA (24 JUNIO 1999)

SOLUCIÓN PROBLEMA 1

a)

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 15\left(1-\frac{-I_D R_S}{-4}\right)^2 mA$$

$$I_D = 5{,}07mA \qquad (V_{GS} = -1{,}67\text{V}\ ;\ V_D = 15 - I_D R_D = 7{,}4\text{V})$$

$$V_{DS} = 5{,}73\text{V} > V_{GS} - V_P = 2{,}33\text{V}$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{-V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 4{,}4\,mS$$

$$V_{E2} = V_D + 0{,}7\text{V} = 8{,}1\text{V}$$

$$I_{E2} = \frac{15-8{,}1}{R_{E2}} = 2{,}09\,\text{mA}\ ;\ I_{C2} = 2{,}07\text{mA}$$

$$h_{ie2} = \frac{\beta V_T}{I_{C2}} \approx 1{,}2\,k\Omega$$

$$V_{C2} = I_{C2} R_{C2} = 4{,}55\text{V}$$

$$I_{E3} = \frac{4{,}55-0{,}7}{R_{E3}} = 2{,}14\,\text{mA}\ ;\ I_{C3} = 2{,}11\text{mA}$$

$$h_{ie3} = \frac{\beta V_T}{I_{C3}} \approx 1{,}2\,k\Omega$$

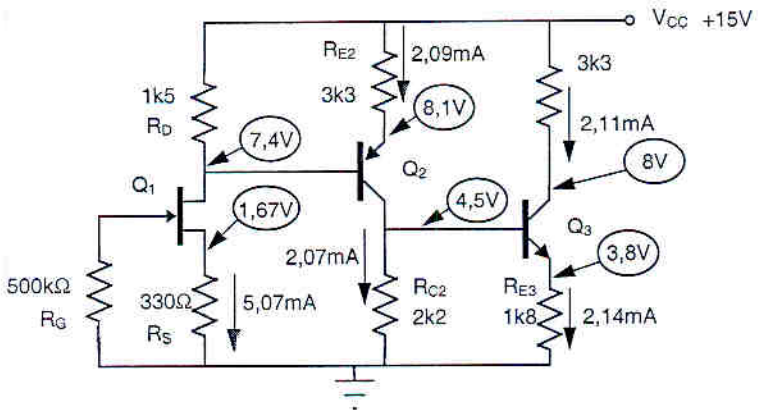


Figura 1. Tensiones y corrientes continuas del circuito

El tansistor Q_1 está en zona de saturación ($V_{DS} > V_{GS} - V_P$) y los transistores Q_2 y Q_3 están en zona activa ($|V_{CE}| > 0{,}2$ V).

b)

Vamos a modelizar cada una de las etapas por separado.

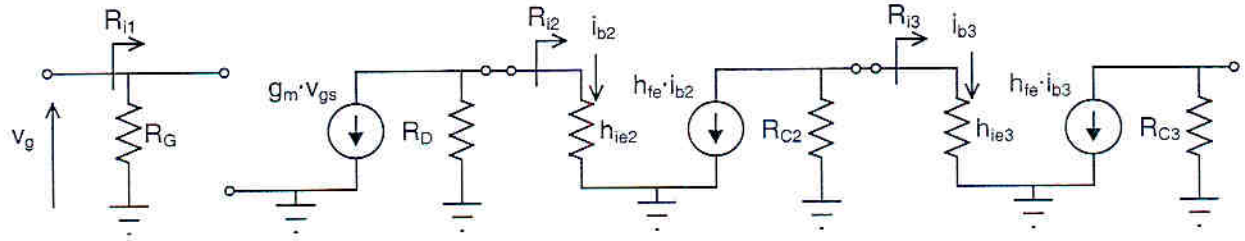


Figura 2. Modelo en pequeña señal del circuito

Calcularemos la ganancia (sin carga), impedancia de entrada y de salida de cada etapa y luego obtendremos el modelo del amplificador completo conectando en cascada todos ellos.

$$A_{V1} = \frac{-g_m v_{gs} R_D}{v_g} = -g_m R_D = -6{,}6; \quad R_{i1} = 500k\Omega; \; R_{o1} = 1k5$$

$$A_{V2} = \frac{-h_{fe} i_{b2} R_{C2}}{i_{b2} h_{ie2}} = -183{,}3 \; ; \quad R_{i2} = 1k2 \; ; \; R_{o2} = 2k2$$

$$A_{V3} = \frac{-h_{fe} i_{b3} R_{C3}}{i_{b3} h_{ie3}} = -275 \; ; \quad R_{i3} = 1k2 \; ; \; R_{o3} = 3k3$$

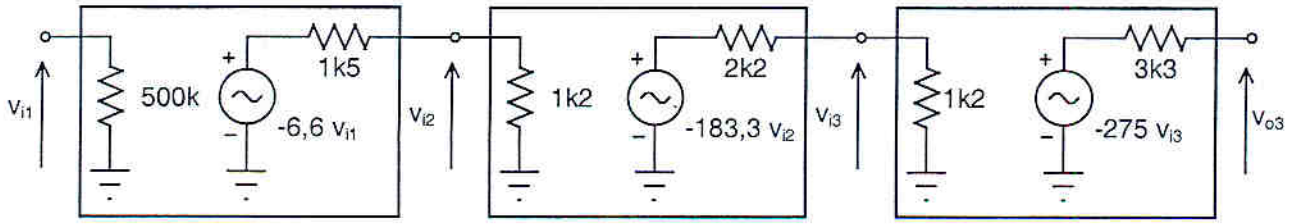


Figura 3. Conexión en cascada de los amplificadores monoetapa

$$A_{VNL} = \frac{v_{o3}}{v_{i1}} = -6{,}6 \; \frac{1k2}{1k5 + 1k2} \; (-183{,}3) \; \frac{1k2}{2k2 + 1k2} \; (-275) = -52.186$$

$$R_i = 500\,k\Omega \quad ; \quad R_o = 3k3$$

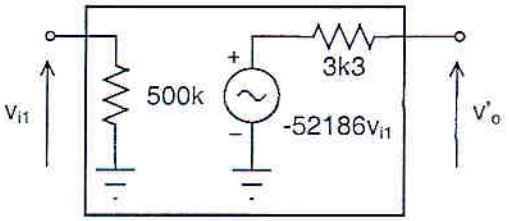


Figura 4. Modelo del amplificador

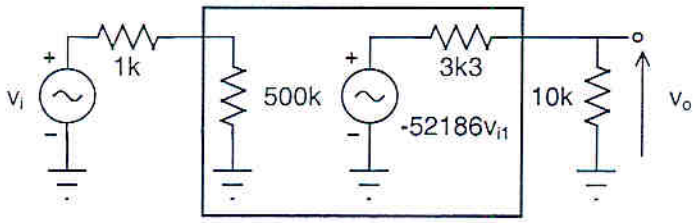


Figura 5. Circuito completo a frecuencias medias

$$A_{VT} = \frac{v_o}{v_i} = -52186 \frac{500k}{1k + 500k} \; \frac{10k}{3k3 + 10k} = -39.159$$

c)

Como se puede observar en la figura los efectos en frecuencia que introducen los condensadores de desacoplo de emisor/fuente son independientes puesto que las fuentes de corriente dependientes aislan a cada etapa de la siguiente.

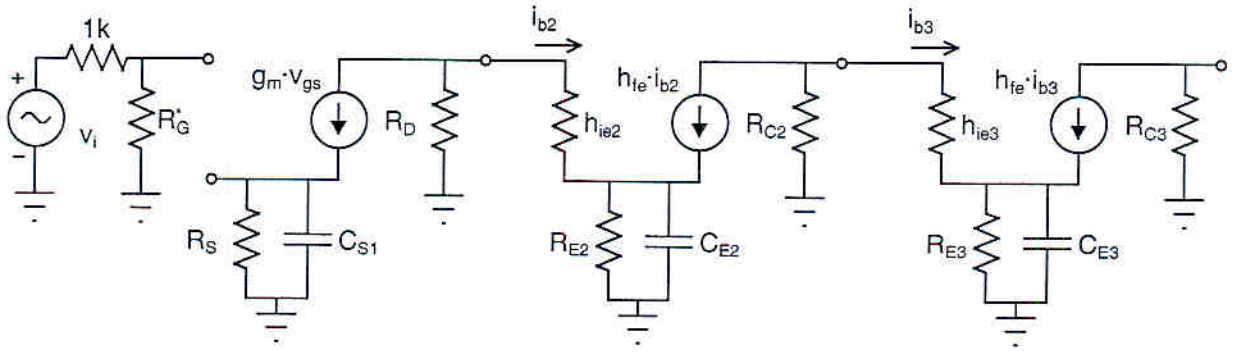


Figura 6. Efecto de los condensadores de desacoplo

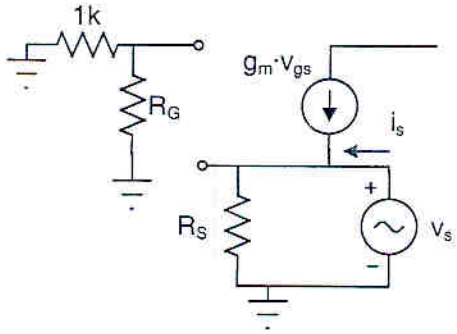
Dichos condensadores producen un efecto de incremento de ganancia cuando pasan de ser considerados un circuito abierto a cortocircuito por lo que a efectos de frecuencia introducen un ***cero*** y un ***polo***.

Efecto producido por cada condensador de desacoplo: $A(j\omega) = \dfrac{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_z}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_p}} \Leftrightarrow A(jf) = \dfrac{1 + j\dfrac{f}{f_z}}{1 + j\dfrac{f}{f_p}}$

La pulsación natural de cada polo se puede calcular a partir de la resistencia equivalente vista desde el condesador correspondiente $(C \cdot R_{EQ})^{-1}$. La R_{EQ} se debe obtener anulando la señal de entrada (en este caso cortocircuitando la v_i)

La pulsación natural del cero se obtiene igualmente como la inversa del producto condensador por la resistencia puenteada (R_S , R_{E1}, ó R_{E2}).

