

Carpeta de

ELAN

Montero Espinosa

Resuelta en 2012

ELAN

Planificación

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CLASE	TEORÍA	EJERCICIOS DE CLASE	EJERCICIOS DE EXAMEN
CLASE 1 17/02/12	Introducción Amplificadores operacionales	Amplificadores operacionales	
CLASE 2 24/02/12	③ 1.1, 1.4	④ Ej. 4 ⑤ Diagramas de Bode (a)	② Jun 06 P1 (a,b) ④ Sep 04 P1 (a,b)
CLASE 3 02/03/12		① Diagramas de Bode (a)	② Sep 04 P1 ③ Sep 06 P3
CLASE 4 09/03/12	① T1.3 ③ T1.7		② Jun 06 P1 (lo que quedaba) ④ Sep 07 P1 (1,2,3)
CLASE 5 16/03/12			① Sep 07 P1 (4,5) ② Sep 08 P1 (1,2)
CLASE 6 23/03/12	② Leer pg 2.1, 2.2 ③ Pgs 2.3, 2.4 ④ Pg 2.5	⑤ Ej 1	① Sep 08 P1
CLASE 7 30/03/12	④ Apéndice 3		① Sep 08 P2 ② Resuelto: Sep 08 P3 ③ Resuelto: Sep 09 P1 ⑤ Jun 07 P2
CLASE 8 13/04/12			① Sep 04 P2 ② Jun 00 P3
CLASE 9 14/04/12			① Jun 10 P1 ② Jun 09 P1 ③ Resuelto: Sep 11 P1 (DAT) ④ Resuelto: Sep 10 P1 (DAT)

ÍNDICE DE CONTENIDOS

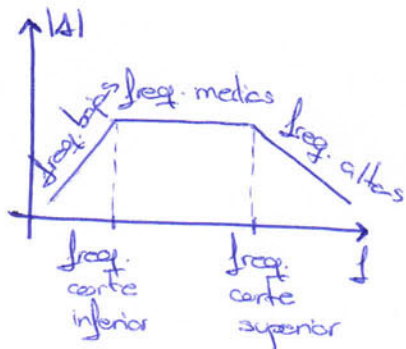
CLASE	TEORÍA	EJERCICIOS DE CLASE	EJERCICIOS DE EXAMEN
CLASE 10 20/04/12			① Jun 00 P3 ② Sep 09 P2 ③ Jun 08 P2
CLASE 11 27/04/12	① Ap 2.7 Explicado en los ejercicios.		② Jun 02 P3 ③ Ej 1. D. Bode (b) ④ Feb 97 P3
CLASE 12 04/05/12			① Feb 97 P3 ② Jun 07 P3 ③ Sep 09 P3
CLASE 13 11/05/12	② T.2-16 Apuntes detrás		① Sep 05 P2 ③ Jun 06 P3
CLASE 14 18/05/12	③ pgs T.2.11, T2.12		① Sep 05 P3 ② Sep 04 P3 ④ Sep 07 P3
CLASE 15 25/05/12			① Sep 06 P1 ② Sep 10 P1
CLASE 16 01/06/12			① Jun 09 P2 ② Sep 08 P3 ③ Jun 11 P3
CLASE EXTRA		Fotocopias soluciones oficiales: (Al final)	Jun 11 P2 Sep 11 P2 Jun 08 P3 Jun 10 P3 Sep 10 P4

ELAN

Teoría

REGIMENES DE FUNCIONAMIENTO

- Régimen estacionario: corriente continua (CC, DC) Sin cambios bruscos (IUEZ: Activa directa, saturación...)
- Régimen transitorio: corriente continua (CC, DC) Con cambios bruscos
- Régimen permanente sinusoidal (CA, AC)
 - Gran señal:
 - * Limitaciones de los AO. reales. (Señales tan grandes que no las pueden abarcar)
 - * Etapas de potencia.
 - Pequeña señal: Dentro de los límites.
 - * Frecuencias medias.
 - * Frecuencias bajas.
 - * Frecuencias altas.



TIPOS DE CIRCUITOS

- Amplificadores
- Osciladores
- Filtros

PROGRAMA DE LA ASIGNATURA

1. Análisis de la respuesta en frecuencia de los circuitos electrónicos y su representación como diagrama asintótico de Bode (módulo y fase).

- Diagramas de Bode
- Respuesta en bajas frecuencias
- Respuesta en altas frecuencias

2. Análisis de circuitos realimentados y su respuesta en frecuencia con análisis de su estabilidad, su compensación o su oscilación.

- Introducción. Teoría de la realimentación
- Efectos sobre la sensibilidad. Ancho de banda y distorsión
- Topologías básicas de amplificadores realimentados
- Análisis de amplificadores realimentados
- Estabilidad de amplificadores realimentados
- Osciladores sinusoidales

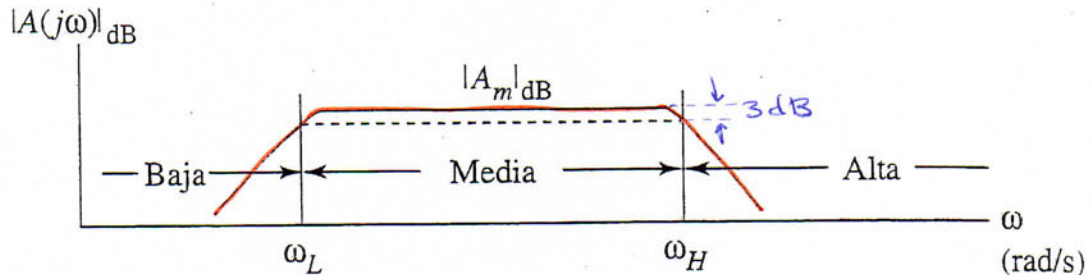
TEMA 1: RESPUESTA EN FRECUENCIA

1.1 Ancho de banda

En este capítulo analizaremos las propiedades dinámicas de los circuitos electrónicos en pequeña señal incluyendo las capacidades en nuestro análisis. En esta tónica, debemos recordar, a partir de ahora, que:

- Los **condensadores de acoplo y desacoplo** hacen que la ganancia disminuya en **bajas frecuencias**.
- Las **capacidades internas** de los transistores y demás componentes 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:



La línea (a trazos) 3 dB por debajo del valor máximo de ganancia corta a la curva de ganancia en las frecuencias ω_L y ω_H . Esto define las regiones de baja, media y alta frecuencia de la figura. En frecuencias superiores a ω_H , las capacidades internas del transistor reducen la ganancia; por debajo de ω_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 ω_L y la frecuencia de corte superior ω_H de un amplificador. El **ancho de banda** del amplificador viene definido por $\omega_B = \omega_H - \omega_L \approx \omega_H$ en donde se suele justificar la aproximación, ya que $\omega_L \ll \omega_H$.

Circuito equivalente en frecuencias medias

En el tema anterior (repasso 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 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.

WZF
Esto es lo que no sabíamos en EBAS, donde simplemente calculábamos la ganancia a frecuencias medias

Aunque aquí tratamos genéricamente el término "frecuencia", en los problemas deberemos ser minuciosos en la distinción entre pulsación (ω) y frecuencia (f).

A modo de resumen acerca de lo que debemos hacer con los condensadores del circuito, podemos utilizar el siguiente cuadro:

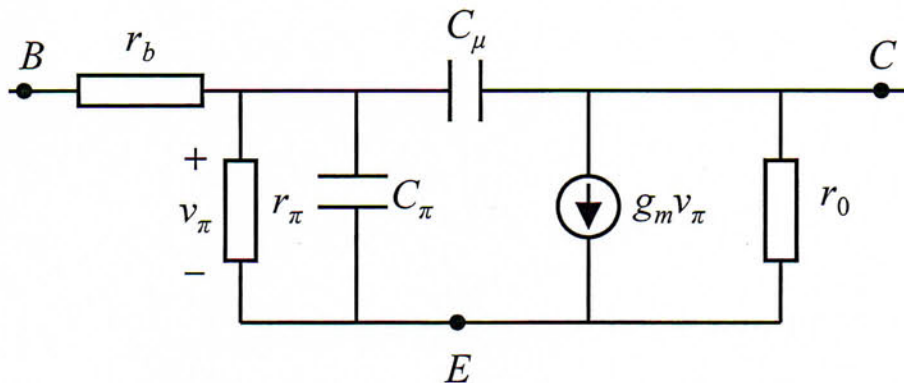
	Condensadores de acoplo y desacoplo	Capacidades internas
A frecuencias bajas...	Se dejan	Circuito abierto
A frecuencias medias...	Cortocircuito	Circuito abierto
A frecuencias altas...	Cortocircuito	Se dejan

Aunque a continuación nos metemos más profundamente en el tema.

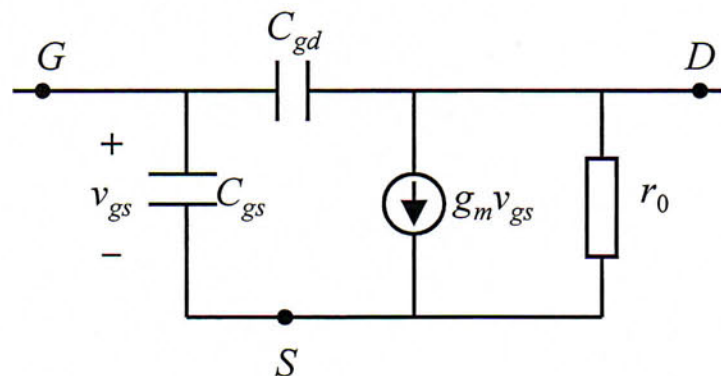
1.2 Respuesta en alta frecuencia

1.2.1 Modelos de transistores en alta frecuencia

Transistor Bipolar



Transistor de Efecto Campo (MOSFET y JFET)



Aunque desde hace tiempo no aparecen transistores en el examen, nos va a venir muy bien estudiar ciertos circuitos con BJTs y FETs para entender mejor este tema.

CUIDADO!!!! Esta estimación SÓLO se puede hacer si tenemos un polo dominante en alta frecuencia. En los enunciados de examen nos lo dirán explícitamente.

Es muy importante entender que lo que aquí presentamos es sólo una aproximación. El mejor estudio que se puede hacer para hallar de forma más veraz esta frecuencia de corte, lo presentamos en el punto 2.4

Este método es muy similar al ya visto en el punto anterior para alta frecuencia

CUIDADO!!!! De nuevo, esta estimación SÓLO se puede hacer si tenemos un polo dominante en baja frecuencia. En los enunciados de examen nos lo dirán explícitamente.

1.2.2 Método de las constantes de tiempo en circuito abierto

Este método es útil para estimar la frecuencia de corte superior de un circuito, ω_H , **cuando haya un polo dominante**.

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 ω_H utilizando:

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

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$$

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.

1.3 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 que tengan capacidad finita. Eso quiere decir que si nos dan un condensador con capacidad $C \rightarrow \infty$ 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.

1.3.1 Método de las constantes de tiempo en cortocircuito

Este método es útil para estimar la frecuencia de corte inferior de un circuito, ω_L , **cuando haya un polo dominante**.

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 ω_L utilizando:

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

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

(rad/s)

(Hz)

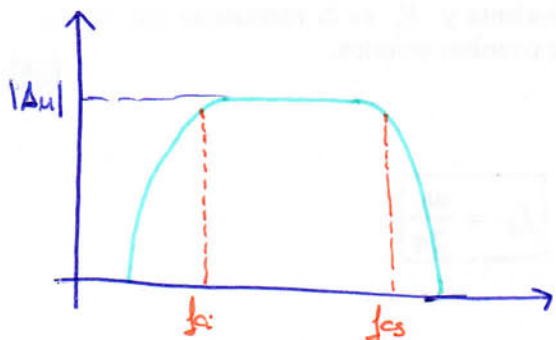
La teoría asociada a la anterior ecuación supone que existe un polo dominante en baja frecuencia; sin embargo, generalmente usaremos la ecuación sin comprobar esta suposición.

ANÁLISIS APROXIMADO EN FRECUENCIA

■ Análisis a frecuencias medias

En el circuito { Los condensadores de alta frecuencia son circuitos abiertos
{ Los condensadores de baja frecuencia son cortocircuitos.
(ej: acopl.)

En este circuito hallamos A_u (ganancia a frecuencias medias, $A_u \in \mathbb{R}$)



$$\omega = 2\pi f$$

■ Análisis en alta frecuencia

En el circuito { Aparecen los condensadores de alta frecuencia
{ Dejamos los de baja frecuencia como cortocircuitos.

En este circuito hallaremos de forma aproximada la f_H : $\frac{1}{\omega_H} = \sum \tau_i$

donde $\tau_i = R_i \cdot C_i$

C_i \equiv cada condensador que queda en el circuito equivalente en alta frecuencia ("condensadores de alta frecuencia")

R_i \equiv resistencia equivalente vista por C_i cuando los otros condensadores de alta frecuencia se dejan en circuito abierto

Método de los dos de tiempo en circuito abierto

Recomendación para hallar R_{eq} :

! Anulamos los gen. indep. \hat{z} Gen. prueba $\Rightarrow R_{eq} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$

Solo podemos usar este método cuando hay un solo polo de alta frecuencia o superamos la existencia de un polo dominante.

■ Análisis en baja frecuencia

En el circuito { Todos los condensadores de alta frecuencia se dejan en circuito abierto.
{ Aparecen los condensadores de baja frecuencia

En este circuito hallaremos de forma aproximada f_L : $\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_i}$

$$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_i}$$

Método de los dos de tiempo en corto dc.

C_i \equiv cada condensador que queda en el circuito de baja frecuencia ("condensadores de baja frecuencia")

R_i \equiv resistencia equivalente vista por C_i cuando los otros condensadores de baja frecuencia se dejan en cortocircuitos.

