CEAN

Carpeta de
Montero Espinosa
(resuelta en 2008)

CEAN
Teoría

TEMA 1: AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES .

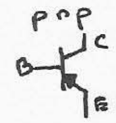
1.1 Transistor bipolar en pequeña señal a frecuencias medias

Se trata de un repaso de lo ya visto en EBAS

A continuación se enumeran los pasos para dibujar el circuito equivalente de pequeña señal de un BJT a frecuencias medias:

BJT

pnp



1- Determinar el punto de trabajo del transistor en CC (es decir la polarización del transistor) en particular I_{BQ}.

2- Anular las fuentes de tensión y corriente continua. Más concretamente, esto significa:

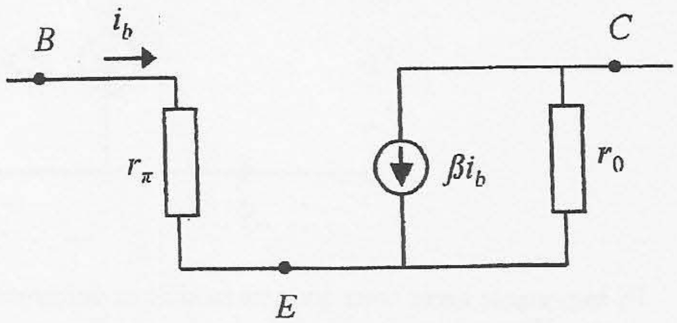
- Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
- Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.

3- Tratar todos los condensadores de acoplo que aparezcan en el circuito como cortocircuitos.

4- Sustituir el BJT por su circuito equivalente de pequeña señal a frecuencias medias: Tenemos dos opciones:

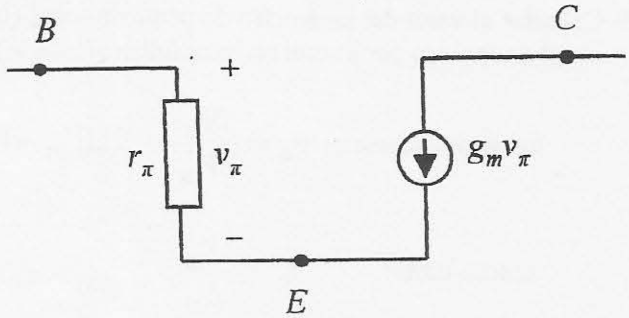
- El BJT como fuente de corriente controlada por corriente:

El efecto Early se considera en pocas ocasiones. Si en el enunciado nos indican: $V_A = \infty$ significa que podemos prescindir de r_0



- El BJT como fuente de corriente controlada por tensión:

Por supuesto, a este modelo también se le puede añadir el efecto Early.



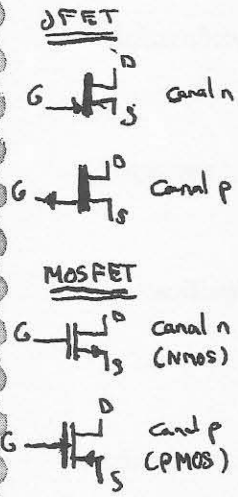
Es importante hacer notar que estos modelos son válidos para un BJT trabajando en activa directa. Además pueden utilizarse indistintamente para transistores npn y pnp.

5- Calcular los valores de los parámetros de pequeña señal (la mayoría de las veces lo dan como dato en el enunciado por lo que no hace falta calcularlos):

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \qquad g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{\beta}{r_\pi} \qquad r_0 = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

1.2 FET en pequeña señal a frecuencias medias

El modelo de pequeña señal del FET es común para todos los tipos (tanto MOSFET como JFET).Dicho de otra forma, no hay diferencias entre los FET en alterna. Por lo demás, el proceso para dibujar el circuito equivalente en pequeña señal es análogo al ya visto para los BJT.



Los pasos dibujar el circuito equivalente de pequeña señal a frecuencias medias son:

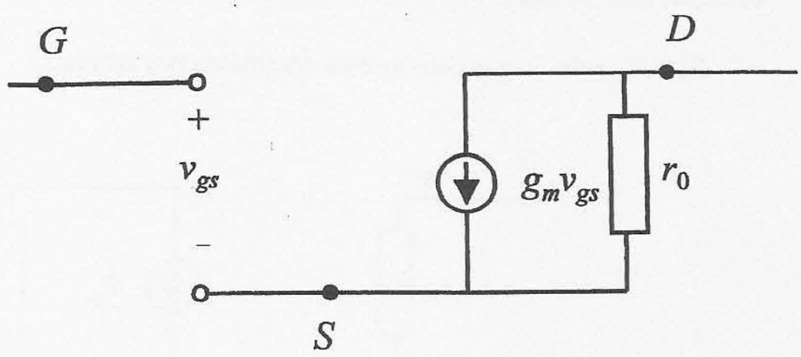
1- Determinar el punto de trabajo del transistor en CC (es decir la polarización del transistor).

2- Anular las fuentes de tensión y corriente continua. Más concretamente, esto significa:

- Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
- Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.

3- Tratar todos los condensadores de acoplo que aparezcan en el circuito como cortocircuitos.

4- Sustituir el FET por su circuito equivalente de pequeña señal a frecuencias medias:



De esta forma estamos modelando el FET como una fuente de corriente controlada por la tensión alterna entre puerta y fuente

Es importante hacer notar que este modelo es únicamente válido para un FET trabajando en saturación.

5- Calcular el valor del parámetro de pequeña señal (la mayoría de las veces lo dan como dato en el enunciado por lo que no hace falta calcularlo):

La tensión V_{GS} es la de polarización

transconductancia: $g_m = \dfrac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2kI_D}$ (mhos ó siemens)

Apenas se utiliza r_0 en los FET

efecto Early: $r_0 = \dfrac{V_A}{I_{CQ}}$

1.3 Estructura general de un amplificador

La estructura general de un **circuito amplificador** es la siguiente:

Ojo: Toda la corriente i_0 pasa por R_L

Dentro de la caja que representa al amplificador hay siempre uno o varios transistores (BJT o FET) además de condensadores y resistencias. El generador que proporciona la señal de entrada suele ser de tensión (rara vez de corriente) y lo llamaremos simplemente *señal*. En nuestro esquema viene representado por v_g. El amplificador siempre alimenta una carga que en nuestro esquema viene representada por la resistencia R_L. Esta carga representa la resistencia de entrada de la etapa siguiente.

LOAD es carga en inglés, de ahí el subíndice L

En un circuito amplificador se pueden calcular hasta cuatro ganancias distintas dependiendo de cual sea la variable que escojamos de entrada (tensión o corriente) y cual la de salida (tensión o corriente):

- Ganancia de tensión: $A_V = \dfrac{v_0}{v_i}$ (adimensional)
- Ganancia de corriente: $A_I = \dfrac{i_0}{i_i}$ (adimensional)
- Ganancia de transimpedancia: $A_Z = \dfrac{v_0}{i_g}$ (Ω)
- Ganancia de transadmitancia: $A_Y = \dfrac{i_0}{v_g}$ (℧)

1.4 Configuración de los amplificadores

Los amplificadores pueden estar en tres configuraciones

- Emisor común o Fuente común
- Colector común o Drenador común
- Base común o Puerta común

El nombre depende si és un BJT o un FET

Para averiguar en cual de las tres configuraciones está un amplificador determinado tenemos que ponernos en la entrada y "viajar" hasta la salida a través del circuito. Al ir de la entrada a la salida pasaremos por dos de las tres patas del transistor. La pata por la que no hemos pasado es la pata común.

También se puede mirar en el circuito equivalente de pequeña señal.

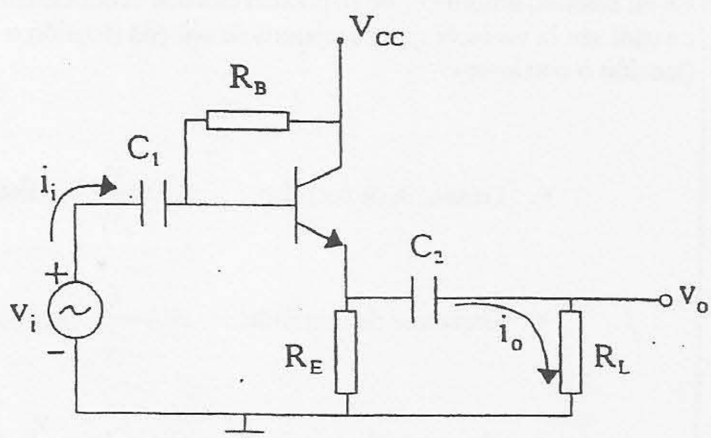
No se debe confundir el estado de un transistor con la configuración de un amplificador.
Si nos preguntan en qué estado está un transistor debemos contestar activa directa, saturación o corte (o bien saturación, gradual o corte si es FET).
Si nos preguntan qué configuración tiene un amplificador tenemos que contestar base común, emisor común o colector común (o bien puerta común, fuente común o drenador común si es FET).

Esta es una aclaración importante

A continuación se muestran a modo de ejemplo un amplificador de cada configuración, todos ellos están sacados de ejercicios de examen que resolveremos:

Colector común

Esta configuración también se denomina **seguidor de emisor**



En este caso el amplificador está en colector común por que la señal "entra" en el transistor por la base y "sale" por el emisor para llegar donde está v_0. Por tanto la pata por la que no pasa es la de colector.

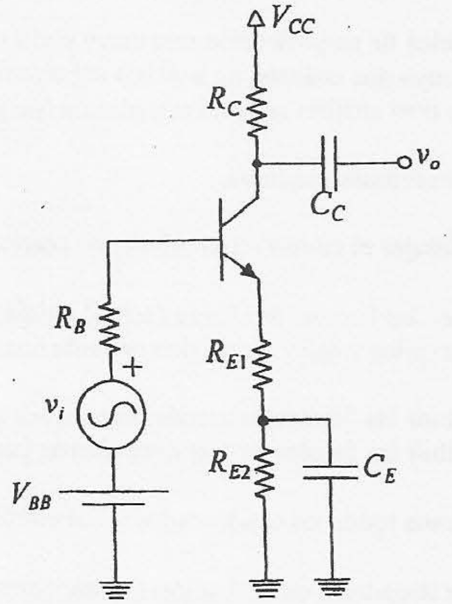
En caso de ser un FET se denominaría drenador común

Los condensadores C_1 y C_2 son condensadores de acoplo y su misión fundamental es impedir que la corriente continua que polariza el circuito llegue a la carga o a la señal de entrada.

Fíjate que, aunque no se ve, hay una pila (generador de tensión continua) en el circuito que viene representada por V_{CC}.

La resistencia R_L es la resistencia de carga que representa la resistencia de entrada de la siguiente etapa.

Emisor común



En caso de ser un FET se denominaría fuente común

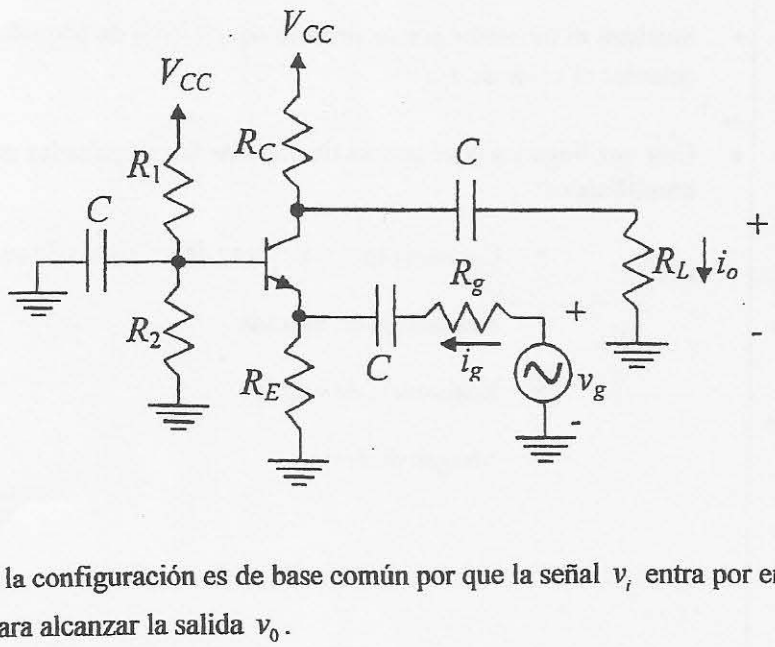
En este caso la configuración es de emisor común por que la señal v_i entra por la base y sale por el colector para alcanzar la salida v_0. En este circuito no hay resistencia de carga.

Fíjate que, aunque no se ve, hay una pila (generador de tensión continua) en el circuito que viene representada por V_{CC}.

Observa que el condensador de acoplo C_E se comporta como un cortocircuito en alterna y como un circuito abierto en continua, esto implica que la resistencia que "ve" el emisor del transistor no es la misma en continua ($R_{E1} + R_{E2}$) que en alterna (sólo R_{E1}).

Esta es la configuración menos habitual

Base común



En caso de ser un FET se denominaría puerta común

En este caso la configuración es de base común por que la señal v_i entra por emisor y sale por el colector para alcanzar la salida v_0.

1.5 Pasos para analizar un amplificador

En los ejercicios de amplificación nos van a pedir un análisis completo del circuito que nos den, esto incluye dos análisis: un análisis del circuito en corriente continua (polarización o gran señal) y otro análisis en corriente alterna (pequeña señal).

Análisis en corriente continua

Se trata de dibujar el circuito equivalente en corriente continua.

También se llama análisis de polarización o de gran señal o de punto de trabajo

- Anulamos las fuentes de alterna (señal) y dejamos funcionando solo las fuentes de continua (pilas y generadores de corriente continua). Anular una fuente significa:

  - Sustituir las fuentes de tensión alterna por un cortocircuito.
  - Sustituir las fuentes de corriente alterna por un circuito abierto.

- Sustituimos todos los condensadores del circuito por circuitos abiertos.

Recuerda: Esto es de IACR, en continua un condensador es un circuito abierto

- Una vez llegados a esta situación nos encontramos con un circuito similar a los muchos que hemos analizado en el tema 3. Se trata de plantear las cuatro ecuaciones EE, ES, CE y CS y obtener el punto de trabajo Q (polarización): $I_{BQ}, I_{CQ}, V_{BEQ}, V_{CEQ}$.

Análisis en corriente alterna

Se trata ahora de dibujar el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias.

En este tema siempre supondremos frecuencias medias. Las altas y las bajas frecuencias se estudian en el tema 2

- Ahora se trata de anular las fuentes de continua (pilas y generadores de corriente continua) y dejar funcionando las fuentes de alterna (señales). Anular una fuente significa:

  - Sustituir las fuentes de tensión continua por un cortocircuito.
  - Sustituir las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.

- Sustituimos todos los condensadores que aparezcan en el circuito como cortocircuitos (Normalmente esto viene indicado de la forma $C \to \infty$).

- Sustituir el transistor por su circuito equivalente de pequeña señal. Esto incluye siempre calcular el valor de r_π.

- Una vez llegados aquí se trata de calcular las magnitudes más características de un amplificador:

  - Ganancia (normalmente de tensión o de corriente)
  - Resistencia de entrada
  - Resistencia de salida
  - Margen dinámico

Normalmente solo piden algunas de ellas en el examen

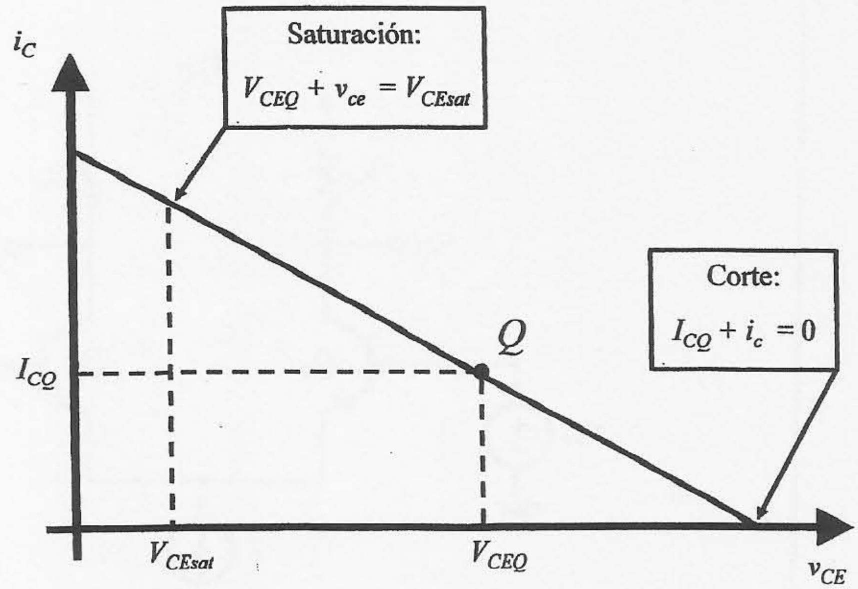
También las llaman impedancias de entrada y salida

1.6 Margen dinámico

El **margen dinámico** de v_0 a la salida se define como la máxima amplitud de la tensión simétrica a la salida v_0 que asegura que el transistor ni se corta ni se satura.

Para calcularlo nos basaremos siempre en el siguiente esquema (para BJT):

Para FET es similar



Una vez que tengamos dibujado el circuito equivalente en pequeña señal tenemos que obtener el valor de v_0 para el que el transistor se corta o se satura. Ambas condiciones las estudiaremos siempre por separado:

- Para que le BJT se corte se debe cumplir que su corriente de colector total (CC + CA) sea nula:

$$I_{CQ} + i_c = 0$$

Se supone que I_{CQ} es un valor numérico que habremos calculado al estudiar la polarización. Por otro lado debemos poner i_c en función de v_0 y tras ello resolver.

- Para que le BJT se sature se debe cumplir que su tensión colector emisor total (CC + CA) sea igual a la de saturación:

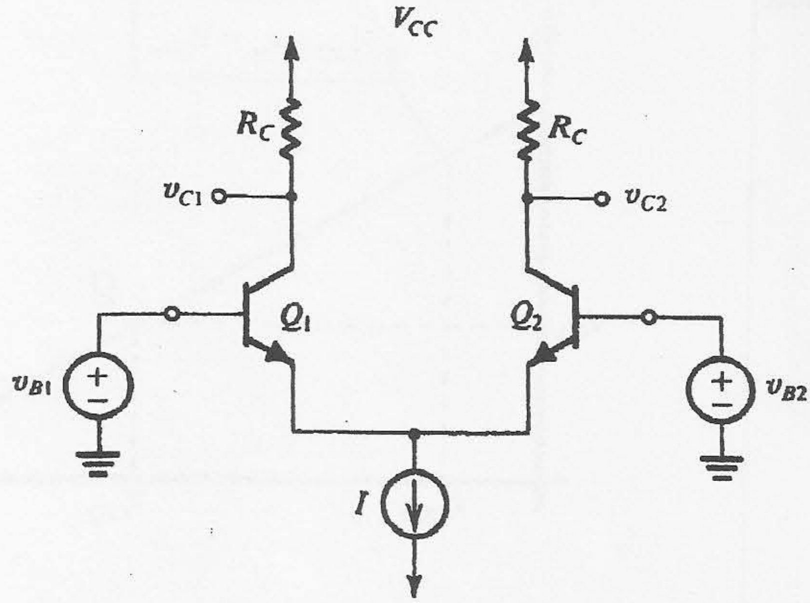
$$V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEsat}$$

Se supone que V_{CEQ} es un valor numérico que habremos calculado al estudiar la polarización y que V_{CEsat} es un dato del enunciado. Por otro lado debemos poner v_{ce} en función de v_0 y tras ello resolver.

1.7 Amplificador diferencial

Introducción al par diferencial

El **amplificador diferencial** o **par diferencial** es el elemento más utilizado en circuitos integrados analógicos. Su configuración básica es la siguiente:



donde podemos expresar la salida como:

$$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_c\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) = A_d v_d + A_c v_c$$

donde: $A_d \equiv$ Ganancia en modo diferencial

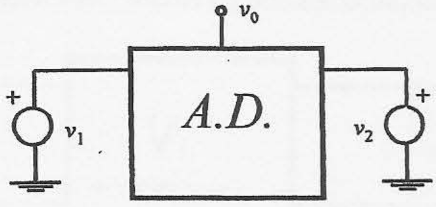
$A_c \equiv$ Ganancia en modo común

A partir de estas dos ganancias definimos la **Relación de Rechazo al Modo Común** (CMRR):

$$CMRR = 20 \log\left|\frac{A_d}{A_c}\right| \qquad (dB)$$

Modo diferencial y modo común

Sea nuestro amplificador diferencial en forma esquemática:

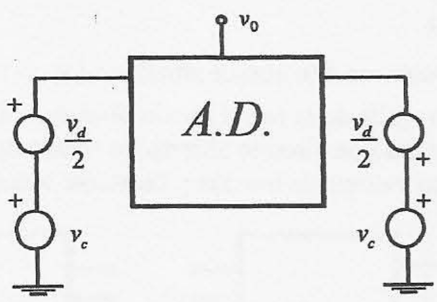


Donde la salida viene dada por: $v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_c\left(\dfrac{v_1 + v_2}{2}\right) = A_d v_d + A_c v_c$

Si ahora ponemos v_1 y v_2 en función de v_c y v_d obtenemos:

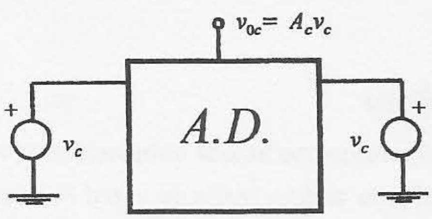
$$\left.\begin{aligned} v_d &= v_1 - v_2 \\ v_c &= \frac{v_1 + v_2}{2} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{aligned} v_1 &= \frac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 &= -\frac{v_d}{2} + v_c \end{aligned}\right.$$

y entonces el amplificador diferencial se puede dibujar de la siguiente forma:



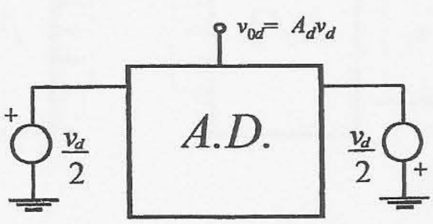
Ataque simétrico

Haciendo $v_d = 0$ obtenemos el **modo común** del amplificador diferencial:



Ataque antisimétrico

Haciendo $v_c = 0$ obtenemos el **modo diferencial** del amplificador diferencial

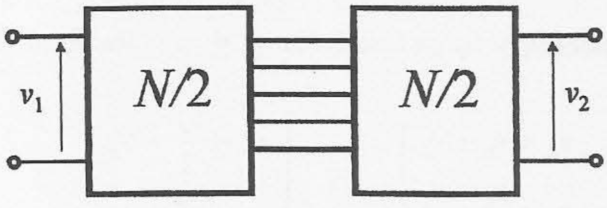


Propiedades de los circuitos simétricos

Siempre que nos encontremos con un circuito simétrico N de la forma

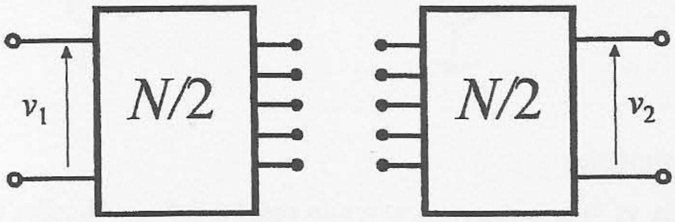
podemos "dividirlo" en dos semisecciones $N/2$ de la siguiente manera:

A los dos circuitos resultantes los llamamos semisecciones y a los cables que unen las semisecciones las llamamos ramas de enlace



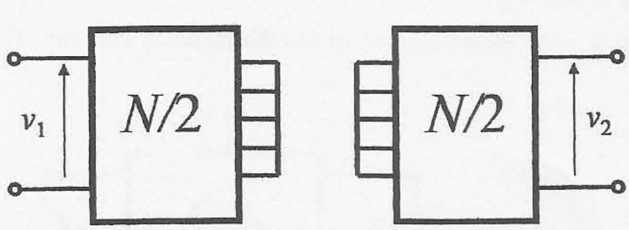
Ataque simétrico

En un circuito simétrico con ataque simétrico ($v_1 = v_2$) los valores de tensión y corriente en cualquier nudo o malla de la red N puede obtenerse del estudio de cualquiera de los dos semicircuitos dejando en circuito abierto las ramas de enlace y teniendo en cuenta que puntos homólogos tienen valores de tensión y corriente idénticos.



Ataque antisimétrico

En un circuito simétrico con ataque antisimétrico ($v_1 = -v_2$) los valores de tensión y corriente en cualquier nudo o malla de la red N puede obtenerse del estudio de cualquiera de los dos semicircuitos cortocircuitando las ramas de enlace las ramas de enlace y teniendo en cuenta que puntos homólogos tienen valores de tensión y corriente opuestas.

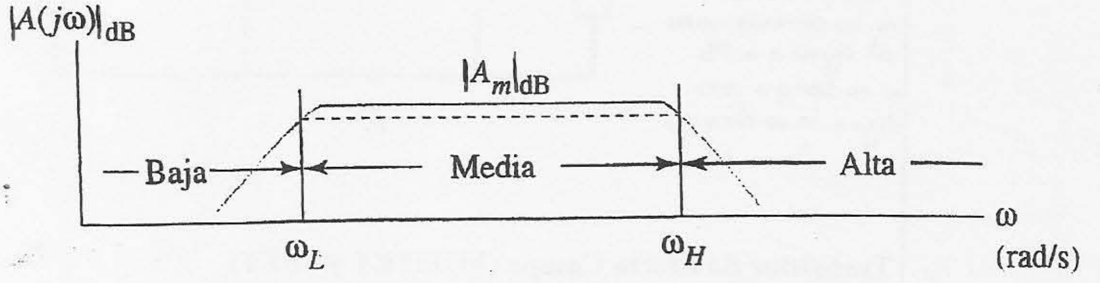


TEMA 2: RESPUESTA EN FRECUENCIA

2.1 Ancho de banda

En este capítulo analizaremos las propiedades dinámicas de los circuitos electrónicos en pequeña señal incluyendo las capacidades en nuestro análisis. Los condensadores de acoplo y desacoplo hacen que la ganancia disminuya en bajas frecuencias; las capacidades internas del transistor provocan la caída de la ganancia en alta frecuencia.

Todas las funciones de ganancia del amplificador cambian con la frecuencia. En un amplificador de banda ancha la variación de la ganancia es como la de la siguiente figura:



$BW = f_H - f_L$

La línea (a trazos) 3 dB por debajo del valor máximo de ganancia corta a la curva de ganancia en las frecuencias w_L y w_H. Esto define las regiones de baja, media y alta frecuencia de la figura. En frecuencias superiores a w_H, las capacidades internas del transistor reducen la ganancia; por debajo de w_L las capacidades de acoplo y desacoplo hacen que la ganancia disminuya.

Uno de los objetivos principales de este tema va a ser calcular los valores de la frecuencia de corte inferior w_L y la frecuencia de corte superior w_H de un amplificador. El **ancho de banda** del amplificador viene definido por $\cancel{w_B = w_H - w_L} \approx w_H$ en donde se suele justificar la aproximación, ya que $\cancel{w_L << w_H}$. $f_B = f_H - f_L \approx f_H$

$f_L << f_H$

Circuito equivalente en frecuencias medias

En el tema anterior (repaso de EBAS) se ignoraban las capacidades internas del transistor, y se trataban los condensadores de acoplo y desacoplo como cortocircuitos. En el contexto general del tema 2 comprobaremos que este modelo sólo es válido en las *frecuencias medias* trabajando siempre en pequeña señal. Por tanto, lo que hasta este momento era para nosotros el *circuito equivalente en pequeña señal* pasaremos a denominarlo a partir de ahora *circuito equivalente en frecuencias medias*. Como estos circuitos no tienen capacidades nos dan siempre una ganancia constante a frecuencias medias.

Circuito equivalente en baja frecuencia

Para trabajar en la *región de baja frecuencia* utilizaremos un *circuito equivalente en baja frecuencia.* Se construye exactamente como el equivalente en frecuencias medias del tema anterior, salvo que se incluyen los condensadores de acoplo y desacoplo (todos aquellos que tengan $C \neq \infty$), tanto en el diagrama del circuito como en las ecuaciones.

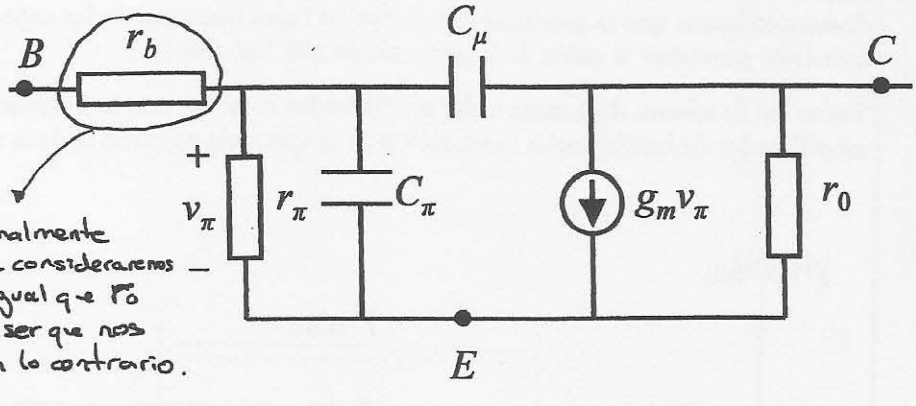
Circuito equivalente en alta frecuencia

Para trabajar en la *región de alta frecuencia* utilizaremos un *circuito equivalente en alta frecuencia.* Como el equivalente en frecuencias medias, todos los condensadores de acoplo y desacoplo se representan mediante cortocircuitos. El equivalente en alta frecuencia incluye las capacidades internas de todos los transistores.

2.2 Respuesta en alta frecuencia

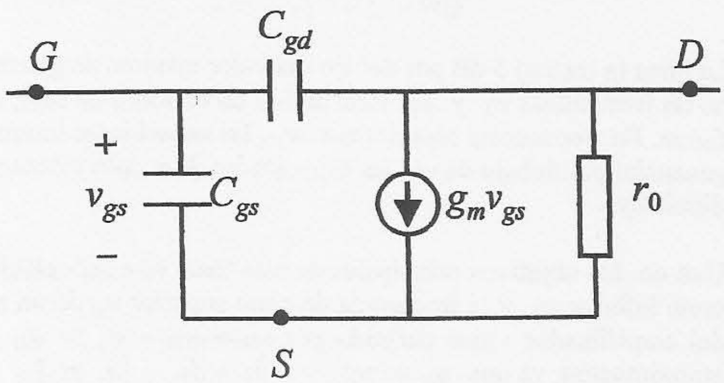
Los modelos del transistor en alta frecuencia son los siguientes:

Transistor Bipolar



Normalmente no la consideraremos al igual que r_0 a no ser que nos digan lo contrario.

Transistor de Efecto Campo (MOSFET y JFET)



Método de las constantes de tiempo en circuito abierto

Este método es útil para <u>estimar</u> la frecuencia de corte superior de un circuito, w_H.
Para un circuito equivalente en alta frecuencia con M condensadores, calcularemos primero M constantes de tiempo

$$\tau_i = R_i C_i$$

en donde C_i es un condensador del circuito equivalente y R_i es la resistencia que ve C_i cuando los demás condensadores se reemplazan por circuitos abiertos.
Después estimamos w_H utilizando:

$$\frac{1}{w_H} = \sum_{i=1}^{M} \tau_i$$

La teoría asociada a la anterior ecuación supone que existe un polo dominante en alta frecuencia; sin embargo, generalmente usaremos la ecuación sin comprobar esta suposición.

2.3 Respuesta en baja frecuencia

El circuito equivalente en pequeña señal a baja frecuencia se dibuja igual que el de frecuencias medias pero añadiendo los condensadores de acoplo y desacoplo en el circuito. En todo caso sólo se añaden los condensadores que tengan capacidad finita. Eso quiere decir que si nos dan un condensador con capacidad $C \to \infty$ se deja en cortocircuito aún estando en baja frecuencia. En cuanto a los condensadores internos de los transistores no se dibujan nunca en baja frecuencia.

Este método es muy similar al ya visto en la página anterior para alta frecuencia

Método de las constantes de tiempo en cortocircuito

Este método es útil para estimar la frecuencia de corte inferior de un circuito, w_L.
Para un circuito equivalente en baja frecuencia con M condensadores de acoplo o desacoplo, calcularemos primero M constantes de tiempo

$$\tau_i = R_i C_i$$

en donde C_i es un condensador del circuito equivalente y R_i es la resistencia que ve C_i cuando los demás condensadores se reemplazan por cortocircuitos.
Después estimamos w_L utilizando:

$$w_L = \sum_{i=1}^{M} \frac{1}{\tau_i} \quad \text{(rad/s)}$$

$$f_L = \frac{w_L}{2\pi} \quad \text{(Hz)}$$

La teoría asociada a la anterior ecuación supone que existe un polo dominante en baja frecuencia; sin embargo, generalmente usaremos la ecuación sin comprobar esta suposición.

2.4 Función de transferencia

El número complejo s también se puede expresar como: $s = jw$

La ganancia de un amplificador como función de la frecuencia compleja s se puede expresar en la forma general:

$$A(s) = F_L(s)\,\underbrace{A_M}_{\text{Ganancia a frec. medias (cte)}}\,F_H(s) \qquad s = jw$$

donde $F_L(s)$ y $F_H(s)$ son funciones que toman en cuenta la dependencia de la ganancia sobre la frecuencia en la banda de bajas frecuencias y la banda de altas frecuencias, respectivamente. Se tiene que:

$$w_L << w \quad \Rightarrow \quad F_L(s) \simeq 1$$
$$w << w_H \quad \Rightarrow \quad F_H(s) \simeq 1$$

De esta forma podemos decir que:

Frecuencias medias:	$w_L << w << w_H$	$\Rightarrow$	$A(s) \simeq A_M$
Frecuencias bajas:	$w << w_L$	$\Rightarrow$	$A_L(s) \simeq A_M F_L(s)$
Frecuencias altas:	$w_H << w$	$\Rightarrow$	$A_H(s) \simeq A_M F_H(s)$

Las relaciones entre estas tres magnitudes son:

$$\left.\begin{array}{l} 20\log|A_M| - 20\log|A_L(s)| = 3\,\text{dB} \\ 20\log|A_M| - 20\log|A_H(s)| = 3\,\text{dB} \end{array}\right\} \Rightarrow |A_L(s)| = |A_H(s)| = \frac{|A_M|}{\sqrt{2}}$$

Banda de baja frecuencia

Habrá una fracción por cada condensador del circuito equivalente en baja frecuencia.

La función $F_L(s)$ para bajas frecuencias tiene la siguiente forma

$$F_L(s) = \frac{s + w_{Z1}}{s + w_{P1}} \cdot \frac{s + w_{Z2}}{s + w_{P2}} \cdot \ldots \cdot \frac{s + w_{ZN}}{s + w_{PN}}$$

donde $w_{Z1}, \ldots, w_{ZN}$ son las ~~frecuencias~~ pulsaciones donde se sitúan los ceros y $w_{P1}, \ldots, w_{PN}$ son las ~~frecuencias~~ pulsaciones de los polos de baja frecuencia.

Si $w_{P1} >> w_{P2}, \ldots, w_{PN}$, entonces existe un **polo dominante** y tenemos que:

$$F_L(s) \simeq \frac{s}{s + w_{P1}} \quad \Rightarrow \quad w_L \simeq w_{P1}$$

Banda de alta frecuencia

Normalmente las frecuencias de los ceros son altas: $w_{Zi} \to \infty$ por lo que se pueden despreciar

La función $F_H(s)$ para bajas frecuencias tiene la siguiente forma:

$$F_H(s) = \frac{1 + \frac{s}{w_{Z1}}}{1 + \frac{s}{w_{P1}}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_{Z2}}}{1 + \frac{s}{w_{P2}}} \cdot \ldots \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_{ZN}}}{1 + \frac{s}{w_{PN}}}$$

donde $w_{Z1}, \ldots, w_{ZN}$ son las ~~frecuencias~~ pulsaciones donde se sitúan los ceros y $w_{P1}, \ldots, w_{PN}$ son las ~~frecuencias~~ pulsaciones de los polos de alta frecuencia.

Si $w_{P1} << w_{P2}, \ldots, w_{PN}$, entonces existe un **polo dominante** y tenemos que:

$$\boxed{F_H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_{P1}}}} \Rightarrow w_H \simeq w_{P1}$$

2.5 Diagramas de Bode

Los diagramas de Bode permiten representar gráficamente las funciones de transferencia en función de la frecuencia. Los diagramas de Bode son aproximaciones asintóticas de las curvas reales.

Las reglas de representación son las siguientes:

- Se representan el módulo y la fase de la función de transferencia en la misma gráfica.
- La escala horizontal es logarítmica y representa la frecuencia en Herzios (Hz).

  Dos frecuencias están separadas *n* décadas si: $\frac{f_2}{f_1} = 10^n$

  Dos frecuencias están separadas *n* octavas si: $\frac{f_2}{f_1} = 2^n$

A este tipo de gráficas se denomina semilogarítmica.

- La escala vertical es normal (no logarítmica).
  - En la izquierda se representa el módulo de la función de transferencia $A(jw)$, en decibelios (dB), es decir, representaremos $20\log|A|$ en vez de $|A|$. Cada separación vertical suele ser de 20 dB.
  - En la derecha se representa la fase ϕ de la función de transferencia $A(jw)$ en grados. Cada separación vertical suele ser de 45°.

Reglas para el diagrama de módulos

Empezaremos por la ganancia en dB en frecuencias medias, que representaremos como una línea horizontal en la gráfica (recta con pendiente nula). A partir de aquí iremos completando la gráfica hacia la derecha (altas frecuencias) y hacia la izquierda (bajas frecuencias) siguiendo las reglas que se enuncian a continuación.

- Cada cero suma 20 dB por década a la pendiente del diagrama de módulos.
- Cada polo resta 20 dB por década a la pendiente del diagrama de módulos.
- Si un cero o un polo tiene multiplicidad mayor que uno se aplican las anteriores reglas pero afectadas por la multiplicidad del cero o del polo. Por ejemplo, si se trata de un polo doble se restan 40 dB por década a la pendiente, y así sucesivamente…
- Sólo hay cambio de pendiente en polos y ceros.

Reglas para el diagrama de fases

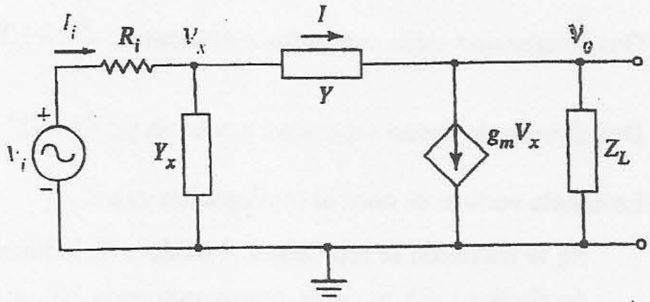
Empezaremos por la fase en frecuencias medias (0° si la ganancia a frecuencias medias es positiva, y 180° si es negativa) que representaremos como una línea horizontal en la gráfica (recta con pendiente nula). A partir de aquí iremos completando la gráfica hacia la derecha (altas frecuencias) y hacia la izquierda (bajas frecuencias) siguiendo las reglas que se enuncian a continuación.

- Cada cero introduce un desfasaje de +90° de forma lineal desde una década antes hasta una década después del mismo. Dicho de otra forma, cada cero suma 45° por década a la pendiente del diagrama de fases desde una década antes hasta una década después del mismo.
- Cada polo introduce un desfasaje de -90° de forma lineal desde una década antes hasta una década después del mismo. Dicho de otra forma, cada cero resta 45° por década a la pendiente del diagrama de fases desde una década antes hasta una década después del mismo..
- Si un cero o un polo tiene multiplicidad mayor que uno se aplican las anteriores reglas pero afectadas por la multiplicidad del cero o del polo.
- Debemos prestar especial atención a aquellas zonas donde influyen dos ceros o polos.

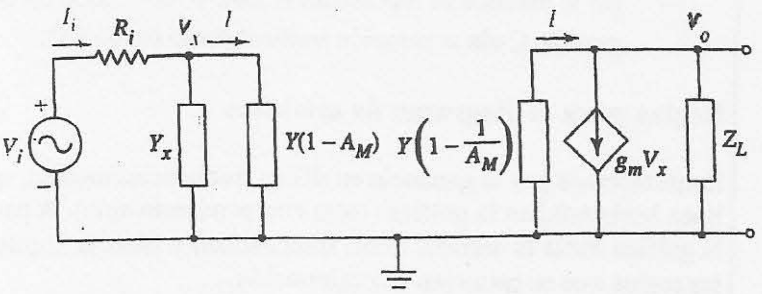
2.6 Teorema de Miller

El teorema de Miller no es exclusivo de este tema. Se utiliza mucho a lo largo de todo el curso

En muchos circuitos una admitancia Y puentea la entrada y la salida del amplificador dando como resultado una compleja función de ganancia que es difícil de obtener y de interpretar. Estimar la frecuencia de corte superior y comprender los factores que determinan su valor son los objetivos principales de nuestro análisis, así que nos conformaremos con una función no exacta de la ganancia. El **Teorema de Miller**, que describiremos a continuación, nos da un circuito de polos aislados con, aproximadamente, la misma frecuencia de corte superior que el amplificador original.



(a)



(b)

Donde se define la **ganancia Miller** como $A_M = \dfrac{V_o}{V_x}$

El Teorema de Miller establece que los circuitos de las dos figuras tienen la misma ganancia de tensión V_o/V_i y la misma impedancia de entrada $Z_i = V_i/I_i$.
Sin embargo, es importante resaltar que el teorema de Miller no sirve para calcular la impedancia de salida.

Aproximación Miller

Existe un problema en el teorema de Miller. La única forma de hallar el *verdadero* A_M que necesitamos en la figura (b) es analizar la red original de la figura (a)... ¡exactamente lo que queríamos evitar!. Una alternativa práctica a esta aparente contradicción es hacer la llamada **aproximación Miller**, esto significa que estimamos A_M desconectando Y del circuito de salida de la figura (a) asumiendo que $|I| << |g_m v_x|$. Esto nos da

$$A_M = -g_m Z_L$$

que no es nunca exactamente cierto, pero suele ser una buena aproximación.

2.7 Compromiso entre ganancia y ancho de banda

Se puede demostrar que los circuitos con un único polo de alta frecuencia o bien los circuitos con un polo dominante en alta frecuencia tienen un producto ganancia por ancho de banda constante. Es decir:

$$G \times BW = \text{constante}$$

donde G es la ganancia del circuito y BW es el ancho de banda del mismo.

Esta propiedad nos permite elegir entre tener un amplificador una ganancia elevada pero un pequeño ancho de banda o bien tener un amplificador con una ganancia más reducida pero con un ancho de banda mayor.

Notar que no es posible, por tanto, aumentar simultáneamente la ganancia y el ancho de banda de un amplificador con un polo dominante.

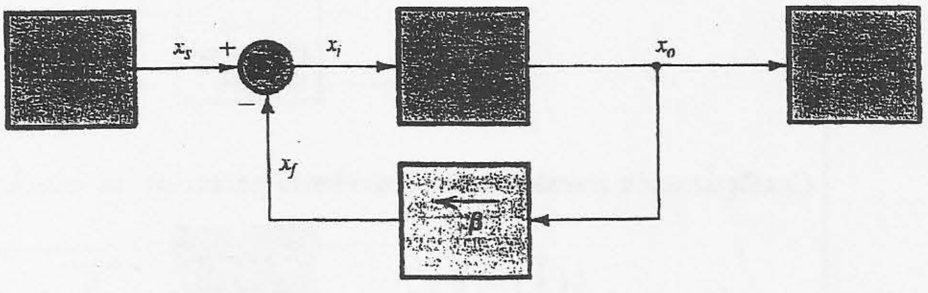
Este tema tiene tres partes muy diferenciadas, cada una de ellas de especial importancia en el examen de CEAN:

- Realimentación.
- Osciladores senoidales.
- Estabilidad.

TEMA 3: REALIMENTACIÓN

3.1 Estructura general de realimentación

La realimentación puede ser negativa o positiva pero en el diseño de amplificadores aplicaremos, en la practica totalidad de los casos, realimentación negativa.
En la siguiente figura se ilustra la estructura básica de un **amplificador de realimentación**. Más que mostrar tensiones y corrientes la figura es un diagrama de flujo de señales, donde cada una de las cantidades x puede representar una señal ya sea de tensión o de corriente.



El amplificador sin realimentar (en circuito abierto) tiene una ganancia A; entonces, su salida x_0 está relacionada a la entrada x_i por:

$$x_o = Ax_i$$

La salida x_o alimenta a la carga y a la red de realimentación, que produce una muestra de la salida. Esta muestra x_f está relacionada a x_o por el factor de retroalimentación β,

No confundir esta β con la β de los transistores BJT

$$x_f = \beta x_o$$

La señal de realimentación x_f es *sustraída* de la fuente de señales x_s que es la entrada al amplificador de realimentación completo, para producir la señal x_i, que es la entrada al amplificador básico,

$$x_i = x_s - x_f$$

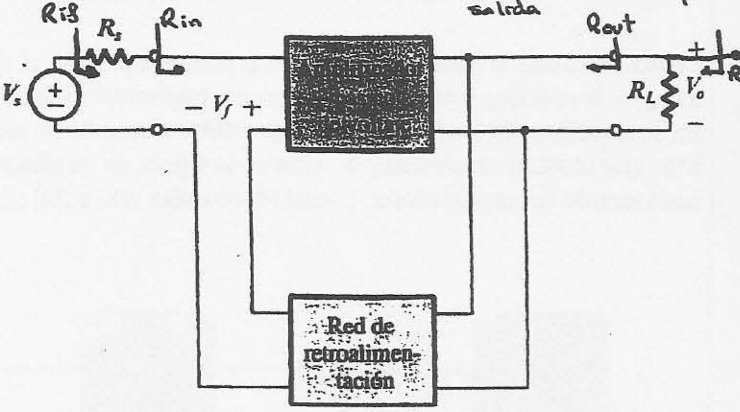
Aquí observamos que es esta sustracción la que hace negativa la realimentación. En esencia, la realimentación negativa reduce la señal que aparece a la entrada del amplificador básico.
La ganancia del amplificador de realimentación se puede obtener al combinar las tres anteriores ecuaciones:

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1+A\beta}$$

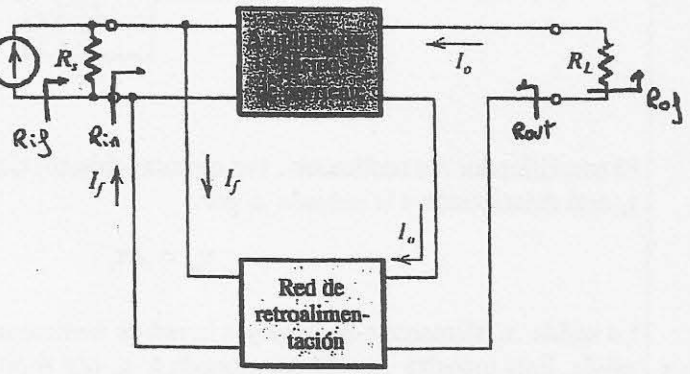
La cantidad $A\beta$ se denomina **ganancia de bucle**. Para que la realimentación sea negativa, la ganancia de bucle $A\beta$ debe ser positiva (o sea, la señal x_f debe tener el mismo signo de x_s).
La ecuación anterior indica que para $A\beta$ positiva, la ganancia con realimentación será menor que la ganancia A de circuito abierto.
Si, como es el caso en muchos circuitos, la ganancia de bucle $A\beta$ es grande, $A\beta >> 1$, entonces de la última ecuación se deduce que $A_f = 1/\beta$ que es un resultado muy interesante: La ganancia del amplificador de realimentación está casi por completo determinada por la red de realimentación.

3.2 Topologías básicas de realimentación

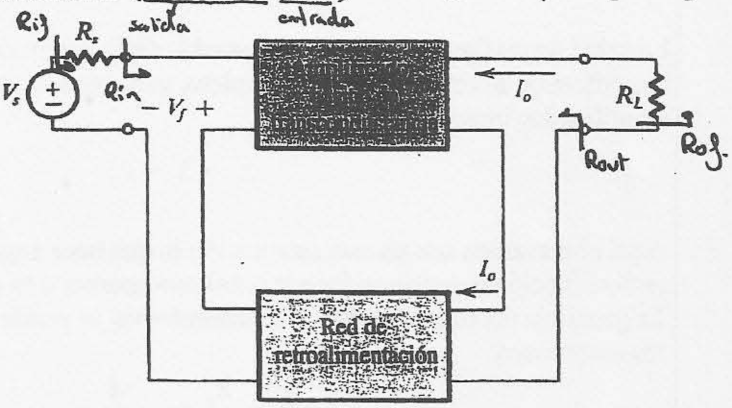
Configuración serie-paralelo (tensión serie)
se muestrea tensión salida para compararla con tensión entrada



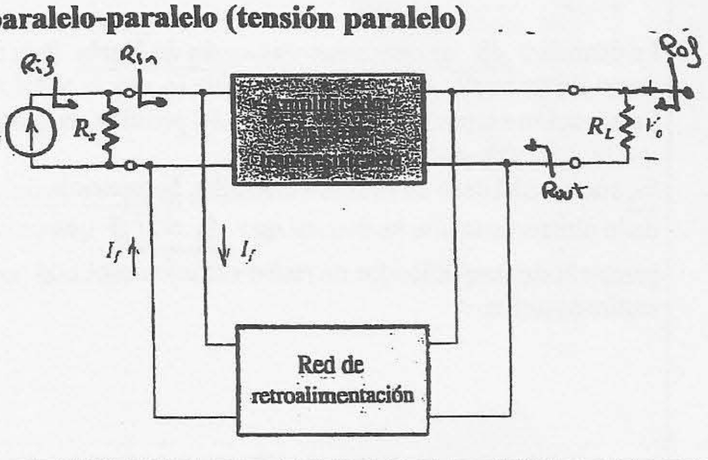
Configuración paralelo-serie (corriente paralelo)
se muestrea inten: comp. con intensid



Configuración serie-serie (corriente serie)
salida entrada

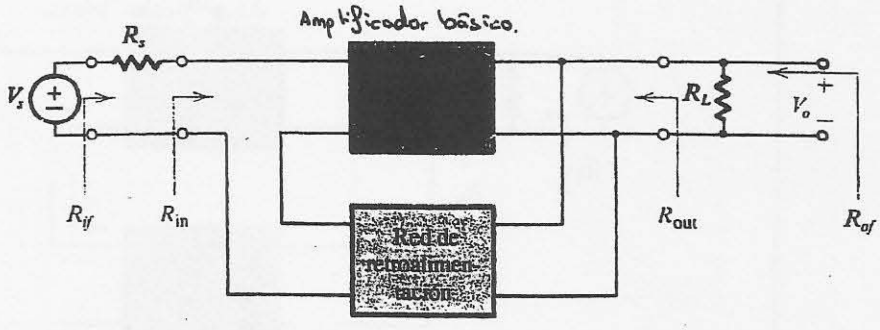


Configuración paralelo-paralelo (tensión paralelo)

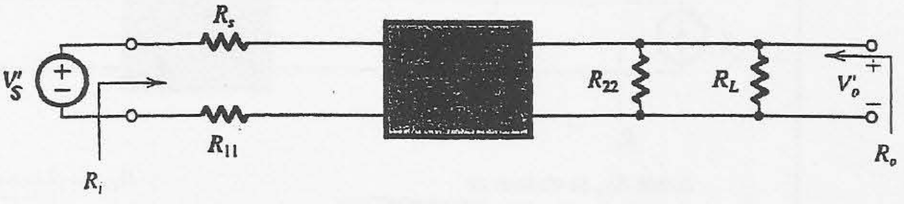


3.3 Configuración en serie-paralelo (tensión serie)

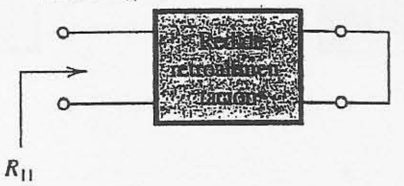
El diagrama de bloques de un amplificador realimentado en serie-~~serie~~ paralelo es el siguiente:



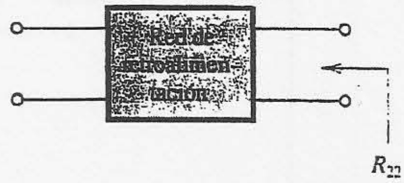
Cálculo de A_V



donde R_{11} se obtiene de

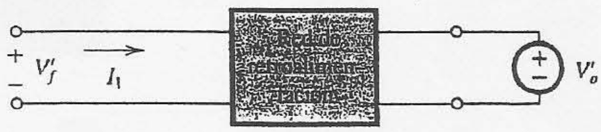


y R_{22} se obtiene de



Donde A_V se define como: $A_V = \dfrac{V'_0}{V'_S}$

Cálculo de β_V



Donde β_V se define como: $\beta_V = \left.\dfrac{V'_f}{V'_0}\right|_{I_1=0}$

Una vez calculados, se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

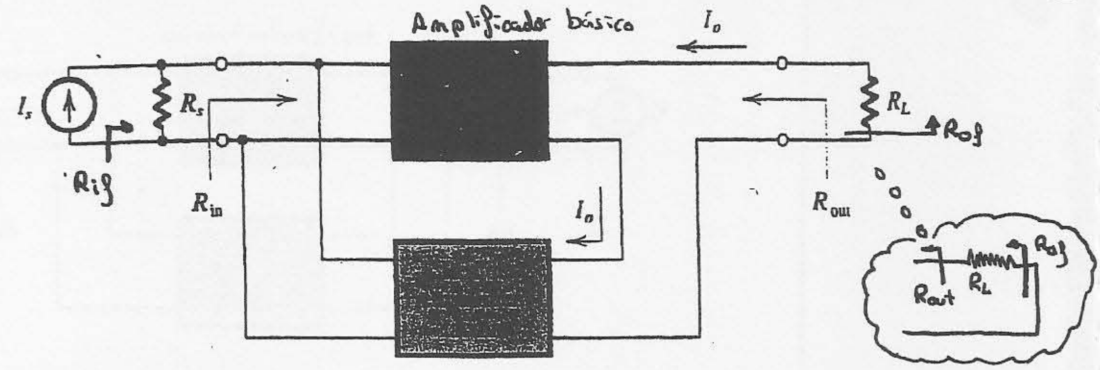
$$A_f = \frac{V_0}{V_S} = \frac{A_V}{1 + A_V \beta_V} \qquad R_{if} = R_i\left(1 + A_V \beta_V\right) \qquad R_{of} = \frac{R_0}{1 + A_V \beta_V}$$

A partir de ellos podemos calcular:

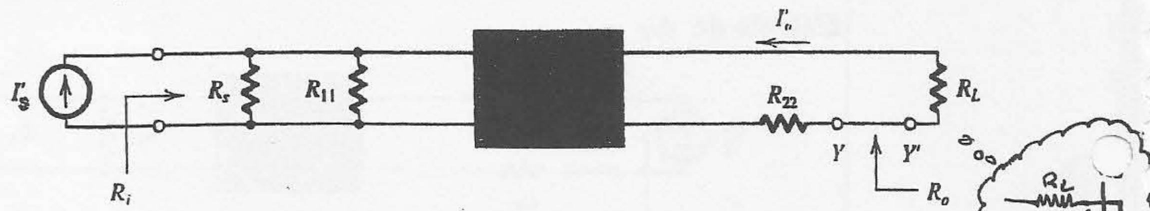
$$R_{in} = R_{if} - R_S \qquad \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}$$

3.4 Configuración en paralelo-serie (corriente paralelo)

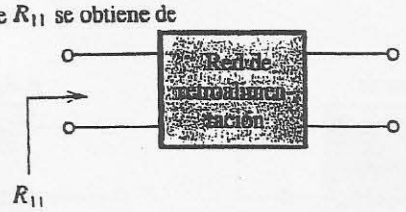
El diagrama de bloques de un amplificador realimentado en paralelo-serie es la siguiente:



Cálculo de A_I



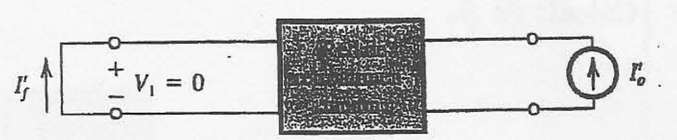
donde R_{11} se obtiene de



y R_{22} se obtiene de

Donde A_I se define como: $A_I = \dfrac{I'_o}{I'_S}$

Cálculo de β_I



Donde β_I se define como: $\beta_I = \left.\dfrac{I'_f}{I'_o}\right|_{V_1=0}$

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

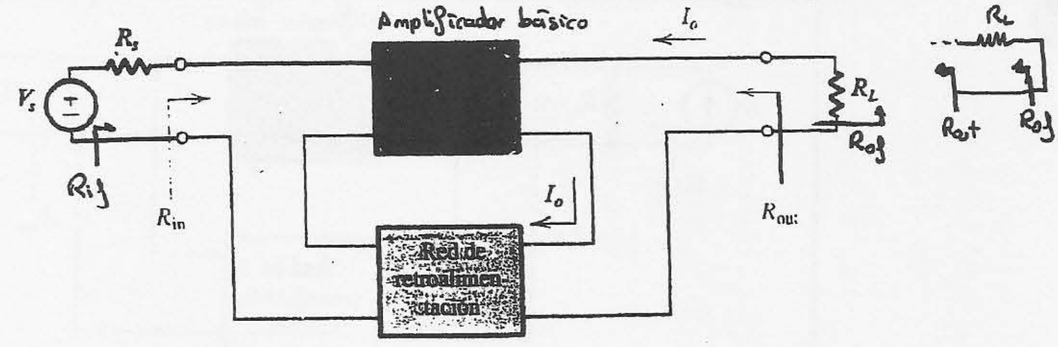
$$A_f = \frac{I_o}{I_s} = \frac{A_I}{1+A_I\beta_I} \qquad R_{if} = \frac{R_i}{1+A_I\beta_I} \qquad R_{of} = R_o(1+A_I\beta_I)$$

A partir de ellos podemos calcular:

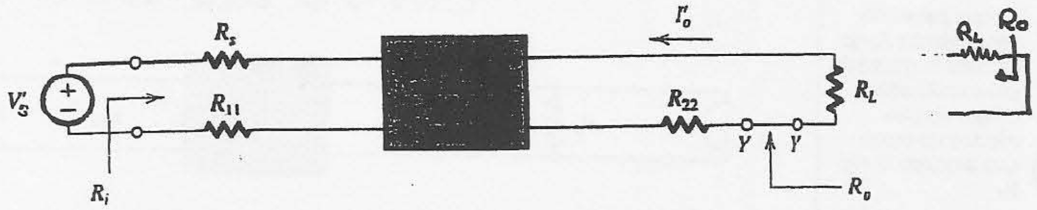
$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s} \qquad R_{out} = R_{of} - R_L$$

3.5 Configuración en serie-serie (corriente serie)

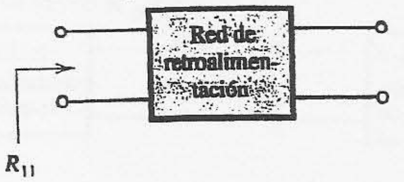
El diagrama de bloques de un amplificador realimentado en serie-serie es la siguiente:



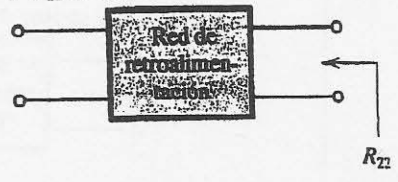
Cálculo de A_Y



donde R_{11} se obtiene de

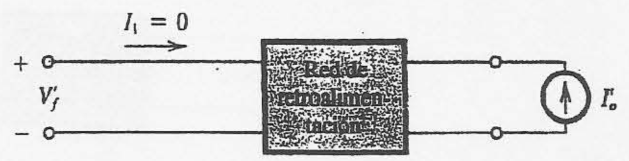


y R_{22} se obtiene de



Donde A_Y se define como: $A_Y = \dfrac{I'_o}{V'_S}$ (℧)

Cálculo de β_Z



Donde β_Z se define como: $\beta_Z = \left.\dfrac{V'_f}{I'_o}\right|_{I_1=0}$ (Ω)

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

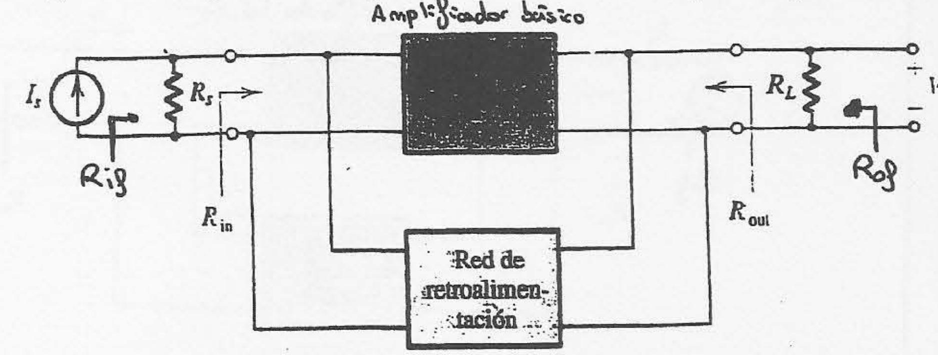
$$A_f = \frac{I_o}{V_s} = \frac{A_Y}{1 + A_Y\beta_Z} \qquad R_{if} = R_i(1 + A_Y\beta_Z) \qquad R_{of} = R_o(1 + A_Y\beta_Z)$$

A partir de ellos podemos calcular:

$$R_{in} = R_{if} - R_s \qquad R_{out} = R_{of} - R_L$$

3.6 Configuración en paralelo-paralelo (tensión paralelo)

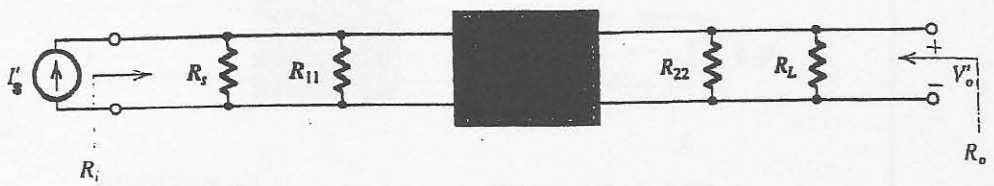
El diagrama de bloques de un amplificador realimentado en paralelo-paralelo es la siguiente:



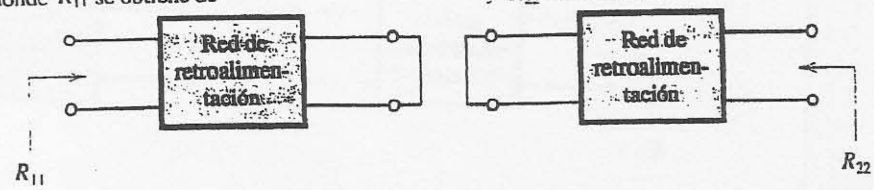
Cálculo de A_Z

Lo que hacemos para calcular A_Z es calcular la ganancia del amplificador básico con los efectos de carga que produce la red β_Y

Circuito en bucle abierto.

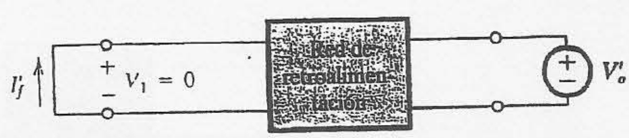


donde R_{11} se obtiene de y R_{22} se obtiene de



Donde A_Z se define como: $A_Z = \dfrac{V'_o}{I'_S}$ (Ω)

Cálculo de β_Y



Donde β_Y se define como: $\beta_Y = \left.\dfrac{I'_f}{V'_o}\right|_{V_1=0}$ (Ω)

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A_Z}{1+A_Z\beta_Y} \qquad R_{if} = \frac{R_i}{1+A_Z\beta_Y} \qquad R_{of} = \frac{R_o}{1+A_Z\beta_Y}$$

A partir de ellos podemos calcular:

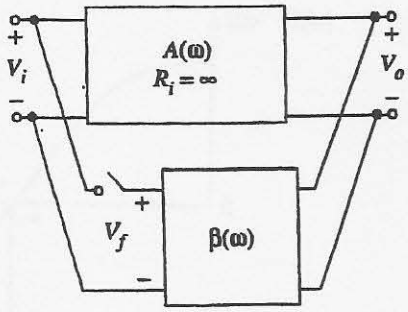
$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s} \qquad \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}$$

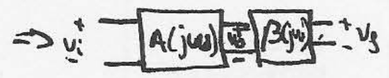
3.7 Osciladores senoidales

Los osciladores son circuitos inestables que sirven como generadores de ondas eléctricas. La inestabilidad es común a todos los circuitos osciladores; la mejor forma de entenderlo es con la teoría de realimentación positiva.

En la mayor parte de este capítulo hemos estado suponiendo que la red de realimentación es resistiva y que el factor β es constante, pero este no es siempre el caso

La estructura de realimentación paralelo-paralelo de la figura describe muchos osciladores senoidales. El amplificador de tensión con ganancia $A(w) = V_0/V_i$ proporciona la ganancia y la red de realimentación, esta vez viene definida como $\beta(w) = V_f/V_0$.





Ganancia de bucle:

$$\underbrace{A(j\omega)}_{\frac{V_o}{V_i}} \cdot \underbrace{\beta(j\omega)}_{\frac{V_f}{V_o}}.$$

Una representación del oscilador, como la de la anterior figura, difiere del diagrama del amplificador realimentado (visto en la página T-3.7). En este caso consideramos la ganancia A(w) como ganancia de tensión (no ganancia de transresistencia), $\beta(w)$ se define sin el concepto de realimentación a la entrada, la red de realimentación incluye los elementos reactivos (condensadores y bobinas) para proporcionar el desplazamiento de fase necesario para el realimentación positiva. Además, no hay fuente de señal externa. El interruptor nos ayuda a examinar la ganancia de lazo del circuito.

Criterio de Barkhausen

El criterio de Barkhausen establece que habrá oscilaciones senoidales a la frecuencia w_0 con el interruptor cerrado siempre que la ganancia de lazo con el interruptor abierto sea

$$\frac{V_f}{V_i} = A(jw_0)\beta(jw_0) = |A(jw_0)\beta(jw_0)|e^{j\phi(w_0)} = 1 \Rightarrow \begin{cases} |A(jw_0)\beta(jw_0)| = 1 \\ \phi(w_0) = 0 \end{cases}$$

Como el criterio de Barkhausen incluye una función de valores complejos implica dos condiciones para las oscilaciones, una condición de módulo y una condición de fase:

Si $|A(w_0)\beta(w_0)| > 1$ el circuito también oscila y además es de auto-arranque

- Usamos la **condición de módulo**

  $$|A(w_0)\beta(w_0)| = 1$$

  para probar si las oscilaciones pueden existir en un circuito dado. Si el módulo es mayor que la unidad el oscilador es de auto-arranque con las oscilaciones surgiendo e incrementando su amplitud hasta un determinado momento. Algunos circuitos osciladores necesitan de un generador de señal para arrancar, esto sucede cuando el módulo es exactamente igual a uno. Sin embargo los circuitos auto-arranque son los más normales.

- Suponiendo que las oscilaciones pueden ocurrir, la **condición de fase**

  $$\phi(w_0) = 0$$

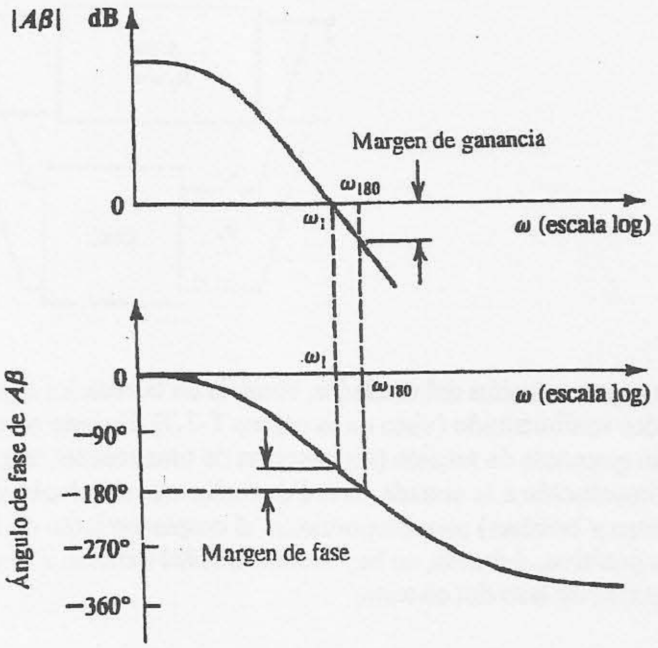
  determina la frecuencia de oscilación w_0 del circuito.

3.8 Estabilidad

La estabilidad y respuesta en frecuencia de un amplificador están determinados de manera directa por sus polos. Por lo tanto, investigaremos el efecto de la realimentación en los polos de un amplificador.

Lo primero que vamos a hacer es definir los conceptos de **margen de ganancia** y **margen de fase** gráficamente. Es importante resaltar que el diagrama que a continuación se muestra corresponde a un amplificador estable. En este caso tanto el margen de fase como el margen de ganancia se consideran positivos.

este diagrama corresponde a un amplificador estable



Analíticamente el margen de ganancia y el margen de fase se definen de la siguiente forma:

Margen de ganancia: $\boxed{MG = -|A\beta|_{dB}\,(\omega/\phi = -180^\circ)}$

Margen de ganancia: $\boxed{MF = 180^\circ + \phi(\omega/|A\beta|_{dB} = 0)}$

Decimos que un amplificador realimentado es **estable** si a la frecuencia en que su fase es −180° tiene una ganancia menor a 0 dB.

De otra forma, utilizando el margen de ganancia:

$$\boxed{\text{un amplificador realimentado es } \textbf{estable} \Leftrightarrow MG > 0}$$

Observaciones

- Un amplificador de un polo es estable para cualquier valor de β. Se dice que este amplificador es **incondicionalmente estable**.
- Un amplificador de dos polos también es incondicionalmente estable.

Estudio de estabilidad usando diagramas de Bode

- Lo primero que debemos hacer es **dibujar el diagrama de Bode** correspondiente al producto $A\beta$ (en módulo y fase). Para ello pueden suceder varias cosas:

  - Que nos den la función de transferencia de $A\beta$. Entonces solo tenemos que dibujar el diagrama de Bode. También puede suceder, incluso, que nos den el diagrama ya dibujado.
  - Que nos den la función de transferencia del circuito en lazo abierto A y que también nos den el valor de β y sea un número real (red de realimentación resistiva). En este caso redibujamos el diagrama de módulo con las mismas pendientes pero restándole (o, menos frecuentemente, sumándole) los decibelios de β. Es decir:

Normalmente, en vez de redibujar el diagrama entero lo que hacemos es mover el eje de 0 dB la cantidad que haga falta

$$|A\beta| = |A||\beta| \Rightarrow |A\beta|_{dB} = 20\log(|A||\beta|) = 20\log(|A|) + 20\log(|\beta|) =$$
$$= |A|_{dB} + |\beta|_{dB}$$

  En este caso el diagrama de fases no cambia por que la red β es real y no añade desfase.

  - Que nos den la función de transferencia (o el diagrama de Bode ya dibujado) del circuito en lazo abierto A y el valor de β sea un número complejo. Entonces además también hay que cambiar el diagrama de fases.

- Una vez que tenemos dibujado el diagrama de Bode de $A\beta$ **comprobamos si es o no estable**. Si es estable no se hace nada más. Si es inestable podemos compensar esa inestabilidad de varias formas. <u>Lo usual es que nos pidan compensar la inestabilidad con un margen de fase de 45°</u>. En lo que sigue supondremos que se da ese supuesto aunque nos pueden dar cualquier otra especificación (por ejemplo,otro valor para el margen de fase o un margen de ganancia) .

- Los métodos para **compensar la inestabilidad** son:

  <u>1.- Compensación por desplazamiento de polo</u>

  Jun'02 Ejercicio 3

  Se trata de desplazar el más pequeño de los polos de alta frecuencia hacia la izquierda para conseguir el margen de fase de 45°. Para ello nos fijamos donde vale –135° el diagrama de fase y en esa frecuencia obligamos a que el diagrama de módulo valga 0 dB. A partir de ahí reconstruimos el diagrama de módulo hacia derecha (sin ningún problema, conservando las pendientes) y hacia la izquierda (con cuidado ya que el primer polo de alta frecuencia ahora ya no está donde estaba antes, se ha "movido" hacia la izquierda). Encontraremos la nueva situación del polo cuando el diagrama de módulo interseque con la ganancia a frecuencias medias (que no ha variado). Una vez que hemos encontrado la nueva ubicación del polo se puede reconstruir el nuevo diagrama de fase.

  <u>2.- Compensación por adición de polo</u>

  Sep'98 Ejercicio 1

  Se trata de añadir un polo nuevo a la izquierda del más pequeño de los polos de alta frecuencia. Para ello comenzamos reconstruyendo el diagrama de fases 90 grados más debajo de donde estaba antes, ya que el nuevo polo introduce ese desfase. Ahora nos fijamos donde vale –135° el nuevo diagrama de fase y en esa frecuencia obligamos a que el diagrama de módulo valga 0 dB. A partir de ahí reconstruimos el diagrama de módulo teniendo en cuenta que ahora todas las pendientes tienen –20 dB/dec más que antes pues hay un polo nuevo. Al igual que en el caso anterior, el nuevo polo se encuentra donde la línea del diagrama de módulo interseque con la ganancia a frecuencias medias (que no ha variado).

  <u>3.- Compensación por disminución de la ganancia a frecuencias medias</u>

  Feb'97 Ejercicio 3

  En este caso los polos no cambian de sitio ni aparecen polos nuevos por lo que el diagrama de fase no cambia. Así pues nos fijamos donde vale –135° el diagrama de fase y en esa frecuencia obligamos a que el diagrama de módulo valga 0 dB. A partir de ahí reconstruimos el diagrama de módulo manteniendo iguales todas las pendientes, cuando alcancemos la pendiente cero tendremos el nuevo valor al que se ha reducido la ganancia en frecuencias medias.

TEMA 4: INTRODUCCIÓN A LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES INTEGRADOS

4.1 Efectos debidos a V_{IO} y a las corrientes de polarización I_{B+} e I_{B-}

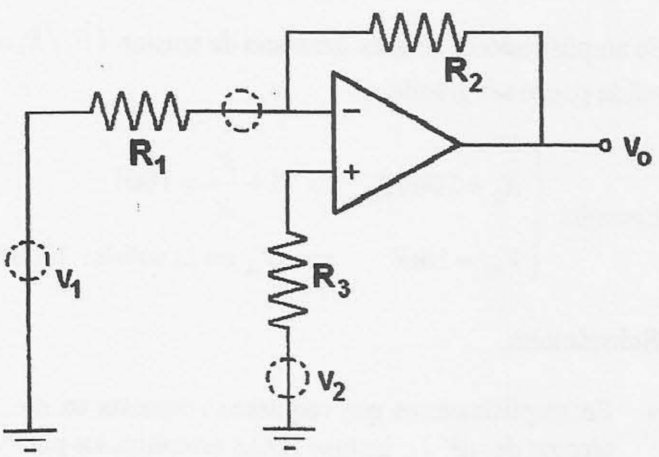
En este apartado vamos a modelar los efectos perjudiciales de la existencia de tensiones y corrientes de continua (d.c.) a la entrada de un A.O. Estos siempre se traducen en la aparición de una componente continua amplificada, no deseada, a la salida. Por supuesto, también veremos métodos típicos para poder evitar dichos efectos, o mitigarlos lo máximo posible.

4.1.1 Esquema general

Así, no te tomes los resultados finales aquí obtenidos como una máxima, pero toma nota del razonamiento analítico seguido.

A lo largo de los apuntes de este tema, desarrollaremos la explicación basándonos en el siguiente esquema circuital. Este nos sirve para comprender los aspectos más generales acerca de los efectos de la polarización de los terminales de los A.O.s, pero en el examen seguramente tendrás que enfrentarte a un circuito distinto (aunque obviamente parecido).

En la figura, v_1 y v_1 pueden ser señales alternas (a.c.) o continuas (d.c.), si bien vamos a suponer que lo deseable, en principio, es que se trate sólo de alternas, sin componente continua.



De cara a v_1, el AO trabaja en configuración inversora (*CAI*) y la salida es:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}\cdot v_1$$

A la ganancia de esta expresión, $\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$, se la conoce como "ganancia de ruido".

De cara a v_2, el AO trabaja en configuración no inversora (*CANI*) y la salida es:

$$v_o = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot v_2$$

Las señales v_1 y v_2 pueden existir simultáneamente si se desea, y v_o es la superposición de los efectos de v_1 y v_2 ya vistos:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}\cdot v_1 + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot v_2$$

Estos términos en d.c. a la salida, provocados por las componentes continuas a la entrada del A.O., se conocen como **Ruido D.C.**

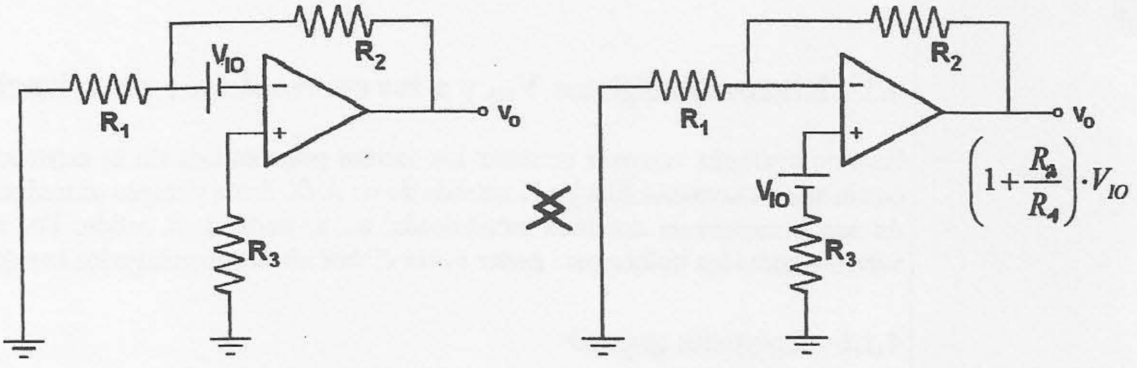
Siguiendo el mismo razonamiento de superposición de efectos, la componente continua (d.c.) que exista en las entradas del AO (tensión de offset a la entrada V_{IO} y corrientes de polarización de sus entradas (+) y (-): I_{B1} e I_{B2}) darán términos en d.c. a la salida que se sumarán a los debidos a v_1 y v_2.

V_{IO} también se conoce como tensión de OFFSET del amplificador.

4.1.2 Efecto debido a V_{IO}

Recuerda que $\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$ es la "ganancia de ruido".

Observa BIEN dónde colocamos la pila que modela a V_{IO}.



Como se puede apreciar en la figura, la tensión V_{IO} aparece a la salida, amplificada por la ganancia de ruido en d.c.

En amplificadores de gran ganancia de tensión $\left(R_2/R_1 >> 1\right)$ el término d.c. añadido a la salida puede ser grande.

Obviamente, esto puede suponer un problema importantísimo de diseño.

$$\text{Ejemplo:} \begin{cases} R_2 = 1000 R_1 & \Rightarrow \; 1+\dfrac{R_2}{R_1} = 1001 \\ V_{IO} = 1mV & \Rightarrow \; V_{dc} \text{ en la salida: } 1'001\, V \end{cases}$$

Soluciones:

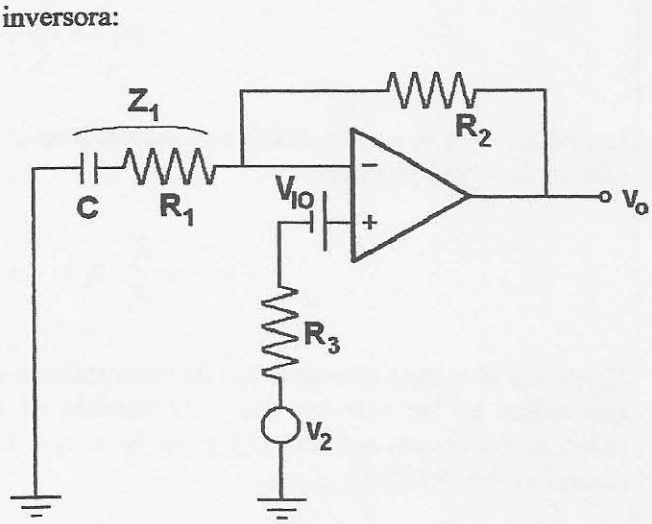
- En amplificadores que requieren respuesta en d.c. se buscan A.O.s de precisión (V_{IO} ~ cientos de μV) o incluso A.O.s estabilizados por "chopper" (V_{IO} efectiva $\approx 5-50\,\mu V$).
- En amplificadores donde sólo interesa amplificar señales alternas (como por ejemplo amplificadores de audio) se hace "**Realimentación selectiva en frecuencia**":

  β alta en d.c. $\Rightarrow$ Baja ganancia del amplificador en d.c.