C_{S1}:



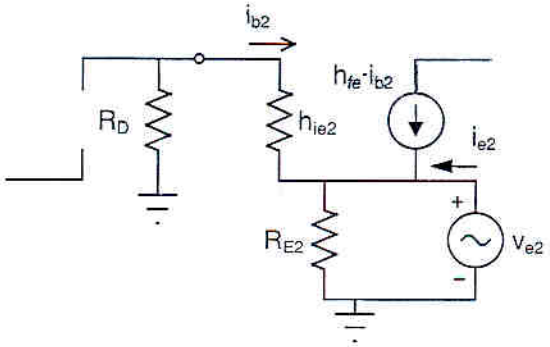
$$i_s = \frac{v_s}{R_S} - g_m v_{gs} = \frac{v_s}{R_S} + g_m v_s$$

$$R_{EQ1} = \frac{v_s}{i_s} = R_S \| \frac{1}{g_m}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{S1} \cdot R_S} = 10{,}26\,Hz$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{S1} \cdot (R_S \| g_m^{-1})} = 25\,Hz$$

C_{E2}:



$$i_{e2} = \frac{v_{e2}}{R_S} - (1 + h_{fe}) i_b = \frac{v_{e2}}{R_{E2}} + (1 + h_{fe}) \frac{v_{e2}}{h_{ie2} + R_D}$$

$$R_{EQ2} = \frac{v_{e2}}{i_{e2}} = R_{E2} \| \frac{h_{ie2} + R_D}{1 + h_{fe}}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{E2} \cdot R_{E2}} = 1{,}02\,Hz$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{E2} \cdot (R_{E2} \| \frac{h_{ie2} + R_D}{h_{fe} + 1})} = 130{,}2\,Hz$$

C_{E3}:

Igual que el condensador anterior:

$$f_{z3} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{E3} \cdot R_{E3}} = 18{,}8\,Hz$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{E3} \cdot (R_{E3} \| \frac{h_{ie3} + R_{C2}}{h_{fe} + 1})} = 1{,}02\,kHz$$

La frecuencia de corte inferior aproximada vendrá determinada por el polo de mayor frecuencia (polo dominante) y si esta está suficientemente separada de la frecuencias del resto de polos coincidirá con la f_{Ci}. En este caso existe una separación entre la frecuencia del polo dominante (f_{p3} = 1,02 kHz) y la del polo inmediatamente anterior (f_{p2} = 130,2 Hz) de casi una década por lo que podemos decir:

$$\mathbf{f_{Ci} \approx 1{,}02\ kHz}$$

d)

Los condensadores C_1 y C_2 situados en serie con la entrada y salida respectivamente introducen cada uno un efecto de baja frecuencia equivalente a un ***derivador + polo***. Esto se puede ver porque cuando los condensadores equivalen a un circuito abierto (continua o muy bajas frecuencias) la ganancia es nula pasando a la ganancia máxima cuando equivalen a un cortocircuito (frecuencia medias)

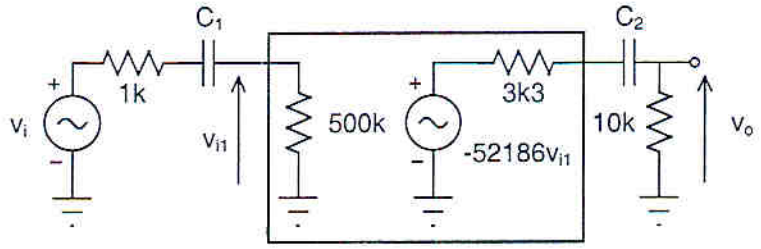


Figura 7 Equivalente del circuito completo con condensadores de acoplo de entrada y salida

La pulsación natural de cada polo se puede igualmente obtener a partir de la resistencia equivalente vista desde el condensador correspondiente $(C \cdot R_{EQ})^{-1}$ anulando previamente la señal de entrada.

$$A(j\omega) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_{pC}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{pC}}} \Leftrightarrow A(jf) = \frac{j\frac{f}{f_{pC}}}{1 + j\frac{f}{f_{pC}}}$$

$$f_{pC1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot (R_g + R_{i1})} = 10{,}2\,\text{Hz} \qquad f_{pC2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot (R_o + R_L)} = 10{,}2\,\text{Hz}$$

$$C_1 = 31\,\text{nF} \qquad C_2 = 1{,}17\,\mu\text{F}$$

En caso de tomar la f_{Ci} = 2 kHz tendremos C_1 = 16 nF y C_2 = 0,6 µF.

e)

Para el cálculo de los efectos de alta frecuencia de las capacidades parásitas se ha de utilizar para los transistores BJT el modelo equivalente en pi y para el JFET su modelo de alta frecuencia.

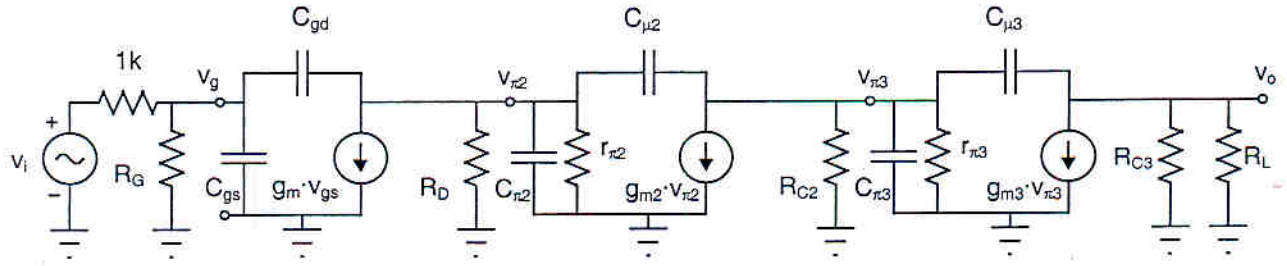


Figura 8 Circuito equivalente a alta frecuencia

Lo primero será desdoblar los condensadores de C_{gd} , $C_{\mu 1}$, y $C_{\mu 2}$ utilizando la aproximación de Miller. Para ello se debe calcular el factor k que es la relación de las tensiones existentes entre los bornes a los que está conectado cada uno de los condensadores anteriores.

Dicho factor k se calculará a frecuencias medias, por lo que los valores obtenidos serán aproximados y sólo válidos para el primer polo que será considerado la frecuencia de corte superior.

$$g_{m2} = \frac{h_{fe}}{r_{\pi 2}} = 83{,}33\,mS \quad ; \quad g_{m3} = \frac{h_{fe}}{r_{\pi 3}} = 83{,}33\,mS$$

$$k_1 = \frac{v_d}{v_g} = g_m(R_D \| r_{\pi 2}) = -2{,}93$$

$$k_2 = \frac{v_{c2}}{v_{\pi 1}} = g_{m2}(R_{C2} \| r_{\pi 3}) = -64{,}7$$

$$k_3 = \frac{v_{c3}}{v_{\pi 2}} = g_{m3}(R_{C3} \| R_L) = -206{,}7$$

Los factores k se podían también haber obtenido a partir del modelo de la figura 3 puesto que es el equivalente a frecuencias medias.

$K_1 = A_{V1T}$ $K_2 = A_{V2T}$ $K_3 = A_{V3T}$

A partir de los factores k se pueden obtener los valores de los condensadores que se han de desdoblar.

Q_1	Q_2	Q_3
$C_1 = C_{gd}(1-k_1) = 7{,}9\,\text{pF}$	$C_1 = C_{\mu 2}(1-k_2) = 65{,}7\,\text{pF}$	$C_1 = C_{\mu 3}(1-k_3) = 207{,}7\,\text{pF}$
$C_2 = C_{gd}(1-\frac{1}{k_1}) = 2{,}7\,\text{pF}$	$C_2 = C_{\mu 2}(1-\frac{1}{k_2}) = 1\,\text{pF}$	$C_2 = C_{\mu 3}(1-\frac{1}{k_3}) = 1\,\text{pF}$

$C_{T1} = 57{,}9$ pF ; $C_{T2} = 93{,}4$ pF ; $C_{T3} = 233{,}7$ pF ; $C_{T4} = 1$ pF

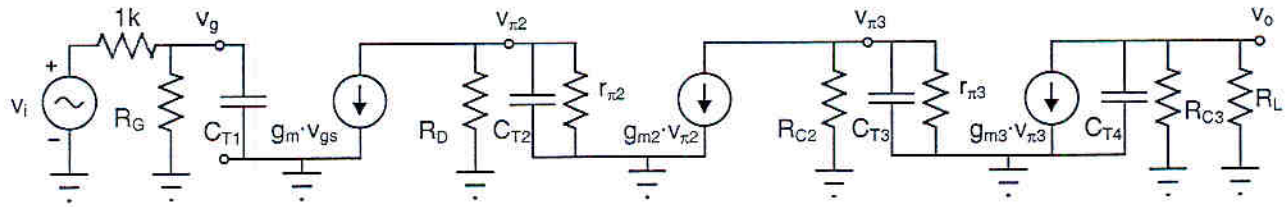


Figura 9 Circuito equivalente a altra frecuencia una vez aplicada la aproximación de Miller

Cada uno de los condensadores introducen un ***polo*** ya que cuando equivalen a un cortocircuito (a altas frecuencias) anulan la ganancia. La pulsación del polo se puede calcular nuevamente como la inversa del producto del condensador correspondiente por la resistencia equivalente vista entre sus bornes tras anular la señal de entrada.

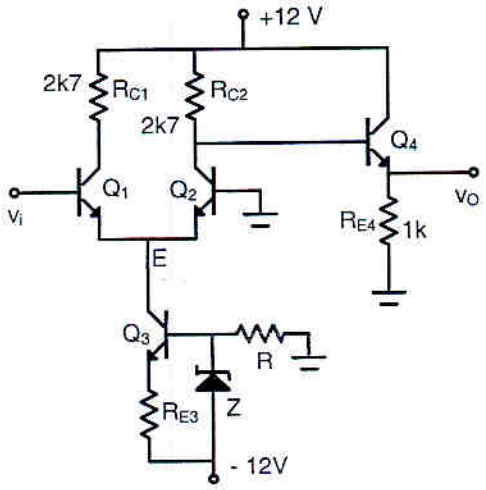
$$f_{pT1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T1} \cdot (500k \| 1k)} = 2{,}75\,\text{MHz} \qquad f_{pT2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T2} \cdot (1k5 \| 1k2)} = 2{,}55\,\text{MHz}$$

$$f_{pT3} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T3} \cdot (2k2 \| 1k2)} = 877\,k\text{Hz} \qquad f_{pT4} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T4} \cdot (3k3 \| 10k)} = 64{,}1\,\text{MHz}$$

Tomaremos como aproximación para la frecuencia de corte superior la menor de las frecuencias de los polos obtenidos, por tanto:

$$\mathbf{f_{CS} \approx 877\ kHz}$$

PROBLEMA 2.- (3 puntos) En el circuito de la figura



a) (0,3 p) Diseñar la fuente de corriente para que tome una intensidad total de 3 mA del acoplamiento de los emisores (E) del diferencial. Dispones de una resistencia de ¼ W de cada uno de los siguientes valores: 1k , 1,5k , 2,2k , 3,3k , 3,9k , 4,7k , 6,8k , 10k , 15k , 22k, 33k , 39k , 47k y 68k. Razona las alternativas elegidas

b) (0,4 p) Expresión y valor de la impedancia interna equivalente de la fuente de corriente en pequeña señal.