1.4 Función de transferencia

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

$$A(s) = F_L(s) A_M F_H(s)$$

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:

$$\omega_L \ll \omega \Rightarrow F_L(s) = 1$$

$$\omega \ll \omega_H \Rightarrow F_H(s) = 1$$

De esta forma podemos decir que:

Frecuencias medias: $\omega_L \ll \omega \ll \omega_H \Rightarrow A(s) = A_M$

Frecuencias bajas: $\omega \ll \omega_L \Rightarrow A_L(s) = A_M F_L(s)$

Frecuencias altas: $\omega_H \ll \omega \Rightarrow A_H(s) = A_M F_H(s)$

Las relaciones entre estas tres magnitudes son:

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

1.4.1 Banda de baja frecuencia

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

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

Por cada condensador una fracción y por cada bobina una fracción.

donde $\omega_{Z1}, \dots, \omega_{ZN}$ son las frecuencias donde se sitúan los ceros y $\omega_{P1}, \dots, \omega_{PN}$ son las frecuencias de los polos de baja frecuencia.

Si $\omega_{P1} \gg \omega_{P2}, \dots, \omega_{PN}$, entonces existe un **polo dominante** y tenemos que:

$$F_L(s) \approx \frac{s}{s + \omega_{P1}} \Rightarrow \omega_L \approx \omega_{P1}$$

ω_{Z} suelen ser despreciables

1.4.2 Banda de alta frecuencia

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

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

Por cada condensador de alta frecuencia (y bobina) tendremos una fracción.

donde $\omega_{Z1}, \dots, \omega_{ZN}$ son las frecuencias donde se sitúan los ceros y $\omega_{P1}, \dots, \omega_{PN}$ son las frecuencias de los polos de alta frecuencia.

Si $\omega_{P1} \ll \omega_{P2}, \dots, \omega_{PN}$, entonces existe un **polo dominante** y tenemos que:

$$F_H(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{P1}}} \Rightarrow \omega_H \approx \omega_{P1}$$

El número complejo s también se puede expresar como:
 $s = j\omega$

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

Normalmente las frecuencias de los ceros son altas:

$$\omega_{Zi} \rightarrow \infty$$

por lo que se pueden despreciar

1.5 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 Hercios (Hz).

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

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

- La escala vertical es normal (no logarítmica).
 - En la izquierda se representa el módulo de la función de transferencia $A(j\omega)$, 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 $A(j\omega)$ en grados. Cada separación vertical suele ser de 45° .

1.5.1 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.

1.5.2 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 desfase de $+90^\circ$ 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 desfase de -90° de forma lineal desde una década antes hasta una década después del mismo. Dicho de otra forma, cada polo 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.

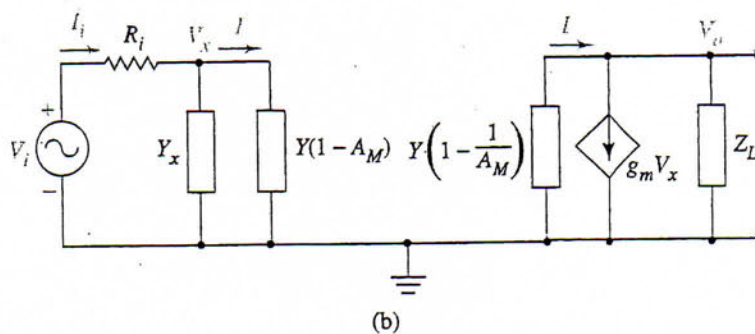
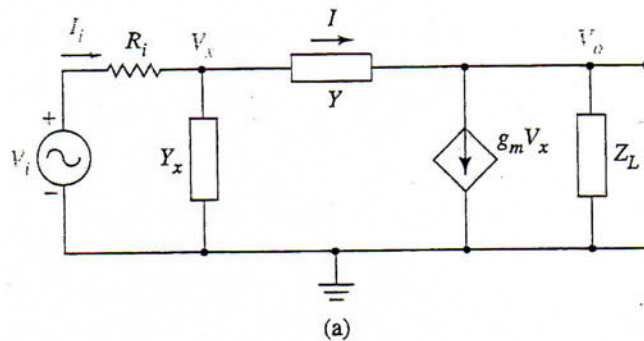
A este tipo de gráficas se denomina semilogarítmica.

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

En el contexto de este tema, lo usaremos sobre todo para analizar circuitos en alta frecuencia.

1.6 Teorema de Miller

En muchos circuitos una admitancia Y puentes 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.



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

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 $|I| \ll |g_m V_x|$. Esto nos da

$$A_M = -g_m Z_L$$

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

1.7 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:

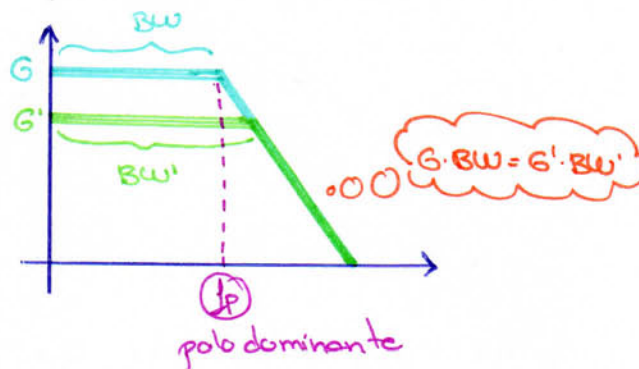
$$G \times BW = \text{constante}$$

dato de los amplis

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 ELAN:

- Realimentación negativa.
- Osciladores senoidales.
- Estabilidad.

Los conceptos de "ruido" y "distorsión" se estudiarán en asignaturas posteriores a CEAN.

Estas ventajas compensan ampliamente la reducción de la ganancia, que puede solucionarse agregando algunas etapas más de amplificación.

No confundir esta β con la β de los transistores BJT

La sustracción de la que hablamos en el último punto se produce en el sumador que aparece en el diagrama.

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.

TEMA 2: REALIMENTACIÓN

2.1 Introducción

La realimentación es una técnica habitual en amplificadores y osciladores, que consiste en devolver parte de la salida de un sistema a la entrada.

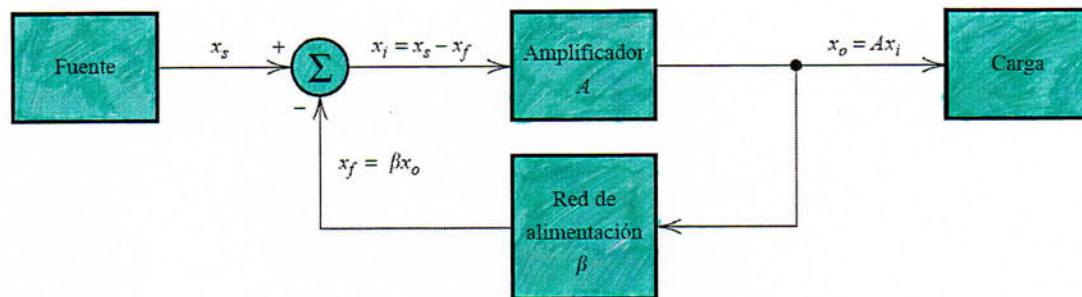
La realimentación puede ser negativa o positiva:

- En la **realimentación negativa**, una parte de la señal de salida es devuelta a la entrada y *se opone* a la señal de entrada original. Normalmente, resulta útil en **amplificadores**.
- En la **realimentación positiva**, la señal de realimentación *refuerza* a la entrada original. Se aprovecha en el diseño de **osciladores**, que abordaremos en la última sección de este tema.

La **realimentación negativa** tiene la desventaja de reducir la ganancia de un amplificador, pero tiene potencialmente muchas **ventajas**, entre las que se incluyen la estabilización de ganancia, la reducción de la distorsión no lineal, la reducción de ciertos tipos de ruido, el control de las impedancias de entrada y salida y el aumento del ancho de banda.

2.2 Estructura general de realimentación – efectos de la realimentación sobre la ganancia.

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.



En este diagrama:

- El amplificador sin realimentar (en circuito abierto) tiene una ganancia A ; entonces, su salida x_o 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. La red de realimentación produce una muestra de la salida, x_f , que está relacionada con x_o por el factor de retroalimentación β :

$$x_f = \beta x_o$$

- 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:

$$x_i = x_s - x_f$$

A y β pueden ser funciones complejas de la frecuencia, pero de momento supondremos que son constantes reales.

La ganancia del amplificador de realimentación (es decir, la ganancia del amplificador completo) se puede obtener al combinar las tres anteriores ecuaciones:

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

Nos referimos a A_f como la **ganancia en bucle cerrado**, porque es la ganancia con el bucle de realimentación conectado. Por el contrario, A es la **ganancia en bucle abierto**, porque es la ganancia con el bucle de realimentación abierto (desconectado). El producto $A\beta$ se denomina **ganancia de bucle**.

Observaciones:

- 1 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).
- 2 La ecuación anterior indica que para $A\beta$ positiva, la ganancia con realimentación será menor que la ganancia A de circuito abierto.
- 3 Si, como es el caso en muchos circuitos, la ganancia de bucle $A\beta$ es grande, $A\beta \gg 1$, entonces de la última ecuación se deduce que $A_f \approx 1/\beta$ que es un resultado muy interesante: La ganancia del amplificador de realimentación está casi por completo determinada por la red de realimentación.

Estas tres observaciones son MUY importantes.

Al "Principio de Cortocircuito Virtual" (P.C.V.) también se le conoce como "Restricción del punto suma".

2.3 Condiciones para poder suponer el Principio de Cortocircuito Virtual en un A.O.

En primer lugar, vamos a hacer el razonamiento que nos lleva a las dos conclusiones importantes del final de este punto. No será objeto de examen pero conviene que lo entendamos. Es sencillo:

Volviendo de nuevo a la figura de la página anterior, tenemos:

$$x_f = \beta x_o$$

Y además sabemos que:

$$x_o = A_f \cdot x_s$$

Por lo que:

$$x_f = \beta A_f x_s$$

Ahora sólo tenemos que sustituir el valor de A_f para obtener:

$$x_f = x_s \frac{A\beta}{1 + A\beta}$$

En esta expresión, si $A\beta \gg 1$, entonces $x_f \cong x_s$, y por lo tanto $x_i = x_s - x_f \cong 0$

La conclusión es que en un amplificador con realimentación, y con $A \gg 1$, la salida del amplificador toma el valor requerido para llevar la señal de entrada del amplificador, x_s , casi a cero. Esta restricción se llama **Principio de Cortocircuito Virtual**.

Para ser más correctos, si $A \rightarrow \infty$, tendremos exactamente:

$$x_f = x_s$$

Más concretamente, cuando nos pregunten las condiciones que deben cumplirse para poder asumir igual de tensiones a la entrada del A.O. contestaremos estas dos:

- Amplificador Operacional con ganancia infinita ($A \rightarrow \infty$).
- Existencia de realimentación negativa.

2.4 Topologías básicas de realimentación: método de análisis de circuitos realimentados.

2.4.1 Introducción: tipos de realimentación

En esta sección, vamos a ver que hay cuatro tipos básicos de realimentación que tienen efectos diferentes sobre las impedancias de entrada y de salida de los amplificadores.

Si la red de realimentación *muestra* la tensión de salida, decimos que el amplificador tiene una **realimentación de tensión**. Por el contrario, si la red de realimentación *muestra* la corriente de salida, se dice que el amplificador tiene una **realimentación de corriente**.

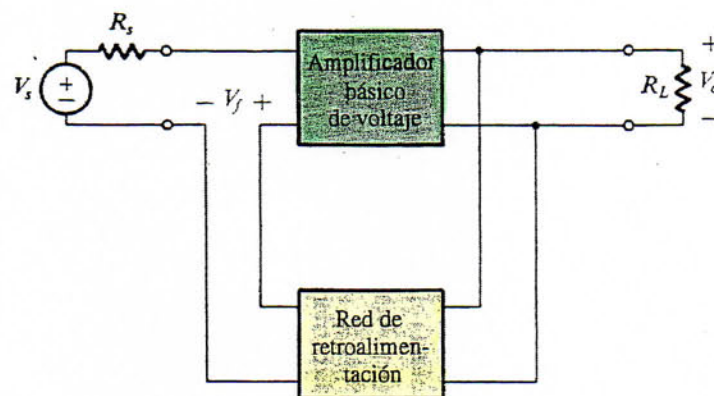
La señal de realimentación puede conectarse en serie o en paralelo con la fuente de señal y los terminales de entrada del amplificador. De acuerdo con ello, podemos tener **realimentación serie** o **realimentación paralelo**.