  β baja en a.c. $\Rightarrow$ Alta ganancia del amplificador en a.c.

Ejemplos:

– Para ganancia no inversora:



Recuerda que en d.c. un condensador se comporta como un circuito abierto.

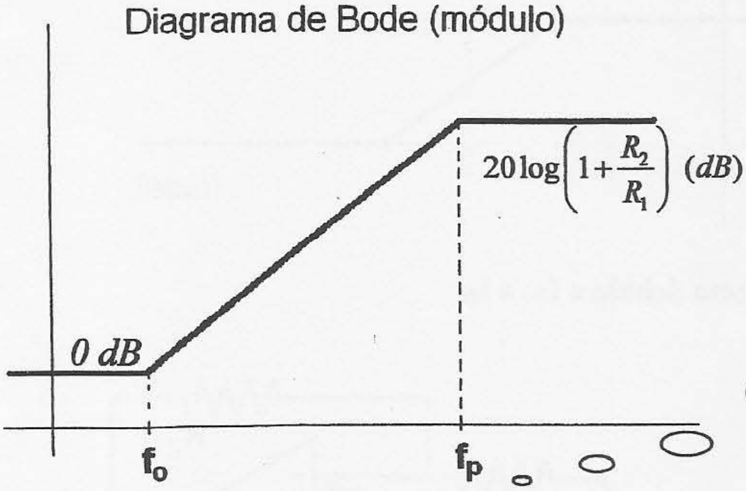
En d.c. tanto para v_2 como para V_{IO}, tenemos un seguidor de tensión $\left(\beta_{V_{dc}} = 1\right)$. Por ello, a la salida aparece $V_{IO} \cdot 1 = V_{IO}$ sin amplificar.

En cambio, la ganancia en a.c. pasa a ser $\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)$ a partir de cierta frecuencia f_p.

Tenemos:

$$\frac{v_o}{v_2} = 1 + \frac{R_2}{Z_1(j\omega)} = \frac{1+j\dfrac{f}{f_O}}{1+j\dfrac{f}{f_P}}$$

El siguiente diadrama de Bode puede ayudar a aclarar el concepto:



$$f_P = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

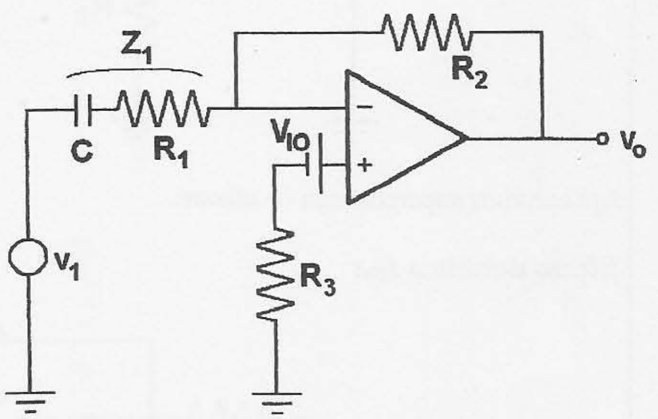
$$f_O = \frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C}$$

DISEÑO:

$$f_{C\inf} = f_P$$

– Para ganancia inversora:

Es el mismo circuito pero excitado por v_1.

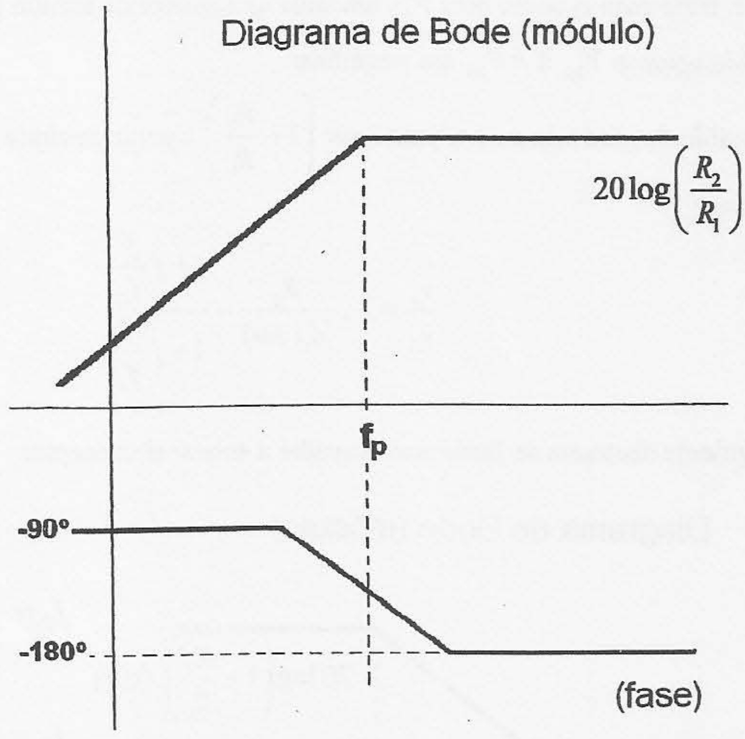


Recuerda de nuevo que en d.c. un condensador se comporta como un circuito abierto.

Nuevamente, en d.c. para V_{IO}, tenemos un seguidor de tensión $\left(\beta_{V_{dc}} = 1\right)$, por lo que a la salida aparece $V_{IO} \cdot 1 = V_{IO}$ sin amplificar.

En a.c. la ganancia será:

$$\frac{v_O}{v_1}(j\omega) = \left(\frac{-R_2}{Z_1(j\omega)}\right) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega R_1 C}{1+j\omega R_1 C}$$

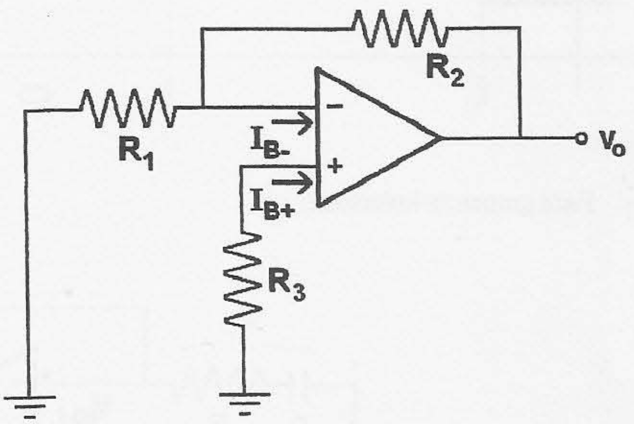


$$f_P = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Esos 180 º de fase a partir de la frecuencia f_P ponen de manifiesto que se trata de un inversor.

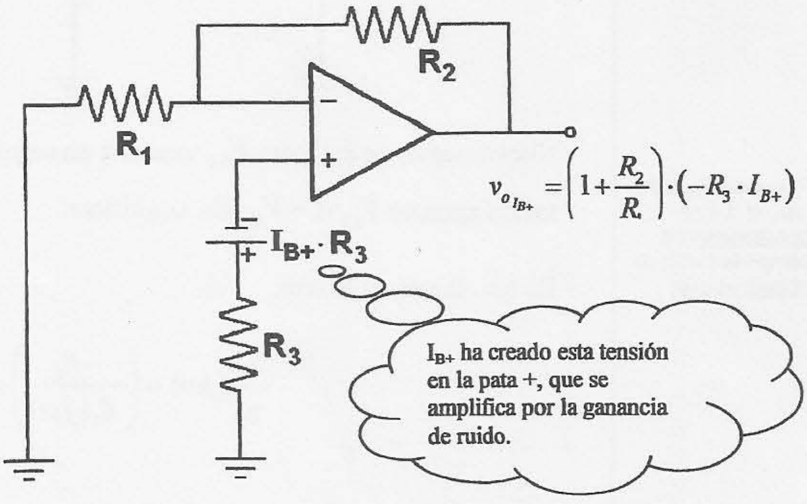
4.1.3 Efecto debido a I_{B+} e I_{B-}

Tenemos:



Aplicaremos superposición de efectos:

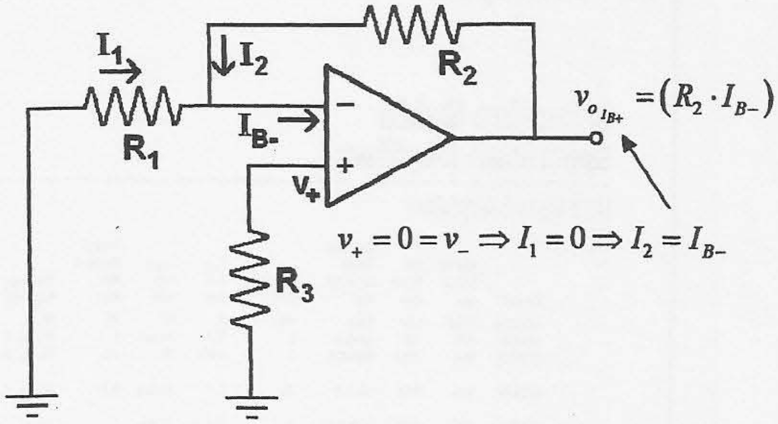
Efecto debido a I_{B+}:



$$v_{o_{I_{B+}}} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot(-R_3\cdot I_{B+})$$

I_{B-} e I_{B+} se conocen como corrientes de polarización.

Efecto debido a I_{B-}:



$$v_{o\,I_{B+}} = (R_2 \cdot I_{B-})$$

$$v_+ = 0 = v_- \Rightarrow I_1 = 0 \Rightarrow I_2 = I_{B-}$$

Solución:

Como vemos, los signos de los efectos en la salida debidos a I_{B+} e I_{B-} son opuestos, luego tienden a cancelarse en parte. Nuestro trabajo es aquí "ayudarles" a que se cancelen lo máximo posible. Asumiendo $I_{B+} = I_{B-}$ podemos incluso intentar que el efecto sea nulo.

$$\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot(-R_3\cdot I_{B+}) + R_2 I_{B-} \stackrel{?}{=} 0 \quad \stackrel{I_{B+}=I_{B-}}{\Rightarrow} \quad \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot R_3 = R_2$$

Observa como, en el caso que estamos estudiando, particularizando para $V_O = 0$, las impedancias vistas por las patas del A.O. son:

$Z_+ = R_3$

$Z_- = R_1 // R_2$

Sin más que igualarlas, tenemos la solución.

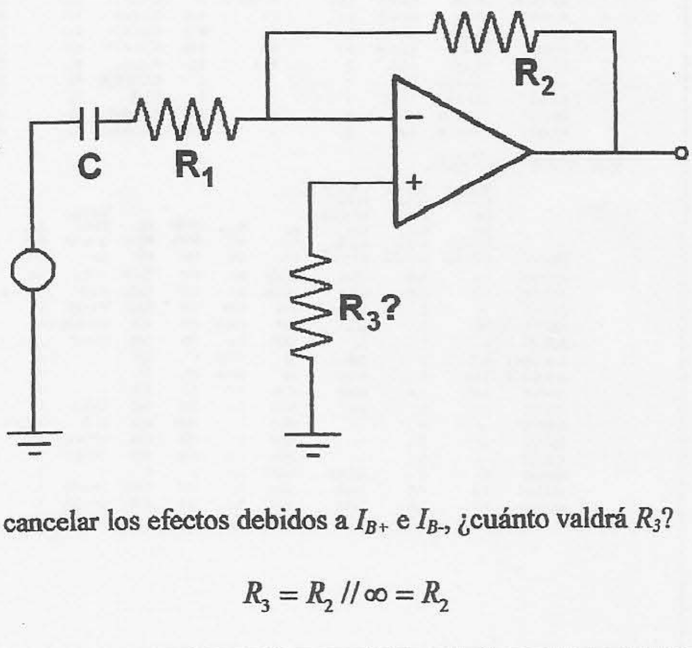
Obteniendo así la condición: $\boxed{R_3 = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2}$

Esta condición hay que aplicarla con mucho cuidado, siempre pensando en d.c.

IMPORTANTE: Existe una **regla general** que nos puede ayudar mucho a la hora de calcular esta solución: *el efecto en d.c. producido por las corrientes de polarización I_{B+} e I_{B-} se anula ($V_O = 0$) si las impedancias "vistas" por las patas del A.O., en d.c., son iguales.*

Aplicaremos esta regla cuando las impedancias "vistas" por las patas del A.O. sean sólo resistivas.

Ejemplo:



Ojo! Para este circuito tienes que pensar en d.c. donde, gracias al condensador, la resistencia R_1 se queda en circuito abierto, lo que modelamos como que $R_1 = \infty$

En la figura, para cancelar los efectos debidos a I_{B+} e I_{B-}, ¿cuánto valdrá R_3?

$$R_3 = R_2 // \infty = R_2$$

1-4 efectos debidos a V_{IO}
5-6 Efectos debidos a I_{B^+} e I_{B^-}
7-9 Realimentación selectiva en frecuencias

EFECTOS DEBIDOS A V_{IO} Y A LAS CORRIENTES DE POLARIZACIÓN I_{B+} e I_{B-}

1

ESQUEMA MÁS GENERAL (DE LOS SENCILLOS):

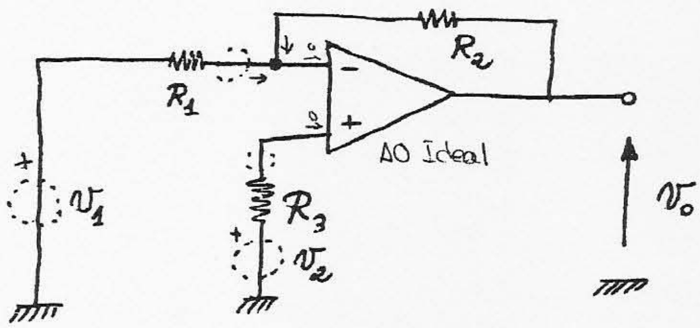


FIGURA 1

De cara a v_1, el AO trabaja en conf. amplif. inversora (**CAI**) y la salida es: $\boxed{v_0 = (-R_2/R_1) \cdot v_1}$ $\Rightarrow$ [Nudo: $\frac{v_1 - 0}{R_1} + \frac{v_0 - 0}{R_2} = 0$]

De cara a v_2, el AO trabaja en config. amplif. no-inversora (**CANI**) cuya ganancia (denominada ganancia de ruido) es:

$$\boxed{v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_2}$$

$\Rightarrow$ Nudo: $\left[\frac{0 - v_2}{R_1} + \frac{v_0 - v_2}{R_2} = 0\right]$

Las señales v_1 y v_2 pueden existir simultáneamente si se desea y v_0 es la superposición de los efectos de v_1 y v_2 ya vistos $[v_0 = -(R_2/R_1) v_1 + (1 + R_2/R_1) \cdot v_2]$ siendo v_1 y v_2 señales alternas (a.c.) o continuas (d.c.).

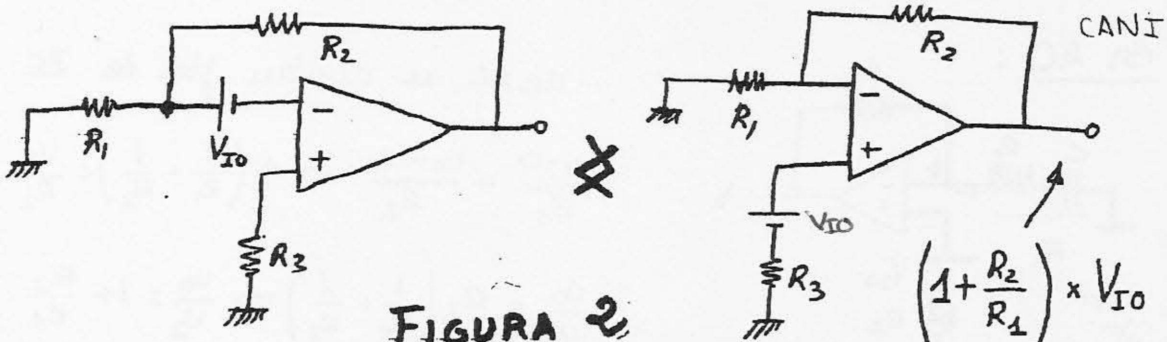
Por esta misma superposición de efectos, las servidumbres (defectos) del A.O. en d.c. (tensión de offset a la entrada V_{IO} y corrientes

(Un efecto nocivo a la entrada repercute a la salida)

de polarización de sus entradas (+) y (-): I_{B+} e I_{B-}) ②
darán términos d.c. a la salida que se sumarán a los debidos a v_1 o v_2.

Estudiamos éste

EFECTO DEBIDO A V_{IO}: (V_{IO} efecto nocivo)



$$\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \times V_{IO}$$

Expresión CANI vista en la pág. anterior

FIGURA 2

Es decir: la V_{IO} aparece a la salida amplificada por la ganancia de ruido en d.c.

En amplificadores de gran ganancia en tensión ($R_2/R_1 \gg 1$) el término d.c. añadido a la salida puede ser grande.

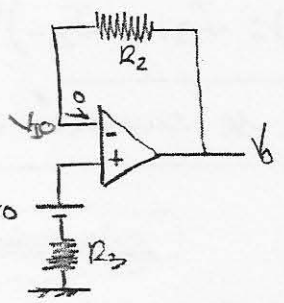
Ejemplo: $R_2 = 1000\,R_1 \Rightarrow (1+R_2/R_1) = 1001$

$V_{IO} = 1\,mV \Rightarrow V_{dc}$ en la salida: 1'001 VOLTIOS

Soluciones:

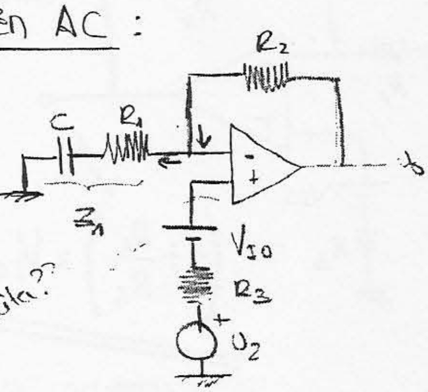
En aplicaciones que requieren respuesta desde d.c.: buscar A.O.s de precisión (V_{IO} ~ cientos de μV) e incluso A.O.s estabiliz. por "chopper" (V_{IO} efectiva $\simeq 5-50\,\mu V$)

En DC:



$\Rightarrow \boxed{V_o = V_{OI}}$ ~~Luego~~ → En DC V_{OI} no se amplifica, seguidor de tensión

En AC:



se quita??

En AC, se anulan ftes de DC:

$$\frac{v_2-0}{Z_1} = \frac{v_0-v_2}{R_2} \Rightarrow v_2\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{R_2}\right)=\frac{v_0}{R_2}$$

$$\frac{v_0}{v_2} = R_2\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{R_2}\right) \Rightarrow \underbrace{\frac{v_0}{v_2}=1+\frac{R_2}{Z_1}}_{\text{CANI}}$$

$$\frac{v_0}{v_2} = 1+\frac{R_2}{R_1+\frac{1}{j\omega C}} = 1+\frac{R_2}{\frac{j\omega CR_1+1}{j\omega C}} = 1+\frac{j\omega CR_2}{1+j\omega CR_1} =$$

$$= \frac{1+j\omega CR_1+j\omega CR_2}{1+j\omega CR_1} = \frac{1+j\omega C(R_1+R_2)}{1+j\omega CR_1} =$$

Pág. T.24

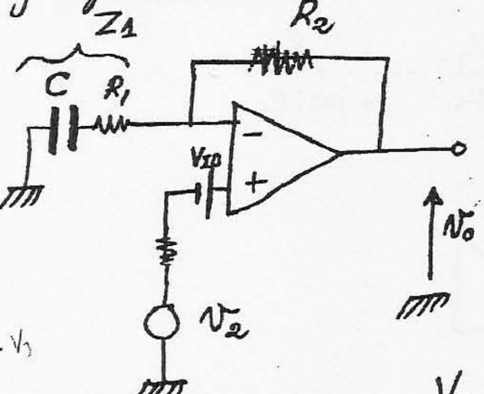
$$= \frac{1+j\frac{\omega}{1/C(R_1+R_2)}}{1+j\frac{\omega}{\frac{1}{CR_1}}} = \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_P}} = \frac{1+j\frac{2\pi f}{2\pi f_0}}{1+j\frac{2\pi f}{2\pi f_P}} =$$

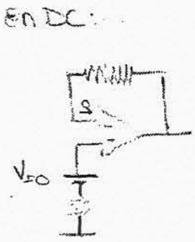
$$= \frac{1+j\frac{f}{f_0}}{1+j\frac{f}{f_P}}$$

En aplicaciones donde sólo interesa amplificar señales ③
alternas (ej: audio) $\Rightarrow$ Realimentación selectiva en frecuencia (Ver p. 7, 8,

$$\begin{cases} \beta \text{ alta en d.c.} \Rightarrow \text{Baja ganancia del A.O. en d.c.} \\ \beta \text{ bajo en a.c.} \Rightarrow \text{Alta ganancia del A.O. en a.c.} \end{cases}$$

Ejemplos : 1 $\longrightarrow$ Para ganancia no inversora





En d.c., tanto para v_2 como para V_{IO}, tenemos un seguidor de tensión ($\beta_{Vdc} = 1$)

Por ello, a la salida aparece $V_{IO} \times 1 = V_{IO}$ sin amplificar.

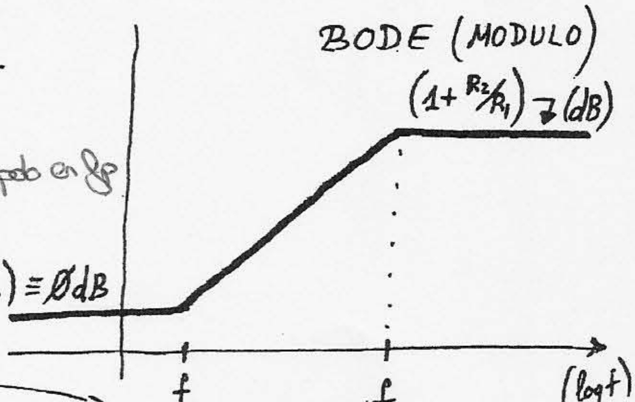
FIGURA 3

La ganancia en a.c. pasa a ser $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ a partir de cierta frecuencia f_p. Tenemos:

$$\frac{v_o}{v_2} = 1 + \frac{R_2}{Z_1(j\omega)} = \underbrace{\frac{1 + j\, f/f_o}{1 + j\, f/f_p}}_{\text{cero en } f_o \text{ y polo en } f_p}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_1 C}$$

$$\omega_o = \frac{1}{(R_1 + R_2)\cdot C}$$



DISEÑO: $f_{c\,inf} = f_p$

(*) Demostración:

En DC: $V_O = V_I$

En AC: (anulamos las ftes de DC, $V_{IO}=0$)

Nudo. $\frac{v_1 - 0}{Z_1} + \frac{v_0 - 0}{R_2} = 0 \Rightarrow \frac{v_1}{Z_1} + \frac{v_0}{R_2} = 0$

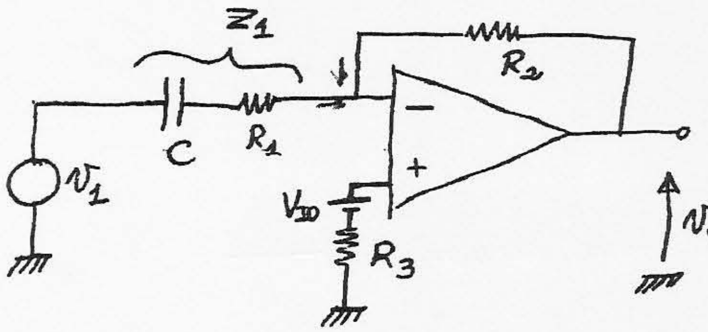
$$\Rightarrow \frac{v_0}{v_1} = -\frac{R_2}{Z_1} \Rightarrow \frac{v_0}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{-R_2}{\frac{j\omega CR_1 + 1}{j\omega C}}$$

$$\Rightarrow \frac{v_0}{v_1} = -\frac{j\omega CR_2}{1 + j\omega CR_1} = -\frac{R_1}{R_1}\,\frac{j\omega CR_2}{1 + j\omega CR_1} =$$

$$\boxed{= -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{j\omega CR_1}{1 + j\omega CR_1},}$$

Ejemplo 2: → para ganancia inversora

Para ganancia inversora, es el mismo circuito pero ahora excitado por v_1. Tenemos:



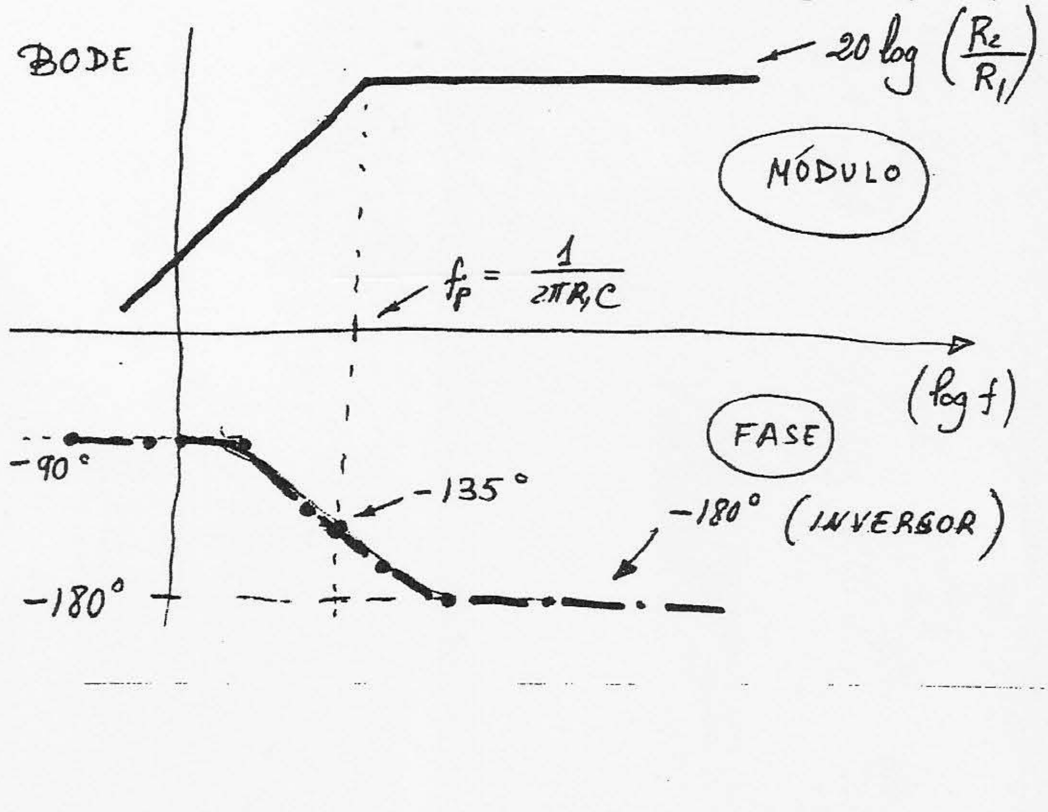
Ver demostración (*)

En d.c. y para V_{IO} tenemos un seguidor de tensión, por lo que a la salida aparece $\boxed{V_{IO} \times 1 = V_{IO}}$ sin amplificar.

En a.c. la ganancia será:

$$\frac{v_o}{v_1}(j\omega) = \frac{-R_2}{Z_1(j\omega)} = \frac{-R_2}{R_1} \times \underbrace{\frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 C}}_{\text{cero en } f_0 = 0 \text{ y polo en } f_p = \frac{1}{2\pi RC}}$$

BODE

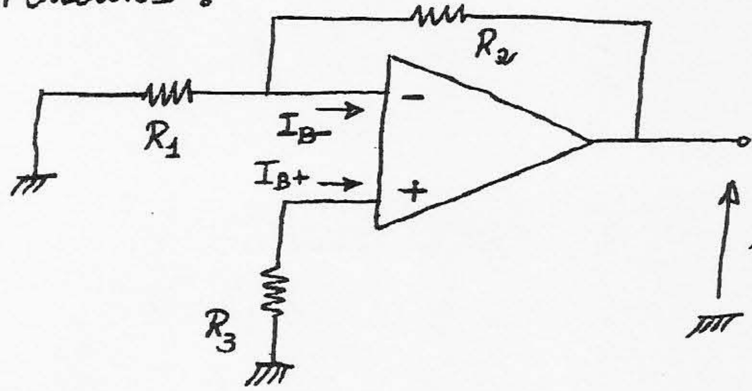


Hasta aquí los efect debidos al offset, a partir de ahora los debidos a las corrientes de polarización I_{B+}, I_{B-}

EFECTOS DEBIDOS A I_{B+} e I_{B-}

(5)

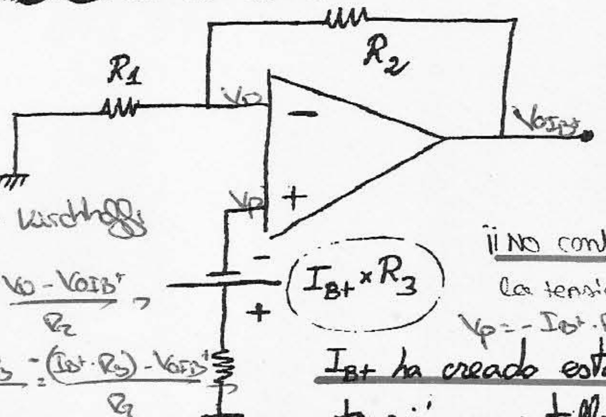
Tenemos:



Aplicaremos superposición de efectos (junto con ITV(sc))

Igualdad de Tensiones Virtual

Efecto debido a I_{B+}:



$$\left[V_{0_{I_{B+}}} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(-R_3 \cdot I_{B+}\right)\right]$$

Estructura CANI

¡¡No confundir con la tensión de offset!!

$V_p = -I_{B+} \cdot R_3 = V_0$

I_{B+} ha creado esta tensión en patilla (+) que se amplifica por

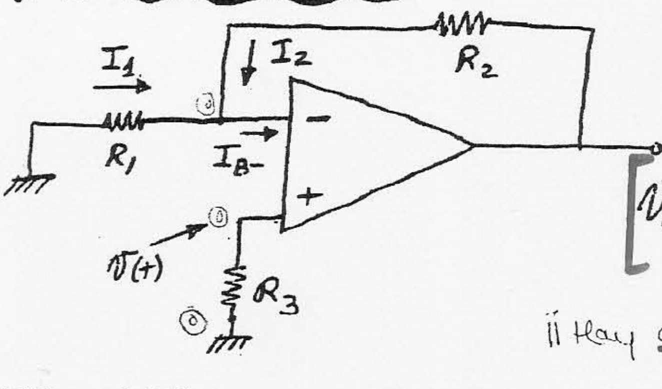
Aplicando Kirchhoff:

$\frac{0 - V_0}{R_1} = \frac{V_0 - V_{OIB^+}}{R_2} \Rightarrow$

$\Rightarrow \frac{I_{B^+} \cdot R_3}{R_1} = \frac{(I_{B^+} \cdot R_3) - V_{OIB^+}}{R_2}$

$\rightarrow \left[V_{OIB^+} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(-I_{B^+} \cdot R_3\right)\right]$

Efecto debido a I_{B-}:



$V(+) = \emptyset = V(-) \Rightarrow I_1 = \emptyset \Rightarrow$

$\Rightarrow I_2 = I_{B-} \Rightarrow$

$$\left[V_{0_{I_{B-}}} = \left(+R_2 \cdot I_{B-}\right)\right]$$

¡¡Hay corto cto virtual!!

Como vemos, los signos de los efectos en la salida debidos a I_{B+} e I_{B-} son opuestos, luego tienden a cancelarse en parte. ⑥

Ayudemosles a que se cancelen lo más posible. Asumiendo $I_{B+} = I_{B-}$ podemos intentar que el efecto total sea nulo.

$$\left[\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot\left(-R_3\cdot I_{B+}\right) + R_2\, I_{B-} \overset{?}{=} \emptyset\right] \Rightarrow \quad I_{B+} = I_{B-}$$

$V_{O_{I_{B^+}}} + V_{O_{I_{B^-}}}$

Superposición para $V_{O_{I_{B^-}}}$ y $V_{O_{I_{B^+}}}$ $\xrightarrow{\text{donde}}$ queremos que $[V_{O_{I_{B^-}}} + V_{O_{I_{B^+}}} = 0]$

$$\left(\frac{\cancel{1}+R_2}{R_1}\right)\cdot R_3 = R_2 \Rightarrow$$

Nota:

$Z_+ = R_3$

$Z_- = R_1 // R_2$

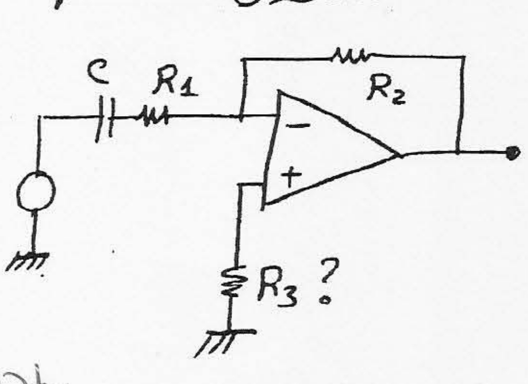
$Z_+ = Z_- \rightarrow$

$\rightarrow R_3 = R_1 // R_2$

$$\left[\boxed{R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad \cancel{\equiv} \quad \boxed{R_3 = R_1 // R_2}\right]$$

$\xrightarrow[\text{son}]{\text{las conds}}$ Condiciones para cancelar I_{B^+}, I_{B^-}

* Aplicación juiciosa de esto (aplicarlo en d.c.)



¿ Cuánto valdrá R_3 ?

$$\left[R_3 = R_2 // \infty = \underline{\underline{R_2}}\right]$$

Nota:
Para este tipo de prob considerar $V_{FD}=0$ y $V_d = V_+ - V_-$, de donde obtenemos las cond. para cancelar I_{B^+}, I_{B^-}

¡OJO! para cancelar efectos debidos a I_{B+} e I_{B-}

PENSAR, MIRAR EN d.c.

Nota:
El efecto en DC prod por las corrientes de polarización se anula ($V_O=0$) si las imp. vistas por las patas del AO en DC son iguales $\xrightarrow[\text{caso}]{\text{en nuestro}}$

$Z_+ = R_3$

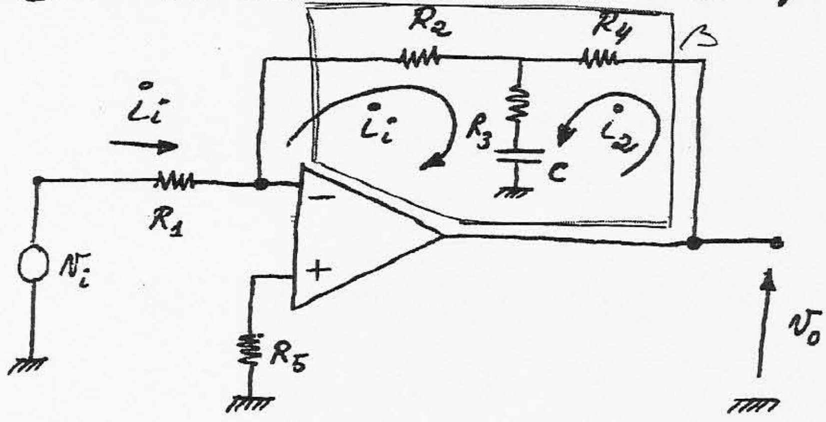
$Z_- = \left(\frac{1}{j\omega C} + R_1\right) // R_2 = R_2$, con $\frac{1}{j\omega C} + R_1 = \infty$

$Z_+ = Z_-$ luego $R_3 = R_2$

T.G.S.

Nota:
Mucho ojo esto sale en los apuntes de clase

Realimentación selectiva en frecuencia con red β en "T". (7)



RN ⇒

ITV (sc) ⇒

$$i_i = \frac{V_i}{R_1}$$

¡¡ Análisis por mallas !!

$$i_i\left(R_2+R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)+i_2\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)=0 \quad (\text{Malla } 1)$$

$$i_i\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)+i_2\left(R_4+R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)=V_o \quad (\text{Malla } 2)$$

INCISO

Qué tiene que salir en d.c. : $V_o = \frac{-(R_2+R_4)}{R_1} V_i$ $\left(\begin{matrix}\text{CONFIGURAC.}\\ \text{CAI}\end{matrix}\right)$

De malla (1) : $i_2 = -i_i\left[\frac{R_3+1/j\omega C}{R_2+R_3+\frac{1}{j\omega C}}\right]^{-1}$ y poniendo esto en la ecuación de Malla (2) :

$$i_i\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)-i_i\,\frac{R_2+R_3+\frac{1}{j\omega C}}{R_3+\frac{1}{j\omega C}}\cdot\left(R_4+R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)=V_o$$

$$\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)-\frac{\left[(R_2+R_3)+\frac{1}{j\omega C}\right]\times\left[(R_4+R_3)+\frac{1}{j\omega C}\right]}{\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)}=\frac{V_o}{i_i}=\frac{V_o}{V_i}\cdot R_1$$

(8)

$$\frac{\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)^2-\left[(R_2+R_3)+\frac{1}{j\omega C}\right]\cdot\left[(R_4+R_3)+\frac{1}{j\omega C}\right]}{\left(R_3+\frac{1}{j\omega C}\right)\cdot R_1}=\frac{v_o}{v_i}$$

$$\frac{\left(1+j\omega R_3C\right)^2\cdot\left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2-\left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2\cdot\left[1+j\omega C(R_2+R_3)\right]\cdot\left[1+j\omega C(R_4+R_3)\right]}{\frac{1}{j\omega C}\left(1+j\omega CR_3\right)\cdot R_1}=\frac{v_o}{v_i}$$

$$\frac{\left(1+j\omega R_3C\right)^2-\left[1+j\omega C(R_2+R_3)\right]\cdot\left[1+j\omega C(R_4+R_3)\right]}{j\omega R_1C\cdot\left(1+j\omega R_3C\right)}=\frac{v_o}{v_i}=$$

$$=\frac{\left(1+j\omega R_3C\right)^2-\left[1+j\omega C(R_2+R_3)+j\omega C(R_4+R_3)+(j\omega C)^2\cdot(R_2+R_3)(R_4+R_3)\right]}{j\omega R_1C\left(1+j\omega R_3C\right)}$$

$$=\frac{2j\omega CR_3+(j\omega CR_3)^2-j\omega C\left(R_2+2R_3+R_4\right)-(j\omega C)^2\cdot(R_2+R_3)\cdot(R_4+R_3)}{j\omega C\cdot R_1\cdot\left(1+j\omega R_3C\right)}$$

$$=\frac{2R_3+j\omega CR_3^2-\left(R_2+2R_3+R_4\right)-j\omega C\left(R_2+R_3\right)\left(R_4+R_3\right)}{R_1\cdot\left(1+j\omega R_3C\right)}=\frac{v_o}{v_i}$$

Veamos si vamos bien ....

a) dimensiones : $\frac{\Sigma\,\Omega}{\Omega}\rightarrow$ adimensional OK

b) $\omega\rightarrow 0\quad \frac{v_o}{v_i}\rightarrow -\frac{(R_2+R_4)}{R_1}$ como predijimos – (inciso)

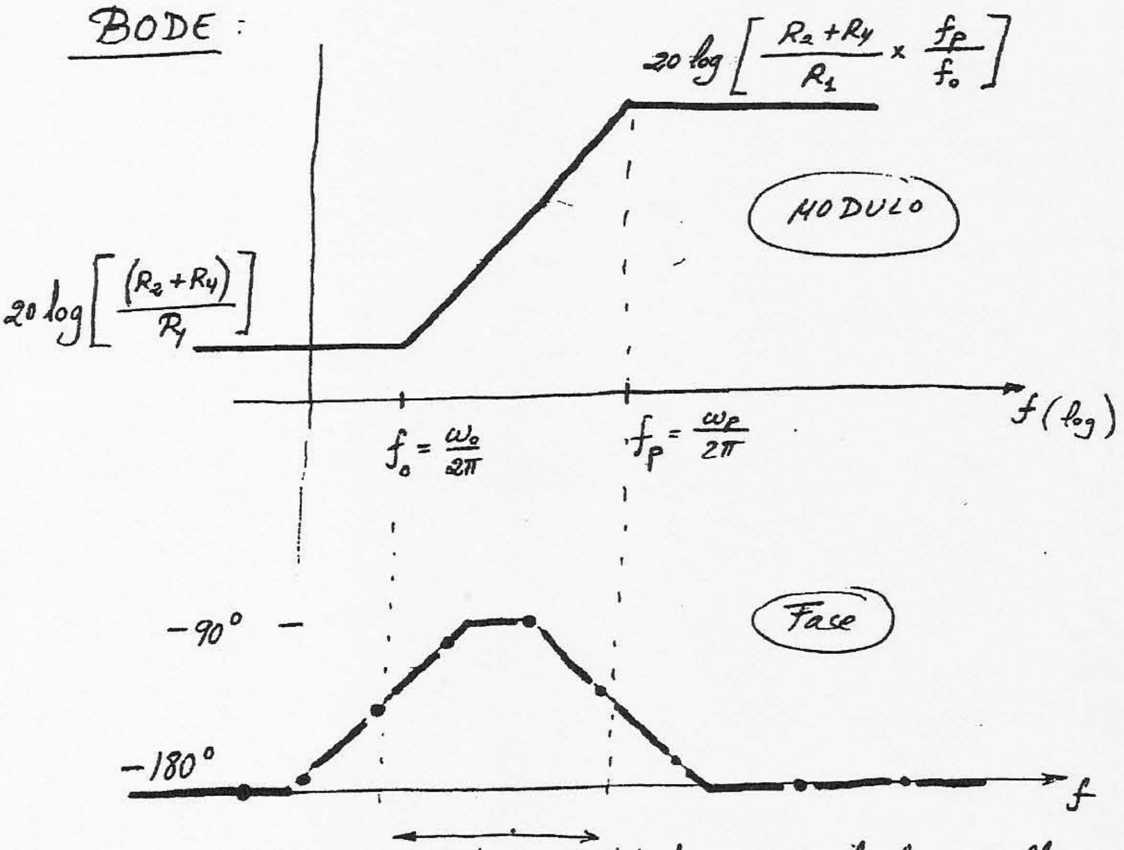
Podemos seguir ....

(9)

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-(R_2+R_y) - j\omega C\,(R_2R_y + R_2R_3 + R_3R_y)}{R_1\cdot(1+j\omega R_3 C)}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-(R_2+R_y)}{R_1} \times \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_o}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}} \quad \begin{cases} \omega_o = \dfrac{1}{C\cdot\dfrac{R_2R_y+R_2R_3+R_3R_y}{R_2+R_y}} \\ \omega_p = \dfrac{1}{R_3C} = 2\pi f_p \end{cases}$$

BODE:

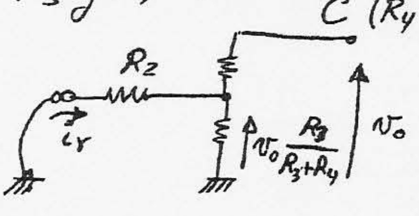


más de 2 décadas, si no, la fase no llega a acercarse a $-90°$...

Comprobación adicional: si $R_2 >> R_3$ y $R_y \Rightarrow \omega_o \approx \dfrac{1}{C\,(R_y+R_3)}$

por lo que $\dfrac{f_p}{f_o} \approx \dfrac{R_y+R_3}{R_3} = 1+\dfrac{R_y}{R_3}$

que corresponde a:

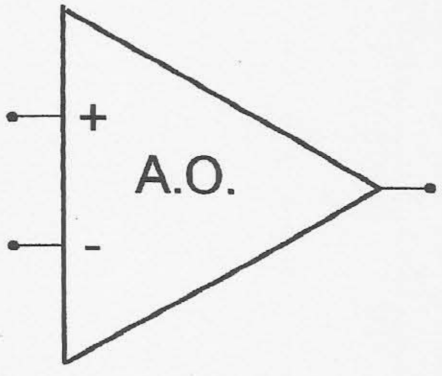


APÉNDICE 1: A.O. NO IDEAL EN PEQUEÑA SEÑAL a frec. medias.

¡IMPORTANTE! En este apéndice tratamos el Amplificador Operacional (A.O.) NO IDEAL.

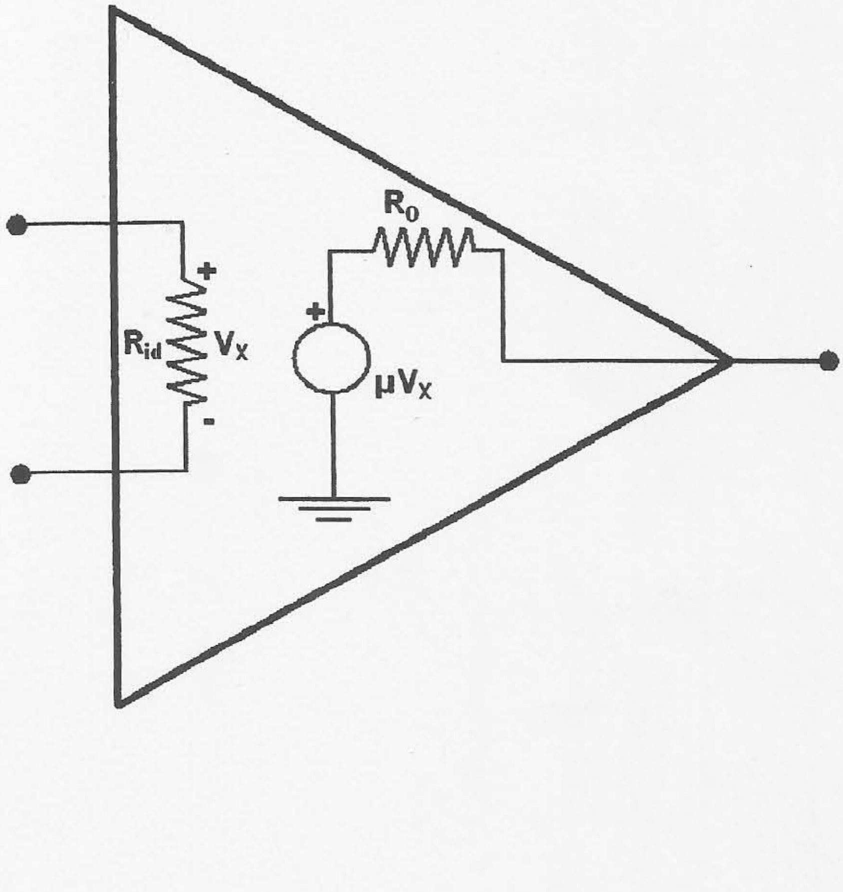
En esta asignatura es muy importante el Amplificador Operacional (A.O.), en todos los apartados del temario. Además del modelo ideal, tratado en asignaturas anteriores (como IACR), y usado también en algunos problemas de este curso, es importante que tengamos claro el **circuito equivalente del Amplificador Operacional en pequeña señal**, cuando dicho amplificador **no** es **ideal**.

Dado el símbolo electrónico del A.O.:



Es importante que te fijes en la colocación de los signos a la entrada del amplificador operacional, puesto que darán el sentido de la tensión V_X del circuito equivalente en pequeña señal.

El circuito equivalente en pequeña señal es:



APÉNDICE 2: NOTAS SOBRE REALIMENTACIÓN

Este apéndice es un complemento a la primera parte del tema 3.

En este apéndice vamos a estudiar algunas reglas mnemotécnicas que nos ayuden a saber aplicar a cada topología de realimentación, su correcto análisis, según lo estudiado acerca de las cuatro topologías en el método aproximado de análisis de circuitos realimentados.

1 Nomenclatura

Recuerda que la otra nomenclatura usada sigue la forma:

"Magnitud de salida – Topología de entrada". Así, nuestro ejemplo también se puede llamar:

Corriente - Paralelo

La nomenclatura más usada sigue la forma:

TOPOLOGÍA ENTRADA – TOPOLOGÍA SALIDA

Como por ejemplo: "Paralelo – serie" (Paralelo a la entrada, y Serie a la salida)

2 Magnitudes muestreadas y comparadas

Recuerda que en un circuito realimentado, se dice que la magnitud de salida se muestrea, y se compara con la de entrada

ETAPA / TOPOLOGÍA	ENTRADA	SALIDA
SERIE	v_S	i_O
PARALELO	i_S	v_O

3 Magnitudes de A, A' y β

Puedes encontrar las definiciones de estas ganancias en el tema 3.

$$<A> = <A'> = \frac{<salida>}{<entrada>}$$

Esta es la magnitud que nos da el nombre del amplificador:

- $\frac{tensión}{tensión}$ ≡ Amplificador de **tensión** (V)
- $\frac{tensión}{corriente}$ ≡ Amplificador de transimpedancia ó **transresistencia** (Z)
- $\frac{corriente}{tensión}$ ≡ Amplificador de **transadmintancia** (Y)
- $\frac{corriente}{corriente}$ ≡ Amplificador de **corriente** (I)

Los subíndices de las ganancias A' y β los pondremos en función de su magnitud. Así por ejemplo, un valor A'_Y será la ganancia en bucle abierto de un amplificador realimentado de transadmintancia, es decir, un serie – serie.

$$<\beta> = \frac{<entrada>}{<salida>}$$

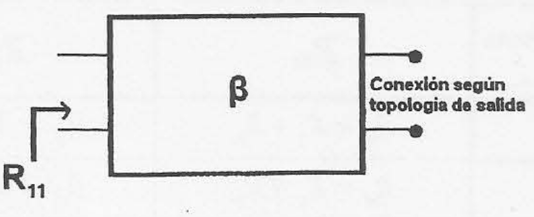
4 Cálculo de R_{11} y R_{22}

Las conexiones, según la topología, a las que se refieren las imágenes son:

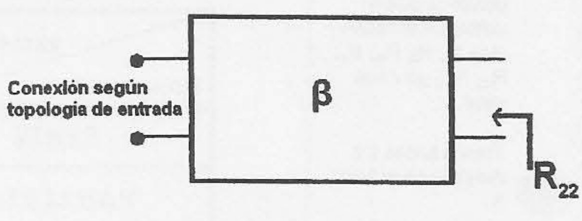
PARALELO: c.c.

SERIE: c.a.

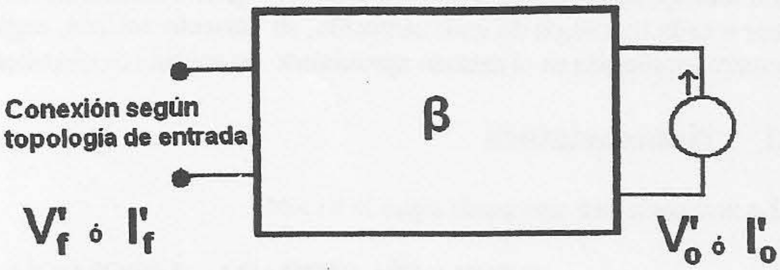
- R_{11}



- R_{22}



5 Cálculo de β



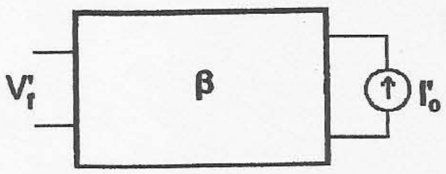
– A la salida de la red β conectamos un generador de la misma magnitud que la muestreada en el amplificador realimentado (magnitud de salida), siempre hacia arriba.

– A la entrada de la red β dejamos la conexión que corresponda a la topología de entrada (c.a. para serie, c.c. para paralelo) , y mediremos en dicha conexión una magnitud similar a la comparada a la entrada del amplificador realimentado.

– Calcularemos la β siempre, a partir de este circuito, como: $\beta = \dfrac{entrada}{salida}$

Así, por ejemplo, para un circuito SERIE – SERIE, tendremos:

Observa en el ejemplo como el subíndice de esta β es Z, porque su magnitud es la de una resistencia.



Donde calcularemos el valor de β:

$$\beta_Z = \frac{entrada}{salida} = \frac{V'_f}{I'_o}$$

---

6 Parámetros del amplificador realimentado

- ***A*** $\quad A = \dfrac{A'}{1 + A'\beta}$

- ***R_if*** y ***R_of***

RESISTENCIA / TOPOLOGÍA	R_{if}	R_{of}
SERIE	$R_{if} = R_i\left(1 + A'\beta\right)$	$R_{of} = R_o\left(1 + A'\beta\right)$
PARALELO	$R_{if} = \dfrac{R_i}{1 + A'\beta}$	$R_{of} = \dfrac{R_o}{1 + A'\beta}$

Es muy importante tener bien clara la disposición de cada una de estas resistencias según la topología, tanto las correspondientes al circuito realimentado, como al circuito en bucle abierto.

Esto es, es indispensable que domines dónde están las resistencias R_i, R_{if}, R_{in}, R_o, R_{of}, R_{out} en cada caso.

Tienes todos los detalles en el tema 3.

- ***R_in*** y ***R_out***

RESISTENCIA / TOPOLOGÍA	R_{in}	R_{out}
SERIE	$R_{if} = R_g + R_{in}$	$R_{of} = R_L + R_{out}$
PARALELO	$R_{if} = R_g \,//\, R_{in}$	$R_{of} = R_L \,//\, R_{out}$

CEAN
Ejercicios de clase

TEMA 1: AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

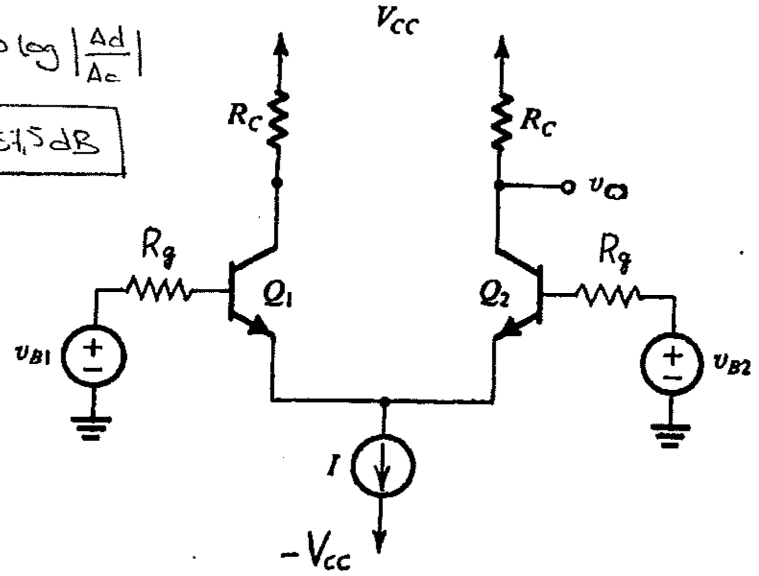
Ejercicio 1

Calcular la relación de rechazo al modo común (CMRR) del amplificador diferencial de la figura. En pequeña señal la fuente de corriente I es equivalente a una resistencia de valor $R_E = 30k\Omega$.

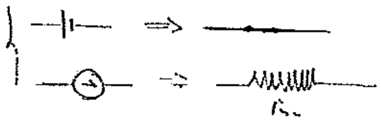
Datos: $R_C = 20k\Omega$ $\quad R_g = 2k\Omega$ $\quad r_\pi = 2k\Omega$ $\quad \beta = 100$

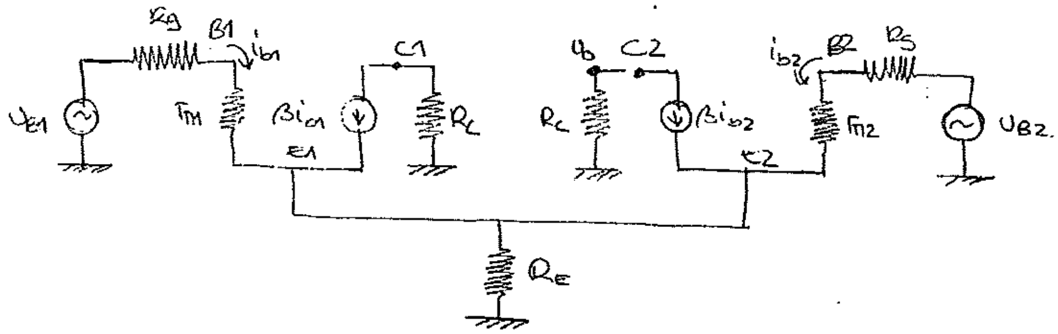
$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$

$\boxed{CMRR = 51{,}5\ dB}$



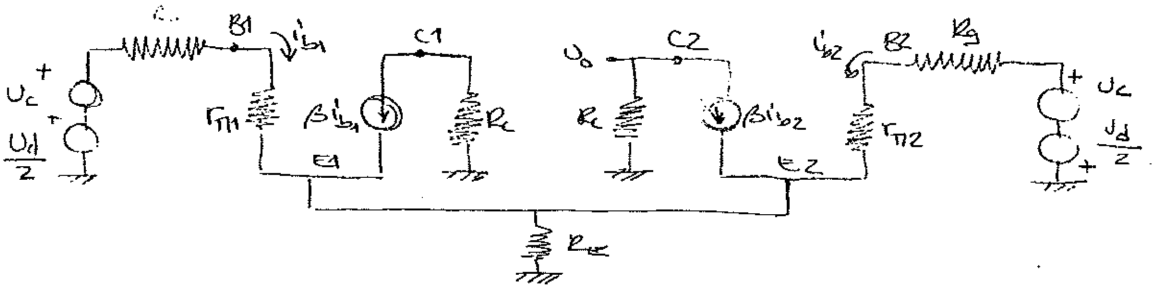
Cto equiv. p.s



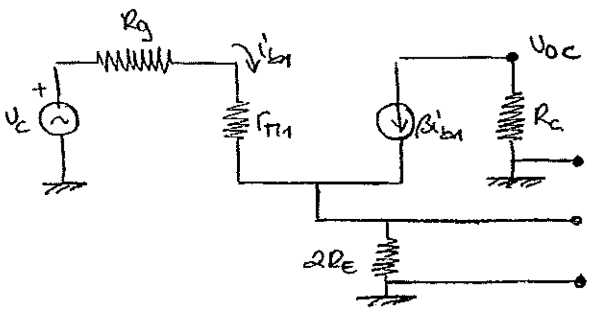


Identifico generadores:

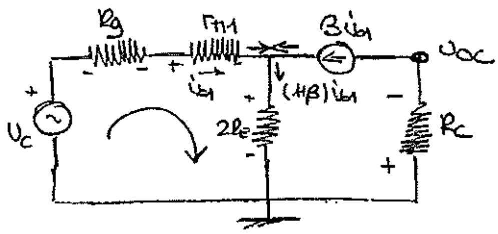
$$\left. \begin{aligned} v_d &= v_{B1} - v_{B2} \\ v_c &= \frac{v_{B1} + v_{B2}}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} v_{B1} &= v_c + \frac{v_d}{2} \\ v_{B2} &= v_c - \frac{v_d}{2} \end{aligned} \right\}$$



Modo Común : $v_d = 0$ (Ramas en cto abto.)



$\Rightarrow$



Malla: $v_c - i_{b1}R_g - i_{b1}r_{\pi1} - (1+\beta)i_{b1}\cdot 2R_E = 0.$

En CEAN

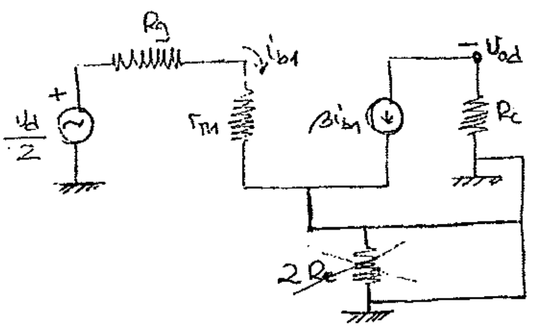
$i_{b1} = \frac{v_{\pi1}}{r_{\pi1}}$

$\Rightarrow v_c = i_{b1}\left(R_g + r_{\pi1} + (1+\beta)\cdot 2R_E\right)$

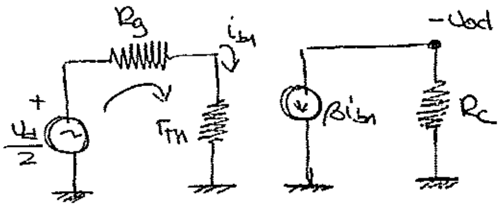
$v_{oc} = -\beta i_{b1} R_c$

$$A_c = \frac{v_{oc}}{v_c} = \frac{-\beta i_{b1} R_c}{\cancel{i_{b1}}\left(R_g + r_{\pi1} + (1+\beta)2R_E\right)} = \frac{-\beta R_c}{R_g + r_{\pi1} + (1+\beta)2R_E} \simeq \frac{-1}{3}$$

Modo diferencial : $v_c = 0$ (Ramas en corto cto)



$\Rightarrow$



Analizamos.

Malla izq: $\frac{v_d}{2} - i_{b1}R_g - i_{b1}r_\pi = 0 \Rightarrow v_d = 2i_{b1}(R_g + r_\pi)$

$\Rightarrow -v_{od} = -\beta i_{b1} R_c \Rightarrow v_{od} = \beta i_{b1} R_c$

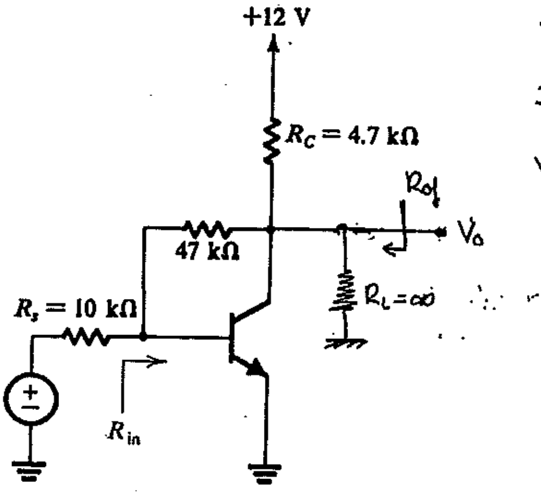
$$A_d = \frac{v_{od}}{v_d} = \frac{\beta \cancel{i_{b1}} R_c}{2\cancel{i_{b1}}(R_g + r_\pi)} = \frac{100\cdot 20}{2(2+2)} = \frac{2000}{8} = 250$$

TEMA 3: REALIMENTACIÓN

PARALELO - PARALELO

Ejercicio 1

Analizar el siguiente circuito para determinar la ganancia de tensión a pequeña señal V_o/V_s, la resistencia de entrada R_{in}, y la resistencia de salida R_{out}. El transistor tiene β=100.

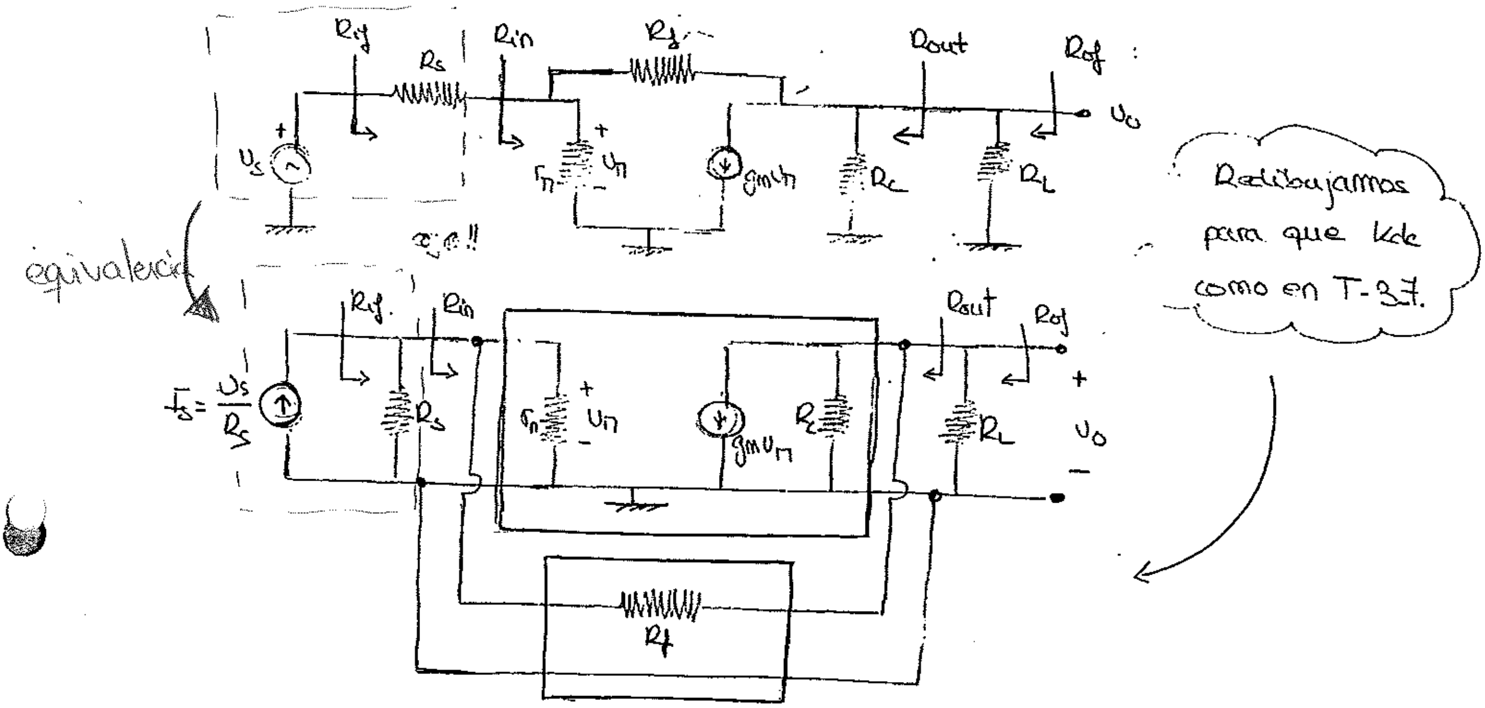


$V_{BE} = 0{,}7\,V$

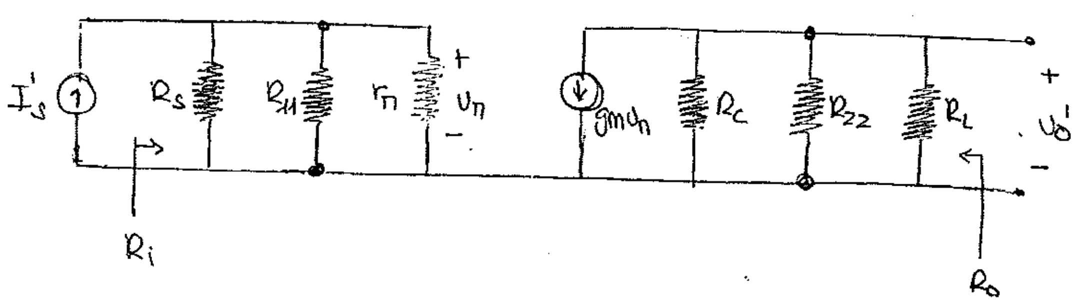
$I_{CQ} = 1{,}5\,mA$

$V_{CEQ} = 4{,}7\,V$

Cto equiv. de p.s. (a frec. medias)

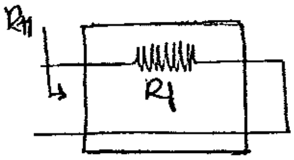


* Cto en lazo abto:



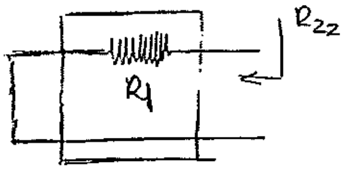
* Cálculo de R_{11}: $R_{11} = R_f$

anulamos común salida (V_o)

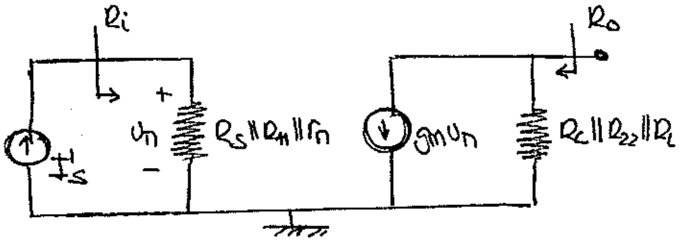


* Cálculo de R_{22}: $R_{22} = R_f$

anulamos común entrada (V_i)



* Cálculo de $A_z = \dfrac{v_o'}{I_s'}$:



$$r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \Rightarrow g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{\beta}{1{,}67\ k\Omega}$$

$46{,}67k$

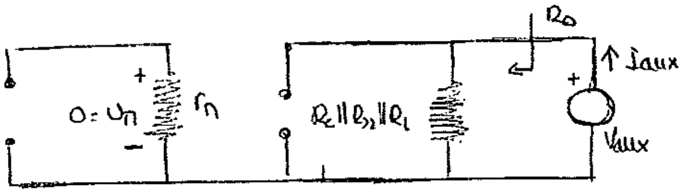
Malla izqda: $v_\pi = I_s'(R_s \| R_{11} \| r_\pi) \Rightarrow \dfrac{v_\pi}{I_s'} = R_s \| R_{11} \| r_\pi$

Malla dcha: $v_o' = -g_m v_\pi (R_C \| R_{22} \| R_L) \Rightarrow \dfrac{v_o'}{v_\pi} = -g_m (R_C \| R_{22} \| R_L)$.

$$\Rightarrow A_z = \frac{v_o'}{I_s'} = \frac{v_o'}{v_\pi} \cdot \frac{v_\pi}{I_s'} = -g_m (R_C \| R_{22} \| R_L) \cdot (R_s \| R_{11} \| r_\pi) = -358{,}7\ k\Omega.$$

* Cálculo de R_i: $R_i = \dfrac{v_\pi}{I_s'} = R_s \| R_{11} \| r_\pi = 1{,}4\ k\Omega$.

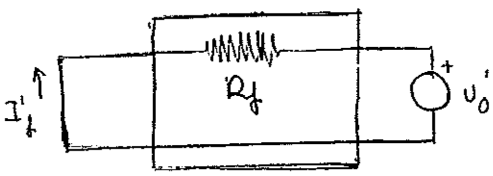
* Cálculo de R_o: (anulo gdores indptes):



$$R_o = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = R_C \| R_{22} \| R_L = 4{,}27\ k\Omega.$$

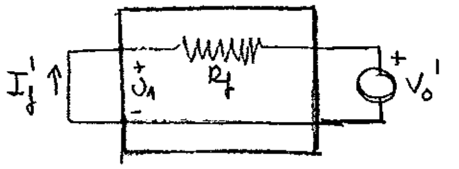
* Cálculo de β_y:

$$\beta_y = \left. \frac{I_f'}{v_o'} \right|_{v_i = 0}$$



CONTINUACIÓN EJERCICIO 1 TEMA 3

Ahora calculamos β_y =



$$\beta_y = \left.\frac{I_f'}{v_o'}\right|_{V_1=0}$$

$$I_f' = \frac{0 - v_o'}{R_f} \Longrightarrow I_f' = -\frac{v_o'}{R_f} \Rightarrow \beta = \frac{I_f'}{v_o'} = -\frac{1}{R_f} = \frac{-1}{47}\ m\mho.$$

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{\Delta_z}{1+\Delta_z\beta_y} = \frac{-358{,}7\ k}{1+(-358{,}7\ k)\left(-\frac{1}{47}\ m\mho\right)} = \frac{-358{,}7}{8{,}63} = \underline{-41{,}6\ k\Omega}$$

$$Z_{iCR} = R_{if} = \frac{R_i}{1+\Delta_z\beta_z} = \frac{1{,}4\ k\Omega}{8{,}63} = \underline{162{,}2\ \Omega}$$

$$Z_{oCA} = R_{of} = \frac{R_o}{1+A_z\beta_z} = \frac{4{,}24\ k}{8{,}63} = \underline{495\ \Omega}$$

$$Z_{iSA}\ \frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s} \Rightarrow R_{in} = \frac{R_s R_{if}}{R_s - R_{if}} = \underline{\underline{165\ \Omega}}$$

$$Z_{oSA}\ \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L} \Rightarrow \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - 0 \Rightarrow R_{out} = R_{of} = \underline{\underline{495\ \Omega}}$$

1º Cto en lazo cerrado

2º Cto en lazo abto:

R_{11}, R_{22}, Δ_z, R_i, R_o, β_y, A_f, R_{if}, R_{of}; R_{in}, R_{out}

Finalmente, para calcular $\frac{v_o}{v_s}$:

Observamos que $v_s = I_s R_s$:

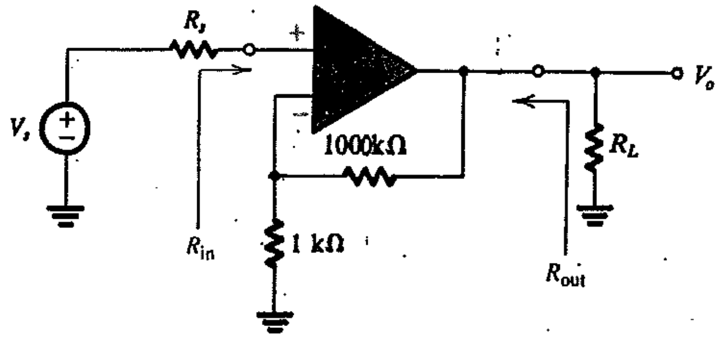
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{I_s R_s} = \frac{A_I}{R_s} = \frac{-41{,}6\,k\Omega}{10\,k\Omega} = \boxed{-4{,}16}$$

SERIE – PARALELO:

Ejercicio 2 ✗

Dado el siguiente circuito se pide determinar la ganancia en bucle cerrado V_o/V_s, la resistencia de entrada R_{in}, y la resistencia de salida R_{out}. El amplificador operacional tiene una ganancia $\mu = 10^4$ a bucle abierto, una resistencia de entrada $R_{id} = 100\,k\Omega$ y una resistencia de salida $r_0 = 1\,k\Omega$.

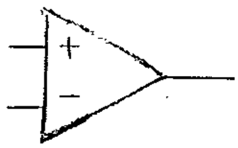
Datos: $R_L = 2\,k\Omega$ $R_s = 10\,k\Omega$ $R_1 = 1\,k\Omega$ $R_2 = 1\,M\Omega$

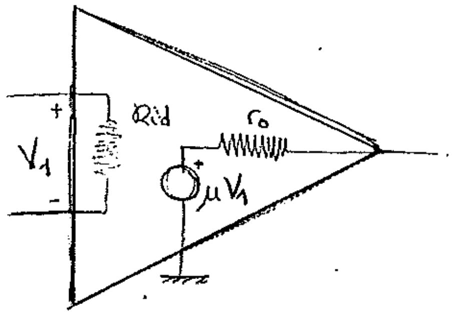


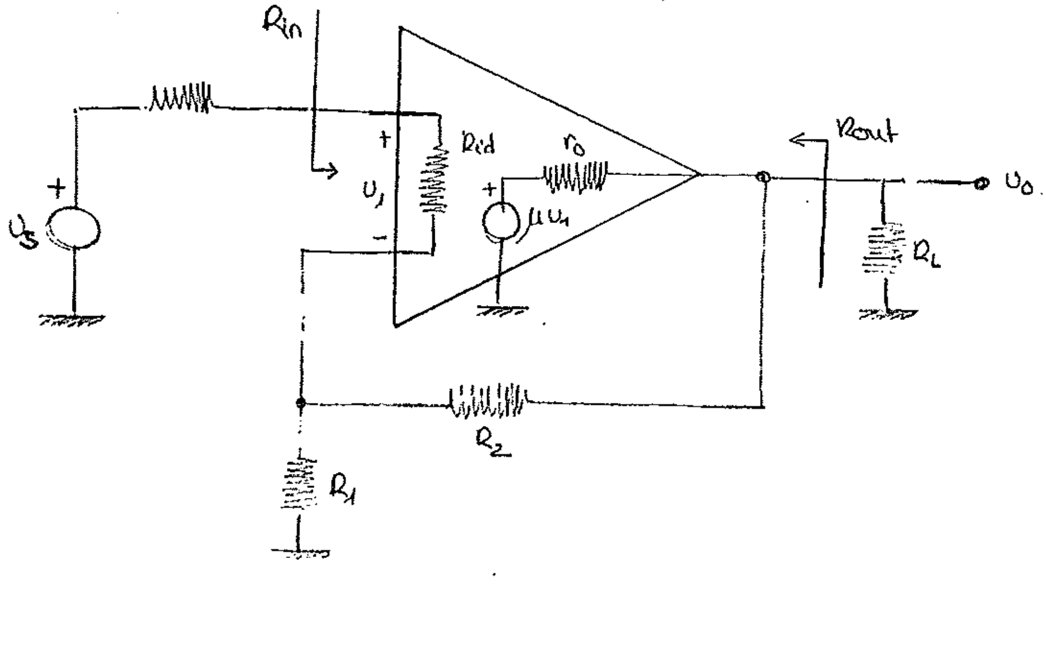
¡¡No toca la entrada ⇒ serie a la entrada!!

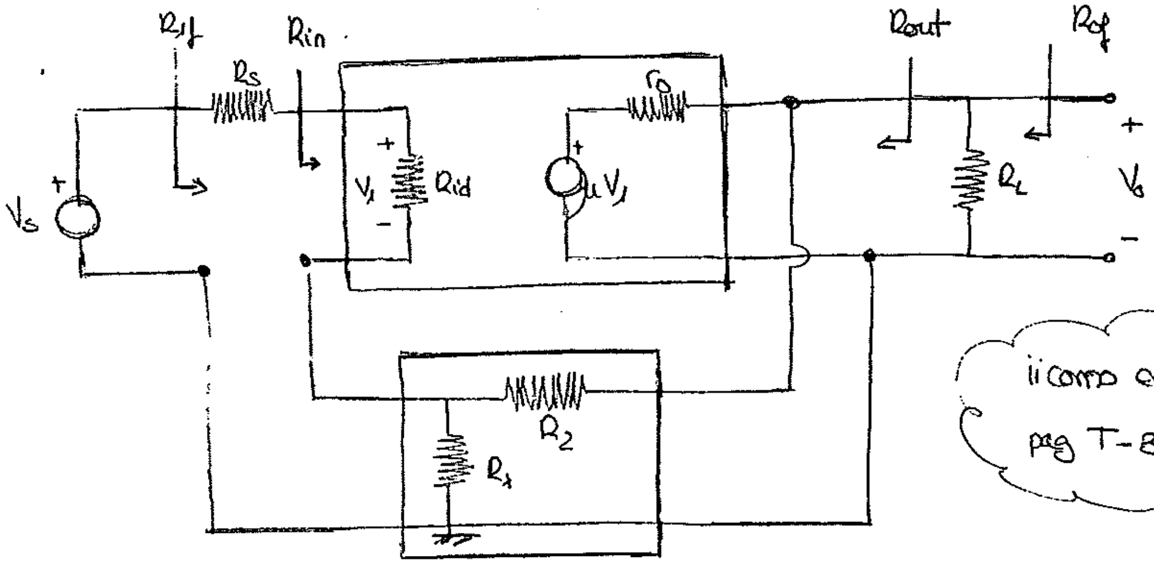
¡¡Toca la salida ⇒ Paralelo a la salida!!

A.O. Real



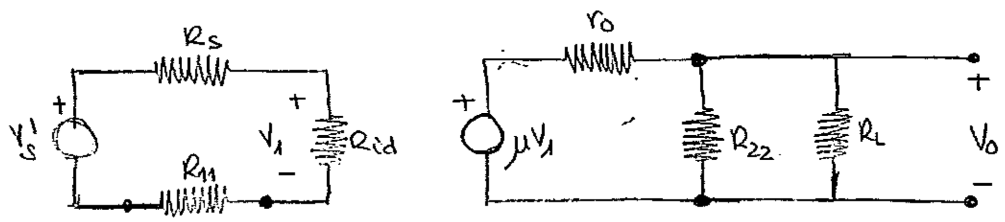




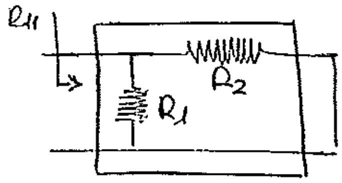


¡¡como en la pag T-8.4!!