Nota: Si no has resuelto el apartado a) considera R_{E3}=2,2 kΩ y R= 3,9 kΩ

c) (0,4 p) Punto de trabajo de todos los transistores. Parámetros híbridos de Q_1, Q_2 y Q_4

d) (0,7) Máxima amplitud de la señal de salida del circuito sin distorsión

e) (0,7 p) Máxima amplitud de la señal de entrada para obtener señal de salida sin distorsión.

f) (0,2 p) CMRR del circuito completo

g) (0,15 p) Tensión a la salida si a la entrada se aplica un generador de valor 25 sen 2000π t (mV)

h) (0,15 p) Tensión a la salida si a la entrada se aplica un generador de valor 25 mV

DATOS:

Q_1=Q_2=Q_4: V_{BE}=0,7 V; h_{fe}=100; V_{CEsat}=0,3 V $\qquad$ V_T=26 mV

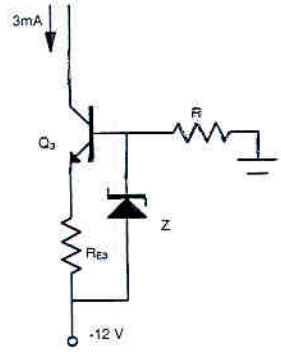
Q_3: V_{BE}=0,7 V; h_{fe}=100; h_{oe}=10 μA/V; V_{CEsat}=0,2 V

Zener: V_Z =5,1 V; I_{zmin}= 2 mA

Resolución:

El problema tiene resultados numéricos diferentes según se tome como valores para la fuente los obtenidos en el apartado a), los que se dan para el caso de no llegar a ningún resultado en dicho apartado considerando I_o=3 mA o recalculando la I_o para dichos valores con que se obtiene I_o=2 mA. Evidentemente cualquiera de los resultados numéricos mencionados se valora como correcto.

a) En la malla base emisor se cumple



$$V_z = V_{BE} + I_{C3} \cdot R_{E3}\,;5{,}1 = 0{,}7 + 3\,R_{E3}\,;R_{E3} = 1{,}47k\Omega = 1{,}5k\Omega$$

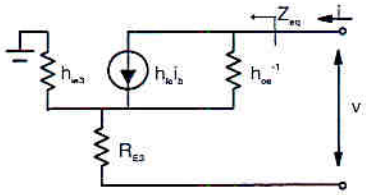
Por la resistencia R debe circular como mínimo I_B e $I_{zmín}$ y caerá una tensión de 12-5,1=6,9 V

Por lo tanto $R_{max} = \dfrac{6{,}9}{0{,}03+2} = 3{,}4\,k\,\Omega$. Podemos tomar una R de 3,3 kΩ para asegurar la mínima corriente de zener ante las posibles variaciones de I_B

Calculamos el parámetro h_{ie} según la ecuación

$$h_{ie} = \frac{v_T \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{26 \cdot 100}{3} = 0{,}87\ k\Omega$$

b) El circuito equivalente en pequeña señal de la fuente de corriente es:



La ecuación de la malla colector emisor

$$v = (i - h_{fe}\, i_b)\, h_{oe}^{-1} + (i + i_b)\, R_{E3}$$

pero también se cumple que $(i + i_b)\, R_{E3} = -i_b\, h_{ie}$

operando se obtiene

$$Z_{eq} = h_{oe}^{-1} + R_{E3} + \frac{R_{E3}\, h_{fe}\, h_{oe}^{-1}}{h_{ie} + R_{E3}} - \frac{R_{E3}^2}{h_{ie} + R_{E3}}$$

y sustituyendo valores, dado que h_{oe}^{-1}=100 kΩ, h_{ie}=0,87 kΩ y R_{E3}=1,5 k; Z_{eq}= 6429,66 kΩ

c) En reposo, $I_{C1}=I_{C2}$= 1,5 mA y $V_{E1}=V_{E2}$= - 0,7 V

Podemos calcular $V_{C1}=V_{CC}-I_{C1}R_{C1}$ =12-1,5·2,7= 7,95 V y V_{CE1}=7,95-(-0,7)=8,65 V

Los puntos de trabajo de Q_1 y Q_2 serán $Q_1=Q_2$ (1,5 mA; 8,65 V)

En estos cálculos hemos despreciado I_{B4} frente a I_{C2}

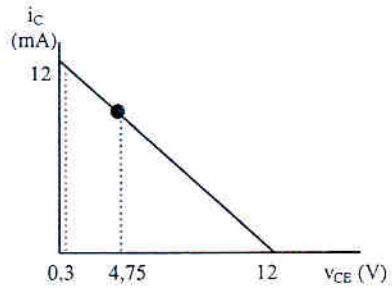
La corriente de colector de Q_3 es de 3 mA según datos, la tensión en el colector es de -0,7 V y la del emisor V_{E3}= -12 + $I_{E3}R_{E3}$= -12 + 3·1,5= -7,5 V por lo que V_{CE3}= -0,7-(-7,5)= 6,8 V

Q_3 (3 mA; 6,8 V)

Para el transistor Q_4 la tensión en la base en reposo es de 7,95 V y en el emisor 7,25 V. La corriente de emisor I_{E4}=7,25 mA por lo que la tensión colector emisor será de V_{CE4}=12-7,25·1=4,75 V y el punto de trabajo Q_4 (7,25 mA; 4,75 V)

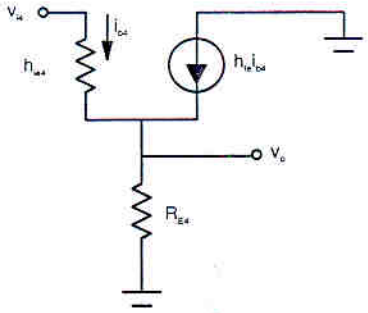
Los parámetros h_{ie} de los transistores serán $h_{ie1}=h_{ie2}$= 1,73 kΩ; h_{ie4}=0,36 kΩ

d) Comenzamos por averiguar la máxima salida sin distorsión que puede proporcionar la etapa de salida. La recta de carga es $V_{CC}=V_{CE}+I_{C4}\cdot R_{E4}$ que representándola en los ejes i_C-v_{CE} se obtiene la gráfica de la figura. La máxima amplitud de la señal de salida será por tanto Δv_o=4,75-0,3=4,45 V ó también $\Delta v_o = \Delta i_c \cdot R_{E4}$=(11,7-7,25)·1=4,45 V



Necesitamos calcular si el resto del circuito permitirá que esta sea la máxima amplitud de salida. Para ello calculemos la ganancia de esta última etapa.

El circuito equivalente de pequeña señal de esta etapa es y la expresión de la ganancia:



$$v_o = (h_{fe} + 1)\, i_b\, R_{E4}\ ;\ v_{i4} = (h_{ie} + (1 + h_{fe})R_{E4})\, i_b$$

$$A_4 = \frac{(h_{fe} + 1)\, R_{E4}}{(h_{ie} + (1 + h_{fe})R_{E4})} = \frac{101 \cdot 1}{0{,}36 + 101 \cdot 1} = 0{,}996$$

Por lo tanto para que salga una señal de 4,45 V de amplitud deberá entrar en esta etapa

$$\Delta v_{i4} = \Delta v_o / A_4 = 4{,}45/0{,}996 = 4{,}47\ V$$

Debemos preguntarnos, ¿la 1ª etapa será capaz de suministrar sin distorsión una señal de 4,47 V de amplitud?

Debemos recordar y justificar, que el margen dinámico del diferencial con salida asimétrica es I_oR_L (en el supuesto de que no se sature antes alguno de los transistores) por lo que la máxima amplitud que proporcionará el diferencial sin distorsión será de $I_oR_L/2$ = 3·(2,7//101,36)/2=3,95 V como vemos menor que la requerida. La conclusión es que será el diferencial el que limitará la máxima amplitud de salida y esta será

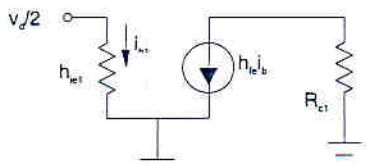
$$\Delta v_o = 3{,}95 \cdot 0{,}996 = 3{,}93\ V$$

e) Tendremos que calcular ahora la relación entre v_i y v_{o1}. Como la segunda etapa carga a la primera averiguaremos la impedancia de entrada de la segunda etapa. En la figura del apartado d) vemos que $Z_{i4}=h_{ie4}+(1+h_{fe})\cdot R_{E4}=101{,}36$ k

Aplicando el teorema de la bisección.

Como la salida es asimétrica por el colector 2; $v_{o1}=-h_{fe}i_{b2}(R_{c2}//Z_{i4})$

Para entrada diferencial

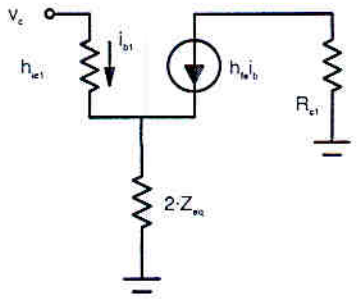


$$v_d/2 = i_b \cdot h_{ie1}$$

y como en estas condiciones de señal diferencial

$$A_d = \frac{h_{fe}\,(R_{c2}\,//\,Z_{i4})}{2\,h_{ie1}} = \frac{100\,(2{,}7\,//\,101{,}36)}{2\cdot 1{,}73} = 76$$

Para entrada común



$$v_c = i_b(h_{ie}+2\cdot Z_{eq}(1+h_{fe}))$$

$$A_d = -\frac{h_{fe}\,(R_{c2}\,//\,Z_{i4})}{h_{ie1}+2Z_{eq}\,(1+h_{fe})} = \frac{100\,(2{,}7\,//\,101{,}36)}{1{,}73+2\cdot 6429{,}66\cdot 101} = -2{,}02\cdot 10^{-4}$$

Si llamamos v_{o1} a la señal de salida de la etapa diferencial, como siempre $v_{o1}=A_d v_d+A_c v_c$

siendo $v_d=v_1-v_2=v_i$ $v_2=0$

$v_c=(v_1+v_2)/2=v_i/2$

Sustituyendo valores se obtiene $v_{o1}=75{,}9999\cdot v_i=76v_i$

Se puede apreciar que A_c es despreciable frente a A_d

La máxima entrada necesaria para que el diferencial suministre en la salida los 3,95 V será $\Delta v_i=3{,}95/76=52$ mV

f) El factor CMRR se define como $|A_d|/|A_c|=76/2{,}02\cdot 10^{-4}=376237{,}62$ y expresado en decibelios CMRR=111,51 dB

g) Podemos obtener la relación entre la señal de entrada y la de salida

Por una parte $v_{o1}=76\cdot v_i$ y por otra $v_o=0{,}996\cdot v_{o1}$; por tanto $v_o=76\cdot 0{,}996\cdot v_i=75{,}696\cdot v_i$

Si la amplitud de entrada es 25 mV (menor que la máxima; apartado g)), la amplitud de la señal de salida será $v_o=75{,}696\cdot 25=1{,}89$ V. Además en la salida exostirá una componente de continua (no hay condensador de salida) por lo que la tensión en la salida será

$$v_O = 7{,}25 + 1{,}89 \text{ sen } 2000\,\pi t \text{ (V)}$$

h) Si la tensión que se aplica a la entrada es de continua y de valor 25 mV, a la salida el valor de la señal será de 1,89 V que sumados a los 7,25 V debidos a la polarización hará que este caso la tensión de salida sea

$$v_O = 7{,}25 + 1{,}89 = 9{,}14 \text{ V}$$

E.T.S.I.TELECOMUNICACIÓN.

EXAMEN DE ELECTRÓNICA BASICA. JUNIO 2000 **19-06-00**

PROBLEMA 1. (3puntos) - El circuito de la figura 1 muestra un amplificador multietapa, del que se desea conocer sus características.

a) (0,3 p) Calcular los puntos de polarización de los transistores, así como los parámetros del modelo híbrido simplificado equivalente en pequeña señal de cada transistor.

b) (1 p) Obtener las expresiones y los valores de R_i, R_o, y A_V en el circuito de la figura 2 para que sea equivalente a frecuencias medias al amplificador de la figura 1.

c) (0,7 p) Calcular la máxima amplitud de salida v_o sin distorsión, sin considerar la primera etapa.

d) (1 p) Calcular la frecuencia de corte superior, suponiendo que la etapa en seguidor de emisor introduce polos a muy alta frecuencia.