Ambos conceptos pueden combinarse, de modo que tenemos cuatro tipos de realimentación:

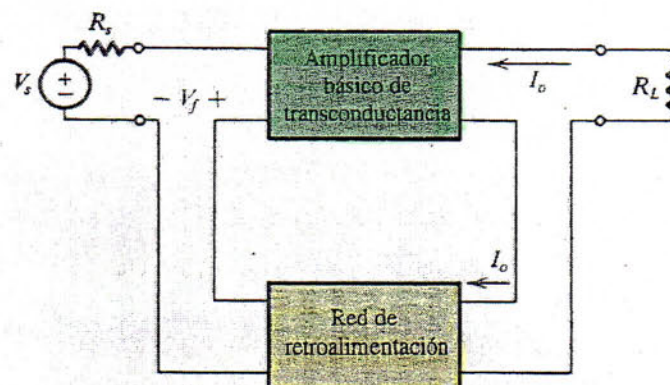
- De tensión en serie, también conocida como configuración “**serie – paralelo**”
- De corriente en serie, “ “ “ “ “ **“serie – serie”**
- De tensión en paralelo, “ “ “ “ “ **“paralelo – paralelo”**
- De corriente en paralelo, “ “ “ “ “ **“paralelo – serie”**

Los modelos para cada tipo de configuración son:

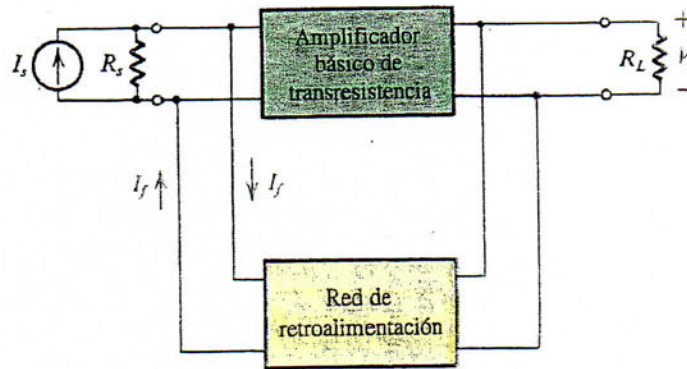
Configuración serie-paralelo (tensión en serie)



Configuración serie-serie (corriente en serie)



Configuración paralelo-paralelo (tensión en paralelo)



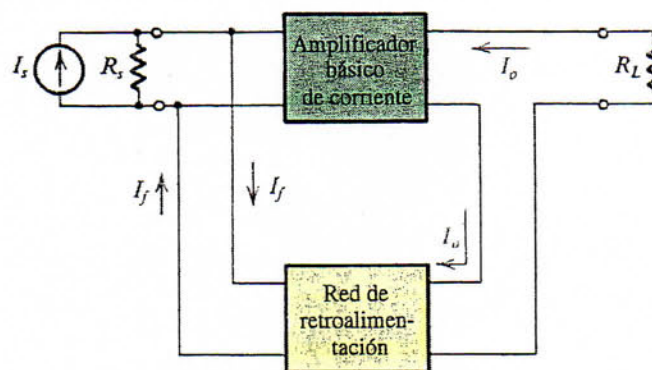
Lo que vamos a estudiar en las cuatro páginas siguientes es un método mecánico de análisis de circuitos realimentados, que difiere un poco según la configuración a la que nos enfrentemos.

No obstante, en el Apéndice 3 puedes encontrar una "chuleta" para aprenderte estos cuatro modelos de análisis de forma sistemática.

Después de analizar las diferentes configuraciones de realimentación, pasaremos a estudiar algunos ejemplos de circuitos realimentados basados en Amplificadores Operacionales, y hablaremos de ciertos trucos para salvar dos puntos MUY importantes de estos ejercicios:

- Identificación de la realimentación negativa (y su diferenciación de la realimentación positiva).
- Identificación de la topología de realimentación.

Configuración paralelo-serie (corriente en paralelo)



2.4.2 Efectos de los distintos tipos de realimentación

Vamos a estudiar que son posibles cuatro tipos de realimentación. Un efecto de la realimentación negativa consiste en estabilizar y linealizar la ganancia (es decir, $A_f = x_f / x_s$ tiende a ser independiente de A). Sin embargo, cuál sea la ganancia estabilizada en particular depende del tipo de realimentación, tal y como iremos viendo a lo largo del tema, y en ejercicios de examen.

Por ejemplo, veremos que la realimentación en serie (negativa) aumenta la impedancia de entrada, mientras que la realimentación en paralelo la reduce. Si $A \cdot \beta$ es muy grande, la impedancia de entrada tiende a comportarse como un circuito abierto o un cortocircuito.

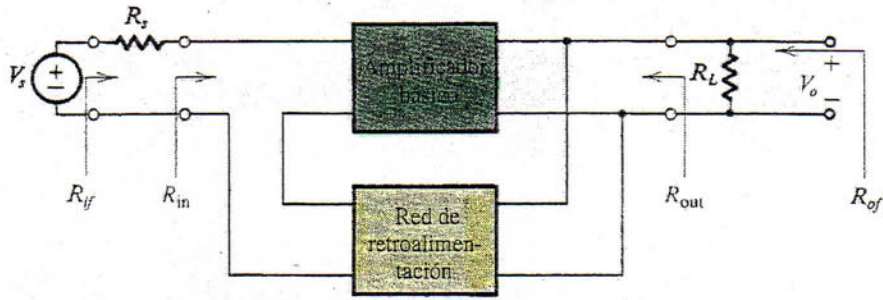
Para reducir la impedancia de salida, emplearíamos realimentación de tensión. Por el contrario, para aumentar la impedancia de salida, elegiríamos la realimentación de corriente.

Por supuesto, al hacer estas afirmaciones, suponemos realimentación negativa (el efecto de la realimentación positiva es el opuesto).

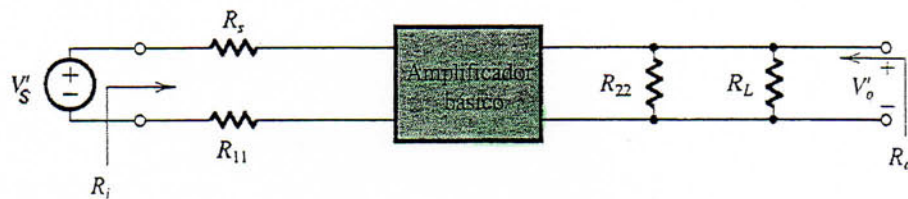
Podemos resumir el efecto de cada tipo de realimentación estableciendo que tiende a dar lugar a un amplificador ideal de un tipo determinado. Por ejemplo, la realimentación de tensión en serie aumenta la impedancia de entrada, reduce la impedancia de salida y estabiliza la ganancia de tensión. Por tanto, la realimentación de tensión en serie tiende a producir un amplificador de tensión ideal.

2.4.3 Configuración en serie-paralelo (tensión en serie)

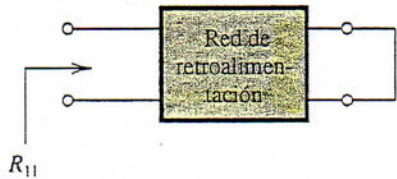
El diagrama de bloques de un amplificador realimentado en serie-paralelo es el siguiente:



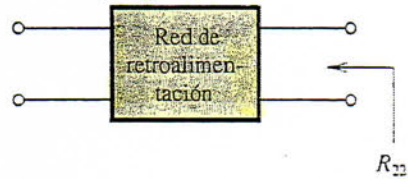
Cálculo de A_V



donde R_{11} se obtiene de



y R_{22} se obtiene de



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

Cálculo de β_V



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

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

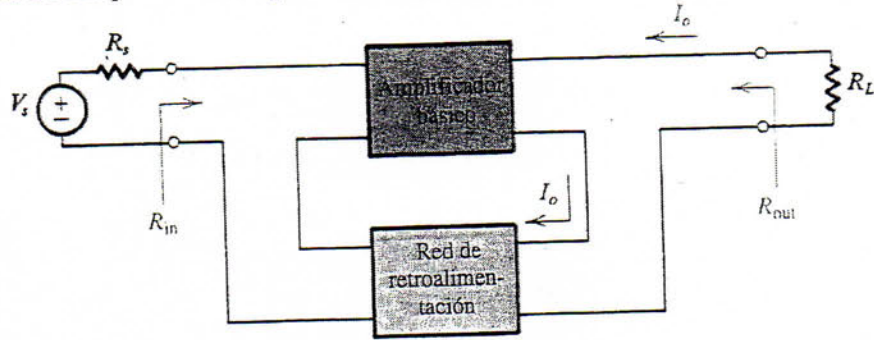
$$A_f = \frac{V_0}{V_S} = \frac{A_V}{1 + A_V \beta_V} \quad R_{if} = R_i (1 + A_V \beta_V) \quad R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_V \beta_V}$$

A partir de ellos podemos calcular:

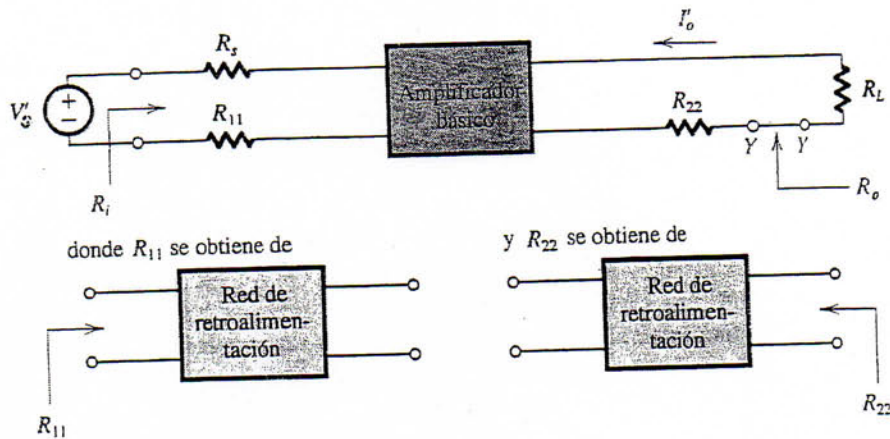
$$R_m = R_{if} - R_S \quad \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}$$

2.4.4 Configuración en serie-serie (corriente en serie)

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

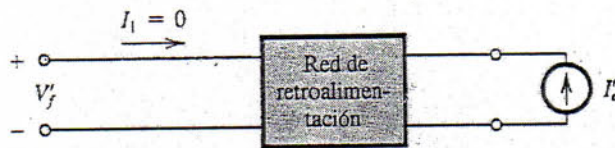


Cálculo de A_y



Donde A_y se define como: $A_y = \frac{I'_o}{V'_s}$ (U)

Cálculo de β_z



Donde β_z se define como: $\beta_z = \frac{V'_f}{I'_o} \Big|_{I_1=0}$ (Ω)

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

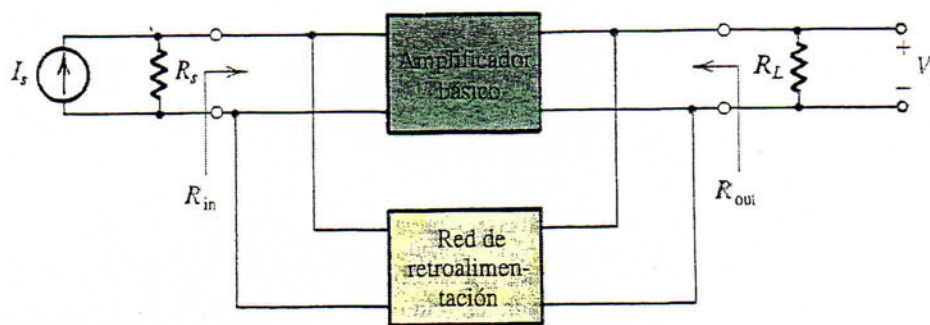
$$A_f = \frac{I_o}{V_s} = \frac{A_y}{1 + A_y \beta_z} \quad R_{yf} = R_i(1 + A_y \beta_z) \quad R_{of} = R_o(1 + A_y \beta_z)$$

A partir de ellos podemos calcular:

$$R_{in} = R_{yf} - R_s \quad R_{out} = R_{of} - R_L$$

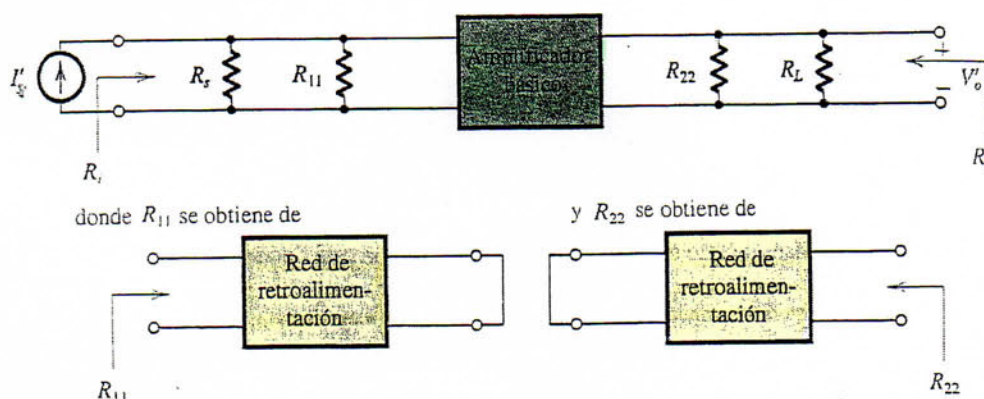
2.4.5 Configuración en paralelo-paralelo (tensión en paralelo)

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



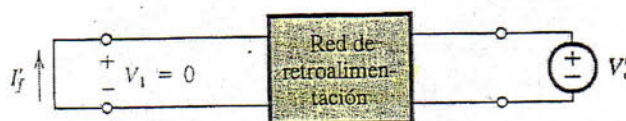
Cálculo de A_Z

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



Donde A_Z se define como: $A_Z = \frac{V'_o}{I'_s} (\Omega)$

Cálculo de β_Y



Donde β_Y se define como: $\beta_Y = \frac{I'_f}{V'_o} \Big|_{V_1=0} (\Omega)$

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

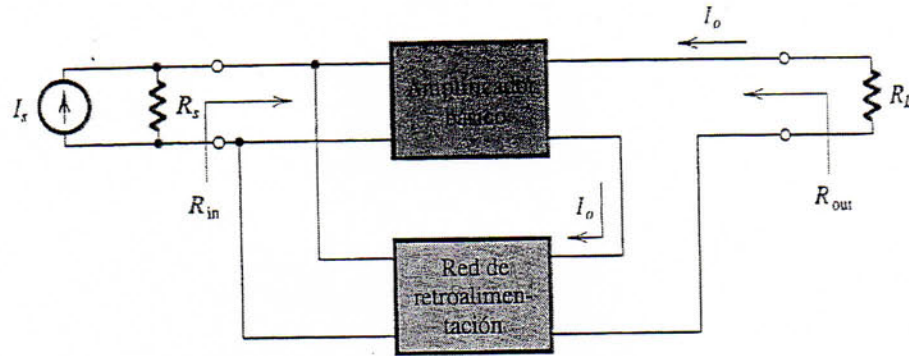
$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A_Z}{1 + A_Z \beta_Y} \quad R_{if} = \frac{R_i}{1 + A_Z \beta_Y} \quad R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_Z \beta_Y}$$