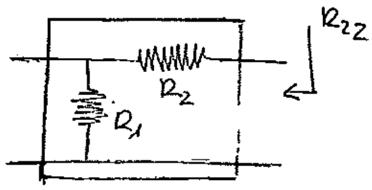
* Cto en lazo abto:



* Cálculo de R_{11}: $R_{11} = \underset{1k}{R_1} \parallel \underset{1M}{R_2} \simeq R_1$



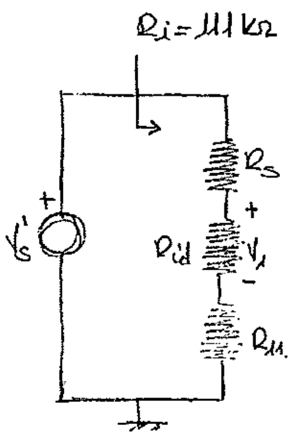
* Cálculo de R_{22}: $R_{22} = \underset{1k}{R_1} + \underset{1M}{R_2} \simeq R_2$

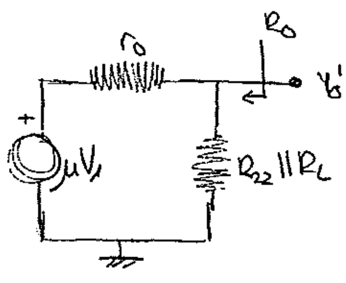


* Calculamos: $A_v = \frac{V_o'}{V_s'} = 6000$.

Malla izq: $V_1 = \frac{R_{id}}{R_s + R_{id} + R_{11}} V_s'$

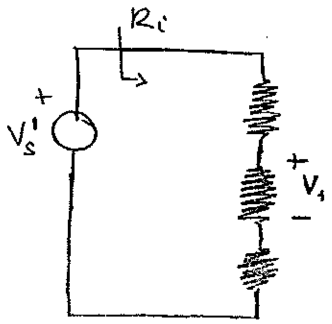
Malla dcha: $V_o' = \frac{R_{22} \parallel R_L}{r_o + R_{22} \parallel R_L} \mu V_1$





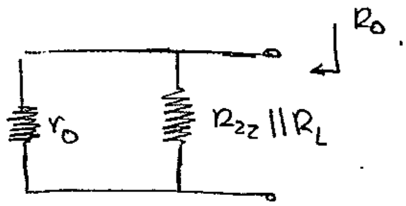
CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 TEMA 8

* calculamos R_i:



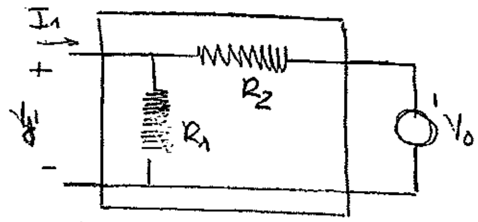
$$R_i = \frac{V_s'}{I_s'} = R_s + R_{id} + R_{11} = \boxed{111\ k\Omega}$$

* Calculamos R_o:



$$R_o = r_o \| R_{22} \| R_L = \boxed{667\ \Omega}$$

* Ahora calculamos β_v:



$$\beta_v = \left.\frac{V_f'}{V_o'}\right|_{I_1=0}$$

Div. tensión: $V_f' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o' \Rightarrow \frac{V_f'}{V_o'} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1001} \approx 0{,}001$

* $A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v}{1 + A_v \beta_v} = \frac{6000}{1 + 6000 \cdot 0{,}001} = \frac{6000}{1+6} = \boxed{857}$

* $R_{if} = R_i (1 + A_v \beta_v) = 111 \cdot 7 = \boxed{777\ k\Omega}$

* $R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_v \beta_v} = \frac{667\ \Omega}{7} = \boxed{95{,}3\ \Omega}$

* $R_{in} = R_{if} - R_s = \boxed{767\ k\Omega}$

$$* R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}} = \underline{100\,\Omega}$$

1º Cto lazo cerrado

2º Cto lazo abierto

$R_{11} = 1k\Omega$

$R_{22} = 1M\Omega$

$A_v = V_0/V_i' = 6000$

$R_i = 111\,k\Omega$

$R_o = 667\,\Omega$

$\beta v = 0{,}001$

$A_f = V_0/V_i = 857$

$R_{if} = 777\,k\Omega$

$R_{of} = 95{,}3\,\Omega$

$R_{in} = 767\,k\Omega$

$R_{out} = 100\,\Omega$

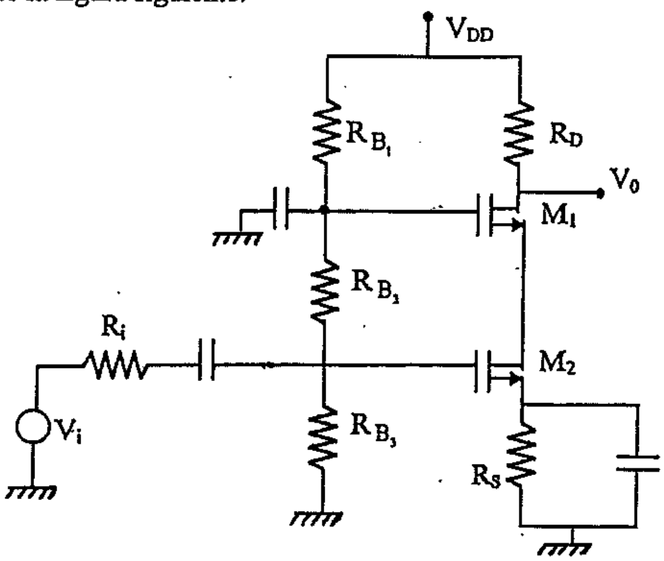
Indice problemas resueltos en clase J09

- T4 → J06P4 ; J07P4
- T3 → Real prot. neg → P2J06 ; P2S07
  - → compensación → P3J07 ; P3J08
  - → Osciladores → P3J06 ; P3S07 ; P3S04
- T2 → P1J06 ; P1S08 ; P3S06
- T1 → ~~X~~

CEAN
Problemas de examen

JUNIO 1996

Dado el amplificador de la figura siguiente:



$R_{B1} = 14\,k\Omega$
$R_{B2} = 8\,k\Omega$
$R_{B3} = 8\,k\Omega$
$R_i = 6\,k\Omega$
$R_D = 5\,k\Omega$
$R_S = 5\,k\Omega$

Los condensadores de acoplo y desacoplo son suficientemente grandes.
Los parámetros de los transistores, que están polarizados en la región activa, son:

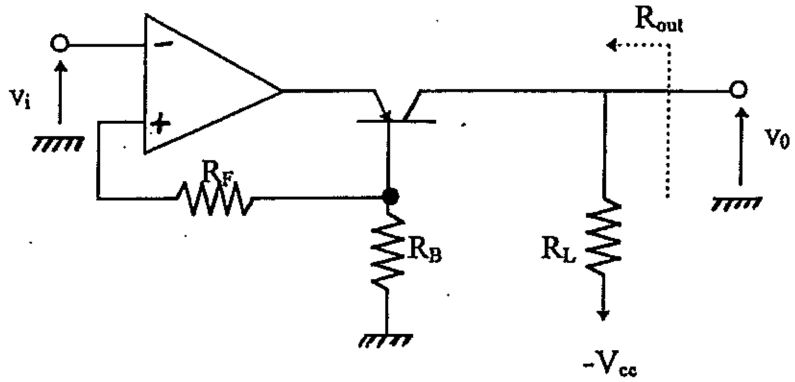
$$M_1: \; g_{m1} = 0{,}002\,A/V \quad C_{gs1} = 10\,pF \quad C_{gd1} = 14\,pF \quad V_{A1} = \infty$$
$$M_2: \; g_{m2} = 0{,}002\,A/V \quad C_{gs2} = 5\,pF \quad C_{gd1} = 7\,pF \quad V_{A2} = \infty$$

Se deben sustituir las valores numéricos **después** de obtener las expresiones generales.

a) Halle la ganancia de tensión v_0/v_i en frecuencias medias.
b) Dibuje el circuito equivalente en alta frecuencia y hallar el ancho de banda del amplificador utilizando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto.
c) Halle la función $A_v(s)$ utilizando el equivalente de Miller. Incluya el dibujo del circuito equivalente. Suponga que la aproximación Miller es válida.
d) ¿Se puede deducir directamente el ancho de banda del amplificador a partir del resultado del apartado anterior?. En caso afirmativo, indique su valor. En caso negativo, indique de forma clara la manera rigurosa de calcularlo.

SEPTIEMBRE 1996

2. En el circuito que se representa en la figura el amplificador operacional tiene resistencia de entrada infinita, resistencia de salida nula y ganancia de tensión en lazo abierto A_V'. La resistencia debida al efecto Early en el BJT es r_0.



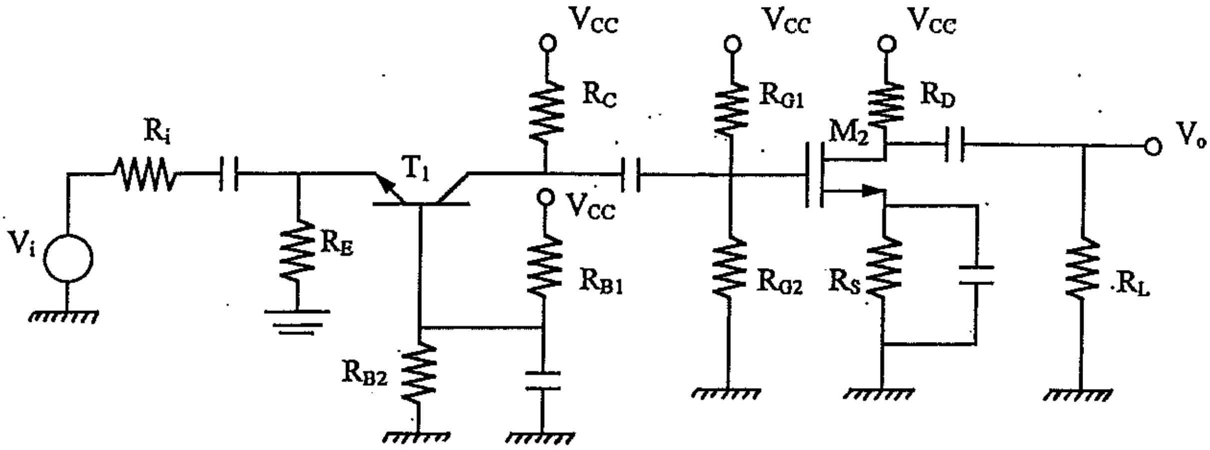
a) Tomando como 'red β', indique la configuración de realimentación y dibuje el circuito equivalente de la 'red A' que contiene los efectos de carga de la 'red β'.

b) Calcule la ganancia de tensión del circuito total, $G_V = v_0 / v_i$. Utilice la aproximación de r_0 infinita.

c) Determine la resistencia de salida R_{out} del circuito realimentado total. Considere que una resistencia r_0 finita introduce un error despreciable en los resultados del apartado b), pero que dicha r_0 es crítica para el cálculo de la resistencia de salida.

FEBRERO 1997

1. Dado el amplificador de la figura siguiente:



$R_i = 100\,\Omega,\ \ R_E = 50\,k\Omega,\ \ R_{B1} = 30\,k\Omega,\ \ R_{B2} = 10\,k\Omega,\ \ R_C = 20\,k\Omega,\ \ R_{G1} = 1\,M\Omega,\ \ R_{G2} = 700\,k\Omega,$
$R_D = 50\,k\Omega,\ \ R_S = 20\,k\Omega,\ \ R_L = 8\,k\Omega$

Los condensadores de acoplo y desacoplo son suficientemente grandes.
Los parámetros de los transistores, que están polarizados en la región activa, son:

$T_1:\ \ g_{m1} = 2{,}5\,mA/V \qquad \beta = 100 \qquad C_\pi = 10\,pF \qquad C_\mu = 3\,pF$

$M_2:\ \ g_{m2} = 20\,mA/V \qquad C_{gs1} = 10\,pF \qquad C_{gd1} = 8\,pF$

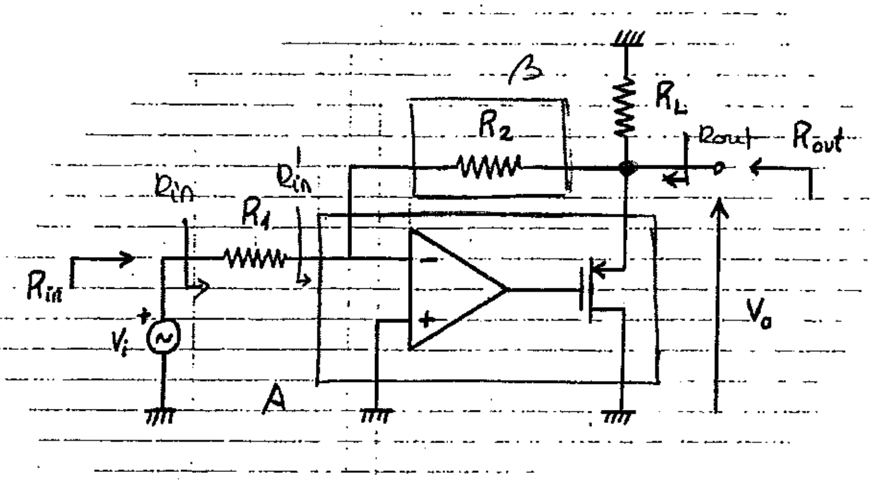
Se deben sustituir los valores numéricos después de obtener las expresiones generales.

a) Halle la ganancia de tensión v_0/v_i en frecuencias medias.
b) Dibuje el circuito equivalente en alta frecuencia.
c) Hallar el ancho de banda del amplificador utilizando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto.
d) ¿Cuál es la configuración de los transistores?. En función de dicha configuración y de la posición de las capacidades internas de los transistores razone brevemente si la configuración es buena en cuanto a ancho de banda y qué condensador tiene más posibilidades de ser el dominante (no hacer cálculos)?.
e) Si se deseara incrementar el ancho de banda obtenido en el apartado anterior a 10 kHz, y tuviese la posibilidad de modificar una resistencia, ¿cuál cambiaría y a qué valor? ¿Qué efecto tendría en el comportamiento del amplificador además del cambio de ancho de banda?.

R Negativa → Aβ.

FEBRERO 1997

2. En el esquema simplificado que se representa en la figura, el amplificador operacional tiene resistencia de entrada R_a, resistencia de salida nula y ganancia de tensión en lazo abierto, A_v. La polarización (cuyos detalles se omiten en el esquema) garantiza el funcionamiento del MOS en activa. Suponemos que su resistencia debida al efecto Early es infinita.

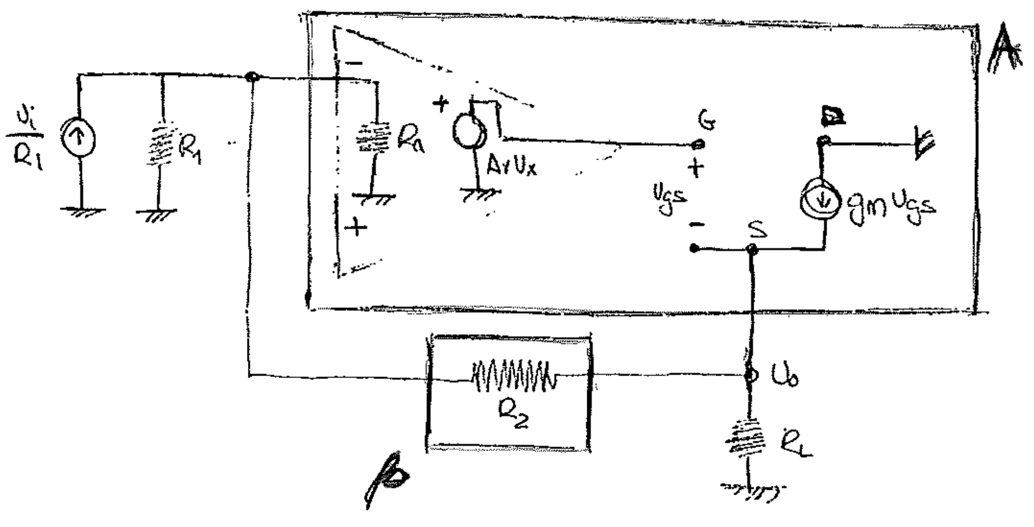


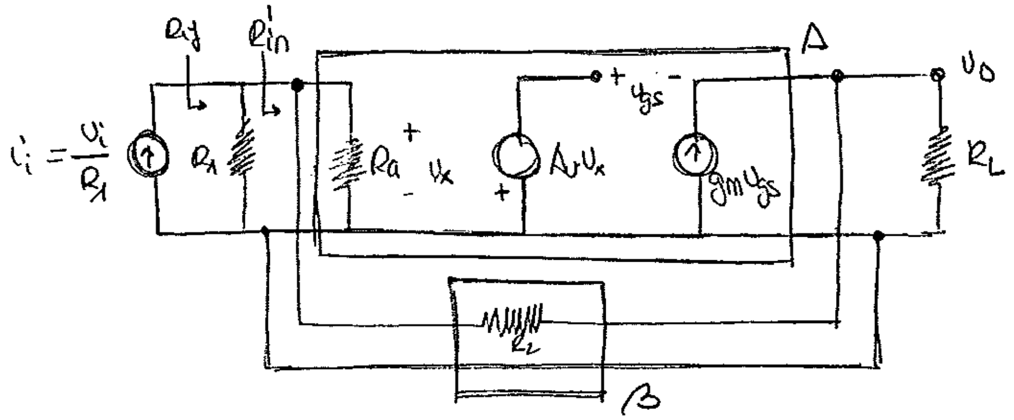
a) Tomando R_2 como 'red β', indique la configuración de realimentación y dibuje el circuito equivalente de la 'red A' que contiene los efectos de carga de la 'red β'.
b) Usando el análisis del circuito realimentado, calcule la ganancia de tensión del circuito total, $G_V = v_0 / v_i$.
c) Basándose en la configuración de realimentación, determine la resistencia de salida R_{out} y la resistencia de entrada R_{in} del circuito realimentado total.

a) • La red β toca la entrada ⇒ paralelo
• La red β toca la salida ⇒ paralelo

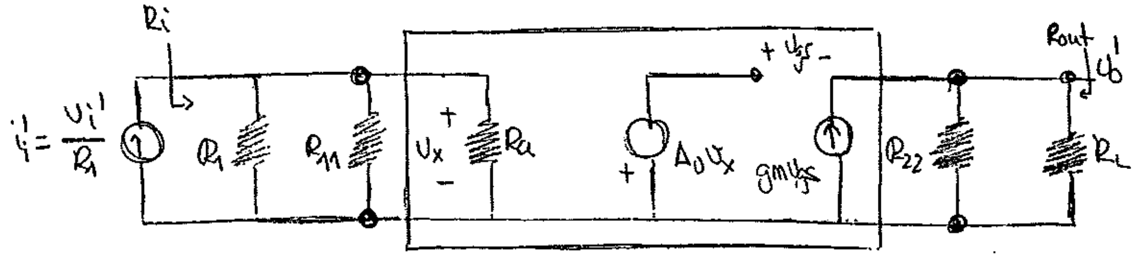
} paralelo - paralelo.

Se muestra la tensión en la salida y se compara con la corriente en la entrada.





cto en lazo abto



b) ¿ $G_v = \frac{v_o}{v_i}$?

Lo primero vamos a calcular la ganancia del cto en lazo abto que es $A_z = v'_o / i'_i$ y después aplicaremos.

$$A_{zf} = \frac{v_o}{i_i} = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_y}$$

$$
\left.
\begin{aligned}
&① \quad v'_o = g_m v_{gs} (R_{22} \| R_L) \\
&② \quad v_{gs} = -A_v v_x - v'_o \\
&③ \quad i'_i = \frac{v_x}{R_1 \| R_{11} \| R_a}
\end{aligned}
\right\}
$$

3 ecs
4 incos ¿ v'_o, i'_i, v_{gs}, v_x ?

② en ① $\Rightarrow$ $v'_o = -g_m (A_v v_x + v'_o)(R_{22} \| R_L) \Rightarrow$

$\Rightarrow v'_o + g_m v'_o (R_{22} \| R_L) = -g_m A_v v_x (R_{22} \| R_L)$

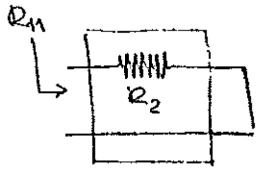
$$\Rightarrow v'_o = \frac{-g_m A_v v_x (R_{22} \| R_L)}{1 + g_m (R_{22} \| R_L)}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 FEB '97

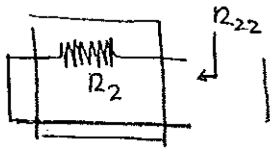
Por tanto, la ganancia en lazo abierto A_z' es:

$$A_z' = \frac{v_o'}{i_i} = \frac{\dfrac{-g_m A_v \cancel{v_x} (R_{22} \| R_L)}{1 + g_m (R_{22} \| R_L)}}{\dfrac{\cancel{v_x}}{R_1 \| R_{11} \| R_a}} = \frac{-g_m A_v (R_{22} \| R_L)(R_1 \| R_{11} \| R_a)}{1 + g_m (R_{22} \| R_L)} =$$

donde falta calcular el valor de R_{11} y R_{22}.



$$\boxed{R_{11} = R_2}$$



$$\boxed{R_{22} = R_2}$$

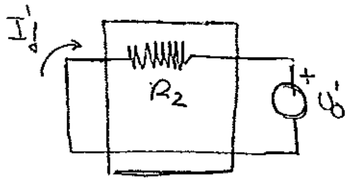
$$= \frac{-g_m A_v (R_2 \| R_L)(R_1 \| R_2 \| R_a)}{1 + g_m (R_2 \| R_L)}$$

Ahora obtenemos la ganancia en lazo cerrado $A_{zf} = \dfrac{v_o}{i_i}$

$$A_{zf} = \frac{A_z'}{1 + A_z' \beta_y} = \frac{-g_m A_v R_{2L} \cdot R_{12a}}{1 + g_m R_{2L} + g_m A_v R_{2L} \cdot \dfrac{R_{12a}}{R_2}}$$

Hemos renombrado:
$R_{2L} = R_2 \| R_L$
$R_{12a} = R_1 \| R_2 \| R_a$

Para calcular β_y:



$$I_f' = \frac{0 - v_o'}{R_2}$$

$$\beta_y = \frac{I_f'}{v_o'} = -\frac{1}{R_2}$$

Finalmente:
$$G_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{R_1 i_i} = \frac{A_{zf}}{R_1} = \boxed{\frac{-g_m A_v R_{2L} R_{12a}}{\left(1 + g_m R_{2L} + g_m A_v R_{2L} \dfrac{R_{12a}}{R_2}\right) R_1}}$$

c) Del cto en lazo abto obtenemos R_i:

$$R_i = R_1 \| R_2 \| R_a$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1+A_z\beta_y} = \frac{R_1\|R_2\|R_a}{1+\frac{+g_m A_v R_{2L} \cdot R_{12a}}{1+g_m R_{2L}}\left(+\frac{1}{R_2}\right)} =$$

$$= \frac{(1+g_m R_{2L}) R_{12a}}{1+g_m R_{2L} + g_m A_v R_{2L} \frac{R_{12a}}{R_2}}$$

$$\underbrace{R'_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_1}} = \frac{R_{if} R_1}{R_1 - R_{if}}}_{\text{pag T- 3.7}}$$

pero ojo!! esta resistencia de entrada no es la que nos estéin pidiendo en el cto del enunciado.

Finalmente: $R_{in} = R_1 + R'_{in} = R_1 + \frac{R_{if} R_1}{R_1 - R_{if}}$] donde R_{if} ya está calculado.

Ahora calculamos Rout:

Lo primero obtenemos R_o del cto en lazo abto (anulamos todos los gdores indptes):

$$R_o = R_L \| R_2 \| \frac{1}{g_m}.$$

$$\boxed{R_{of} = \frac{R_o}{1+A_z\beta_y} = \frac{\left(R_{2L} \| \frac{1}{g_m}\right)(1+g_m R_{2L})}{1+g_m R_{2L} + g_m A_v R_{2L} \frac{R_{12a}}{R_2}} = R_{of}}$$

Observamos que en el dibujo se llama Rout en la teoría (pag T- 3.7) se llama R_{of}!!

estabilidad + RN.

FEBRERO 1997

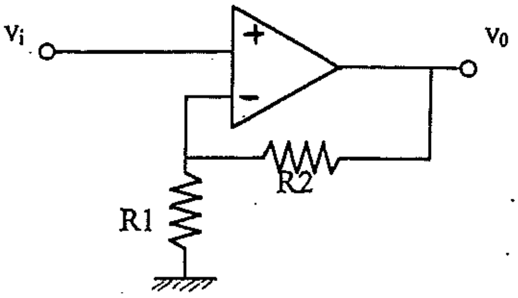
Ejercicio 3

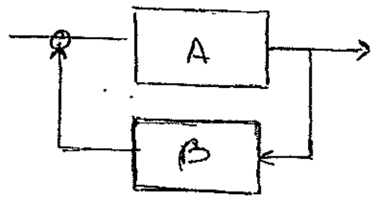
En la gráfica adjunta se representa el diagrama de Bode correspondiente al módulo de la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional. Responda a las siguientes cuestiones:

a) ¿Cuales son los márgenes de ganancia si se construye con este amplificador operacional un amplificador no inversor realimentado con β = 0.0316 y con β = 0.1778. ¿Es estable el amplificador en estas configuraciones?. Razone la respuesta.

b) ¿Cual debería ser el valor de β para tener un amplificador no inversor estable con un margen de fase de 45º?.

c) Determine la relación entre R1 y R2 del amplificador no inversor de la figura, que cumpla los requisitos del apartado anterior.





a) La red en lazo abto tiene una ganancia de $|A|_{dB} = 100 \, dB$

La ganancia en unidades lineales es:

$$|A|_{dB} = 20 \log |A| \Longrightarrow |A| = 10^{\frac{|A|_{dB}}{20}} = 10^{\frac{100}{20}} = 10^5$$

Para $\beta = 0{,}0316 \in \mathbb{R}$.

$$A\beta = 10^5 \cdot 0{,}0316 = 3160 \Longrightarrow |A\beta|_{dB} = 20 \log 3160 = \underline{\underline{70 \, dB}}.$$

Otra forma:

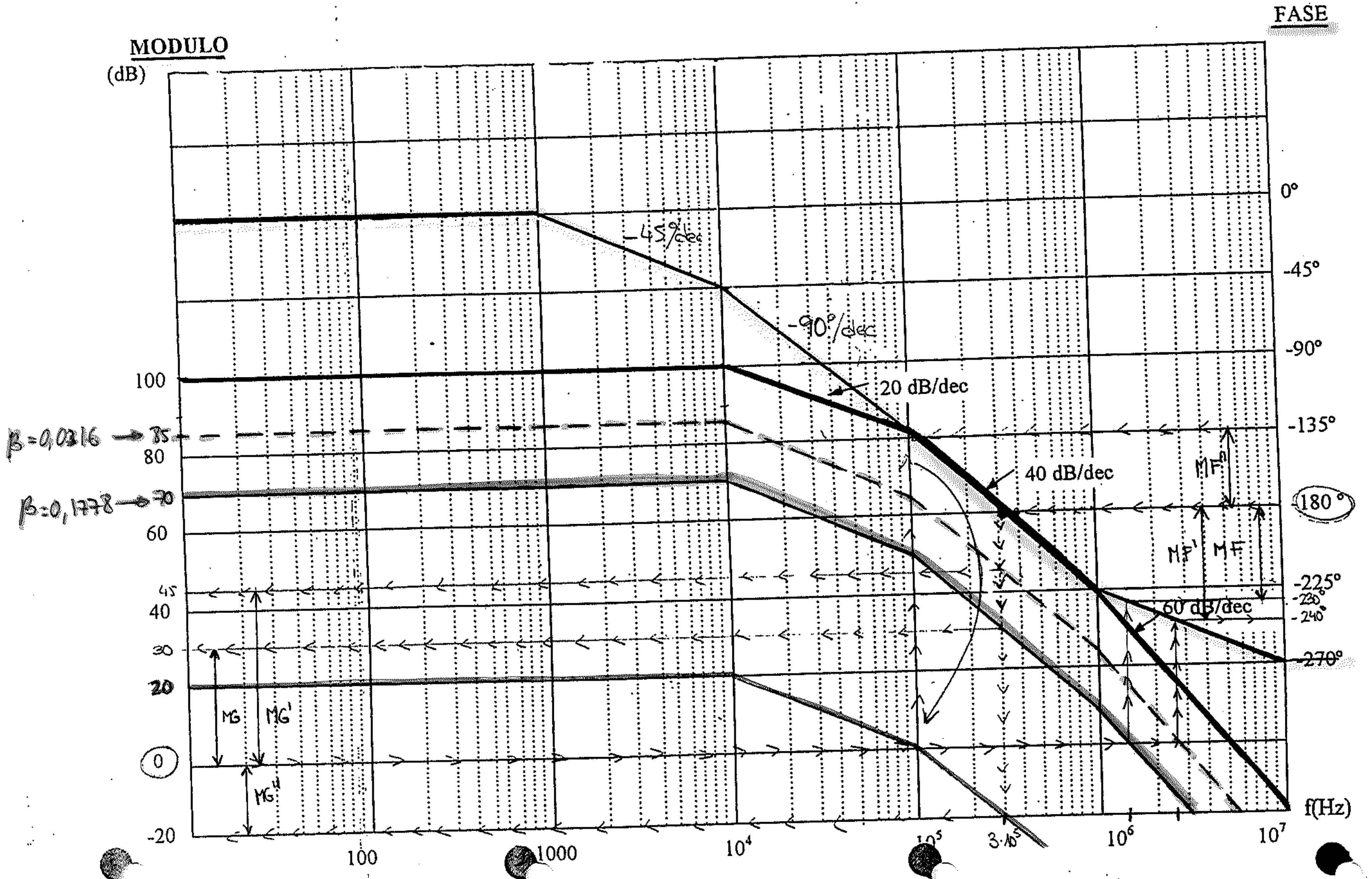
$$|\beta|_{dB} = 20 \log \beta = 20 \cdot \log 0{,}0316 = -30 dB.$$

$$|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = 100 \, dB - 30 \, dB = \underline{\underline{70 \, dB}}$$

$$MG = -|A\beta|_{dB}(f / \phi = -180^\circ) = -|A\beta|_{dB}(f = 3 \cdot 10^5 Hz) \simeq \underline{\underline{-32 \, dB}}$$

$$MG = -32 dB < 0 \iff \underline{\underline{\text{Cto inestable}}}$$

$$MF = +180^\circ + \phi(f \,|\, |A\beta|_{dB} = 0) = +180^\circ + \underset{-230}{(f = 1{,}5 \cdot 10^6)} = \underline{\underline{-50^\circ}}$$



MODULO
(dB)
FASE
100
β=0,0316 → 85
80
β=0,1778 → 70
60
45
40
30
20
0
-20
0°
-45°
-90°
-135°
180°
-225°
-230°
-240°
-270°
100
1000
10^4
10^5
3·10^5
10^6
10^7
f(Hz)
-45°/dec
-90°/dec
20 dB/dec
40 dB/dec
60 dB/dec
MF''
MF'
MF
MG
MG'
MG''

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 FEB '97

a). Repetimos el proceso con $\beta = 0,1778$

$$|\beta|_{dB} = 20 \log \beta = 20 \log 0,1778 = -15 \text{ dB}.$$

$$|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = 100 \text{ dB} - 15 \text{ dB} = \underline{\underline{85 \text{ dB}}}.$$

$$MG' = -|A\beta|_{dB} (f/\phi = 180°) = -|A\beta|_{dB} (f = 3\cdot10^5) \simeq \underline{\underline{-45 \text{ dB}}}$$

$$MG' = -45 \text{ dB} < 0 \Rightarrow \underline{\underline{\text{Cto inestable}}}$$

$$MF' = +180° + \phi(f/|A\beta|_{dB} = 0) = +180° + \underbrace{\phi(f = 2,5\cdot10^6)}_{-240°} = \underline{\underline{-60°}}$$

b) ¿β? Vamos a disminuir la ganancia a frec medias. Para ello disminuimos la ganancia a 20dB, según se observa en el diagrama de Bode.

Ahora calculo β:

$$|A\beta|_{dB} = 20 \text{dB} \Rightarrow |A\beta|_{dB} = 20 \log A\beta \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A\beta = 10^{\frac{|A\beta|_{dB}}{20}} = 10^{\frac{20}{20}} = 10 \Longrightarrow A\beta = 10$$

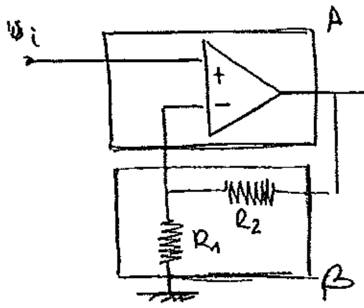
$$\Rightarrow \beta = \frac{10}{A} = \frac{10}{10^5} = 10^{-4} \Rightarrow \boxed{\beta = 0,0001}$$

$$MG'' = -|A\beta|_{dB}\, \phi (f/\phi = -180°) = -|A\beta|_{dB} (f = 3\cdot10^5) = -(-20) = \underline{\underline{20 \text{ dB}}}$$

$$\Rightarrow MG'' = 20 \text{dB} > 0 \Rightarrow \underline{\underline{\text{Cto estable}}}$$ ✓ok

$$MF'' = +180° + \phi(f/|A\beta|_{dB} = 0) = +180° + (f = 10^5) = 180 + (-135°) = \underline{\underline{45°}}$$

c)



Serie - paralelo

Analizando el cto (IACR):

Div de tensión:

$$v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \Rightarrow \left[A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right]$$

Ahora bien, de la teoría (pag T.3.1) sabemos que la ganancia de cualquier cto realimentado es:

$$\left[A_f = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{10^5}{1 + 10^5 \cdot 10^{-4}} = \frac{10^5}{11} = 9{,}09 \cdot 10^3 \simeq 10^4 \right]$$

Igualando ambas expresiones de A_f nos queda:

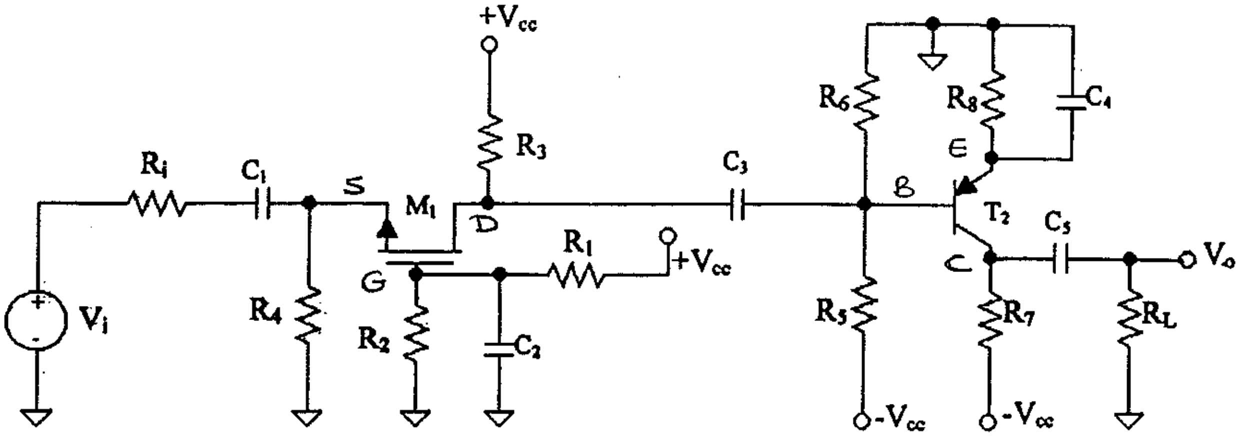
$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10^4 \Rightarrow R_1 + R_2 = 10^4 R_1 \Rightarrow R_2 = 10^4 R_1 - R_1$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 \simeq 10^4 R_1}$$

FM + CTCA + BODE + MF

SEPTIEMBRE 1998

1. Dado el amplificador de la figura siguiente:



$R_i = 100\Omega \quad R_1 = 1M\Omega \quad R_2 = 500k\Omega \quad R_3 = 50k\Omega \quad R_4 = 20k\Omega$

$R_5 = 60k\Omega \quad R_6 = 20k\Omega \quad R_7 = 40k\Omega \quad R_8 = 100k\Omega \quad R_L = 10k\Omega$

Los condensadores de acoplo y desacoplo (C_1 - C_5) son suficientemente grandes para cumplir su función en las frecuencias de interés y los transistores están polarizados en la región activa, con parámetros:

FET $M_1: \; g_{m1} = 15mA/V \quad C_{gs} = 10\,pF \quad C_{gd} = 7\,pF \quad V_A = \infty$

BJT $T_2: \; g_{m2} = 2mA/V \quad C_{\mu} = 3\,pF \quad C_{\pi} = 10\,pF \quad \beta_F = 100 \quad V_A = \infty$

Sustituya los valores numéricos después de obtener las expresiones generales.

FM 1. Dibuje (Pera) el circuito equivalente a frecuencias medias. Determine la ganancia en tensión v_o/v_i a frecuencias medias ✓

CTCA 2. Dibuje el circuito equivalente a altas frecuencias. Utilice el método de las constantes de tiempo en circuito abierto para estimar la frecuencia de corte superior del circuito. ✓

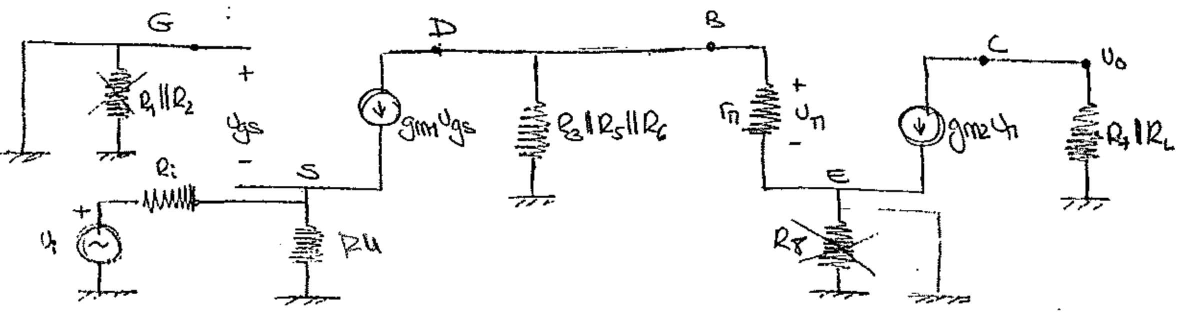
Suponga ahora que el circuito dado tiene 3 polos situados a las frecuencias 10^6, 10^8 y 10^9 Hz, que la ganancia a frecuencias medias vale 10^4 y que la fase de dicha ganancia, también a frecuencias medias, es 0°.

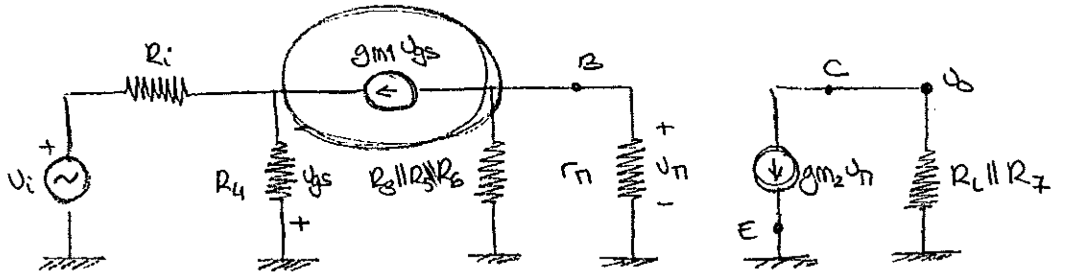
BODE 3. Utilice el diagrama adjunto para dibujar el diagrama de Bode en magnitud y fase, indicando claramente las pendientes apropiadas. ✓

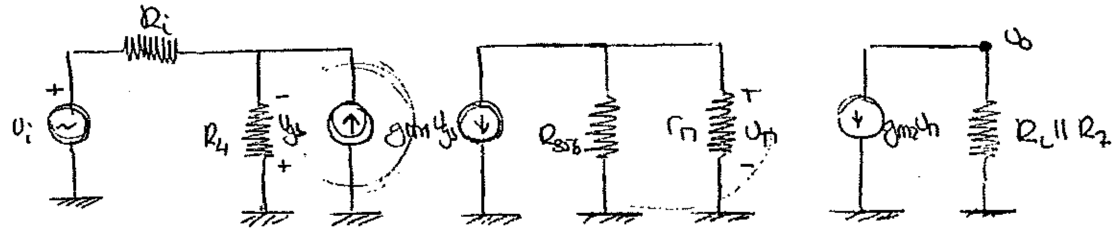
MF 4. Suponga ahora que el circuito se realimenta con una $\beta = 0{,}316$ y que $A\beta >> 1$. Indique si el circuito es o no estable, justificando su respuesta. Calcule a qué frecuencia habría que situar un nuevo polo para compensar dicho amplificador con un margen de fase de 45°, indicando claramente el procedimiento seguido.

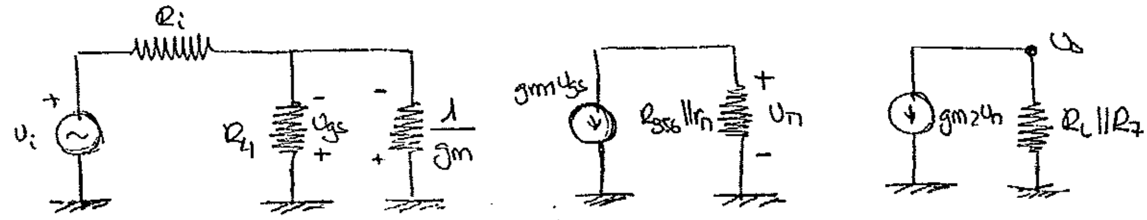
1) Cto equiv. p.s. ?? v_o/v_i ??

REORDENANDO ⟹









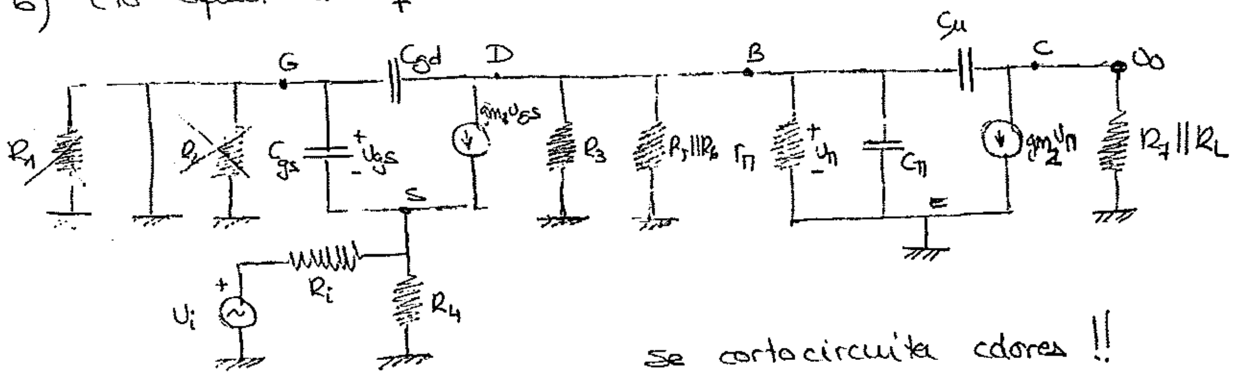
Malla izq: $v_{gs} = \dfrac{-R_4 \| \frac{1}{g_{m1}}}{R_4 \| \frac{1}{g_{m1}} + R_i} v_i$
(div. tensión)

Malla central: $v_\pi = -g_{m1} v_{gs} (R_{356} \| r_\pi)$

Malla dcha: $v_o = -g_{m2} v_\pi (R_L \| R_7)$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{\cancel{v_\pi}} \cdot \frac{\cancel{v_\pi}}{\cancel{v_{gs}}} \cdot \frac{\cancel{v_{gs}}}{v_i} = \boxed{-886}$$

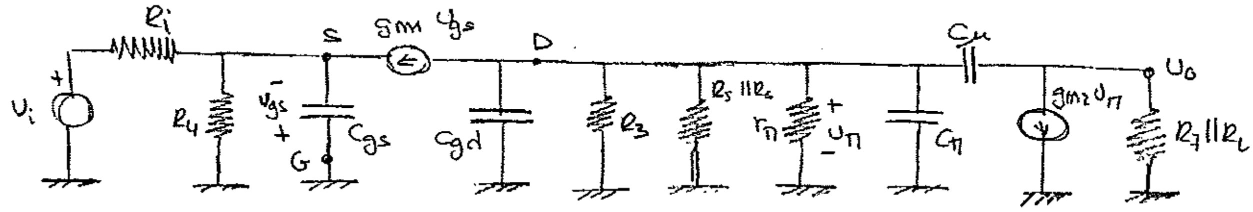
b) Cto equiv. alta frecuencia.



se cortocircuita cdores !!

se añaden efectos capacitivos !!

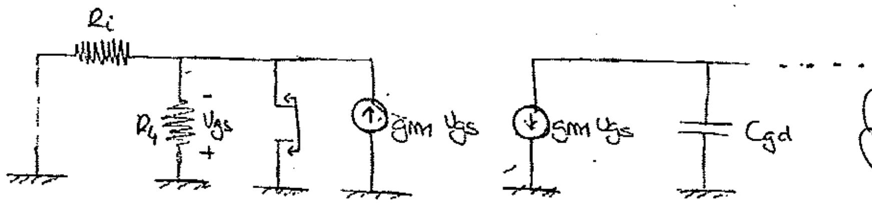
CONTINUACIÓN EJERCICIO 1 SEP '98



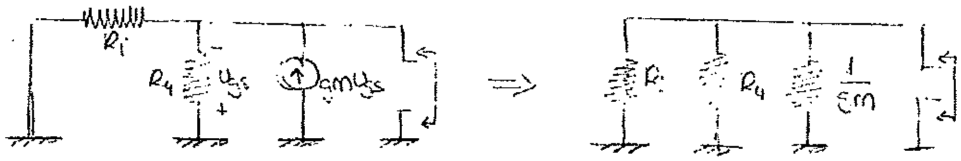
$\boxed{R_{cgs}}$ ≡ Resistencia equiv. en bornas del cdor C_{gs}.

Quitamos el cdor y ponemos Vaux, iaux → en este caso no es neces

Calculamos la R_{th}. Anulo gdores indples.



Nos da igual

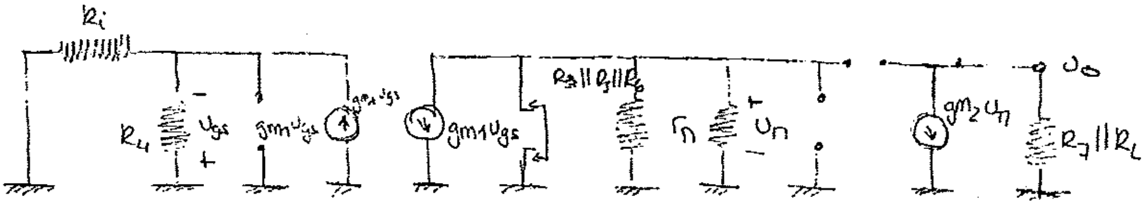


Por tanto, $R_{cgs} = R_i \| R_4 \| \frac{1}{g_m} = 39{,}7\,\Omega$

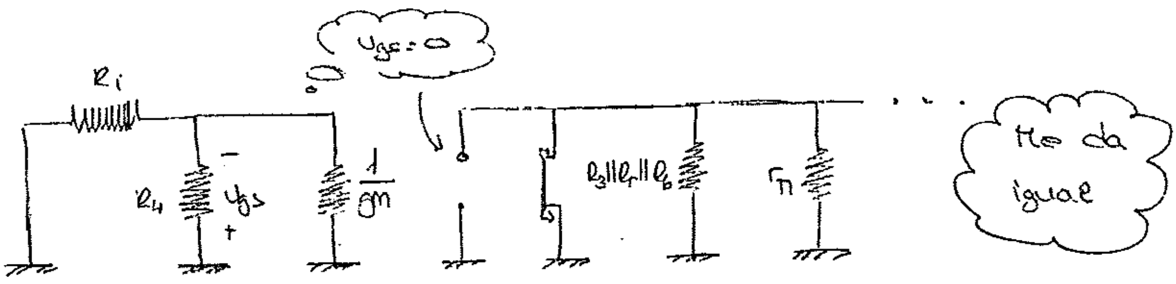
$\boxed{R_{cgd}}$ = Resistencia equiv en bornas del cdor C_{gd}

Anulamos los gdores indples : $v_i = 0$

Calculo R_{th}. Otros cdores en cto abto!!



gdor controlado por su propia tensión ⇒ $\Leftrightarrow \frac{1}{g_m}$

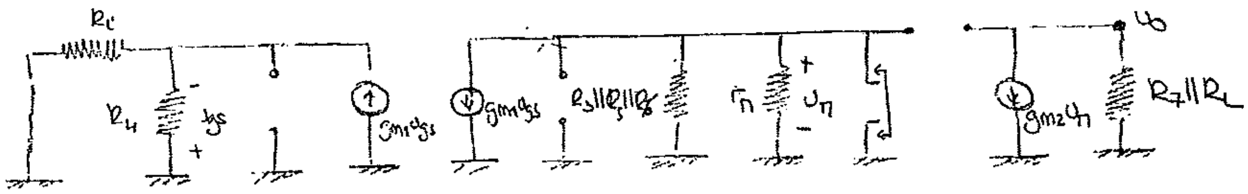


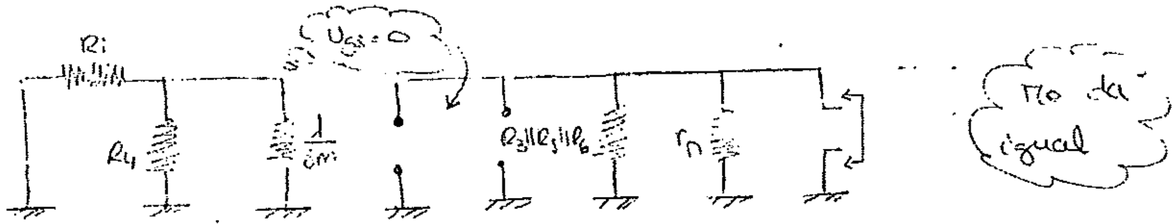
$$R_{C_{gd}} = R_3 \| R_5 \| R_6 \| r_\pi = 50k \| 60k \| 20k \| 50k = \underline{9,3\,k}$$

$\boxed{R_{C_\pi}}$ ≡ Resistencia equiv en bornas del cdor C_π

Anulamos cdores indptes: $v_i = 0$.

Calculo R_{th}. Cto abto en otros cdores





$$R_{C\pi} = R_3 \| R_5 \| R_6 \| r_\pi = \underline{9,3\,k\Omega}$$

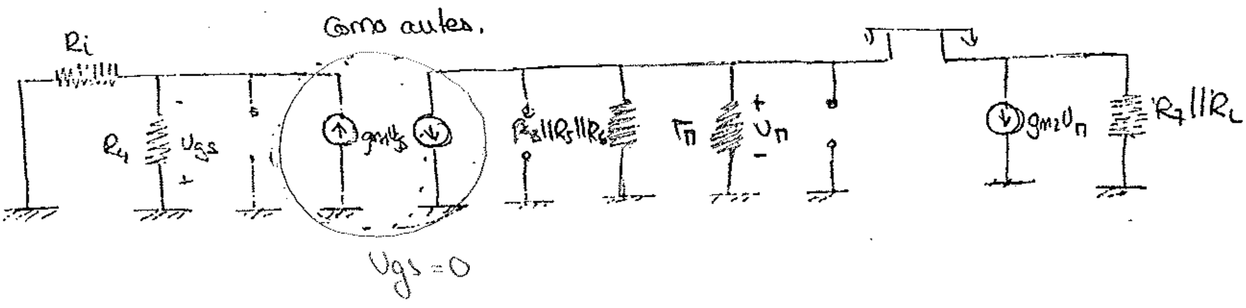
¡Importante

$\boxed{R_{C_\mu}}$ ≡ Resistencia equiv. en bornas del cdor C_μ.

Anulamos cdores indptes. Ponemos V_{aux} e i_{aux}.

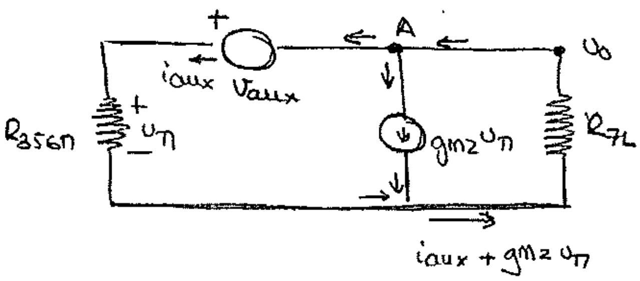
Calculo R_{th}. Cto abto en otros cdores.

xq tenemos cdores dpndtes



CONTINUACIÓN EJERCICIO 1 SEP'98

Reordenando



$$\left.\begin{aligned} v_{aux} &= v_\pi - v_o \\ v_o &= -(i_{aux} + g_{m2} v_\pi) R_{7L} \end{aligned}\right\} \Rightarrow v_{aux} = v_\pi - (-(i_{aux} + g_{m2} v_\pi) R_{7L}) =$$

$$= v_\pi + (i_{aux} + g_{m2} v_\pi) R_{7L}.$$

Además, $v_\pi = i_{aux} R_{356\pi}$ sust

$$v_{aux} = i_{aux} R_{356\pi} + (i_{aux} + g_{m2} i_{aux} R_{356\pi}) R_{7L}$$

$$v_{aux} = i_{aux} (R_{356\pi} + R_{7L}(1 + g_{m2} \cdot R_{356\pi}))$$

$$\Rightarrow R_{C\mu} = \frac{v_{aux}}{i_{aux}} = R_{356\pi} + R_{7L}(1 + g_{m2} R_{356\pi}) = \boxed{166\ k\Omega}$$

Finalmente $\frac{1}{\omega_H} = \Sigma \tau_i = \tau_{gs} + \tau_{gd} + \tau_\pi + \tau_\mu =$

$$= R_{Cgs} \cdot C_{gs} + R_{Cgd} C_{gd} + R_{C\pi} \cdot C_\pi \cdot R_{C\mu} \cdot C_\mu =$$

$$= 39,2 \cdot 10 \cdot 10^{-12} + 9,3 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-12} + 9,3 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-12} + 166 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-12} =$$

$$= 6,58 \cdot 10^{-7} \Rightarrow \omega_H = \frac{1}{6,58 \cdot 10^{-7}} = 1,52 \cdot 10^6\ rad/s.$$

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1,52 \cdot 10^6}{2\pi} = \boxed{242\ KHz}$$

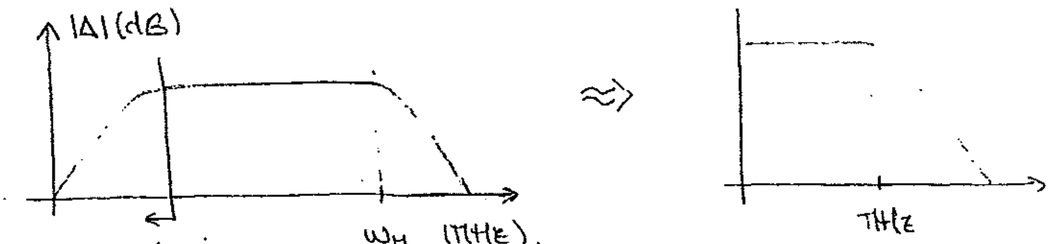
3) $f_1 = 10^6\,Hz = 1\,MHz$ **Datos.**

$f_2 = 10^8\,Hz = 100\,MHz$ Polos de alta frecuencia.

$f_3 = 10^9\,Hz = 1\,GHz$

$A_v = 10^4 \Rightarrow A_v(dB) = 20\log(A_v) = 20\log(10^4) = 80\log 10 = 80\,dB$

Pretendemos representar.



No se dibuja xq es de una magnitud de Hz

4) Nos dan: Función de transferencia (Diag. Bode).

2º caso $\beta = 0{,}316 \in \mathbb{R}$.

$|\beta|_{dB} = 20\log(0{,}316) = -10\,dB.$

Por tanto, $|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = |A|_{dB} - 10\,dB$

En concreto, a frec. medias: $|A\beta|_{dB} = 80 - 10 = 70\,dB$

$\rightsquigarrow MG = -|A\beta|_{dB}(\omega/\phi = -180°) = -|A\beta|_{dB}(\omega = 3\cdot 10^8) = -10 < 0$ Inestable

$\rightsquigarrow MF = +180° + \phi(\omega/|A\beta|_{dB} = 0) = +180° + \underbrace{\phi(\omega = 5\cdot 10^8)}_{-202{,}5°} = 22{,}5°$

Estabilizamos añadiendo un nuevo polo.:

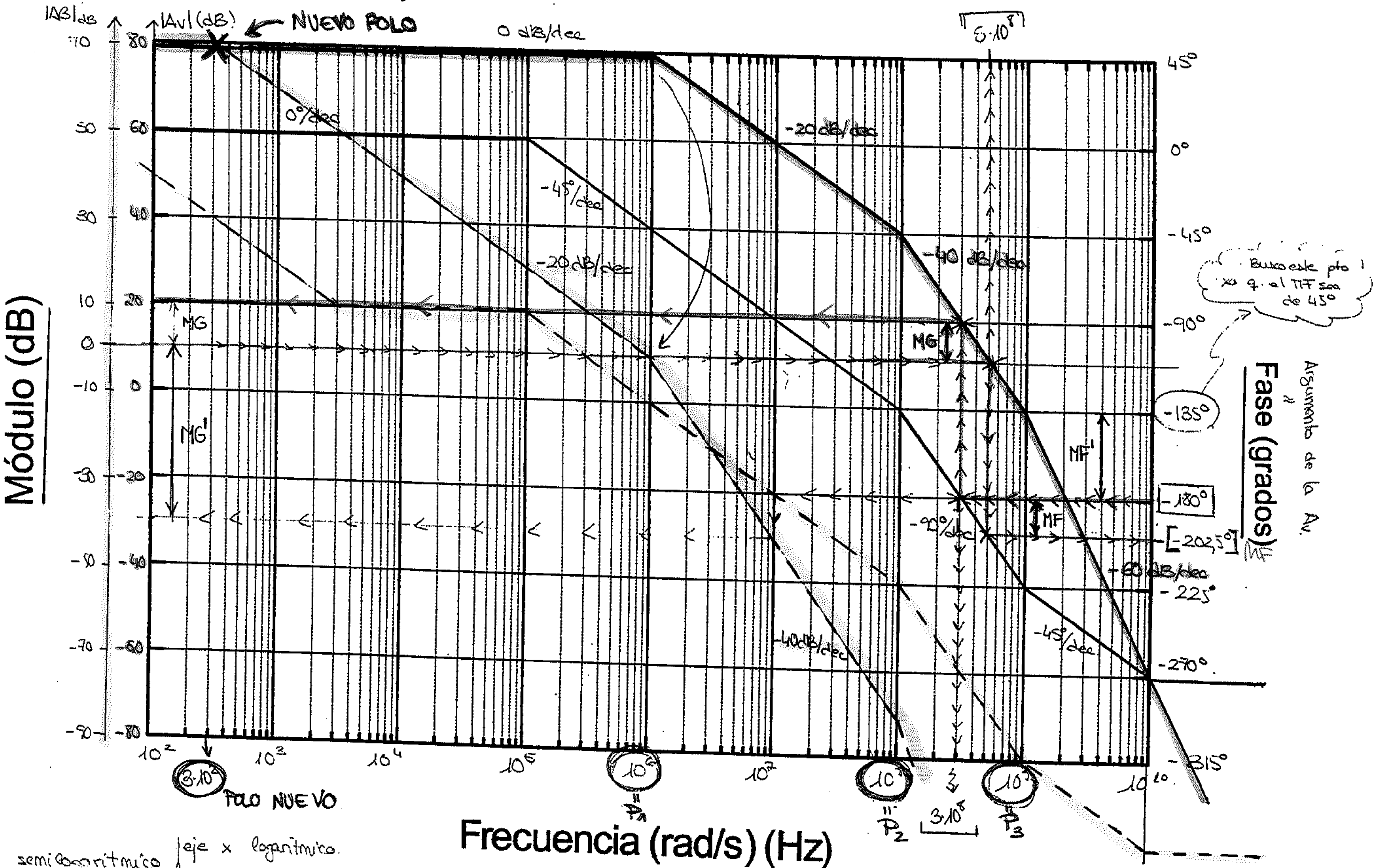
Con el nuevo polo en $f = 300\,Hz$ es cto es estable.

$MG' = -|A\beta|_{dB}(\omega/\phi = -180°) = -|A\beta|_{dB}(\omega = 10^7\,Hz) = -(-40) = 40 > 0$

Estable

SEP '98 Ej 1 Apdo 3)

Nueva fase
Nuevo módulo

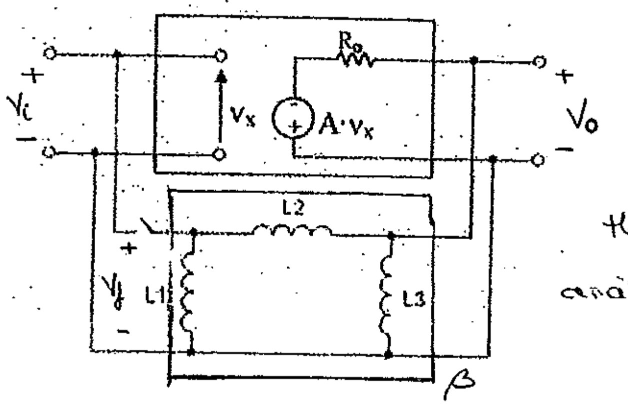


Papel semilogarítmico. eje x logarítmico, eje y normal

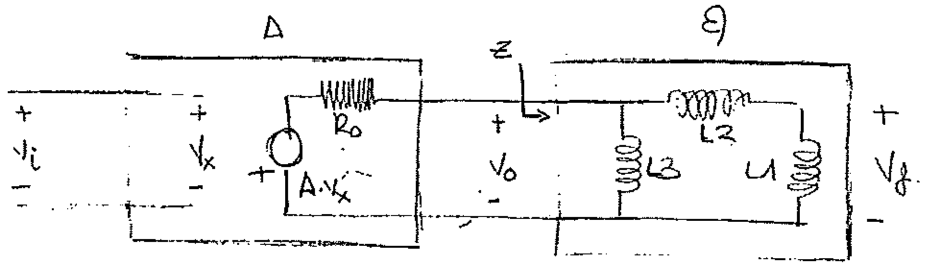
SEPTIEMBRE 1998 oscilador

CUESTIÓN. Dado el circuito mostrado en la figura, determine si es posible que el mismo oscile para alguna combinación de valores de , sabiendo que todos estos parámetros tienen valores mayores que cero. Argumente su respuesta aplicando el criterio de Barkhausen. Nota: No será válido utilizar directamente las fórmulas vistas en teoría.

A, R_0, L_1, L_2, L_3

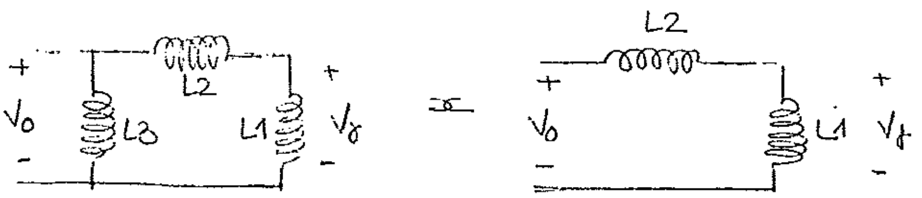


Hacemos siempre el análisis con el int abierto!!



Tenemos que calcular: $A = \frac{V_0}{V_i}$ $\beta = \frac{V_f}{V_0}$

* Calculamos $\beta = V_f/V_0$



Divisor de tensión: (con fasores!!)

$$V_f = \frac{j\omega L_1}{j\omega L_1 + j\omega L_2} V_0 \Rightarrow V_f = \frac{L_1}{L_1+L_2} V_0 \Rightarrow \beta = \frac{V_f}{V_0} = \frac{L_1}{L_1+L_2}$$

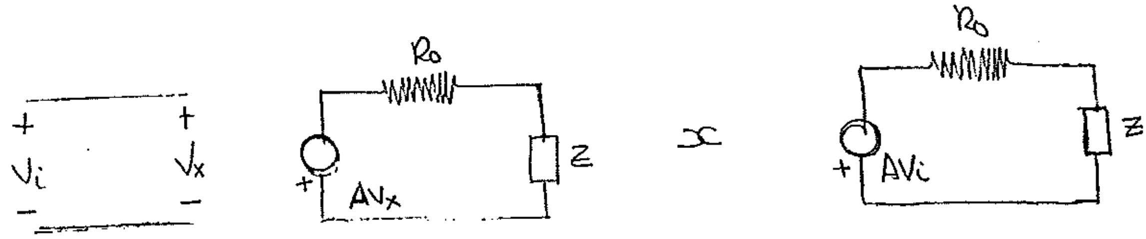
R

* Ahora calculamos $A = V_0/V_i$

lo primero, cálculo de Z

$$Z = (j\omega L1 + j\omega L2) \parallel j\omega L3 = j\omega(L1+L2) \parallel j\omega L3 =$$

$$= \frac{j\omega(L1+L2)\cdot j\omega L3}{j\omega(L1+L2) + j\omega L3} = \frac{j\omega(L1+L2)L3}{L1+L2+L3}$$



Por división de tensión:

$$V_0 = \frac{Z}{R_0+Z}(-AV_i) \Longrightarrow A(j\omega) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-Z}{R_0+Z}A$$

$$A(j\omega) = \frac{-\dfrac{j\omega(L_1+L_2)L_3}{L_1+L_2+L_3}A}{R_0 + \dfrac{j\omega(L_1+L_2)L_3}{L_1+L_2+L_3}} = \frac{-\dfrac{j\omega(L_1+L_2)L_3}{\cancel{L_1+L_2+L_3}}A}{\dfrac{(L_1+L_2+L_3)R_0 + j\omega(L_1+L_2)L_3}{\cancel{L_1+L_2+L_3}}} =$$

Multiplico $\cdot j$

$$= \frac{-j\omega(L_1+L_2)L_3A}{(L_1+L_2+L_3)R_0 + j\omega(L_1+L_2)L_3} = \frac{\omega(L_1+L_2)L_3A}{j(L_1+L_2+L_3)R_0 - \omega(L_1+L_2)L_3}$$

$$\text{Ahora: } A(j\omega)\beta(j\omega) = A\beta = \frac{\omega L_1 L_3 A}{j(L_1+L_2+L_3)R_0 - \omega(L_1+L_2)L_3} \in \mathbb{C}$$

$\Longrightarrow$ Crit de Barkhausen: Para que un cto oscile se debe cumplir: $A(j\omega)\beta(j\omega) = 1\cdot e^{j0} = 1 \in \mathbb{R}$.

$$\phi(A\beta) = 0 \iff (\underset{\substack{\vee\\0}}{L_1} + \underset{\substack{\vee\\0}}{L_2} + \underset{\substack{\vee\\0}}{L_3})\underset{\substack{\vee\\0}}{R_0} = 0$$

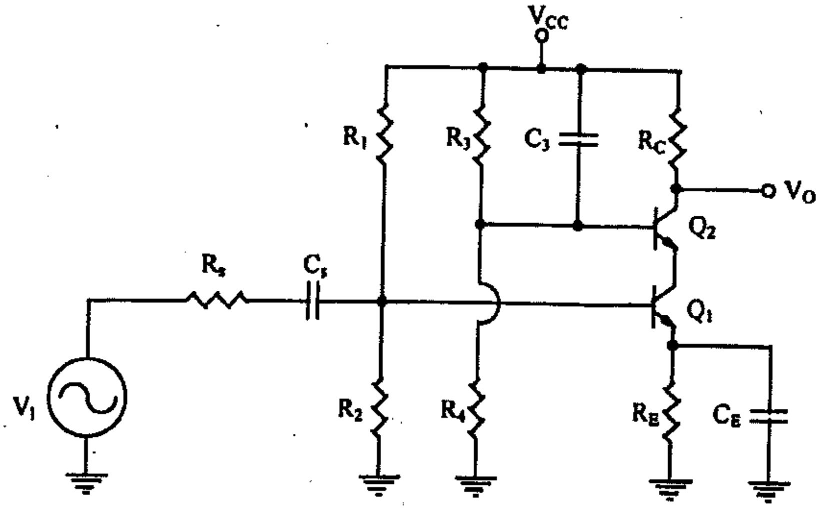
<u>No</u> puede oscilar xq $L_1, L_2, L_3, R_0 > 0 \Rightarrow \begin{cases} \phi(A\beta) \neq 0 \\ A\beta \notin \mathbb{R}. \end{cases}$

FM (Au) ⟶ Pena ↘

SEPTIEMBRE 1999

1. El circuito de la figura representa un amplificador de dos etapas basado en transistores bipolares, siendo los valores de los componentes circuitales los que se indican a continuación. V_I y V_0 son variables de pequeña señal.

$R_s = 1k\Omega$
$R_1 = 105k\Omega$
$R_2 = 20k\Omega$
$R_3 = 60k\Omega$
$R_4 = 50k\Omega$
$R_C = 3k\Omega$
$R_E = 1k\Omega$
$C_S = C_3 = C_E \to \infty$
$V_{CC} = 10V$
$\beta_1 = \beta_2 = \beta = 100$
$r_{b1} = r_{b2} = r_b = 0\ \Omega$
$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} = 0{,}6\ V$
$V_{A1} = V_{A2} = V_A = \infty$
$C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = C_\pi = 10\,pF$; $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = C_\mu = 1\,pF$; $V_T = 25mV$



1. Calcule la corriente de colector de Q1 en continua (punto de trabajo) y determine los valores de $r_{\pi 1}$ y $r_{\pi 2}$. Asuma $I_B << I_C$.

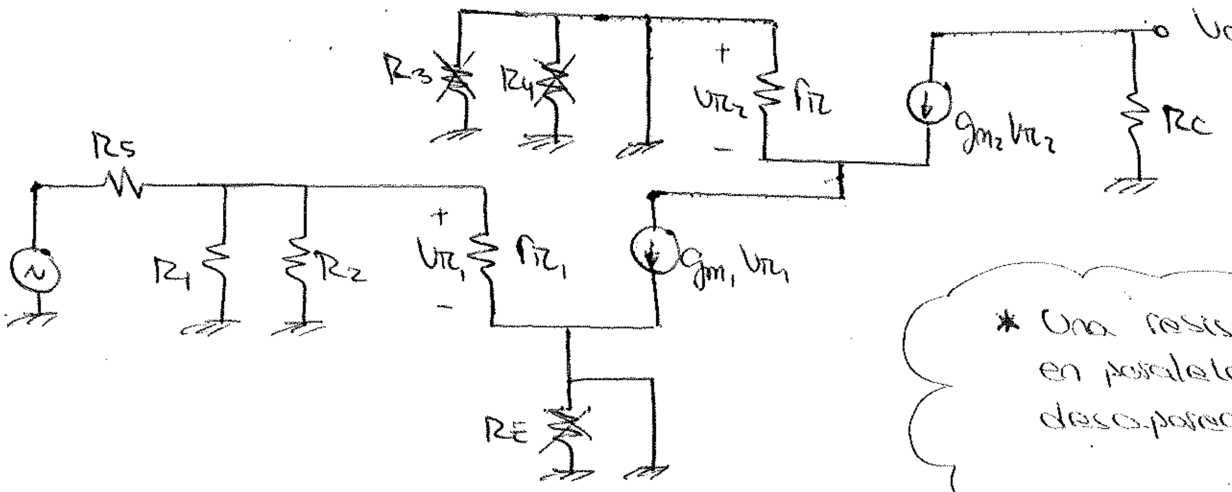
En los apartados siguientes, suponga que $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = 2{,}5\,k\Omega$

Hecho → 2. Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal a frecuencias medias y obtenga la expresión de la ganancia $A_V = V_0/V_1$ y su valor numérico en este rango de frecuencias medias.

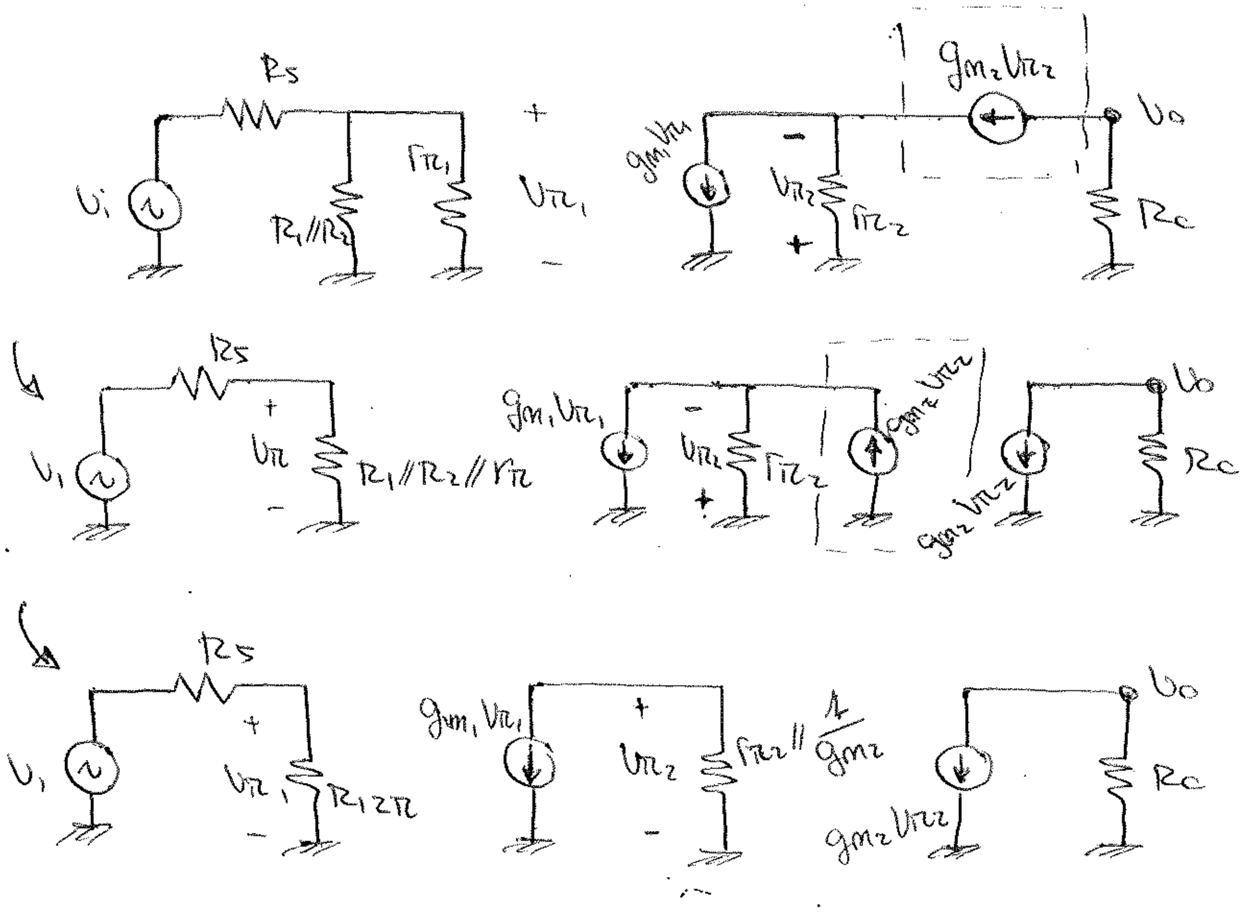
3. Dibuje el circuito equivalente en alta frecuencia y halle el ancho de banda del amplificador utilizando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto.

4. Si para medir V_0, conectamos a la salida una sonda-osciloscopio cuya impedancia de entrada es de 10 MΩ en paralelo con 20 pF, ¿qué ancho de banda se medirá?

2. Cto equivalente en pequeña señal y a frec. medias



* Una resistencia en paralelo con un c.c. desaparece.



$$A_v = \frac{V_o}{V_{\pi_2}} \cdot \frac{V_{\pi_2}}{V_{\pi_1}} \cdot \frac{V_{\pi_1}}{V_1} = \frac{V_o}{V_1}$$

- $V_o = -g_{m_2} V_{\pi_2} \cdot R_C$
- $V_{\pi_2} = -g_{m_1} V_{\pi_1} \cdot (r_{\pi_2} // 1/g_{m_2})$
- $V_{\pi_1} = R_{12\pi_1} \cdot \dfrac{V_1}{R_{12\pi_1} + R_S}$ (divisor tensión)

$$\Rightarrow A_v = \underbrace{(-g_{m_2} \cdot R_C)}_{V_o/V_{\pi_2}} \cdot \underbrace{\left(-g_{m_1} (r_{\pi_2} // 1/g_{m_2})\right)}_{V_{\pi_2}/V_{\pi_1}} \cdot \underbrace{\left(\frac{R_1 // R_2 // R_{\pi_1}}{R_1 // R_2 // R_{\pi_1} + R_S}\right)}_{V_{\pi_1}/V_1}$$

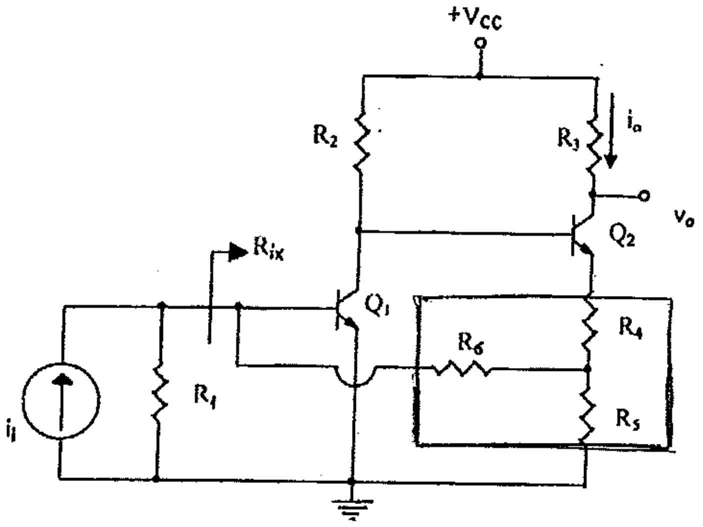
$A_v = -82,3$ //

NOTA: $\left.\begin{array}{l} \beta = 100 \\ r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = 2,5 k\Omega \end{array}\right\} g_{m_1} = g_{m_2} = \dfrac{\beta}{r_\pi} = 0,04 \mho$

Realimentación $A \cdot \beta$.

SEPTIEMBRE 1999

2. Considere el amplificador realimentado de la figura:



Donde $R_1 = 100k\Omega$; $R_2 = R_3 = 2\Omega$; $R_4 = R_5 = 1k\Omega$; $R_6 = 10k\Omega$

Los transistores tienen como parámetros característicos $g_m = 0{,}1\ A/V$ y $r_\pi = 1k\Omega$.

a) Identifique la topología de realimentación que presenta el amplificador; razone si la realimentación es positiva o negativa e indique qué función de ganancia queda estabilizada por la realimentación.

b) Dibuje el circuito equivalente del amplificador identificando las redes A y β.

c) Calcule la ganancia en corriente $A_{if} = i_o/i_i$, aplicando el método de análisis de circuitos realimentados.

d) Calcule la impedancia de entrada del amplificador realimentado R_{ix} tal y como se indica en la figura.

a) suponemos que la red de realimentación está formada por R_4, R_5, R_6

Toca la entrada => Paralelo.

No toca la salida => Serie

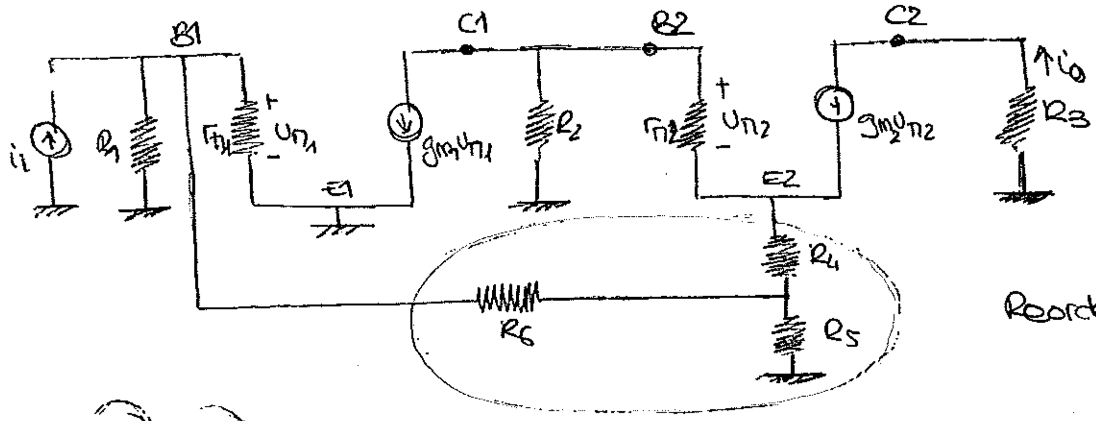
Paralelo - serie.