Datos: $Q_1 \equiv Q_2 \equiv Q_3$ [$V_{BE} = 0{,}6V$; $h_{fe} \equiv \beta = 100$; $V_T = 26mV$; $C\pi = C_{be} = 100pF$; $C\mu = C_{bc} = 4pF$; $r_{bb'} = r_x = 0$]
Zener (ideal): $V_z = 7{,}3$ V

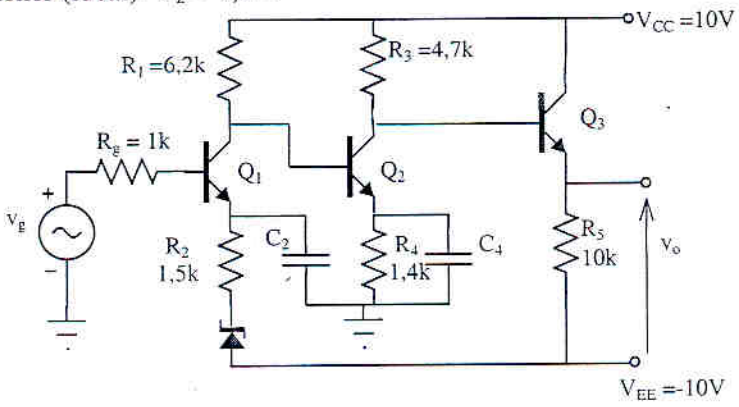


Figura 1

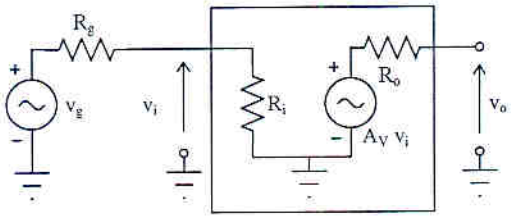


Figura 2

SOLUCIÓN PROBLEMA 1:

a) Cálculo de los puntos de polarización

Q_1) Malla de entrada $0 = I_{B1} R_g + V_{BE} + I_{B1} (\beta+1) R_2 + V_Z + V_{EE}$

Sustituyendo $0 = I_{B1}\ 1 + 0{,}6 + I_{B1}\ (100+1)\ 1{,}5 + 7{,}3 + (-10)$ $I_{B1} = 0{,}0138$ mA ; **$I_{C1} = 1{,}385$mA**

Malla de salida $V_{CC} = I_1 R_1 + V_{CE)1} + I_{E1} R_2 + V_Z + V_{EE}$ Cosiderando $I_1 \approx I_{C1} \approx I_{E1} = 1{,}38$mA

Sustituyendo $10 = 1{,}38\ 6{,}2 + V_{CE)1} + 1{,}38\ 1{,}5 + 7{,}3 - 10$ **$V_{CE)1} = 2{,}07V$**

Q_2) Malla de entrada $V_{B2} = V_{BE} + I_{E2} R_4$

como $V_{B2} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1} R_1 = 10 - 1{,}38\ 6{,}2 = 1{,}44V$

Sustituyendo $1{,}44 = 0{,}6 + I_{E2}\ 1{,}4$ **$I_{E2} = 0{,}6$mA $\approx I_{C2}$**

Malla de salida $V_{CC} = I_2 R_3 + V_{CE)2} + I_{E2} R_4$ Cosiderando $I_2 \approx I_{C2} \approx I_{E2} = 0{,}60$mA

Sustituyendo $10 = 0{,}6\ 4{,}7 + V_{CE)1} + 0{,}6\ 1{,}4$ **$V_{CE)2} = 6{,}34V$**

Q_3) Malla de entrada $V_{B3} = V_{BE} + I_{E2} R_5 + V_{EE}$

como $V_{B3} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_3 = 10 - 0{,}6\ 4{,}7 = 7{,}18V$

Sustituyendo $7{,}18 = 0{,}6 + I_{E3}\ 10$ **$I_{E3} = 0{,}66$mA $\approx I_{C3}$**

Malla de salida $V_{CC} = V_{CE)3} + I_{E3} R_5 + V_{EE}$ Cosiderando $I_{C3} \approx I_{E3} = 0{,}66$mA

Sustituyendo $10 = V_{CE)1} + 0{,}66\ 10 - 10$ **$V_{CE)3} = 13{,}4V$**

Parametros híbridos: $h_{ie1} = 26mV/0{,}0138$ mA $= 1.884\Omega = 1{,}88$ k

$h_{ie2} = 26mV/0{,}0060$ mA $= 4.333\Omega = 4{,}33$ k

$h_{ie3} = 26mV/0{,}0066$ mA $= 3.939\Omega = 3{,}94$ k

Para el cáculo de la impedancia de salida al tratarse de una etapa en colector común o seguidor d emisor, habrá que tener en cuenta la impedancia del generador que alimenta su entrada; en esta caso la impedancia de salida de la etapa anterior.

Si suponemos las tres etapas conectads entre si una acontinuación de la otra y anulamos la señal del generador

$v_g = 0 \rightarrow v_{i1} = 0 \rightarrow A_{V1}\, v_{i1} = 0 \rightarrow v_{i2} = 0 \rightarrow A_{V2}\, v_{i2} = 0$

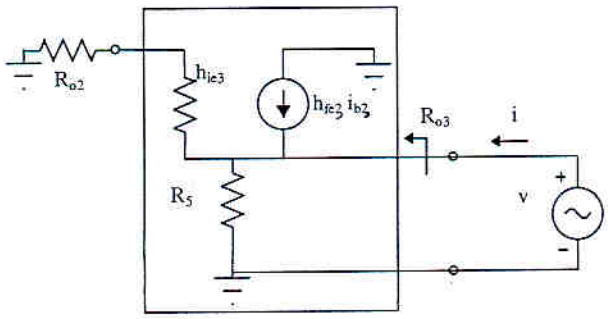


Figura 9 Cálculo de la impedancia de salida de la Etapa 3

$$I_{R5} = \frac{V}{R_5}$$

$$i = I_{R5} - (1+h_{fe})\, I_{b3}$$

$$= \frac{V}{R_5} - (1+h_{fe})\, I_{b3}$$

$$I_{b3} = \frac{-V}{R_{o2} + h_{ie3}}$$

$$i = \frac{V}{R_5} + (1+h_{fe})\frac{V}{R_{o2} + h_{ie3}}$$

$$\frac{V}{i} = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1+h_{fe}}{R_{o2} + h_{ie3}}} =$$

$$R_{o3} = \frac{v}{i} = \frac{R_5\left[i + (1+h_{fe})i_{b3}\right]}{i} = \frac{R_5 \cdot (R_{02} + h_{ie3})}{R_5(1+h_{fe}) + (R_{02} + h_{ie3})} = R_5 // \frac{(R_{02} + h_{ie3})}{(1+h_{fe})} = 10k//0{,}0855k = 85\Omega$$

$$0 = (R_{02} + h_{ie3})i_{b3} + R_5\left[i + (1+h_{fe})i_{b3}\right]$$

Finalmente considerando las tres etapas acopladas:

$R_i = R_{i1} = 1{,}88k$ $\qquad$ $R_o = R_{o3} = 85\Omega$

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{o3}}{v_{i1}} = A_{V1}\frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} A_{V2}\frac{R_{i3}}{R_{i3} + R_{o2}} A_{V3} = (-330)\frac{4{,}33}{4{,}33 + 6{,}2}(-108{,}5)\frac{1014}{1014 + 4{,}7}(1) = 14.655$$

c) (0,7 p) Calcular la máxima amplitud de salida v_o sin distorsión, sin considerar la primera etapa.

Etapa 3

La máxima excursión de la etapa de salida, teniendo en cuenta el punto de polarización

$v_C = 10V$ (cte.); $v_o = v_{E3} = 6{,}58V$, y $v_{CE\,min} = 0{,}2$ (transistor saturado)

la señal podrá alcanzar un valor de pico positivo $V_{p+} = (10 - 0{,}2) - 6{,}58 = 3{,}22V$

un valor de pico negativo $V_{p-} = 6{,}58 - (-10) = 16{,}58V$

luego $\Delta v_o = \pm 3{,}22V_p$

como la ganacia de esta etapa es practicamente la unidad, la máxima señal a su entrada para que no haya distorsión ala salida será $\mathbf{\Delta v_{i3} = \pm 3{,}22V_p}$

Etapa 2

Para obtener la máxima excursión de salida en esta etapa será necesario calcular la recta de carga dinámca, recta que pasará por el punto de polarización $V_{CE2} = 6{,}34V$ $I_{C2} = 0{,}6mA$

cuya pendiente será $m_d = -1/(R_3//R_{i3}) = -1 / (4{,}7k//1.014k) = -1/4{,}7$ (la etapa 2 ve como carga la impedancia de entrada de la etapa 3)

$$i_{C2} - 0{,}6 = \frac{-1}{4{,}7}(v_{CE} - 6{,}34) \;\Rightarrow\; 4{,}7\, i_{C2} = 9{,}16 - v_{CE} \;\Rightarrow\; i_{C2max} = 1{,}94mA$$

$$\Delta v_{o2} = (R_3 // R_{i3})\, \Delta i_{c2} = 4{,}7\,(\pm 0{,}6) = \pm 2{,}82V_p$$

Comparando la máxima excursión permitida en la salida de la etapa 2 con la máxima entrada permitida a la entrada de la etapa 3 se puede decir que "**La máxima excursión de salida sin distorsión $\Delta v_o = \pm 2{,}82V_p$**

b) (1 p) Obtener las expresiones y los valores de R_i, R_o, y A_V en el circuito de la figura 2 para que sea equivalente a frecuencias medias al amplificador de la figura 1.

Primero se procederá a obtener los modelos equivalentes de cada etapa por separado.

Etapa 1

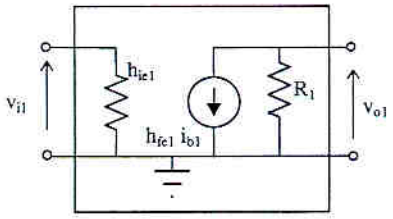


Figura 3 Cto. Equivalente en pequeña señal de la Etapa 1

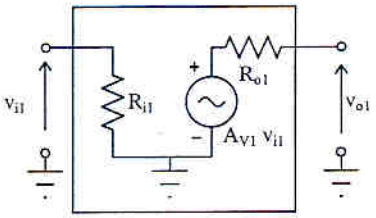


Figura 4 Modelo Equivalente de la Etapa 1

Comparando ambas figuras:

$R_{i1} = h_{ie1} = 1{,}88k$ $\qquad R_{o1} = R_1 = 6{,}2k$ $\qquad A_{V1} = -330$

$$A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-h_{fe1}\, i_{b1}\, R_1}{i_{b1}\, h_{ie1}} = \frac{-h_{fe1}\, R_1}{h_{ie1}} = \frac{-100 \cdot 6{,}2}{1{,}88} = -330$$

Etapa 2

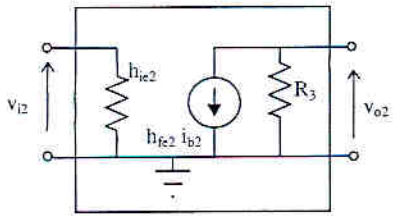


Figura 5 Cto. Equivalente en pequeña señal de la Etapa 2

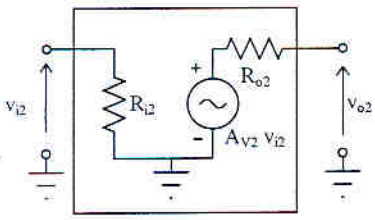


Figura 6 Modelo Equivalente de la Etapa 2

Comparando ambas figuras:

$R_{i2} = h_{ie2} = 4{,}33k$ $\qquad R_{o2} = R_3 = 4{,}7k$ $\qquad A_{V2} = -h_{fe2}\, R_3 / h_{ie2} = -108{,}5$

Etapa 3

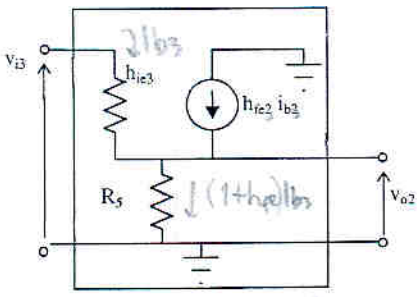


Figura 7 Cto. Equivalente en pequeña señal de la Etapa 3

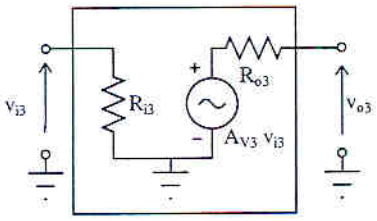


Figura 8 Modelo Equivalente de la Etapa 3

Comparando ambas figuras:

$R_{i3} = h_{ie3} + (h_{fe3} + 1)\, R_5 = 1.014k$

$$A_{V3} = \frac{v_{o3}}{v_{i3}} = \frac{(h_{fe3} + 1) i_{b3}\, R_5}{i_{b3}\, h_{ie3} + (h_{fe3} + 1) i_{b3}\, R_5} = \frac{101 \cdot 10}{3{,}94 + 101 \cdot 10} = 0{,}996 \approx 1$$

d) (1 p) Calcular la frecuencia de corte superior, suponiendo que la etapa en seguidor de emisor introduce polos a muy alta frecuencia.