A partir de ellos podemos calcular:

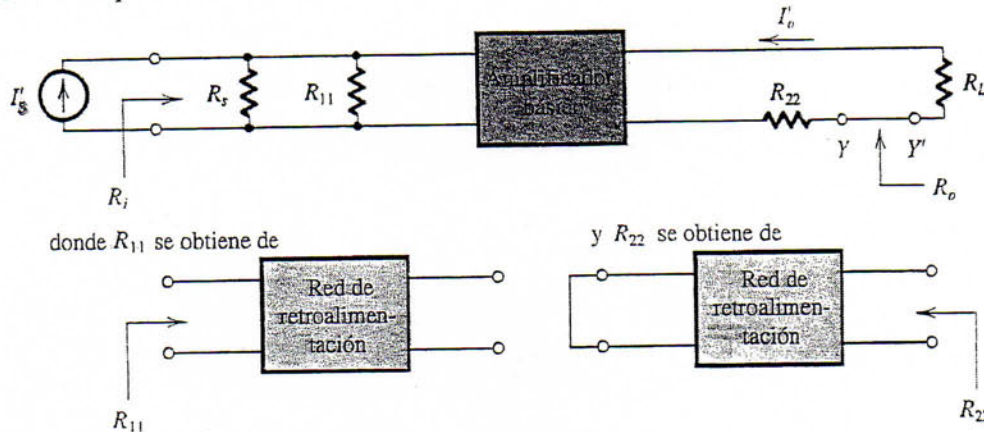
$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s} \quad \frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}$$

2.4.6 Configuración en paralelo-serie (corriente en 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: $A_I = \frac{I'_o}{I'_s}$

Cálculo de β_I



Donde β_I se define como: $\beta_I = \frac{I'_f}{I'_o} \Big|_{V_1=0}$

Una vez calculados se obtienen los parámetros del amplificador realimentado:

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

A partir de ellos podemos calcular:

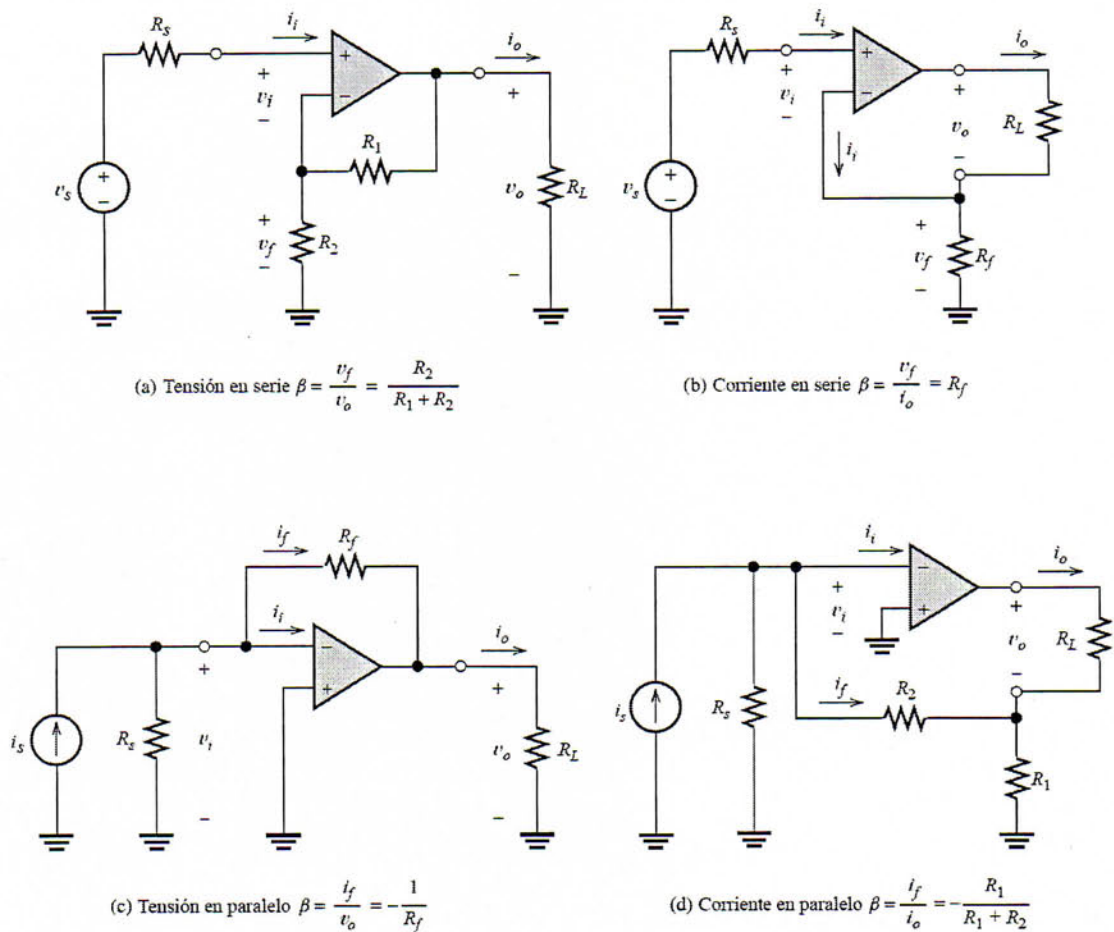
$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s} \quad R_{out} = R_{of} - R_L$$

2.5 Redes prácticas de realimentación.

En la práctica, utilizamos redes simples de resistencias (o, en algunos casos, resistencias y condensadores). Estos componentes se encuentran disponibles con valores precisos y estables (en función del tiempo y de los cambios de temperatura), comparados con los valores de los parámetros de los componentes activos (transistores).

Utilizamos realimentación negativa para que las características del amplificador dependan principalmente de la red de realimentación, logrando de este modo amplificadores con gran precisión y estabilidad.

La Figura siguiente muestra ejemplos de amplificadores realimentados que utilizan redes de realimentación prácticas de naturaleza resistiva.



2.5.1 Identificación de la realimentación negativa.

Todos los amplificadores realimentados mostrados en la figura tienen realimentación negativa.

- Por ejemplo, analicemos la realimentación de tensión en serie presentada en el apartado (a) de la figura y supongamos que v_s tiene un valor positivo. Esto da como resultado una tensión positiva en la entrada no inversora. El amplificador, a su vez, produce una tensión de salida positiva. La red de realimentación, compuesta por R_1 y R_2 , devuelve una parte de la tensión de salida a la entrada inversora, la cual reduce la tensión de entrada v_i . Por tanto, la realimentación actúa en oposición a la señal del generador original, y tenemos una realimentación negativa.

Por supuesto, si se intercambiaran los terminales de entrada inversor y no inversor, se obtendría realimentación positiva

Análisis similares son aplicables al amplificador con realimentación de corriente en paralelo y de tensión en paralelo que se muestran en los apartados (c) y (d) de la figura.

- A continuación, vamos a examinar el caso de la realimentación de corriente en serie (b). Una tensión del generador positiva eleva la tensión de entrada v_i . Esto da lugar a una corriente de salida positiva que fluye a través de la resistencia de realimentación R_f . La tensión resultante v_f es un valor positivo que es devuelto a la entrada inversora, la cual reduce la tensión de entrada v_i . Nuevamente, la señal de realimentación actúa en oposición a la señal del generador.

Quizás resulte más fácil comprender que la realimentación es negativa en cada caso, si se observa que la red de realimentación se conecta al terminal de la entrada inversora del amplificador. Una señal que recorra el bucle formado por el amplificador y la red de realimentación encuentra una inversión de fase. Por tanto, una señal que viaja por el bucle llega a su punto de partida con la polaridad invertida.

2.5.2 Identificación del tipo de realimentación.

Realimentación serie ó paralelo

Podemos identificar la realimentación en serie y en paralelo examinando la configuración del circuito en la entrada del amplificador.

- Estudiando las Figuras (a) y (b) podemos verificar que el generador de señal, los terminales de entrada del amplificador y la salida de la red de realimentación, están en serie.
- Podemos comprobar también la conexión en paralelo de las Figuras © y (d).

Realimentación de corriente o de tensión

Para ver si existe realimentación de corriente, ponemos la carga en circuito abierto, de tal modo que la corriente de salida sea cero. Si la señal devuelta a la entrada del amplificador por la red de realimentación también resulta ser cero, el amplificador tiene realimentación de corriente.

Para ver si existe realimentación de tensión, cortocircuitamos la carga, de manera que la tensión de salida sea cero. Si la señal devuelta a la entrada del amplificador por la red de realimentación es también igual a cero, el amplificador tiene realimentación de tensión.

Utilizando estas pruebas, puedes verificar que los tipos de realimentación están correctamente identificados en la Figura.

En los ejercicios de examen comentaremos otros trucos para identificar bien el tipo de realimentación.

Hasta ahora, en nuestra exposición sobre la realimentación, hemos supuesto que la ganancia en bucle abierto A y el factor de realimentación β son independientes de la frecuencia. En realidad, todo lo que estudiábamos hasta ahora en este tema, era para frecuencias medias.

Sin embargo, como se ha visto en los primeros temas, debido a las capacidades parásitas de los dispositivos y del cableado, y las inductancias del cableado, la ganancia de cualquier amplificador es una función de la frecuencia.

IMPORTANTE:

Aquí sólo trataremos estos efectos para amplificadores con polo dominante.

2.6 Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados con polo dominante

Cuando se aplica realimentación a un amplificador, puede obtenerse una respuesta en frecuencia no deseada, a menos que se tenga cuidado al diseñar el amplificador y la red de realimentación. Además, es posible que un amplificador con realimentación diseñado de forma inadecuada oscile (es decir, genere espontáneamente señales que interfieran con la señal que supuestamente va a amplificarse).

Nota importante: Normalmente, los amplificadores a los que se pretende aplicar realimentación están acoplados en continua. Por lo tanto, el módulo de la ganancia es constante a bajas frecuencias, pero cae a altas frecuencias debido a la influencia de la freq. de corte.

2.6.1 Efectos de la realimentación sobre la posición del polo dominante.

Algunos amplificadores tienen un único polo, y su ganancia en bucle abierto tiene la forma:

$$A(j\omega) = \frac{A_o}{j\frac{\omega}{2\pi f_{PH}} + 1}$$

En el diagrama de Bode para $A(f)$, la magnitud de la ganancia es aproximadamente de $20 \log |A_o|$ para bajas frecuencias. Por encima de f_{PH} , la ganancia cae con una pendiente de 20 decibelios por década.

donde A_o es la ganancia en bucle abierto del amplificador, y f_{PH} es la frecuencia de corte en bucle abierto.

Ahora consideramos agregar realimentación negativa a este amplificador, suponiendo que el factor de realimentación β es constante. En estas circunstancias, se puede demostrar que la nueva expresión de la ganancia con realimentación es:

$$A_f(j\omega) = \frac{A_{of}}{\frac{s}{2\pi f_{PHf}} + 1}$$

Donde:

- La ganancia de continua de bucle cerrado es: $A_{of} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta}$

- La frecuencia de corte en bucle cerrado es: $f_{PHf} = f_{PH}(1 + A_o\beta)$

Observa que la ganancia en bucle cerrado $A_f(j\omega)$ tiene la misma expresión matemática que la ganancia en bucle abierto $A(j\omega)$. Sin embargo, el efecto de la realimentación consiste en dividir la ganancia de continua por el factor $(1 + A_o\beta)$ y multiplicar la frecuencia de corte por el mismo factor.

2.6.2 Diagramas de Bode para un amplificador realimentado con polo dominante.

Vamos a ilustrar este punto mediante un caso práctico:

Un determinado amplificador operacional integrado tiene un solo polo en su función de ganancia. La ganancia de continua en bucle abierto es $A_o = 10^5$, y la frecuencia de corte en bucle abierto es $f_{PH} = 10 \text{ Hz}$. Obtener los diagramas de módulo de Bode para $A(f)$ y $A_f(f)$ si $\beta = 0,01, 0,1, \text{ y } 1$.

SOLUCIÓN:

La ganancia en continua en decibelios es:

$$A_{o,dB} = 20 \log |A_o| = 100 \text{ dB}$$

El diagrama de Bode de la ganancia en bucle abierto $A(f)$ se ilustra en la siguiente figura. Observa que la ganancia es aproximadamente constante hasta $f_{PH} = 10 \text{ Hz}$ y luego decrece con una pendiente de 20 dB por década.

- Para $\beta = 0,01$, tenemos que:

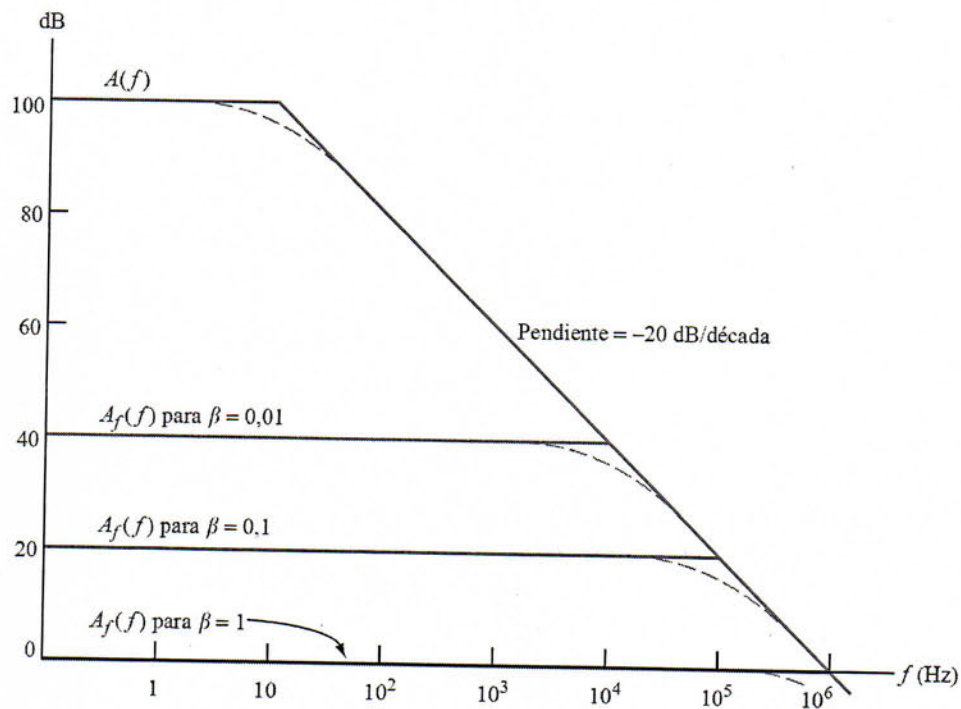
$$A_{0f} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta} = 99,9$$

Expresando esto en decibelios, tenemos $A_{0f \text{ dB}} \cong 40 \text{ dB}$.