Tb se llama corriente paralelo xq es corriente lo que se muestrea a la salida y paralelo la configuración de la entrada.

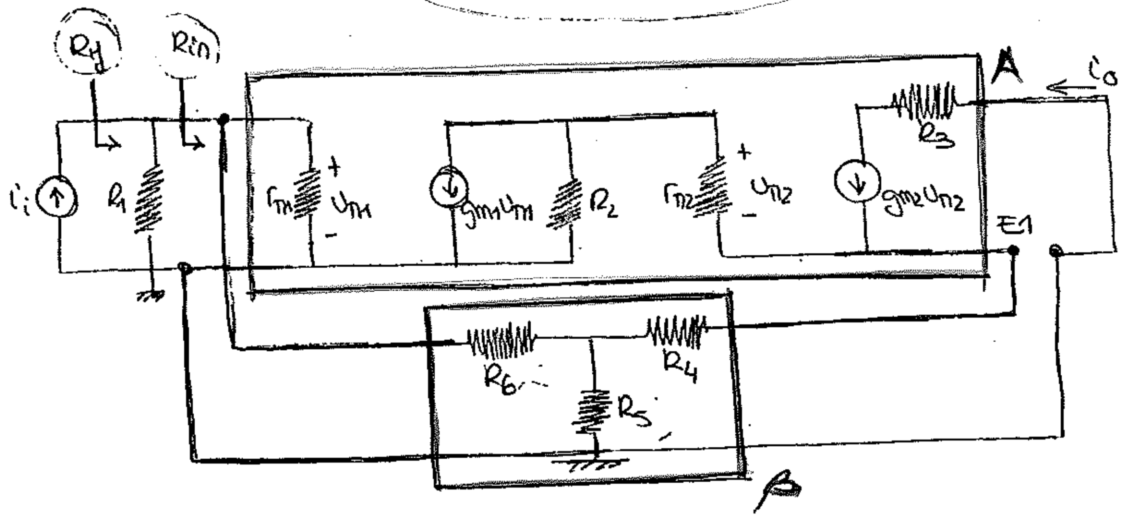
Se muestrea la corriente de salida i_o y se compara con la corriente de entrada i_1. La función q estabiliza es por la realimentación es la ganancia de corriente

$$A_I = \left(\frac{i_o}{i_1}\right)$$

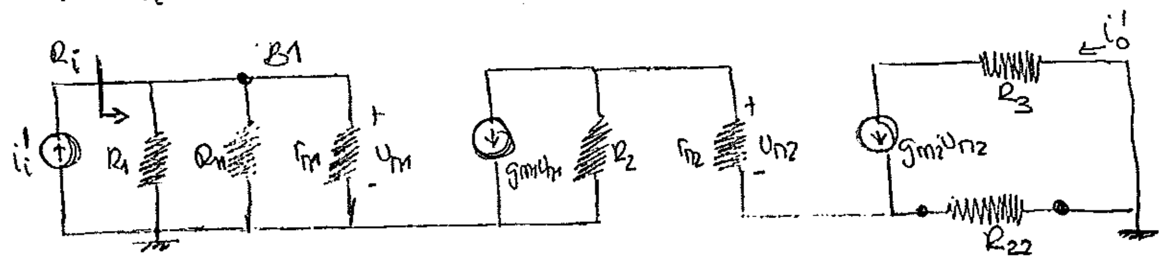
b)



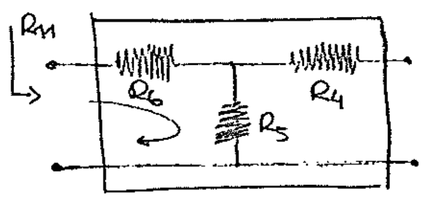
Reordenamos !!



c) $A_{if} = \frac{i_o}{i_i}$??   Cto en lazo abto:

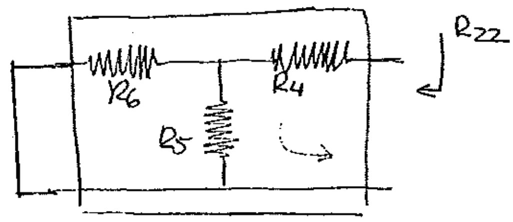


Calculamos R_{11}



$$R_{11} = R_5 + R_6 = 11 k\Omega$$

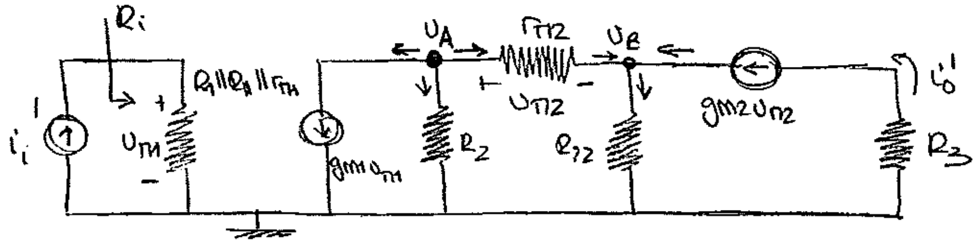
Calculamos R_{22} :



$$R_{22} = \underset{1k\Omega}{\underset{\|}{R_5}} \| \underset{10k\Omega}{\underset{\|}{R_6}} + \underset{1k\Omega}{\underset{\|}{R_4}} \simeq R_5 + R_4 = 2k\Omega$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 SEP '99

c) Recolocamos el cto para calcular $\frac{i_o'}{i_i'}$ mejor.



① $\frac{v_{\pi 1}}{i_i'} = R_1 \| R_{11} \| r_{\pi 1}$

② $i_o' = g_{m2} v_{\pi 2}$

③ Nudo A: $g_{m1} v_{\pi 1} + \frac{v_A}{R_2} + \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} = 0$

④ Nudo B. $\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + g_{m2} v_{\pi 2} = \frac{v_B}{R_{22}}$

⑤ $v_{\pi 2} = v_A - v_B$

Sust 5 ecs.
6 incógnitas
¿$i_o', i_i', v_{\pi 1}, v_{\pi 2}, v_A, v_B$?
Buscamos $\frac{i_o'}{i_i'}$

Resolvemos: $v_A = -\left(\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + g_{m1} v_{\pi 1}\right) R_2$

$v_B = \left(g_{m2} v_{\pi 2} + \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\right) R_{22}$

sust en ⑤

$$\Rightarrow v_{\pi 2} = -\left(\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + g_{m1} v_{\pi 1}\right) R_2 - \left(g_{m2} v_{\pi 2} + \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\right) R_{22}$$

$$\Rightarrow v_{\pi 2}\left(1 + \frac{R_2}{r_{\pi 2}} + g_{m2} R_{22} + \frac{R_{22}}{r_{\pi 2}}\right) = -g_{m1} R_2 v_{\pi 1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_{\pi 2} = \frac{-g_{m1} R_2 v_{\pi 1}}{1 + \frac{R_2}{r_{\pi 2}} + g_{m2} R_{22} + \frac{R_{22}}{r_{\pi 2}}} = \frac{-g_{m1} R_2 r_{\pi 2} v_{\pi 1}}{r_{\pi 2} + R_2 + g_{m2} r_{\pi 2} R_{22} + R_{22}}$$

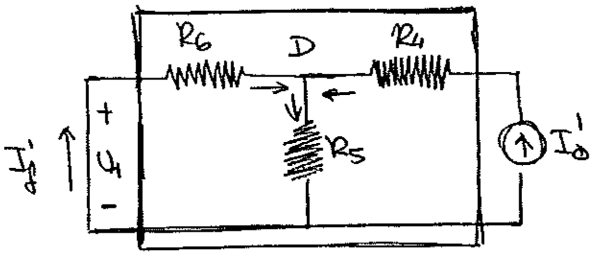
$$\Rightarrow \quad A_I = \frac{i_o'}{i_i'} = \frac{g_{m2} v_{\pi 2}}{\dfrac{v_{\pi 1}}{R_1 \| R_{11} \| r_{\pi 1}}} = \frac{g_{m2} v_{\pi 2} (R_1 \| R_{11} \| r_{\pi 1})}{v_{\pi 1}} =$$

$$= \frac{-g_{m1} R_2 r_{\pi 2} g_{m2} (R_1 \| R_{11} \| r_{\pi 1})}{r_{\pi 2} + R_2 + g_{m2} r_{\pi 2} R_{22} + R_{22}} \simeq -100$$

Ganancia de corriente lazo abierto.

Ahora calculamos β:

$$\beta_I = \left. \frac{I_f'}{I_o'} \right|_{v_1 = 0}$$



$$v_D = (I_f' + I_o') R_5$$

$$I_f' = \frac{0 - v_D}{R_6}$$

$$-I_f' R_6 = (I_f' + I_o') R_5 \Rightarrow \beta_I = \frac{-R_5}{R_5 + R_6} = \frac{-1}{11}$$

$$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{A_I}{1 + A_I \beta_I} = \frac{-100}{1 + (-100)\left(\frac{-1}{11}\right)} = -9{,}09 \simeq -10.$$

d) ¿R_{ix}?

$$R_i = R_1 \| R_{11} \| r_{\pi 1} \simeq r_{\pi 1} = 1 k\Omega$$

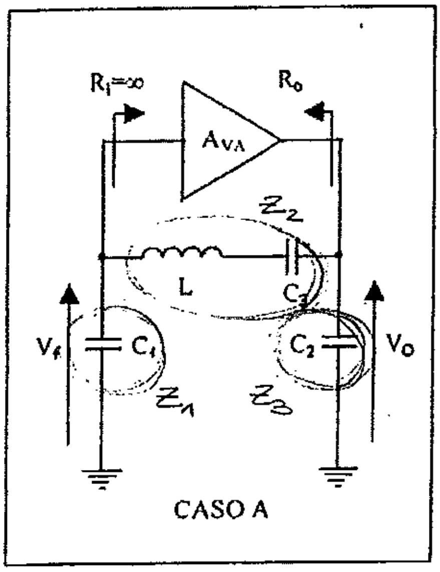
$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A_I \beta_I} = \frac{1k}{1 + (-100)\left(-\frac{1}{11}\right)} \simeq 0{,}1k$$

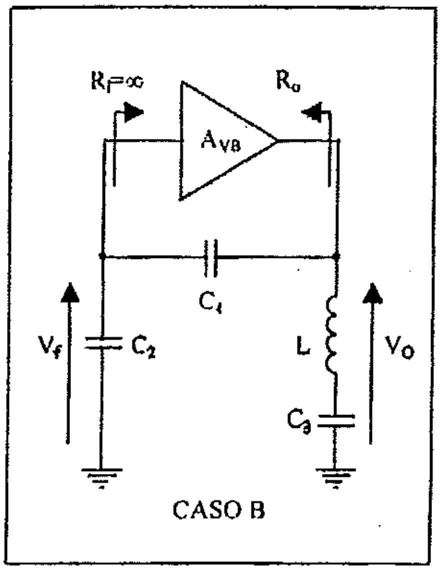
$$R_{ix} = R_{in} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{if}} - \dfrac{1}{R_1}} = \frac{1}{\dfrac{1}{0{,}1} - \dfrac{1}{100}} \simeq 0{,}1\ k\Omega.$$

SEPTIEMBRE 1999

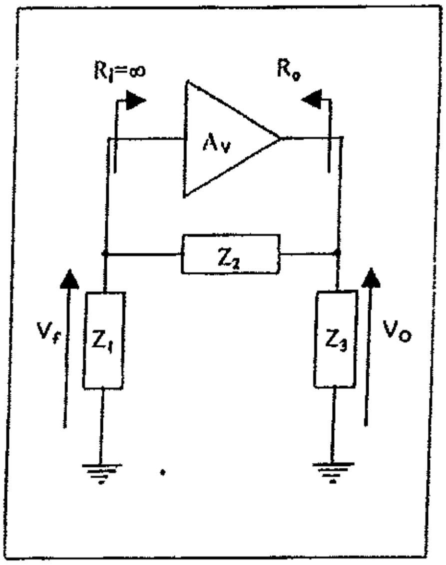
oscilado

3. Deseamos construir un oscilador senoidal de pulsación $w_0 = 10\,Mrad\,s^{-1}$ usando una de las dos opciones de las figuras que aparecen más abajo (casos A y B).
Los circuitos se basan en un amplificador genérico de tensión, cuya impedancia de entrada R_I supondremos ideal y cuya impedancia de salida R_0 es finita y conocida. En ambos casos se realimenta una red LC tipo CLAPP.





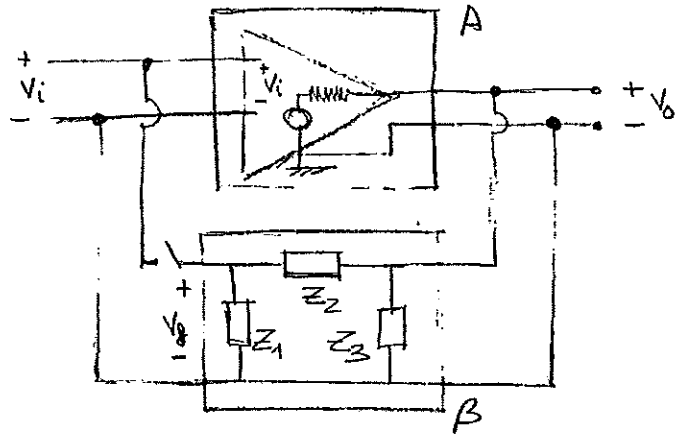
1. Como paso previo, determine sobre el esquema de la figura siguiente la expresión genérica del producto Aβ en función de R_0, A_V y las reactancias X_1, X_2 y X_3, siendo $Z_i = jX_i$. Determine las condiciones de oscilación a partir del criterio de Barkhausen.



2. A partir del resultado del apartado 1, determine la expresión de la frecuencia de oscilación (que resulta ser idéntica para los casos A y B), en función de L, C_1 C_2 y C_3. Obtenga a continuación la expresión simplificada de w_0, suponiendo que $C_1 >> C_2 >> C_3$ y calcule con ella el valor de C_3 para que con $L = 1\ mH$ el circuito oscile a la frecuencia deseada.

3. A partir del resultado del apartado 1, determine el módulo y fase de A_V en función C_1 y C_2 ~~para~~ los casos de A y B (utilice la expresión completa de w_0 obtenida en el apartado 2). Obtenga finalmente el valor numérico de las ganancias A_{VA} y A_{VB}, cuando $C_1 = 100\ nF$ y $C_2 = 1\ nF$.

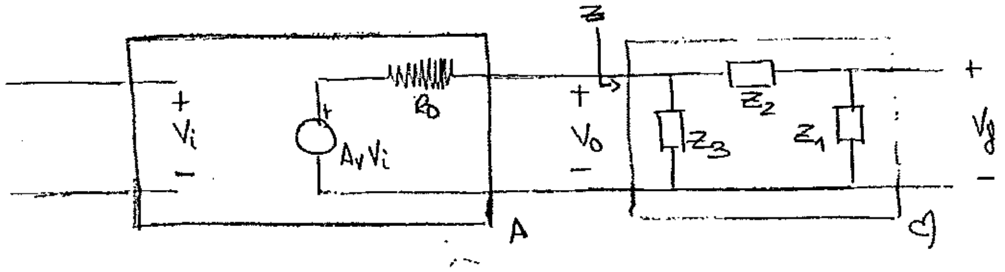
(1)



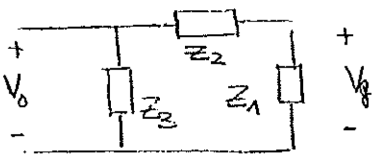
Mismo dibujo del enunciado

Analizamos siempre con el interrup. abto !!

R_i ideal $\iff R_i = \infty$



Primero calculamos $\beta = \dfrac{V_f}{V_o}$ (Por divisor de tensión)

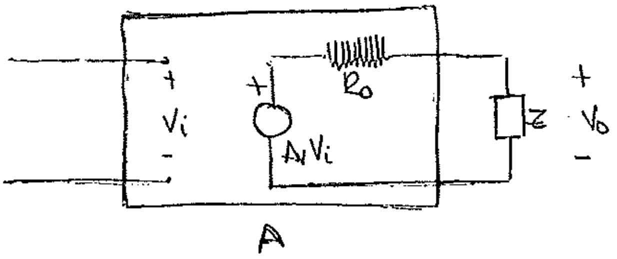


$$V_f = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_o = \frac{jX_1}{jX_1 + jX_2} V_o$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{X_1}{X_1 + X_2}$$

Ahora calculamos $A(j\omega) = \dfrac{V_o}{V_i}$

$$Z = (Z_1 + Z_2) \| Z_3 = \frac{(Z_1 + Z_2) Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} = \frac{(jX_1 + jX_2) jX_3}{jX_1 + jX_2 + jX_3} = \frac{j(X_1 + X_2) X_3}{X_1 + X_2 + X_3}$$



Por divisor de tensión:

$$V_o = \frac{Z}{Z + R_o} A_v V_i$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z A_v}{Z + R_o}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP '99.

①

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_V \dfrac{j(X_1+X_2)X_3}{X_1+X_2+X_3}}{\dfrac{j(X_1+X_2)X_3}{X_1+X_2+X_3} + R_o} = \frac{j(X_1+X_2)X_3 A_V}{j(X_1+X_2)X_3 + R_o(X_1+X_2+X_3)} =$$

Multiplicamos arriba y abajo por j

$$= \frac{-(X_1+X_2)X_3 A_V}{-(X_1+X_2)X_3 + jR_o(X_1+X_2+X_3)}$$

Por tanto: $A\beta = A(j\omega)\beta(j\omega) = \dfrac{-X_1 X_3 A_V}{jR_o(X_1+X_2+X_3) - (X_1+X_2)X_3}$

Crit de Barkhausen:

Para que un cto oscile $\Rightarrow A\beta = 1 = 1e^{j0}$ $\begin{cases} |A\beta| = 1 \\ \phi(A\beta) = 0. \end{cases}$

* Cond de fase

Para que $\phi(A\beta) = 0$: $\overset{\neq 0}{R_o}(X_1+X_2+X_3) = 0 \Rightarrow X_1+X_2+X_3 = 0.$

* Cond de módulo: (sup q se cumple la cond de fase).

$$A\beta = \frac{-X_1X_3A_V}{j\cdot 0 - (X_1+X_2)X_3} = \frac{-X_1X_3A_V}{\cancel{-}(X_1+X_2)\cancel{X_3}} = \frac{X_1 A_V}{X_1+X_2} \in \mathbb{R}.$$

Ahora: $A\beta \geq 1 \Rightarrow \dfrac{X_1 A_V}{X_1+X_2} \geq 1 \Rightarrow \boxed{A_V \geq \dfrac{X_1+X_2}{X_1}}$

② ¿$\omega_0 = f(L, C_1, C_2, C_3)$?

Como ω_0 es idéntica para los casos A y B, lo hacemos con el caso A

Lo dice el enunciado!!

Para el caso A se cumple:

$$Z_1 = jX_1 = \frac{-1}{\omega_0 C_1} j \qquad \frac{1}{j\omega C} = \frac{-1}{\omega C} j$$

$$Z_2 = X_2 j = \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_3}\right) j$$

$$Z_3 = X_3 j = \frac{-1}{\omega_0 C_2} j$$

Ahora, usando la cond de fase: $X_1 + X_2 + X_3 = 0$

$$\Rightarrow \frac{-1}{\omega_0 C_1} + \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_3} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0 \Rightarrow \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\omega_0 = \left[\frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3}{L C_1 C_2 C_3}\right]^{1/2}}$$

Ahora, suponiendo $C_1 \gg C_2 \gg C_3 \Rightarrow \frac{1}{C_1} \ll \frac{1}{C_2} \ll \frac{1}{C_3}$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L}\left(\cancel{\frac{1}{C_1}} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)} \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_3}}$$

Para calcular C_3:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_3} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{(10^7)^2 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{10^{11}} = 10^{-11}\,F = \boxed{10\,pF}$$

Para el caso B, el resultado debería ser el mismo.!!

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP'99

③ $\boxed{\text{CASO A}}$

$$\underbrace{A_{V_A} = 1 + \frac{X_2}{X_1}}_{} = 1 + \frac{\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_3}}{-\frac{1}{\omega_0 C_1}} = 1 + \frac{\omega_0^2 L C_1 - \frac{\omega_0 C_1}{\omega_0 C_3}}{-1} =$$

Cond de módulo obtenida en el apdo 1

sustituyo ω_0

$$= 1 - \frac{C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3}{\cancel{LC_1}C_2C_3} \cancel{LC_1} + \frac{C_1}{C_3} =$$

$$= 1 - \frac{C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3}{C_2C_3} + \frac{C_1}{C_3} =$$

$|A_{V_A}| = 100$

$\phi_{A_{V_A}} = \pi$

$$= 1 - \frac{C_1}{C_3} - \frac{C_1}{C_2} - 1 + \frac{C_1}{C_3} = -\frac{C_1}{C_2} = \frac{-10^{-7}}{10^{-9}} = \boxed{-100.}$$

$\boxed{\text{CASO B}}$

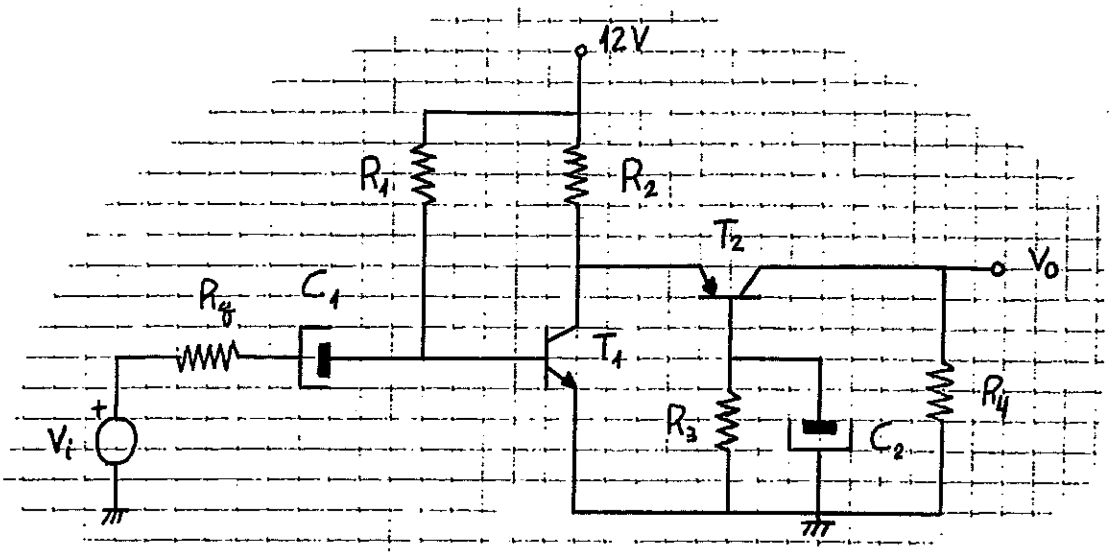
$$A_{V_B} = 1 + \frac{X_2}{X_1} = 1 + \frac{-\frac{1}{\omega_0 C_1}}{-\frac{1}{\omega_0 C_2}} = 1 + \frac{C_2}{C_1} = 1 + \frac{10^{-9}}{10^{-7}} =$$

$$= 1 + 10^{-2} = 1 + 0{,}01 = \boxed{1{,}01} \Rightarrow \begin{array}{l} |A_{V_B}| = 1{,}01 \\ \phi_{A_{V_B}} = 0. \end{array}$$

¡¡Notar que en este caso no ha hecho falta ω_0!!

JUNIO 2000

1. En la figura se representa el esquema eléctrico de un amplificador de tensión en pequeña señal.



$\beta_{T1} = \beta_{T2} = 100$	$R_g = 600\,\Omega$	$R_3 = 100\,k\Omega$
$I_{C1} = I_{C2} = 10\,mA$	$C_1 = 100\,\mu F$	$C_2 \to \infty$
$C_{\pi 1} = C_{\pi 2} = 20\,pF$	$R_1 = 120\,k\Omega$	$R_4 = 600\,\Omega$
$C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 3\,pF$	$R_2 = 100\,\Omega$	

1) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para frecuencias medias y calcule la ganancia $A_v = v_0 / v_i$ para frecuencias medias.

2) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para alta frecuencia, y estime el ancho de banda del amplificador utilizando la técnica de las constantes de tiempo en circuito abierto.

3) Calcule la frecuencia de corte inferior del amplificador.

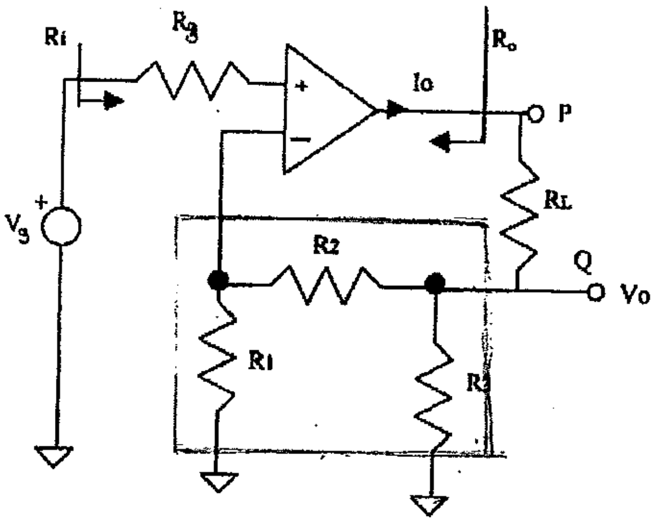
JUNIO 2000

? aptdo 2 → $G_1 = A \cdot R_{22}$ ¿Aptdo 4?
REALIMENTACIÓN

3. El circuito de la figura siguiente es un amplificador realimentado basado en un amplificador operacional (AO). Dicho AO posee las siguientes características conocidas: resistencia de entrada Rd, resistencia de salida nula, y ganancia en tensión Ad. Para el análisis que se pide a continuación, se considera que la variable que se muestrea (variable común a la red β y a la red A en la salida) es la corriente Io. Asimismo, se asume que la red β está formada por las resistencias R1, R2 y R3.

1) Indique la configuración o topología de realimentación que tiene el circuito y represente el circuito equivalente de la red A ideal que incluye los efectos de carga de la red β.

2) Usando la teoría de análisis de circuitos realimentados, deduzca la expresión de la ganancia en tensión, y determine el resultado para el caso en que la ganancia de lazo es mucho mayor que uno (Aβ >>1)



DATOS:

$R_L = 100\Omega$

$R_1 = 0,5\,k\Omega$

$R_2 = 20\,k\Omega$

$R_3 = 1\,k\Omega$

$R_4 = 1\,k\Omega$

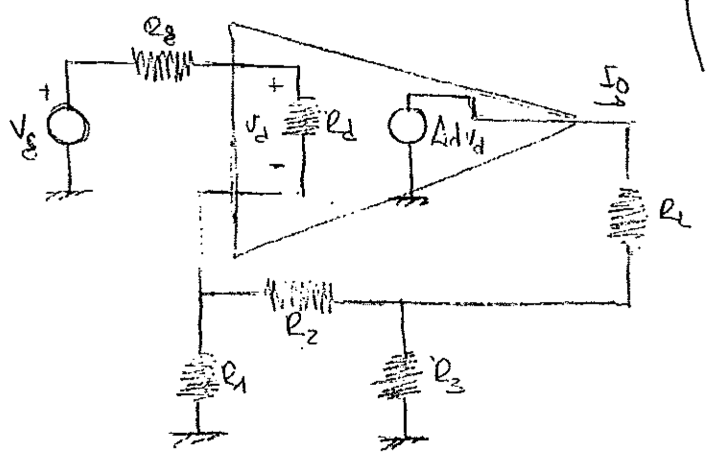
$R_g = 1\,k\Omega$

3) Obtenga las expresiones de la resistencia de entrada del circuito completo(R_i vista por el generador) y de la resistencia de salida R_0 entre los terminales P y Q de la figura, en paralelo con R_L, y excluyendo ésta

4) Suponga ahora que se analiza el circuito como una configuración con muestreo de la tensión de salida V_0. Determine β en este caso y halle la ganancia en tensión mediante la aproximación $G_V \approx 1/\beta$. Compare con lo obtenido en el apartado 2.

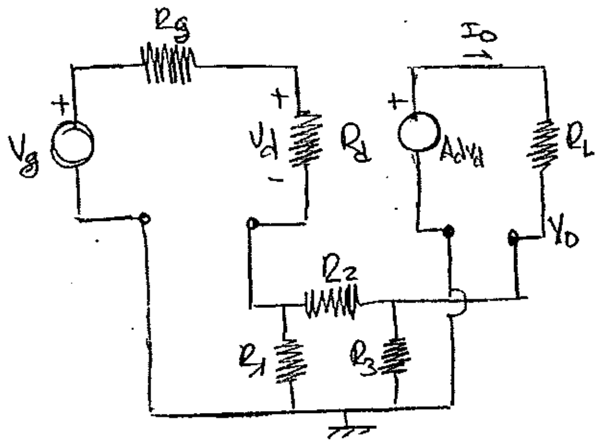
1) Topología : $\frac{I_o}{V_g}$ ⇒ serie - serie.

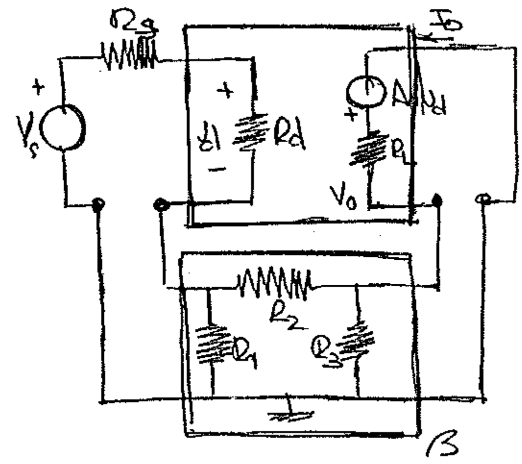
(se muestrea la corriente de salida I_o y se compara con la tensión de entrada V_g)



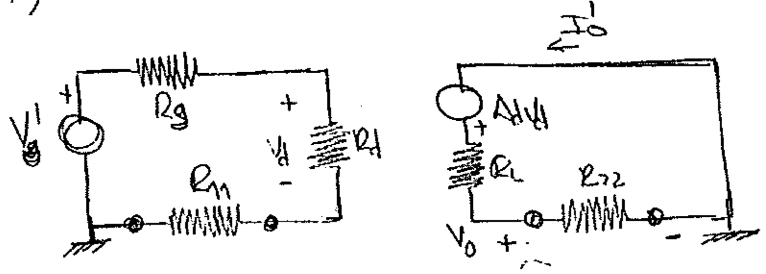
$A_Y = \frac{I_o}{V_g} (\mho) \quad \beta_Z = \frac{V_f'}{I_o'} (\Omega)$

Reordenamos !!

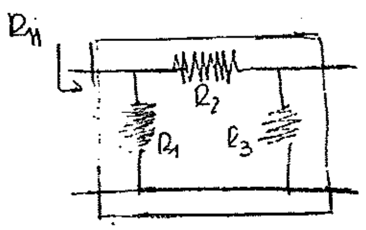




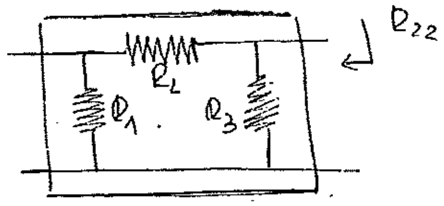
*) Cto en lazo abto:



Cálculo de R_{11}:



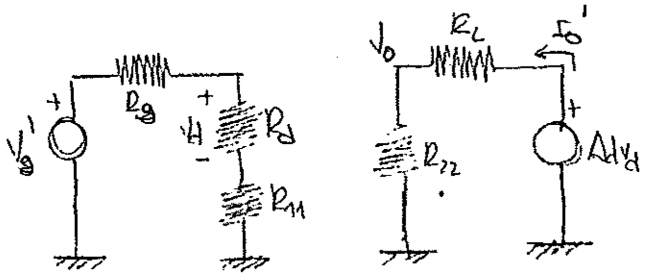
Cálculo de R_{22}:



$$R_{11} = (R_2+R_3)\,||\,R_1$$

$$R_{22} = (R_1+R_2)\,||\,R_3$$

2)



Ahora calculamos $A'_y = \dfrac{I'_o}{V'_g}$

$$V_d = \frac{R_d}{R_g+R_d+R_{11}}V'_g$$

$$I'_o = \frac{A_d V_d}{R_L+R_{22}}$$

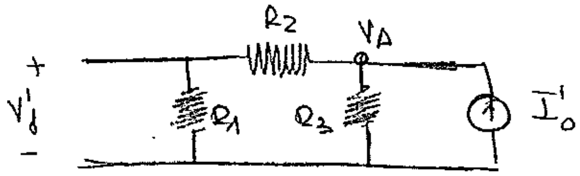
$\Rightarrow$

$$A'_y = \frac{I'_o}{V'_g} = \frac{I'_o}{V_d}\cdot\frac{V_d}{V'_g} =$$

$$= \frac{A_d}{R_L+R_{22}}\;\frac{R_d}{R_g+R_d+R_{11}}\;(\mho)$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 JUN'00

2) Ahora calculamos β :



$$V_f' = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_A$$

$$V_A = I_o'\left((R_1+R_2)\|R_3\right)$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{V_f'}{I_o'} = \frac{R_1 R_3}{R_1+R_2+R_3}$$

Por tanto:

$$A_{yf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{A_y}{1+A_y\beta_z} = \dots = \frac{(R_1+R_2+R_3)R_d V_d}{(R_d+R_{11}+R_g)(R_L+R_{22})(R_1+R_2+R_3)+A_d R_d R_3 R_1}$$

Finalmente: $V_o = I_o R_{22}$

? $\rightarrow$ $$\boxed{G_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_{22}}{V_s} = A_{yf} R_{22} = \frac{(R_1+R_2+R_3)R_d A_d R_{22}}{(R_d+R_{11}+R_g)(R_L+R_{22})(R_1+R_2+R_3)+A_d R_d R_3 R_1}}$$

si $A\beta \gg 1$

$$A_{yf} = \frac{A_y'}{1+A_y'\beta_z} \simeq \frac{1}{\beta_z} = \frac{R_1+R_2+R_3}{R_1 \cdot R_3}$$

$R_{22} = R_3 \| (R_1+R_2)$.

$$G_V = A_{yf} R_{22} = \frac{R_{22}(R_1+R_2+R_3)}{R_1 \cdot R_3} = \dots = \boxed{1+\frac{R_2}{R_1}}$$

3) $R_i' = R_s + R_d + R_{11}$

$R_{if} = R_i'(1+A_y'\beta_z)$

$\boxed{R_{in} = R_{if}}$

$R_o' = (R_L + R_{22})$

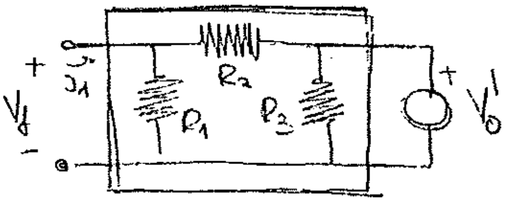
$R_{of} = R_o'(1+A_y'\beta_z)$

$\boxed{R_{out} = R_{of} - R_L}$

4) Muestreando la tensión de salida V_o, nos queda

<u>Serie - paralelo.</u>

$$\beta_V = \left.\frac{V_f'}{V_o'}\right|_{I_1=0}$$



Analizando el cto:

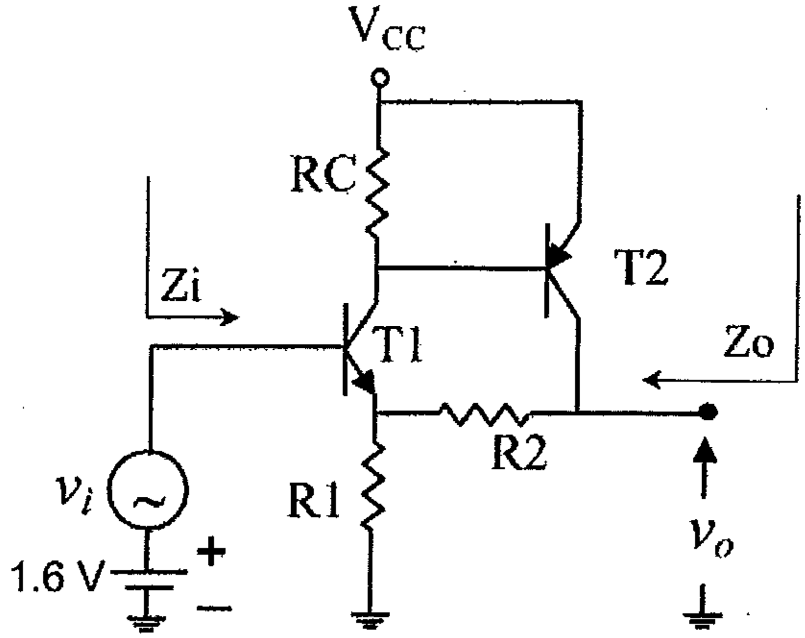
$$\boxed{\beta_V = \frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

$$G_V \simeq \frac{1}{\beta_V} = \frac{R_1+R_2}{R_1} = \boxed{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Es el mismo, xq el cto es el mismo. Da igual como se muestree !!!

SEPTIEMBRE 2000

2. El circuito de la figura es una etapa separadora y amplificadora de tensión empleada en el diseño de filtros activos RC como alternativa a los amplificadores operacionales.



$V_{CC} = 12V$	$KT/q = 25mV$	$h_{fe} = \beta = 200$ (T1 y T2)	$\lvert V_{BE} \rvert = 0,6V$
$r_0 = \infty\,\Omega$	$R_C = 600\Omega$	$R_1 = 500\Omega$	$R_2 = 4500\Omega$

1) Suponiendo despreciable I_{B2} frente a I_{C1}, calcule los puntos de trabajo (I_C, V_{CE}) de los dos transistores. Comente la validez de la suposición realizada.

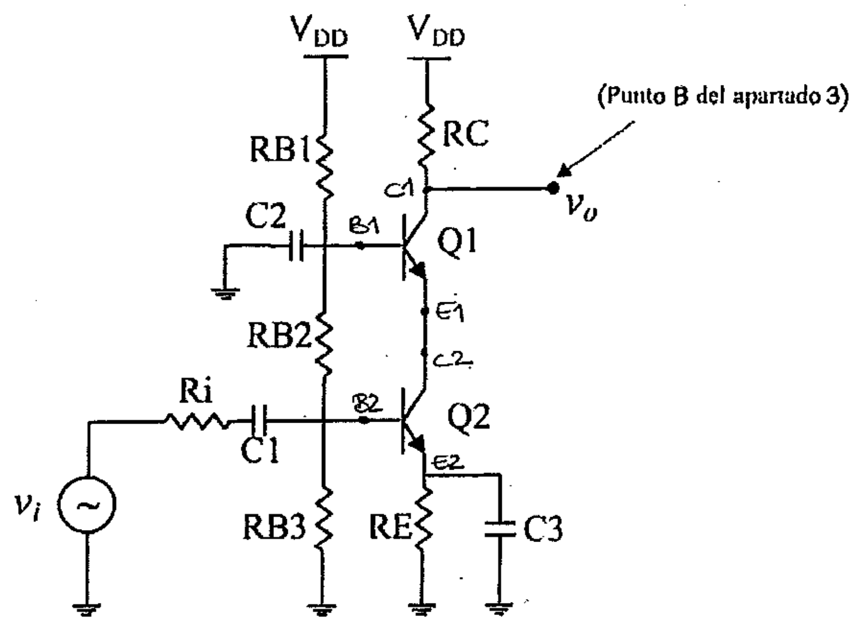
IMPORTANTE: A partir de este momento, si no resolvió el primer apartado, suponga que las corrientes de colector de T1 y T2 son ambas de 1 mA.
Vamos a caracterizar la etapa (Cálculo de Z_i, Z_o y ganancia $G_v = v_o/v_i$). Para ello utilizaremos el método aproximado de análisis de circuitos realimentados.

2) Dibuje la red β de realimentación, formada por las resistencias R_1 y R_2, y calcule el parámetro β adecuado a la topología.
3) Dibuje la red A ideal obtenida al considerar los efectos de carga de la red β sobre la red activa restante. Calcule el valor de la ganancia A ideal.
4) Calcule los valores de Z_i, Z_o y $G_v = v_o/v_i$
5) Explique brevemente si el tipo de realimentación empleado tiende a dar impedancias de entrada y salida acordes con la utilización de la etapa. Calcule, utilizando el factor de desensibilización de la realimentación, cuánto variará la ganancia Gv de la etapa si la red A ideal tiene un 10% más de ganancia de lo esperado al realizar el montaje.

Tema 1

SEPTIEMBRE 2000

3. El circuito amplificador de la figura dispone los siguientes datos



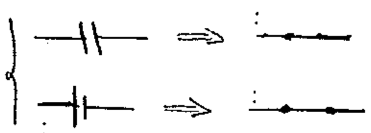
$R_i = 600\Omega$ $RB1 = 42k\Omega$ $RB2 = 5k\Omega$ $RB3 = 28k\Omega$ $RC = 8k\Omega$ $RE = 5k\Omega$

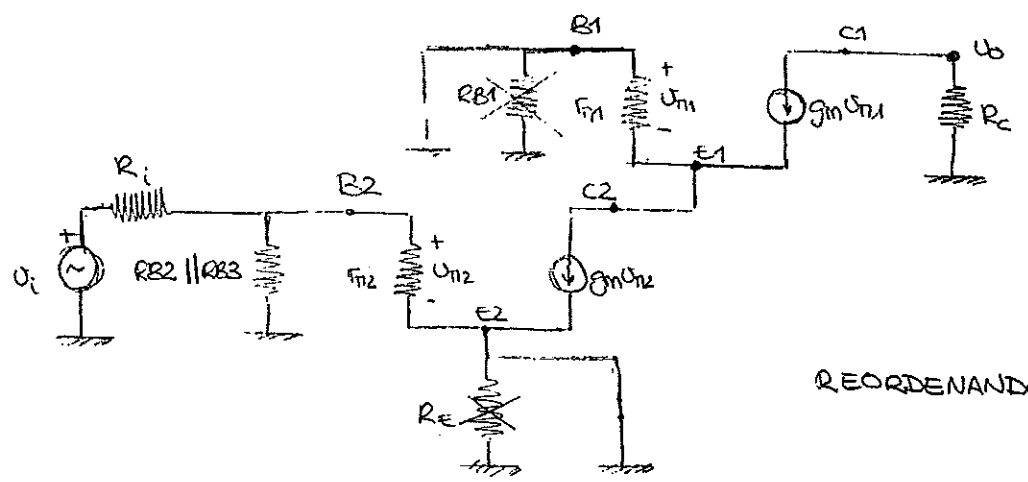
$C1 \to \infty$ $C2 \to \infty$ $C3 \to \infty$ $\boxed{C_{\pi1} = C_{\pi2} = 22\,pF \quad C_{\mu1} = C_{\mu2} = 9\,pF}$ Aparecen en el T2. (altas frec)

$g_{m1} = g_{m2} = 40\,mA/V$ $\beta_1 = \beta_2 = 160$ Tensiones de Early $V_{A1} = V_{A2} = \infty$

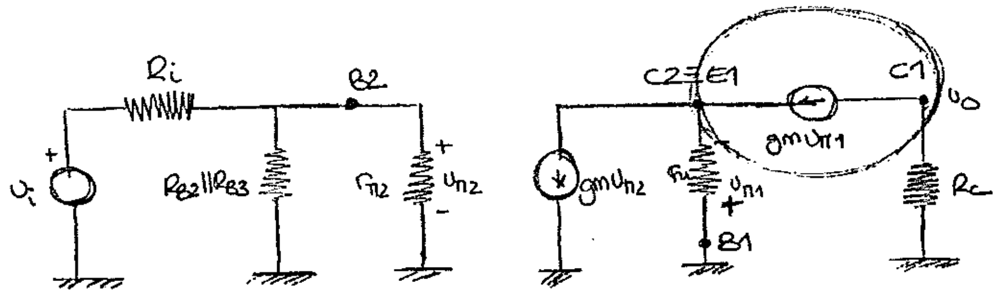
1. Considerando el rango de frecuencias medias, dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador y calcule la ganancia $A_v = v_0 / v_i$. EBAS
2. Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del amplificador para altas frecuencias, y estime el ancho de banda del amplificador utilizando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto.
3. Estime el nuevo ancho de banda del circuito al conectar una sonda de osciloscopio en posición "x10" en el punto B del circuito. Téngase en cuenta que el efecto de carga de dicha sonda es el de una resistencia de 10MΩ en paralelo con una capacidad de 15pF entre el punto mencionado (B) y masa.

1) Cto equiv. p.s.





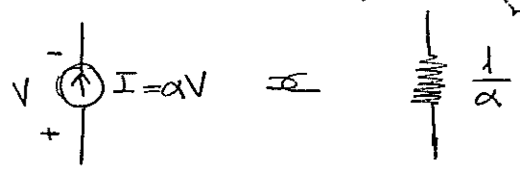
REORDENANDO ⟹

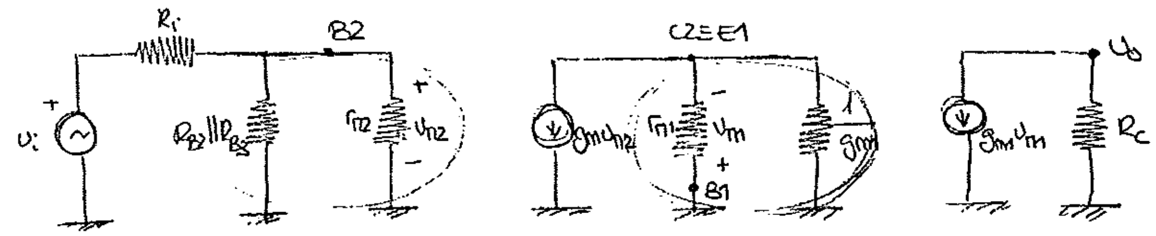


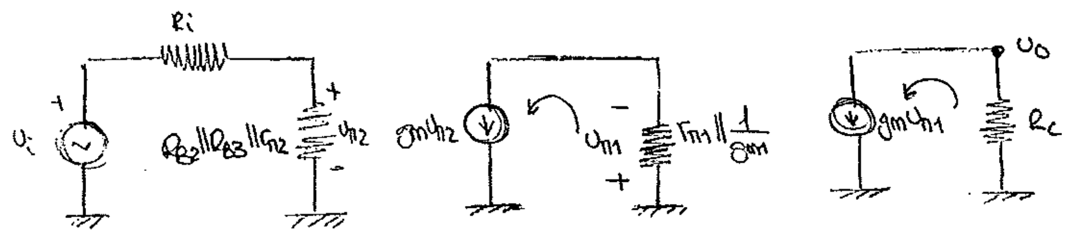
$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{160}{0{,}04} = 4 \cdot 10^3\,\Omega = 4k\,\Omega$$

Movilidad de gdores de corriente:

Recordatorio de IACR







CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP '00

1) Malla izq: $v_{\pi 2} = \dfrac{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2}}{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2} + R_i} v_i \Rightarrow \dfrac{v_{\pi 2}}{v_i} = \dfrac{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2}}{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2} + R_i}$

(div. tensión)

Malla central: $v_{\pi 1} = g_{m2} v_{\pi 2} \left(r_{\pi 1} \| \dfrac{1}{g_{m1}} \right) \Rightarrow \dfrac{v_{\pi 1}}{v_{\pi 2}} = g_{m2} \left(r_{\pi 1} \| \dfrac{1}{g_{m1}} \right)$

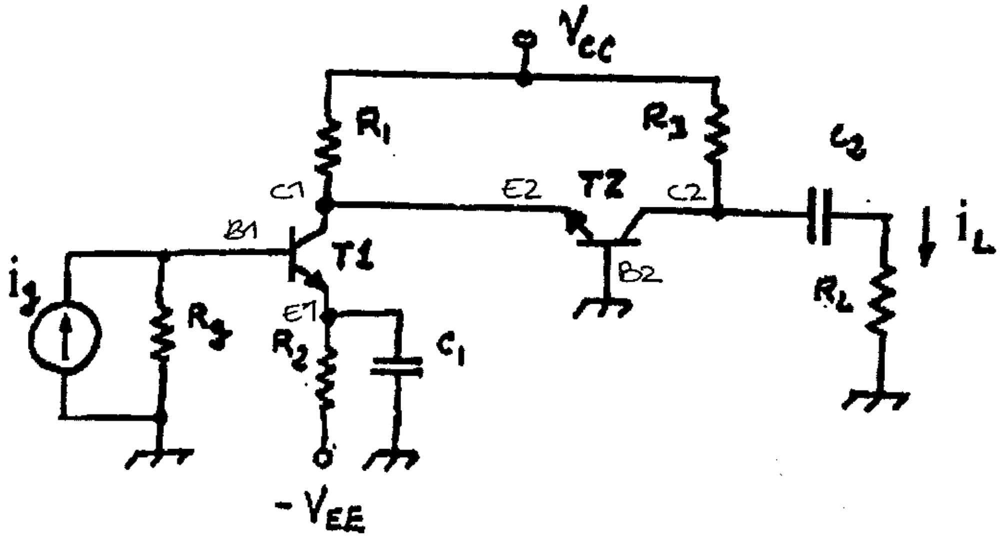
Malla dcha: $v_o = -g_{m1} v_{\pi 1} R_C \Longrightarrow \dfrac{v_o}{v_{\pi 1}} = -g_{m1} R_C$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{\pi 1}} \cdot \frac{v_{\pi 1}}{v_{\pi 2}} \cdot \frac{v_{\pi 2}}{v_i} = -g_{m1} R_C \, g_{m2} \left(r_{\pi 1} \| \frac{1}{g_{m1}} \right) \frac{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2}}{R_{B2} \| R_{B3} \| r_{\pi 2} + R_i} = -246.$$

CTCA, CTCC, BODE

JUNIO 2001

1. El circuito amplificador cascodo de la figura está constituido por una etapa en emisor común (T1) seguida de otra en base común (T2). Los transistores T1 y T2 son iguales, y están polarizados de igual manera, presentando la siguientes características: $g_m = 40mA/V$, $\beta = h_{fe} = 20$, $r_0 = \infty$, $C_\pi = 40pF, C_\mu = 6pF$.



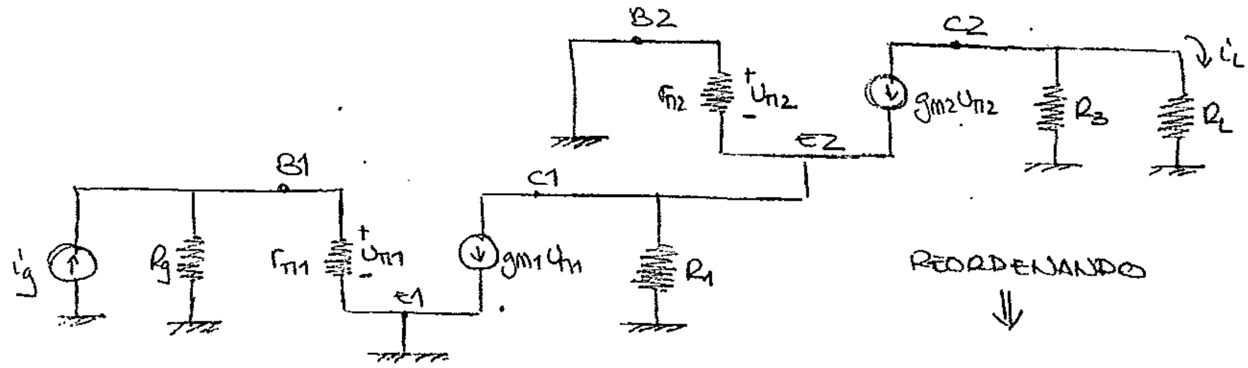
DATOS:

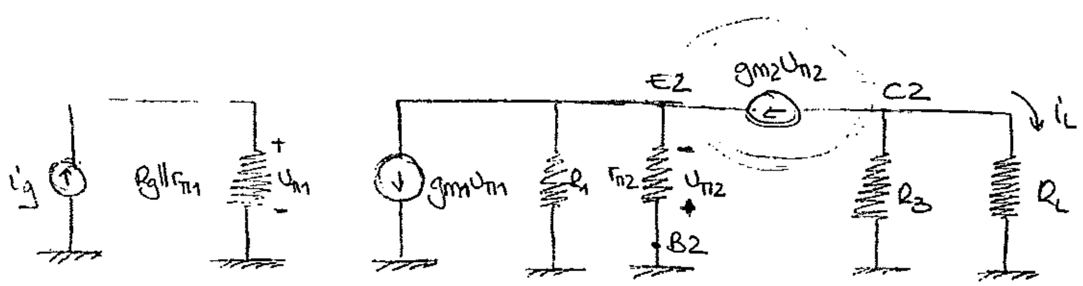
$R_1 = 1k\Omega$
$R_2 = 1k\Omega$
$R_3 = 1k\Omega$
$R_4 = 1k\Omega$
$R_g = 1k\Omega$
$R_L = 1k\Omega$
$C_1 = 100\mu F$
$C_2 = 100\mu F$

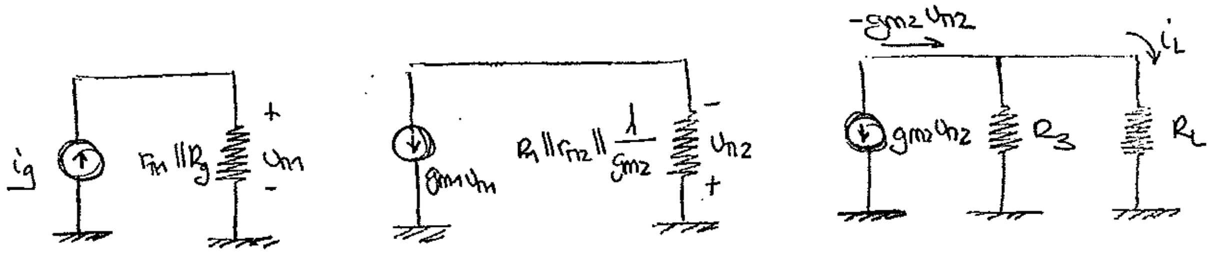
Se pide:

a) Calcular la ganancia de corriente en pequeña señal a frecuencias medias, i_L / i_g.
b) Calcule la frecuencia de corte inferior del circuito por el método de constantes de tiempo.
c) Calcule la frecuencia de corte superior del circuito por el método de constantes de tiempo.
d) Dibuje el diagrama de Bode para el módulo y la fase de la ganancia de corriente utilizando las frecuencias obtenidas.

a) Cto equiv pe ?? i_L/i_g ??







donde $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \dfrac{\beta}{g_m} = \dfrac{20}{40} = 0{,}5\ K\Omega.$

Malla izq: $v_{\pi 1} = i_g \left(r_{\pi 1} \| R_g \right)$

Malla central: $v_{\pi 2} = g_{m1} v_{\pi 1} \left(R_1 \| r_{\pi 2} \| \dfrac{1}{g_{m1}} \right)$

Malla dcha. $i_L = \dfrac{R_3}{R_3 + R_L} \left(-g_{m2} v_{\pi 2} \right)$

(Div. corriente)

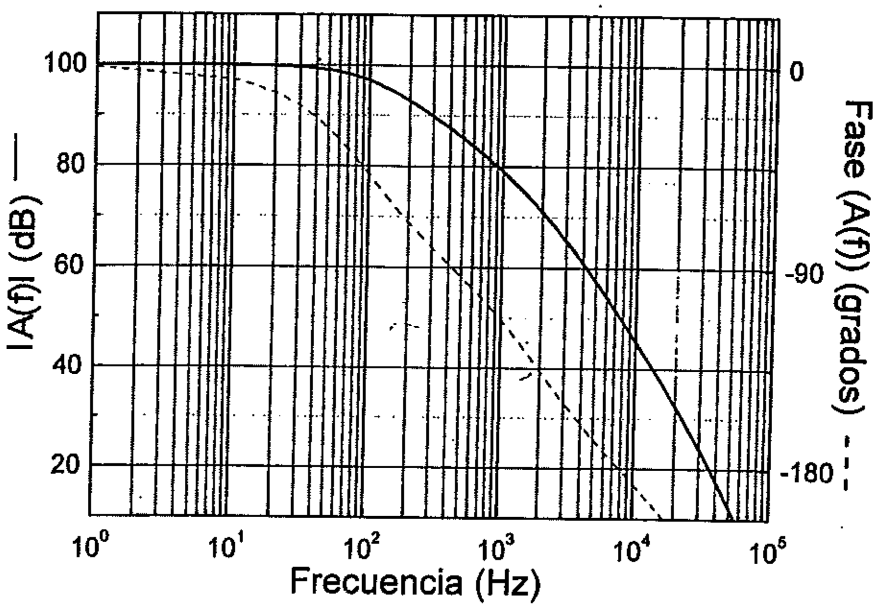
$$\frac{i_L}{i_g} = \frac{i_L}{\cancel{v_{\pi 2}}} \cdot \frac{\cancel{v_{\pi 2}}}{\cancel{v_{\pi 1}}} \cdot \frac{\cancel{v_{\pi 1}}}{i_g} = - \frac{R_3\, g_{m2}\, g_{m1} \left(R_1 \| r_{\pi 2} \| \frac{1}{g_{m1}} \right) \left(r_{\pi 1} \| R_g \right)}{\left(R_3 + R_L \right)} = \boxed{-6{,}6}$$

SEPTIEMBRE 2001

PROBLEMA 2 (30 puntos) Hecho en los otros apuntes

Se dispone de un Amplificador Operacional (AO) cuya ganancia de tensión, en lazo abierto, varía con la frecuencia según la gráfica de la figura, en módulo y fase. Se sabe que el AO tiene un condensador interno de compensación $C_C = 50$ pF, que aprovecha el efecto Miller para fijar el ancho de banda.

2.1.- Determine la frecuencia del polo dominante a partir de la representación de la respuesta en frecuencia. Obtenga el Margen de Ganancia para el caso de un seguidor de tensión ($\beta = 0$ dB) e indique si es estable. (8 p)



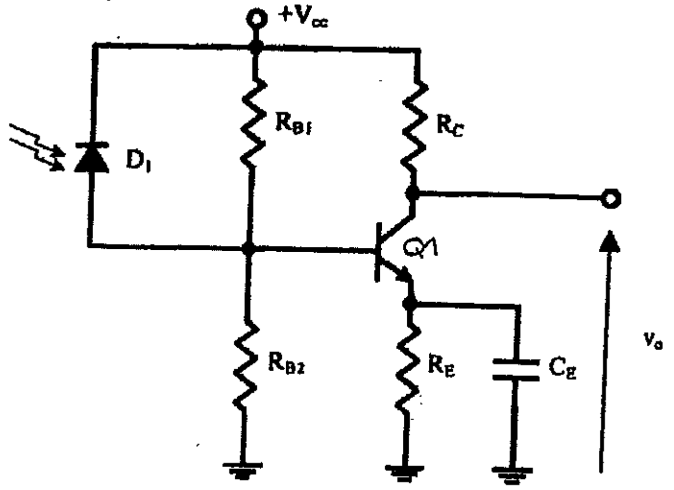
2.2.- Hallar el valor de β para una red de realimentación tal que el margen de fase es de 45°. (7 p)

2.3.- Se quiere desplazar la frecuencia del polo dominante cambiando el condensador de compensación. Determinar el nuevo valor de dicho condensador para que la ganancia de lazo en el AO realimentado con una red de $\beta = 0.1$ (unidades naturales) pase a tener un margen de ganancia de 10 db. (15 p)

Tema 1 ✓

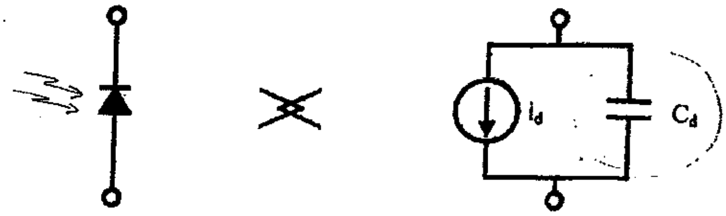
JUNIO 2002

1. El circuito de la figura es un **amplificador de transimpedancia** que convierte la corriente generada por el fotodiodo D_1 en un nivel de tensión apreciable en v_0.



$V_{CC}=12V$; $R_{B1}=120\,k\Omega$; $R_{B2}=82\,k\Omega$; $R_C=3900\,\Omega$; $R_E=3900\,\Omega$; $\beta=200$; $r_0=\infty$; $r_b=0\,\Omega$; $C_\pi=20\,pF$; $C_\mu=5\,pF$; $V_T=25mV$; $V_{BE}=0{,}7V$; $C_E=159\,\mu F$

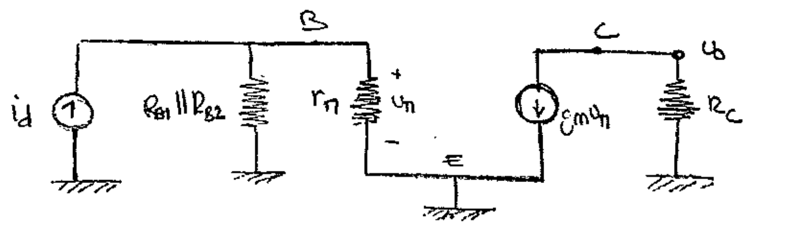
Suponga que Q_1 está polarizado en su zona activa con $I_C=1\,mA$.
Suponga igualmente que el circuito equivalente del diodo es el que aparece en la figura 2, donde $C_d=33pF$ es un efecto capacitivo que afecta en alta frecuencia.



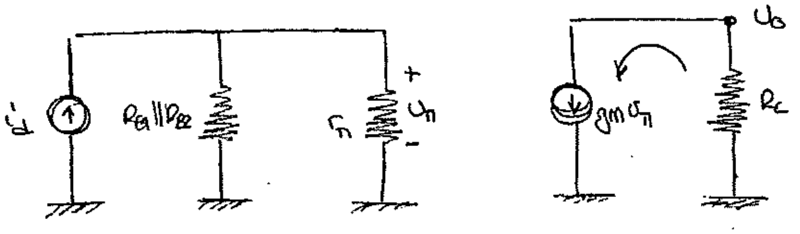
sólo para alta frecuencia

a) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias y calcule la ganancia v_0/i_d (donde i_d es la corriente que aparece en el modelo del fotodiodo de la figura) también a frecuencias medias.
b) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para alta frecuencia y estime la frecuencia de corte superior de la ganancia v_0/i_d usando el método de constantes de tiempo que considere oportuno (suponga válida la aproximación de polo dominante).
c) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para baja frecuencia y estime la frecuencia de corte inferior de la ganancia v_0/i_d usando el método de constantes de tiempo que considere oportuno (suponga válida la aproximación de polo dominante).

a) cto equiv. ps ?? v_0/i_d ??



REORDENANDO ⇒



$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40\ m\mho$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 5\ k\Omega$$

Malla dcha: $v_o = -g_m v_\pi R_C \Rightarrow \dfrac{v_o}{v_\pi} = -g_m R_C$

Malla izq: $v_\pi = i_d (R_{B1}\|R_{B2}\|r_\pi) \Rightarrow \dfrac{v_\pi}{i_d} = R_{B1}\|R_{B2}\|r_\pi$

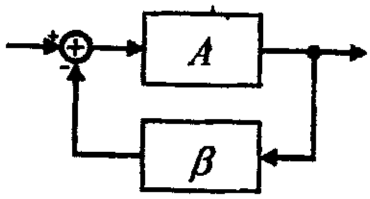
$$\Rightarrow \frac{v_o}{i_d} = \frac{v_o}{v_\pi} \cdot \frac{v_\pi}{i_d} = -g_m R_C (R_{B1}\|R_{B2}\|r_\pi) = \boxed{-707\ k\Omega}$$

JUNIO 2002

inestabilidad

3. La **ganancia de lazo** de un sistema realimentado como el de la figura es la que se indica a continuación:

$$A\cdot\beta = \frac{10^6}{\underbrace{\left(1+j\frac{f}{10^4}\right)\left(1+j\frac{f}{10^7}\right)\left(1+j\frac{f}{10^8}\right)}_{\text{Polos}}}$$



donde f viene expresada en Hz.

a) Dibuje en la gráfica adjunta el diagrama de Bode del módulo y la fase de la ganancia de lazo, **indicando** claramente las pendientes apropiadas.

b) Dibuje claramente sobre el diagrama anterior el margen de ganancia y el margen de fase, y **explique** razonadamente si el sistema es estable o inestable.

c) Determine razonadamente la frecuencia a la que habría que desplazar el polo de más baja frecuencia para conseguir estabilizar el sistema con un margen de ganancia de 20 dB.

a) Polos: $f_1 = 10^4$ Hz simple

$f_2 = 10^7$ Hz simple

$f_3 = 10^8$ Hz simple

$A_V = 10^6 \Rightarrow A_V(dB) = 20\log 10^6 = 120 \log 10 = 120\ dB.$

b) Nos dan: Ganancia $A\beta$.

Caso 1º

$MG = -|A\beta|_{dB}(\omega/\phi = -180°) = -\overset{40}{|A\beta|_{dB}(\omega = 3\cdot 10^7)} = -40$]

Por tanto: $MG = -40 < 0 \Longleftrightarrow$ Cto inestable

$MF = 180° + \phi(\omega/|A\beta|_{dB} = 0) = 180° + \underset{-240°}{\phi(\omega = 2\cdot 10^8)} = -60°$]

c) Método 1º: Desplazamiento de polo. (de más baja frec.)

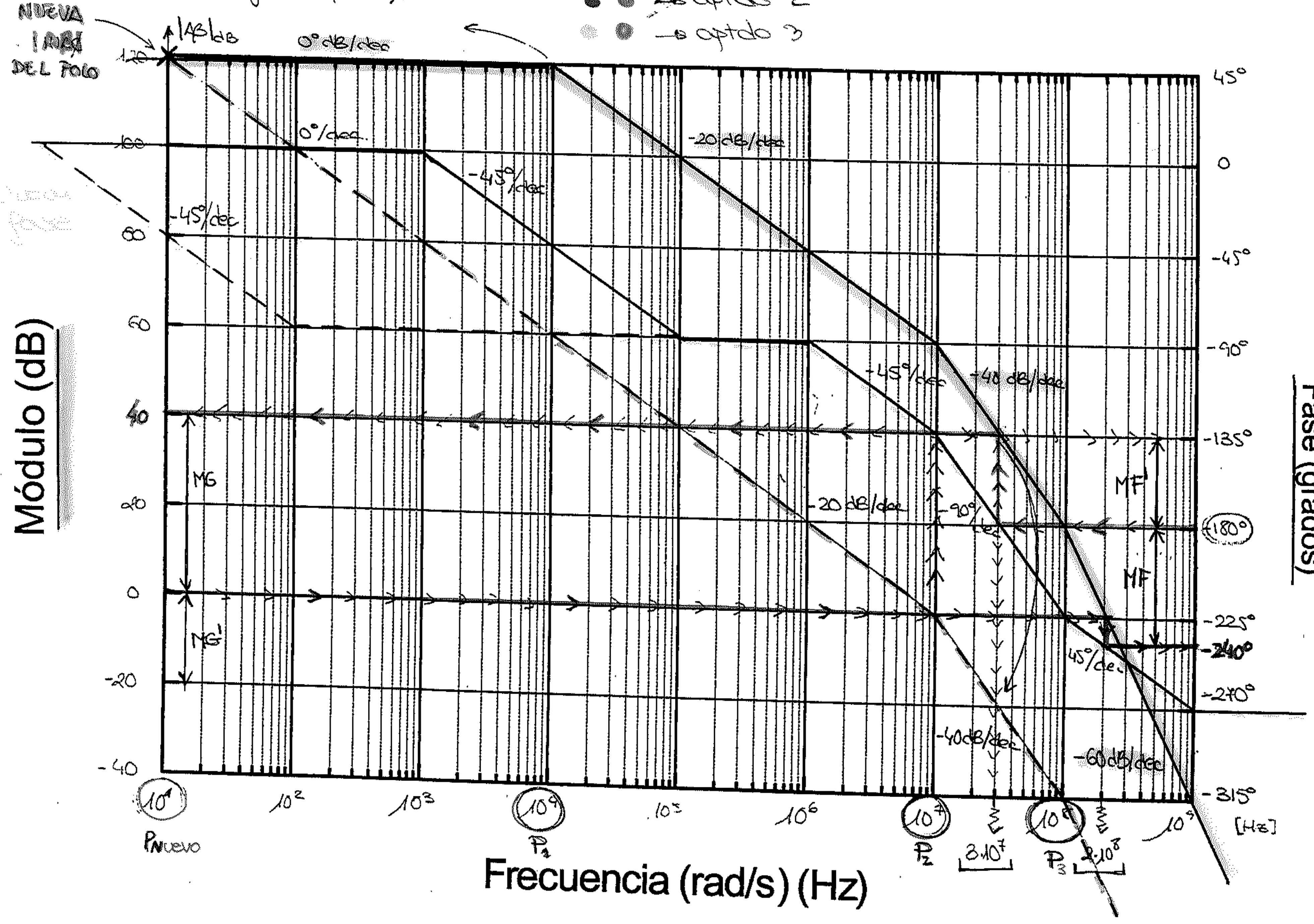
Por tanto, se mueve el polo de $f = 10^4$ Hz a $f = 10^1$ Hz

$MG' = -|A\beta|_{dB}(\omega/\phi = -180°) = -\overset{-20}{|A\beta|_{dB}(\omega = 3\cdot 10^7)} = 20 > 0$

$MF' = 180° + \phi(\omega/|A\beta|_{dB} = 0) = 180 + (-135°) = 45°.$

JUN'02 ej 3 Apdo 1)

→ aptdo 1
→ aptdo 2
→ aptdo 3

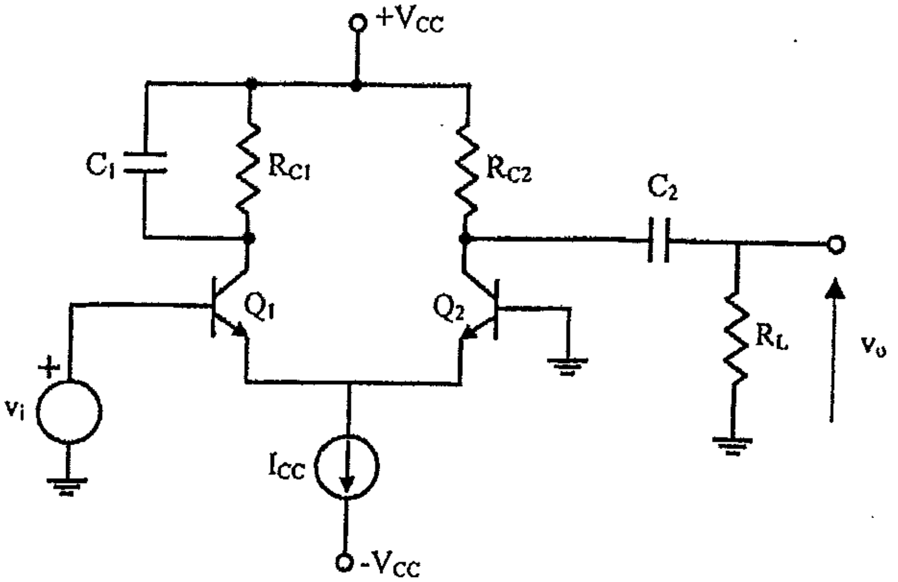


Tema 1 + comportamiento en frec.

! Interesante

SEPTIEMBRE 2002

1. El circuito de la figura es un **amplificador de pequeña señal**. Los transistores son idénticos.

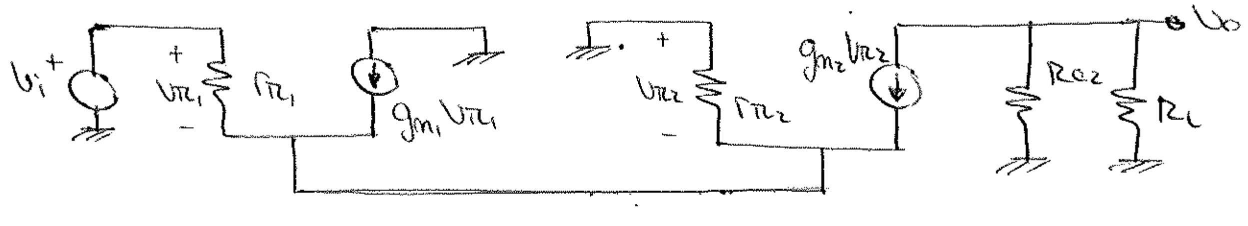


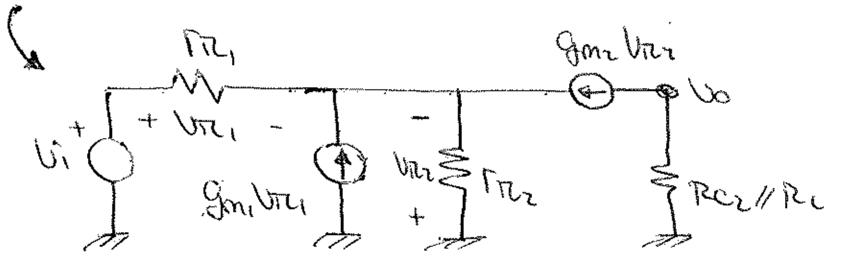
$V_{CC} = 12V;\ I_{CC} = 2mA;\ R_{C1} = R_{C2} = 10k\Omega;\ R_L = 10k\Omega;\ C_1 = C_2 = 100nF;$

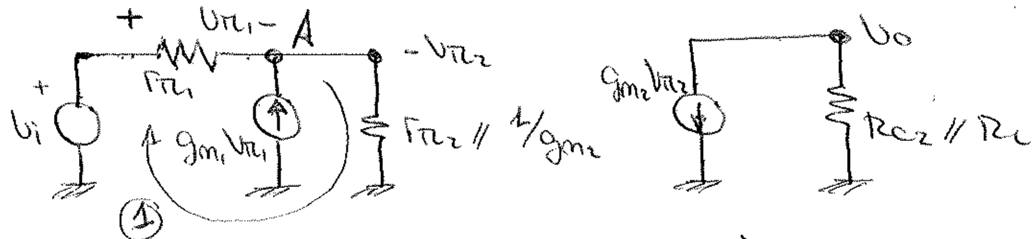
$h_{fe} = \beta = 1000;\ h_{oe}^{-1} = r_0 = \infty;\ r_b = 0\Omega;\ C_\pi = 20pF;\ C_\pi = 3pF;\ V_T = 25mV;\ V_{BE} = 0{,}7V.$

1. Calcule los puntos de polarización (I_C, V_{CE}) de los transistores Q_1 y Q_2.
NO UTILICE EL MÉTODO DE ANÁLISIS DE BARTLETT EN ESTE PROBLEMA.
Suponga en lo que sigue que $g_{m1} = g_{m2} = g_m = 40\,m\Omega^{-1}$
2. Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal válido para todo el margen posible de frecuencias. Indique en qué tipo de configuración trabajan los transistores Q_1 y Q_2 en frecuencias medias.
3. Calcule la ganancia v_0/v_i a frecuencias medias.
4. Suponiendo la existencia de un polo dominante en altas frecuencias, estime la frecuencia de corte superior utilizando el método de las constantes de tiempo que considere adecuado. Asuma que las capacidades internas de Q_2 son las únicas responsables del comportamiento en alta frecuencia.
5. Suponiendo la existencia de un polo dominante en bajas frecuencias, estime la frecuencia de corte inferior utilizando el método de las constantes de tiempo que considere adecuado.

3] Cto equivalente en p-s y a FMedias.







- $v_o = -g_{m2} \cdot v_{\pi 2}(R_{C2} \parallel R_L) \Rightarrow v_o/v_{\pi 2} = -g_{m2}(R_{C2} \parallel R_L)$

- Nudo A: $\dfrac{v_{\pi 1}}{r_{\pi 1}} + g_{m1}v_{\pi 1} + \dfrac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2} \parallel 1/g_{m2}} = 0$

- Malla 1: $v_i - v_{\pi 1} + v_{\pi 2} = 0 \Rightarrow v_{\pi 1} = v_i + v_{\pi 2}$

$\Rightarrow$

$$\Rightarrow (v_i + v_{\pi 2})\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) + \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2} \parallel 1/g_{m2}} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_i\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) + v_{\pi 2}\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 2} \parallel 1/g_{m2}}\right) = 0$$

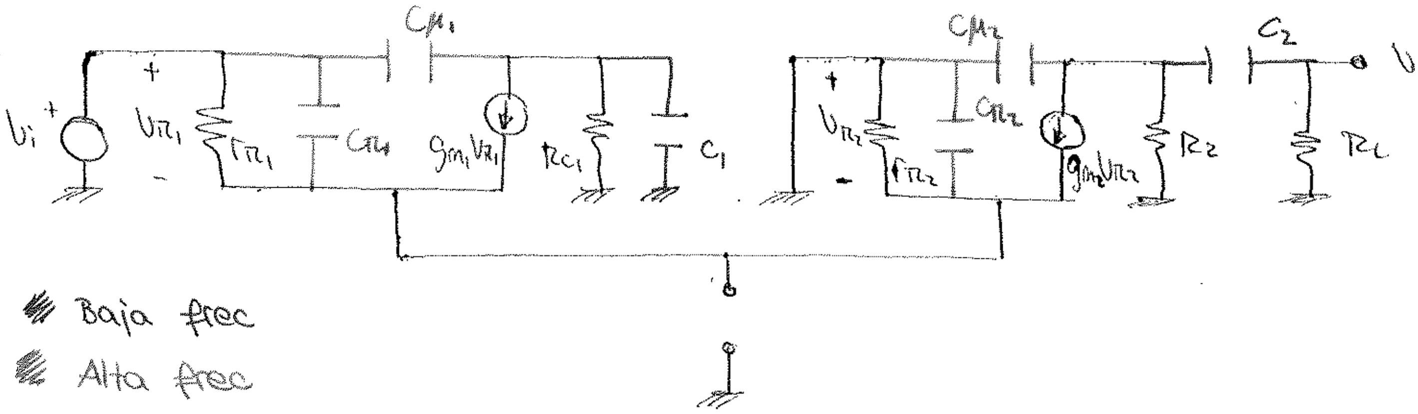
$$\Rightarrow \frac{v_{\pi 2}}{v_i} = -\frac{1/r_{\pi 1} + g_{m1}}{1/r_{\pi 1} + g_{m1} + 1/r_{\pi 2} \parallel 1/g_{m2}} = -\frac{(1/r_{\pi 1} + g_{m1})(r_{\pi 2} \parallel \frac{1}{g_{m2}})}{(1/r_{\pi 1} + g_{m1})(r_{\pi 2} \parallel \frac{1}{g_{m2}}) + 1}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{\cancel{v_{\pi 2}}} \cdot \frac{\cancel{v_{\pi 2}}}{v_i} = 100$$

Donde $\begin{cases} g_{m1} = g_{m2} = 40 \cdot 10^{-3} \\ \beta = 1000 \end{cases} \Rightarrow r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \beta/g_m = 25k\Omega$

CONTINUACIÓN SEPT 02 ej 1

2]

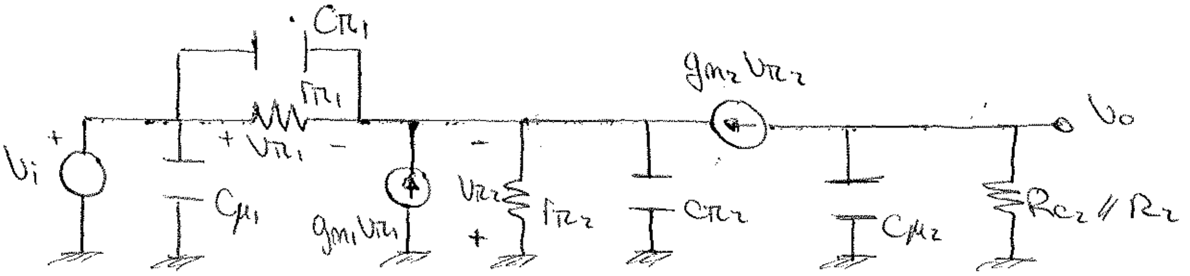


Baja frec

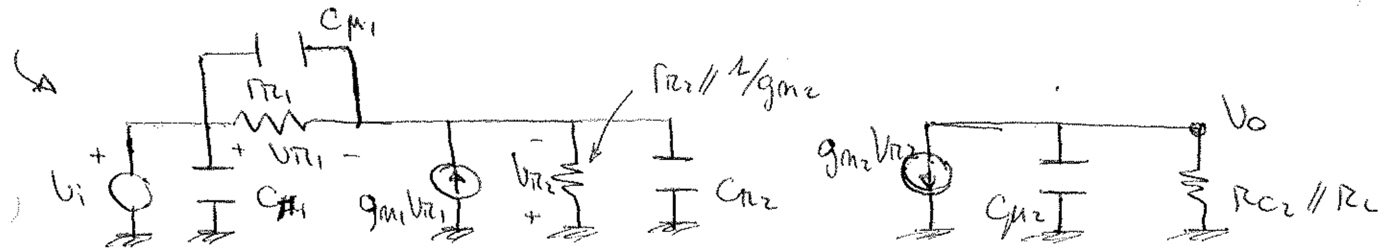
Alta frec

Configuración → $Q_1 \equiv$ Colector común
→ $Q_2 \equiv$ Base común

4] Cto equivalente en AF

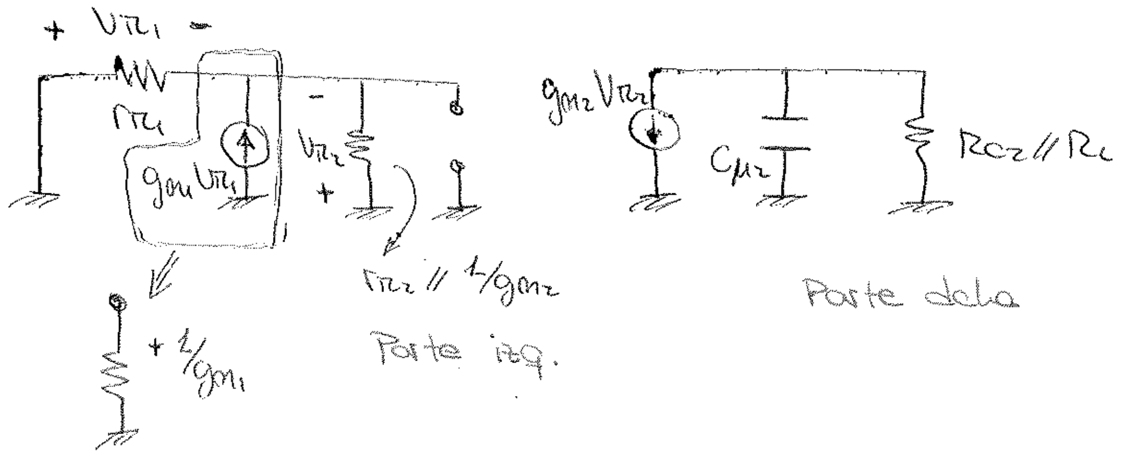


↳



Método ctes de tiempo en CA → Solo nos interesan C_{π_2} y C_{μ_2} (enunciado)

τ_{μ_2}

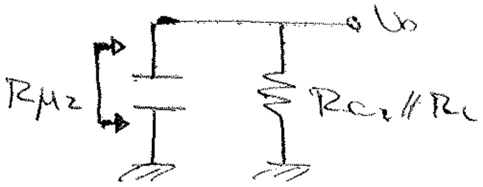


Parte izq.