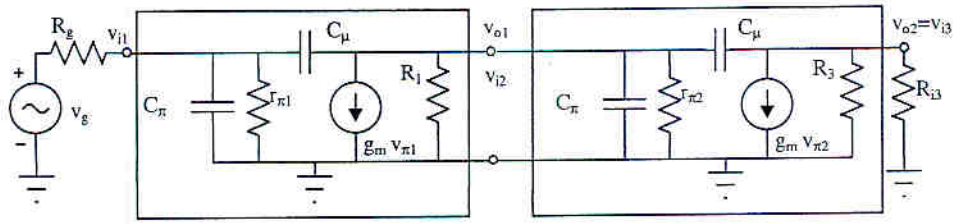


Figura 10 Cto. en peq. señal a A.F. utilizando el modelo en π del transistor

Para el cálculo de la frecuencia de corte superior se sustituyen los transistores por su modelo en π incluyendo las capacidades parásitas. Como el enunciado nos dice que la etapa en Seguidor de Emisor (colector común), en este circuito la 3ª etapa, intoduce polos a muy alta frecuencia , no interferirán en la frecuencia de corte superior, por lo que solo consideraremos la impedancia de entrada de esta etapa conectada como carga al segunda etapa (figura 10).

Los parámetros : $g_{m1} = h_{fe1} / r_{\pi 1} = h_{fe} / h_{ie1} = 100/1,88 = 53,19$ mmho

$g_{m2} = h_{fe2} / r_{\pi 2} = h_{fe} / h_{ie2} = 100/4,33 = 23,1$ mmho

El primer paso será hallar las capacidades de Miller de la etapa 1ª y 2ª descomponiendo sus Cμ correspondientes.

Etapa 1

Capacidad de Miller de entrada $C_{Mi1} = C\mu\,(1-k_1) = 4$ pF $(1+135,6) = 546,4$ pF

Capacidad de Miller de salida $C_{Mo1} = C\mu\,[1-(1/k_1)] = 4$pF $(1+ 1/135,6) = 4,03$ pF

$$\text{siendo } k_1 = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-g_{m1} v_{\pi 1} \left(R_1 // r_{\pi 2}\right)}{v_{\pi 1}} = -53,19 \cdot (6,2 // 4,33) = -135,6$$

Etapa 2

Capacidad de Miller de entrada $C_{Mi2} = C\mu\,(1-k_2) = 4$ pF $(1+108,07) = 436,28$ pF

Capacidad de Miller de salida $C_{Mo2} = C\mu\,[1-(1/k_2)] = 4$pF $(1+ 1/108,07) = 4,04$ pF

$$\text{siendo } k_2 = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = \frac{-g_{m2} v_{\pi 2} \left(R_3 // R_{i3}\right)}{v_{\pi 2}} = -23,1 \cdot (4,7 // 1.014) = -108,07$$

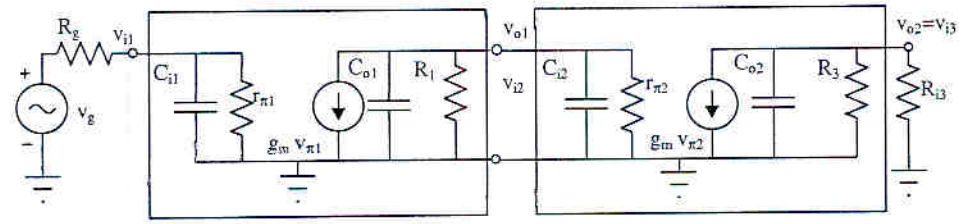


Figura 11 Cto. en peq. señal a A.F.despues de aplicar Miller

En la figura 11 se ha representado como quedaría el circuito después de aplicar Miller y agrupar los condesadores a la entrada de cada etapa, siendo:

$C_{i1} = C_{Mi1} + C_\pi$ $\quad C_{o1} = C_{Mo1}$ $\quad C_{i2} = C_{Mi2} + C_\pi$ $\quad C_{o2} = C_{mo2}$

- El condensador C_{i1} actua sobre $R_{eq1} = R_g // r_{\pi 1} \rightarrow$ Introduce un polo $f_{cs1} = 1/2\pi\, C_{i1}\,(R_g // r_{\pi 1}) = 377$ kHz
- Como la salida de la etapa 1 y la entrada de la etapa 2 esta acopladas las capacidades C_{o1} y C_{i2} estan conectadas en paralelo: $C_{o1} + C_{i2} = 4,03 + 436,28 + 100 = 540$ pF $\quad R_{eq2} = R_1 // r_{\pi 2} = 2,55$k
  Introduce un polo de $f_{cs2} = 1/2\pi\,(C_{o1}+C_{i2})(R_1 // r_{\pi 2}) = 116$ kHz
- El condensador C_{o2} actua sobre $R_{eq3} = R_3 // R_{i3} \rightarrow$ Introduce un polo $f_{cs3} = 1/2\pi\, C_{o2}\,(R_3 // R_{i3}) = 8,42$ Mhz

La menor de las tres será la frecuencia de corte superior.

Frecuencia de corte superior de Amp. Multietapa $F_{CS} = 116$ kHz

PROBLEMA 2. (3,5 puntos) - En el amplificador de la figura 3, se desea conocer:
Datos: [V_{BE} = 0,7V; $h_{fe} \equiv \beta$ =100; V_T = 26mV]; $Q_1 \equiv Q_2 \Rightarrow h_{oe}$ =0; $Q_3 \Rightarrow h_{oe3}^{-1}$=10 kΩ
Zener: V_{Z1}=3,3 V; $I_{zmín}$=1 mA

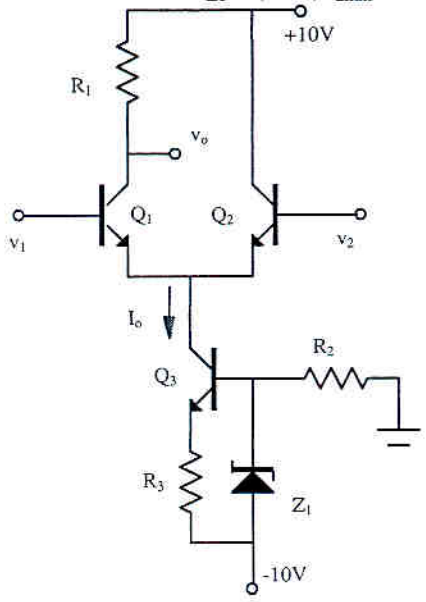


Figura 1

a) (0,4 p) Diseña la fuente de corriente para que I_o sea de 4 mA
b) (0,4 p) Calcula el valor de R_1 para que en reposo, el punto de trabajo del transistor Q_1 este centrado dentro del posible margen dinámico.
Utiliza R_1 = 1,8 kΩ en el resto de los apartados.
c) (0,3 p) Calcula el punto de trabajo de cada transistor

d) (0,5 p) Calcula la expresión y el valor de la impedancia interna de la fuente. **Utiliza Z_E = 1 MΩ para el resto de los apartados**

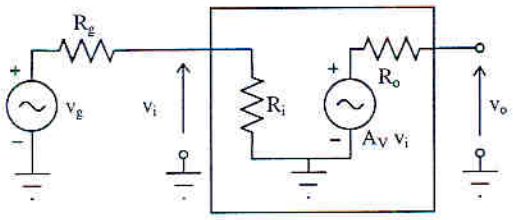


Figura 2

e) (0,6 p) Si se conecta un generador en v_2 (v_1=0) Obtener las expresiones y valores de los parámetros del amplificador para que sean equivalentes los circuitos de la figuras 1 y 2. Suponer que la impedancia de entrada asimétrica del diferencial es 2,6 kΩ
f) (1,3 p) En las mismas condiciones del apartado **(e)** se conecta a la salida del diferencial, mediante un condensador C= 1μF, un monoetapa sin desacoplar. Características:
Monoetapa R_i= 20 kΩ; R_o= 2 kΩ ; A_V= - 80 **Carga** R_L = 10 kΩ
Generador v_g= 2 sen 200 t (mV), R_g = 200 Ω

f.1) (0,1 p) Dibuja el diagrama de bloques del circuito completo

f.2) (0,6 p) Deduce la expresión numérica de la función de transferencia v_L/v_g del circuito completo para bajas y medias frecuencias

f.3) (0,2 p) Calcula el valor en Hz de la frecuencia inferior de corte

f.4) (0,2 p) Calcula el valor de la ganancia a frecuencias medias

f.5) (0,2 p) Calcula el valor de la amplitud de v_L. Suponer suficiente el margen dinámico del amplificador completo.

SOLUCIÓN PROBLEMA 2:

a) Para diseñar la fuente de corriente, necesitamos calcular los valores de R_2 y R_3.

$V_Z = V_{BE3} + I_o \cdot R_3$; despejando R_3= 0,65 kΩ

La tensión en la base de Q_3 respecto a tierra, o sea la caída en R_2 valdrá:

V_{B3}= -10 + V_z = -6,7 V. = - I_{R2} R_2

Por R_2 deberá pasar una corriente capaz de suministrar I_{B3} (4/100 = 40 μA) más la corriente que debe alimentar al zener ($I_{Zmin.}$ = 1 mA)

$I_{R2} \geq I_{B3} + I_{Zmin.}$ = 1,04 mA

$R_{2máx}$=6,44 kΩ

b) Margen dinámico de la salida en el transistor Q_1.