Además, del punto anterior deducimos que la nueva frecuencia del polo es:

$$f_{PHf} = f_{PH} (1 + A_0\beta) \cong 10 \text{ kHz}$$

En la misma figura se muestra el diagrama de Bode para la ganancia en bucle cerrado.



Observa que el segmento de caída en el diagrama (frecuencias por encima de 10 kHz) es idéntico al que tenemos cuando no hay realimentación.

El efecto de la realimentación es reducir la ganancia a bajas frecuencias y aumentar la frecuencia de corte

- De forma similar, para $\beta = 0,1$, tenemos $A_{0f \text{ dB}} \cong 20 \text{ dB}$ y $f_{PHf} \cong 100 \text{ kHz}$
- Para $\beta = 1$, tenemos $A_{0f \text{ dB}} \cong 0 \text{ dB}$ y $f_{PHf} = 1 \text{ MHz}$

2.6.3 Producto ganancia – ancho de banda con polo dominante

Recuerda que llamamos factor de desensibilización a:

$$1 + A\beta$$

Particularizando para la zona de baja frecuencia (es decir, nuestras frecuencias medias en estos circuitos), este producto, en el amplificador realimentado, tendrá la forma:

$$A_{of} f_{bf} = \frac{A_o}{1 + A_o\beta} \cdot f_b (1 + A_o\beta) = A_o f_b$$

A menudo, se proporciona la especificación del producto ganancia-ancho de banda para un amplificador.

Por tanto, el producto de la ganancia de continua por el ancho de banda es independiente del factor de desensibilización. Utilizando valores diferentes para β , podemos seleccionar una ganancia grande y un ancho de banda pequeño, o una ganancia pequeña y un ancho de banda grande.

Resumiendo:

Un amplificador de un solo polo es estable, y el producto ganancia-ancho de banda es constante para todos los valores del factor de realimentación β .

Ahora vamos a ampliar nuestro estudio a amplificadores con más de un polo. ¡Recuerda que los que tienen un único polo son estables!

A partir de aquí hablaremos de funciones de transferencia respecto de la frecuencia (f). No te asustes, sólo hemos cambiado la variable, el concepto es el mismo.

Esta afirmación requeriría una explicación, que queda fuera del alcance de este temario. Tienes esta breve explicación en Allan R. Hambley, "Electrónica", página 631.

El margen de ganancia es la cantidad en la que la ganancia de bucle se encuentra por debajo de 0 dB en la frecuencia para la que el desplazamiento de fase es igual a 180°.

El margen de fase es de 180° menos la magnitud del desplazamiento de fase en la frecuencia para la que la ganancia de bucle es igual a 0 dB.

2.7 Estabilidad en circuitos con realimentación negativa

2.7.1 Posibles oscilaciones en circuitos con realimentación negativa

En el diseño de amplificadores con realimentación, a menudo resulta útil considerar los diagramas de Bode de módulo y de fase de la ganancia de bucle $\beta A(j\omega)$. Normalmente, β es una constante y no contribuye a la fase. El efecto de β sobre el módulo consiste simplemente en desplazarlo verticalmente una distancia igual a $20 \log \beta$.

Por tanto, los diagramas de Bode de la ganancia de bucle $\beta A(j\omega)$ son iguales que los diagramas de Bode para la ganancia en bucle abierto del amplificador $A(j\omega)$, excepto por el desplazamiento vertical en el diagrama de módulo.

Como ya sabemos, la ganancia en bucle cerrado es:

$$A_f(f) = \frac{A(f)}{1 + \beta A(f)}$$

Para una frecuencia dada f_i , si $\beta A(f_i) = -1$, la ganancia en bucle cerrado se hace infinita. En este caso la respuesta transitoria correspondiente contiene una sinusoidal de amplitud constante.

Así, podemos concluir que existirá una oscilación (a priori, no deseada) si, a esa frecuencia:

- El módulo de $\beta A(f_i)$ es 1.
- La fase de $\beta A(f_i)$ es 180°.

Si el módulo de la ganancia de bucle es menor que la unidad, la amplitud de la señal decrece. Por el contrario, si el módulo es mayor que la unidad, la amplitud de la señal aumenta.

Es por esta razón que, al considerar la estabilidad de un amplificador, examinamos el diagrama de Bode para la ganancia de bucle $\beta A(f)$ con el fin de hallar la frecuencia f_{GM} para la cual la fase vale 180°. Si el módulo de la ganancia de bucle es menor que la unidad en esa frecuencia, el amplificador es estable. Por el contrario, si el módulo de la ganancia de bucle es mayor que la unidad, a esa frecuencia f_{GM} , el amplificador es inestable.

2.7.2 Obtención del margen de ganancia y margen de fase

Margen de ganancia

Para un amplificador estable, la ganancia en f_{GM} es menor que la unidad en magnitud (negativa cuando se expresa en decibelios). La cantidad en que la magnitud de ganancia de bucle se encuentra por debajo de 0 dB se denomina **margen de ganancia**.

Analíticamente:

$$MG = - |A\beta|_{dB} (\omega / \phi = -180^\circ)$$

Margen de fase

Otra medida de la estabilidad que puede obtenerse a partir de los diagramas de Bode es el **margen de fase**, que se determina en la frecuencia f_{PM} para la que el módulo de la ganancia de bucle $\beta A(f_{PM})$ es igual a la unidad, es decir, $20 \log |\beta A(f_{PM})| = 0$ dB. El margen de fase es la diferencia entre la fase real y 180°.

Analíticamente:

Para una escala centrada en 180°: $MF = -(180^\circ - \phi(f | |A\beta|_{dB} = 0))$

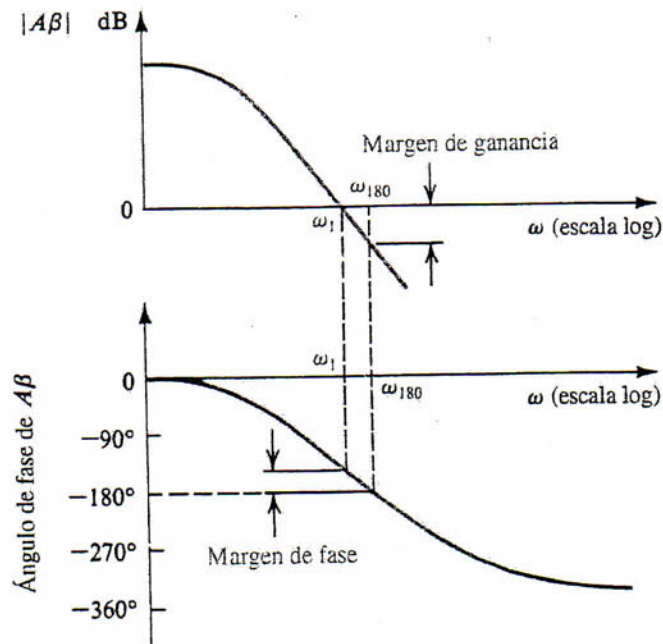
Para una escala centrada en -180°: $MF = -(-180^\circ - \phi(f | |A\beta|_{dB} = 0))$

Vamos a ver 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

Observa que estos diagramas tienen como variable independiente. Lo más normal es que nos los encontremos en f , en los ejercicios de examen.

¡¡¡Recuerda que 180° es lo mismo que -180° !!



En resumen: 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:

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

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:

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

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. Lo usual es que nos pidan compensar la inestabilidad con un margen de fase de 45°. 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:

1.- Compensación por desplazamiento de polo

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.

2.- Compensación por adición de polo

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).

3.- Compensación por disminución de la ganancia a frecuencias medias

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.

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

Por supuesto, en clase abordaremos otras especificaciones, como la de forzar un margen de ganancia determinado.

Jun'02 Ejercicio 3

Sep'98 Ejercicio 1

Feb'97 Ejercicio 3

Las formas de onda generadas pueden ser senoidales, cuadradas, triangulares, trenes de pulsos rectangulares, u otras formas de onda necesarias en un sistema electrónico.

Un oscilador lineal se forma conectando un amplificador y una red de realimentación en un bucle.

Pueden encontrarse muchos ejemplos de osciladores en los sistemas electrónicos. Por ejemplo, como has estudiado en CEDG, los computadores contienen osciladores que generan ondas cuadradas, conocidas como *señales de reloj*, que regulan las transiciones lógicas.

Observa el signo - del denominador!!! Se trata de **realimentación POSITIVA**!!!! Por eso difiere del signo + que habíamos visto hasta ahora, en realimentación negativa.

El producto $A(f)\beta(f)$ se denomina **ganancia de bucle**, ya que el amplificador y el camino de realimentación forman un bucle.

Esta condición da la frecuencia de oscilación f_0 del circuito.

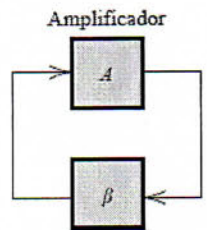
Esta prueba que las oscilaciones pueden existir en un circuito dado.

Esta afirmación es la que usaremos en la práctica. Si diseñamos para

2.8 Osciladores sinusoidales: realimentación positiva

2.8.1 Principios: osciladores lineales

Los osciladores son **circuitos inestables** que generan **señales periódicas**. Un oscilador convierte la potencia continua de la fuente de alimentación en una potencia de señal alterna en forma espontánea, sin que sea necesaria una fuente de entrada alterna.

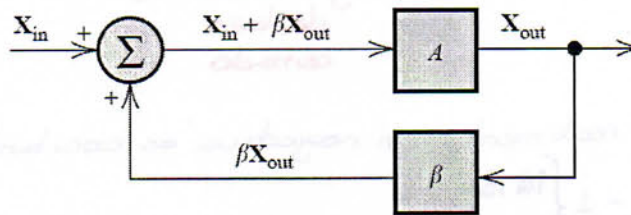


Red de realimentación selectiva en frecuencia

Pueden adoptarse varios métodos en el diseño de circuitos osciladores. El procedimiento que vamos a ver en esta asignatura consiste en incluir un camino de realimentación selectivo en frecuencia alrededor de un amplificador, que devuelve parte de la señal de salida a la entrada del amplificador. Esta realimentación es positiva, y da como resultado un circuito denominado oscilador lineal, que produce una salida aproximadamente senoidal. En condiciones adecuadas, la señal devuelta por la red de realimentación tiene exactamente la amplitud y fase correctas necesarias para sostener la señal de salida.

2.8.2 Criterio de Barkhausen

A continuación, vamos a deducir los requisitos para se produzca oscilación. Inicialmente, suponemos que se dispone de una fuente excitadora senoidal con fasor X_{in} , como se muestra en la figura siguiente, pero estamos interesados en un circuito que pueda generar una salida de forma espontánea. Por tanto, procederemos a averiguar las condiciones para las que el fasor de salida X_{out} puede ser distinto de cero, incluso aunque X_{in} sea cero.



Oscilador lineal con señal externa X_{in} inyectada

La salida del bloque amplificador de la Figura puede escribirse del siguiente modo:

$$X_{out} = A(f) [X_{in} + \beta(f) X_{out}]$$

Esta ecuación puede resolverse para X_{out} , dando como resultado: $X_{out} = \frac{A(f)}{1 - A(f)\beta(f)} X_{in}$

Si X_{in} es cero, la única manera de que X_{out} pueda ser distinta de cero es que el denominador de la ecuación anterior sea cero (en cuyo caso la ecuación se vuelve indeterminada). Por tanto, la condición que debe satisfacerse para la oscilación espontánea es:

$$A(f)\beta(f) = 1$$

En realidad, esta expresión exige dos requisitos, porque $A(f)\beta(f)$ es una magnitud compleja:

- **Condición de fase:** en primer lugar, el ángulo de fase de la ganancia de bucle debe ser cero a la frecuencia de oscilación:

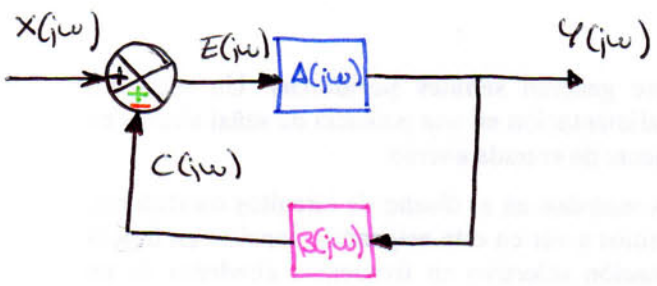
$$\phi(f_0) = 0$$

- **Condición de módulo:** Además, el módulo de la ganancia de bucle debe ser igual a la unidad:

$$|A(f_0)\beta(f_0)| = 1$$

Una afirmación alternativa es que la parte real de $A(f)\beta(f)$ sea igual a la unidad y la parte imaginaria sea igual a cero.