Parte dcha

La parte ~~dcha~~ izq del circuito es pasiva, ya q el único generador q hay; equivale a una resistencia $\Rightarrow \nexists\, i \Rightarrow$

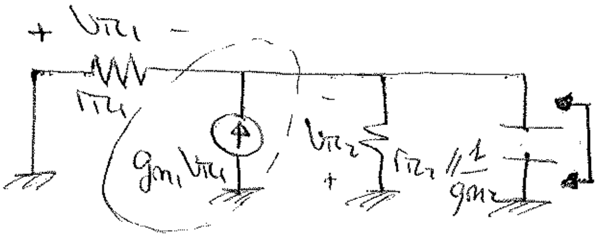
$$\Rightarrow \begin{cases} v_{\pi 1} = 0 \\ v_{\pi 2} = 0 \end{cases} \Rightarrow g_{m2}\cdot \cancel{v_{\pi 2}} = 0$$

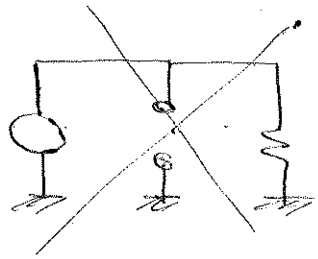


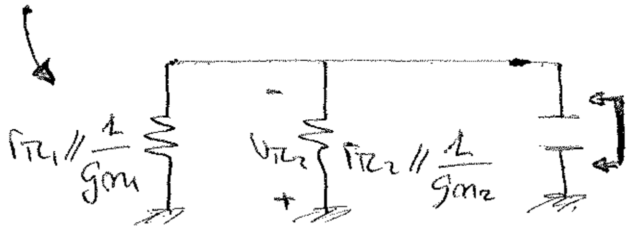
$$R_{\mu 2} = R_{c2}\,//\,R_L = 5k\Omega$$

$$\tau_{\mu 2} = C_{\mu 2}\cdot R_{\mu 2} = 3pF\cdot 5k\Omega = 15ns$$

$\boxed{\tau_{\pi 2}}$







$$R_{\pi 2} = \left(r_{\pi 1}\,//\,\frac{1}{g_{m1}}\right)//\left(r_{\pi 2}\,//\,\frac{1}{g_{m2}}\right)$$

$$R_{\pi 2} = 12{,}5\,\Omega$$

$$\tau_{\pi 2} = C_{\pi 2}\cdot R_{\pi 2} = 250ps$$

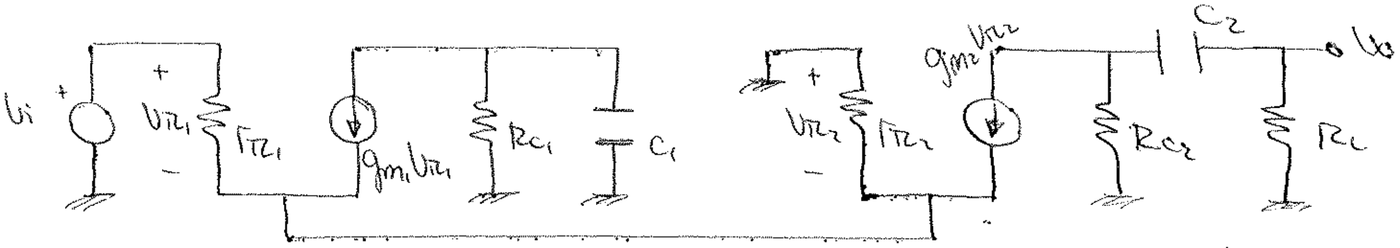
$\boxed{f_H}$ $\quad \dfrac{1}{\omega_H} = \sum \tau_i = 15ns + 250ps = 15{,}25\,ns$

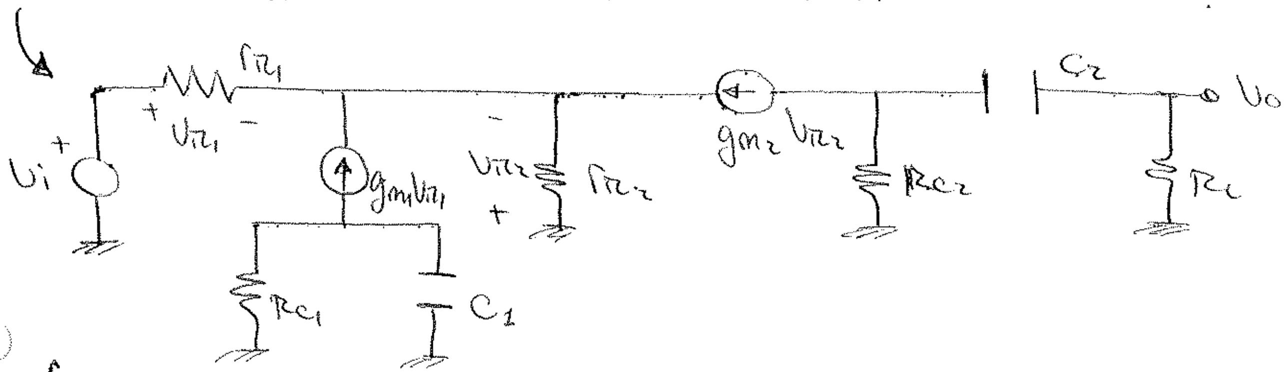
$$\Rightarrow \omega_H = 65{,}6\cdot 10^8\ rad/s \Rightarrow$$

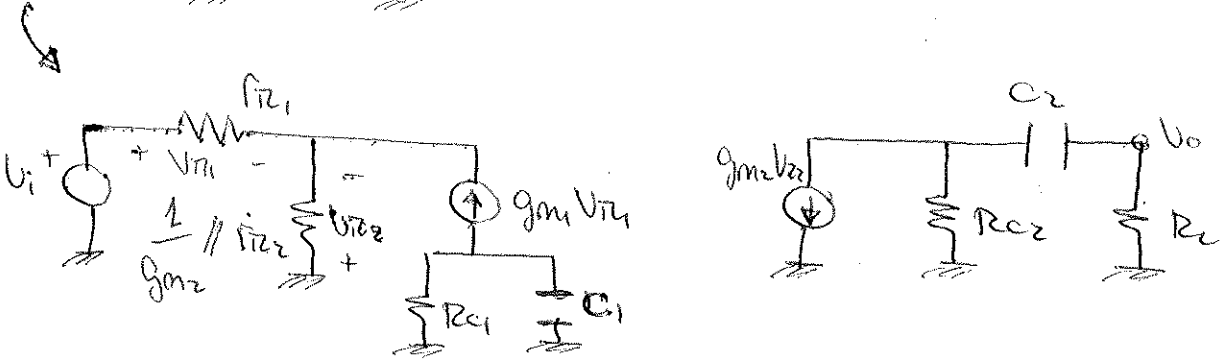
$$\Rightarrow f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = 10{,}44\,kHz$$

CONTINUACIÓN SEPT 02 ej 1

5] Circuito equivalente en baja frecuencia

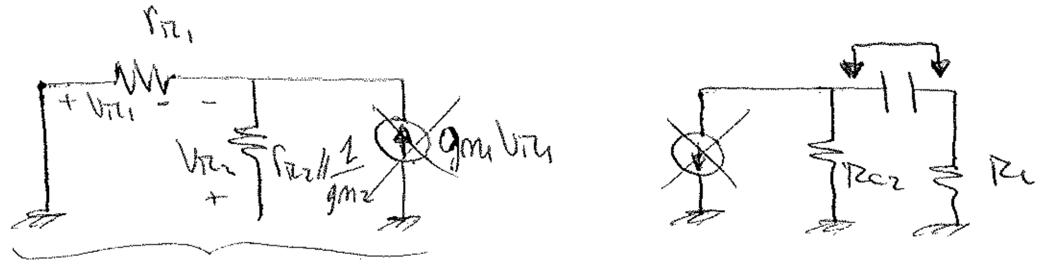






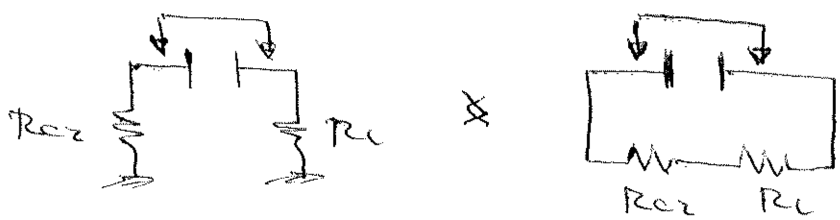
Método de las ctes de tiempo en CC

τ_{C2}



pasivo

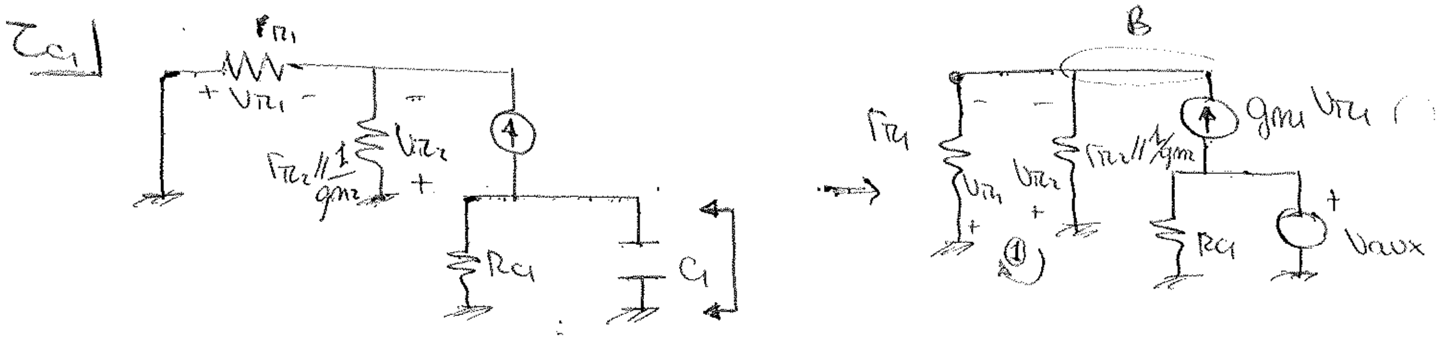
$V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = 0$



$R_{C2} = R_{C2} + R_L = 20k\Omega$

$\tau_{C2} = C_2 \cdot R_{C2} = 100nF \cdot 20k\Omega = 2ms.$

τ_{C_1}



Maglia 1 $\rightarrow$ $V_{\pi_1} = V_{\pi_2}$

Nodo A $\rightarrow$ $I_{aux} = g_{m1} V_{\pi_1} + V_{aux} \cdot \frac{1}{R_{C_1}}$

Nodo B $\rightarrow$ $g_{m1} \cdot V_{\pi_1} + V_{\pi_1} \cdot \frac{1}{r_{\pi_1}} + V_{\pi_2}\left(\frac{1}{R_{\pi_2} // 1/g_{m2}}\right) = 0$

$$g_{m1} V_{\pi_1} + V_{\pi_1} \cdot \frac{1}{r_{\pi_1}} + V_{\pi_1}\left(\frac{1}{R_{\pi_2} // 1/g_{m2}}\right) = 0$$

$$\Rightarrow V_{\pi_1}\left[g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi_1}} + \frac{1}{r_{\pi_2} // 1/g_{m2}}\right] = 0 \rightarrow V_{\pi_1} = 0$$

$$I_{aux} = V_{aux} \cdot \frac{1}{R_C} \Rightarrow R_{C_1} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = R_{C_1}$$

$$\Rightarrow \tau_{C_1} = C_1 \cdot R_{C_1} = 1ms$$

Finalmente:

$$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{10^{-3}} + \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = \frac{3}{2} \cdot 10^3 = 1,5 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = 239 Hz$$

SEPTIEMBRE 2002

2. El circuito de la figura 2 es un amplificador de transimpedancia que convierte la corriente generada por el fotodiodo D_1 en un nivel de tensión apreciable en v_o. Suponga que el circuito equivalente del diodo es el aparece en la figura 3.

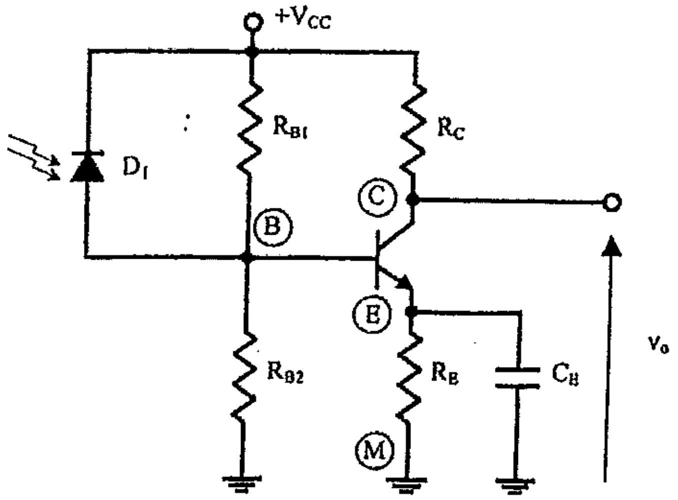


Figura 2

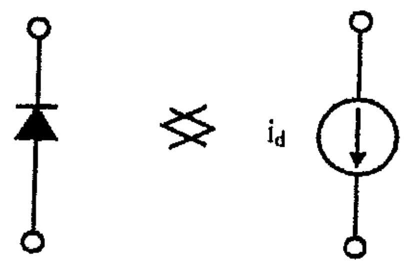


Figura 3

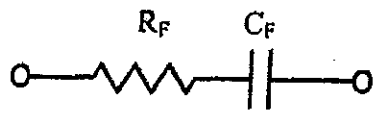
Datos:

$V_{CC} = 12V$; $R_{B1} = 120\,K\Omega$; $R_{B2} = 82\,K\Omega$; $R_C = R_E = 3900\,\Omega$; $\beta = 200$; $r_o = \infty$; $r_b = 0\,\Omega$

$V_T = 25\,mV$; $V_{BE} = 0,7\,V$; $C_E = \infty$. Suponga que Q_1 ésta polarizado en activa con $I_C = 1\,mA$

1) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias y calcule la ganancia v_o / i_d (donde i_d es la corriente que aparece en el modelo del fotodiodo de la figura 3), también a frecuencias medias.

2) Se pretende desensibilizar la ganancia en transimpedancia del circuito (v_o / i_d) realimentándolo negativamente con una red β pasiva como la mostrada en la figura 4, donde $C_F = \infty$ y $R_F = 47k\Omega$. Nota: Considere en lo que sigue que podemos analizar este circuito utilizando el método aproximado de resolución de circuitos con realimentación negativa expuesto en esta asignatura.



a. ¿Entre qué puntos del circuito la conectaría (B, C, E, M)?. Justifique su respuesta.
b. Calcule el valor de la ganancia de la red β, a frecuencias medias, indicando claramente la magnitud de dicha ganancia, rellenando el subíndice correspondiente ($\beta\square$).
c. Explique brevemente qué misión tiene el condensador C_F en la red de realimentación de la figura 4.

3) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal para frecuencias medias del amplificador incluyendo ahora los efectos de carga de la red β (al que llamaremos A'), indicando cómo se obtienen estos.

4) Calcule la ganancia de la red A', indicando claramente la magnitud de dicha ganancia, rellenando el subíndice correspondiente ($A'\square$).

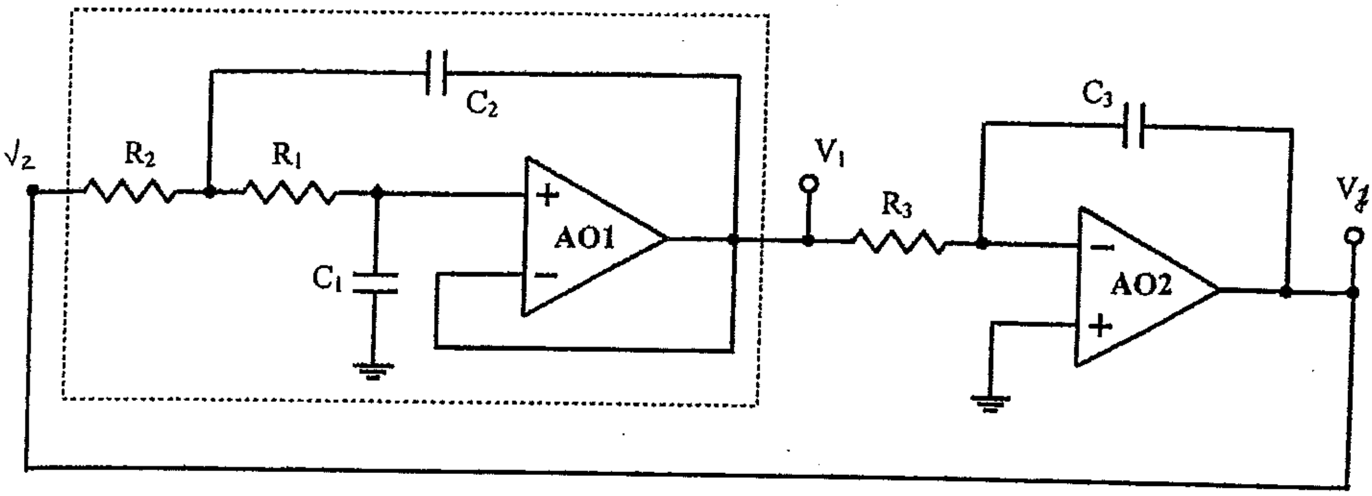
5) Calcule la ganancia en transimpedancia del circuito realimentado.

6) Calcule la impedancia de salida del amplificador realimentado (la vista desde v_o).

7) Suponiendo ahora que la red A' tiene un único polo de alta frecuencia situado a 41,7 KHz, ¿cuál será el ancho de banda de la ganancia en transimpedancia del circuito realimentado?.

SEPTIEMBRE 2002 OSCILACIÓN

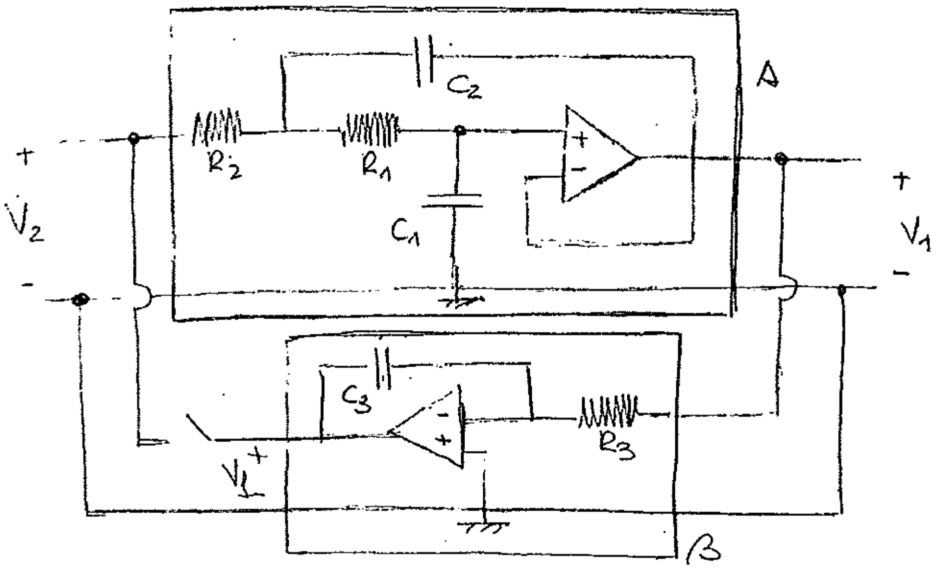
3. La figura muestra el esquema de un oscilador RC con dos salidas sinusoidales V_1 y V_2 de la misma frecuencia, pero desfasadas 90° una de otra, debido al integrador formado por AO_2, R_3 y C_3. Por esta razón este circuito se denomina oscilador en cuadratura o seno-coseno.



NOTA: Los amplificadores operacionales se consideran ideales. Como dato se dispone de la función de transferencia de la etapa formada por R_1, R_2, C_1, C_2 y AO_1 (bloque encerrado por la línea discontinua):

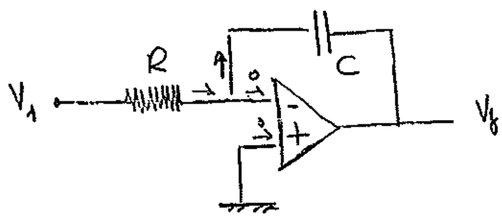
$$A(j\omega) = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2)C_1 + 1}$$

1. Obtenga las expresiones de:
   a) la ganancia de lazo
   b) la frecuencia de oscilación
   c) la condición de oscilación
2. Determine:
   a) la frecuencia de oscilación para que las amplitudes de pico en V_1 y V_2 sean iguales.
   DATOS: $R_1 = R_2$, $C_2 = C_3$, $R_3 = 10\,k\Omega$, $C_1 = 2{,}5\,nF$
   b) la amplitud en V_2 al cambiar el valor del único componente, $C_1 = 25\,pF$, explicando razonadamente el resultado obtenido. Suponga en este apartado que en V_1 tenemos una sinusoide sin distorsión con una amplitud de ±10V.



1a) Ganancia de lazo: $A\beta = A(j\omega)\beta(j\omega)$

Como $A(j\omega)$ es dato sólo falta calcular $\beta(j\omega) = \dfrac{V_f}{V_1}$



AO Ideal se cumple la ITV

$V_- = V_+ = 0$

Nudo: $\dfrac{V_1 - V_-}{R} = \dfrac{V_- - V_f}{\frac{1}{j\omega C}} \Rightarrow \dfrac{V_1}{R} = -j\omega C V_f$

$$\Rightarrow \frac{V_f}{V_1} = \frac{-1}{j\omega C_3 R_3} \Rightarrow \beta(j\omega) = \overset{s = j\omega}{\frac{V_f}{V_1}} = \frac{-1}{sC_3R_3}$$

Por tanto: $A\beta = A(j\omega)\beta(j\omega)$

$$A\beta = \frac{1}{s^2 R_1R_2C_1C_2 + s(R_1+R_2)C_1 + 1} \cdot \frac{-1}{sC_3R_3} =$$

$$= \frac{-1}{s^3 R_1R_2R_3C_1C_2C_3 + s^2 C_1C_3R_3(R_1+R_2) + sR_3C_3} =$$

$s^3 = (j\omega)^3 = j^3\omega^3 = -j\omega^3$; $s^2 = (j\omega)^2 = j^2\omega^2 = -\omega^2$; $s = j\omega$

$$= \boxed{\frac{-1}{-\omega^2 C_1C_3R_3(R_1+R_2) + j\omega C_3R_3(1 - \omega^2 R_1R_2C_1C_2)}}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP'02.

1b) Cond de fase:

$$\phi(A\beta)=0 \iff \underbrace{\omega C_3 R_3}_{\neq 0}(1-\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2)=0$$

$$\Rightarrow 1-\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 0 \Rightarrow \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 1$$

$$\Rightarrow \boxed{\omega=\sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}}$$

si oscila, oscilará con esta pulsación.

1c). Cond de módulo: (sup q. se cumple la de fase).

$$|A\beta|\geq 1 \Rightarrow |A\beta| = \frac{-1}{-\omega^2 C_1 C_3 R_3 (R_1+R_2)+\cancel{j0}}$$

$$|A\beta| = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_3 R_3 (R_1+R_2)} \geq 1.$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2} C_1 C_3 R_3 (R_1+R_2)} \geq 1 \Rightarrow \boxed{\frac{R_1 \| R_2 \cdot C_2}{C_3 R_3} \geq 1}$$

2a) en el apdo 1a) obtuvimos que:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-1}{sC_3R_3} = \frac{-1}{j\omega C_3 R_3} = \frac{+j}{\omega C_3 R_3} \Rightarrow \left|\frac{V_2}{V_1}\right| = \frac{1}{\omega C_3 R_3}$$

$$\text{si } V_1 = V_2 \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = 1 \Rightarrow \omega = \frac{1}{C_3 R_3} \quad [1]$$

Por otra parte, tenemos la cond de oscilación (en 1a)

Sustituyendo $R_1 = R_2$ y $C_2 = C_3$ en:

$$\frac{(R_1 \| R_2)\, C_2}{R_3 C_3} = 1 \Rightarrow \frac{(R_1 \| R_1)\, \cancel{C_2}}{R_3 \cancel{C_2}} = 1 \Rightarrow \frac{\frac{R_1}{2}}{R_3} = 1$$

$$\Rightarrow R_1 = 2R_3 = 2 \cdot 10 = 20\,k\Omega$$

Ahora sustituimos en la frec de oscilación (en 1b)

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{\underset{\uparrow}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1 C_3} \quad [2]$$

$R_1 = R_2$
$C_2 = C_3$

Juntamos [1] y [2].

$$\left.\begin{aligned} \omega &= \frac{1}{C_3 R_3} \\ \omega^2 &= \frac{1}{R_1^2 C_1 C_3} \end{aligned}\right| \quad \begin{aligned} &2 \text{ ecuaciones} \\ &2 \text{ incógnitas: } C_3, \omega. \end{aligned}$$

$$\frac{1}{C_3^{\cancel{2}} R_3^2} = \frac{1}{R_1^2 C_1 \cancel{C_3}} \Rightarrow C_3 = \frac{R_1^2 C_1}{R_3^2} = 10\,nF$$

$$\omega = \frac{1}{R_1 \sqrt{C_1 C_3}} = \boxed{10^4 \text{ rad/s}}$$ A esta frec. se cumple que $V_1 = V_2$

2b) ¿V_2? Sup. $V_1 = 10 \operatorname{sen}(\omega t)$

Al reducir C_1 de 2,5 nF a 25pF, la cnd de oscilación (en 1a) se sigue cumpliendo xq no dpnd de C_1: $\frac{(R_1 \| R_2)\, C_2}{R_3 C_3} \geq 1$ ✓ok

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP'02

2.b) Pero aumenta la frec de oscilación (en 1b).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{\sqrt{20k \cdot 20k \cdot 25pF \cdot 10nF}} = 10^5 \text{ rad/s.}$$

y según la ec [1] del apdo 2a)

$$\left|\frac{V_2}{V_1}\right| = \frac{1}{\omega R_3C_3} = \frac{1}{10^5 \cdot 10k \cdot 100nF} = \frac{1}{10^9 \cdot 10^{-8}} = \frac{1}{10}$$

De esta forma, la relación entre amplitudes tb cambia al cambiar C_1

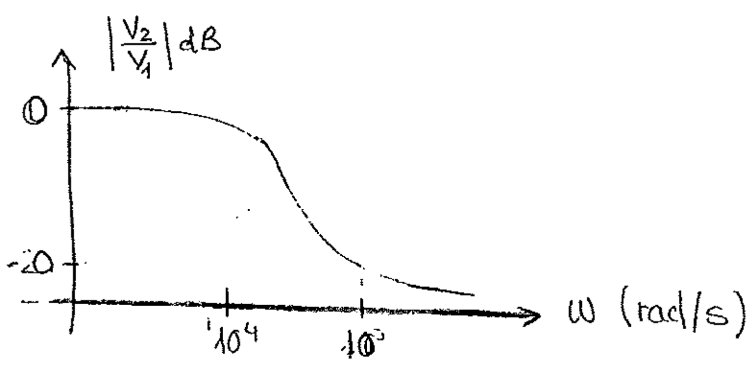
Por tanto, $\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{10}$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{1}{10} \cdot V_1 = \frac{1}{10} \cdot (\pm 10) = \boxed{\pm 1}$$

Se trata de un filtro paso-bajo:

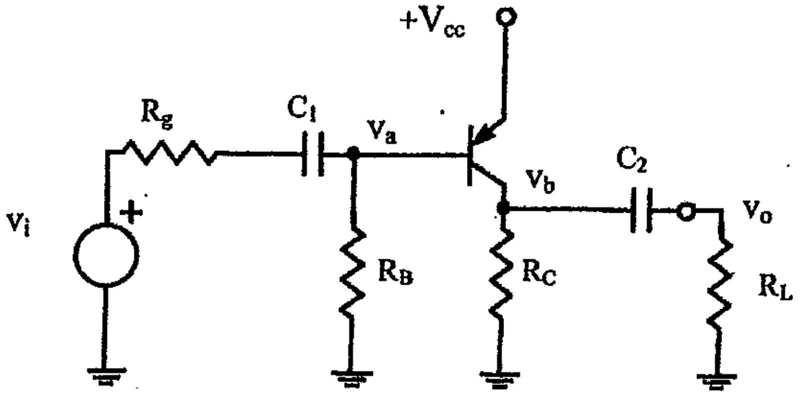
a $\omega = 10^4$ rad/s $\Rightarrow$ $|V_2| = |V_1|$ (ganancia de 0dB)

y sin embargo a $\omega = 10^5$ rad/s $\rightarrow$ $|V_2| = 0{,}1|V_1|$ (atenuo 20dB)



JUNIO 2003

1. El circuito de la figura es un amplificador del que se quiere estudiar su respuesta en frecuencia.



$R_g = 50\,k\Omega$
$R_B = 1\,M\Omega$
$R_C = 7500\,\Omega$
$R_L = 45\,k\Omega$
$\beta = 100$
$r_\pi = 2500\,\Omega$
$r_0 = \infty$
$r_b = 0$
$C_\pi = 20\,pF$
$C_\mu = 5\,pF$

Suponga que el transistor está polarizado en su zona activa.
NOTA: Obtenga las expresiones antes de sustituir los valores.

1. Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal válido para todas las frecuencias. Obtenga la expresión de la ganancia de tensión en frecuencias medias, $A_{vm} = v_0 / v_i$.

RESPUESTA EN BAJA FRECUENCIA:

2. Obtenga analíticamente la expresión de la respuesta del circuito en baja frecuencia,
$$A_{vL}(s) = v_0(s)/v_i(s) = v_0/v_b \cdot v_b/v_a \cdot v_a/v_i$$
3. Calcule el valor de los condensadores C_1 y C_2 para que el circuito presente un polo doble de baja frecuencia en 3Hz. Determine la frecuencia de corte inferior f_L.
4. Estime la frecuencia de corte inferior, f_L, mediante el método de las constantes de tiempo. Comente la validez del resultado obtenido, en comparación con el resultado del apartado anterior.

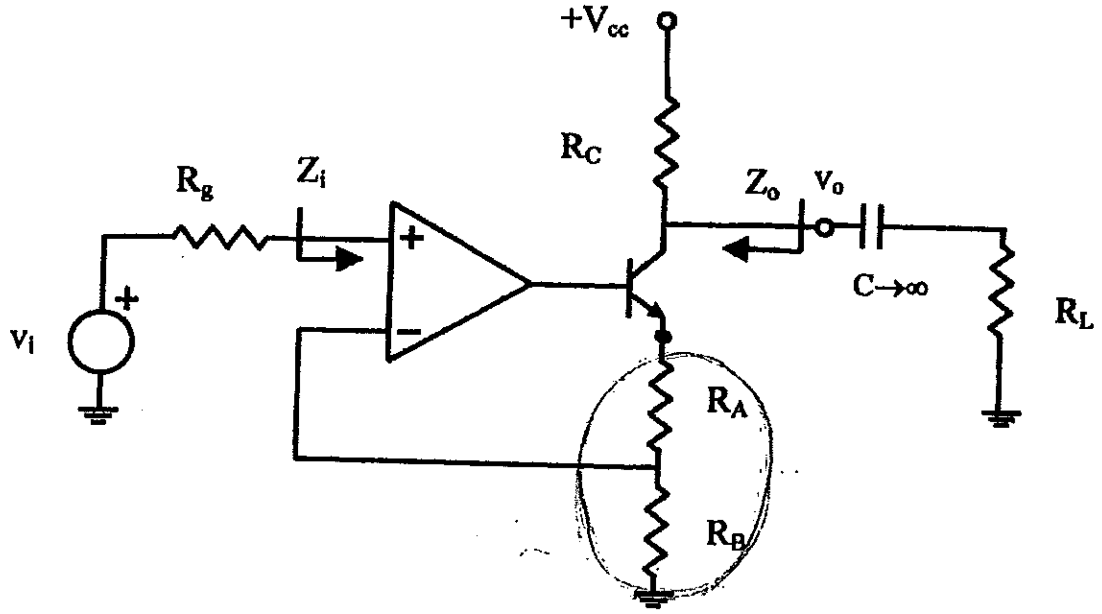
RESPUESTA EN ALTA FRECUENCIA:

5. Obtenga la expresión de la respuesta del circuito en alta frecuencia mediante la aproximación de Miller. Estime la frecuencia de corte superior, f_H.
6. En la gráfica adjunta dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función de transferencia completa (alta y baja frecuencia), en todos los rangos de frecuencia significativos.
7. Si el amplificador de la Figura se realimenta negativamente con una red pasiva, indique en qué condiciones dicho circuito es estable.

JUNIO 2003

A·β

2. En el circuito de la figura la corriente de colector del transistor es controlada por un generador no ideal de tensión v_i. La red de realimentación, formada por las resistencias R_A y R_B, mejora sus prestaciones como amplificador de transadmitancia.
Datos: el amplificador operacional tiene ganancia de tensión A_v e impedancias de entrada y salida R_i y R_o, de valor finito.
En el transistor bipolar considere $r_o = \infty$.



1.- Identifique la topología de realimentación que corresponde a la conexión de la red β, indicando la magnitud que se muestrea en la salida y la que se compara (realimenta) en la entrada.
2.- Dibuje el circuito completo en pequeña señal, indicando claramente la red A y la red β. Determine la expresión de la función β de realimentación.
3.- Dibuje la red A' que se obtiene al incluir los efectos de carga de la red β, indicando cómo se obtienen éstos.
4.- Obtenga la expresión de la ganancia correspondiente a la red A' del apartado anterior, indicando qué magnitudes relaciona y qué unidades tiene.
5.- Si utilizamos el circuito como amplificador de tensión, determine la función v_o/v_i a partir de las funciones de transferencias obtenidas y las impedancias Z_i y Z_o indicadas en la figura.

1) La red β:

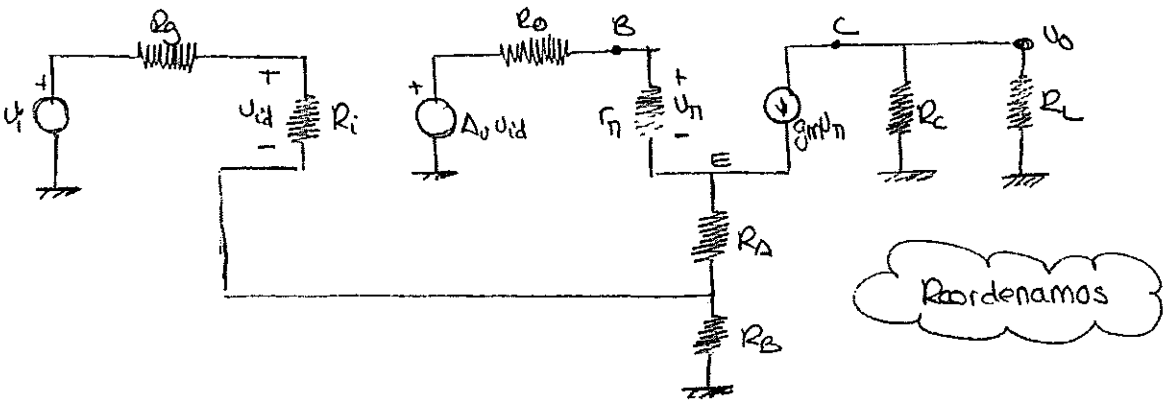
- No toca la salida ⇒ serie.
- No toca la entrada ⇒ serie

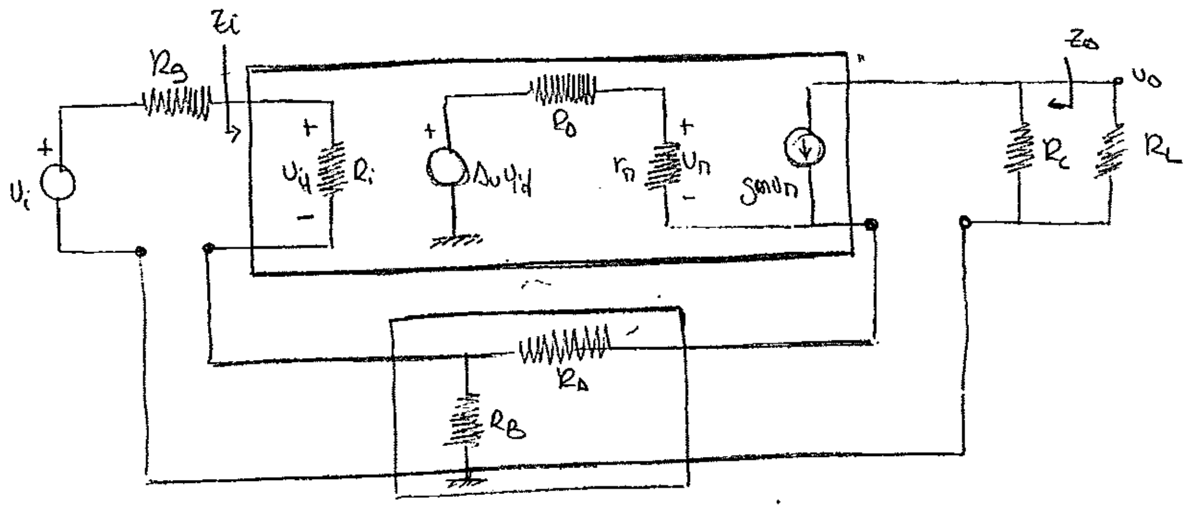
} serie - serie.

Se muestrea corriente a la salida y se compara con tensión a la entrada.

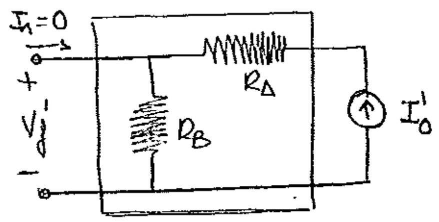
Tb se llama corriente serie. !!

2) Cto equiv. en p.s.





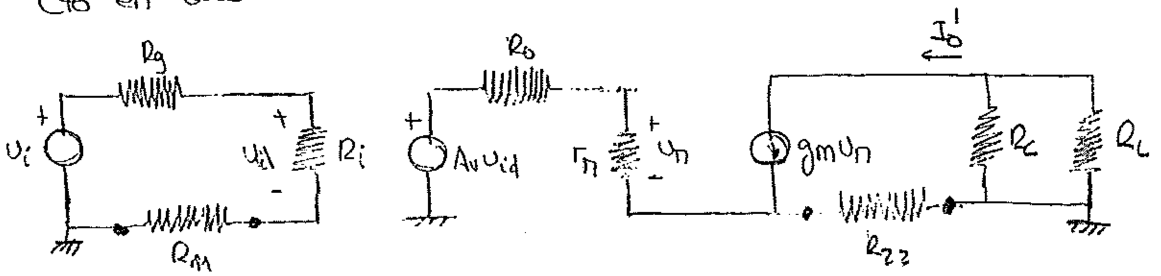
* Cálculo de β :



$$\beta_z = \left.\frac{V_f'}{I_o'}\right|_{I_1=0}.$$

$$V_f' = I_o' R_B \Rightarrow \frac{V_f'}{I_o'} = R_B \Rightarrow \underline{\beta = R_B} \; (\Omega).$$

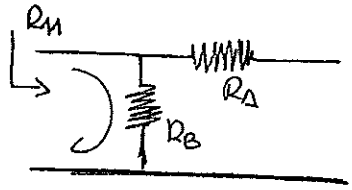
3) Cto en lazo abto:



CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 JUN'03.

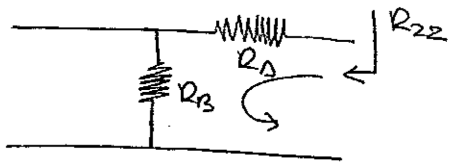
3) * Cálculo de R_{11}:

$$R_{11} = R_B$$

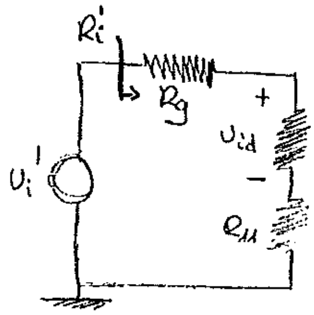


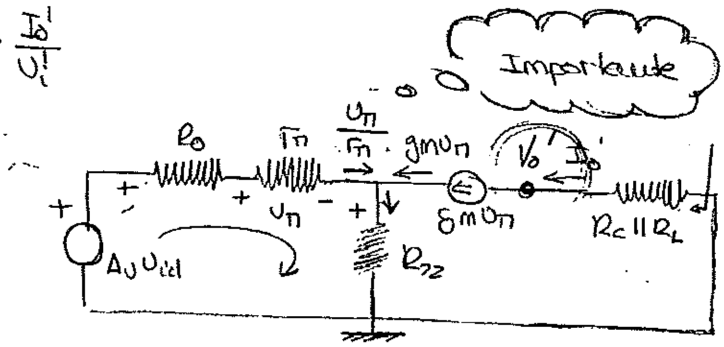
* Cálculo de R_{22}:

$$R_{22} = R_A + R_B.$$



4) * cálculo de $A_y = \frac{I_o'}{v_i'}$





① $I_o' = g_m v_\pi$

sist 3 ecs.

4 incogs: ¿I_o', v_i', v_π, v_{id}?

② $v_{id} = \dfrac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} v_i'$

③ Malla: $+ A_v v_{id} - \dfrac{v_\pi}{r_\pi} R_o - v_\pi - \left(\dfrac{v_\pi}{r_\pi} + g_m v_\pi\right) R_{22} = 0.$

Resolviendo: en ③ : $A_v v_{id} = \left(\dfrac{R_o}{r_\pi} + 1 + \dfrac{R_{22}}{r_\pi} + g_m R_{22}\right) v_\pi$

$$\Rightarrow v_\pi = \frac{A_v v_{id}}{\dfrac{R_o}{r_\pi} + 1 + \dfrac{R_{22}}{r_\pi} + g_m R_{22}} =$$

$$= \frac{A_v v_{id} r_\pi}{R_o + r_\pi + R_{22} + g_m R_{22} r_\pi}$$

Finalmente: $A_y = \dfrac{I_o'}{v_i'} = \dfrac{I_o'}{v_\pi} \cdot \dfrac{v_\pi}{v_{id}} \cdot \dfrac{v_{id}}{v_i'} =$

$$= g_m \cdot \frac{A_v r_\pi}{R_o + r_\pi + (1 + r_\pi g_m)\underbrace{(R_A + R_B)}_{R_{22}}} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i + \underbrace{R_B}_{R_{11}}} \quad [\mho]$$

5) En el cto en lazo abto se observa: $v_o' = -I_o'(R_L \| R_C)$

Ahora, $\dfrac{v_o'}{v_i'} = \dfrac{-I_o'(R_L \| R_C)}{v_i'} = -A_y(R_L \| R_C)$

En lazo cerrado, las relaciones son las mismas:

$v_o = -I_o(R_C \| R_L)$

$A_f = I_o/v_i = A_y/(1 + A_y \beta_z)$

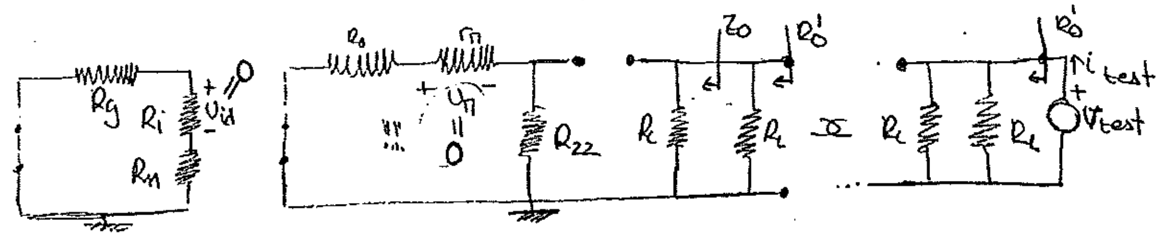
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-I_o(R_C \| R_L)}{v_i} = -A_f(R_C \| R_L) = \boxed{\frac{-A_y}{1 + \beta_z A_y}(R_C \| R_L)}$$

A_y en 4)
β_z en 1)

$R_i' = \dfrac{v_i'}{i_i'} = R_g + R_i + \overset{R_B}{\overset{\shortparallel}{R_{11}}} \qquad R_{if} = R_i'(1 + A_y \beta_z)$

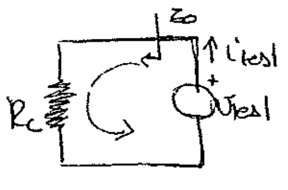
Finalmente $Z_i = R_{in} = R_{if} - R_g = \boxed{(R_g + R_i + R_B)(1 + A_y) - R_g}\ \Omega$

Ahora xa calcular R_o' anulamos gdores indptes: $(v_i' = 0)$



$R_o' = \dfrac{v_{test}}{i_{test}} = \dfrac{v_{test}}{0} = \infty \qquad R_{of} = R_o'(1 + A_y \beta_z) = \infty$

Zo no coge R_L

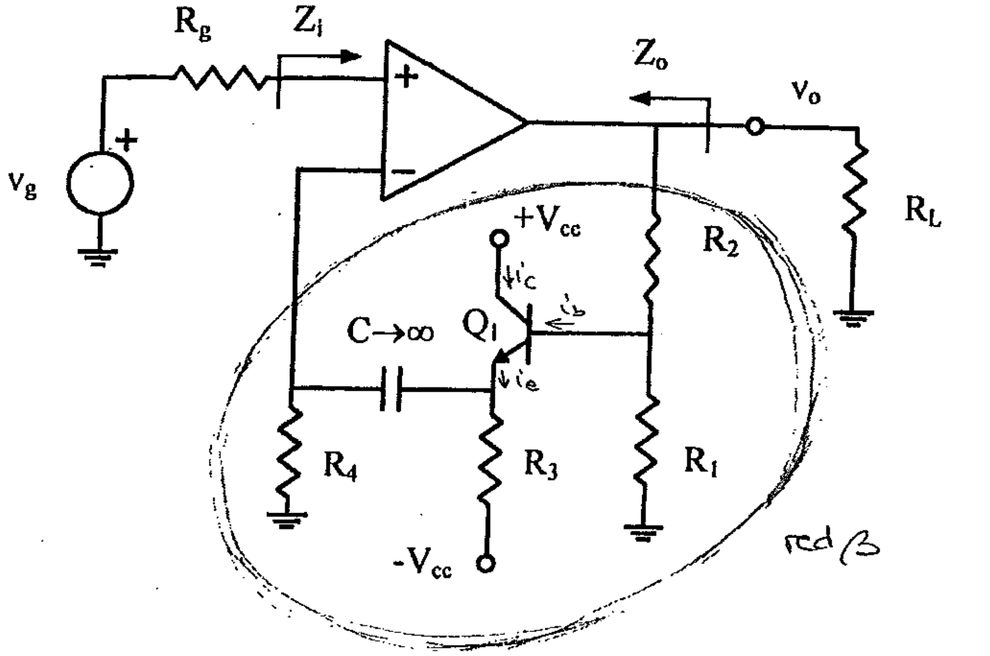


$\Rightarrow \boxed{Z_o = R_C}$

SEPTIEMBRE 2003

A · β

1. El circuito de la figura es un amplificador realimentado de tensión, del que se pretende efectuar el análisis mediante el procedimiento aproximado de amplificadores realimentados.



DATOS:
$R_L = 100\Omega$
$R_1 = 0{,}5\,k\Omega$
$R_2 = 20\,k\Omega$
$R_3 = 1\,k\Omega$
$R_4 = 1\,k\Omega$
$R_g = 1\,k\Omega$

El amplificador operacional tiene una resistencia de entrada $R_i = 2$ kΩ, resistencia de salida $R_o = 1$ kΩ, y ganancia en lazo abierto $A_v = 10^5$. El transistor Q_1 tiene parámetros $\beta_F = h_{fe} = 100$, $r_\pi = h_{ie} = 1$ kΩ, $h_{oe} = 1/r_o = 0$.
IMPORTANTE: Al resolver este ejercicio no sustituya valores hasta obtener la expresión final en cada apartado, aunque es recomendable que durante el desarrollo efectúe aproximaciones razonables.

1. Estando la red de realimentación formada por R_1, R_2, Q_1, R_3, C y R_4.
   a) Identifique la topología de realimentación, indicando las dimensiones de β.
   b) Justifique si la realimentación es positiva o negativa.
   c) Dibuje el circuito equivalente completo en pequeña señal, indicando claramente la red A y la red β.
2. Determine la expresión y calcule el valor de la función β de realimentación, y de los efectos de carga de la red β sobre el amplificador.
3. Obtenga la expresión y el valor de la ganancia A' ideal que se obtiene al considerar los efectos de carga de la red β. Determine la ganancia de tensión del amplificador realimentado, v_o/v_g.
4. Calcule las impedancias de entrada y salida Z_i y Z_o del amplificador, indicadas en la figura.

a) No toca la entrada ⇒ serie
sí toca la salida ⇒ paralelo } serie- paralelo.

se muestrea la tensión de salida v_o y se mezcla con la tensión de entrada v_g.

b) si $v_g = cte$ y se produce una variación de v_o, el cto contrarresta esa variación cuando la realimentación es negativa ($v_o\uparrow \Rightarrow i_{R_2}\uparrow \Rightarrow i_b\uparrow \Rightarrow i_c\uparrow \Rightarrow i_e\uparrow \Rightarrow V^-\uparrow$)

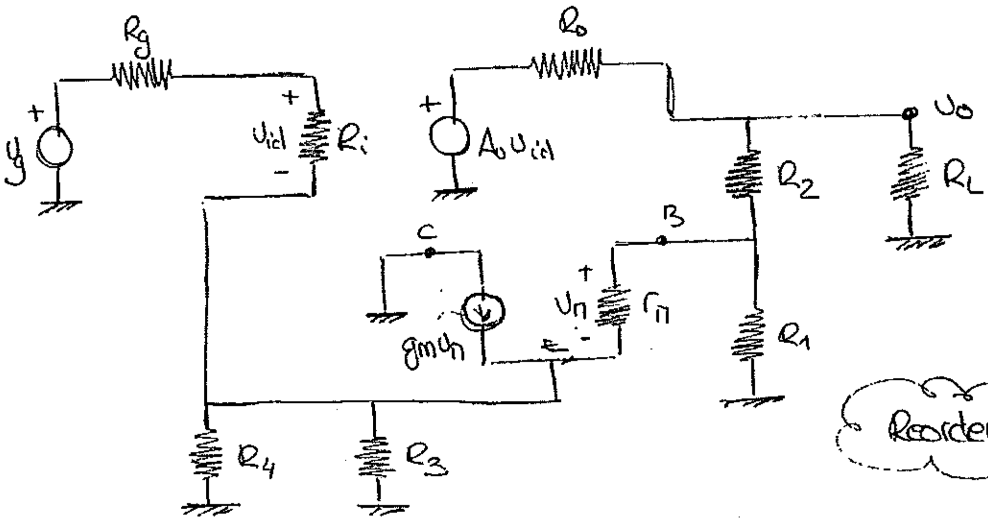
b) Con $v_g = cte$

Si $v_0 \uparrow \Rightarrow i_{R_2} \uparrow \Rightarrow i_b \uparrow \Rightarrow i_c = \beta i_b \uparrow \Rightarrow$

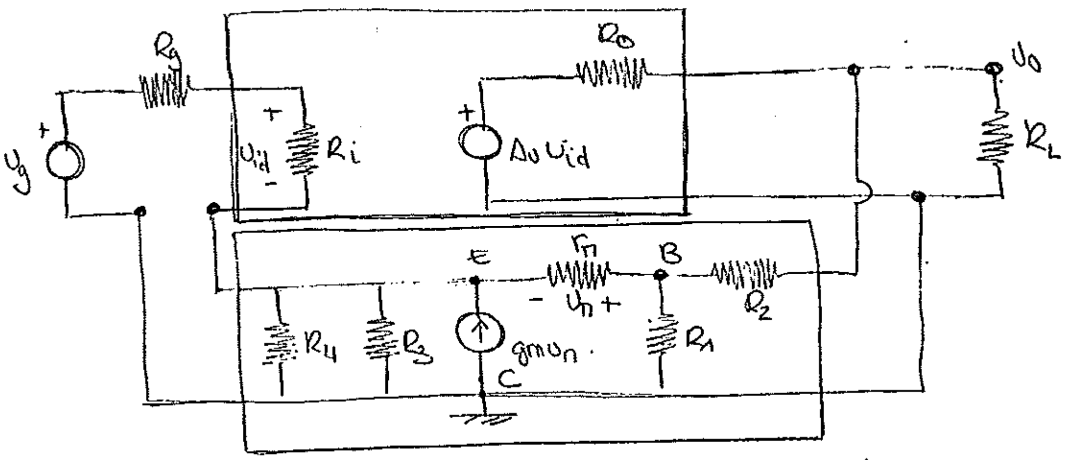
$\Rightarrow i_e = i_c + i_b \uparrow \Rightarrow V^- \uparrow \Rightarrow V^+ - V^- \downarrow \Rightarrow v_0 \downarrow$

$V^+ = v_g = cte$

c)

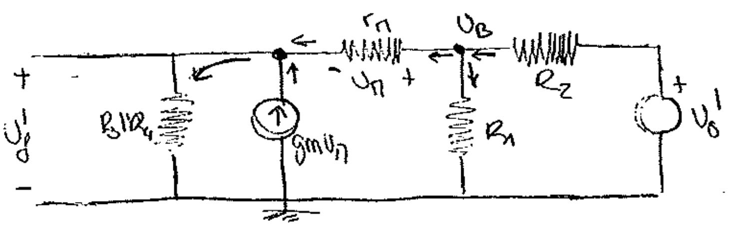


Reordenamos



red β

α) Calculamos $\beta_v = \left.\dfrac{v_f'}{v_0'}\right|_{I_1=0}$



Analizamos $\longrightarrow$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 1 SEP'03

2) • $v_o' = \left(\frac{v_\pi}{r_\pi} + g_m v_\pi\right)(R_3 \| R_4) = \frac{v_\pi}{r_\pi}(1 + \underbrace{g_m r_\pi}_{\beta})(R_3 \| R_4) =$

$= \frac{v_\pi}{r_\pi}(1+\beta)(R_3 \| R_4)$

• $v_o' + v_\pi - v_B = 0 \Rightarrow v_B = v_o' + v_\pi = v_\pi\left(\frac{1}{r_\pi}(1+\beta)(R_3 \| R_4) + 1\right)$

Ahora: (Divido las dos expresiones)

$$\frac{v_o'}{v_B} = \frac{\frac{v_\pi}{r_\pi}(1+\beta)(R_3\|R_4)}{v_\pi\left(\underbrace{\frac{1}{r_\pi}(1+\beta)(R_3\|R_4)}_{50,5 \gg 1} + 1\right)} \simeq 1$$

Puedo despreciar este 1.

Ahora relacionamos v_B con v_o'

Nudo B: $\frac{v_o' - v_B}{R_2} = \frac{v_\pi}{r_\pi} + \frac{v_B}{R_1} \Rightarrow \frac{v_o'}{R_2} = \frac{v_\pi}{r_\pi} + \frac{v_B}{R_1} + \frac{v_B}{R_2}$

$v_B = v_\pi\left(\frac{1}{r_\pi}(1+\beta)(R_3\|R_4) + 1\right) \Rightarrow v_\pi = \frac{v_B r_\pi}{(1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi}$

$$\Rightarrow \frac{v_o'}{R_2} = \frac{v_B \cancel{r_\pi}}{\cancel{r_\pi}\left((1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi\right)} + \frac{v_B}{R_1} + \frac{v_B}{R_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{v_o'}{\cancel{R_2}} = \frac{R_1R_2 + (R_1+R_2)\left[(1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi\right]}{\left((1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi\right)R_1\cancel{R_2}} v_B$$

$$\Rightarrow \frac{v_B}{v_o'} = \frac{\left((1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi\right)R_1}{\underbrace{R_1R_2}_{10k} + \underbrace{(R_1+R_2)}_{20,5k}\underbrace{\left[(1+\beta)(R_3\|R_4) + r_\pi\right]}_{51k}} \simeq \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

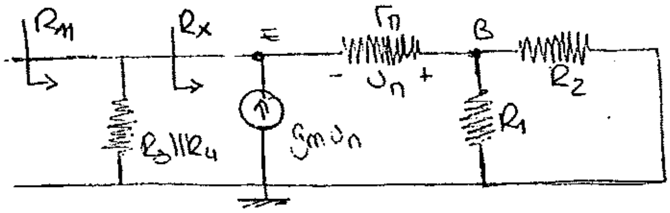
se desprecia !

Al fin y al cabo es un div. tensión

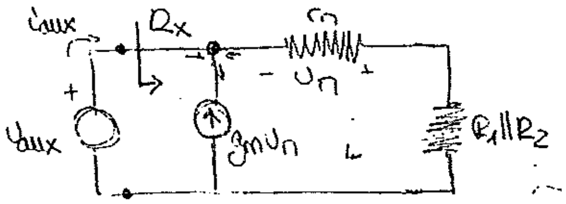
Finalmente:

$$B_v = \frac{v_d'}{v_0'} = \frac{v_d'}{v_B}\cdot\frac{v_B'}{v_0'} \simeq 1\cdot\frac{R_1}{R_2+R_1} = \frac{0,5}{20,5} = \boxed{0,0244}$$

* Cálculo de R_{11}:



$$R_{11} = R_3 \| R_4 \| R_x$$



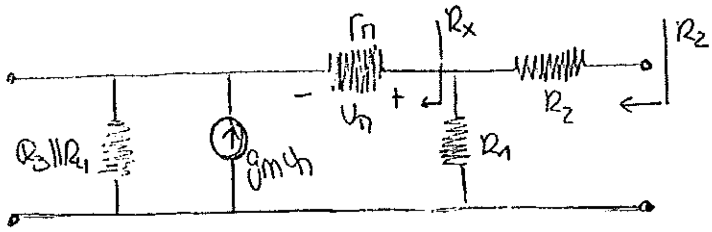
$$\left.\begin{aligned} &\text{Nudo: } i_{aux} + \frac{v_\pi}{r_\pi} + g_m v_\pi = 0 \\ &\text{Malla: } v_{aux} + v_\pi + (R_1\|R_2)\frac{v_\pi}{r_\pi} = 0 \end{aligned}\right|$$

$$\left.\begin{aligned} i_{aux} &= -v_\pi\left(g_m + \frac{1}{r_\pi}\right) \\ v_{aux} &= -v_\pi\left(1 + \frac{R_1\|R_2}{r_\pi}\right) \end{aligned}\right\} \quad \frac{v_{aux}}{i_{aux}} = \frac{-v_\pi\left(1+\frac{R_1\|R_2}{r_\pi}\right)}{-v_\pi\left(g_m+\frac{1}{r_\pi}\right)} \Rightarrow$$

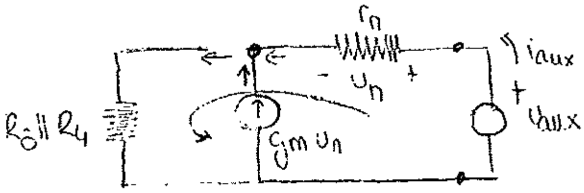
$$\Rightarrow R_x = \frac{r_\pi + (R_1\|R_2)}{1+\beta} \quad \Rightarrow R_{11} = \underbrace{R_3\|R_4}_{0,5K} \,\Big\|\, \underbrace{\left(\frac{r_\pi + (R_1\|R_2)}{1+\beta}\right)}_{0,0147K}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_{11} = 14,7\ \Omega}$$

* Cálculo de R_{22}:



$$R_{22} = R_x \| R_1 + R_2$$



$$R_x = \frac{v_{aux}}{i_{aux}} \qquad i_{aux} = \frac{v_\pi}{r_\pi}.$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 1 SEP 03

2) Cálculo de R_{22}:

Malla: $v_{aux} - v_\pi - (R_3||R_4)\left(\frac{v_\pi}{r_\pi} + g_m v_\pi\right) = 0 \Rightarrow$

$$\Rightarrow v_{aux} = v_\pi\left(1 + (R_3||R_4)\left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right)\right)$$

$$R_x = \frac{v_{aux}}{i_{aux}} = \frac{\cancel{v_\pi}\left(1 + (R_3||R_4)\left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right)\right)}{\frac{\cancel{v_\pi}}{r_\pi}} =$$

$$= \frac{1 + (R_3||R_4)\frac{1+g_m r_\pi}{r_\pi}}{\frac{1}{\cancel{r_\pi}}} = r_\pi + (R_3||R_4)(1+\beta)$$

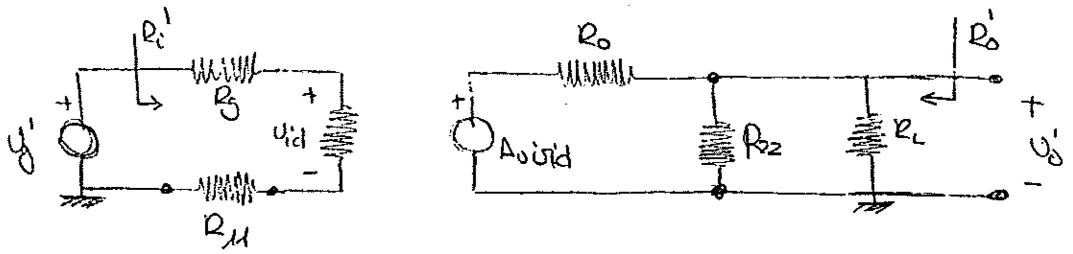
Finalmente: $R_{22} = R_x || R_1 + R_2 = \left(r_\pi + (R_3||R_4)(1+\beta)\right)||R_1 + R_2$

$r_\pi = 1k$, $R_3||R_4 = 0{,}5k$, $1+\beta = 101$, $R_1 = 0{,}5k$, $R_2 = 20k$

51,5k

$$\boxed{\Rightarrow R_{22} = R_1 + R_2 = 20{,}5k\Omega}$$

3) Cto en lazo abto.



$$v_o' = \frac{R_{22}||R_L}{R_o + R_{22}||R_L} A_o v_{id}$$

$$v_{id} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} v_g'$$

$$A_v' = \frac{v_o'}{v_g'} = \frac{v_o'}{v_{id}} \cdot \frac{v_{id}}{v_g'}$$

$$A_v' = \frac{R_{22} \| R_L}{R_0 + R_{22} \| R_L} \cdot A_v \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}}$$

$$\Rightarrow A_v' = \frac{v_o'}{v_i'} = A_v \frac{R_L}{R_0 + R_L} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i} = \boxed{6060}$$

Finalmente: $$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v'}{1 + A_v'\beta_v} = \frac{6060}{148,8} = \boxed{40,7}$$

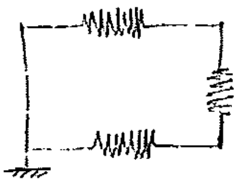
4) Calculamos R_i' en el cto en lazo abto:

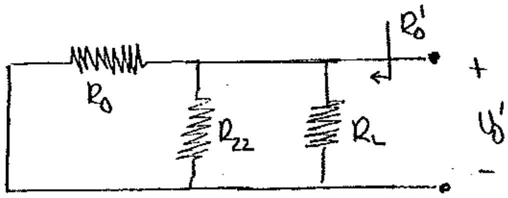
$$R_i' = R_g + R_i + R_{11} = 3\,k\Omega$$

$$R_{if} = R_i'(1 + A_v'\beta_v) = 3 \cdot 148,8 = 446,4\ k\Omega$$

$$R_{in} = R_{if} - R_g = \boxed{445,4\,k\Omega}$$

Para calcular R_o' anulamos el gdor indpte $v_g' = 0$.





$$R_o' = R_0 \| R_{22} \| R_L \simeq R_L = 100\ \Omega$$

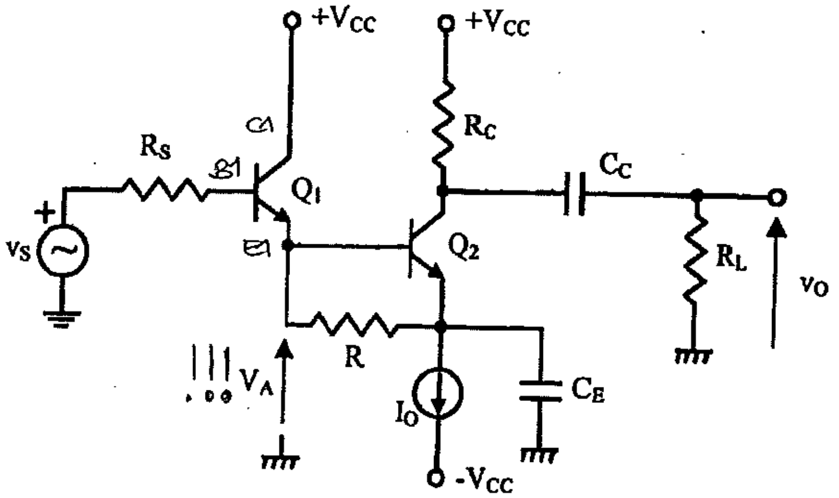
$$R_{of} = \frac{R_o'}{1 + A_v\beta_v} = \frac{100\Omega}{148,8} = 0,67\ \Omega$$

$$z_o = R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} - \frac{1}{R_L}} = \boxed{0,675\ \Omega}$$

FM + CTCC, CTCA + Miller

×JUNIO 2004

1. El circuito de la figura es un **amplificador de pequeña señal.**



DATOS:

$C_E \rightarrow \infty$

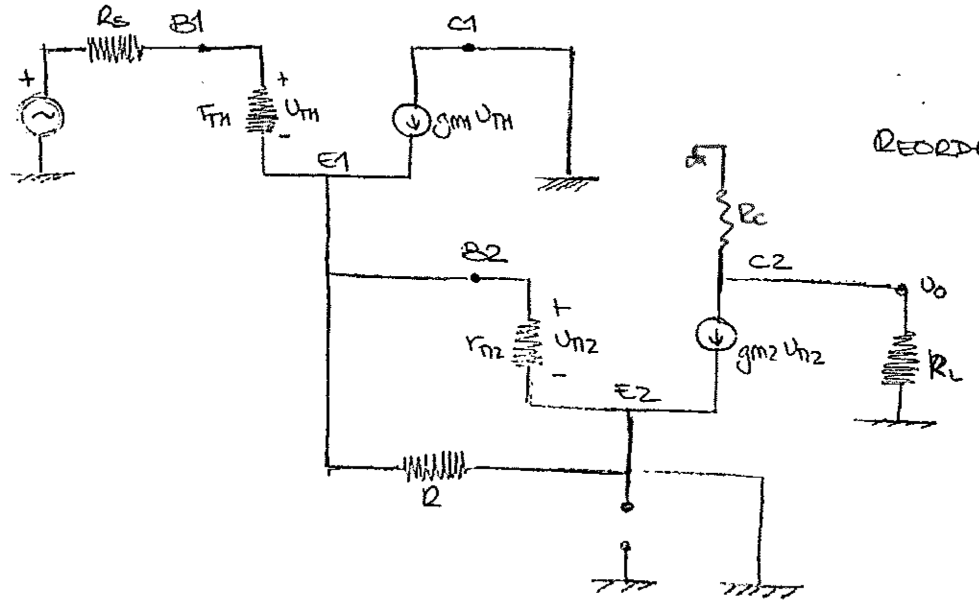
$r_{b1,2} = 0\,\Omega$

$h_{oe}^{-1} = r_o = \infty$

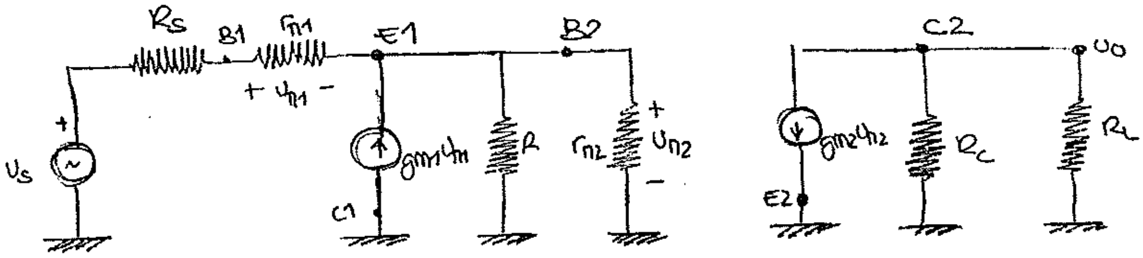
Nota: Para no complicar las expresiones algebraicas, **no** desarrolle las expresiones del tipo $(R_a \| R_b)$, dejándolas indicadas de esa forma.

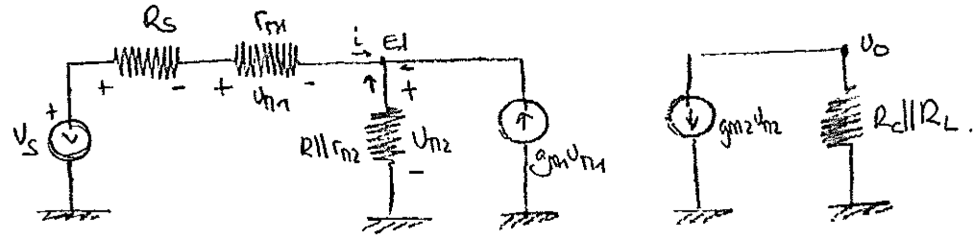
1. **Dibuje** el circuito equivalente de pequeña señal válido para frecuencias medias y **obtenga** la expresión de la ganancia a frecuencias medias $A_{vm} = v_0 / v_S = (v_0/v_A)\,(v_A/v_S)$.
2. **Obtenga** la expresión de la estimación de la frecuencia de corte superior v_0 / v_S usando el método de las constantes de tiempo correspondiente. Antes de proceder a dicha estimación, aplique la transformación Miller a la **segunda etapa** para calcular las capacidades equivalentes a la entrada y a la salida de Q_2. **Desprecie** la contribución de C_π y C_μ del transistor Q_1.
3. Obtenga la expresión de la estimación de la frecuencia de corte inferior v_0 / v_S usando el método de las constantes de tiempo que correspondiente (recuerde que $C_E \rightarrow \infty$)

1) Cto equiv. ps ?? v_o/v_s ??



REORDENANDO ⟹





$$v_o = -(R_C\|R_L)\, g_{m2} v_{\pi 2}. \quad \Rightarrow \quad v_{\pi 2} = -\frac{1}{(R_C\|R_L)\, g_{m2}}\, v_o$$

$$v_{\pi 1} = r_{\pi 1}\cdot i$$

<u>Nudo</u>: $\quad i + \dfrac{v_{\pi 2}}{R\|r_{\pi 2}} + g_{m1} v_{\pi 1} = 0.$

$$i + g_{m1} r_{\pi 1} i = -\frac{v_{\pi 2}}{R\|r_{\pi 2}} \quad \Rightarrow \quad i = -\frac{1}{(R\|r_{\pi 2})(1+g_{m1} r_{\pi 1})}\, v_{\pi 2}$$

<u>Malla</u>: $\quad v_s - R_s i - r_{\pi 1} i - v_{\pi 2} = 0.$

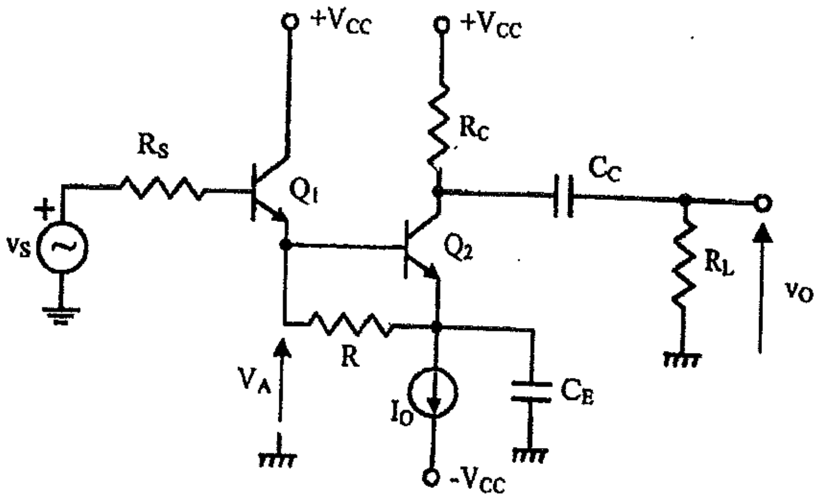
$$v_s = (R_s + r_{\pi 1})\, \frac{-1}{(R\|r_{\pi 2})(1+g_{m1} r_{\pi 1})}\, \frac{-1}{(R_C\|R_L)\, g_{m2}}\, v_o + \frac{-1}{(R_C\|R_L)\, g_{m2}}\, v_o.$$

$$\frac{v_s}{v_o} = \left(\frac{R_s + r_{\pi 1}}{(R\|r_{\pi 2})(1+g_{m1} r_{\pi 1})} - 1 \right) \frac{1}{(R_C\|R_L)\, g_{m2}}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{(R\|r_{\pi 2})(1+g_{m1} r_{\pi 1})(R_C\|R_L)\, g_{m2}}{R_s + r_{\pi 1} - (R\|r_{\pi 2})(1+g_{m1} r_{\pi 1})}$$

JUNIO 2004

1. El circuito de la figura es un **amplificador de pequeña señal.**



DATOS:

$C_E \rightarrow \infty$

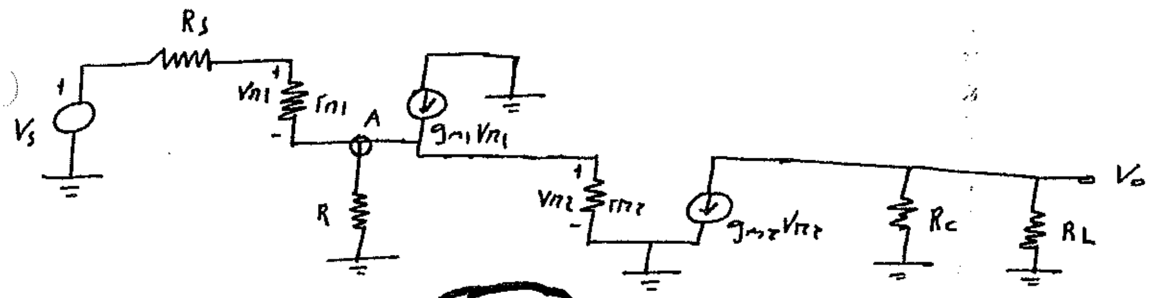
$r_{b1,2} = 0\,\Omega$

$h_{oe}^{-1} = r_o = \infty$

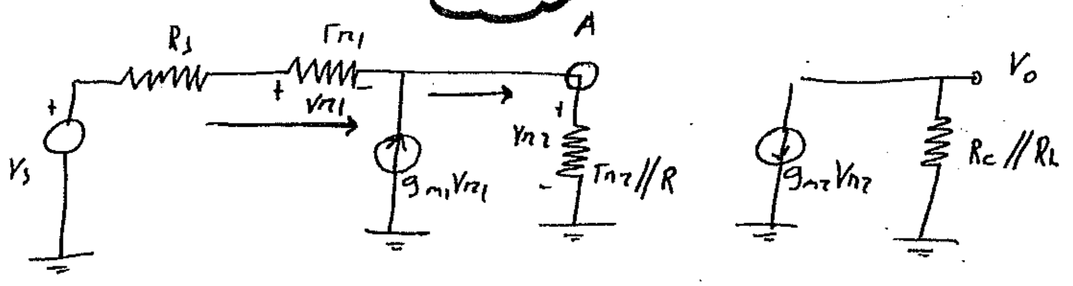
ta: Para no complicar las expresiones algebraicas, no desarrolle las expresiones del tipo $(R_a \| R_b)$, dejándolas

1. **Dibuje** el circuito equivalente de pequeña señal válido para frecuencias medias y **obtenga** la expresión de la ganancia a frecuencias medias $A_{vm} = v_O / v_S = (v_O/v_A)\,(v_A/v_S)$.
2. **Obtenga** la expresión de la estimación de la frecuencia de corte superior v_O / v_S usando el método de las constantes de tiempo correspondiente. Antes de proceder a dicha estimación, aplique la transformación Miller a la **segunda etapa** para calcular las capacidades equivalentes a la entrada y a la salida de Q_2. **Desprecie** la contribución de C_π y C_μ del transistor Q_1.
3. Obtenga la expresión de la estimación de la frecuencia de corte inferior v_O / v_S usando el método de las constantes de tiempo que correspondiente (recuerde que $C_E \rightarrow \infty$)

1



$V_A = V_{\pi 2}$



$$V_o = -g_{m2} V_A \left(R_C /\!/ R_L \right) \Longrightarrow \frac{V_o}{V_A} = -g_{m2}\left(R_C /\!/ R_L \right)$$

Nudo A: $\dfrac{V_{\pi1}}{r_{\pi1}} + g_{m1}V_{\pi1} = \dfrac{V_A}{r_{\pi2}/\!/R}$

$$V_{\pi1}\left(\frac{1}{r_{\pi1}} + g_{m1}\right) = \frac{V_A}{r_{\pi2}/\!/R}$$

$$\frac{V_{\pi1}}{r_{\pi1}} = \frac{V_s - V_A}{R_s + r_{\pi1}} \Rightarrow V_{\pi1} = r_{\pi1}\frac{V_s - V_A}{R_s + r_{\pi1}}$$

$$r_{\pi1}\frac{V_s - V_A}{R_s + r_{\pi1}}\left(\frac{1}{r_{\pi1}} + g_{m1}\right) = \frac{V_A}{r_{\pi2}/\!/R}$$

$$\frac{V_s - V_A}{R_s + r_{\pi1}}\left(1 + g_{m1}r_{\pi1}\right) = \frac{V_A}{r_{\pi2}/\!/R}$$

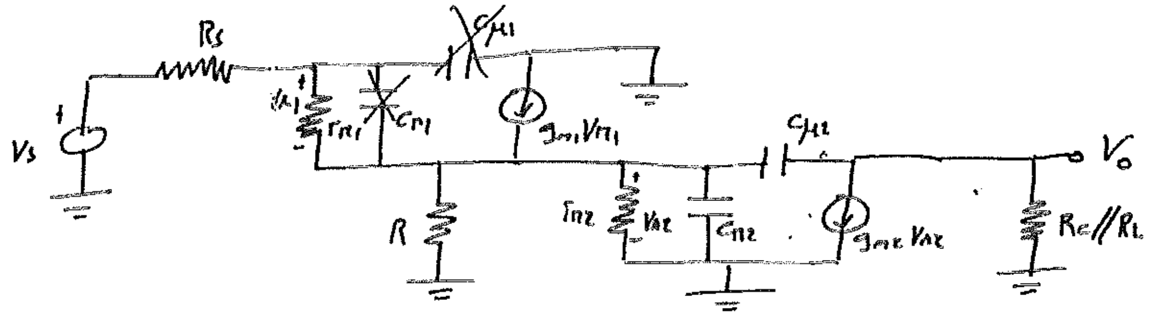
$$V_s\,\frac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{R_s + r_{\pi1}} = V_A\left(\frac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{R_s + r_{\pi1}} + \frac{1}{r_{\pi2}/\!/R}\right)$$

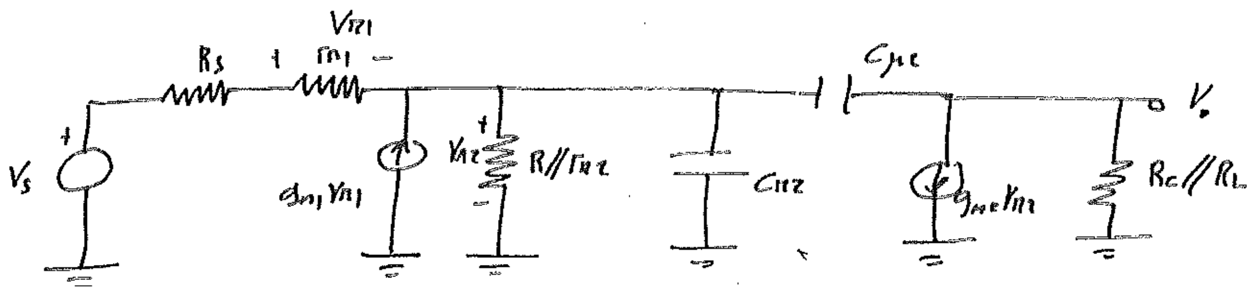
$$\frac{V_A}{V_s} = \frac{\dfrac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{R_s + r_{\pi1}}}{\dfrac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{R_s + r_{\pi1}} + \dfrac{1}{r_{\pi2}/\!/R}} = \frac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{1 + g_{m1}r_{\pi1} + \dfrac{R_s + r_{\pi1}}{r_{\pi2}/\!/R_L}}$$

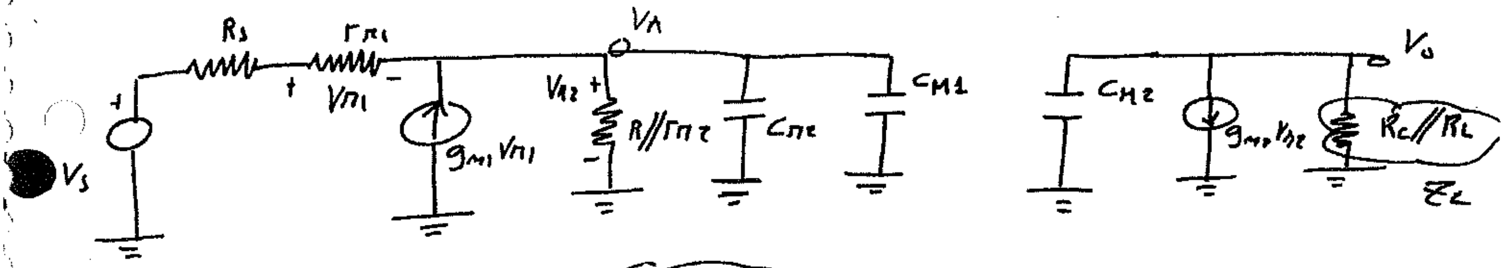
$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_A}\cdot\frac{V_A}{V_s} = -g_{m2}\left(R_C/\!/R_L\right)\frac{1 + g_{m1}r_{\pi1}}{1 + g_{m1}r_{\pi1} + \dfrac{R_s + r_{\pi1}}{r_{\pi2}/\!/R_L}}}$$

lo subimos para arriba.