Q_1 en corte. $\Rightarrow v_{omáx} = +10$ V

Q_1 en saturación ($V_{CE}=0$) . $\Rightarrow v_{omín} = -0,7$ V

la señal en la salida podrá variar entre +10 y -0,7 V

$\Rightarrow v_{opp}$ (valor posible de pico-pico máximo de salida) = 10,7 V

Tensión en reposo (en continua en el colector) $V_C = 10 - 10,7/2 = 4,65$ V

$V_C = 10 - R_1 I_o/2$ $\qquad R_1 = 5,35/2 = 2,68$ kΩ

c) Tomando como valor de R_1 1,8 kΩ, se calcula el punto de polarización de Q_1.y Q_2

$I_{C1} = I_{C2} = I_o/2 = 2$ mA

(malla colector-emisor) $10 = I_{C1} \cdot R_1 + V_{CE1} - 0,7 \Rightarrow V_{CE1} = 7,1$ V

Q_1 (2 mA; 7,1 V) ; Q_2 (2 mA; 10,7 V) ; Q_3 (4 mA; 6,7 V)

d) A partir del circuito equivalente de la fuente en pequeña señal podemos calcular $Z_i = v/i$

$$v = (i - h_{fe} i_b) h_{oe}^{-1} + (i + i_b) R_3$$

$$0 = i_b h_{ie} + (i + i_b) R_3$$

A partir de esas dos expresiones se obtiene

$$i_b = -R_3 \, i / (h_{ie} + R_3) = -0,5\, i$$

$$Z_E = \frac{v}{i} = (1 + 50)\, h_{oc}^{-1} + (1 - 0,5)\, R_3 = 510,325\ \text{k}\Omega$$

$h_{ie} = 26$ mV $/ I_{B3} = 0,65$ kΩ

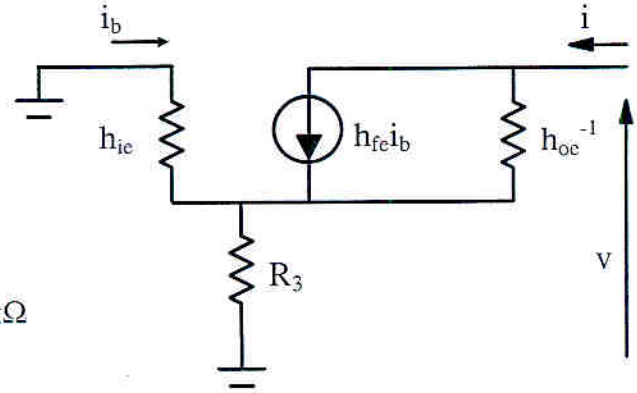


Figura 3 Modelo eq. de la fuente de corriente

e) Calculo del circuito equivalente del diferencial.

La impedancia de entrada es un dato: $Z_{i1} = 2,6$ kΩ.

La impedancia de salida $Z_{o1} = R_1 = 1,8$ kΩ

La ganancia del diferencial

$$h_{ie} = \frac{26\ \text{mV}}{0,02} = 1,3\ \text{k}\Omega$$

Señal de entrada diferencial:

$v_{o1d} = -h_{fe} i_{b1} R_1$.

$v_d/2 = h_{ie} i_{b1}$

$$A_d = \frac{-h_{fe} R_1}{2\, h_{ie}} = \frac{-100 \cdot 1,8}{2 \cdot 1,3} = -69,23$$

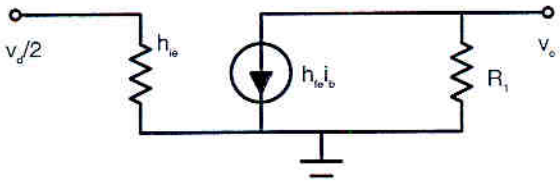


Figura 4 Entrada en modo diferencial

Señal de entrada común:

$v_{o1c} = -h_{fe} i_{b1} R_1$

$v_c = i_{b1}\,(h_{ie} + (1 + h_{fe}) 2 Z_E)$

$Z_E = 1$MΩ.

$$A_c = \frac{-h_{fe} R_1}{h_{ie} + (1 + h_{fe})\, 2 Z_E} = -\ 8,9 \bullet 10^{-4}$$

Considerando las entradas $v_1 = 0$ y $v_2 = v_i$

$v_d = v_1 - v_2 = -v_i$

$v_c = (v_1 + v_2)/2 = v_i/2$

La señal de salida $v_{o1} = A_d \cdot v_d + A_c \cdot v_c = -69,23\ (-v_i) - 8,9 \bullet 10^{-4}\ (v_i/2) = 69,23 \cdot v_i = A_{v1}\, v_i$

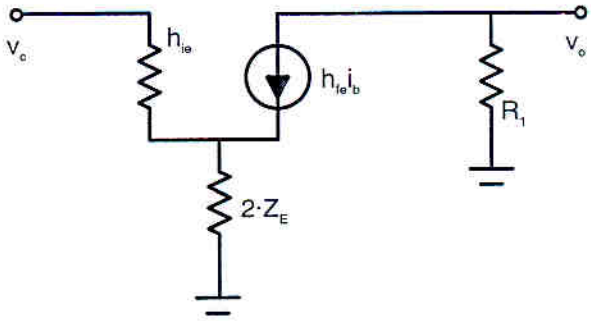
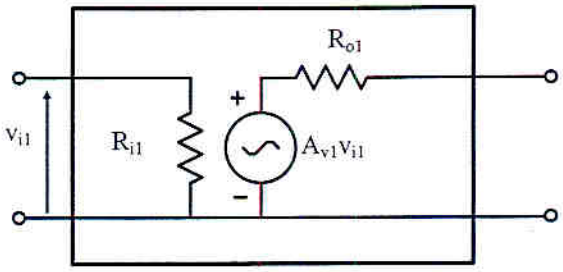


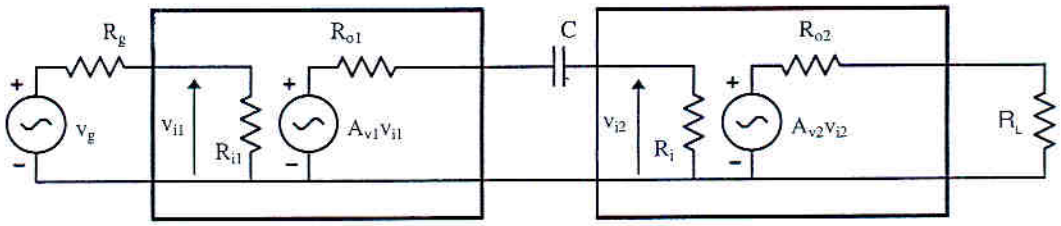
Figura 5 Entrada en modo común

Siendo la ganancia total equivalente $\mathbf{A_{v1}= 69,23}$

El circuito equivalente del amplificador se indica en la figura siguiente



f.1)



f.2) $v_{i1} = \dfrac{v_g \cdot R_{i1}}{(R_g + R_{i1})}$; $v_{i2} = \dfrac{A_{v1}\, v_{i1}\, R_{i2}}{(R_{o1} + X + R_{i2})}$; $v_L = \dfrac{A_{v2}\, v_{i2}\, R_L}{(R_{o2} + R_L)}$

Sustituyendo una expresión en otra y después los valores de cada parámetro

$$A_V = -85{,}713 \frac{j\omega}{1 + j\omega / 45{,}87} = -3931{,}66 \frac{jf / 7{,}3}{1 + jf / 7{,}3}$$

f.3) El polo de esta función de transferencia será la frecuencia inferior de corte $\rightarrow f_{ci}$=7,3 Hz

f.4) Para hallar la ganancia a frecuencias medias, basta calcular el límite de la función de transferencia a bajas frecuencias cuando la frecuencia tienda hacia infinito.

A_{FM}= - 3931,66

f.5) En el caso de que la frecuencia de la señal del generador sea mayor que la frecuencia inferior de corte, la tensión de salida será $v_L = A_{FM} \cdot v_g$

La frecuencia del generador es de $200/2 \cdot \pi = 31{,}8$ Hz por lo tanto

$$v_L = A_{FM} \cdot v_g = -3931{,}66 \cdot 0{,}002 \text{ sen } 200\, t = -7{,}86 \text{ sen } 200\, t \text{ (V)}$$

PROBLEMAS

PROBLEMA 1. (3,5p) . Dado el amplificador multietapa de la figura 1.a

Datos: Q1 → $h_{fe1} = 200$; $|V_{BE1}| = 0.7V$
Q2 → $h_{fe2} = 200$; $|V_{BE2}| = 0.7V$; $C_{\mu 2}=10pF$; $C_{\pi 2}=30pF$
$V_T=26mV$

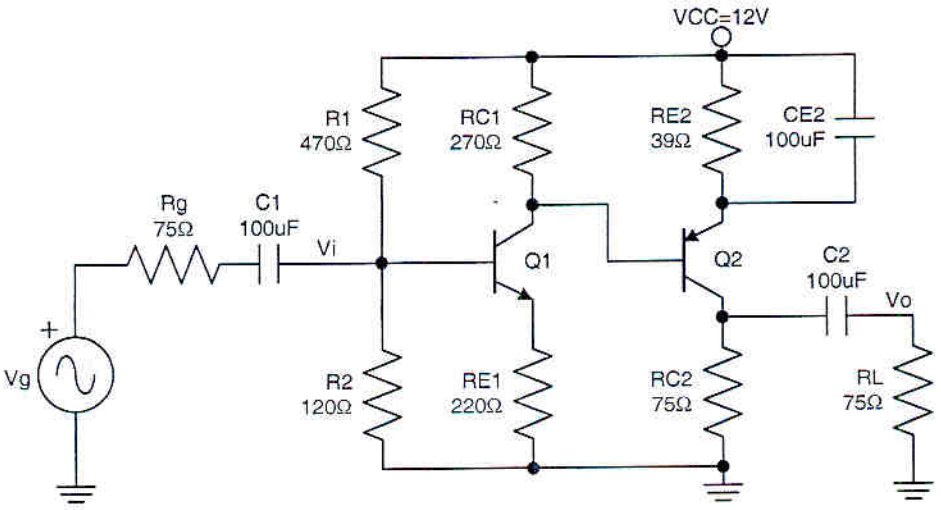


Figura 1.a

a) **(0,7p)** Calcular el punto de funcionamiento de los transistores Q1 y Q2.

b) **(0,3p)** Calcular los parámetros Ri_1, Ro_1, Av_1 del modelo equivalente a frecuencias medias representado en la figura 1.b

c) **(0,3p)** Calcular los parámetros Ri_2, Ro_2, Av_2 del modelo equivalente a frecuencias medias representado en la figura 1.b

d) **(0,7p)** Calcular la ganancia de tensión $A_v = \frac{V_o}{V_g}$ a frecuencias medias.

e) **(0,7p)** Calcular la expresión de la ganancia en baja frecuencia y la frecuencia de corte inferior (fc_i).

f) **(0,8p)** Calcular la frecuencia de corte superior (fc_s) suponiendo que la primera etapa introduce polos a frecuencias mucho más altas que la segunda etapa.