REALIMENTACIÓN NEGATIVA VS. REALIMENTACIÓN POSITIVA



- Realimentación negativa
- Realimentación positiva

$$\begin{aligned}
 Y(jw) &= E(jw) \cdot A(jw) \\
 E(jw) &= X(jw) - Y(jw) \cdot B(jw) \\
 C(jw) &= Y(jw) \cdot B(jw)
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} Y(jw) \\ E(jw) \\ C(jw) \end{aligned}} \right\}
 \begin{aligned}
 Y(jw) &= [X(jw) - Y(jw) \cdot B(jw)] \cdot A(jw) \\
 \frac{Y(jw)}{X(jw)} &= \frac{A(jw)}{1 + A(jw)B(jw)}
 \end{aligned}$$

Annotations for the closed-loop transfer function:

- $\frac{Y(jw)}{X(jw)}$: ganancia de bzo cerrado
- $A(jw)$: ganancia de bzo abierto
- $1 + A(jw)B(jw)$: realim. negativa

Un circuito con realimentación negativa es oscilante si el producto $A(jw) \cdot B(jw) = -1$

$$\begin{cases} |A \cdot B| = 1 \\ \phi(A \cdot B) = \pm 180^\circ \end{cases}$$

Con realimentación positiva:

$$\frac{Y(jw)}{X(jw)} = \frac{A(jw)}{1 - A(jw)B(jw)}$$

CRITERIO DE BARKHAUSEN - NOTA: Tenemos que forzar el criterio de Barkhausen siempre con la realim. en cto. abto

Para que puedan existir oscilaciones en un circuito con realimentación positiva se tiene que cumplir que $A(jw) \cdot B(jw) = 1 \in \mathbb{R}^+$

- Condición de fase: $\phi(A \cdot B) = 0^\circ$
- Condición de módulo: $|A \cdot B| = 1$

Alternativamente, en la práctica, solemos hacer lo siguiente:

- $\text{Im}(A \cdot B) = 0$
 - $\text{Re}(A \cdot B) = 1$
- Para conseguir esto, en los problemas aislamos los términos con j y los anulamos

tener una magnitud de ganancia de bucle igual a la unidad, una ligera reducción en la ganancia daría como resultado oscilaciones que tenderían a una amplitud cero.

Si $|A(\omega_0)\beta(\omega_0)| > 1$ el circuito también oscila y además es de auto-arranque

Circuitos de auto-arranque:

Si el módulo de la ganancia de bucle es exactamente igual a 1, el circuito necesitará de un generador de señal para arrancar.

Frecuentemente, diseñamos los osciladores de modo que la magnitud de la ganancia de bucle sea ligeramente mayor que la unidad para la frecuencia de oscilación deseada. Esto se hace porque una mayor magnitud de ganancia da como resultado oscilaciones que crecen en amplitud con el tiempo. Al final, la amplitud queda recortada por el amplificador, de manera que se obtiene una oscilación de amplitud constante.

Resumiendo, diseñando el circuito de manera que el módulo de la ganancia de bucle sea mayor que la unidad, el oscilador será de auto-arranque, con las oscilaciones surgiendo e incrementando su amplitud hasta un determinado momento.

2.8.3 ¿De verdad es posible la generación “espontánea” de señales?

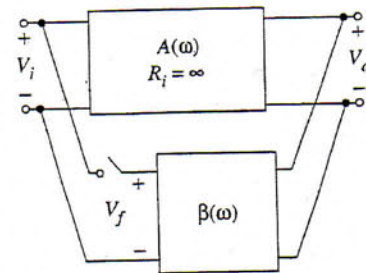
Se podría pensar que no es posible que un oscilador basado en el diagrama de bloques de la figura de la página anterior genere una señal de salida para $X_{in} = 0$. Después de todo, podríamos razonar que si el sistema no tiene señal de entrada, entonces no hay salida, por lo que no habría entrada al amplificador, y así sucesivamente. Sin embargo, lo que sucede en la práctica es que los transitorios asociados con el encendido del circuito suministran una señal inicial que crece en amplitud a medida que se propaga por el bucle (ya que hemos diseñado el circuito con una magnitud de ganancia de bucle mayor que la unidad). Incluso aunque se pudiera aplicar alimentación a un circuito oscilador sin generar transitorios, en los circuitos reales siempre hay presentes pequeñas señales de ruido que iniciarían las oscilaciones.

2.8.4 Ejercicios tipo. Resolución de problemas

La estructura de realimentación paralelo-paralelo de la figura describe muchos osciladores senoidales.

En la imagen, tenemos:

- $A(\omega) = V_0/V_i$, que proporciona la ganancia.
- $\beta(\omega) = V_f/V_0$, es la red de realimentación.



Una representación del oscilador, como la de la anterior figura, difiere del diagrama del amplificador realimentado (visto en la página T-3.7) en:

- Aquí consideramos la ganancia $A(\omega)$ como ganancia de tensión (no de transresistencia).
- $\beta(\omega)$ se define sin el concepto de realimentación a la entrada. Esto se traduce en la práctica, en que vamos a analizar el circuito con el INTERRUPTOR ABIERTO.
- La red de realimentación incluye los elementos reactivos (condensadores y bobinas) para proporcionar el desplazamiento de fase necesario para el realimentación positiva.
- No hay fuente de señal externa.

Análisis práctico:

En la práctica, en general, analizaremos el oscilador siguiendo estos pasos:

1. Siempre analizamos el oscilador con el interruptor abierto.
2. Hallamos una expresión para la ganancia de bucle (será una expresión compleja).
3. Aplicamos, a esa expresión, el **Criterio de Barkhausen**, en su “segunda versión”:
 - Forzaremos que la parte imaginaria de esta ganancia de bucle sea cero. Esto no sólo nos habla de la viabilidad del oscilador, sino que nos dará la frecuencia de oscilación.
 - Contando con que se cumple lo anterior, igualaremos la parte real a uno. Así podremos hallar otros parámetros que nos pidan, así como la **condición de arranque.**

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.

Normalmente trabajaremos con $j\omega$, con lo que en realidad hallaremos ω_0 .

A partir de la pulsación es fácil obtener la frecuencia.

Recuerda:
 $\omega_0 = 2\pi f_0$

Se trata de un repaso de lo ya visto en EBAS

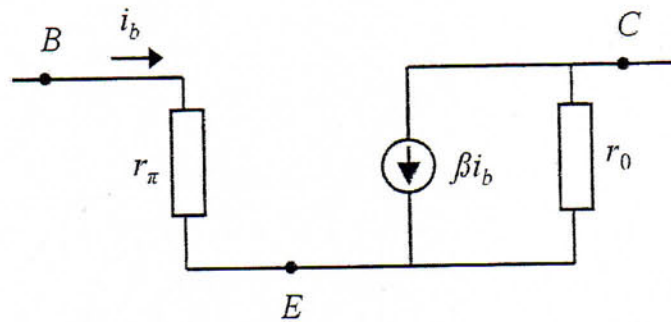
Antiguamente este era el primer tema de la asignatura. Desde las convocatorias de 2006 no entran transistores en el examen (tampoco en etapas de potencia). También se han suprimido oficialmente del temario.

APÉNDICE 1: AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES.

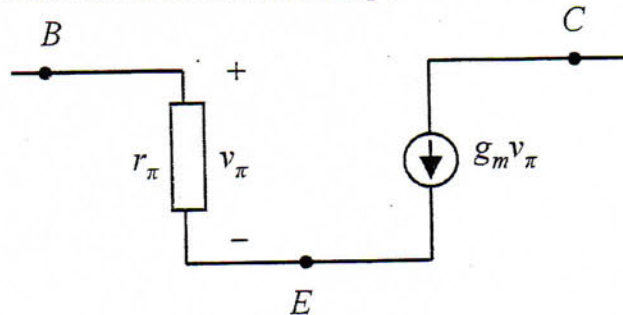
1.1 Transistor bipolar en pequeña señal a frecuencias medias

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

- 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 BJT como fuente de corriente controlada por tensión:



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):

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{\beta}{r_{\pi}}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

El efecto Early se considera en pocas ocasiones. Si en el enunciado nos indican:

$$V_A = \infty$$

significa que podemos prescindir de r_o

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

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:

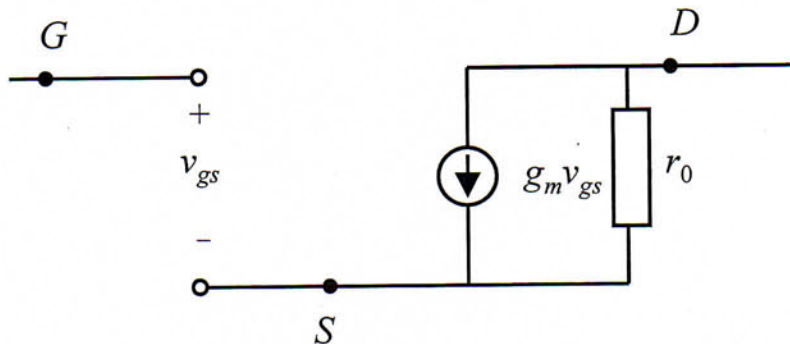
1- Determinar el punto de trabajo del transistor en CC (es decir la polarización del transistor).

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

$$\text{transconductancia: } g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2kI_D} \quad (\text{mos ó siemens})$$

Apenas se utiliza r_0 en los FET

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

1.3 Configuración de los amplificadores con transistores

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 es un BJT o un FET

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

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.

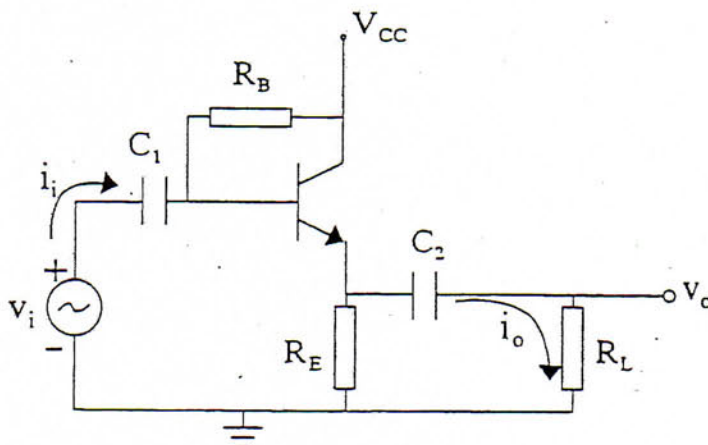
Esta es una aclaración importante

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).

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 caso de ser un FET se denominaría drenador común

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_o . Por tanto la pata por la que no pasa es la de colector.

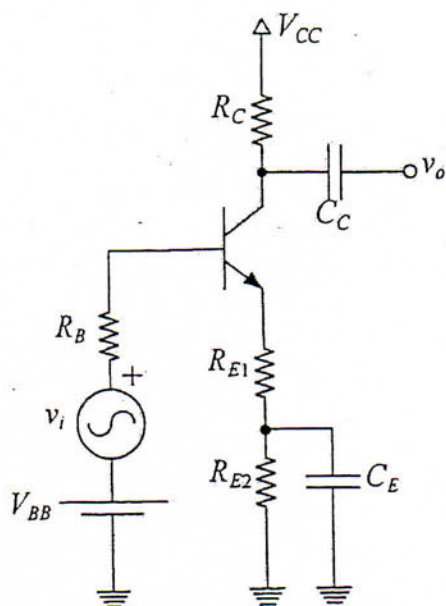
Los condensadores C_1 y C_2 son condensadores de acoplo y su misión fundamental es impedir que la corriente continua que polariza el circuito llegue a la carga o a la señal de entrada.

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



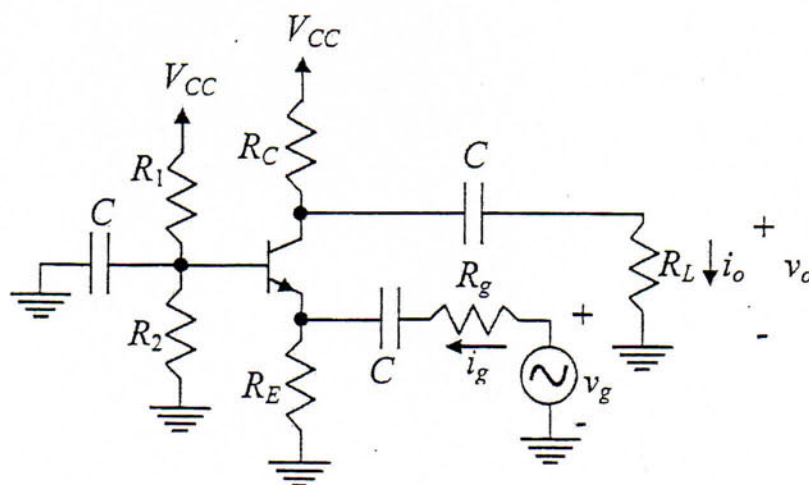
En este caso la configuración es de emisor común por que la señal v_i entra por la base y sale por el colector para alcanzar la salida v_o . En este circuito no hay resistencia de carga.

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}).