2 Circuito equivalente en altas frecuencias:





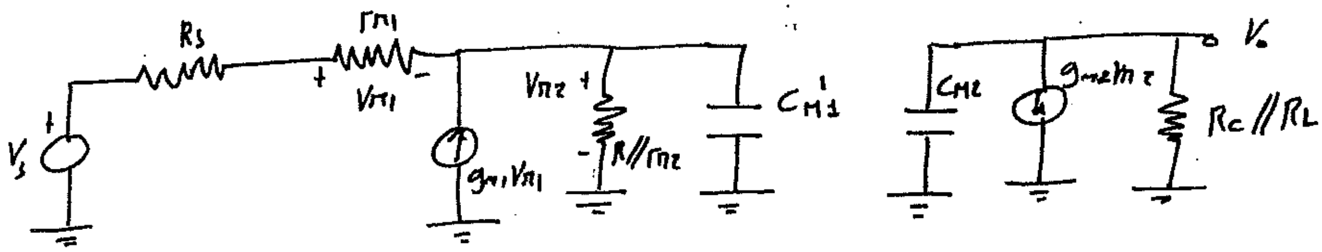


$A_M = -g_m Z_L$

$$C_{M1} = (1 - A_M)\, C_{\mu 2} = \left[1 + g_{m2}(R_c//R_L)\right] \cdot C_{\mu 2}$$

$$C_{M2} = C_{\mu 2}\left(1 - \frac{1}{A_M}\right) = C_{\mu 2}\left(1 + \frac{1}{g_{m2}(R_c//R_L)}\right)$$

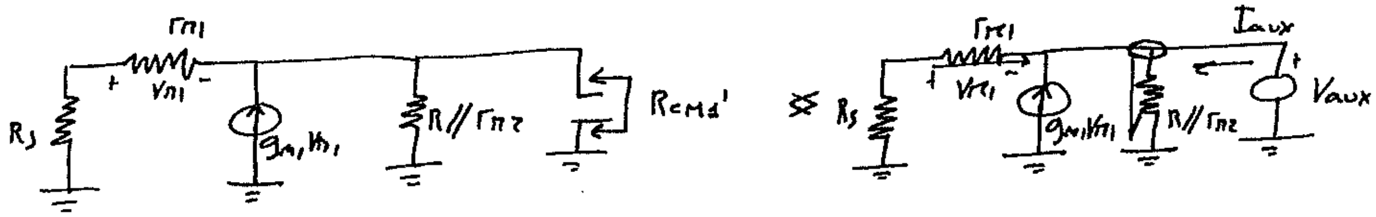
$$C_{M1}' = C_{\pi 2} + C_{M1} = C_{\pi 2} + \left[1 + g_{m2}(R_c//R_L)\right] C_{\mu 2}$$



MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN CIRCUITO ABIERTO

τ_{CM1}'

- $C_{M1}' = C_{\pi 2} + \left[1 + g_{m2}(R_c//R_L)\right] C_{\mu 2}$
- R_{CM1}' :



Nudo A: $\dfrac{V_{\pi 1}}{r_{\pi 1}} + g_{m1}V_{\pi 1} + I_{aux} = \dfrac{V_{aux}}{R//r_{\pi 2}}$

$$\frac{V_{\pi 1}}{r_{\pi 1}} = \frac{0 - V_{aux}}{R_s + r_{\pi 1}}$$

$$V_{\pi 1}\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) + I_{aux} = \frac{V_{aux}}{R//r_{\pi 2}}$$

$$V_{\pi 1} = \frac{-V_{aux} \cdot r_{\pi 1}}{R_s + r_{\pi 1}}$$

$$-V_{aux}\frac{r_{\pi 1}}{R_s + r_{\pi 1}}\left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) + I_{aux} = \frac{V_{aux}}{R//r_{\pi 2}}$$

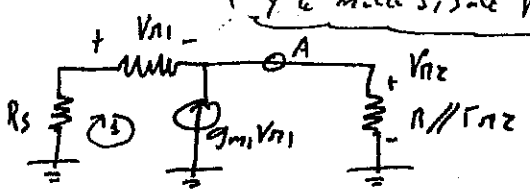
$$\boxed{R_{CM1}'} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = \frac{1}{\frac{1}{R/\!/r_{\pi 2}} + \frac{1+g_{m1}r_{\pi 1}}{R_S + r_{\pi 1}}} = \boxed{R/\!/r_{\pi 2}/\!/\frac{R_S + r_{\pi 1}}{1+g_{m1}r_{\pi 1}}}$$

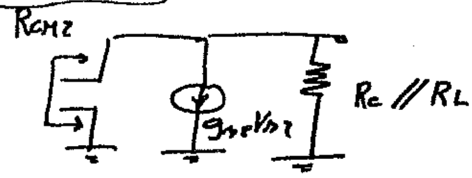
$$\boxed{\tau_{CM1}'} = R_{CM1}' \cdot C_{M1}' = \boxed{\left(R/\!/r_{\pi 2}/\!/\frac{R_S + r_{\pi 1}}{1+g_{m1}r_{\pi 1}}\right) \cdot \left[C_{\pi 2} + \left[1 + g_{m2}\left(R_C/\!/R_L\right)\right] C_{\mu 2}\right]}$$

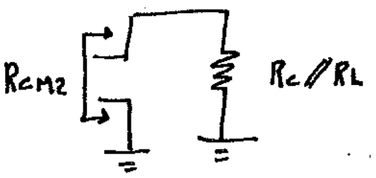
$\boxed{\tau_{CM2}}$ ·

$$C_{M2} = C_{\mu 2}\left(1 + \frac{1}{g_{m2}\left(R_C/\!/R_L\right)}\right)$$

R_{CM2} : Se puede comprobar que analizando el Nudo A y la malla 1, sale $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = 0$







$$\boxed{R_{CM2} = R_C/\!/R_L}$$

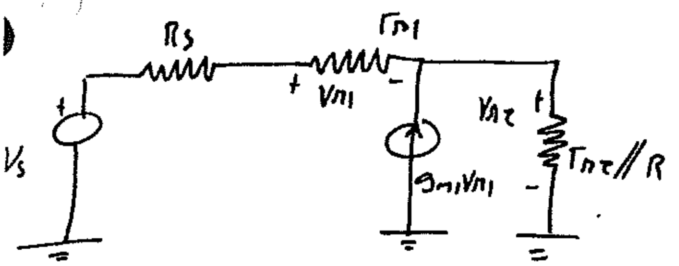
$$\tau_{CM2} = R_{CM2} \cdot C_{M2} = \left(R_C/\!/R_L\right) \cdot C_{\mu 2}\left(1 + \frac{1}{g_{m2}\left(R_C/\!/R_L\right)}\right)$$

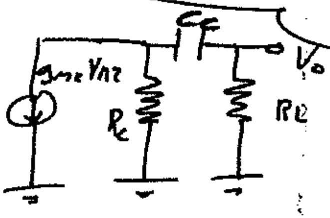
Finalmente: $\frac{1}{W_H} = \sum \tau_i$

$$\boxed{f_H \cong \frac{W_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sum \tau_i} = \frac{1}{2\pi\left(\tau_{CM1}' + \tau_{CM2}\right)}}$$

3] Circuito equivalente en baja frecuencia :

ojo ! $C_E \to \infty \equiv$ lo consideramos corto circuito en el análisis de baja freq.



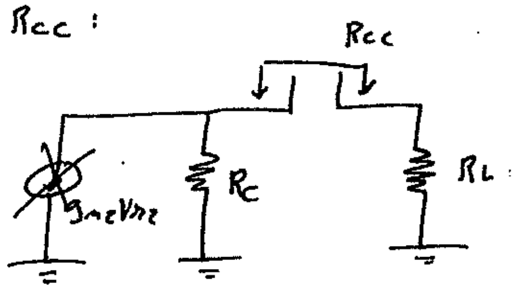


METODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN CORTO CIRCUITO

τ_{cc}

① C_c

② R_{cc} :



$$R_{cc} = R_c + R_L$$

③ $\tau_{cc} = C_c \cdot R_{cc} = (R_c + R_L)\cdot C_c$

nalmente :

$$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{(R_c + R_L)C_c}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi\,(R_c + R_L)C_c}$$

X **JUNIO 2004** A·β

2. En la figura 2 se muestra un circuito convertidor de corriente a tensión o amplificador de transimpedancia.

Paralelo - Paralelo

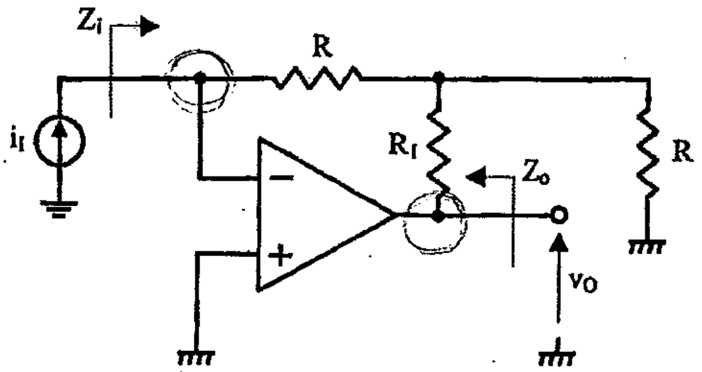


Figura 2

DATOS:

Amplificador operacional:
- Ganancia en lazo abierto $A_d = 10^5$
- Resistencia de entrada $R_d = 1\ M\Omega$
- Resistencia de salida $R_o = 1\ K\Omega$

Componentes:
- $R = 1\ K\Omega$
- $R_I = 50\ K\Omega$

En este problema se trata de analizar su comportamiento mediante el análisis aproximado de amplificadores realimentados.

a) La red β está formada por las resistencias de valor R y la resistencia R_1. **Indique** la topología de realimentación del amplificador de la figura 2.
b) **Dibuje** los circuitos equivalentes de la red A (amplificador) la red β (realimentación) interconectadas.
c) **Calcule** los efectos de carga de la red β en la red A, y el valor de β. **Dibuje** la red A' en la que se incluyen los efectos de carga de la red β.
d) **Obtenga** la expresión y el valor de la ganancia de lazo (producto A'·β que cumple las condiciones ideales de la realimentación).
e) **Determine** la expresión y el valor de la ganancia en transimpedancia del convertidor de la figura 2 expresada en V/μA.
f) **Determine** la expresión y el valor de las impedancias de entrada y salida del convertidor, Z_i y Z_o en la figura 2.

a) La red β:

- Toca la entrada ⇒ Paralelo.
- Toca la salida ⇒ Paralelo

⇒ $\boxed{\text{Paralelo - Paralelo.}}$

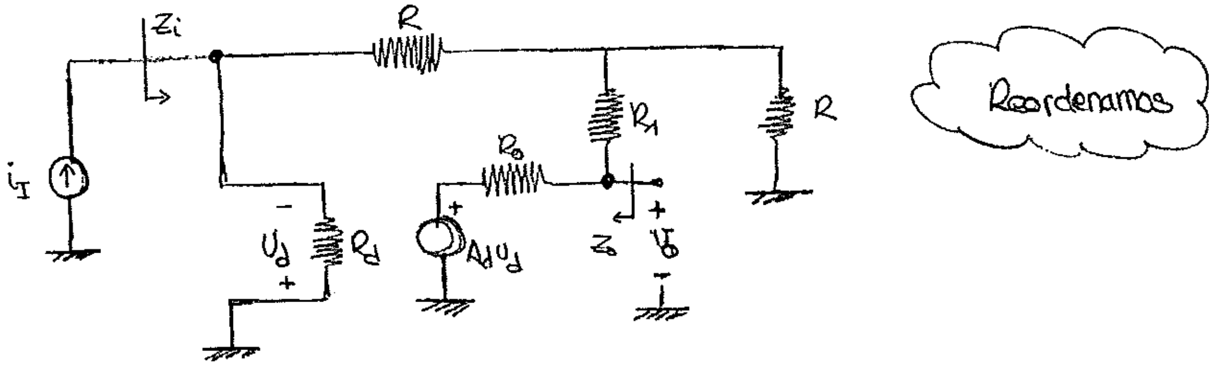
¡¡En el examen:

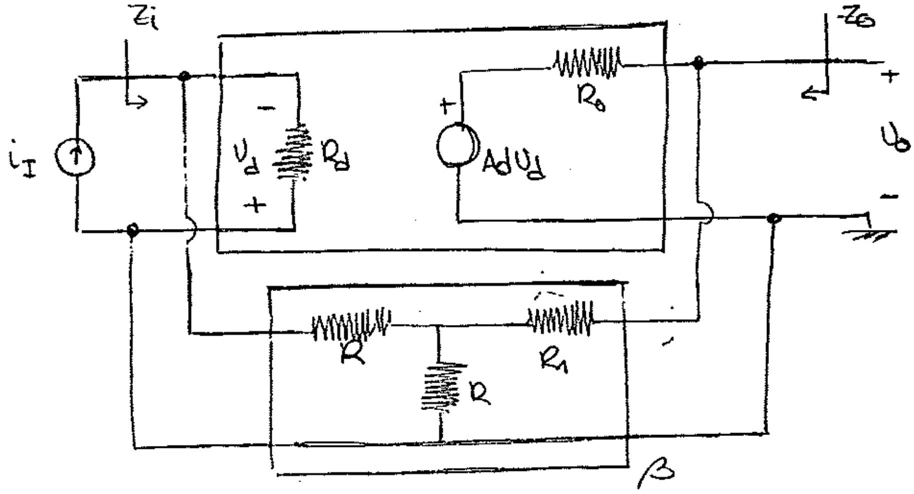
- Se muestrea la tensión de salida v_o ⇒ Paralelo
- se compara (mezcla) la tensión muestreada con la corriente de entrada i_I ⇒ Paralelo

⇒ Realimentación de corriente proporcional a tensión de salida

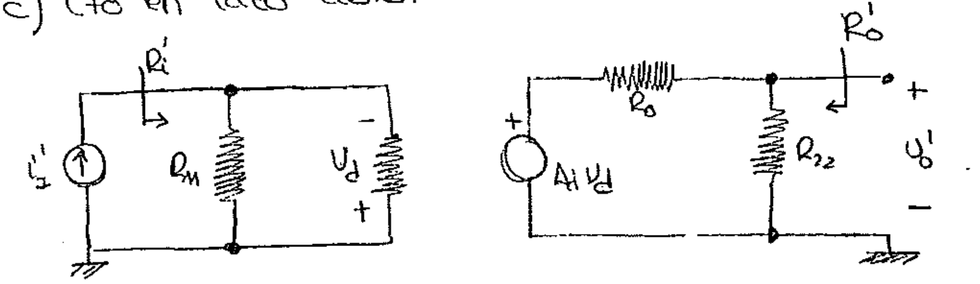
¡¡ Cuidado con los signos del operacional !!

b)



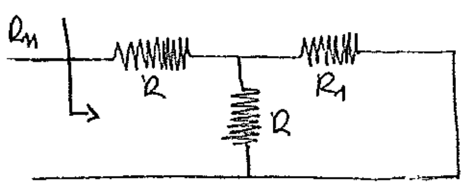


c) Cto en lazo abto.



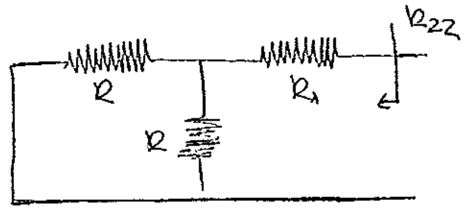
* Cálculo de R_{11}:

$$R_{11} = R + R \| R_1 \simeq 2\,K\Omega$$



* Cálculo de R_{22}:

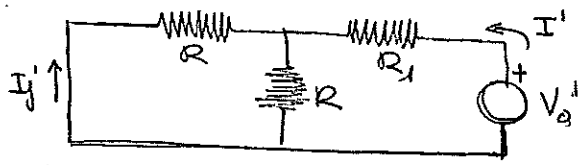
$$R_{22} = R_1 + R \| R \simeq 50\,K\Omega.$$



CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 JUN'04

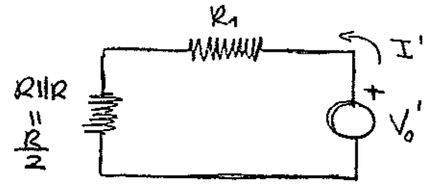
c) * Cálculo de β

$$\beta_y = \frac{I_f'}{V_o'} \; [\mho]$$



Malla: $V_o' - I' R_1 - I' \frac{R}{2} = 0$

$$\Rightarrow I' = \frac{V_o'}{R_1 + R/2}$$



Ahora: $I_f' = -\frac{I'}{2} = -\frac{V_o'}{2R_1 + R} \Rightarrow$

$\frac{1}{k\Omega} = m\mho$

$$\Rightarrow \beta_y = \frac{I_f'}{V_o'} = -\frac{1}{2R_1 + R} = -\frac{1}{101\, k\Omega} \simeq \boxed{-0{,}01\, m\mho}$$

d) Cálculo de la ganancia $A_z = \frac{v_o'}{i_I'}$

Div. tensión: $v_o' = \frac{R_{22}}{R_{22}+R_o} A_d v_d$

Malla izq: $v_d = -i_I (R_{11} \| R_d)$

$$\Rightarrow A_z = \frac{v_o'}{i_I'} = \frac{v_o'}{v_d} \cdot \frac{v_d}{i_I'}$$

$$\Rightarrow A_z = \overbrace{\frac{-R_{22}}{R_{22}+R_o}}^{\simeq -1} A_d \cdot (R_{11} \| R_d) \simeq -2 A_d = -2 \cdot 10^5 \; k\Omega$$

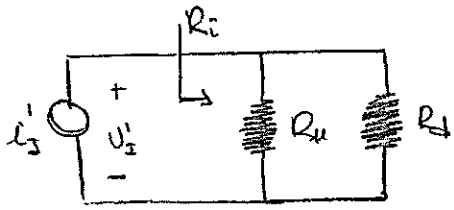
Finalmente: $\underset{(\Omega)}{A_z}\,\underset{(\mho)}{\beta_y} = -2\cdot10^8 (-10^{-5}) = \boxed{2000}$ (Adimensional)

e) $$A_{zf} = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_y} = \frac{-2 \cdot 10^5 \; k\Omega}{1 + 2000} = \frac{-2 \cdot 10^{8}}{2 \cdot 10^3} = -100 \; k\Omega$$

e) Pasamos A_{zf} a $V/\mu A = M\Omega$

$$A_{zf} = -10^5\,\Omega = -10^5\,\frac{V}{A} = -10^5\,\frac{V}{A}\cdot\frac{1A}{10^6\mu A} = \boxed{-10^{-1}\,\frac{V}{\mu A}}$$

f) * Cálculo de Ri



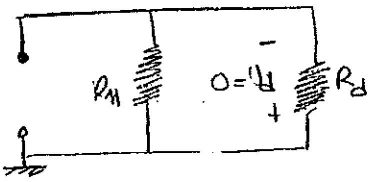
$$R_i = \frac{v_I'}{i_I'} = R_{11}\|R_d = R_{11} = 2K$$

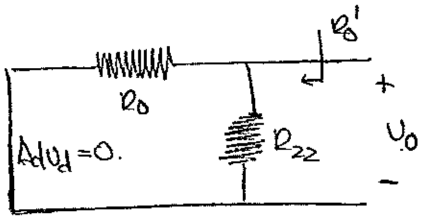
$$R_{if} = \frac{R_i}{1+A_z\beta_y} = \frac{2K}{1+2000} \simeq 1\Omega.$$

Ahora, $Z_i = R_{in} = R_{if} = \boxed{1\Omega}$ ó 0

Porque el gdor no tiene resistencia interna

* Cálculo de R_o' (Anulamos el gdor indpte i_I'):





Por tanto: $R_o' = R_o\|\cancel{R_{22}} = R_o = 1k\Omega.$

$$R_{of} = \frac{R_o'}{1+A_z\beta_y} = \frac{1k\Omega}{1+2000} = \frac{1}{2} = 0{,}5\,\Omega$$

Ahora : $Z_o = R_{out} = R_{of} = \boxed{0{,}5\,\Omega}$ ó 0

Xq no hay resistencia de carga

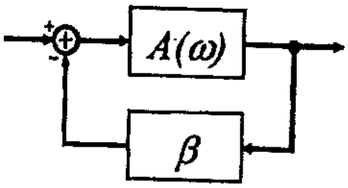
JUNIO 2004

BODE

3. En este ejercicio se pretende estudiar, en la zona de **bajas frecuencias**, la estabilidad de la ganancia de lazo de un amplificador realimentado negativamente con una red β resistiva, según el esquema de la figura 3. La respuesta en frecuencia del amplificador A viene dada por la siguiente expresión:

$$A(s) = A_{vm}\cdot\frac{s^2}{(s+\omega_{p1})^2}\cdot\frac{s}{(s+\omega_{p2})}$$

Polo doble



Donde:

- $\omega_{p1} = 1 \;\; rad/s$
- $\omega_{p2} = 10 \;\; rad/s$
- La ganancia a frecuencias medias del amplificador es $A_{vm} = +10^4$.

a) **Dibuje** el diagrama de Bode (módulo y fase) de $A(\omega)$, indicando claramente las frecuencias críticas y las pendientes de cada tramo. Sugerencia: Comience a dibujar los diagramas por la región de frecuencias medias. (1)

b) Tenga en cuenta que, al igual que ocurre en alta frecuencia, un amplificador realimentado puede presentar inestabilidad en baja frecuencia. Indique los valores de β para los que el amplificador realimentado de la figura 3 es inestable.

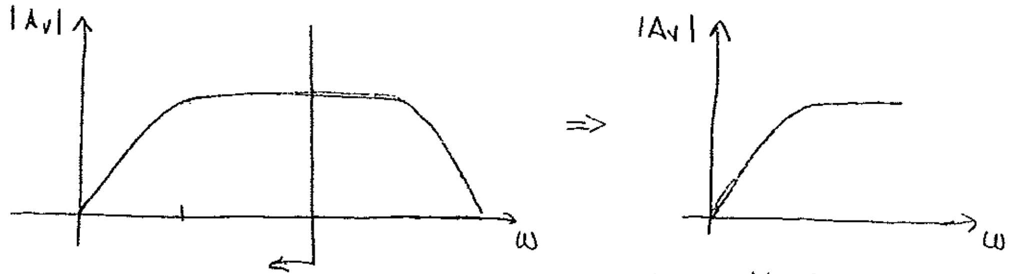
c) Se desea compensar el amplificador anterior mediante el desplazamiento del polo de **mayor frecuencia** (estrategia también llamada *compensación polo-cero*). **Determine** la nueva frecuencia a la que habría que desplazar dicho polo para obtener un amplificador estable con margen de ganancia MG = 20 dB, para $\beta = 10^{-2}$.

a) $\omega_{p1} = 1\,rad/s$ doble ¡¡ en rad/s !!

$\omega_{p2} = 10\,rad/s$ simple ¡¡ en baja frecuencia !!

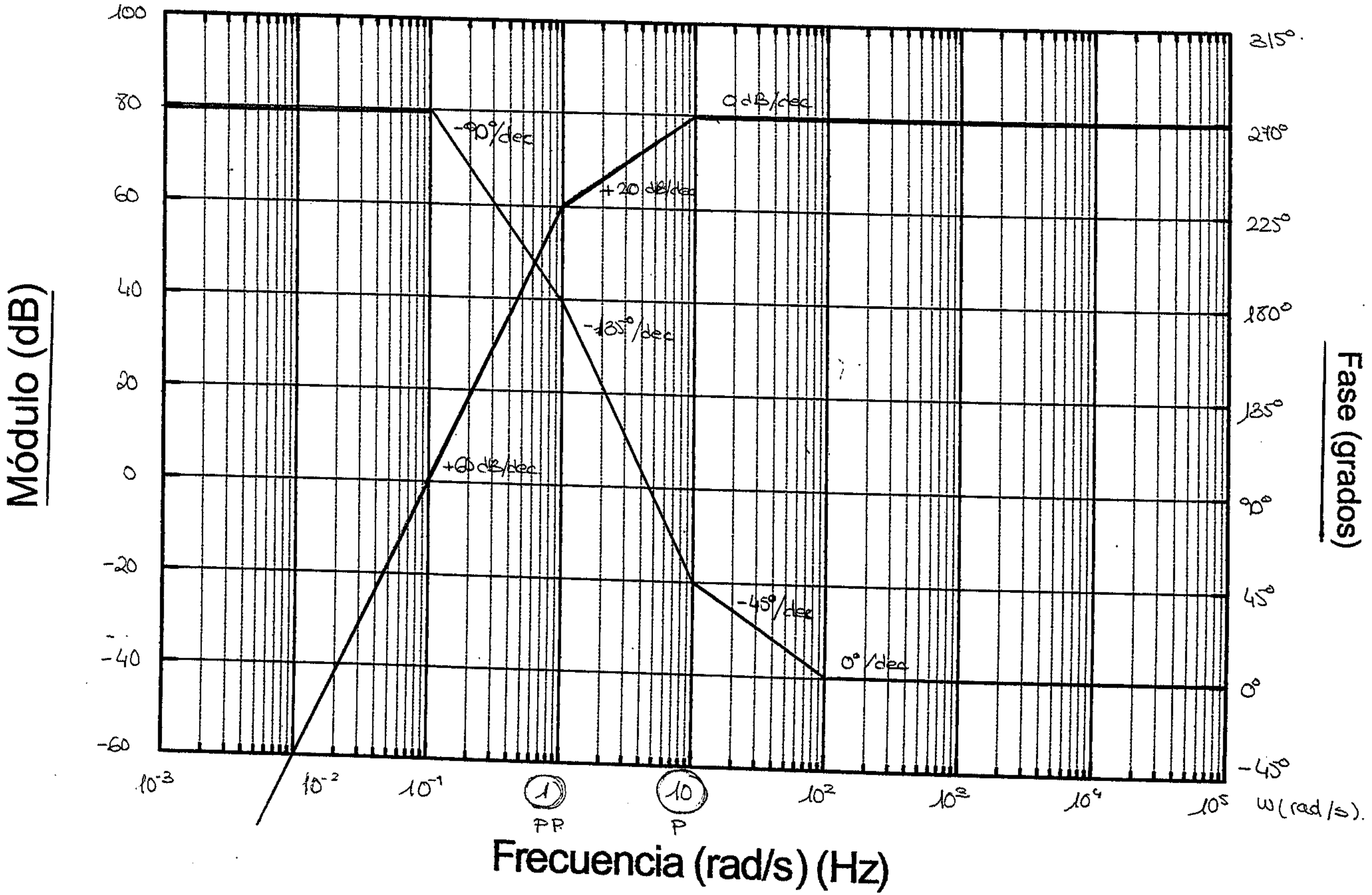
$A_{vm} = 10^4 \Rightarrow A_{vm}(dB) = 20\log 10^4 = 80\log 10 = 80\,dB.$

Ahora pretendemos representar:



No significa que no haya alta frec.

JUN'04 Ej 3 Apdo a).

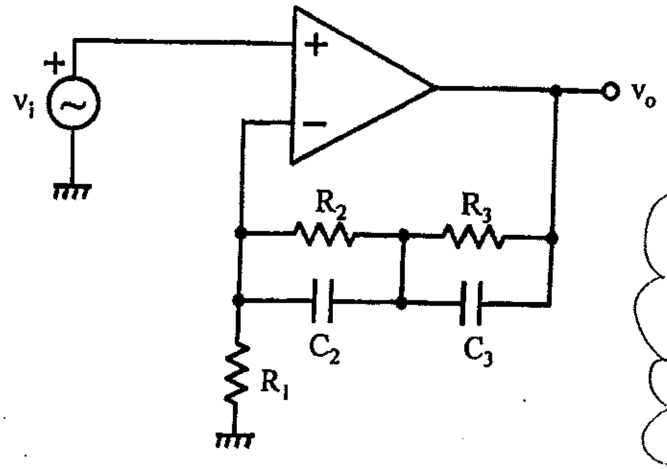


Interesante!

SEPTIEMBRE 2004

BODE

1. El circuito de la figura representa un preamplificador de audio cuya respuesta en frecuencia responde al estándar RIAA (Record Industry Association of América) que tiene como objetivo tanto la amplificación como la ecualización de la señal de audio.



A.O. Ideal

Ganancia = ∞

$Z_{in} = 0$

$Z_{out} = \infty$

$V^+ \doteq V^-$ CCV

La función de transferencia correspondiente a la ganancia en tensión del preamplificador v_0 / v_i, es de la forma:

Función transferencia alta frec.

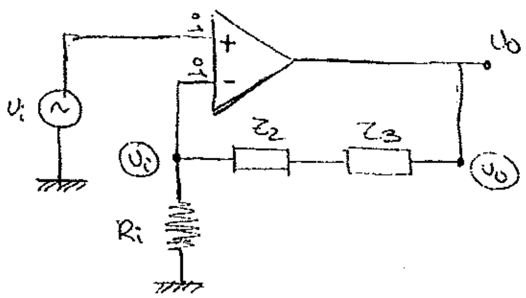
$$H(jf) = \frac{v_0}{v_i} = \overset{\text{c.c.}}{1} + \underset{A_H}{K} \cdot \underbrace{\frac{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right)}{\left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)\cdot\left(1 + j\frac{f}{f_3}\right)}}_{F_H(s)} = 1 + K\frac{1}{\left(1+j\frac{f}{f_2}\right)}\cdot\frac{\left(1+j\frac{f}{f_1}\right)}{\left(1+j\frac{f}{f_3}\right)}$$

a) Obtenga la expresión de K, f_1, f_2 y f_3 en función de los valores de los componentes.
Sugerencia: comience considerando el paralelo $R_i \| C_i$ como una impedancia Z_i.

b) Para el estándar RIAA, las frecuencias propias son $f_1 = \overset{\text{cero}}{500\,Hz}$, $f_2 = \overset{\text{polo !!}}{50\,Hz}$. y $f_3 = \overset{\text{polo}}{2122\,Hz}$, y el módulo de la ganancia a la frecuencia de 1 KHz. es 0 dB. Dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la ganancia del preamplificador, considerando únicamente el segundo sumando de la función $H(jf)$.

c) Calcule los valores necesarios de R_1, R_2 y R_3 para que la ganancia del preamplificador a 1 KHz sea 20 dB, suponiendo que $C_2 = 10$ nF y $C_3 = 2{,}7$ nF.

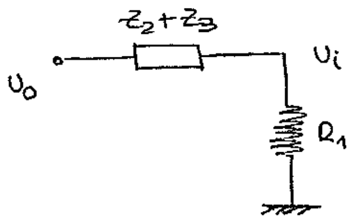
a) ¿K, f_1, f_2, f_3?



$$Z_2 = R_2 \| \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2\frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

Análogamente

$$Z_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}$$



Div. tensión:

$$U_i = \frac{R_1}{R_1+Z_2+Z_3}\,U_o \Rightarrow$$

Manipular hasta poder identificar

$$\Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_1+Z_2+Z_3}{R_1} = 1+\frac{Z_2+Z_3}{R_1}$$

$$\Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = 1+\frac{\dfrac{R_2}{1+j\omega C_2R_2}+\dfrac{R_3}{1+j\omega C_3R_3}}{R_1} =$$

$$= 1+\frac{R_2(1+j\omega C_3R_3)+R_3(1+j\omega C_2R_2)}{R_1(1+j\omega C_2R_2)(1+j\omega C_3R_3)} =$$

$$= 1+\frac{R_2+j\omega C_3R_3R_2+R_3+j\omega C_2R_2R_3}{R_1(1+j\omega C_2R_2)(1+j\omega C_3R_3)} =$$

Divido arriba y abajo por (R_2+R_3)

$$= 1+\frac{R_2+R_3+j\omega(C_2+C_3)R_2R_3}{R_1(1+j\omega C_2R_2)(1+j\omega C_3R_3)} =$$

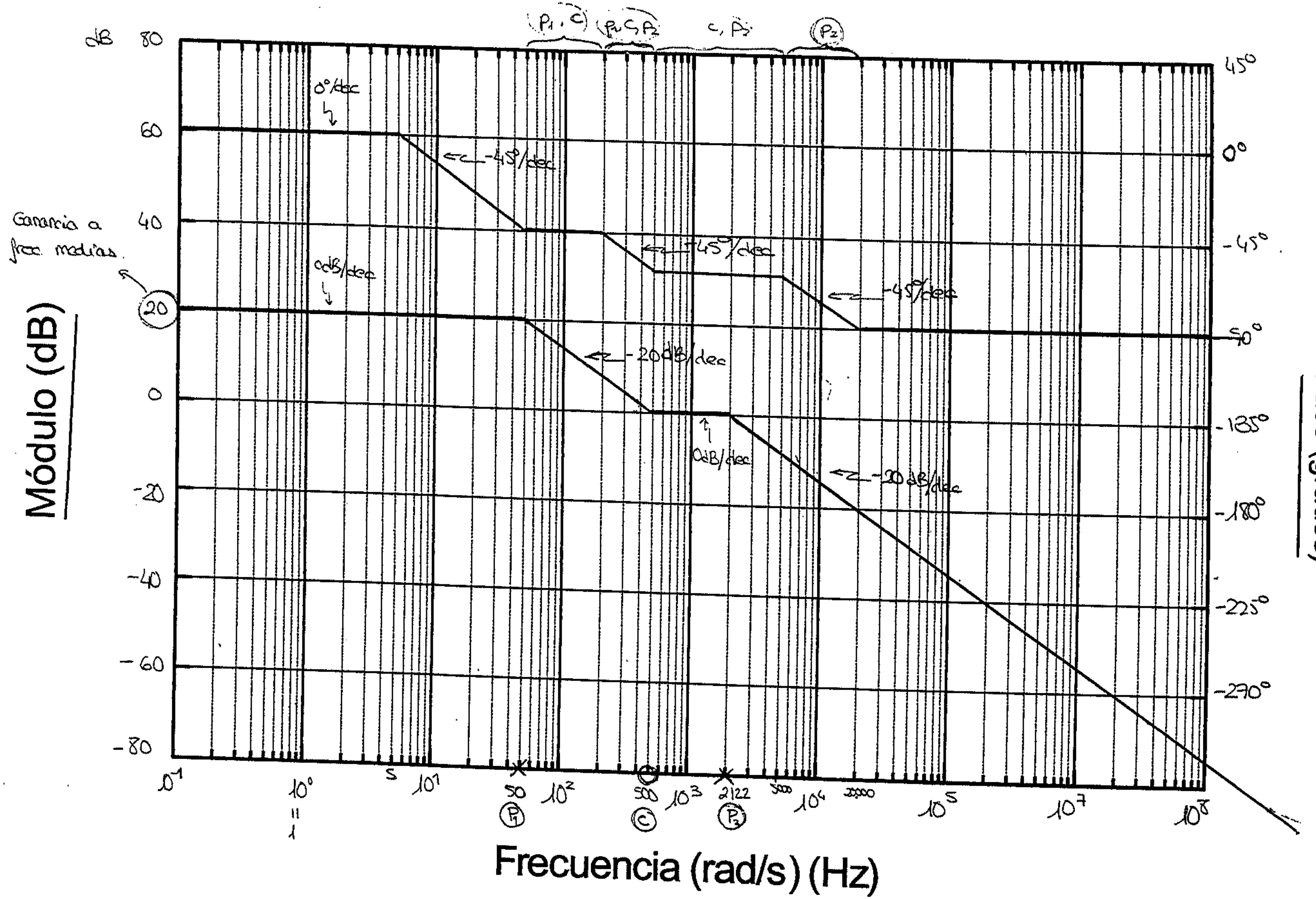
$$= 1+\frac{1+j\omega\dfrac{(C_2+C_3)R_2R_3}{R_2+R_3}}{\dfrac{R_1}{R_2+R_3}(1+j\omega C_2R_2)(1+j\omega C_3R_3)} =$$

$$= 1+\frac{R_2+R_3}{R_1}\cdot\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\underbrace{\frac{1}{C_2R_2}}_{\omega_2}}}\cdot\frac{1+j\omega/\overbrace{\frac{(R_2+R_3)}{(C_2+C_3)R_2R_3}}^{\omega_1}}{1+j\dfrac{\omega}{\underbrace{\frac{1}{C_3R_3}}_{\omega_3}}}$$

$$K = \frac{R_2+R_3}{R_1} \qquad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{R_2+R_3}{2\pi(C_2+C_3)R_2R_3}$$

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_2R_2} \qquad f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_3R_3}.$$

SEP 104 Ej 1 Apdo b).



c) De las expresiones obtenidas en el apdo a)

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \Rightarrow R_2 = \frac{1}{2\pi f_2 C_2} = \boxed{318{,}5\ k\Omega}$$

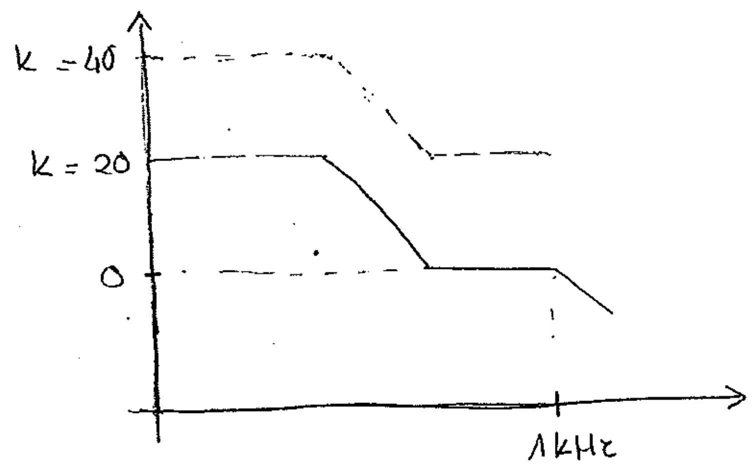
$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \Rightarrow R_3 = \frac{1}{2\pi f_3 C_3} = \boxed{27{,}8\ k\Omega}$$

Como la ganancia a 1kHz queremos que sea 20dB

⇒ la ganancia a frecuencias medias debe aumentar a 40dB. ⇒ $K_{dB} = 40dB$.

$$\Rightarrow 40 = 20 \log K \Rightarrow K = 10^{40/20} = 10^2 = 100$$

$$K = \frac{R_3 + R_2}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{R_3 + R_2}{K} = \boxed{3{,}5\ k\Omega}$$



X **SEPTIEMBRE 2004** A·β

PROBLEMA 2

En la Figura 3, la resistencia R_3 realimenta el circuito encerrado en la línea de puntos, estabilizando su transimpedancia. ≈ paralelo - paralelo

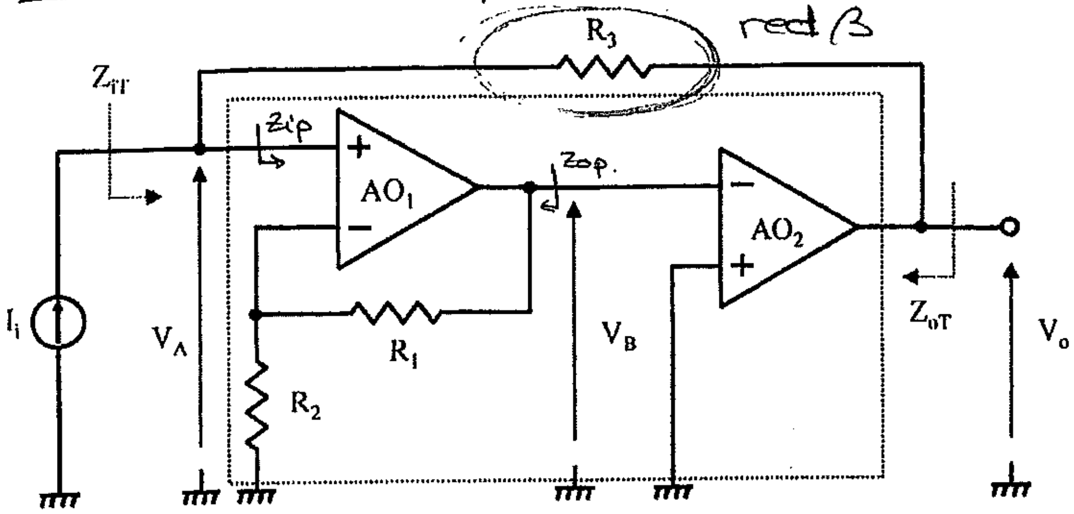


Figura 3.

El conjunto AO_1, R_1 y R_2 se puede sustituir por el equivalente de la Figura 4, y los amplificadores operacionales tienen el circuito equivalente de la Figura 5.

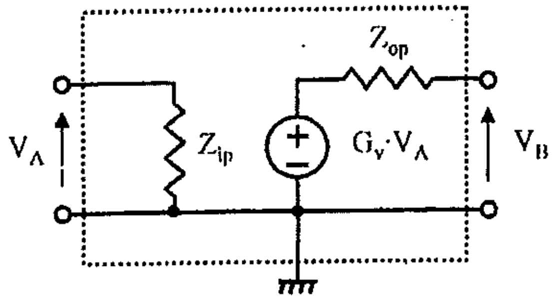


Figura 4.

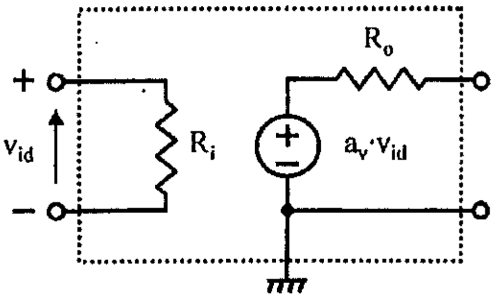


Figura 5.

DATOS FIGURA 4:

- $Z_{ip} = 8\ M\Omega$
- $Z_{op} = 0{,}2\ \Omega$
- $G_V = 2\ V/V$
- $R_1 = R_2 = 100\ \Omega$

DATOS FIGURA 5:

- $R_i = 100\ K\Omega$
- $R_o = 1\ K\Omega$
- $a_V = 10^4\ V/V$

¡¡Apdo 2 es igual que el ej 2 de T.3 de clase!!

¡¡ Cuidado con el signo!!

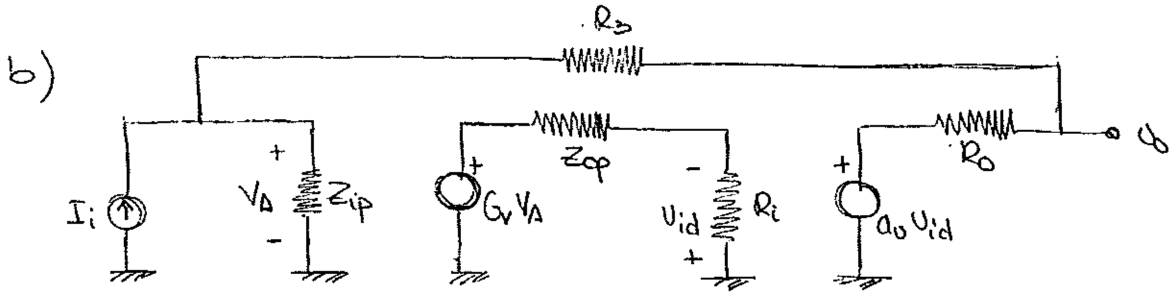
1. Deseamos obtener, mediante el método aproximado de resolución de circuitos realimentados, el circuito equivalente del amplificador de la Figura 3, usando un valor de $R_3 = 3\ K\Omega$. Utilice el esquema de la Figura 4 para representar el conjunto AO_1, R_1 y R_2, y el esquema de la Figura 5 para modelar el amplificador AO_2. Para ello:
   a) Determine la topología de la realimentación.
   b) Dibuje la nueva red A' incluyendo los efectos de carga de la red β. Obtenga la expresión y el valor de la ganancia A'. (R_{11} y R_{22})
   c) Determine la ganancia de la red β.
   d) Calcule el valor de la función de transferencia $G_z = V_o / I_i$, y de las impedancias de entrada y salida con realimentación (Z_{iT} y Z_{oT} en la Figura 3).

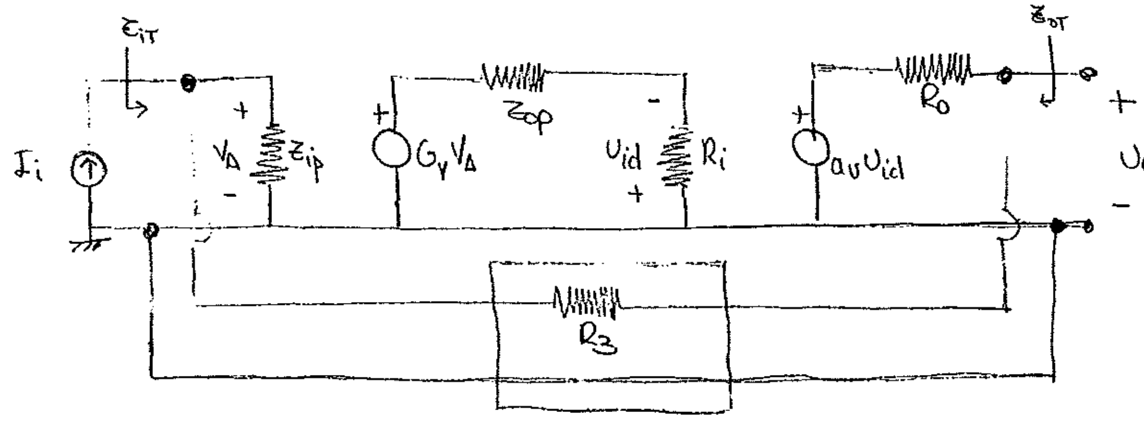
2. Deseamos analizar ahora la exactitud del circuito equivalente de la Figura 4 para el conjunto aislado formado por AO_1, R_1 y R_2, aplicando el método aproximado de resolución de circuitos realimentados. Para ello, determine los valores de Z_{ip}, Z_{op} y G_v y calcule los resultados con tres cifras significativas. (Ver ej 2 del Tema 3)

a) Si toca la entrada ⇒ paralelo
Si toca la salida ⇒ paralelo
⇒ Paralelo - paralelo.

Se muestrea tensión en la salida V_o (Paralelo) y se mezcla con la corriente en la entrada (Paralelo)
Tb llamado tensión - paralelo.

b)

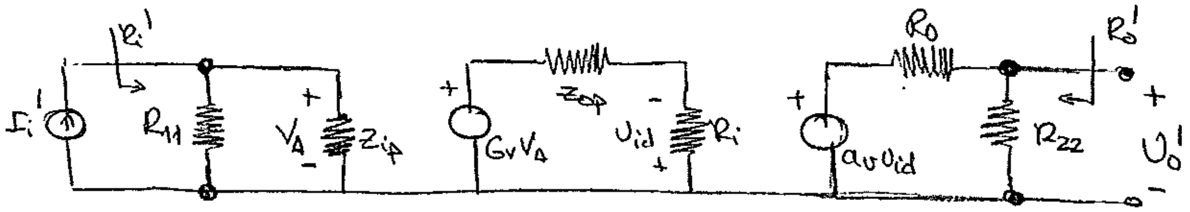




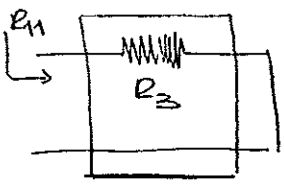
Red β

CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 SEP '04

b) cto en lazo abto:

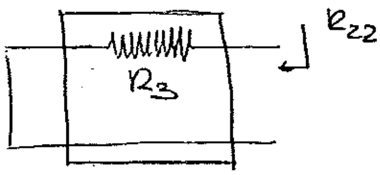


* cálculo de R_{11}



$R_{11} = R_3 = 3k\Omega$

* cálculo de R_{22}



$R_{22} = R_3 = 3k\Omega$

* cálculo de A_z':

Malla izq. $V_A = I_i'(R_{11} \| Z_{ip})$

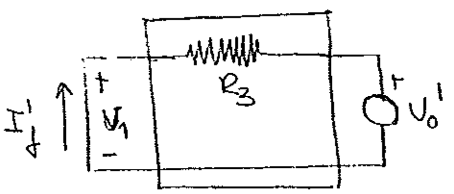
Malla central: $v_{id} = -\dfrac{R_i}{R_i + Z_{op}} G_v V_A$

Malla dcha: $v_o' = \dfrac{R_{22}}{R_{22} + R_o} a_v v_{id}$

$\Rightarrow A_z' = \dfrac{v_o'}{I_i'}$

$$A_z' = \frac{v_o'}{v_{id}} \cdot \frac{v_{id}}{V_A} \cdot \frac{V_A}{I_i'} = \frac{R_{22} \cdot a_v}{R_{22} + R_o} \cdot \frac{-R_i G_v}{R_i + Z_{op}} \cdot (R_{11} \| Z_{ip}) = \boxed{-45\,T\Omega}$$

c) Calculamos $\beta_y = \left.\dfrac{I_f'}{v_o'}\right|_{V_1=0}$



$v_o' = -R_3 I_f' \Rightarrow$

$$\beta_y = \frac{I_f'}{v_o'} = -\frac{1}{R_3} = \boxed{-0{,}3\,m\mho}$$

$$d)\quad G_z = \frac{v_o}{I_i} = \frac{A_z'}{1+A_z'\beta_y} = \frac{-45\cdot 10^6}{1+(-45\cdot 10^6)(-\frac{1}{3}\cdot 10^3)} = \boxed{-3000\ \Omega}$$

Calculamos R_i' en el cto en lazo abto:

$$R_i' = R_{11} \parallel Z_{ip} = \underset{3k}{R_3} \parallel \underset{8\Omega}{Z_{ip}} \simeq R_3 = 3k\Omega$$

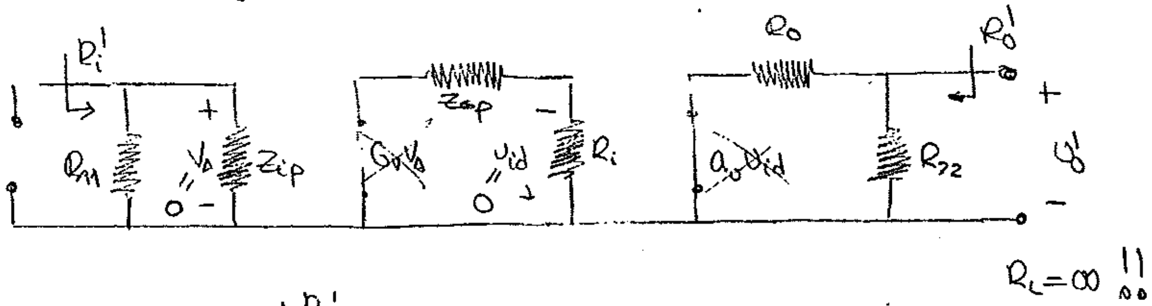
$$R_{if} = \frac{R_i'}{1+A_z'\beta_y} = \frac{3k\Omega}{1+15\cdot 10^3} = 0{,}2\ \Omega$$

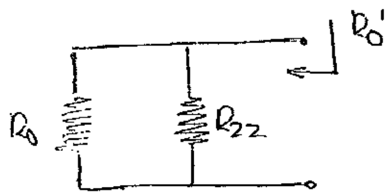
$$Z_{iT} = R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{\infty}} = R_{if} = \boxed{0{,}2\ \Omega}$$

Porque el gdor I_i no tiene resist. interna

* Cálculo de R_o'

Anulamos gdor indpte $I_i' = 0$





$$R_o' = R_o \parallel R_{22} = R_o \parallel R_3 = 750\ \Omega$$

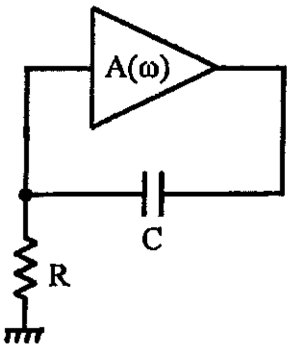
$$R_{of} = \frac{R_o'}{1+A_z'\beta_y} = \frac{750\ \Omega}{1+15\cdot 10^3} = 0{,}05\ \Omega$$

$$R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{\infty}} = R_{of} = \boxed{0{,}05\ \Omega}$$

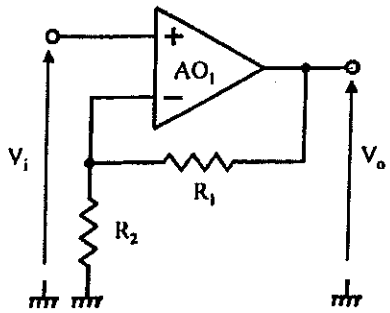
Xq no hay R_L en el cto

SEPTIEMBRE 2004 oscilación

3. El circuito de la Figura es un oscilador sinusoidal, construido con un amplificador de tensión de ganancia $A(\omega)$ y una red de adelanto de fase RC. El amplificador tiene una respuesta en frecuencia caracterizada por un único polo ω_p y una ganancia en frecuencias medias A_v, siendo ideal en el resto de sus características.



1. Indique la expresión de la respuesta en frecuencia del amplificador, $A(\omega)$.
2. Obtenga la expresión de la ganancia de lazo del oscilador, $L(\omega)$.
3. Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación, ω_0, y de la condición que debe cumplir la ganancia a frecuencias medias del amplificador, A_v, para mantener la oscilación.
4. Para realizar el oscilador, se utiliza como amplificador el circuito de la Figura El amplificador operacional AO_1 tiene una ganancia elevada y un único polo. Obtenga el valor de la frecuencia de oscilación, ω_0, y de la frecuencia de ganancia unidad de AO_1 f_t. Datos: $R_1 = R_2$; $R = 200\,\Omega$; $C = 10nF$.



1) TEMA 2 . pag T.2.4.

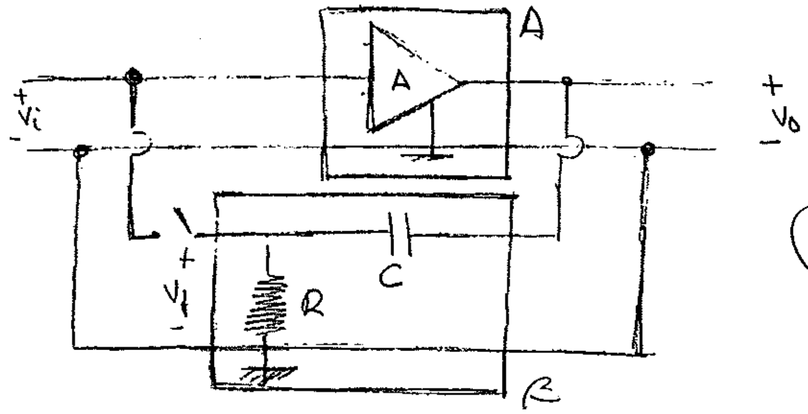
ω_p único polo (sup. de alta frec)

A_v ganancia a frec medias.

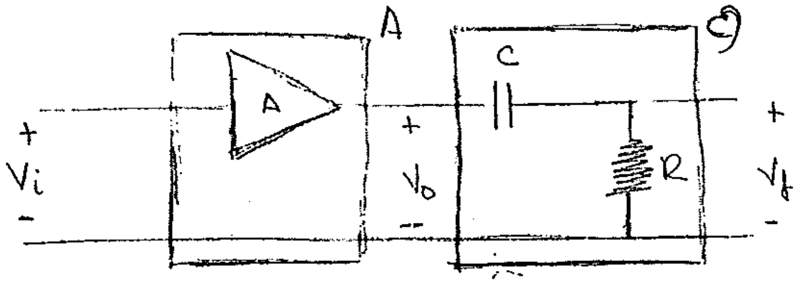
$$A(\omega) = \frac{A_v}{1+\frac{s}{\omega_p}} \Rightarrow \boxed{A(\omega) = \frac{A_v}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}}$$

$s = j\omega$

2)



Ahora hay que estirarlo



¿$L(\omega) = A\beta$?

calculamos primero $\beta = \frac{V_f}{V_o}$ por divisor de tensión.

$$V_f = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} V_o \Rightarrow V_f = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} V_o$$

Del apdo 1 ya tenemos: $A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$

Por tanto: $\boxed{L(\omega) = A\beta = \frac{V_f}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_f}{\cancel{V_o}} = \frac{A_v}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \cdot \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}}$

3) operamos un poco más $A\beta$.

$$A\beta = \frac{jA_v\omega CR}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_p}\right)(1 + j\omega CR)} = \frac{jA_v\omega CR}{1 + j\omega CR + j\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega^2}{\omega_p} CR}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP'04

3) $$A\beta = \frac{jA_v\omega CR}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_p}CR\right)+j\left(\omega CR+\frac{\omega}{\omega_p}\right)} = \odot$$ Multiplico y div por j

$$= \frac{-A_v\omega CR}{j\left(1-\frac{\omega^2 CR}{\omega_p}\right)-\left(\omega CR+\frac{\omega}{\omega_p}\right)} = \frac{A_v\omega CR}{\left(\omega CR+\frac{\omega}{\omega_p}\right)+j\left(\frac{\omega^2 CR}{\omega_p}-1\right)}$$

Crit de Barkhausen:

- Cond de fase: $\phi_{A\beta}=0$ ($A\beta$ no debe tener "j").

$$\frac{\omega^2 CR}{\omega_p}-1=0 \Rightarrow \omega^2=\frac{\omega_p}{CR} \Rightarrow \boxed{\omega_0=\sqrt{\frac{\omega_p}{CR}}}$$

ω_0 = frec de oscilación
si oscila, lo hará con esta frec.

- Cond de módulo: $|A\beta| \geq 1$

suponiendo que se cumple la cond de fase:

$$A\beta = \frac{A_v\omega CR}{\left(\omega CR+\frac{\omega}{\omega_p}\right)+j0} \geq 1 \Rightarrow \frac{A_v\omega CR}{\omega CR+\frac{\omega}{\omega_p}} \geq 1$$

$$\Rightarrow \frac{A_v}{1+\frac{\omega}{\omega CR\omega_p}} \geq 1 \Rightarrow \boxed{A_v \geq 1+\frac{1}{CR\omega_p}}$$

Cond para que oscile.

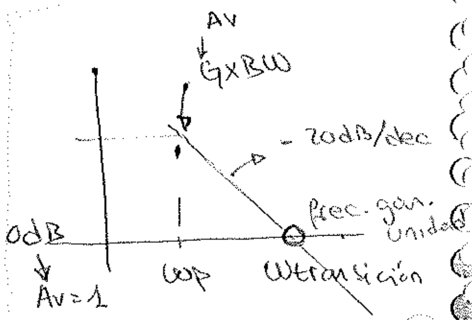
4. $A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 2$

$$A_v = 2 = 1 + \frac{1}{RC\omega_p} \Rightarrow 2 = 1 + \frac{1}{200 \cdot 10n \cdot \omega_p} \Rightarrow \omega_p = 5 \cdot 10^5 \, rad/s$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_p / RC} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^5}{200 \cdot 10n}} = 5 \cdot 10^5 \, rad/s$$

~~Cond~~ frec. ganancia unidad:

$$G \times BW = A_v \cdot \frac{\omega_p}{2\pi} = 1 \cdot \overbrace{\frac{\omega_t}{2\pi}}^{f_t} = f_t$$

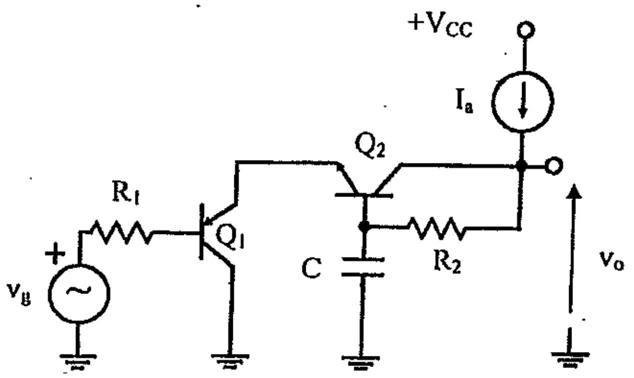


- $A_v = 2$
- $\omega_p = 5 \cdot 10^5 \, rad/s$

$$f_t = A_v \cdot \frac{\omega_p}{2\pi} = 2 \cdot \frac{5 \cdot 10^5}{2\pi} = 159\,kHz$$

SEPTIEMBRE 2005

1. Dado el circuito de la siguiente figura:



DATOS:
$\beta = h_{fe} = 100$
$V_T = KT/q = 0.025$ V
$V_{BE} = 0.7$ V
$r_o = h_{oe}^{-1} = \infty$

$C\pi_1 = C\mu_1 = 0$ pF

$C\pi_2 = 6$ pF
$C\mu_2 = 2$ pF

C = condensador de desacoplo en BF

$R_1 = 5$ KΩ
$R_2 = 10$ KΩ

$I_a = 1$ mA

a) Calcule la ganancia en tensión a frecuencias medias v_0 / v_g. Dibuje el circuito de pequeña señal empleado.

b) Dibuje el circuito equivalente de alta frecuencia y estime, empleando el método de constantes de tiempo, la frecuencia de corte superior, f_H.

c) Dibuje el circuito equivalente de baja frecuencia y estime, empleando el método de las constantes de tiempo, la frecuencia de corte inferior, f_L. Obtenga el valor necesario del condensador C si deseamos que $f_L = 100\,Hz$.

compensación por polo

SEPTIEMBRE 2005

2. En la figura se muestra el **diagrama de Bode de la fase de la ganancia** en lazo abierto de un amplificador operacional (AO). (en rojo)

a) Indique la frecuencia de los polos, y escriba la función de transferencia del AO, $A(jf)$, sabiendo que la ganancia a frecuencias medias es 10^5, y que sólo presenta polos en la región de alta frecuencia.

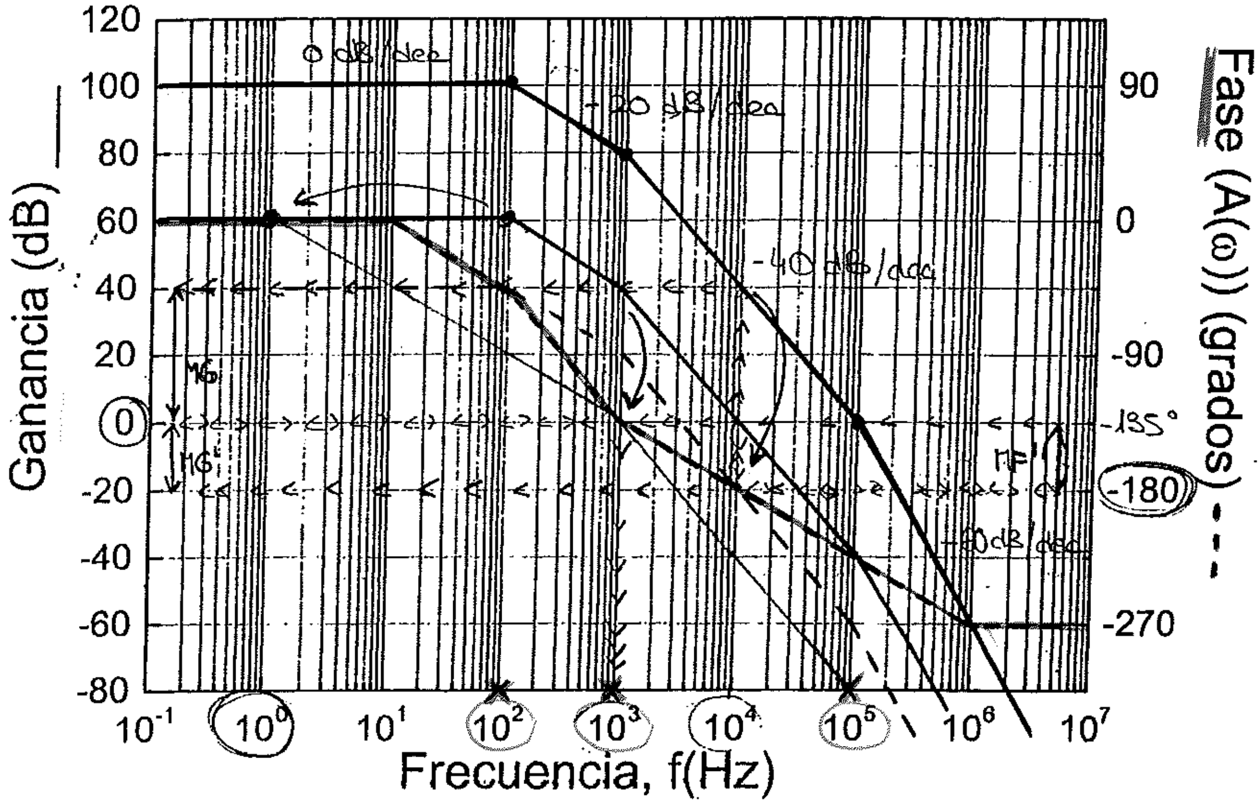
b) Dibuje sobre la misma figura el diagrama de Bode del módulo de la ganancia.

Suponga en lo que sigue que el AO se realimenta negativamente con una red β tal que $A\beta >> 1$.

c) Indique si en las siguientes condiciones dicho amplificador es estable:
- Al usarlo en una red de realimentación con $\beta = 1$. Calcule el margen de ganancia.
- Al construir un amplificador realimentado de ganancia 100. Calcule aquí el margen de fase.

d) Determine la ganacia mínima del amplificador realimentado a frecuencias medias, en unidades lineales, construido a partir del AO, para garantizar la estabilidad con un margen de ganancia mínimo de 20 dB.

e) Si utiliza la técnica de compensación por desplazamiento de polo, indique qué polo desplazaría, y a qué frecuencia, para compensar el circuito con un margen de fase de 45°, si el amplificador realimentado tiene una ganancia de 100 a frecuencias medias. Dibuje el diagrama de Bode del módulo de la ganancia del amplificador compensado $|A_c|$.



a) Polos en: $f_1 = 100$ Hz $\quad f_2 = 1$ kHz $\quad f_3 = 100$ kHz

$$A(jf) = 10^5 \frac{1}{1 + j\frac{f}{10^2}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{10^3}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{10^5}}$$

Ver pag 2.4

b) $A_v = 10^5$

$A_v\,(dB) = 20 \log 10^5 = 100\ dB$]

c1) $A\beta >> 1$

$\beta = 1 \Rightarrow |\beta|_{dB} = 20 \log \beta = 20 \overset{0}{\overset{\shortparallel}{\log 1}} = 0\ dB$

Por tanto:

$|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = |A|_{dB} + 0 = |A|_{dB}$

$|A\beta|_{dB} = |A|_{dB}$ cuyo diag. de Bode coincide con el anterior.

$MG = -|A\beta|_{dB}(f / \phi = -180^\circ) = -|A|_{dB}(f = 10^4) = -\underline{40\ dB}$

$MG = -40\ dB < 0 \iff$ <u>Cto inestable</u>

c2) $A_f = 100 \Rightarrow A_f = \dfrac{A}{1 + A\beta} = \dfrac{A}{A\beta} = \dfrac{1}{\beta}$

Así pues: $A_f = \dfrac{1}{\beta} = 100 \Rightarrow \beta = 0{,}01$

$|\beta|_{dB} = 20 \log \beta = 20 \log 10^{-2} = -40\ dB.$

Por tanto: $|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = 100\ dB + (-40)\ dB = \underline{\underline{60\ dB}}$

$MG = -|A\beta|_{dB}(f / \phi = 180^\circ) = -|A\beta|_{dB}(f = 10^4 Hz) = -0\ dB = \underline{\underline{0\ dB}}$

Caso límite entre estable e inestable

$MF = 180^\circ + \phi(f / |A\beta|_{dB} = 0) = \underline{\underline{0^\circ}}$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 SEP '05

d) Queremos estabilidad del cto con un $MG' = +20\,dB$

- Para ello vamos a utilizar la compensación por disminución de la ganancia a frec medias.
- Lo que tenemos que conseguir es que $|A\beta|_{dB} = -20$ a la frec $f = 10^4\,Hz$ que es donde $\phi = -180°$.
- Gráficamente obtenemos que hay que disminuir la ganancia a frec. medias de $100\,dB$ a $40\,dB$. En efecto:

$$MG' = -|A\beta|_{dB}(f/\phi = -180°) = -|A\beta|_{dB}(f = 10^4) = -(-20) = \underline{\underline{20\,dB}}.$$

Ahora bien:

$$|A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} \Longrightarrow 40 = 100 + |\beta|_{dB} \Longrightarrow |\beta|_{dB} = -60\,dB.$$

$$\Rightarrow 20 \log \beta = -60\,dB \Rightarrow \beta = 10^{\frac{-60}{20}} = 10^{-3} = \boxed{0{,}001}$$

Por último: $A\beta \gg 1$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{\cancel{A}}{\cancel{A}\beta} = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{10^{-3}} = \boxed{10^3}$$

e) Se desplaza el polo de más baja frecuencia $f = 10^5\,Hz$ a una frec. menor. Tenemos que $A_f = 100$, por tanto:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \simeq \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta} = 100 \Rightarrow \beta = \frac{1}{100} = 0{,}01$$

$$\Rightarrow |\beta|_{dB} = 20 \log 0{,}01 = -40\,dB$$

Igual que en el apdo c2)

$$\Rightarrow |A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = 100\,dB + (-40\,dB) = 60\,dB.$$

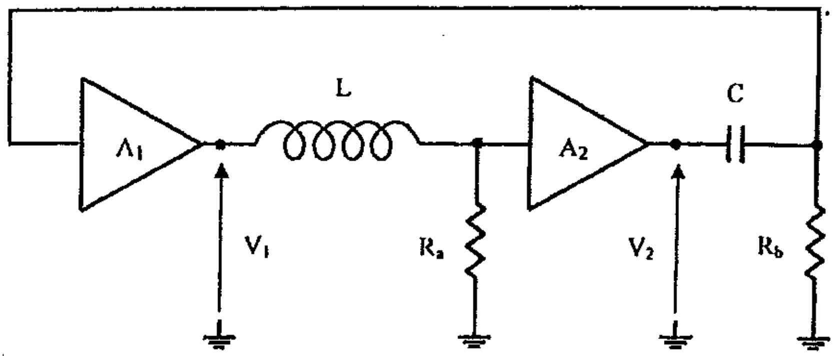
Como nos piden estabilizar el cto con $MF'' = 45^\circ$, lo que hacemos es buscar la frec a la cual la fase es -135°. Esa frec es $f = 10^3\,Hz$.

Ahora obligamos a que el diagrama de módulo $|A\beta|_{dB}$ valga 0 dB a la frecuencia $f = 10^3\,Hz$

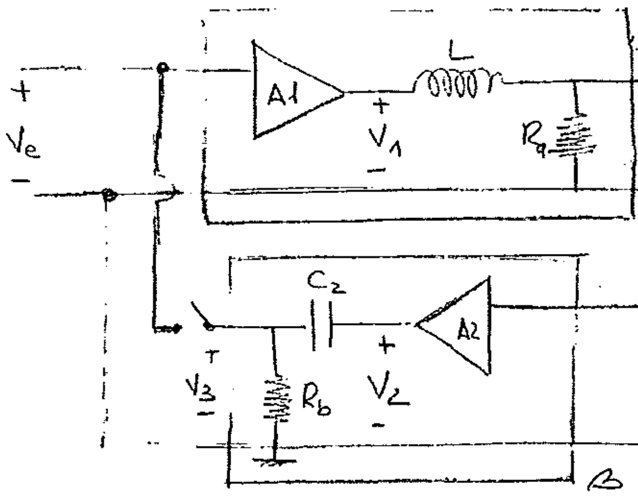
Tras ello reconstruimos el nuevo diagrama de módulo hasta que cortemos a la ganancia a frecuencias medias (60 dB), con todo esto obtenemos que el polo se ha desplazado de $f = 10^2\,Hz$ a $f = 10^0\,Hz$

× SEPTIEMBRE 2005 oscilación

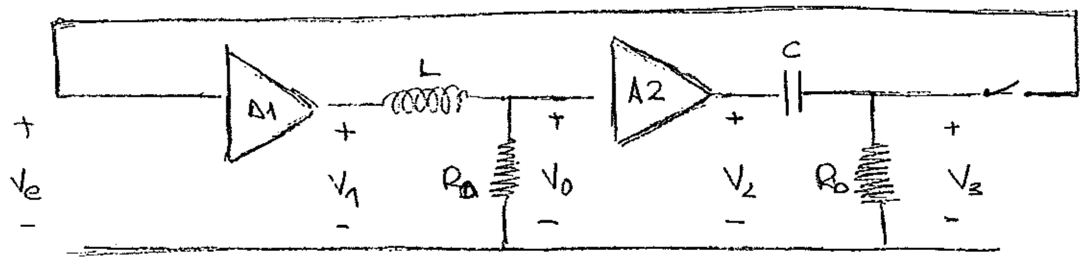
3. El circuito de la figura representa un oscilador sinusoidal. Los amplificadores de tensión, de ganancia A_1 y A_2, son ideales.



a) Obtenga la expresión de la ganancia en lazo abierto.
b) Obtenga la expresión de la pulsación de oscilación ω_0.
c) El amplificador de ganancia A_2 se realiza con un A.O. en configuración de seguidor (A_2=1). Determine la condición que debe cumplir la ganancia A_1 para mantener la oscilación.
d) Calcule el valor de la inductancia L para que el circuito oscile a una frecuencia $f_0 = 1\ MHz$. $\left\{ \begin{array}{l} R_a = R_b = 1\ k\Omega \\ C = 100\ pF \end{array} \right.$
e) El amplificador A_1 se hace con un A.O. ideal y dos resistencia R_1 y R_2, siendo la resistencia de realimentación. Dibuje el circuito necesario y obtenga el valor de R_1. $(R_2 = 2{,}5\ k\Omega)$.



el cto ya nos lo dan estirado



a) ¿ $A\beta = \dfrac{V_3}{V_e}$?

La relación entre V_2 y V_3 es un div. de tensión:

$$V_3 = \frac{R_b}{R_b + \frac{1}{j\omega C}} V_2 \Rightarrow V_3 = \frac{j\omega C R_b}{1 + j\omega C R_b} V_2$$

Ahora como $V_2 = A_2 V_0$ tenemos que:

$$V_3 = \frac{j\omega C R_b}{1 + j\omega C R_b} A_2 V_0 \Rightarrow \beta = \frac{V_3}{V_0} = \frac{j\omega C R_b A_2}{1 + j\omega C R_b}$$

La relación entre V_0 y V_1 es un div de tensión:

$$V_0 = \frac{R_a}{R_a + j\omega L} \cdot V_1$$

Ahora, como $V_1 = A_1 V_e$ tenemos que:

$$V_0 = \frac{R_a}{R_a + j\omega L} A_1 V_e \Rightarrow A = \frac{V_0}{V_e} = \frac{A_1 R_a}{R_a + j\omega L}$$

$$A(j\omega)\beta(j\omega) = T(j\omega) = \frac{V_3}{V_e} = \frac{\cancel{V_0}}{V_e} \cdot \frac{V_3}{\cancel{V_0}}$$

$$T(j\omega) = \frac{A_1 R_a}{R_a + j\omega L} \cdot \frac{j\omega C R_b A_2}{1 + j\omega C R_b} = \frac{j\omega A_1 R_a C R_b A_2}{(R_a - \omega^2 R_b L C) + j\omega(L + R_a R_b C)} =$$

$$= \frac{-\omega A_1 R_a C R_b A_2}{j(R_a - \omega^2 R_b L C) - \omega(L + R_a R_b C)} =$$

$$= \frac{\omega A_1 A_2 R_a R_b C}{\omega(L + R_a R_b C) + j(\omega^2 R_b L C - R_a)}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 SEP'05

b) Crit de Barkhausen:

Cond de fase: $\phi_{A\beta} = 0$

Para ello, $A\beta$ no debe contener "j":

$$\omega^2 R_b L C - R_a = 0 \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \sqrt{\frac{R_a}{R_b L C}}}$$ Pulsación de oscilación.

c) Cond de módulo: $|A\beta| \geq 1$

Suponiendo que se cumple la cond. de fase la ganancia de lazo, $A\beta$ queda:

$$A\beta = \frac{\omega A_1 A_2 R_a R_b}{\omega(L + R_a R_b C) + j\cdot 0} \geq 1 \Rightarrow \frac{A_1 A_2 R_a R_b C}{L + R_a R_b C} \geq 1$$

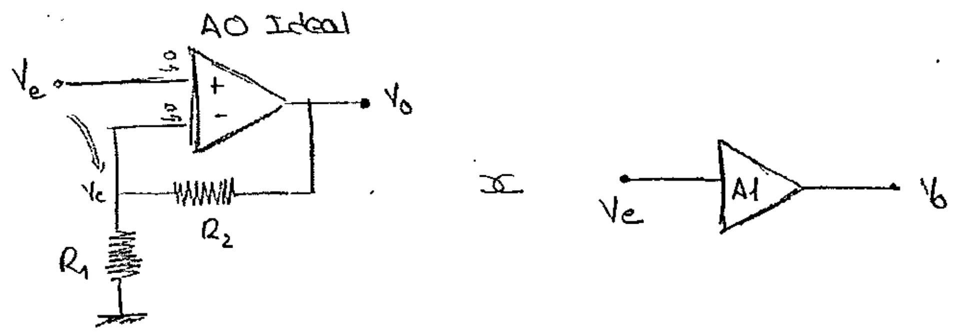
$$\Rightarrow A_1 \geq \frac{L + R_a R_b C}{A_2 R_a R_b C} \xRightarrow{A_2 = 1} \boxed{A_1 \geq 1 + \frac{L}{R_a R_b C}}$$

A_1 debe ser un amplificador de ganancia positiva y mayor que la unidad.

d) ¿L? De la cond en b)

$$\omega_0^2 = \frac{R_a}{L C R_b} \Rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi\cdot 10^6)^2 \cdot 100\ 10^{-12}} = \boxed{0{,}25\,mH}$$

e)



configuración no inversora (de memoria)

elegimos esta configuración para cumplir ⓑ del apdo c)

Analizando el cto: (como en IA(R)).