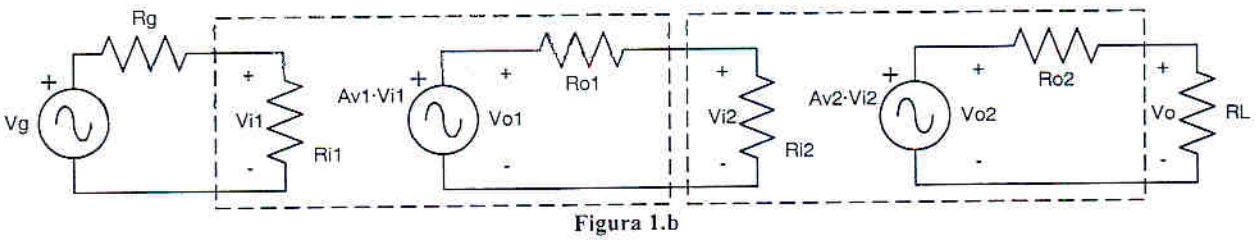


Figura 1.b

SOLUCIÓN PROBLEMA .

a)

- Polarización de la primera etapa (transistor Q1):

Equivalente Thevenin:

$$V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.44V$$

$$R_B = R_1 \| R_2 = 95.6\Omega$$

Malla B-E:

$$V_{BB} = R_B \cdot I_{B1} + V_{BE1} + R_{E1} \cdot (\beta_1 + 1) \cdot I_{B1}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_B + (\beta_1 + 1) \cdot R_{E1}} = 39.26\mu A$$

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1} = 7.85mA$$

Malla C-E:

$$V_{CC} = R_{C1} \cdot \beta_1 \cdot I_{B1} + V_{CE1} + R_{E1} \cdot (\beta_1 + 1) \cdot I_{B1}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - [\beta_1 \cdot R_{C1} + (\beta_1 + 1) \cdot R_{E1}] \cdot I_{B1} = 8.14V$$

- Polarización de la segunda etapa (transistor Q2):

Tensión en la base de Q2:

$$V_{B2} = V_{C1} = V_{CC} - R_{C1} \cdot I_{C1} = 9.88V$$

Malla B-E:

$$V_{CC} = R_{E2} \cdot (\beta_2 + 1) \cdot I_{B2} - V_{BE2} + V_{B2}$$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} + V_{BE2} - V_{B2}}{(\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}} = 181.14\mu A$$

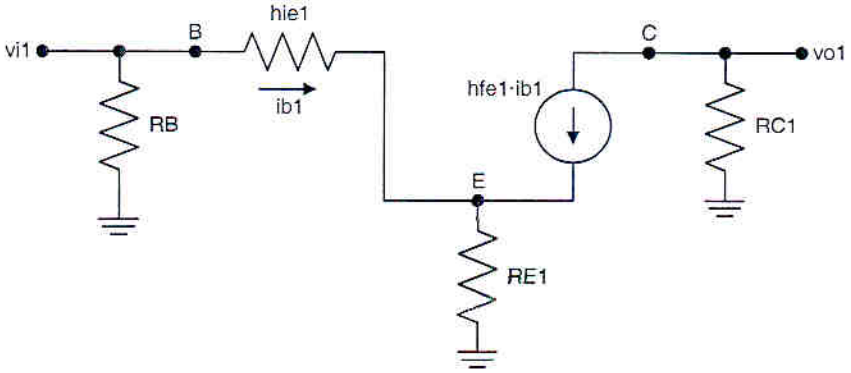
$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = 36.23mA$$

Malla C-E:

$$V_{CC} = R_{E2} \cdot (\beta_2 + 1) \cdot I_{B2} + V_{EC2} + R_{C2} \cdot \beta_2 \cdot I_{B2}$$

$$V_{EC2} = V_{CC} - [\beta_2 \cdot R_{C2} + (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}] \cdot I_{B2} = 7.86V$$

b) Circuito equivalente de señal a frecuencias medias de la primera etapa:



Parámetros híbridos necesarios:

$$h_{ie1} = \frac{V_T}{I_{B1}} = 662\Omega$$

Impedancia de entrada:

$$R_{i1} = R_B \| [h_{ie1} + R_{E1} \cdot (h_{fe1} + 1)] = 95.4\Omega$$

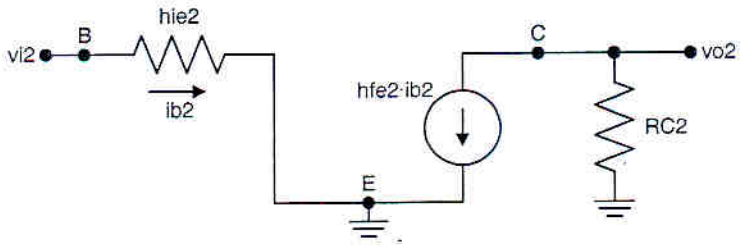
Impedancia de salida:

$$R_{o1} = R_{C1} = 270\Omega$$

Ganancia de tensión:

$$A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{-h_{fe1} \cdot R_{C1}}{h_{ie1} + R_{E1} \cdot (h_{fe1} + 1)} = -1.2$$

c) Circuito equivalente de señal a frecuencias medias de la segunda etapa:



Parámetros híbridos necesarios:

$$h_{ie2} = \frac{V_T}{I_{B2}} = 143.5\Omega$$

Impedancia de entrada:

$$R_{i2} = h_{ie2} = 143.5\Omega$$

Impedancia de salida:

$$R_{o2} = R_{C2} = 75\Omega$$

Ganancia de tensión:

$$A_{V2} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = \frac{-h_{fe2} \cdot R_{C2}}{h_{ie2}} = -104.5$$

d) Ganancia de tensión total a frecuencias medias:

$$A_V = \frac{v_l}{v_g} = \frac{v_l}{v_{o2}} \cdot \frac{v_{o2}}{v_{i2}} \cdot \frac{v_{i2}}{v_{o1}} \cdot \frac{v_{o1}}{v_{i1}} \cdot \frac{v_{i1}}{v_g} = \frac{R_L}{R_L + R_{o2}} \cdot A_{v2} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} \cdot A_{v1} \cdot \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_g}$$

$$A_v = 0.5 \cdot (-104.5) \cdot 0.347 \cdot (-1.2) \cdot 0.56 = 12.2$$

e) La frecuencia de corte inferior vendrá determinada por los condensadores C1, C2 y CE2:

$$C_1 \rightarrow f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot (R_g + R_{i1})} = 9.34Hz$$

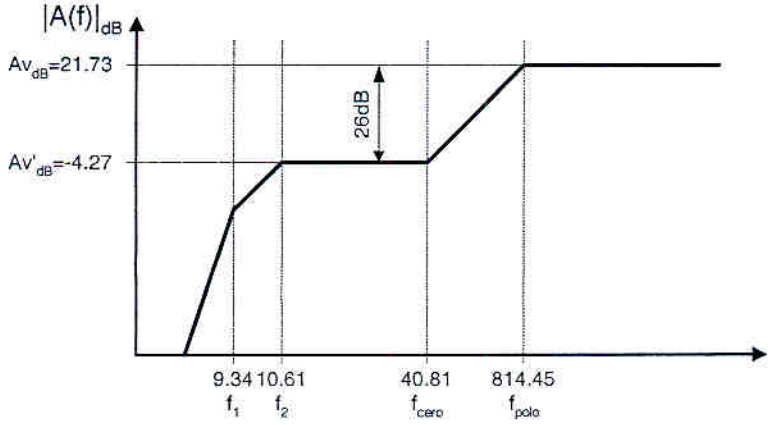
$$C_2 \rightarrow f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot (R_{o2} + R_L)} = 10.61Hz$$

$$C_{E2} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} f_{cero} = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{E2} \cdot R_{E2}} = 40.81Hz \\ f_{polo} = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{E2} \cdot \left[R_{E2} \left\| \left(\dfrac{R_{o1} + h_{ie2}}{h_{fe2} + 1} \right) \right. \right]} = 814.45Hz \end{array} \right\}$$

La frecuencia de corte inferior será la mayor de todas las frecuencia de corte calculadas:

$$f_{ci} = 814.45Hz$$

La expresión de la ganancia en baja frecuencia:



derivador + polo:
0dB
polo y un cero
0dB
por eso la referencia por la que multiplica la expresión es Av' que juega el papel de 0 dB

$$Av_{dB} = 20 \cdot \log(12.2) = 21.73\,dB$$

$$\frac{f_{polo}}{f_{cero}} = \frac{814.5}{40.81} = 19.96 = 10^{n} \rightarrow n = \log(19.96) = 1.3\,décadas \rightarrow 20\,{}^{dB}\!/_{dec} \cdot 1.3\,décadas = 26\,dB$$

$$Av'_{dB} = Av_{dB} - 26\,dB = -4.27\,dB \rightarrow Av' = 10^{\frac{-4.27}{20}} = 0.61$$

$$A(f) = Av' \cdot \frac{j\frac{f}{f_1}}{1+j\frac{f}{f_1}} \cdot \frac{j\frac{f}{f_2}}{1+j\frac{f}{f_2}} \cdot \frac{1+j\frac{f}{f_{cero}}}{1+j\frac{f}{f_{polo}}} = 0.61 \cdot \frac{j\frac{f}{9.34}}{1+j\frac{f}{9.34}} \cdot \frac{j\frac{f}{10.61}}{1+j\frac{f}{10.61}} \cdot \frac{1+j\frac{f}{40.81}}{1+j\frac{f}{814.45}}$$

Otra forma equivalente de expresar la ganancia en baja frecuencia:

$$A(f) = Av \cdot \frac{j\frac{f}{f_1}}{1+j\frac{f}{f_1}} \cdot \frac{j\frac{f}{f_2}}{1+j\frac{f}{f_2}} \cdot \frac{j\frac{f}{f_{polo}}}{1+j\frac{f}{f_{polo}}} \cdot \frac{1+j\frac{f}{f_{cero}}}{j\frac{f}{f_{cero}}} = 12.2 \cdot \frac{j\frac{f}{9.34}}{1+j\frac{f}{9.34}} \cdot \frac{j\frac{f}{10.61}}{1+j\frac{f}{10.61}} \cdot \frac{j\frac{f}{814.45}}{1+j\frac{f}{814.45}} \cdot \frac{1+j\frac{f}{40.81}}{j\frac{f}{40.81}}$$

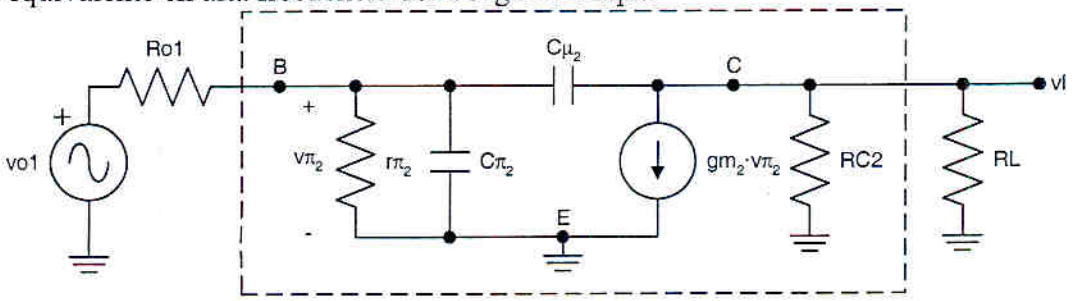
$$Av' = \left| Av \cdot \frac{j\frac{f}{f_{polo}}}{j\frac{f}{f_{cero}}} \right| = Av \cdot \frac{f_{cero}}{f_{polo}} = 12.2 \cdot \frac{40.81}{814.45} = 0.61$$

Evidentemente en ambos casos debe cumplirse que:

$$\lim_{f \to \infty} A(f) = Av = 12.2$$

f) La frecuencia de corte superior vendrá determinada por las capacidades parásitas del transistor, por tanto será necesario utilizar el modelo en alta frecuencia del mismo. Como la primera etapa introduce polos a frecuencias mucho más altas que la segunda etapa, será suficiente con estudiar la respuesta de la segunda etapa.