Base común

Esta es la configuración menos habitual



En caso de ser un FET se denominaría puerta común

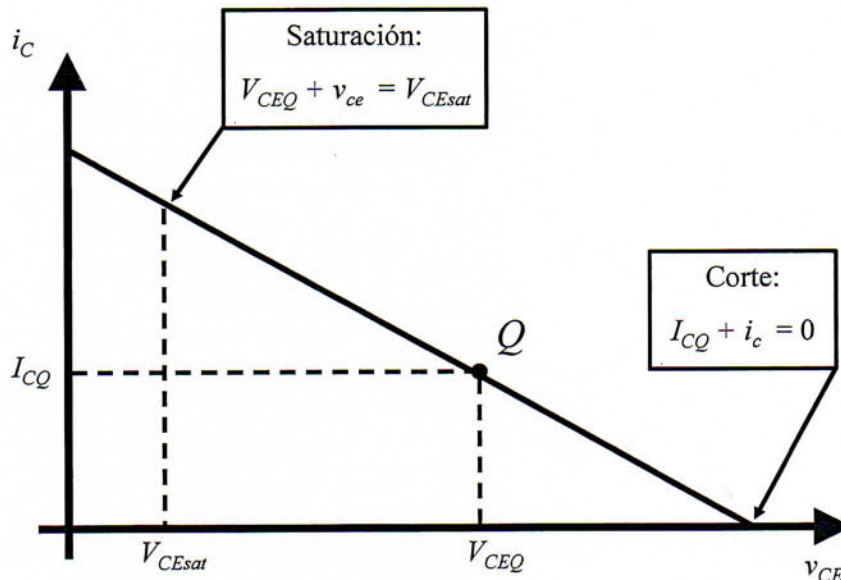
En este caso la configuración es de base común por que la señal v_i entra por emisor y sale por el colector para alcanzar la salida v_o .

1.4 Margen dinámico de amplificadores con transistores

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 el BJT se corte se debe cumplir que su corriente de colector total ($I_{CQ} + i_c$) 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 el BJT se sature se debe cumplir que su tensión colector emisor total ($V_{CEQ} + v_{ce}$) sea igual a la de saturación:

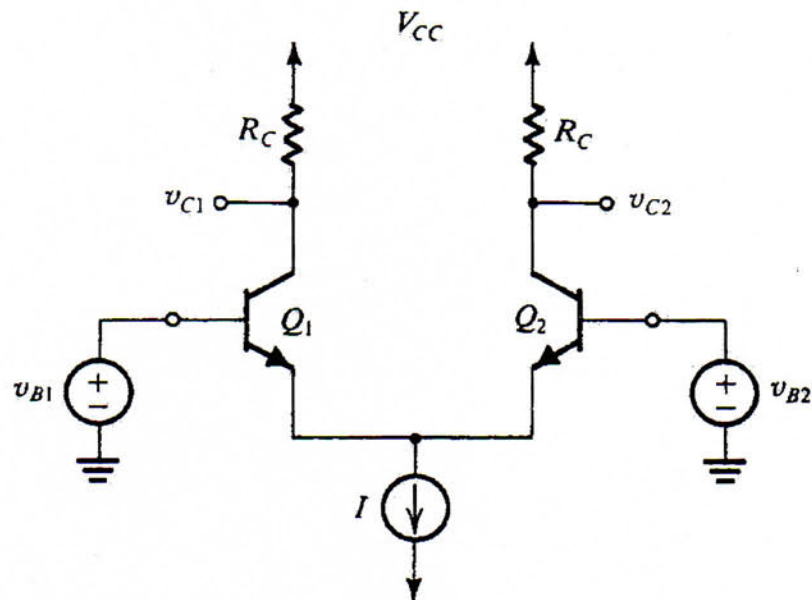
$$V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEsat}$$

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.

1.5 Amplificador diferencial

1.5.1 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:

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

donde: $A_d \equiv$ Ganancia en modo diferencial

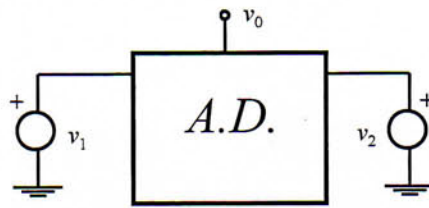
$A_c \equiv$ Ganancia en modo común

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

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

1.5.2 Modo diferencial y modo común

Sea nuestro amplificador diferencial en forma esquemática:

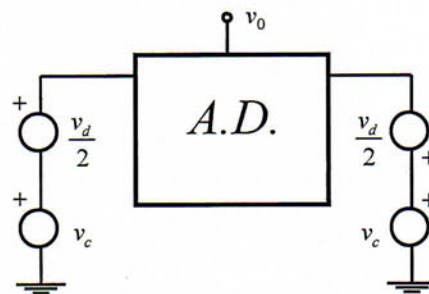


Donde la salida viene dada por: $v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_c\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) = A_d v_d + A_c v_c$

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

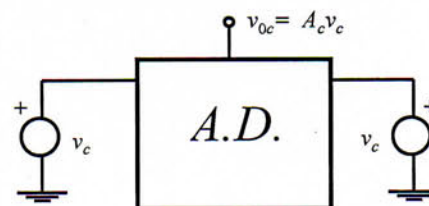
$$\left. \begin{array}{l} v_d = v_1 - v_2 \\ v_c = \frac{v_1 + v_2}{2} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_1 = \frac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 = -\frac{v_d}{2} + v_c \end{array} \right.$$

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



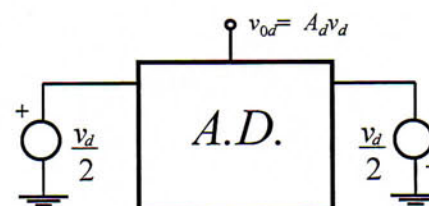
Ataque simétrico

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



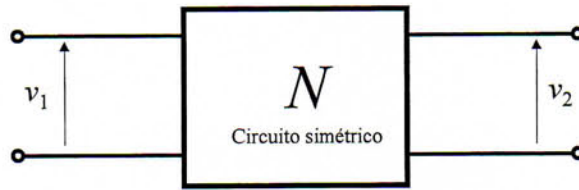
Ataque antisimétrico

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



1.5.3 Propiedades de los circuitos simétricos: Teorema de Barlett

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



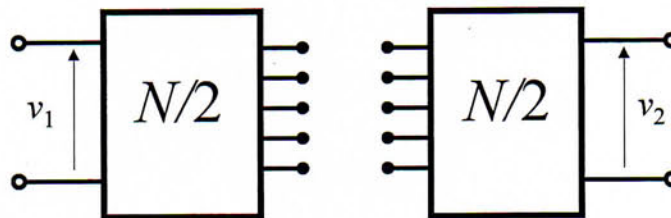
podemos "dividirlo" en dos semisecciones $N/2$ de la siguiente manera:

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



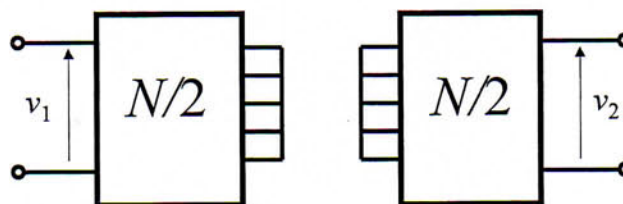
Ataque simétrico

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

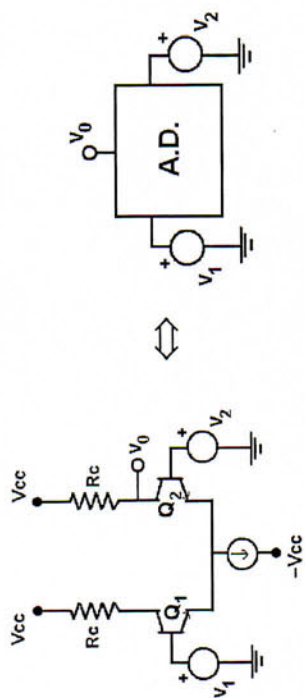
En un circuito simétrico con ataque antisimétrico ($v_1 = -v_2$) los valores de tensión y corriente en cualquier nudo o malla de la red N puede obtenerse del estudio de cualquiera de los dos semicircuitos cortocircuitando las ramas de enlace las ramas de enlace y teniendo en cuenta que puntos homólogos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



1.5.4 Resumen esquemático del estudio de pares diferenciales

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

También lo puedes encontrar como "Par Diferencial"



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

GANANCIA EN MODO DIFERENCIAL GANANCIA EN MODO COMÚN

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

FACTOR DE RECHAZO AL MODO COMÚN

NOTA: se trata de circuitos simétricos, con lo que podremos aplicar ciertas propiedades (T-6.3)

ANÁLISIS DE AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Vamos a hacerlo atacando con señales iguales (ataque simétrico) y opuestas (ataque antisimétrico)

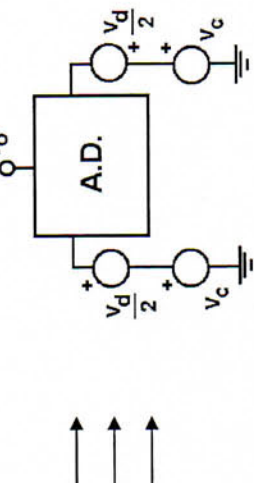
Tenemos:

$$v_d = v_1 - v_2$$

$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

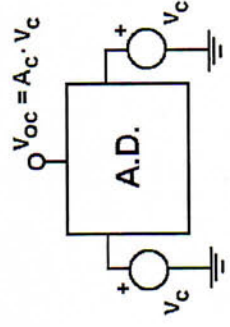
$$v_1 = \frac{v_d + v_c}{2}$$

$$v_2 = \frac{-v_d + v_c}{2}$$



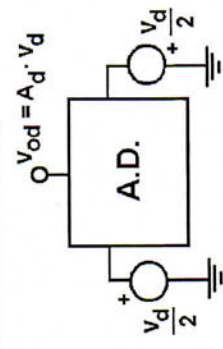
ATAQUE SIMÉTRICO MODO COMÚN

$$v_1 = v_2 \rightarrow v_d = 0$$



ATAQUE ANTISIMÉTRICO MODO DIFERENCIAL

$$v_1 = -v_2 \rightarrow v_c = 0$$



Teniendo el circuito dividido en dos secciones simétricas, podemos aplicar el Teorema de Bartlett:

- Estudiaremos sólo la parte izquierda, dejando en circuito abierto las ramas de enlace.
- Los puntos homólogos (simétricos) tienen valores de tensión y corriente idénticos.

- Estudiaremos sólo la parte izquierda, cortocircuitando las ramas de enlace.
- Los puntos homólogos (simétricos) tienen valores de tensión y corriente opuestos.

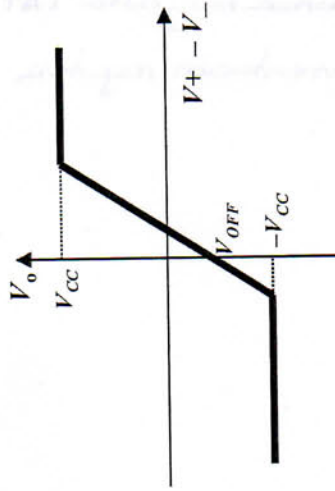
APÉNDICE 2: AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

Es importante que recordemos siempre, tal y como estudiamos en el tema de realimentación, que las aproximaciones que hacen que un A.O. sea ideal sólo se pueden aplicar cuando dicho amplificador está montado con realimentación negativa.

Además, este año estudiamos el circuito equivalente del A.O. Real, tal y como vemos en el tema 1.

Para libramos de la indeterminación, analizamos por nodos, usando además la ecuación $V_+ = V_-$

A.O. REAL

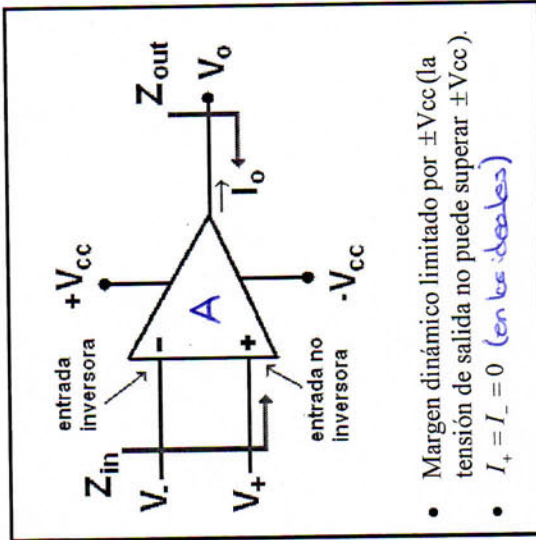


FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$V_o = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$$

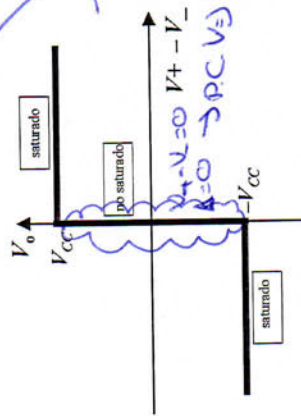
V_{OFF} suele ser dato en los ejercicios

AMPLIFICADOR OPERACIONAL



- Margen dinámico limitado por $\pm V_{cc}$ (la tensión de salida no puede superar $\pm V_{cc}$).
- $I_+ = I_- = 0$ (en los ideales)

A.O. IDEAL



FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

$$V_o = A_d \cdot v_d = A_d \cdot (V_+ - V_-)$$

La salida es siempre diferencial, es decir, directamente proporcional a la diferencia de tensión a la entrada.

ESTADOS

ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_+ = V_-$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

OTRAS PROPIEDADES

- $A_d \rightarrow \infty$
- $R_i \cdot Z_{in} \rightarrow \infty$
- $R_o \cdot Z_{out} = 0$

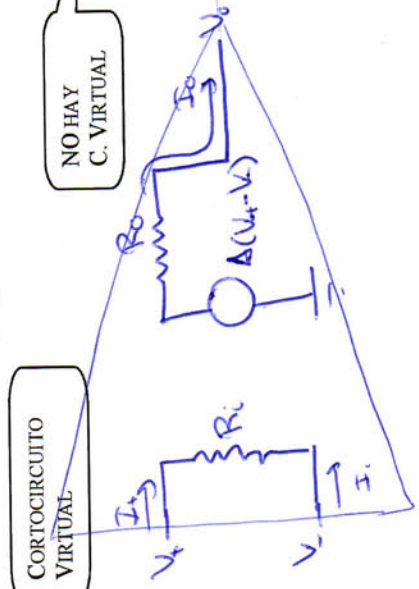
ESTADOS

ESTADO	PROPIEDAD
Lineal	$V_o = A \cdot (V_+ - V_-) + V_{OFF}$
Saturación	$V_o = \pm V_{cc}$

OTRAS PROPIEDADES

- $A \uparrow \neq \infty$
- $Z_{in} \uparrow \neq \infty$
- $Z_{out} \downarrow \neq 0$

Modelo



NO HAY C. VIRTUAL

¿Cuándo podemos usar datos ideales en un circuito con A.O.?