Por div. de tensión: $V_e = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_0 \Rightarrow$

$$\Rightarrow A_1 = \frac{V_0}{V_e} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{V_0}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$ ≥ 1

Por otra parte en el apdo c) tenemos: $A_1 = 1 + \frac{L}{R_a R_b C}$

Igualando ambas expresiones de A_1:

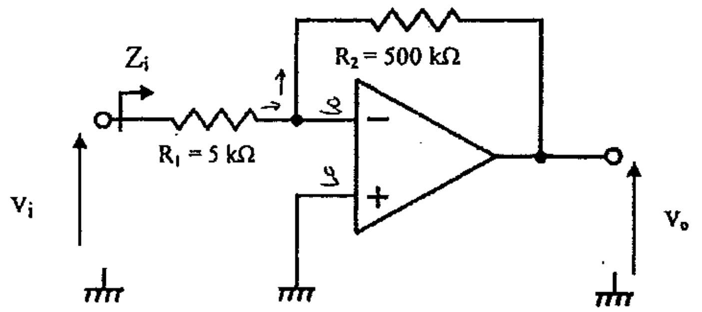
$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{L}{R_a R_b C} \Rightarrow R_1 = \frac{R_a R_b C R_2}{L}$$

$$R_1 = \frac{10^3 \cdot 10^3 \cdot 10^{-10} \cdot 2{,}5 \cdot 10^3}{0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 10^3 \Omega = 1 k\Omega.$$

× **JUNIO 2006** Repaso

Tema 2

1. Sea el circuito:



a) Aplicando una aproximación que la Realimentación Negativa permite usar en la entrada del Amplificador Operacional de gran ganancia $(A_V \to \infty)$ del circuito de la figura, obtenga su ganancia en pequeña señal $A_{Vi} = v_0 / v_i$ y su impedancia de entrada Z_i.

b) Si conectamos a la entrada un generador de señal en tensión v_g con $R_g = 50\Omega$, obtenga la ganancia $A_{Vg} = v_0 / v_g$. ¿Es $A_{Vg} = A_{Vi}$? ¿Por qué?

c) Si el acoplo de ese generador se hace mediante un condensador C para bloquear señales de continua (dc), calcule el valor de C para que la frecuencia de corte inferior f_i (-3dB) de ese acoplamiento sea de 20 Hz. ¿Qué pasaría con f_i si R_g fuese nula?

d) Considerando que el Amplificador Operacional tiene una compensación interna por polo dominante que produce un producto Ganancia × Ancho de banda G × BW = 10 MHz, determine la frecuencia de corte superior, f_s (-3dB).

e) Dibuje en la plantilla adjunta el diagrama de Bode (módulo y fase) para todo el rango de frecuencias significativas.

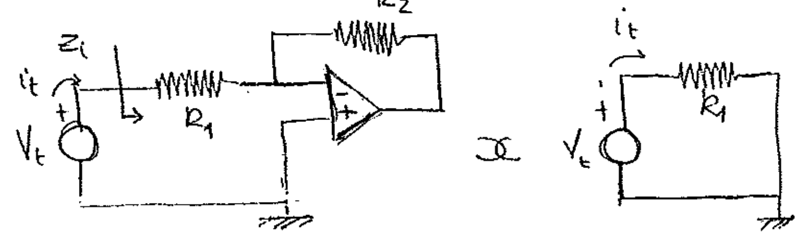
f) ¿Qué ancho de banda tendrá este circuito si cambiamos su resistencia $R_2 = 500K\Omega$? Dibuje en la misma plantilla el nuevo módulo de $A_{Vg}(jf)$. por $R_2 = 50 K\Omega$

a) $A_{vi} = \dfrac{v_o}{v_i}$

Aproximación: ITV a la entrada $(V_+ = V_-)$

Nudo: $\dfrac{v_i - 0}{R_1} = \dfrac{0 - v_o}{R_2} \Rightarrow A_{vi} = \dfrac{v_o}{v_i} = -\dfrac{R_2}{R_1} = -\dfrac{500k}{5k} = \underline{-100}$

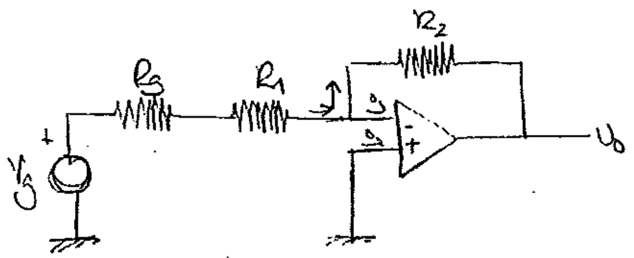
Para calcular Z_i:



$Z_i = \dfrac{V_t}{i_t} = R_1 = 5K\Omega$

NOTA: AO ideal → Ganancia ∞ ; $Z_{in} = \infty$; $Z_{out} = \infty$

b)



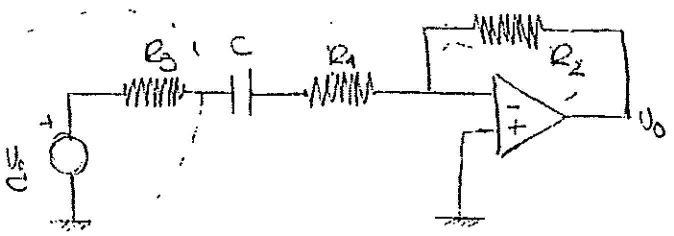
Nos piden:

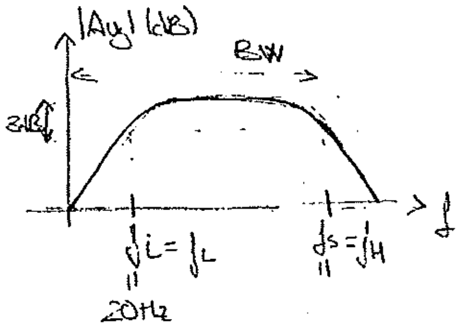
$$A_{vg} = \frac{v_o}{v_g}$$

Nudo: $$\frac{v_g - 0}{R_g+R_1} = \frac{0 - v_o}{R_2} \Rightarrow \frac{v_o}{v_g} = \frac{-R_2}{R_g+R_1} = \frac{-500}{0{,}05+5} = -99$$

Por tanto $|A_{vg}|<|A_{vi}|$. Debido al efecto de carga que crea la resistencia interna R_g del gendor.

c)





Utilizaremos el método de las ctes de tiempo en corto cto (pag T-28) para estimar $f_i = f_L$:

$$\left.\begin{aligned} \tau_i &= R_i C_i \\ \omega_L &= \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{\tau_i} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \omega_L = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i C_i} \Rightarrow f_L = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i C_i}$$

n = nº de cdores en el cto.

En nuestro caso, sólo tenemos un cdor ($n=1$) por tanto:

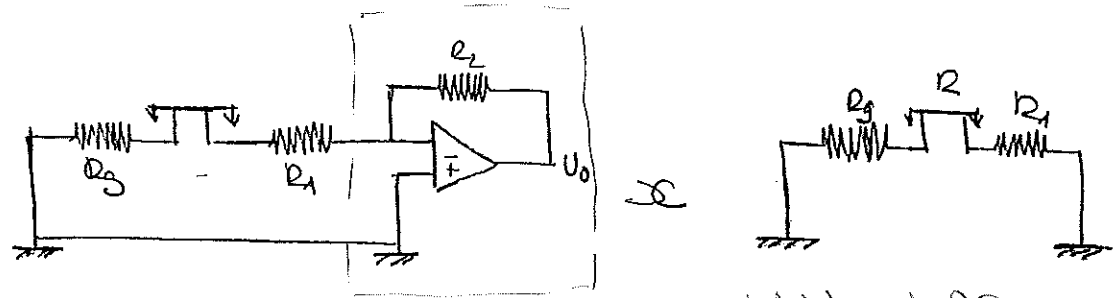
$$f_L = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Ahora tenemos que calcular R (resistencia equivalente en bornes del cdor C con los demás cdores en corto cto.

$$\omega_L = \frac{1}{C(R_g+R_1)} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f_{ci}(R_1+R_g)} = \frac{1}{2\pi \cdot 20Hz(5k+50\Omega)} = 1{,}6\mu F.$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 1. JUN'06.

c)



desaparece debido al AO.

$R = R_g + R_1$ resistencia equivalente del cdor C

$R = 50 + 5000 = \underline{5050\ \Omega}$

Finalmente:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi R f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 5050 \cdot 20} = \underline{1{,}58 \cdot 10^{-6}\ F}$$

Si $R_g = 0$:

$R = R_g + R_1 = 0 + 5000 = 5000\ \Omega$

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 5000 \cdot 1{,}58 \cdot 10^{-6}} = \underline{20{,}2\ Hz}$$ Aumenta ligeramente.

d) $G \times BW = 10\ MHz$ $\quad BW = f_s - f_i \simeq f_s \quad f_s >> f_i$

$|A_{vg}| \cdot f_s = 10\ MHz$

$$\Rightarrow f_s = \frac{10\ MHz}{99} = \underline{101\ KHz}$$

e) $A_{vg} = -99 \Rightarrow |A_{vg}| = 99$

$|A_{vg}|(dB) = 20 \log 99 = 39{,}9\ dB \simeq 40 dB.$

$\phi(A_{vg}) = -180^\circ$ xq $A_{vg} < 0$.

d) $R_2 = 500\,k\Omega \Rightarrow R_2 = 50\,k\Omega$

cambia la ganancia:

$$A_{vg} = \frac{-R_2}{R_g + R_1} = \frac{-50.000}{50 + 5000} \simeq -9{,}9$$

Ahora, como $G \times BW = 10\ MHz$ es cte (pág. T2.7)

tenemos que:

$$G \times BW = 10\ MHz$$

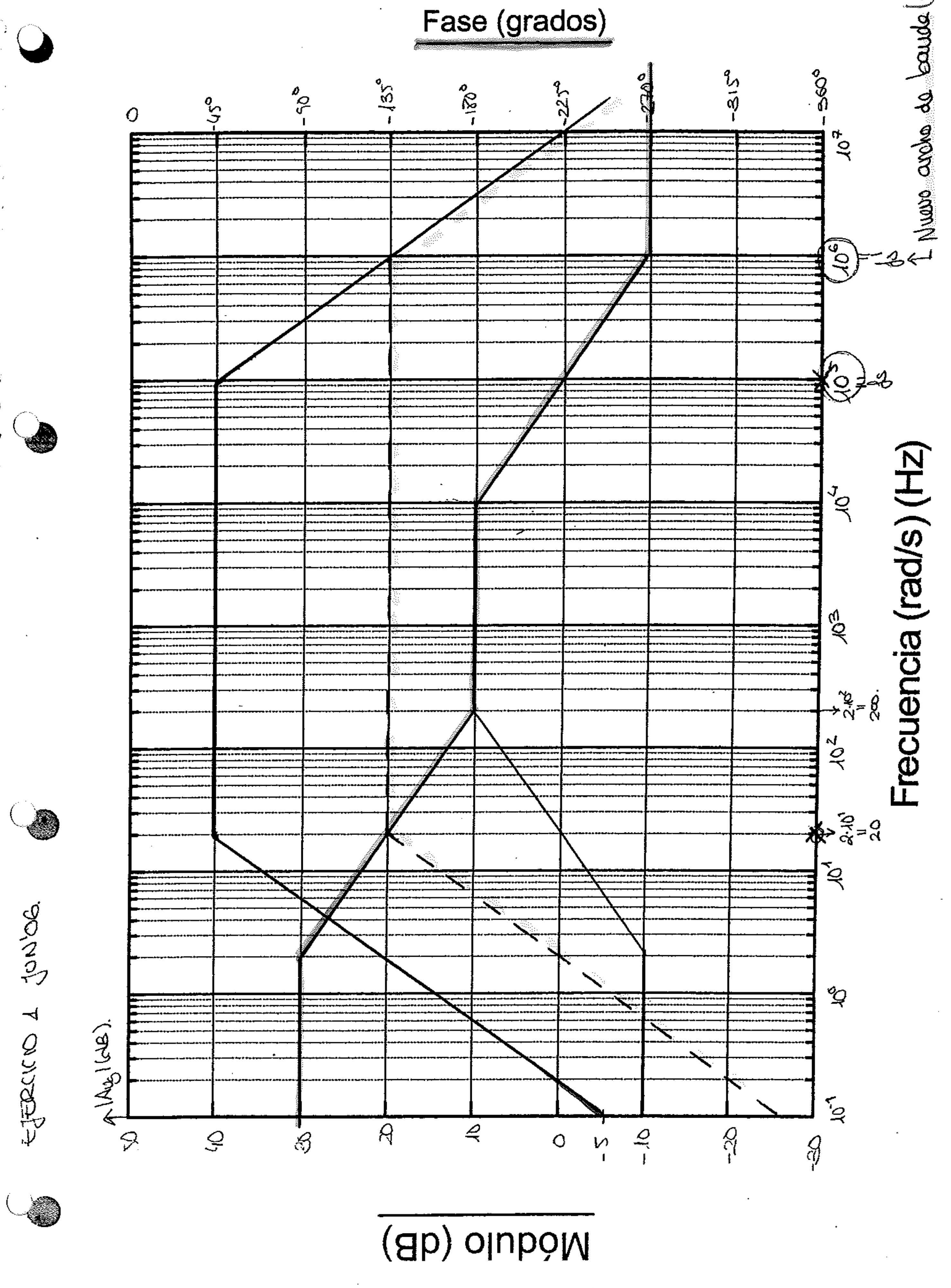
$$\parallel$$

$$|A_{vg}| \cdot f_s = 10\ MHz \Rightarrow f_s' = \frac{10\ MHz}{|A_{vg}|} = \frac{10\ MHz}{9{,}9} = \boxed{1{,}01\ MHz}$$

Además:

$$|A_{vg}| = 9{,}9 \Rightarrow |A_{vg}|(dB) = 20 \log 9{,}9 \simeq 20\ dB.$$

JUNIO 06 ejercicio 1.



A·β

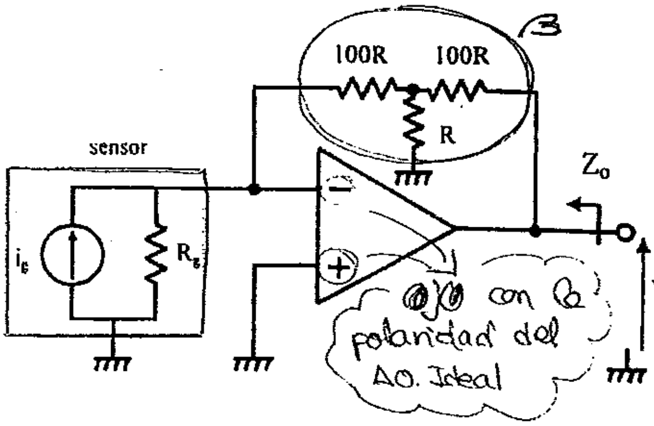
JUNIO 2006

2. La figura representa un diseño de un circuito para amplificar las débiles corrientes entregadas por un sensor cuyo circuito equivalente se halla dentro de la caja punteada, y entregar una tensión proporcional v_0 apreciable a su salida.

DATOS
A.O.
$A_v = 120$ dB
$R_i = 100\ M\Omega$
$R_o = 10\ \Omega$

$i_g = 1\ \mu A$
$R_g = 1\ M\Omega$

$R = 100\ \Omega$

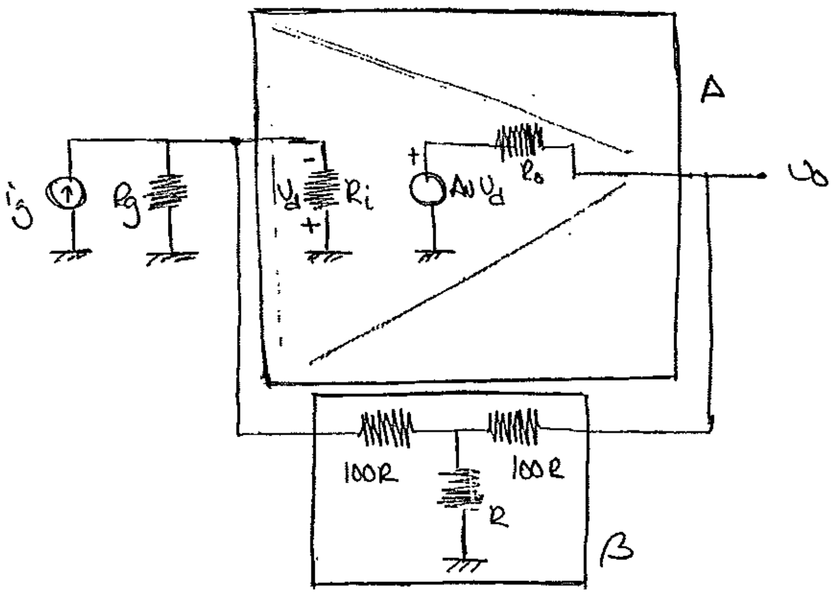


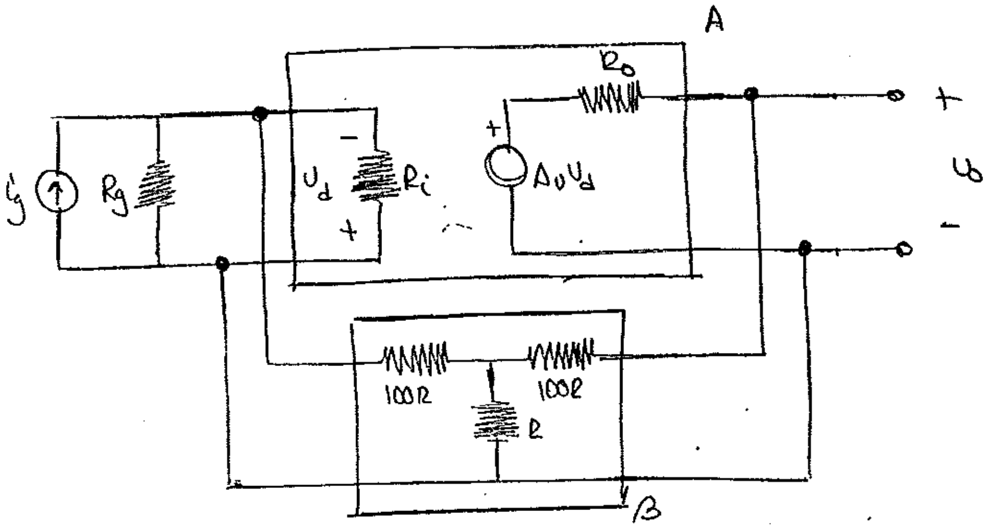
Para el amplificador operacional utilice un modelo de pequeña señal con los datos proporcionados ($A_V, R_i\ y R_0$). Vamos a analizar algunos aspectos considerando que se trata de un circuito con realimentación negativa a través de la red compuesta por las resistencias de valor R y 100 R.
REALICE LAS APROXIMACIONES NUMÉRICAS QUE SEAN RAZONABLES.

a) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal en el que se aprecie claramente la red A y β consideradas. Señale dónde se producen los muestreos y la comparación de señales (identificando claramente qué magnitudes entran en juego). Indique la topología de realimentación que ha identificado.
b) Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente.
c) Calcule la función de transferencia directa A' que corresponda a la topología elegida, señalando claramente los efectos de carga considerados. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente.
d) Verifique si el producto $A'\cdot\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa.
e) Utilizando las aproximaciones que sean oportunas, calcule cuanta tensión v_0 se entrega a la salida para el sensor especificado.
f) Calcule la impedancia vista por el generador de corriente del sensor, así como la impedancia de salida Z_0 y comente si le parecen adecuadas a la aplicación pretendida.

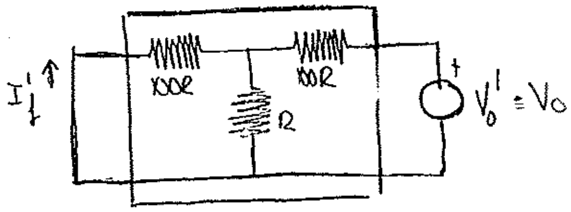
a) "Toca" la entrada ⇒ Paralelo a la entrada.
"Toca" la salida ⇒ Paralelo a la salida.
En la salida se produce el muestreo de la tensión de salida (v_o)
En la entrada se produce la comparación de corrientes
Topología Paralelo - Paralelo
Realimentación de corriente proporcional a la tensión de salida muestreada (v_o).

a)

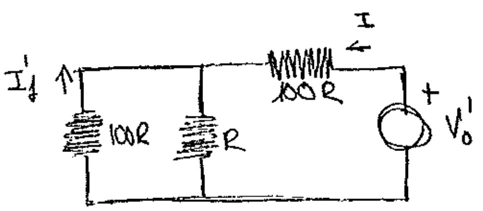




b) Calculamos β_Y (en mhos, ℧)



$$\boxed{\beta_Y = \frac{I'_f}{V'_o}}$$



Por div. de corriente

$$-I'_f = \frac{R}{100R + R} I \Longrightarrow$$ ... despreciamos

$$\Rightarrow -I'_f \simeq \frac{R}{100R} I \Rightarrow I'_f \simeq \frac{-1}{100} I = -0{,}01 \cdot I$$

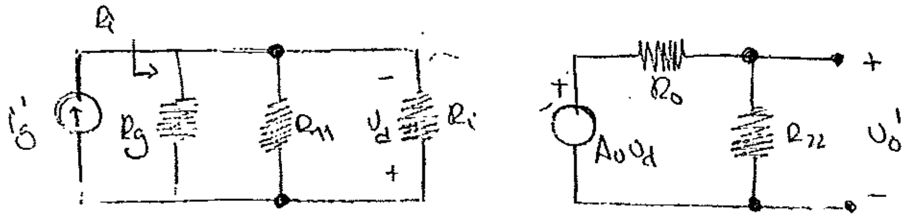
CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 JUN. '06.

b) Ahora: $I = \dfrac{V_o'}{100R + (\cancel{100R} \| R)} \simeq \dfrac{V_o'}{100R + R} \Rightarrow I \simeq \dfrac{V_o'}{100R}$

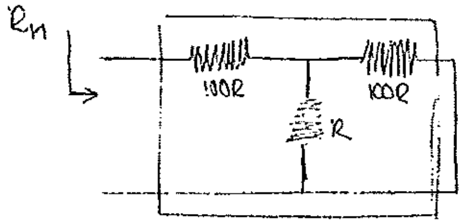
$$\Rightarrow I_f' = -0{,}01 \frac{V_o'}{100R} = -0{,}01 \frac{V_o'}{10^4} = -10^{-6} V_o'$$

$$\Rightarrow \boxed{\beta_Y = \frac{I_f'}{V_o'} = -10^{-6}\ \mho}$$

c) Dibujamos el cto en lazo abto

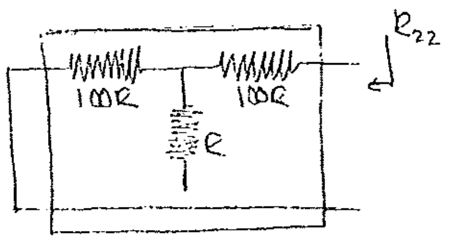


Cálculo de R_{11}:



$$R_{11} = \cancel{100R} \| R + 100R \simeq$$
$$\simeq \cancel{R} + 100R \simeq 100R.$$

Cálculo de R_{22}:



$$R_{22} = \cancel{100R} \| R + 100R \simeq$$
$$\simeq R + 100R \simeq 100R.$$

Malla izq: $-v_d = i_g'(R_g \| R_{11} \| R_i)$

Malla der: $v_O = \dfrac{R_{22}}{R_O + R_{22}} A_v v_d$ $\Rightarrow$

(Div. tensión)

$$\Rightarrow A_z' = \frac{v_o'}{i_s'} = \frac{v_o'}{v_d} \cdot \frac{v_d}{i_s'} = -\frac{R_{22}}{R_O + R_{22}} \cdot A_v (R_g \| R_{11} \| R_i) =$$

$$= \frac{-100 \cdot 100\,\Omega}{10\,\Omega + 100 \cdot 100\,\Omega} \cdot 10^6 (1\,k\Omega \| 100 \cdot 100\,\Omega \| 100\,T\Omega) =$$

$R_{11} = R_{22} =$
$= 100R = 100 \cdot 100\,\Omega$

$A_v(dB) = 120\,dB \Rightarrow 20 \log A_v = 120 \Rightarrow A_v = 10^{120/20} = 10^6$

$$= -1 \cdot 10^6 \cdot 10^4\,\Omega = -10^{10}\,\Omega$$ (Transimpedancia).

en c) en b)

d) $A_z' \beta_y = (-10^{10}\,\Omega)(-10^6\,\mho) = 10^4$

Es satisfactorio xq: - es positivo.
- es adimensional
- es mucho mayor que 1.

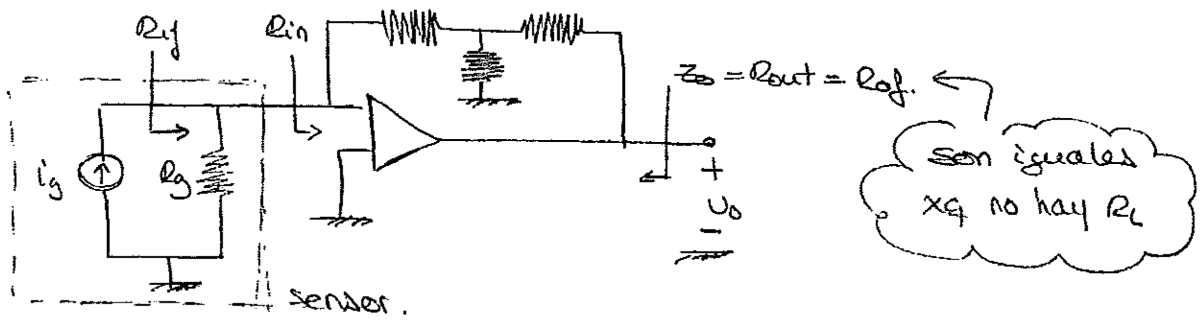
e) Calculamos la ganancia del cto realimentado (lazo cerrado)

$$A_{fz} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{A_z'}{1 + A_z' \beta_y} = \frac{-10^{10}\,\Omega}{1 + 10^4} \simeq -10^6\,\Omega$$

Ahora: $A_{fz} = \dfrac{v_o}{i_s} \Rightarrow v_o = A_{fz} i_g = -10^6\,\Omega \cdot 10^{-6}\,A = -1\,V$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 2 JUN'06.

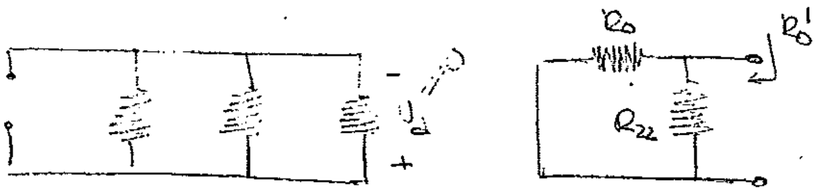
f)



$$R_i = R_g \| R_{11} \| R_i = 1\,M\Omega \| 100\cdot 100\,\Omega \| 100\,K\Omega = 10^4\,\Omega$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A'_z \beta_y} = \frac{10^4\,\Omega}{1+10^4} \simeq 1\,\Omega$$

Ahora, para calcular R'_o, anulamos los gdores indptes:



$$R'_o = R_o \| R_{22} = 10\,\Omega \| 100\cdot 100\,\Omega \simeq 10\,\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R'_o}{1 + A'_z \beta_y} = \frac{10\,\Omega}{1+10^4} \simeq 10^{-3}\,\Omega = 1\,m\Omega$$

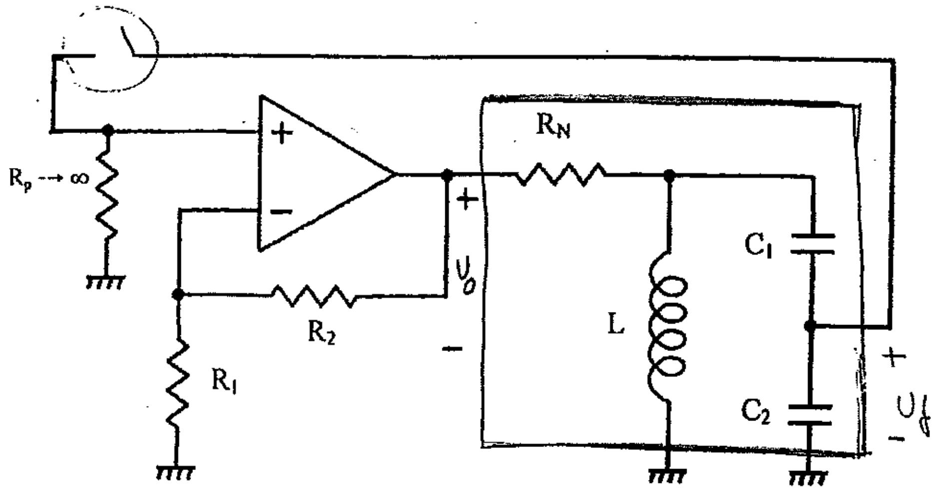
$$\boxed{Z_o = R_{out} = R_{of} = 1\,m\Omega}$$

Tb es adecuada ya que permite que la mayoría de la tensión gnrada x el AO progrese a la siguiente etapa.

R_{if} es adecuada ya que significa que la mayor parte de la corriente que entrega el gdor i_g llega al cto y no se pierde por su resistencia interna R_g.

× **JUNIO 2006** oscilación

3. El circuito de la figura es un oscilador sinusoidal en el que supondremos que el AO tiene ganancia infinita.
= AO. Ideal.

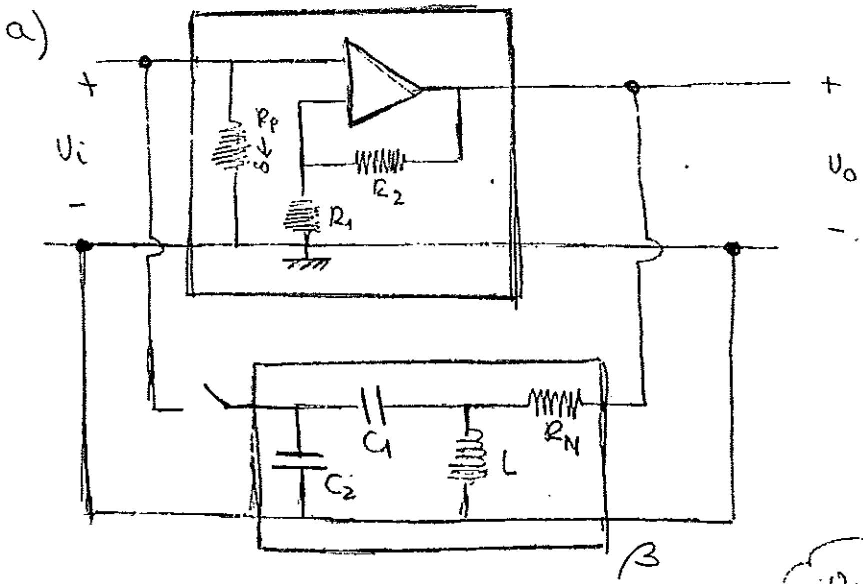


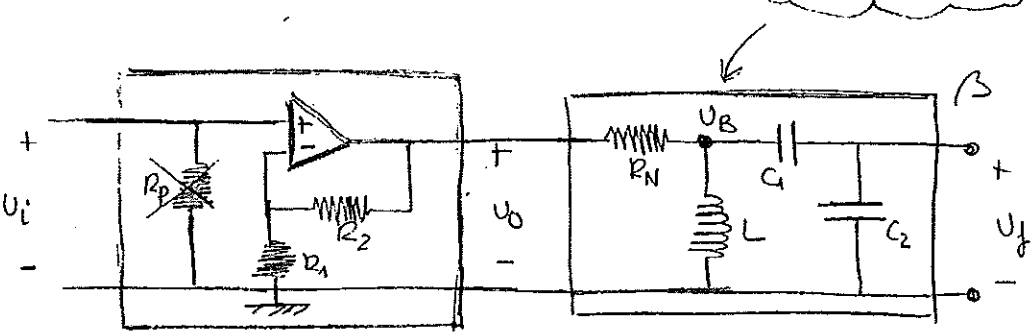
a) Obtenga la ganancia de lazo a la frecuencia de oscilación f_0.

b) Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación f_0.

c) Exprese la condición que debe cumplir la resistencia R_2 en función de los componentes R_1, C_1 y C_2 para que la oscilación se mantenga y la condición para que la oscilación arranque.

a)





a) Primero calculamos $A = \frac{v_o}{v_i}$:

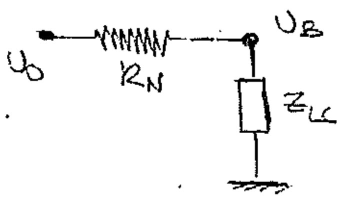
Por div de tensión: $v_i = \frac{R_1}{R_1+R_2} v_o \Rightarrow A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1+R_2}{R_1}$

Segundo calculamos $\beta = \frac{v_f}{v_o}$:

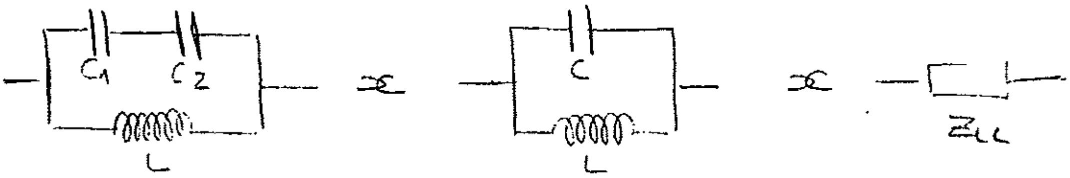
Por div. de tensión: $$v_f = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} v_B$$

$$v_f = \frac{\frac{1}{\cancel{j\omega C_2}}}{\frac{j\omega C_2 + j\omega C_1}{j\omega C_1 \cdot \cancel{j\omega C_2}}} v_B = \frac{j\omega C_1}{j\omega (C_1+C_2)} v_B = \frac{C_1}{C_1+C_2} v_B$$

$$\Rightarrow \frac{v_f}{v_B} = \frac{C_1}{C_1+C_2}$$



Tercero calculamos Z_{LC}:



$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ (C_1 en serie con C_2)

$$Z_{LC} = \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{j\omega L}{\cancel{j\omega C}}}{\frac{-\omega^2 LC + 1}{\cancel{j\omega C}}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 3 JUN '06.

a) Ahora, por divisor de tensión:

$$v_B = \frac{Z_{LC}}{R_N + Z_{LC}} v_0 = \frac{\frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC}}{R_N + \frac{j\omega L}{1-\omega^2 LC}} v_0 = \frac{j\omega L}{R_N - \omega^2 LCR + j\omega L} v_0$$

$$\Rightarrow \frac{v_B}{v_0} = \frac{j\omega L}{R_N - \omega^2 LCR_N + j\omega L}$$

Ahora: $$\beta = \frac{v_f}{v_0} = \frac{v_f}{v_B} \cdot \frac{v_B}{v_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{j\omega L}{R_N - \omega^2 LCR_N + j\omega L}$$

Finalmente: $$\boxed{A\beta = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{j\omega L}{R_N - \omega^2 LCR_N + j\omega L}}$$

b) Criterio de Barkhaussen

el cto oscila $\Leftrightarrow A\beta = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} |A\beta| = 1 \\ \phi(A\beta) = 0 \end{cases}$

<u>Condición de fase</u>

Para que $\phi(A\beta) = 0$ tenemos que conseguir que en la expresión de $A\beta$ no haya "j":

$$R_N - \omega^2 LCR_N = 0 \Rightarrow 1 - \omega^2 LC = 0 \Rightarrow \omega^2 LC = 1$$

$$\Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

Condición de módulo

Suponiendo que se cumple la condición de fase $A\beta$ queda:

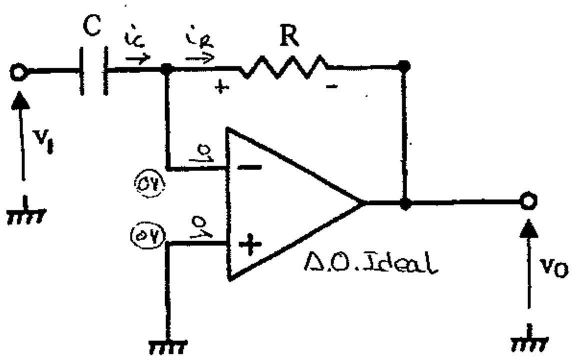
$$A\beta = \frac{R_1+R_2}{R_2}\,\frac{C_1}{C_1+C_2}\,\frac{j\omega L}{0+j\omega L} = \frac{R_1+R_2}{R_2}\,\frac{C_1}{C_1+C_2}$$

$$|A\beta| = 1 \Rightarrow \frac{R_1+R_2}{R_1}\,\frac{C_1}{C_1+C_2} = 1 \Rightarrow \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{C_1+C_2}{C_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 1+\frac{R_2}{R_1} = 1+\frac{C_2}{C_1} \Rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}}$$ Condición de mantenimiento.

$$|A\beta| > 1 \Rightarrow \frac{R_1+R_2}{R_1}\,\frac{C_1}{C_1+C_2} > 1 \Rightarrow \cdots \Rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R_1} > \frac{C_2}{C_1}}$$ Cond de arranque.

4. Sea el siguiente circuito:



a) Obtenga la expresión de la tensión de salida, $v_0(t)$, considerando que el AO es ideal y que la corriente a través del condensador es $i_c = C\frac{dv_c}{dt}$

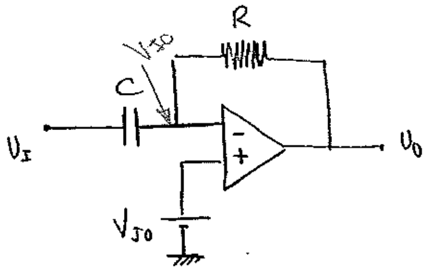
b) Obtenga la expresión de la tensión de salida $v_0(t)$, si el AO tiene una tensión de offset en la entrada de valor V_{IO}

c) Obtenga la expresión de la tensión de salida $v_0(t)$, si el AO tiene unas corrientes de polarización en la entrada de valor I_B.

d) Se desea cancelar el efecto de las corrientes de polarización I_B, colocando una resistencia R_P entre la entrada no inversora y masa. Obtenga analíticamente el valor que debe tener ~~dada~~ dicha la resistencia.

a) $i_C = i_R \Rightarrow C\frac{dv_C}{dt} = \frac{0 - v_0}{R} \Rightarrow v_0 = -RC\frac{dv_C}{dt}$

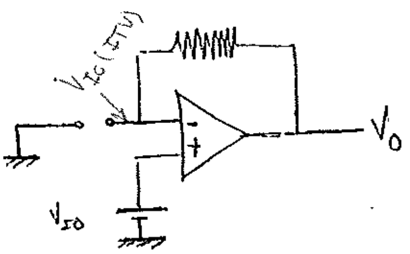
b)



Aplicamos superposición:

En AC: (Anulamos valores de DC)

$v_0 = -RC\frac{dv_C}{dt}$ (Hecho en apdo a))

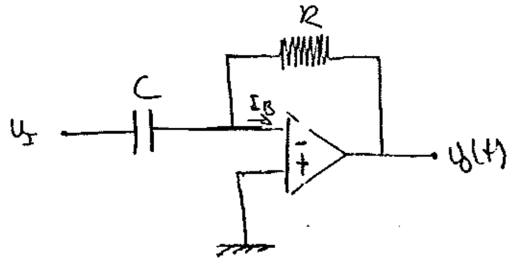


En DC: (Anulamos valores de alterna):

se observa que $V_0 = V_{IO}$

Por tanto, la salida total es: $v_0(t) = -RC\frac{dv_C}{dt} + V_{IO}$

c)

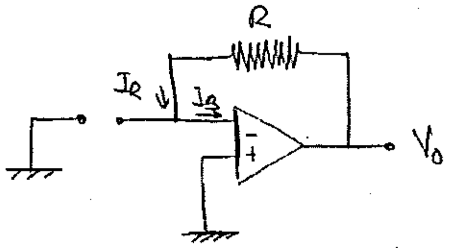


Aplicamos superposición:

En AC: (anulamos gdores de DC)

$v_o(t) = -RC\frac{dv_c}{dt}$ (Hecho en apdo a)

En DC: (anulamos los gdores de alterna, $v_I = 0$).



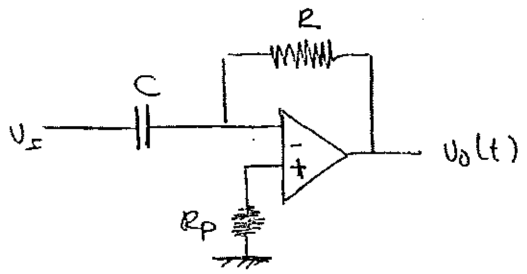
Nudo: $I_B = I_R \Rightarrow$

$\Rightarrow I_B = \frac{V_o - 0}{R} \Rightarrow$

$\Rightarrow V_o = I_B R$.

Por tanto, la salida total es: $\boxed{v_o = v_o(t) + V_o = -RC\frac{dv_c}{dt} + I_B R}$

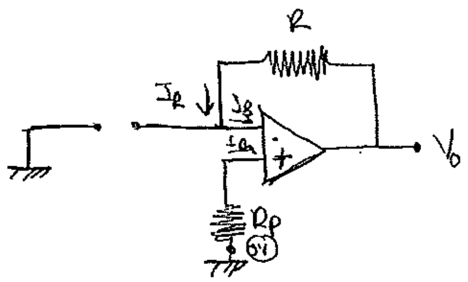
d)



Aplicamos superposición:

En AC: (anulamos gdores DC)

$v_o(t) = -RC\frac{dv_c}{dt}$ (Hecho apdo a)



En DC: (anulamos gdores alterna).

$V_+ = V_- = -I_B R_P$

Nudo: $I_R = I_B \Rightarrow V_o = I_B(R - R_P)$

Por tanto, $v_o = -RC\frac{dv_c}{dt} + I_B(R - R_P)$

El efecto de I_B se cancela en la salida si $\boxed{R = R_P}$

• Ej1 → oscilación

				T

Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
11 de septiembre de 2006 8:00 h Duración: 3 horas

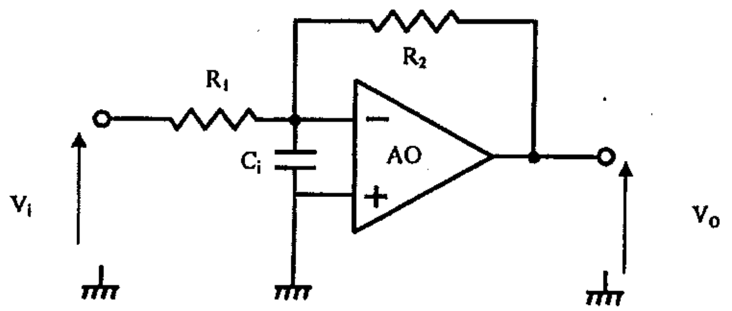
Apellidos ______________________________

Nombre ______________________ DNI/PAS: ____________

Fecha publicación de calificaciones: **26 de septiembre de 2006**
Fecha límite solicitud de revisión (B-042): **29 de septiembre de 2006**
Fecha de revisión (aula A-125): **2 de octubre de 2006, a las 12:00 h**

NOTA IMPORTANTE: En todos los apartados del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. En caso de hacer alguna aproximación, JUSTIFÍQUELA convenientemente.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

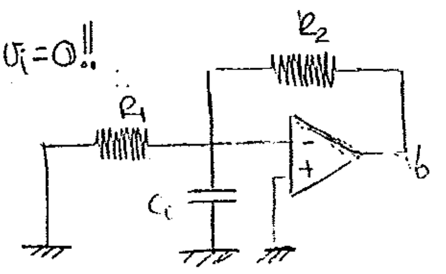


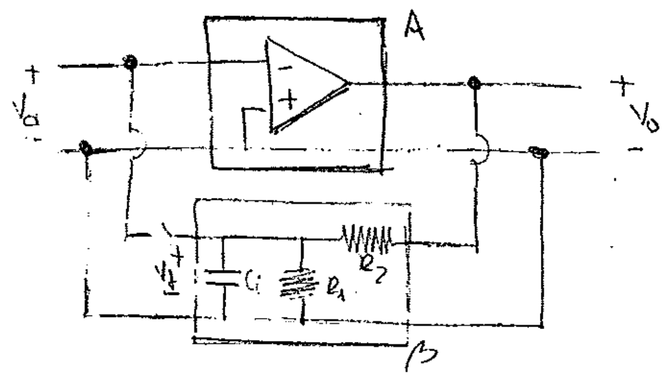
Siguiendo el esquema eléctrico de la figura y utilizando un amplificador operacional que presenta características ideales, salvo una cierta capacidad de entrada entre las patillas inversora y no inversora C_i y una ganancia diferencial $A_{vd}(j\cdot f)$ cuya expresión se adjunta a continuación, donde f_1=10 MHz y f_2=20 MHz,

$$A_{vd}(j\cdot f)=\frac{v_o}{v_d}(j\cdot f)=\frac{A_{vDC}}{\left(1+j\cdot\frac{f}{f_1}\right)\cdot\left(1+j\cdot\frac{f}{f_2}\right)}$$

se intentó diseñar un amplificador inversor de ganancia $|G_v|=|v_o/v_i|=10$ con R_1=10 KΩ y R_2=100 KΩ. Sin embargo, con v_i = 0 V (entrada v_i a masa), el circuito produce una oscilación sinusoidal en la salida de 25 MHz. La causa está relacionada con la falta de compensación interna del operacional y la capacidad de entrada C_i.

¡¡$v_i=0$!!





siempre paralelo - paralelo.

1.1.-La oscilación de 25 MHz se debe a que hemos formado, sin querer, un oscilador con ganancia de lazo dada por

Ganancia de lazo $$A\beta = T(j\cdot f) = \frac{-K\cdot A_{vDC}}{\left(1+j\cdot\frac{f}{f_1}\right)\left(1+j\cdot\frac{f}{f_2}\right)\left(1+j\cdot\frac{f}{f_3}\right)}$$

Operamos xa que quede una "j" y luego aplicar Barkhausen

donde aparecen los efectos de los dos polos del operacional (f_1 y f_2) más el correspondiente a un polo adicional (f_3) debido a la capacidad C_i junto con R_1 y R_2. K es real y constante. Utilice la expresión de $T(j\cdot f)$ para descubrir cuánto vale la frecuencia f_3. (8 puntos)

$$T(jf) = \frac{-K\cdot A_{VDC}}{\left(1+j\frac{f}{f_2}+j\frac{f}{f_1}-\frac{f^2}{f_1f_2}\right)\left(1+j\frac{f}{f_3}\right)} = \frac{-K\cdot A_{VDC}}{1+j\frac{f}{f_3}+j\frac{f}{f_2}-\frac{f^2}{f_2f_3}+j\frac{f}{f_1}-\frac{f^2}{f_1f_3}-\frac{f^2}{f_1f_2}-j\frac{f^3}{f_1f_2f_3}} =$$

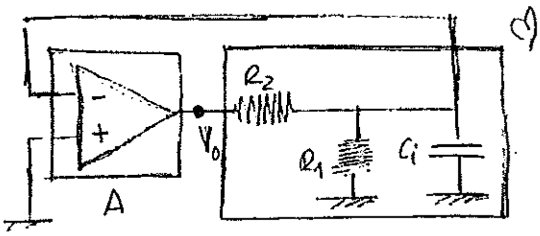
$$= \frac{-K A_{VDC}}{1-f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)+j\left(\frac{f}{f_1}+\frac{f}{f_2}+\frac{f}{f_3}-\frac{f^3}{f_1f_2f_3}\right)}$$

Por el criterio de Barkhausen a la frecuencia de oscilación $f_0 = 25\,MHz$, la ganancia de lazo $T = A\beta$ no debe tener parte Im:

$$\frac{f_0}{f_1}+\frac{f_0}{f_2}+\frac{f_0}{f_3}-\frac{f_0^3}{f_1f_2f_3} = 0 \Rightarrow \frac{1}{f_1}+\frac{1}{f_2}+\frac{1}{f_3} = \frac{f_0^2}{f_1f_2f_3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{f_2f_3+f_1f_3+f_1f_2}{f_1f_2f_3} = \frac{f_0^2}{f_1f_2f_3} \Rightarrow f_3 = \frac{f_0^2-f_1f_2}{f_1+f_2} = \frac{25^2-10\cdot 20}{10+20} = \boxed{14{,}17\ MHz}$$

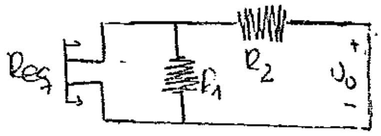
1.2.-Calcule el valor de la capacidad C_i que está interviniendo. (5 puntos)



Por el método de las ctes de tiempo en cto abto:

$$\omega = \frac{1}{\tau} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\tau} \Rightarrow f_3 = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_i}$$

Falta calcular R_{eq} en bornas de C_i: $$\Rightarrow C_i = \frac{1}{2\pi R_{eq} f_3} = \boxed{1{,}2\,pF}$$



$R_{eq} = R_1 \| R_2 = 9{,}09\,k\Omega$

Para calcular R_{eq} se anulan gdores indptes $v_d = 0 \Rightarrow v_0 = 0$.

(*) $T(jf) = A\cdot\beta = \dfrac{-A_{VDC}}{\left(1+j\frac{f}{f_1}\right)\left(1+j\frac{f}{f_0}\right)} \cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \dfrac{1}{1+j\frac{f}{f_3}} =$

$$= \frac{-\frac{R_1}{R_1+R_3}A_{VDC}}{\left(1+j\frac{f}{f_1}\right)\left(1+j\frac{f}{f_2}\right)\left(1+j\frac{f}{f_3}\right)}$$

Identificando con la expresión del enunciado del apdo 1.1)

sacamos que: $\boxed{K = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}}$

Para que haya oscilación, se debe cumplir la cond de módulo del Crit de Barkhausen (la cond. de fase ya se comprobó en el apdo 1.1))

$$T(jf) = A\beta = \frac{-\frac{R_1}{R_1+R_2}A_{VDC}}{1-f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)+j\underbrace{\left(\frac{f}{f_1}+\frac{f}{f_2}+\frac{f}{f_3}-\frac{f_3}{f_1f_2f_3}\right)}_{0}} =$$

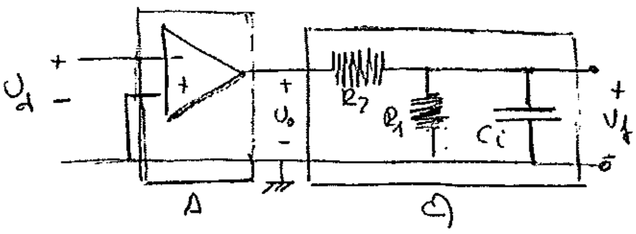
$$= \frac{-\frac{R_1}{R_1+R_2}A_{VDC}}{1-f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)}$$ se debe cumplir $|T(jf)| \geq 1$

$$\Rightarrow \left|\frac{-\frac{R_1}{R_1+R_2}A_{VDC}}{1-f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)}\right| \geq 1 \Rightarrow A_{VDC} \geq \frac{f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)-1}{\frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

$$A_{VDmin} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\left[f^2\left(\frac{1}{f_1f_2}+\frac{1}{f_1f_3}+\frac{1}{f_2f_3}\right)-1\right] = \boxed{96}$$

1.3.-Abra el lazo para calcular la ganancia A_{vDC} que, como mínimo, tiene el operacional para que aparezca esa oscilación con v_i = 0 V. **(8 puntos)**

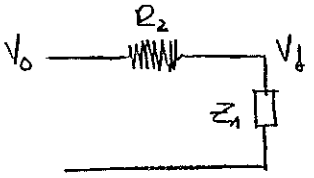
Al abrir el interruptor:



¡¡ojo!!

$$A = \frac{V_o}{V_d} = \frac{-A_{DC}}{\left(1+j\frac{f}{f_1}\right)\left(1+j\frac{f}{f_2}\right)}$$ DATO!!

Para calcular $\beta = \frac{V_f}{V_o}$: $\quad Z_1 = R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_i} = \frac{R_1}{1+j\omega R_1 C_i}$



Div de tensión: $V_f = \frac{Z_1}{Z_1+R_2} V_o \Rightarrow \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1+R_2+j\omega C_i R_1 R_2}$

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1+R_2+j\omega \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_2) f_3} R_1 R_2} = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{1+j\frac{f}{f_3}}$$ // (Del apdo 1.2: tenemos C_i)

(*) sigue el apdo en la hoja de al lado.

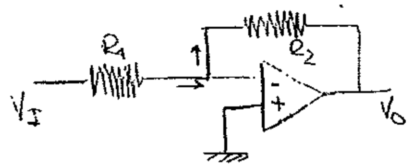
1.4.-Si ante esta situación deseamos evitar la oscilación a costa de variar algo la ganancia global G_v sin modificar la resistencia R_1, deberíamos buscar $|G_v|=|v_o/v_i|$ ¿mayor o menor que 10? Justifique su respuesta utilizando las ecuaciones adecuadas. **(4 puntos)**

Queremos conseguir que no oscile, para ello se debe cumplir: $|T(jf)| < 1$. Es decir, queremos que <u>no</u> se cumpla la cond de módulo del crit. de Barkhausen.

$$|T(jf)| = \left| \frac{-\frac{R_1}{R_1+R_2} A_{VDC}}{1 - f^2\left(\frac{1}{f_1 f_2}+\frac{1}{f_1 f_3}+\frac{1}{f_2 f_3}\right)} \right| = \frac{\frac{R_1}{R_1+R_2} A_{VDC}}{-1+f^2\left(\frac{1}{f_1 f_2}+\frac{1}{f_1 f_3}+\frac{1}{f_2 f_3}\right)} < 1$$

(f_1, f_2, f_3 no se tocan)

Para conseguir $|T(jf)| < 1$ debemos aumentar R_2



$$\frac{V_I - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2} \Rightarrow G = \frac{V_o}{V_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$ (configuración inversora)

$$|G| = \left|\frac{V_o}{V_I}\right| = \frac{R_2}{R_1}$$

Por tanto, al aumentar $R_2 \Rightarrow |G_v|$ aumenta.

Conclusión: Para que no oscile $\Rightarrow |G_v| > 10$

interesante

8D

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

DATOS
A.O.
A_v = 120 dB
R_i = 10 MΩ
R_o = 1 KΩ

R_2 = 200 KΩ
R_g = 2 KΩ

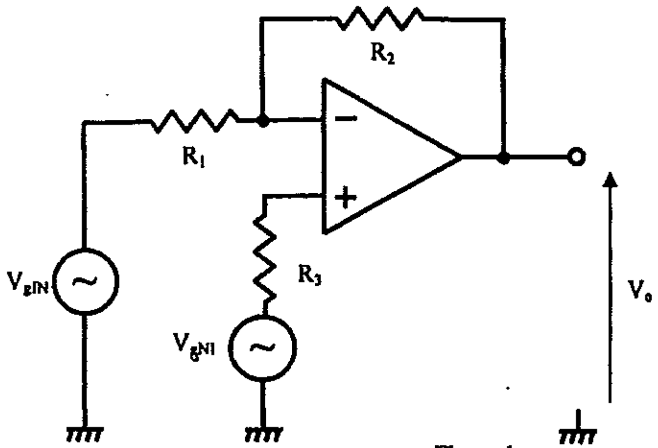


Figura 1

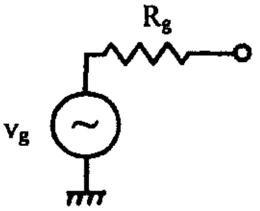


Figura 2

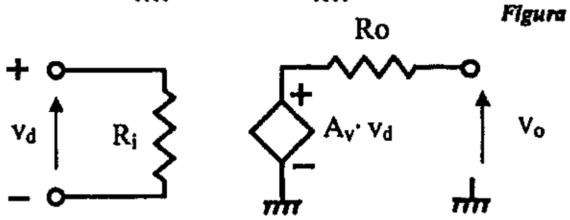
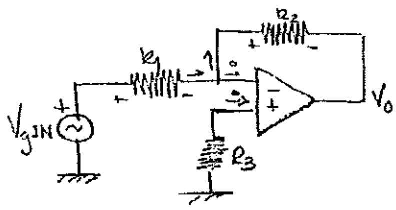


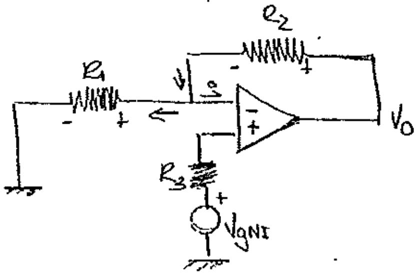
Figura 3

El circuito de la *figura 1* muestra un Amplificador Operacional (AO) con Realimentación Negativa (RN) a través de la resistencia R_2. Tal circuito permite obtener dos tipos de ganancias: una de ellas inversora $G_{IN}=v_0/v_{gIN}$ y otra no-inversora $G_{NI}=v_0/v_{gNI}$ según donde se conecte el generador cuya señal deseamos amplificar y del que se da su circuito equivalente (v_g, R_g) en la *figura 2*. De cara a pequeña señal, el circuito equivalente del AO es el formado por R_i, R_o y A_v (*figura 3*).

2.1.-Aplicando una aproximación que la RN permite aplicar a la entrada del AO (diga cuál) obtenga las expresiones de las ganancias G_{IN} y G_{NI}. (6 puntos)

Aplicamos la ITV:





$$\frac{V_{gIN}-0}{R_1}=\frac{0-V_0}{R_2} \Rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_{gIN}}=-\frac{R_2}{R_1}}$$

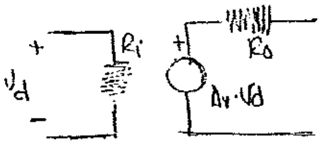
$$\frac{V_{gNI}-0}{R_1}=\frac{V_0-V_{gNI}}{R_2} \Rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_{gNI}}=1+\frac{R_2}{R_1}}$$

2.2.-Diga qué hace más exacta la aproximación anterior, justificándolo:
A) Tener $R_i\to\infty$, B) Tener $R_o\to0$, C) Tener $A_v\to\infty$ o D) Tener $R_i\to\infty$ y $R_o\to0$ a la vez. (3 puntos)

Lo que hace más exacta la aprox ITV ($V_-=V_+$) es $A_V\to\infty$

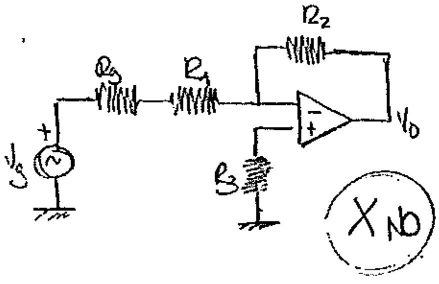
A.O. Ideal $\begin{cases} A_V=\infty \\ R_i=\infty \\ R_o=0 \end{cases}$

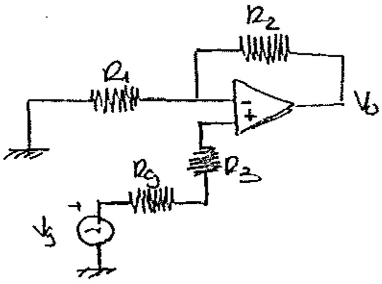
En efecto, si $A_V\to\infty$, cualquier señal (finita) a la salida V_0 requerirá una tensión $V_d\to0$ ya que $A_V\cdot V_d=V_0$ (finita) $\Rightarrow V_d=\lim_{A_V\to\infty}\frac{V_0}{A_V}=0$.



R_i y R_o no influyen. Además, $i_i=\frac{V_d}{R_i}\to0$.

2.3.-Indique razonadamente cómo conectaría el generador de señal anterior al AO o qué tipo de ganancia G_{IN} o G_{NI} tomaría para obtener a la salida v_o la señal v_g amplificada unas 1000 veces (60dB, el signo de la ganancia nos da igual). (3 puntos)





Utilizamos los análisis del apdo 2.1)

OK

$$G_{IN} = \frac{V_o}{V_g} = -\frac{R_2}{R_1+R_g} = -\frac{200}{R_1+2} \qquad G_{NI} = \frac{V_o}{V_g} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{200}{R_1}$$

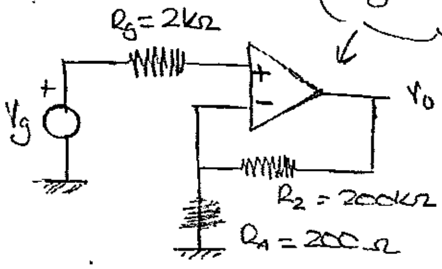
Con $R_1 \to 0$ sólo amplificamos x100 !! Con $R_1 = \frac{1}{5}$ kΩ conseguimos $G_{NI} \simeq 1000$!!

2.4.- Diseñe los valores de R_1 y R_3 para la opción elegida en el Apartado anterior y dibuje el circuito final que aparece. Si no hizo tal elección elija ahora una de las dos para dibujar lo que se le pide. (3 puntos)

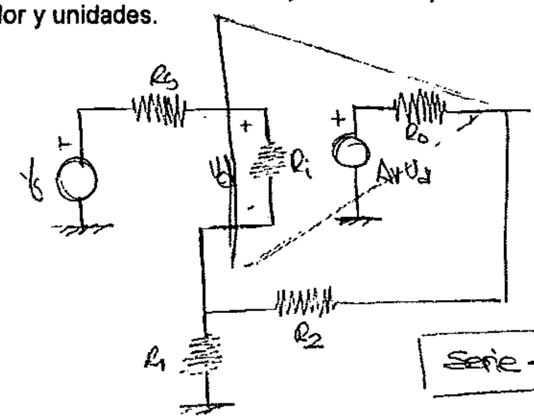
$R_1 = \frac{1}{5}$ kΩ $= 0{,}2$ kΩ $= \boxed{200\,\Omega}$

Como la ganancia $G_{NI} = \frac{V_o}{V_g}$ no depnd de R_3 tomamos $R_3 = 0$, pero podría tomar cualquier valor.

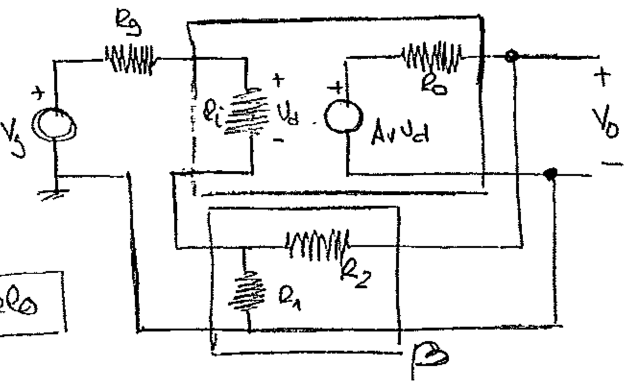
Igual que ej2.T3



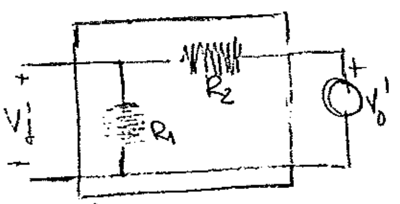
2.5. Aplicando el método rápido de análisis de ctos con realimentación negativa, extraiga la red β de realimentación del circuito dibujado en el Apartado anterior y obtenga su factor de realimentación β indicando su valor y unidades. (6 puntos)



Serie - paralelo



calculamos la $\beta = \frac{V_d'}{V_o'}$



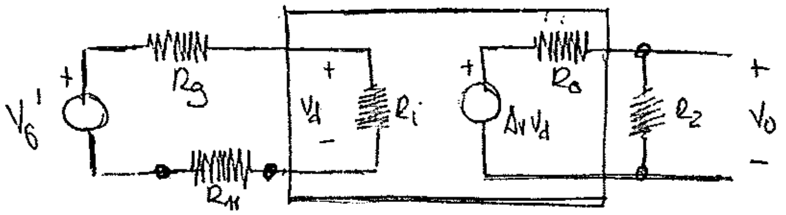
Por div. de tensión:

$$V_d' = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o' \Rightarrow \beta = \frac{V_d'}{V_o'} = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

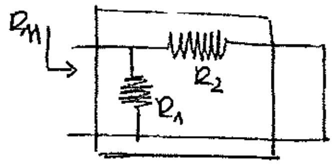
$$\Rightarrow \beta = \frac{200\,\Omega}{200\,\Omega + 200\,k\Omega} = \boxed{0{,}001}$$

2.6.- Dibuje la red A' que corresponde a lo que ha hecho en el Apartado anterior, indicando sobre la misma las magnitudes que definirán la ganancia A' y las unidades que tendrá esta ganancia auxiliar. (6 puntos)

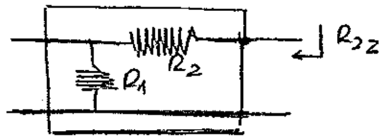
Ganancia aux ≡ Ganancia en lazo abto.
Dibujamos el cto en lazo abto.



Calculamos $R_{11} = R_1 \| R_2 \simeq R_1$



Calculamos $R_{22} = R_1 + R_2 \simeq R_2$



$$\boxed{A' = \frac{V_o'}{V_S'}} \quad \text{adimensional}$$

2.7.- Calcule ahora el producto T = A'×β dando su valor y unidades. Sólo a la hora del cálculo, haga aquellas aproximaciones que estime adecuadas (p.ej.: $R_x+[R_y=50R_x]\approx R_y$ y algo dual con resistencias en paralelo) para agilizar ese cálculo. (6 puntos)

Div. de tensión: $v_d = \dfrac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} V_G'$

Div. de tensión: $V_o' = \dfrac{R_{22}}{R_o + R_{22}} A_V V_d$

$$\Rightarrow A' = \frac{V_o'}{V_G'} = \frac{V_o'}{v_d} \cdot \frac{v_d}{V_S'}$$

$$A' = \frac{A_V \cdot R_{22}}{R_o + R_{22}} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} = \frac{A_V \cdot \overset{200k}{R_2}}{\underset{1k}{R_o} + \underset{200k}{R_2}} \cdot \frac{\overset{10M}{R_i}}{\underset{2k}{R_g} + \underset{10M}{R_i} + \underset{200\Omega}{R_1}} \simeq A_V = 10^6$$

$$A_V(dB) = 120dB \Rightarrow 20 \log A_V = 120 \Rightarrow \log A_V = \frac{120}{20} = 6 \Rightarrow A_V = 10^6$$

$$A'\beta = A_V \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \simeq 10^6 \cdot 10^{-3} = 10^3$$

Adimensional.

NO piden $G = \dfrac{V_o}{V_g} = \dfrac{A'}{1 + A'\beta}$

Ganancia del cto realimentado.

2.8.- Suponga que ha diseñado bien el circuito amplificador que se pide y que éste entrega a la salida una tensión $v_o \approx 1000 v_g$ cuando funciona a temperatura ambiente. Indique ahora qué pasará (<u>tachando lo que no proceda de entre lo escrito en negrita</u> en la frase final) si el circuito se lleva a zonas polares más frías donde la ganancia A_v=1 V/μV del AO pasa a ser A_v=1.2 V/μV.

*La nueva ganancia $G=v_o/v_g$ será: **mayor** / **~~menor~~** que la de temperatura ambiente, pero la variación relativa ΔG/G será: **la misma que** / **el 0.2% de** / **el 0.2 por mil de** la variación del 20% acontecida en A_v ($\Delta A_v/A_v \approx 0.2$).* **(2 puntos)**

$$G = \frac{V_o}{V_g} = \frac{A'}{1 + A'\beta} = \frac{10^6}{1 + 10^3} = 999{,}0009 < G_n = \frac{A_n'}{1 + A_n'\beta} = \frac{1{,}2 \cdot 10^6}{1 + 1{,}2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3}} = 999{,}1673$$

$A_n' = 1{,}2 \cdot A' = 1{,}2 \cdot 10^6$. Finalmente: $\Delta G / G = \left| \dfrac{G - G_n}{G} \right| \simeq 0{,}0002 = 0{,}2 \times 1000.$

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

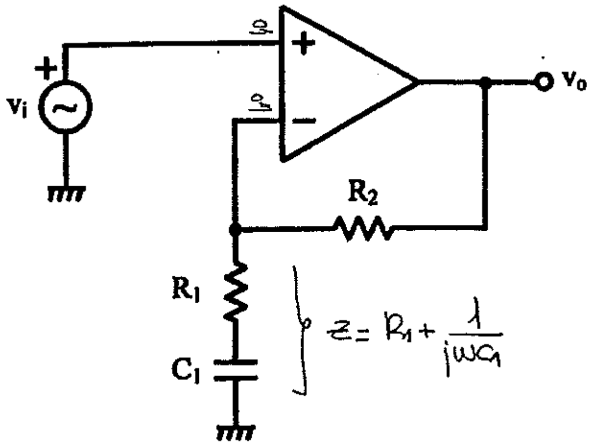


Figura 4

3.1.- Obtenga la expresión de la función de transferencia A(f) = v_o/v_i del circuito representado en la *figura 4*, a partir de la igualdad de tensiones virtual en las entradas del amplificador operacional, que se considera ideal.

(5 puntos)

ITV $\Rightarrow V_- = V_+ = v_i$

Div. tensión: $v_i = \frac{Z}{Z+R_2} v_o \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{Z+R_2}{Z} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1+R_2+\frac{1}{j\omega C_1}}{R_1+\frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1+j\omega C_1(R_1+R_2)}{1+j\omega C_1 R_1} = \boxed{A(f) = \frac{1+jf2\pi C_1(R_1+R_2)}{1+j2\pi f C_1 R_1}}$$

Identificando con: $A(f) = \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$ obtenemos: $\begin{cases} \omega_c = 1/C_1(R_1+R_2) \Rightarrow f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \\ \omega_p = 1/C_1R_1 \Rightarrow f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} \end{cases}$

3.2.-Para los valores de los componentes del circuito R_1=100 Ω, R_2= 10 kΩ, C_1=1.59 μF se ha representado en el diagrama de la *figura 5* la región de baja frecuencia del módulo de la ganancia.

a) Acotar los valores de la ganancia (en dB) y de la frecuencia (en Hz) sobre los ejes correspondientes.
b) Complete el diagrama del módulo representado en la zona de altas frecuencias.
c) Dibuje el diagrama de la fase.

(8 puntos)

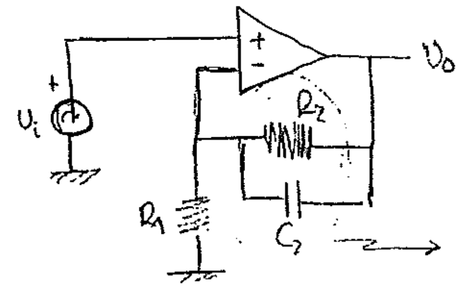
a) $f_c = \frac{1}{2\pi C_1(R_1+R_2)} \simeq 10\,\text{Hz}$ $\quad f_p = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \simeq 1000\,\text{Hz}$

Para acotar el eje vertical:

$f=0 \Rightarrow A(0) = \frac{1+j\cdot 0}{1+j\cdot 0} = 1 \Rightarrow A(0)|_{dB} = 20\log 1 = 0\,dB.$

$f = 10^4 \Rightarrow A(10^4) \approx \lim_{f\to\infty} A(f) = \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{100+10^4}{100} = 101 \Rightarrow A(f)|_{dB} \simeq 40\,dB.$

Ahora el cto es:



$$Z_2 = R_2 \| \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1+j\omega C_2 R_2}$$

Por div. tensión:

$$v_i = \frac{R_1}{Z_2+R_1} v_o \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{Z_2+R_1}{R_1} = \frac{\frac{R_2}{1+j\omega R_2 C_2} + R_1}{R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1+R_2+j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1 + j\omega C_2 R_1 R_2} = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{R_1+R_2+j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1+j\omega C_2 R_1 R_2} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} =$$

$$= \frac{1+j\omega C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}}{1+j\omega C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1}} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \; \frac{1+jf 2\pi C_2 (R_1 \| R_2)}{1+jf\, 2\pi C_2 R_2}$$

ganancia a frec medias calculada en 3.2.

Identificando:

$$f_{CAF} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_1 \| R_2)} = 101 \text{ MHz}$$

$$f_{PAF} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 1 \text{ MHz.}$$

El módulo es cte entre 10^3 Hz y 10^6 Hz

La fase es cte entre 10^4 Hz y 10^5 Hz

Conclusión: El rango de frec donde módulo y fase de la ganancia son ctes es: $\boxed{10^4 \text{ Hz a } 10^5 \text{ Hz}}$

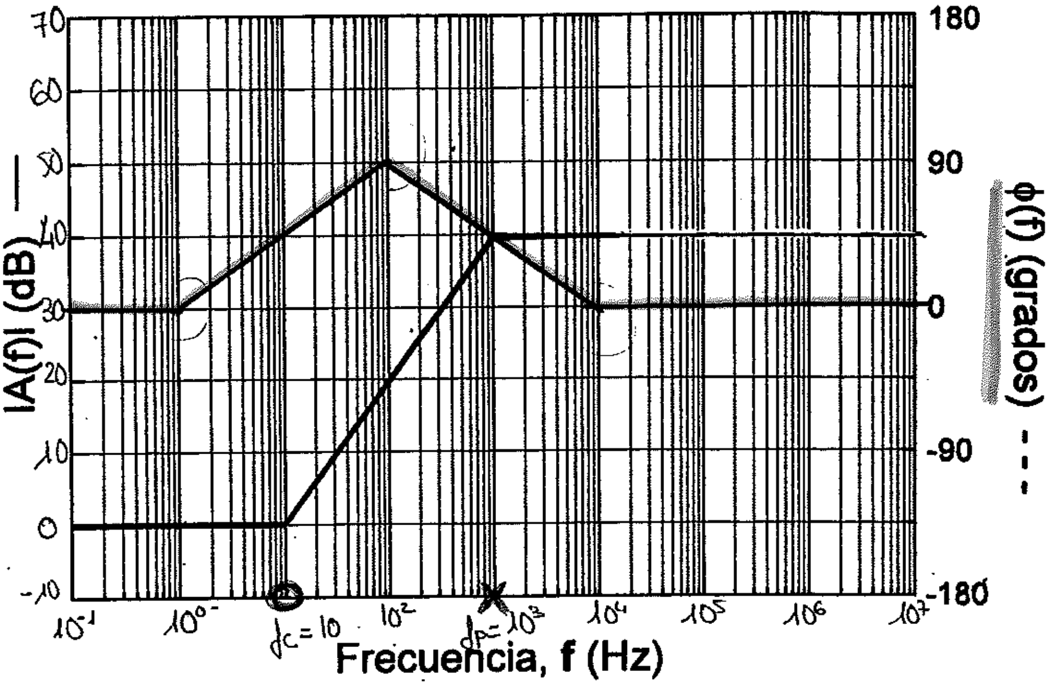


Figura 5

3.3.-Para limitar la ganancia a alta frecuencia, se añade un condensador de valor C_2=15.9 pF en paralelo con la resistencia R_2. Sobre la *figura 6*, dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) en la región de alta frecuencia (f > 1kHz) del nuevo circuito, suponiendo que la impedancia de C_1 es despreciable en esta región. ¿En qué rango de frecuencias se obtiene transferencia con ganancia y fase casi constantes?
(frecuencias medias).
(7 puntos)

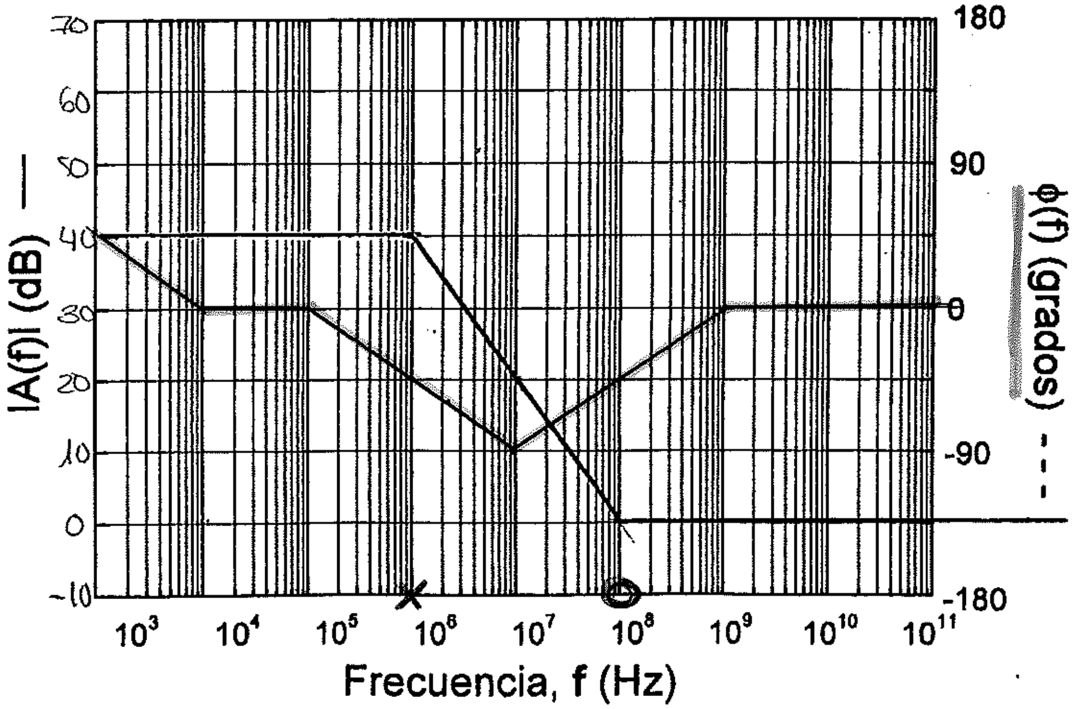
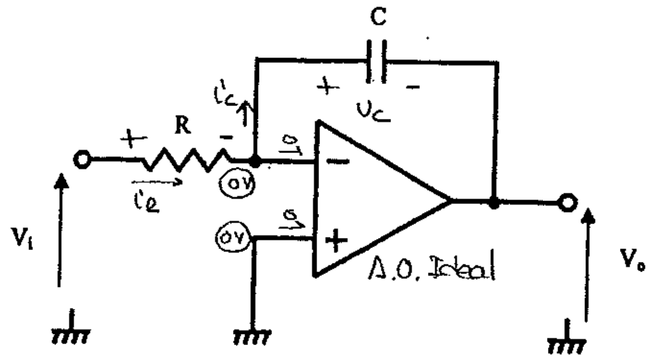


Figura 6

✗ **SEPTIEMBRE 2006** TEMA 4 !!