Modelo equivalente en alta frecuencia de la segunda etapa:



Parámetros del modelo en π:

$$r_{\pi 2} = h_{ie2} = 143.5\Omega$$

$$g_{m2} = \frac{h_{fe2}}{r_{\pi 2}} = 1.39\Omega^{-1}$$

Aplicamos Miller para desdoblar la capacidad $C_{\mu 2}$:

también sirve modelo a FM

$K = \frac{Vo_2}{Vi_1} = Av_2 \cdot \frac{R_L}{Ro_2 + R_L}$

$$K_2 = \frac{v_{ce2}}{v_{be2}} = -g_{m2} \cdot \left(R_{C2} \| R_L\right) = -52.125$$

$$C_{\mu 2}^{'} = C_{\mu 2} \cdot \left(1 - K_2\right) = 531.25\,pF$$

$$C_{\mu 2}^{''} = C_{\mu 2} \cdot \left(1 - \frac{1}{K_2}\right) = 10.2\,pF$$

Calculamos las frecuencias de corte de las capacidades resultantes:

introducen unicamente un polo.

$$C_{\pi 2} + C_{\mu 2}^{'} \rightarrow f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(C_{\pi 2} + C_{\mu 2}^{'}\right) \cdot \left(r_{\pi 2} \| R_{o1}\right)} = 3MHz$$

$$C_{\mu 2}^{''} \rightarrow f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{\mu 2}^{''} \cdot \left(R_{C2} \| R_L\right)} = 416.1MHz$$

La frecuencia de corte superior será la menor de todas las frecuencia de corte calculadas:

$$f_{cs} = 3MHz$$

PROBLEMA 2 (3,5 p.) En el amplificador diferencial con entradas v_1 y v_2 y salida v_o de la figura 2

a) **(0,5p)** Diseñar el valor de la resistencia R_S para que la fuente de corriente suministre 5mA
b) **(0,3p)** Punto Q de cada transistor.
c) **(0,8p)** Impedancia equivalente de la fuente de corriente.

A partir de ese momento considérese que la impedancia de la fuente de corriente es de 70k independientemente del valor obtenido en el apartado anterior

d) **(0,8p)** Ganancia v_o/v_g del circuito.
e) **(0,7p)** Máxima excursión simétrica sin distorsión de la señal de salida v_o. Justifíquese.
f) **(0,4p)** CMRR del amplificador diferencial.

Datos: $Q_1 \equiv Q_2$; $|V_{BE}| = 0,7V$; $V_T = 26mV$; $h_{fe} \equiv \beta = 150$; $V_{CE\ sat.} = 0,2V$
Q_3 ; $I_{DSS} = 10mA$; $|V_p| = 4\ V$; $r_{ds} = 50\ K\Omega$

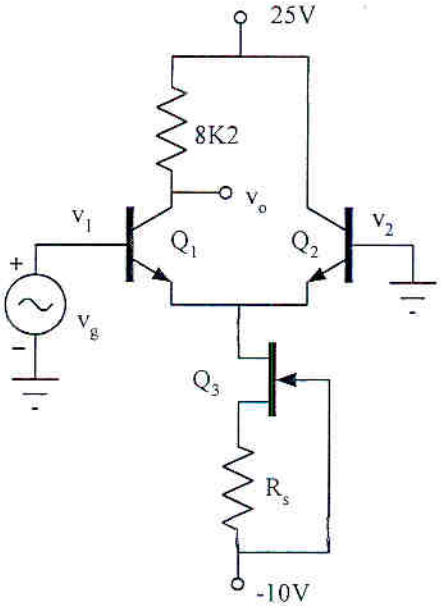
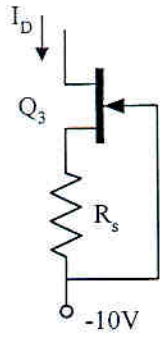


Figura 2

SOLUCIÓN:

a)



$$I_D = I_{DSS}\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = 5\,mA$$

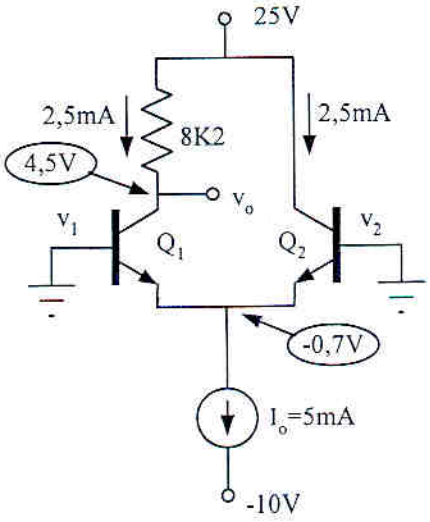
$$5\,mA = 10\,mA\cdot\left(1-\frac{V_{GS}}{-4}\right)^2 \;;\; \sqrt{0,5} = \left(1-\frac{V_{GS}}{-4}\right)$$

$$V_{GS} = -1,17\,V \;;\; V_{DS} = V_D - V_S = -0,7-(-10-V_{GS}) = 8,13\,V$$

$|V_{GS}| < |V_p|$ no está en corte ; $V_{DS} > V_{GS} - V_p = 2,83$ zona saturación

$$V_{GS} = -I_D\cdot R_S \;;\; R_S = \mathbf{234\,\Omega}$$

b)



$$V_{BE1} = V_{BE2} = 0,7 \;;\; I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{I_o}{2} = 2,5\,mA$$

$$V_{C1} = 25 - I_{C1}R_C = 4,5V \;;\; V_{CE1} = V_{C1} - (-0,7) = 5,2V$$

$$V_{CE2} = 25-(-0,7) = 25,7V$$

$Q_1 \equiv (5,2V\;;\;2,5mA)$

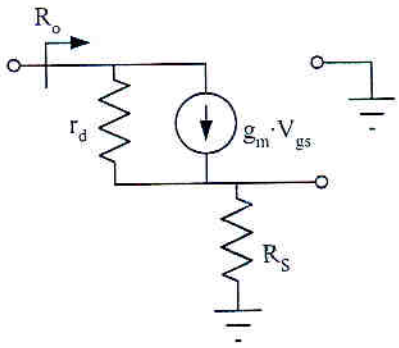
$Q_2 \equiv (25,7V\;;\;2,5mA)$

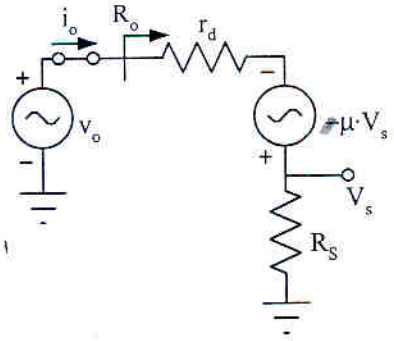
$Q_3 \equiv (8,13V\;;\;5mA)$

$$h_{ie} = \frac{V_T\cdot\beta}{I_C} = 1,56\,k$$

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_p}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right) = 3,45\,mS$$

c)





$$\mu = g_m\cdot r_d = 177$$

$$v_s = i_o R_S$$

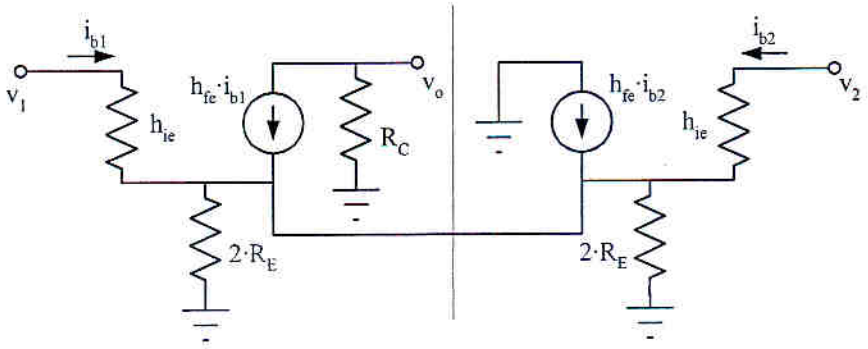
$$v_o = i_o r_d - \mu v_s + i_o R_S = i_o\left(r_d + (1+\mu)R_S\right)$$

$i_o R_S$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = r_d + (1+\mu)R_S = 91,47\,k$$

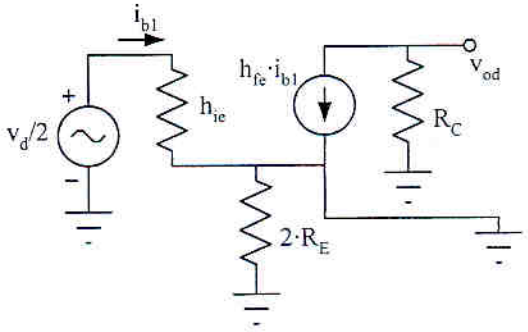
8'816

d) El amplificador se puede considerar simétrico respecto a los circuitos de entrada ya que la asimetría introducida en el circuito de salida (R_C) no afecta a las corrientes resultantes puesto que las fuentes de corriente dependientes aíslan dicha asimetría y no dependen del valor de R_C. Visto esto, podremos aplicar el teorema de la bisección para resolver el circuito.



$$v_1 = v_g \;\; ; \;\; v_2 = 0$$

Modo diferencial:

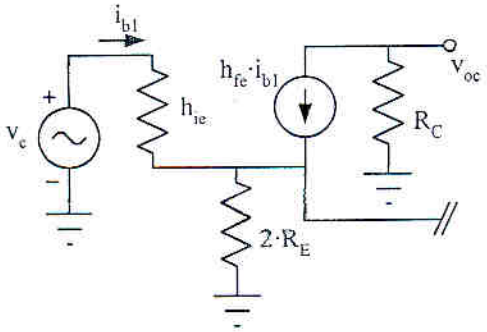


$$v_{od} = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C$$

$$\frac{v_d}{2} = i_b \cdot h_{ie}$$

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_d} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{2 \cdot h_{ie}} = -394{,}23$$

Modo común:



$$v_{oc} = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C$$

$$v_c = i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot 2R_E$$

$$A_C = \frac{v_{od}}{v_c} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot 2R_E} = -0{,}058$$

$$v_d = v_1 - v_2 = v_g - 0 = v_g$$

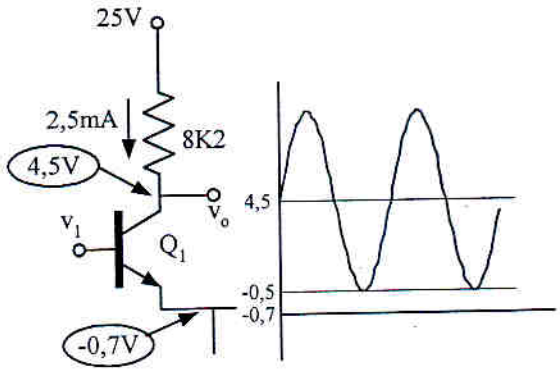
$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_g + 0}{2} = \frac{v_g}{2}$$

$$v_o = A_d v_g + A_c \frac{v_g}{2} \;\; ; \;\; A = \frac{v_o}{v_g} = A_d + \frac{A_c}{2} = -394{,}23 - \frac{0{,}058}{2} = -394{,}26$$

e)

En general la máxima excursión simétrica límite de la señal de salida en el colector del par diferencial sería $|v_{omáx}| = \frac{I_o}{2} \cdot R_C$ que se alcanza en el momento en que toda la corriente de la fuente se desvía hacia una de las ramas. Ese límite sólo se alcanza si no se llega antes a la saturación de los transistores por lo que habrá que comprobar dicho caso.

Teniendo en cuenta que: $V_{CQ} = 4{,}5$ V ; $V_{EQ} = -0{,}7$ V y que esta última no varia cuando lo hace la señal de entrada $v_E = V_{EQ}$ podemos comprobar la variación necesaria de la tensión de salida v_o para llegar a la saturación. $V_{Csat} = V_{CEsat} + V_E = -0{,}5$ V



$|v_{o\,máx}| = 4{,}5 - (-0{,}5) = 5\,V_{pico}$; Excursión en v_C -0,5 a 9,5 V = 10 V_{pp}