4. En el circuito de la figura:



a) Obtenga la expresión de la tensión de salida, $v_0(t)$, considerando que el AO es ideal y que la corriente a través del condensador es $i_c = C\dfrac{dv_c}{dt}$. Suponga que el condensador está inicialmente descargado.

b) Obtenga la nueva expresión de la tensión de salida $v_0(t)$, considerando que el AO tiene una corriente de polarización en sus entradas iguales y de valor I_B. Indique razonadamente por qué I_B hace que el circuito anterior deje de funcionar después de un cierto tiempo.

c) Se desea cancelar el efecto de las corrientes de polarización colocando una resistencia R_p entre la entrada no inversora y masa. Obtenga analíticamente el valor que debe tener dicha resistencia.

a) Nudo: $i_R = i_c \Rightarrow \dfrac{v_i - 0}{R} = C\dfrac{dv_c}{dt}$

$$\Rightarrow \frac{v_i}{R} = C\frac{d(0-v_0)}{dt} \Rightarrow \frac{v_i}{R} = -C\frac{dv_0}{dt} \Rightarrow -\frac{v_i}{RC}dt = dv_0$$

$$\Rightarrow -\int \frac{v_i}{RC}dt = \int dv_0 \Rightarrow v_0(t) = -\frac{1}{RC}\int v_i(t)dt + cte.$$

Como el cdor está inicialmente descargado $\Rightarrow cte = 0$

$$\boxed{\Rightarrow v_0(t) = -\frac{1}{RC}\int v_i(t)\,dt.}$$

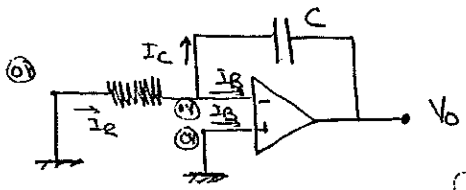
b) Aplicamos superposición (Análisis AC + Análisis DC):

Análisis en AC: (no hay corrientes de polarización I_B)

Se obtiene el mismo resultado que en el apdo a).

Análisis en DC : (Ahora si debemos tener en cuenta las corrientes de polarización I_B del A.O).

Anulamos la señal de AC: $v_i = 0$.



Nudo: $I_R = I_C + I_B \Rightarrow 0 = I_C + I_B \Rightarrow I_B = -I_C$, con $I_R = 0$

$V_C = 0 - V_o$

$$\Rightarrow I_B = -C\frac{dV_C}{dt} \Rightarrow I_B = +C\frac{d(+V_o)}{dt} \Rightarrow \frac{I_B}{C}dt = dV_o$$

$$\Rightarrow \int \frac{I_B}{C}dt = \int dV_o \Rightarrow V_o = \frac{I_B}{C}t + cte$$

(pero cte = 0 xq el cdor empieza descargado)

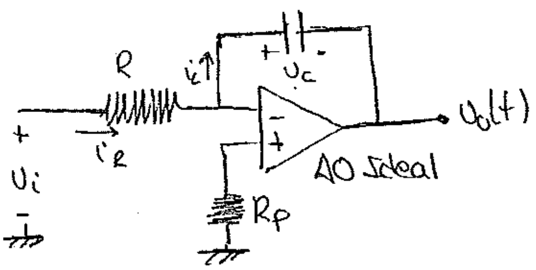
$$\Rightarrow V_o = \frac{I_B}{C}t$$

Finalmente: $\boxed{v_o(t) = v_o + V_o = -\frac{1}{RC}\int v_i dt + \underbrace{\frac{I_B}{C}t}_{\text{Término no deseado}}}$

*Nota: Si $I_B = 0$ el término no deseado desaparece.

La tensión de error en la salida debida a I_B varía linealmente con t, esto producirá la saturación de la salida del A.O.

c)



Aplicamos superposición:

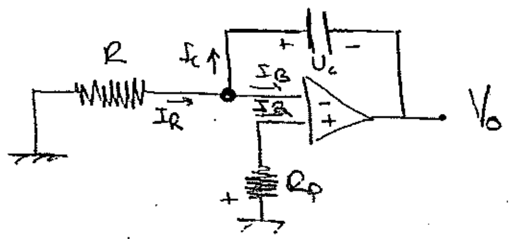
Análisis en AC:

se obtiene el mismo resultado que en el apdo a)

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC}\int v_i(t)dt$$

CONTINUACIÓN EJERCICIO 4 SEP'06.

c) Análisis en DC: (Anulamos la $v_i = 0$).



¡¡Ojo!! Ahora el nudo no está a tierra!!

Nudo: $I_R = I_B + I_C \Rightarrow \dfrac{0 - V^-}{R} = I_B + C\dfrac{dv_c}{dt}$

Además: ITV $\longrightarrow$ $V^- = V^+ = -I_B R_p$

$$\Rightarrow \frac{-V^-}{R} = I_B + C\frac{d(V^- - V_o)}{dt} \Rightarrow \frac{I_B R_p}{R} = I_B + C\frac{d(-I_B R_p - V_o)}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{I_B R_p}{R} = I_B - C\left(\frac{d(I_B R_p)}{dt} + \frac{dV_o}{dt}\right) \Rightarrow \frac{I_B R_p}{R} = I_B - C\frac{dV_o}{dt}$$

$$\Rightarrow C\frac{dV_o}{dt} = I_B - \frac{I_B R_p}{R} \Rightarrow dV_o = \frac{1}{C}\,\frac{I_B R - I_B R_p}{R}\,dt$$

$$\Rightarrow \int dV_o = \frac{1}{C}\int \frac{I_B(R - R_p)}{R}\,dt \Rightarrow V_o = \frac{1}{C}\left(1 - \frac{R_p}{R}\right) I_B t + \cancel{cte}^{\,0}$$

Finalmente: $v_o(t) = v_o + V_o = -\dfrac{1}{RC}\displaystyle\int v_i(t)\,dt + \underbrace{\dfrac{1}{C}\left(1 - \dfrac{R_p}{R}\right) I_B t}$

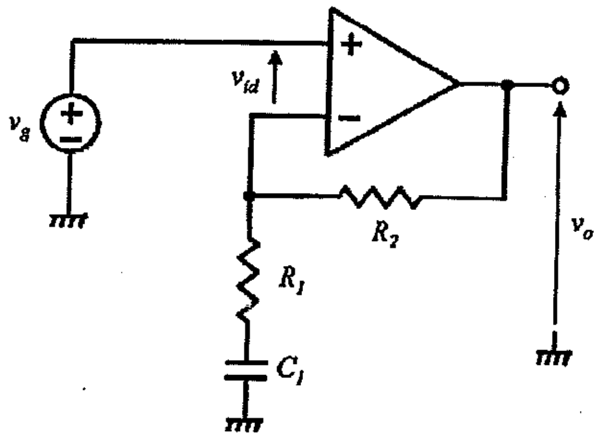
Tensión de error (no deseada).

Si $\boxed{R = R_p}$ el término desaparece. $\Leftarrow$

JUNIO 2007.

PROBLEMA 1

El circuito de la Figura 1 emplea una realimentación negativa selectiva en frecuencia, lo que hace que su ganancia $G_v = v_o/v_g$ a frecuencias bajas ($\omega \to 0$) sea mucho menor que a frecuencias medias y altas ($\omega \to \infty$). Suponga en este problema que $A_d = (v_o/v_{id}) \to \infty$.



Suponemos A.O. Ideal

DATOS FIGURA 1:

- $R_2 = 9{,}9\ \text{K}\Omega$

1. Considerando el comportamiento de C_1 en bajas y altas frecuencias obtenga la expresión de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ para $\omega \to 0$ y para $\omega \to \infty$. Calcule el valor de R_1 para que la ganancia a frecuencias altas sea 40dB superior a la ganancia a frecuencias bajas. **(5 puntos)**

2. Obtenga la expresión de la ganancia $G_v(j\omega) = v_o/v_g$ y calcule el valor de C_1 que hace que la frecuencia de corte inferior sea de 1 kHz, usando el valor de R_1 calculado en el apartado anterior. **(7 puntos)**

3. Para limitar la ganancia en alta frecuencia se introduce un condensador C_2 en paralelo con R_2. Obtenga en este caso la expresión de la ganancia $G_{HFv}(j\omega) = v_o/v_g$ en alta frecuencia, expresión que tendrá la siguiente forma:

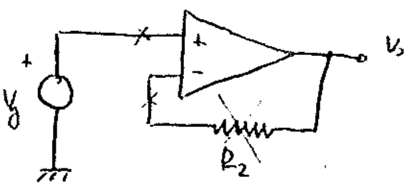
$$G_{HFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = A_{mid} \cdot \frac{\left(1 + j \cdot \dfrac{\omega}{\omega_z}\right)}{\left(1 + j \cdot \dfrac{\omega}{\omega_p}\right)}$$

donde A_{mid} es una constante. Para ello, suponga que la reactancia de C_1 en esta región de alta frecuencia es despreciable frente a la que presenta R_1. **(8 puntos)**

4. A partir de la expresión de la ganancia obtenida en el apartado anterior, calcule el valor del condensador C_2 que impone una frecuencia de corte superior de 1 MHz. Para ello, use el valor de R_1 calculado en el apartado 1. **(5 puntos)**

1.- ¿ G_v $\omega = 0$, $\omega \to \infty$? ¿ R_1 / $G_{v1} = G_{v2} + 40\,dB$?

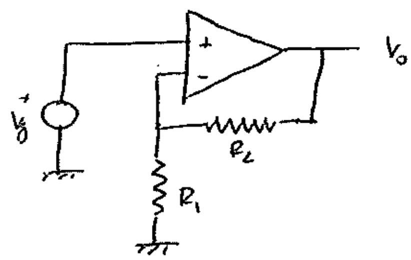
$\boxed{\omega = 0}$, Análisis en c.c. (en continua el condensador es un cto. abto.)



Por tener A.O. Ideal tenemos $\begin{cases} V_+ = V_- \\ I_+ = I_- = 0 \end{cases}$

$\boxed{V_g = V_o}$ $\quad G_{vB} = \dfrac{V_o}{V_g} = 1;$ $\boxed{|G_{v2}|_{dB} = 0\,dB}$

$\boxed{\omega \to \infty}$ Tendremos $Z_c = \frac{1}{j\omega c} = \frac{1}{\infty} = 0$ (Cortocircuito)



Circuito realimentado en configuración no inversora.

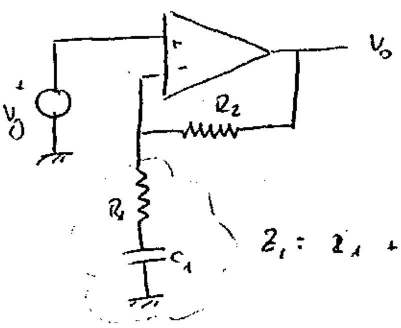
$$\boxed{G_{V1} = \frac{V_o}{V_g} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$\boxed{R_1}$

$$G_{V1} = \left|1 + \frac{R_2}{R_1}\right|_{dB} = \overbrace{0\,dB + 40\,dB}^{40dB\,=\,100}$$

En lineales: $1 + \frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow \boxed{R_1 = \frac{R_2}{99} = 100\,\Omega}$

2.- ¿ $G_v(j\omega)$? ¿ C_1 / $f_1 = 1KHz$?



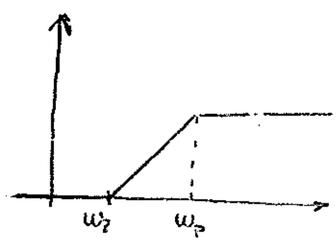
$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}$$

Tenemos un cto. realimentado con configuración no inversora:

$$G_v(j\omega) = 1 + \frac{R_2}{Z_1} = 1 + \frac{R_2}{\frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}} = 1 + \frac{j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1 + j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_1} =$$

(buscamos la forma para bajas frec.)

$$= \frac{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_1 R_1} = \underbrace{\frac{\cancel{C_1}(R_1 + R_2)}{\cancel{C_1} R_1}}_{A_{mid}} \cdot \underbrace{\frac{\overbrace{\frac{1}{C_1(R_1+R_2)}}^{\omega_z} + j\omega}{\underbrace{\frac{1}{C_1 R_1}}_{\omega_p} + j\omega}}_{F_B(j\omega)}$$



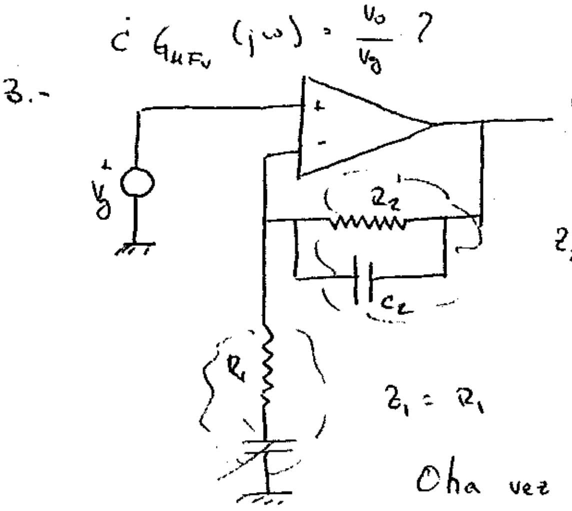
Suponiendo que $\omega_p \gg \omega_z$, tendremos que $\omega_1 \approx \omega_p$

$$f_1 \approx f_p = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = 1KHz \Rightarrow \boxed{C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 \cdot 1K} = 1,59\,\mu F}$$

Comprobamos que se cumple nuestra suposición:

$f_z = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 + R_2)} = 10\,Hz$. Por tanto $\boxed{10\,Hz \ll 1\,kHz}$ (2 décadas menor)

3.- ¿ $G_{HFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g}$?



$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

$$Z_1 = R_1$$

Otra vez tenemos un amplificador realimentado en configuración no inversora:

$$G_{HFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{\frac{R_2}{1+j\omega C_2 R_2}}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{(1+j\omega C_2 R_2)R_1} =$$

(buscamos la forma de alta freq.)

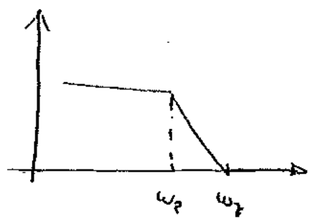
$$= \frac{R_1(1+j\omega C_2 R_2) + R_2}{R_1(1+j\omega C_2 R_2)} = \frac{R_2 + R_1 + j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1(1+j\omega C_2 R_2)} = \underbrace{\frac{R_2+R_1}{R_1}}_{A_{mid}} \cdot \underbrace{\frac{1 + j\omega \frac{C_2 R_1 R_2}{R_2+R_1}}{1+j\omega C_2 R_2}}_{F_H(j\omega)}$$

$$\boxed{G_{HFv}(j\omega) = \frac{R_2+R_1}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega\frac{C_2 R_1 R_2}{R_2+R_1}}{1+j\omega C_2 R_2}}$$

donde: $\omega_z = \frac{R_1+R_2}{C_2 R_1 R_2} = \frac{1}{C_2 (R_1//R_2)}$

$\omega_p = \frac{1}{C_2 R_2}$

4.- ¿ C_2 / $f_H = 1MHz$?



Vamos a suponer que $\omega_z >> \omega_p$

En este caso $\omega_H \approx \omega_p$. Así:

$$f_H \approx f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 1MHz \Rightarrow \boxed{C_2 = \frac{1}{2\pi\, 1M\, R_2} = 16pF}$$

Comprobamos nuestra suposición:

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_2 (R_1//R_2)} = 100MHz$$. Por tanto $\boxed{100MHz >> 1MHz}$ (2 décadas mayor)

4. Verifique si el producto $A'\cdot\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa y calcule el valor de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ **(4 puntos)**

5. Calcule el valor de la impedancia R_{IN} mostrada en la Figura 2. **(4 puntos)**

6. Uno de los miembros de la pareja XM-1 desea escuchar una señal de audio procedente de un reproductor mp3 conectado al circuito de la Figura 2 (actuando el reproductor mp3 como generador de tensión v_g con una impedancia de salida R_g), para lo cual conecta a la salida v_o unos auriculares cuya impedancia es $R_L = 8\Omega$ (lo que es un grave error conceptual). En este apartado deseamos estudiar los efectos de dicha acción, para lo que se le pide que: **(8 puntos)**

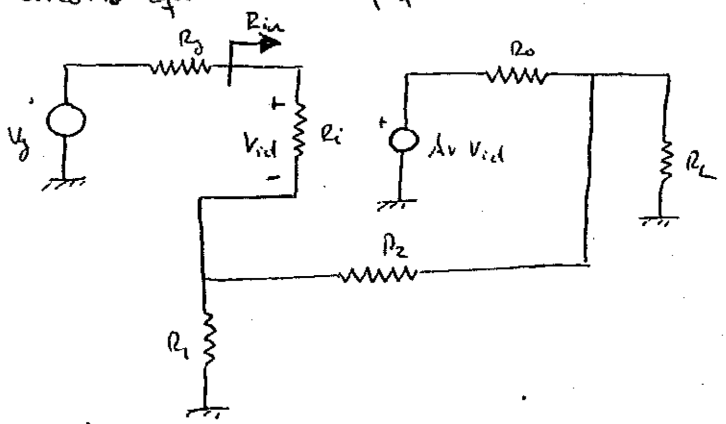
   a. Calcule el valor del producto $A'\cdot\beta$. Discuta qué implicación tendrá el valor obtenido en cuando a la desensibilización de la ganancia final del circuito con respecto a las características del amplificador operacional.

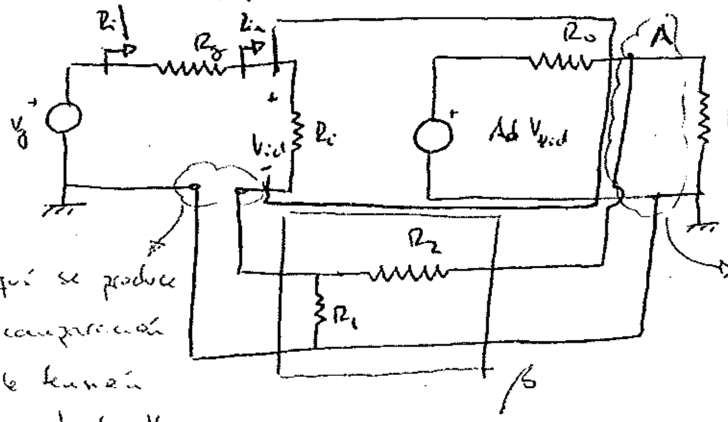
   b. Calcule la nueva ganancia $G_v = v_o/v_g$.

   c. Calcule la nueva impedancia R_{IN}.

   d. Si el reproductor mp3 genera una señal sinusoidal de amplitud 10mV, y el amplificador operacional tiene una corriente máxima de salida de 20mA, discuta qué implicación tendrá la conexión de los auriculares en la salida del operacional.

1.- Circuito equivalente en pequeña señal:





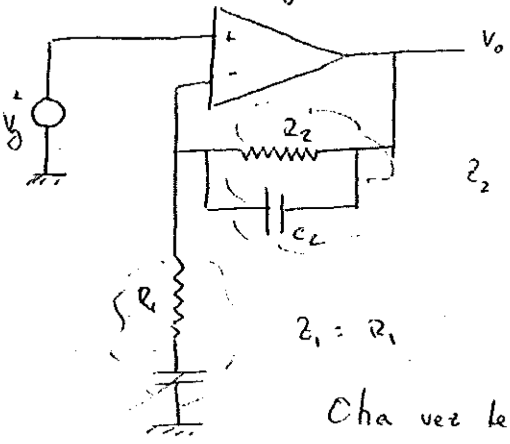
Aquí se produce la comparación de la tensión de entrada, v_g

Aquí se produce el muestreo de la tensión de salida, v_o.

Tenemos un circuito realimentado | SERIE - PARALELO |

¿ $G_{MFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g}$?

3.-



$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

$$Z_1 = R_1$$

Otra vez tenemos un amplificador realimentado en configuración no inversora.

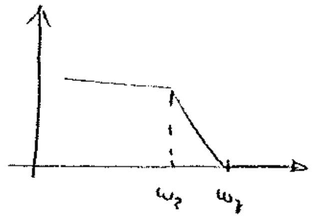
$$G_{MFv}(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{\frac{R_2}{1+j\omega C_2 R_2}}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{(1+j\omega C_2 R_2)R_1} =$$

(Cogemos la forma de alta freq.)

$$= \frac{R_1(1+j\omega C_2 R_2) + R_2}{R_1(1+j\omega C_2 R_2)} = \frac{R_2 + R_1 + j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1(1+j\omega C_2 R_2)} = \underbrace{\frac{R_2+R_1}{R_1}}_{A_{mid}} \cdot \underbrace{\frac{1 + j\omega \frac{C_2 R_1 R_2}{R_2+R_1}}{1+j\omega C_2 R_2}}_{F_H(j\omega)}$$

$$\boxed{G_{MFv}(j\omega) = \frac{R_2+R_1}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega \frac{C_2 R_1 R_2}{R_2+R_1}}{1+j\omega C_2 R_2} \quad \text{donde:} \quad \omega_z = \frac{R_1+R_2}{C_2 R_1 R_2} = \frac{1}{C_2 (R_1 // R_2)} \quad \omega_p = \frac{1}{C_2 R_2}}$$

4.- ¿ C_2 / $f_H = 1MHz$?



Vamos a suponer que $\omega_z >> \omega_p$

En este caso $\omega_H \approx \omega_p$. Así:

$$f_H \approx f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 1MHz \Rightarrow \boxed{C_2 = \frac{1}{2\pi\, 1M\, R_2} = 16pF}$$

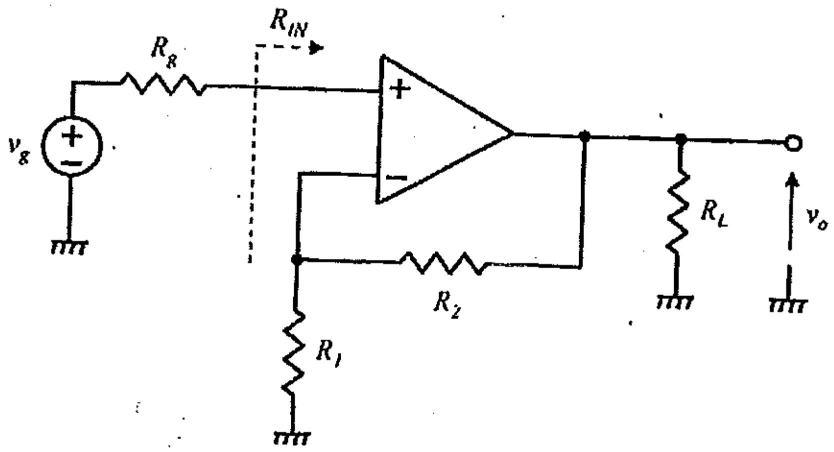
Comprobamos nuestra suposición

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_2 (R_1//R_2)} = 100MHz$$. Por tanto $\boxed{100MHz >> 1MHz}$ (2 décadas mayor)

JUNIO 2007.

PROBLEMA 2

En la práctica del Laboratorio de Circuitos Electrónicos propuesta para el curso 2006/2007, uno de los módulos analógicos necesita el diseño e implementación de un amplificador no inversor de ganancia 40 dB, que se conectará a una etapa anterior (modelada como un generador de tensión v_g con impedancia de salida R_g) y que atacará a una etapa posterior cuya impedancia de entrada es R_L. Como solución válida, la pareja XM-1 propone el esquema mostrado en la Figura 2. En este problema estudiaremos dicha solución usando el método rápido de análisis de circuitos con realimentación negativa. Considere que la red β es la formada por las resistencias R_1 y R_2.

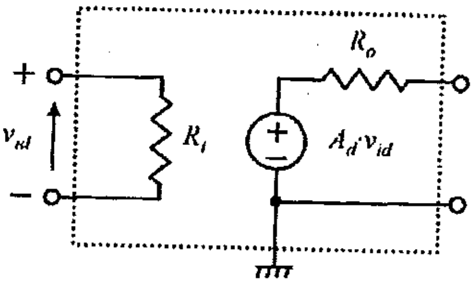


DATOS FIGURA 2:

- R_g = 10 KΩ
- R_L = 1 KΩ
- R_1 = 1 KΩ
- R_2 = 99 KΩ

Figura 2.

Utilice el modelo del amplificador operacional en pequeña señal mostrado en la Figura 3.



DATOS FIGURA 3:

- R_i = 100 KΩ
- R_o = 1 KΩ
- A_d = 10^4 V/V

Figura 3.

1. Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal del esquema de la Figura 2. Señale dónde se produce el muestreo y la comparación de señales (identificando claramente qué magnitudes entran en juego). Indique la topología de realimentación que ha identificado. **(7 puntos)**
2. Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. **(4 puntos)**
3. Obtenga la expresión de la función de transferencia directa A' que corresponda a la topología elegida, y calcule su valor, señalando claramente los efectos de carga considerados. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide tampoco expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. **(8 puntos)**

4. Verifique si el producto $A'\cdot\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa y calcule el valor de la ganancia $G_v = v_o/v_g$ **(4 puntos)**

5. Calcule el valor de la impedancia R_{IN} mostrada en la Figura 2. **(4 puntos)**

6. Uno de los miembros de la pareja XM-1 desea escuchar una señal de audio procedente de un reproductor mp3 conectado al circuito de la Figura 2 (actuando el reproductor mp3 como generador de tensión v_g con una impedancia de salida R_g), para lo cual conecta a la salida v_o unos auriculares cuya impedancia es $R_L = 8\Omega$ (lo que es un grave error conceptual). En este apartado deseamos estudiar los efectos de dicha acción, para lo que se le pide que: **(8 puntos)**

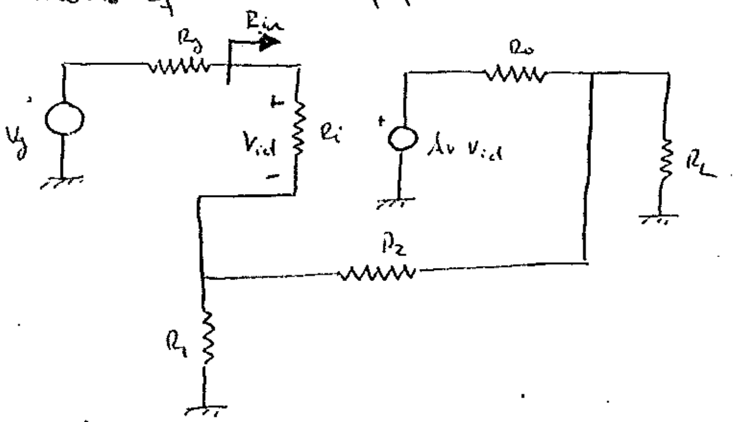
   a. Calcule el valor del producto $A'\cdot\beta$. Discuta qué implicación tendrá el valor obtenido en cuando a la desensibilización de la ganancia final del circuito con respecto a las características del amplificador operacional.

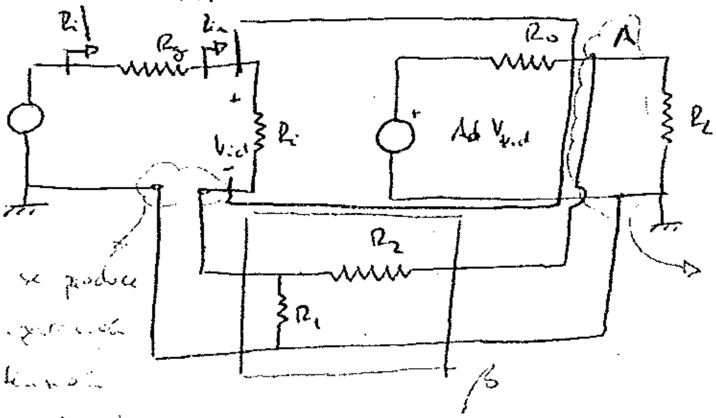
   b. Calcule la nueva ganancia $G_v = v_o/v_g$.

   c. Calcule la nueva impedancia R_{IN}.

   d. Si el reproductor mp3 genera una señal sinusoidal de amplitud 10mV, y el amplificador operacional tiene una corriente máxima de salida de 20mA, discuta qué implicación tendrá la conexión de los auriculares en la salida del operacional.

1.- Circuito equivalente en pequeña señal:



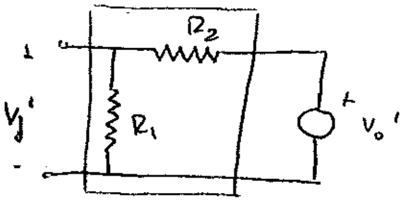


Aquí se produce comparación a tensión entrada, v_g

Aquí se produce el muestreo de la tensión de salida, v_o

Tenemos un circuito realimentado $\boxed{\text{SERIE - PARALELO}}$

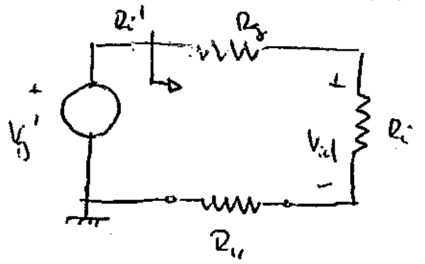
2.- ¿β?

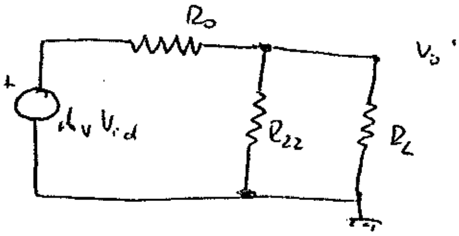


$$V_f' = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o'$$

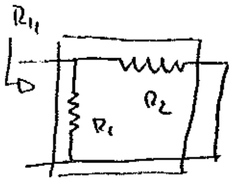
$$\boxed{\beta_v = \frac{V_f'}{V_o'} = \frac{R_1}{R_1+R_2} = 0,01}$$

3.- Circuito en bucle abierto ¿Av'?



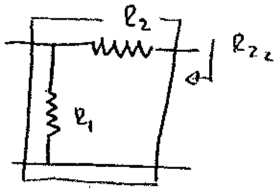


Donde: $\boxed{R_{11}}$



$$\boxed{R_{11} = R_1 // R_2 \simeq R_1 = 1k\Omega}$$

$\boxed{R_{22}}$



$$\boxed{R_{22} = R_1 + R_2 = 100 k\Omega}$$

$$V_{id} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} V_g' \Rightarrow \frac{V_{id}}{V_g'} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}}$$

$$V_o' = \frac{R_L // R_{22}}{(R_L//R_{22}) + R_o} A_d V_{id} \Rightarrow \frac{V_o'}{V_{id}} = \frac{R_L // R_{22}}{(R_L//R_{22}) + R_o} \cdot A_d$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v' = \frac{V_{id}}{V_g'} \cdot \frac{V_o'}{V_{id}} = \frac{V_o'}{V_g'} = \overbrace{\frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}}}^{1} \cdot \frac{R_L // R_{22}}{(R_L//R_{22}) + R_o} \cdot A_d \simeq A_d \frac{R_L}{R_L + R_o} = 5 \cdot 10^3}$$

4.- ■ $A'_v \cdot \beta_v = 5\cdot 10^3 \cdot 10^{-2} = 50$ $\left\{ \begin{array}{l} \text{■ Valor positivo} \\ \text{■ } A'\cdot\beta >> 1 \end{array} \right.$ estas son las condiciones para tener una buena realimentación.

■ $\boxed{G_v = \frac{A'_v}{\cancel{1} + A'_v \cdot \beta_v} \approx \frac{1}{\beta_v} = 100}$

Independiente del resto del cto.

5.- ¿R_{in}?

■ $R_i' = \cancel{R_g} + R_i + \cancel{R_{11}} = 100\,k\Omega$

■ $R_{if} = R_i\,(1 + A'_v\beta_v) = 100\,(1+50) = 5{,}1\,M\Omega$

■ $\boxed{R_{in} = R_{if} - \cancel{R_g} \approx 5{,}1\,M\Omega}$

a) $\boxed{R_L = 8\,\Omega}$ ■ $\beta_v = 0{,}01$ (no cambia)

¿$A'_v\cdot\beta_v$?

■ $A'_v = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{11}} \cdot \frac{R_{22}//R_L}{(R_{22}//R_L)+R_o} \cdot A_d = A_d \cdot \frac{R_L}{R_L+R_o} \approx 80$

■ $\boxed{A'_v\cdot\beta_v = 80\cdot 0{,}01 = 0{,}8}$

■ $G_v = \frac{A'_v}{1+A'_v\cdot\beta_v} = \frac{80}{1+0{,}8} = 44{,}4$ Ahora sí depende de las características del ampl. sin realimentar.

$A'_v\cdot\beta_v \not\gg 1$

b) $\boxed{G_v = \frac{A'_v}{1+A'_v\,\beta_v} = 44{,}4}$

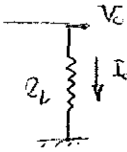
c) ¿R_{in}? ■ $R_i' = R_g + R_i + R_{11} = 100\,k\Omega$ ■ $R_{if} = R_i\,(1+A'_v\,\beta_v) = 100\,(1{,}8) = 180\,k\Omega$

■ $\boxed{R_{in} = R_{if} - R_g = 170\,k\Omega}$

d) $V_g = V_G\,\text{sen}(\omega t)$; $V_G = 0{,}01\,V$

$I_{omax} = 20\,mA$

A la salida tendremos: $v_o = G_v\cdot V_g = \underbrace{G_v\cdot V_G}_{V_o}\,\text{sen}\,\omega t$



Así, la máxima corriente demandada al ampl. por la carga será:

$\boxed{I_{an} = \frac{V_o}{R_L} = \frac{G_v\,V_G}{R_L} = 55{,}5\,mA}$ *

*Vemos como estamos intentando superar corriente máxima $I_{omax} = 20\,mA$.

Así el ampl. cuando intentemos sobrepasar este valor pasará a comportarse como una fuente de tensión continua V_{omax} dada por I_{omax}: $\boxed{V_{omax} = I_{omax}\cdot R_L = 0{,}16\,V}$ La señal saldrá recortada.

JUNIO 2007.

PROBLEMA 3

Bode

Una vez diseñado un amplificador operacional, la función de ganancia diferencial presenta el siguiente aspecto:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{v_{vd}} = \frac{v_o}{v_+ - v_-} = \frac{10^5}{\left(1 + j\cdot\frac{f}{10MHz}\right)^2\left(1 + j\cdot\frac{f}{100MHz}\right)}$$

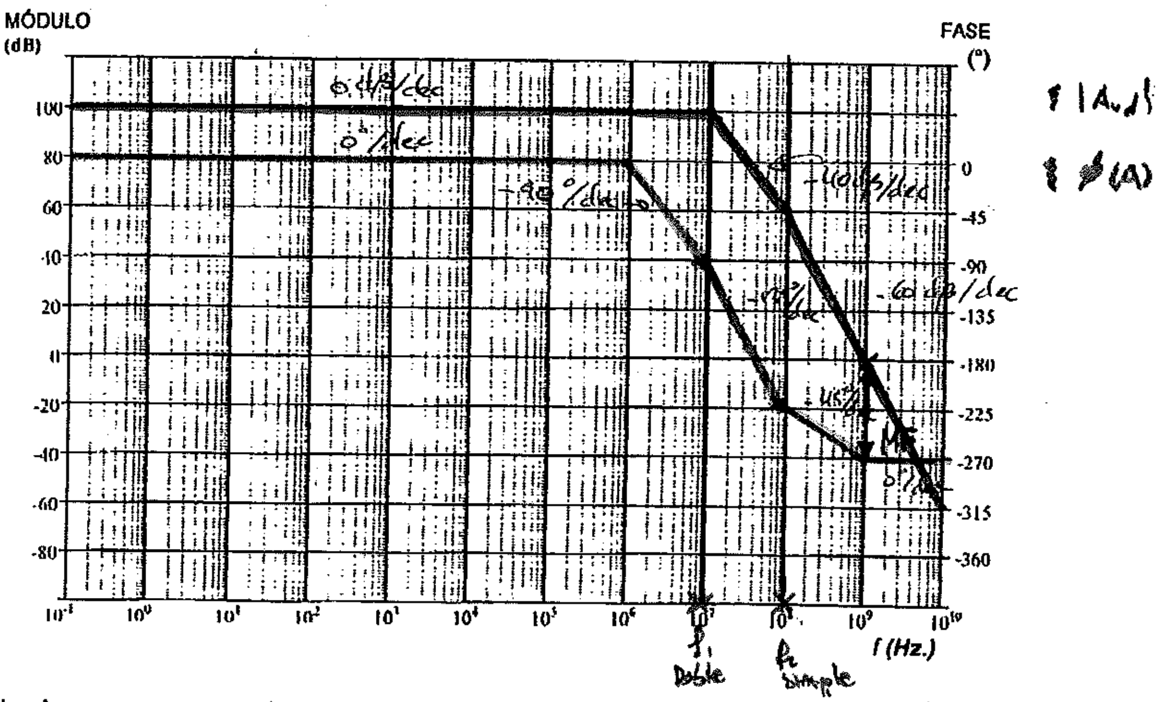
$A_{vd}(f_m)$; $|A_{vd}(f_m)|_{dB} = 100$

$\phi(A_{vd}(f_m)) = 0°$

f_1 = polo doble ; f_2 = polo simple

Indique claramente las pendientes de los tramos relevantes en los Diagramas de Bode que tiene que dibujar en este problema.

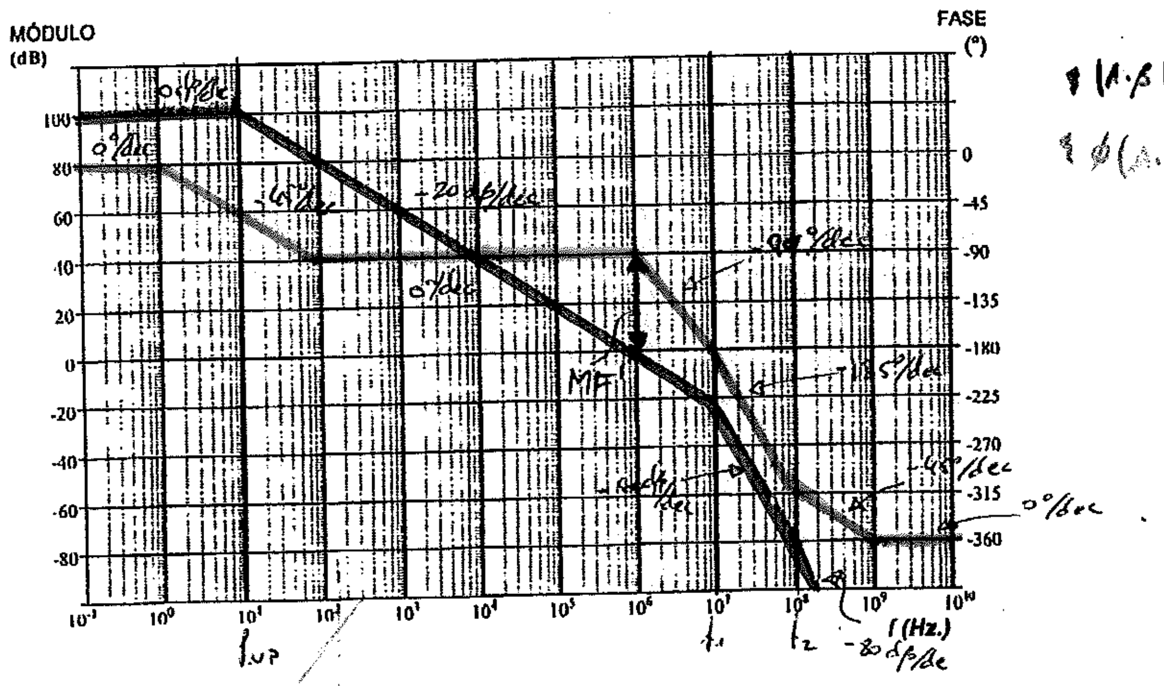
1. Dibuje el diagrama asintótico de Bode del módulo y de la fase de A_{vd} sobre la gráfica que aparece a continuación.



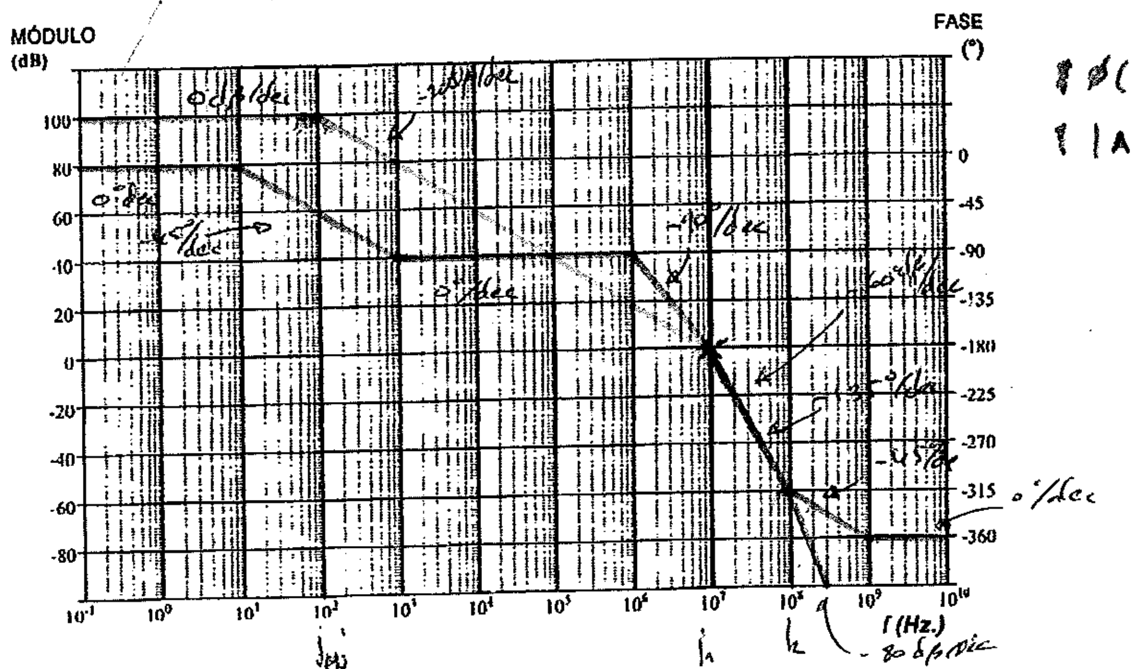
2. Asumiendo que este operacional será utilizado por los clientes para construir amplificadores seguidores de ganancia unidad, analice la estabilidad de dichos amplificadores buscando el margen de fase. A continuación, calcule dónde colocar un nuevo polo dominante para conseguir un sistema estable con un margen de ganancia de 20 dB (la gráfica del amplificador compensado se dibujará en el siguiente apartado)

Si no realizó el apartado anterior, asuma a partir de ahora que la ganancia A_{vd} tiene un nuevo factor en el denominador, de la forma $\left(1 + j\cdot\frac{f}{10Hz.}\right)$

3. Sobre la gráfica que aparece a continuación, dibuje el nuevo diagrama asintótico de Bode del módulo y de la fase de la ganancia compensada. Indique cuál es el producto Ganancia x Ancho de Banda (GxBW) del operacional así compensado y el margen de fase conseguido.



4. Para mejorar el producto GxBW en un factor 10, se pide colocar el nuevo polo en una nueva posición. Sobre la gráfica que aparece a continuación, vuelva a dibujar el Diagrama de Bode para este caso. Si quisiésemos mantener un margen de ganancia de 20 dB en los amplificadores que realicen los clientes con nuestro operacional, ¿qué rango de ganancias deberemos prohibir en el catálogo?



5. Si un cliente no respeta el rango de ganancias especificado en el apartado 4 y realimenta el amplificador operacional para hacer un amplificador seguidor, indique el margen de ganancia y el margen de fase que tendrá en ese caso.

4.- a) Para mejorar $G \times BW$ en un factor 10 (multiplicando por 10) tenemos que multiplicar por 10 la frecuencia del polo dominante: $\boxed{f_{DP}' = 100\,Hz = 10^2\,Hz}$. Obteniendo así:

$\boxed{G \times BW' = 10\,MHz}$

4) Compensación por reducción de ganancias a frecuencias medias. $\boxed{MG'' = 20\,dB}$

Suponiendo que alimentamos el ampli con $\boxed{\beta = 1}$ $|\beta|_{dB} = 0\,dB$ podemos estudiar la estabilidad en el diagrama. En estas circunstancias se puede observar en $f = 10^7\,Hz$ que tenemos $\boxed{MG = 0\,dB}$ CTO INESTABLE

Necesitamos que β provoque una caída de 20 dB del diagrama de módulo, o mayor: $\beta \leq -20\,dB$. Así, tenemos que prohibir que $\boxed{\beta > -20\,dB}$ $\rightarrow$ $\underline{\beta > 0{,}1}$

Sabemos que: $A_f = \dfrac{A}{1 + A\beta} \simeq \dfrac{1}{\beta} \Rightarrow \beta = \dfrac{1}{A_f} > 0{,}1 \Rightarrow \boxed{A_f < 10}$

Tenemos que prohibir ganancias menores que 10 (en el circuito realimentado)

5.- Realimentamos con $\beta = 1$ (hemos visto en el apdo 4.b que será inestable)

Estudiando la estabilidad directamente en el diagrama de la figura vemos que:

$\boxed{\begin{array}{l} MG = 0\,dB \\ MF = 0^\circ \end{array}}$ circuito inestable.

2.-

a) Realimentamos el ampli para conseguir ganancia unidad:

$$A_f = \frac{A}{1+A\cdot\beta} \overset{A\cdot\beta>>1}{\simeq} \frac{1}{\beta} = 1 \Rightarrow \beta = 1$$

$$|A\cdot\beta|_{dB} = |A|_{dB} + \cancel{|\beta|_{dB}}^{0} = |A|_{dB}$$

ESTUDIAREMOS LA ESTABILIDAD EN EL MISMO DIAGRAMA QUE TENEMOS DIBUJADO.

$$\boxed{MF = -(-180 - \phi(f/|A\beta|=0)) = 180 + \phi(f=10^9) = 180-270 = -90}$$ CTO. INESTABLE

b) Compensación por adición de polo $\boxed{MG' = 20\,dB}$

Sabiendo que la adición del nuevo polo provocará el desplazamiento del diagrama de fase 90° hacia abajo, nos fijamos en la frecuencia tal que el diagrama sin desplazar pase por -90° (que luego será -180°). A esa frecuencia forzamos que el diagrama de módulo pase por -20 dB (para conseguir así el MG pedido)

Así tenemos que provocar que el diagrama de módulo en ese punto caiga 120 dB (antes valía 100 dB). Asumiendo que el responsable de esta caída será el nuevo polo, y sabiendo que provoca una pendiente de -20dB/dec, tendremos que colocarlo 6 décadas antes de la frecuencia que estamos estudiando.

$f_1 = 10^7\,Hz$. $\boxed{f_{NP} = \frac{10^7}{10^{6}} = 10^1\,Hz}$

→ nº de décadas antes.

3.-

$\boxed{G \times BW = A_{vd}(f_m)\cdot f_{NP} = 10^5 \cdot 10 = 10^6 = 1\,MHz}$

POR HABER UN POLO DOMINANTE DE ALTA FREC; PODEMOS APROXIMAR $BW \simeq f_{NP}$

$\boxed{MF' = 180 + \phi(f/|A\cdot\beta|'=0) = 180 + \phi(f=10^6) = 180 - 90 = 90°}$ CTO. ESTABLE

JUNIO 2007.

PROBLEMA 4 AO.

El circuito amplificador de la Figura 4 está basado en la estructura no inversora clásica a la que se ha añadido la resistencia R_3 con el fin de eliminar el efecto de las corrientes de polarización en la entrada del amplificador operacional (A.O.). El condensador C es necesario para bloquear cualquier componente en continua que aparezca en la entrada (considere durante el problema que la capacidad C es infinitamente grande).

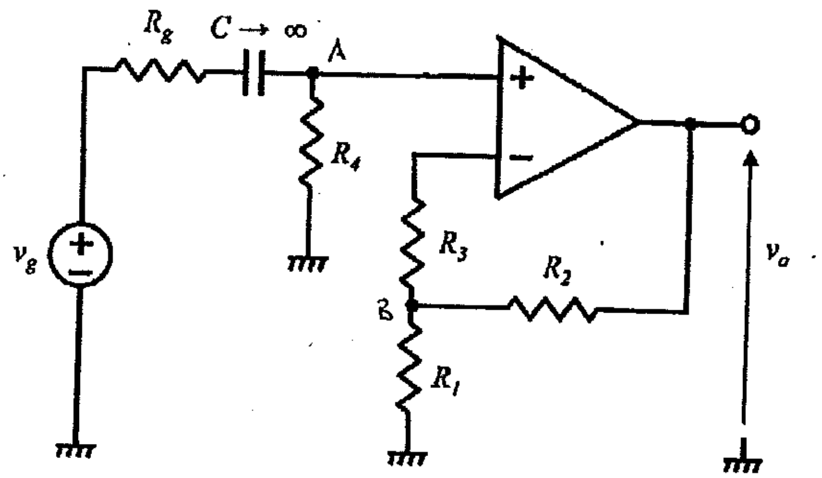


Figura 4.

1. Considerando el A.O. ideal, obtenga la expresión de la ganancia del circuito, Gv = vo/vg.
2. Obtenga la expresión de la tensión de salida v_o si el A.O. es ideal salvo por la existencia de una *tensión de offset en la entrada* de valor V_{IO}.
3. Suponga ahora que el A.O. es ideal salvo por la existencia de unas *corrientes de polarización en las entradas inversora y no inversora,* iguales y de valor I_B. Si las resistencias R_1, R_2, R_3 y R_4 cumplen cierta relación, se compensará el efecto de dichas corrientes de polarización, por lo que la tensión de salida será v_o = 0V, con lo que podemos considerar que R_1, R_2 actúan como si estuvieran en paralelo. Ayudándose de esta consideración, obtenga el valor de R_3 en función de R_1, R_2 y R_4.
4. Con el circuito de la Figura 4 se diseña un amplificador con ganancia de tensión $G_v = v_o/v_g = 50$, y en la entrada se le aplica una señal sinusoidal con 100 mV de amplitud. Si el A.O. tiene un *Slew-Rate* de 0,5 V/µs, obtenga la máxima frecuencia de la señal de entrada que producirá una señal de salida sin distorsión.

1.- $G_v = \frac{V_o}{V_g}$ A.O IDEAL (sin efecto de polarización) $\left\{ \begin{array}{l} V_+ = V_- \\ I_+ = I_- = 0 \end{array} \right.$

Nodo A: $V_+ = \frac{R_4}{R_4 + R_g} V_g$

Nodo B: $V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$

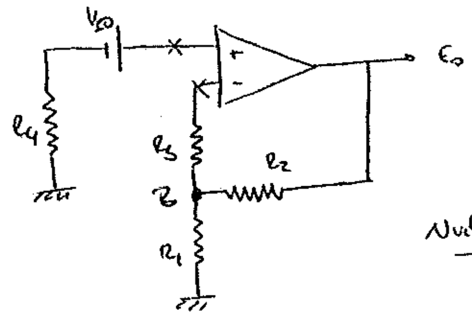
$$\frac{R_4}{R_4 + R_g} V_g = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

$$\boxed{G_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{R_4}{R_4 + R_g} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_4 + R_g}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

2.- ¿ V_o ? V_{IO} ≡ tensión de offset

Por superposición : $\boxed{V_o = G_v \cdot V_g + E_o}$ Donde E_o es el ruido DC provocado por la tensión V_{IO}

Análisis en c.c. :



El A.O. sigue siendo ideal (salvo por la existencia de V_{IO}) con lo que : $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_+ = V_- = V_{IO} \end{cases}$

Nudo B : $V_- = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} E_o$, $\Rightarrow V_{IO} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} E_o$

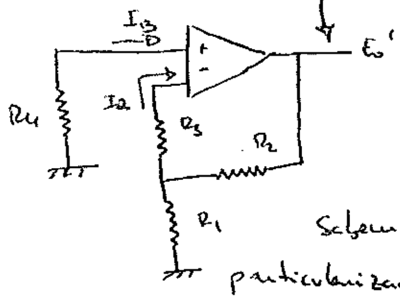
$$\boxed{E_o = V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

3.- ¿ R_3 ? I_B ≡ corriente de polarización Pág 4.5

Por superposición : $\boxed{V_o = G_v \cdot V_g + E_o'}$ Donde E_o' es el ruido provocado por I_B.

Análisis en continua

(Cuando particularizamos para $E_o' = 0$ mandamos este pto. a ~~tierra~~)



Podríamos hallar una expresión para E_o' y anularla. Pero en este caso, como todas las impedancias son resistivas, tenemos un método muy fácil.

Sabemos que los efectos en continua provocados por I_B se anularían si, particularizando para $E_o' = 0$, las impedancias "vistas" por las entradas del A.O. son iguales.

Impedancia "vista" por (+) : R_4

" " " (-) : $R_3 + (R_1 // R_2)$

Se tiene que cumplir : $R_4 = R_3 + (R_1 // R_2) \Rightarrow$

$$\boxed{R_3 = R_4 - (R_1 // R_2)}$$

4.- Nota: "**Slew Rate**". máximo rango de variación de la tensión a la salida del A.O., con respecto al tiempo, es decir, la máxima pendiente de la señal a la salida.

Matemáticamente :

$$\boxed{SR = \left. \frac{\partial V_{o(t)}}{\partial t} \right|_{max}}$$

Junio 2007
Problema 4

Datos: $G_V = 50$

$V_g = V_G \, \text{sen}(\omega t)$, $V_G = 100 \text{ mV}$

$SR = 0{,}5 \, V/\mu s = 0{,}5 \cdot 10^6 \, V/s$

¿ $f_{máx}$?

La señal a la salida será: $V_o = G_V \cdot V_g = G_V \cdot V_G \, \text{sen}(\omega t)$

La variación de esa señal será: $\dfrac{\partial V_o(t)}{\partial t} = G_V \cdot V_G \cdot \overset{2\pi f}{\omega} \cdot \cos(\omega t)$

La máxima variación vendrá dada por:

$$\left.\frac{dV_o(t)}{dt}\right|_{máx} = G_V \cdot V_G \cdot 2\pi \cdot f_{máx} = SR$$

$$\boxed{f_{máx} = \frac{SR}{G_V \cdot V_G \cdot 2\pi} = \frac{0{,}5 \cdot 10^6}{50 \cdot 0{,}1 \cdot 2\pi} = 15{,}9 \text{ kHz}}$$

SEPTIEMBRE 2007.

PROBLEMA 1

Disponemos del amplificador de audio de la Figura 1 basado en un amplificador operacional realimentado negativamente. Podemos suponer que la ganancia en lazo abierto del A.O. tiende a infinito ($A_v \to \infty$).

DATOS:

- $R_g = 100\ \Omega$
- $R_1 = 900\ \Omega$
- $R_2 = 10\ K\Omega$
- $R_L = 1\ K\Omega$
- $C_0 = 15{,}9\ \mu F$
- $C_1 = 7{,}96\ nF$
- $C_2 = 796\ pF$

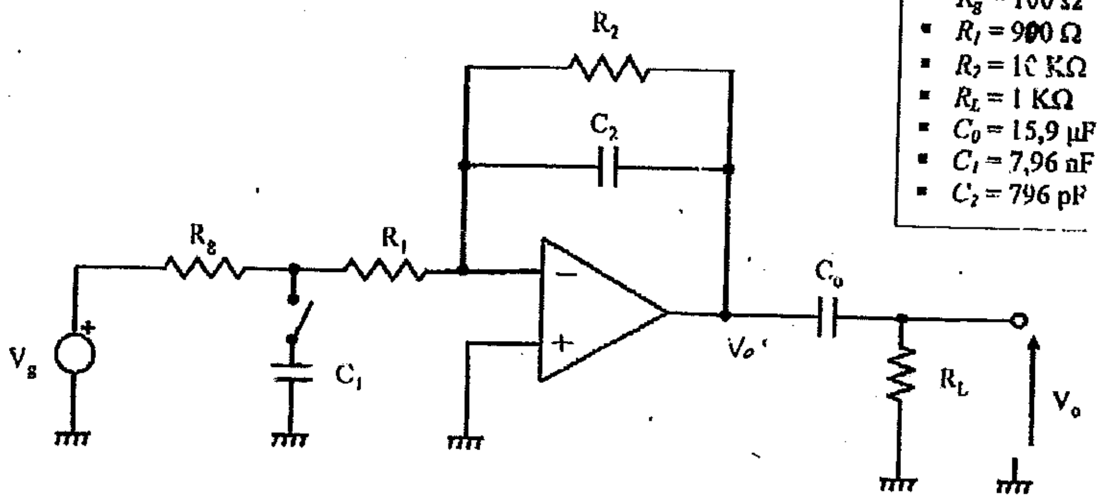
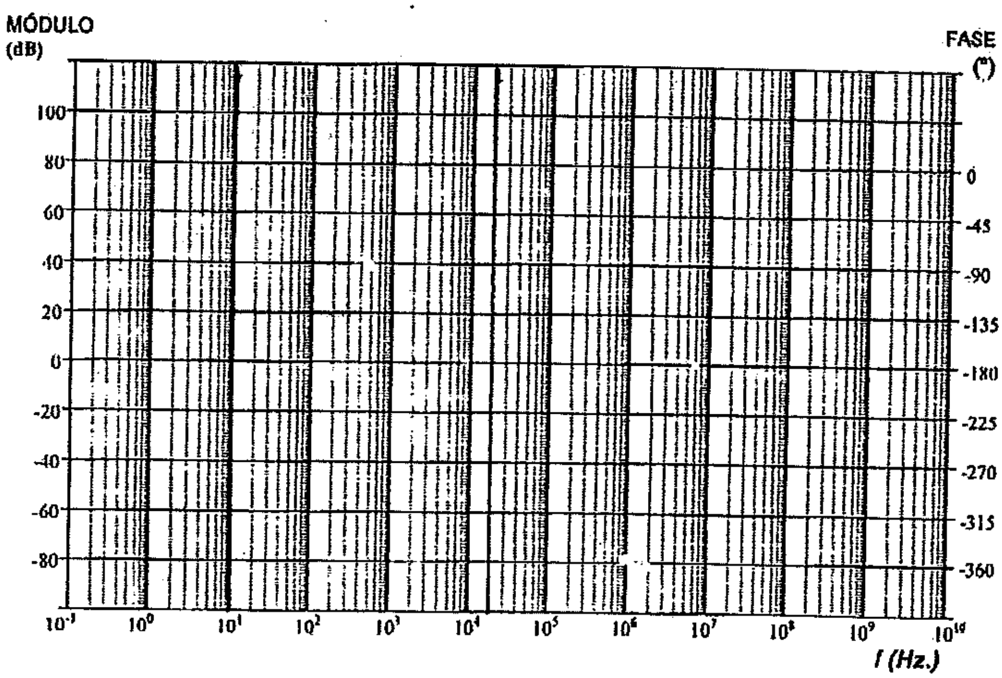


Figura 1.

1. Complete el dibujo de la Figura 1 añadiendo los signos + y – a las entradas del AO, y justificando su elección. **(2 puntos)**
2. Indique las dos condiciones que permiten asumir igualdad de tensión entre las bornas de entrada del AO. **(3 puntos)**
3. Obtenga la expresión de la ganancia $G_v(j\omega) = v_o/v_g$ suponiendo que C_1 no está conectado y dibuje el diagrama de Bode de su módulo y fase. Indique las frecuencias de corte inferior y superior. **(8 puntos)**



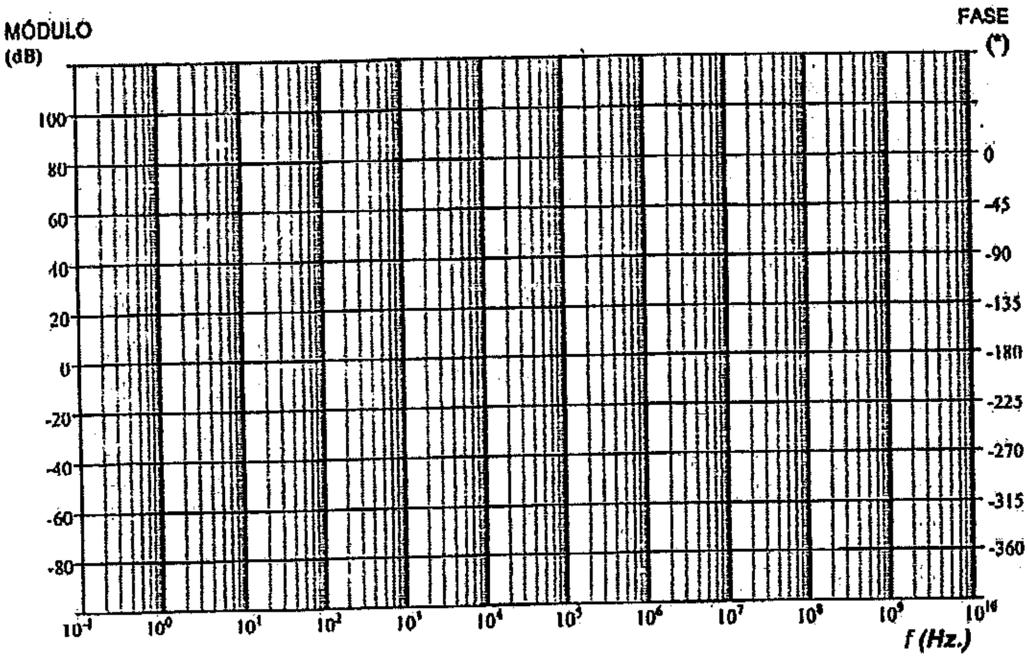
4. Conectamos el condensador C_1 para eliminar componentes de alta frecuencia. Estime las frecuencias de corte superior e inferior utilizando el método de las constantes de tiempo. Indique en cada caso si aplica el método de las constantes en circuito abierto o en cortocircuito.

(7 puntos)

5. La expresión de la ganancia incluyendo el condensador C_1 es la siguiente:

$$G_v(j\omega)=\frac{v_o}{v_g}=-\frac{R_2\cdot R_L\cdot C_0}{R_1+R_g}\cdot\frac{j\omega}{\left(1+j\omega\left(R_1\parallel R_g\right)C_1\right)\left(1+j\omega R_2C_2\right)\left(1+j\omega R_LC_o\right)}$$

Dibuje el diagrama de Bode del módulo y fase de $G_v(j\omega)$. **(4 puntos)**



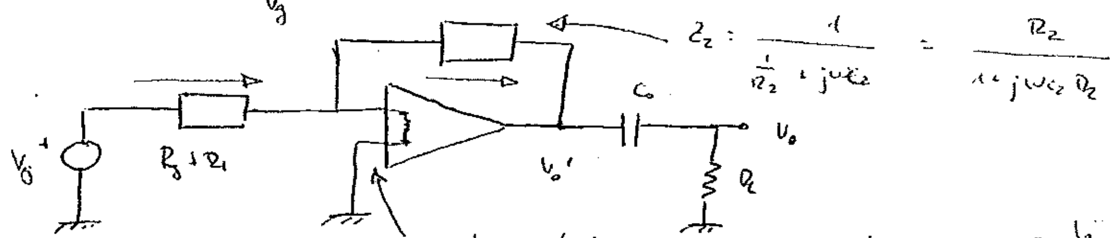
1.- Colocamos el (−) en la pata donde llega la realimentación, para conseguir realimentación negativa: $V_g\uparrow \Rightarrow V_-\uparrow \Rightarrow (V_+-V_-)\downarrow \Rightarrow V_o'\downarrow \Rightarrow V_-\downarrow$

2.- Para poder asumir $V_+=V_-$ (cortocircuito virtual) se tienen que cumplir:

- $\boxed{A_d\to\infty}$
- $\boxed{\text{Realimentación negativa}}$

3.- ¿$G_v(j\omega)=\frac{V_o}{V_g}$? Sin G ¿f_{cs}, f_{ci}?

$Z_2=\frac{1}{\frac{1}{R_2}+j\omega C_2}=\frac{R_2}{1+j\omega C_2R_2}$



Si de verdad podemos usar el c.v., no puede caer tensión en la resistencia interna, con lo que no puede haber corriente por las patas (+) y (−)

3.-

a) $$\frac{V_g - 0}{R_g + R_1} = \frac{0 - V_o'}{Z_2} \Rightarrow \frac{V_g}{R_g + R_1} = \frac{-V_o'}{Z_2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_o'}{V_g} = \frac{-Z_2}{R_g + R_1}$$

b) $$V_o = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_o}} \cdot V_o' \Rightarrow \frac{V_o}{V_o'} = \frac{j\omega C_o R_L}{1 + j\omega C_o R_L}$$

Finalmente:

$$G_v(j\omega) = \frac{V_o}{V_g} = -\frac{Z_2}{R_g + R_1} \cdot \frac{j\omega C_o R_L}{1 + j\omega C_o R_L} = -\frac{R_2}{(R_g + R_1)(1 + j\omega C_2 R_2)} \cdot \frac{j\omega C_o R_L}{1 + j\omega C_o R_L} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_g + R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \cdot \frac{j\omega C_o R_L}{1 + j\omega C_o R_L}$$

Ganancia a freq. medias.

Parte de alta freq.

Parte de baja freq. porque en el numerador tenemos $\boxed{j\omega C_o R_L + 0}$

$$G_v(j\omega) = -\underbrace{\frac{R_2}{R_g + R_1}}_{A_m} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + j\omega \underbrace{C_2 R_2}_{\frac{1}{\omega_{PH}}}}}_{F_H(j\omega)} \cdot \underbrace{\frac{j\omega + 0\,\omega_{zL}}{j\omega + \underbrace{\frac{1}{C_o R_L}}_{\omega_{PL}}}}_{F_L(j\omega)}$$

c) $$\boxed{f_{cs} = f_{PH} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 20\ kHz}$$

d) $$\boxed{f_{ci} = f_{PL} = \frac{1}{2\pi C_o R_L} = 10\ Hz}$$

6 SEPTIEMBRE 2007. → apuntes clase pág. 356.

PROBLEMA 2

Cuando hay que convertir una pequeña señal de corriente i entregada por un sensor en una señal de tensión de amplitud adecuada para ser procesada correctamente, el Amplificador Operacional (AO) realimentado negativamente ofrece una solución elegante y sencilla que aparece en la Figura 2.

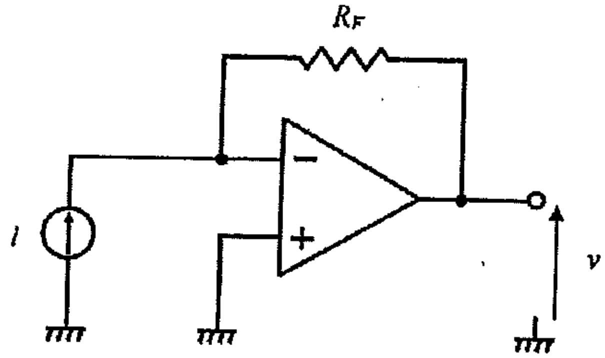


Figura 2

1. Suponiendo que la ganancia A_v del AO es enorme ($A_v \to \infty$) obtenga la ganancia $G_z = v/i$ justificando sus cálculos sólo con los datos que se le han dado hasta ahora sobre el circuito de la Figura 2 y sobre el AO. **(3 puntos)**

2. Lo que ha tenido que responder en el apartado anterior se basa en una aproximación que utiliza entre otras cosas el dato de $A_v \to \infty$. Como tal valor de ganancia no existe, vamos a evaluar qué diferencias habrá respecto al caso anterior por el hecho de que A_v sea finita y de valor $A_v = 10^7$ V/V. En este caso ya se necesitan datos adicionales sobre el AO que antes no eran necesarios, como son su impedancia de entrada que es $R_i = 10^7\ \Omega$ y su impedancia de salida que supondremos $R_o = 1\ K\Omega$ como se muestra en la Figura 3.

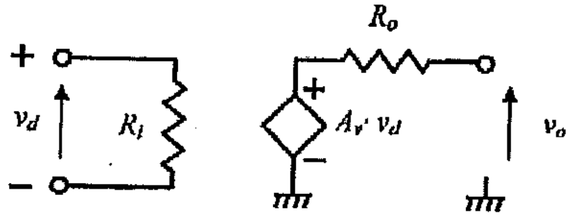


Figura 3

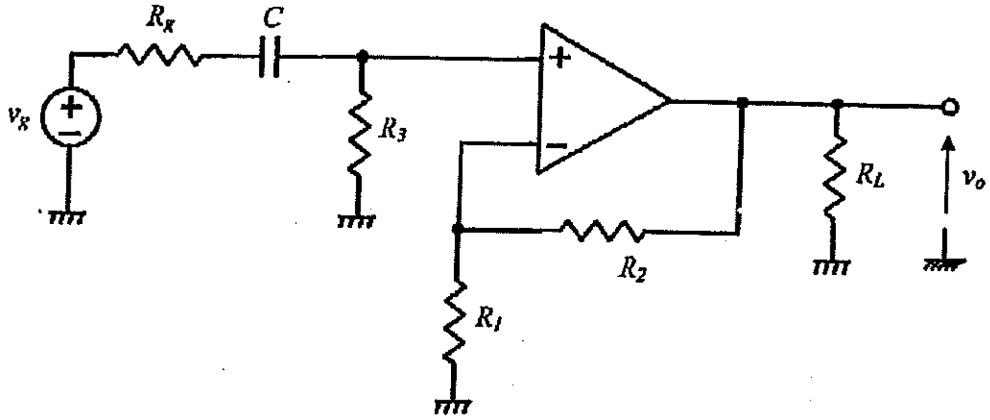
A la vista de las figuras anteriores, dibuje la red β que va a utilizar para aplicar el método rápido de análisis de circuitos realimentados, indicando qué señal se muestrea y qué señal se realimenta. Hecho esto, calcule el factor β de realimentación correspondiente. **(7 puntos)**

3. Dibuje la red A' formada por el AO y los efectos de carga de la red β que eligió antes **(5 puntos)**
4. Obtenga la expresión de la ganancia A' indicando claramente las señales que relaciona (tensiones o corrientes). **(4 puntos)**
5. Suponiendo que R_F siempre será mucho mayor que R_O ($R_F >> R_O$) obtenga la expresión completa de la ganancia $G_Z = v/i$. **(5 puntos)**
6. De la expresión anterior deduzca qué conversor será menos sensible frente a variaciones de A_V en los dos casos siguientes:
   a. Conversor I – V de alta ganancia: $R_F >> R_i$.
   b. Conversor I – V de alta ganancia: $R_F << R_i$. **(3 puntos)**
7. Ahora sí estamos en condiciones de evaluar el error que la excelente aproximación del apartado 1 produce al evaluar G_Z. Hágalo para estos dos casos: $R_F = 500\ K\Omega$ y $R_F = 100\ M\Omega$. Dé sus respuestas en partes por millón (ppm) **(3 puntos)**

SEPTIEMBRE 2007.

PROBLEMA 4 AO

Necesitamos diseñar un amplificador no inversor de ganancia $G_v = 40$ dB, que se conectará a una etapa anterior (modelada como un generador de tensión v_g con impedancia de salida R_g) y que atacará a una etapa posterior cuya impedancia de entrada es R_L. Como solución se propone el esquema mostrado en la figura 5. En este problema estudiaremos la selección del amplificador operacional adecuado en función de las características y prestaciones de nuestro circuito, teniendo en cuenta que va a procesar señales de audio, cuya frecuencia máxima es de 20 KHz.



DATOS:
- $R_g = 10$ KΩ
- $R_L = 2$ KΩ
- $R_1 = 1$ KΩ
- $R_2 = 99$ KΩ
- $R_3 = 1$ MΩ

Figura 5

Para montar el amplificador, disponemos de los AOs *LM324* y *LF356*, que se alimentarán con tensión simétrica $V_{CC} = \pm 15$V. Los cuadros que aparecen a continuación incluyen algunas de sus características fundamentales. Considere ideales el resto de características.

DATOS AO LF356:
- *Ganancia a frecuencias medias:* $A_{vd} = 106$ dB
- *Margen dinámico a la salida (para tensión de alimentación simétrica $V_{CC} = \pm 15$V y $R_L = 2$ KΩ):* $V_{omax} = \pm 10$V
- *Slew Rate:* $SR = 12$ V/μs
- *Producto ganancia por ancho de banda:* $GxBW = 5$MHz
- *Corriente de polarización:* $I_{BIAS} = 30$ pA
- *Corriente máxima de salida* $I_{omax} = \pm 20$ mA

DATOS AO LM324:
- *Ganancia a frecuencias medias:* $A_{vd} = 100$ dB
- *Margen dinámico a la salida (para tensión de alimentación simétrica $V_{CC} = \pm 15$V y $R_L = 2$ KΩ):* $V_{omax} = \pm 10$V
- *Slew Rate:* $SR = 0{,}5$ V/μs
- *Producto ganancia por ancho de banda:* $GxBW = 1$MHz
- *Corriente de polarización:* $I_{BIAS} = 45$ nA
- *Corriente máxima de salida* $I_{omax} = \pm 20$ mA

1. Para los dos posibles AOs y teniendo únicamente en cuenta consideraciones sobre los límites del margen dinámico a la salida, ¿cuál será la amplitud máxima de la tensión sinusoidal de entrada $v_g = V_G \cdot sen(\omega t)$ que garantizará que no se produce distorsión por saturación de amplitud en la señal de salida? **(2 puntos)**
2. Para señales de entrada sinusoidales $v_g = V_G \cdot sen(\omega t)$ de amplitud máxima de 50 mV ($V_G \leq 50$mV) y teniendo en cuenta únicamente consideraciones sobre el *slew rate*, razone cuantitativamente si ambos tipos de AO (LM324 o LF356) son apropiados para su uso en el montaje. **(6 puntos)**
3. Teniendo en cuenta únicamente consideraciones sobre las corrientes de polarización, calcule el margen dinámico a la salida para ambos AOs. **(5 puntos)**
4. Seleccionamos finalmente el AO *LF356*, y, confiando en la baja impedancia de salida del AO realimentado, conectamos a la salida v_o unos auriculares cuya impedancia es $R_L = 10$ Ω para escuchar la señal que estamos procesando. Si ésta es una sinusoidal de amplitud 10 mV y frecuencia 1 KHz, la señal de salida amplificada 40 dB sería la que aparece en la Figura 6. Dibuje sin embargo la que realmente habrá en estas condiciones, indicando la razón de la diferencia. No tenga en cuenta el efecto del *slew rate*. **(4 puntos)**

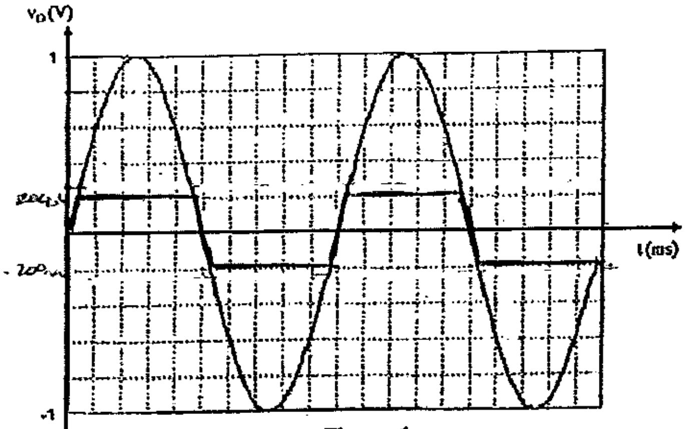


Figura 6

5. **Calcule la frecuencia de corte superior (-3 dB) que tendrá el amplificador con cada uno de los dos tipos de AO. (3 puntos)**

1.- Datos:

$V_{o\,max} = \pm 10\,V$

$G_v = 40\,dB = 10^{\frac{40}{20}} = 100$ ¿$V_{g\,max}$?

La señal a la salida será: $V_o = G_v \cdot V_g = G_v \cdot V_G \operatorname{sen} \omega t$

La señal máxima a la salida será: $V_{o\,max} = V_{G\,max} \cdot G_v$

Así despejamos el valor máximo de la amplitud a la entrada:

$$\boxed{V_{g\,max} = \frac{V_{o\,max}}{G_v} = \frac{\pm 10}{100} = \pm 100\,mV}$$

2.- Datos:

$V_g = V_G \operatorname{sen} \omega t$, $V_G = 50\,mV$

$G_v = 100$

$SR_{356} = 12\,V/\mu s$

$SR_{324} = 0,5\,V/\mu s$

$f_{max} = 20\,kHz$

$V_o = G_v \cdot V_g = G_v \cdot V_G \operatorname{sen} \omega t$

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = G_v \cdot V_G \cdot \omega \cdot \cos \omega t$$

$$\left.\frac{dV_o(t)}{dt}\right|_{max} = G_v \cdot V_G \cdot 2\pi f_{max} = 100 \cdot 0,05 \cdot 2\pi \cdot 20k = 0,628 \cdot 10^6 = 0,628\,V/\mu s$$

El amplificador LM324 no es apropiado para esta aplicación ya que $SR_{324} < \left.\frac{dV_o(t)}{dt}\right|_{max}$

El LF356 sí cumple la especificación.

3.- ¿MD? I_{BIAS}: Corriente de polarización

Datos:

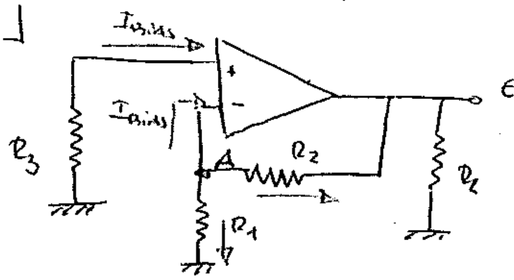
$I_{BIAS,356} = 30\,pA$

$I_{BIAS,324} = 45\,nA$

Por superposición, la señal a la salida será: $\boxed{V_o = G_V V_g + \varepsilon_0}$

Donde ε_0 es el ruido DC productivo por I_{BIAS}

Análisis en CC:



$V_+ = V_- = -I_{BIAS} \cdot R_3$

$I_+ = I_- = I_{BIAS}$

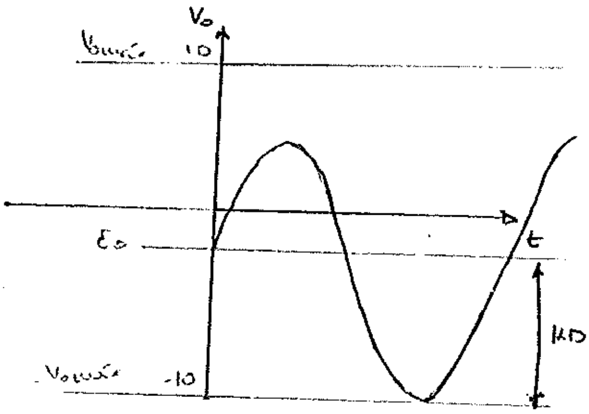
Nudo A: $I_{BIAS} + \dfrac{V_-}{R_1} + \dfrac{V_- - \varepsilon_0}{R_2} = 0$

$$I_{BIAS} + V_-\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{\varepsilon_0}{R_2}$$

$$I_{BIAS} - I_{BIAS} R_3\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{\varepsilon_0}{R_2} \Rightarrow \boxed{\varepsilon_0 = I_{BIAS} \cdot R_2 \left[1 - R_3\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right]} =$$

$$= \boxed{I_{BIAS}\left[R_2 - R_3\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\right]}$$

ε_0 = LF356: $= -3\,mV$; LM324: $= -4,5\,V$



$$\boxed{MD = \pm\left(|V_{omáx}| - |\varepsilon_0|\right)} =$$

= LF356: $= \pm(10 - 3m) \simeq \pm 10\,V$

LM324: $= \pm(10 - 4,5) = \pm 5,5\,V$

4.- $\boxed{LF\ 356}$ $R_L = 10\,\Omega$

$V_g = V_G \operatorname{sen} \omega t$; $V_G = 10\,mV$

$f = 1\,KHz$

$G_V = 40\,dB = 100$

$I_{omax,356} = \pm 20\,mA$

Con la nueva R_L se demandará más corriente al A.O. ($R_L = 10\,\Omega << 2K\Omega$)

R_L con la que habíamos calculado hasta ahora

Tenemos que calcular cuanta corriente se demanda y ver si sobrepasa los límites del A.O.

A la salida tendremos: $V_o = V_g \cdot G_V = G_V \cdot V_G \operatorname{sen} \omega t$

$$V_{omax} = G_V \cdot V_G$$

Y la corriente máxima demandada será: $\boxed{I_{om} = \frac{V_{omax}}{R_L} = \frac{G_V \cdot V_G}{R_L} = 100\,mA}$

$I_{om} = 100\,mA > I_{omax} \Rightarrow$ El A.O. no es capaz de entregar esa señal. En su lugar entregará una tensión constante dada por I_{omax}:

$$\boxed{V_{omax} = I_{omax} \cdot R_L = \pm 20\,mA \cdot 10\,\Omega = \pm 200\,mV}$$

5.- $G_V = 100$

$G \times BW_{324} = 1\,MHz$

$G \times BW_{356} = 5\,MHz$

¿f_H?

Podemos aproximar $\boxed{f_H \approx BW}$

Por lo tanto, $G \times BW = G_V \cdot f_H$

Así, podemos despejar: $\boxed{f_H = \frac{G \times BW}{G_V}}$ =

$LF\ 356 = \frac{5\,MHz}{100} = 50\,kHz$

$LM\ 324 = \frac{1\,MHz}{100} = 10\,kHz$