- Cuando explícitamente nos digan que los A.O.s son ideales
- $I_+ = I_- = 0$ lo tomamos como cierto siempre.
- $V_+ = V_-$ (P.C.V) se cumple si:
 - o A.O con ganancia muy alta (A \gg 1)
 - o Exista realimentación negativa

(Faint background text and diagrams from a textbook or lecture notes, including circuit diagrams and graphs.)

PROBLEMA 1

Se desea diseñar un amplificador de voltaje con una ganancia de 10. El circuito debe ser estable y tener una impedancia de entrada alta y una impedancia de salida baja.

SOLUCIÓN

Se utilizará un amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje (buffer) con una red de realimentación negativa.

Diagrama del Circuito:

Gráfico de la Característica de Transferencia:

Gráfico de la Respuesta en Frecuencia:

APÉNDICE 3: NOTAS SOBRE REALIMENTACIÓN

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

Recuerda que la otra nomenclatura usada sigue la forma:

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

Corriente - Paralelo

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

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

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

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

PARALELO: c.c.

SERIE: c.a.

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

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 muestradas y comparadas

ETAPA \ TOPOLOGÍA	ENTRADA	SALIDA
SERIE	v_S	i_O
PARALELO	i_S	v_O

3 Magnitudes de A , A' y β

$$\langle A \rangle = \langle A' \rangle = \frac{\langle \text{salida} \rangle}{\langle \text{entrada} \rangle}$$

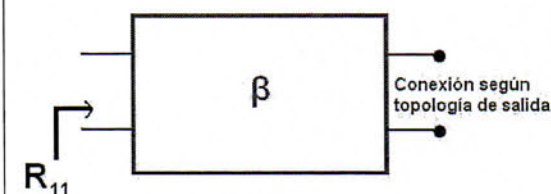
Esta es la magnitud que nos da el nombre del amplificador:

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

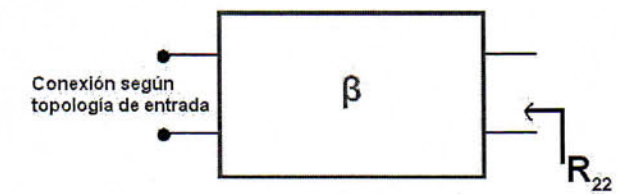
$$\langle \beta \rangle = \frac{\langle \text{entrada} \rangle}{\langle \text{salida} \rangle}$$

4 Cálculo de R_{11} y R_{22}

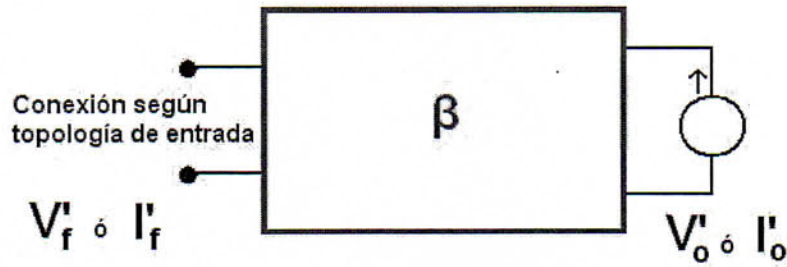
• R_{11}



• R_{22}



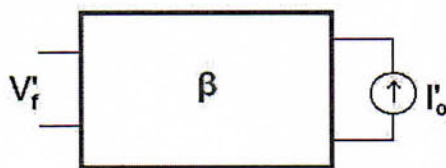
5 Cálculo de β



- 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: $\beta = \frac{\text{entrada}}{\text{salida}}$

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 :

$$\beta_z = \frac{\text{entrada}}{\text{salida}} = \frac{V_f}{I_o}$$

6 Parámetros del amplificador realimentado

- $A = \frac{A'}{1 + A'\beta}$
- R_{if} y R_{of}

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.

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

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.

- 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	$R_{if} = R_g // R_{in}$	$R_{of} = R_L // R_{out}$

Tienes todos los detalles en el tema 3.

APÉNDICE 4: MONTAJES TÍPICOS CON A.O.s

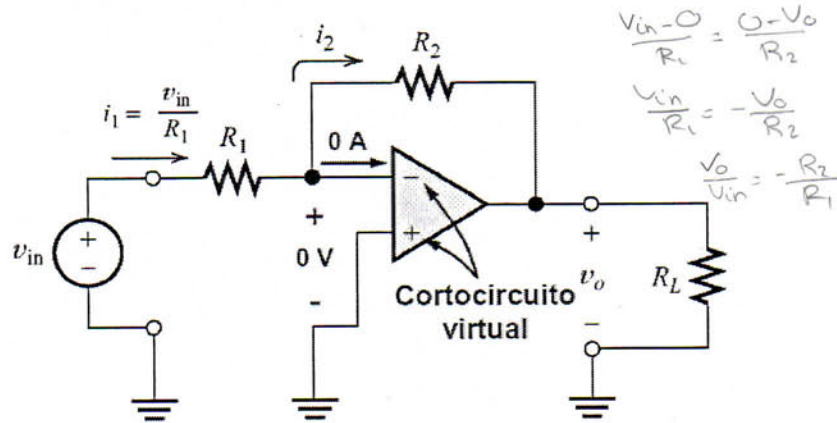
Este apéndice es una introducción al tema "Circuitos Lineales basados en A.O.s", de DCSE.

La gran mayoría de los circuitos que vamos a estudiar tienen realimentación negativa (salvo los dos últimos, que no tienen realimentación), con lo que podemos aplicar el Principio de Cortocircuito Virtual.

Vamos a estudiar en este apéndice algunos circuitos típicos cuyas características deberían ser familiares para facilitar algunas cuentas en ejercicios de examen. Obviamente todas ellas pueden deducirse (con análisis básico, como aprendimos en IACR), pero si nos las aprendemos y las utilizamos directamente, ganaremos mucho tiempo en el examen.

1 Amplificador inversor (CAI)

Se trata de un montaje muy típico que invierte la señal de entrada. Cuando las dos resistencias del montaje son idénticas tiene ganancia -1.

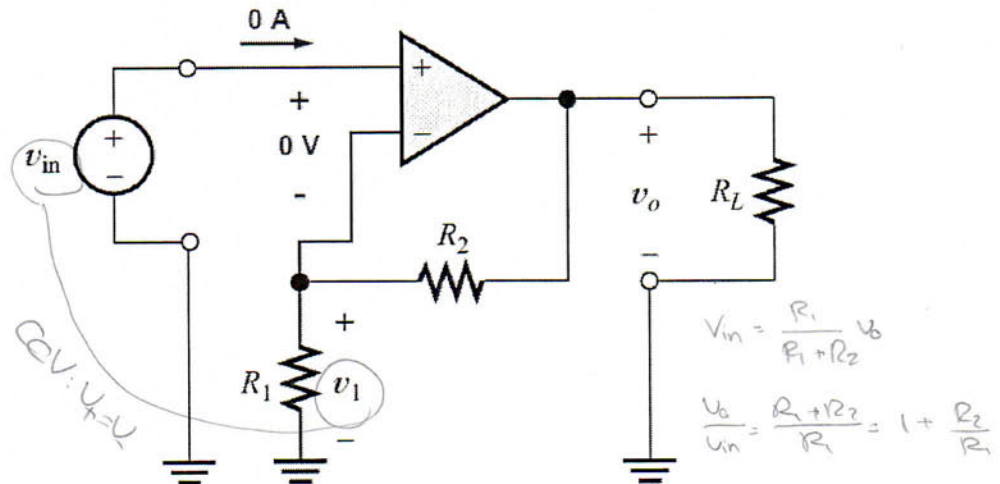


$$i_2 = i_1 \quad v_o + R_2 i_2 = 0 \quad A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \boxed{v_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) v_{in}}$$

Impedancia de entrada: $Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_1} = R_1$ Impedancia de salida: $Z_o = 0$

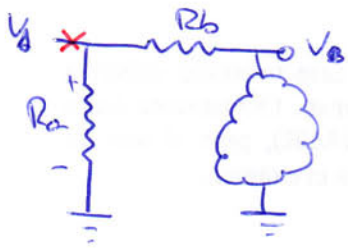
2 Amplificador no inversor


Este montaje amplifica la señal sin invertirla. Es muy útil por sus impedancias de entrada y salida ya que son directamente las del AO. Cuando la R_f se sustituye por un circuito abierto, el amplificador tiene ganancia 1 y al montaje se le llama *seguidor de tensión*.



$$v_1 = v_{in} \quad v_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \quad \boxed{A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad \begin{matrix} Z_{in} = \infty \\ Z_o = 0 \end{matrix}$$

Divisor de tensión



Siempre que sepamos el nombre de V_g y no se vaya corriente por la izquierda, podemos aplicar el divisor de tensión, dándonos igual lo que hay en .



$$V_o = V_g \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

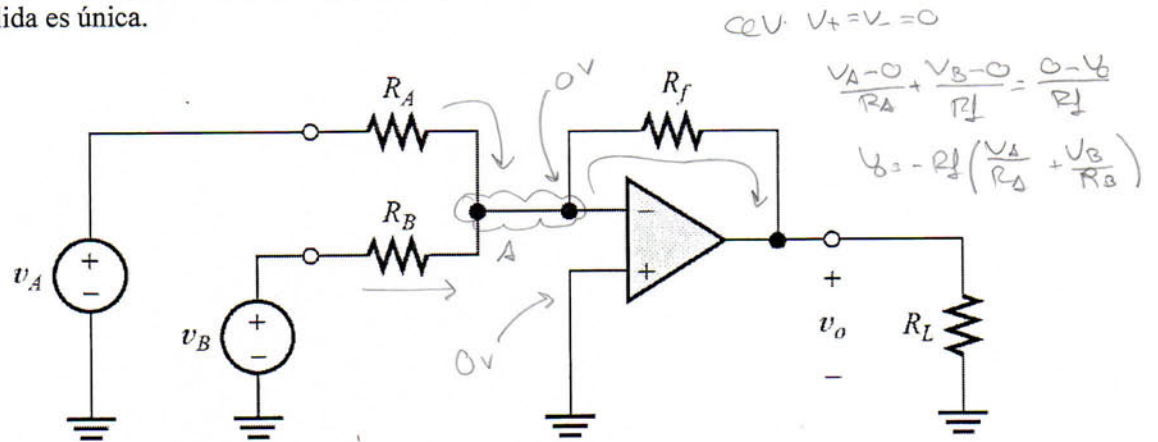
Impedancia de entrada $Z_i = R_1 + R_2$



$$V_o = V_g \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

3 Amplificador Sumador *inversor*

Este montaje se utiliza para sumar dos señales analógicas, normalmente seguido de un inversor de ganancia 1 ya que la suma sale invertida. Mediante las resistencias R_A y R_B se puede ponderar el peso que cada una de las señales lleve en la suma. Lo más típico es montarlo con las tres resistencias iguales ya que de esa manera se suman ambas señales con el mismo peso y ganancia -1. La ganancia y la impedancia de entrada se miden por cada una de las entradas, la de salida es única.

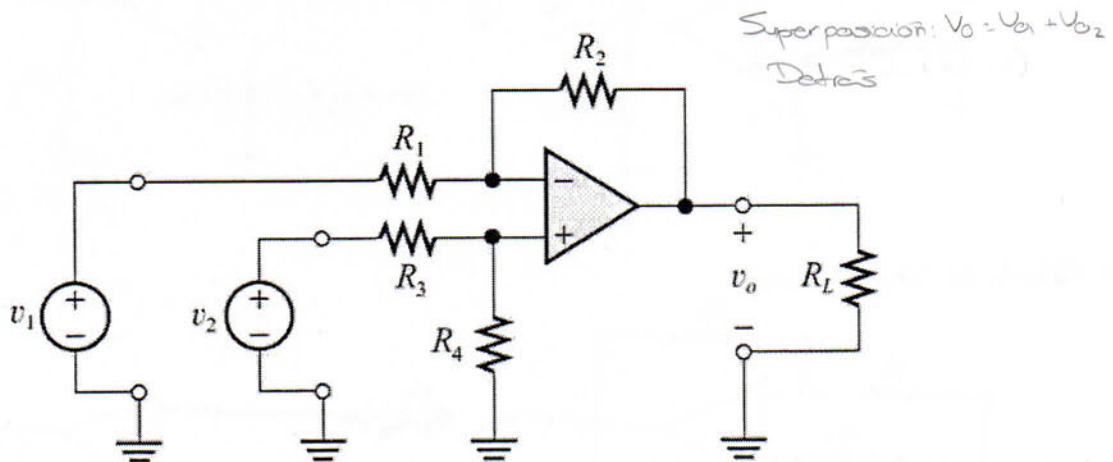


$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_A} v_A + \frac{R_f}{R_B} v_B\right) \quad A_{vA} = -\frac{R_f}{R_A} \quad A_{vB} = -\frac{R_f}{R_B} \quad Z_{inA} = R_A \quad Z_{inB} = R_B$$

$$Z_o = 0$$

4 Amplificador diferencial

Este amplificador sirve para amplificar la diferencia existente entre dos señales. En ocasiones se utiliza en modo diferencial al conectar sus dos nudos de entrada a los terminales de un generador de tensión de modo que $v_i = v_1 - v_2$ en cuyo caso funciona como un amplificador inversor. Al igual que el sumador tiene dos ganancias y dos impedancias de entrada.



$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) v_2 \quad A_{v1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

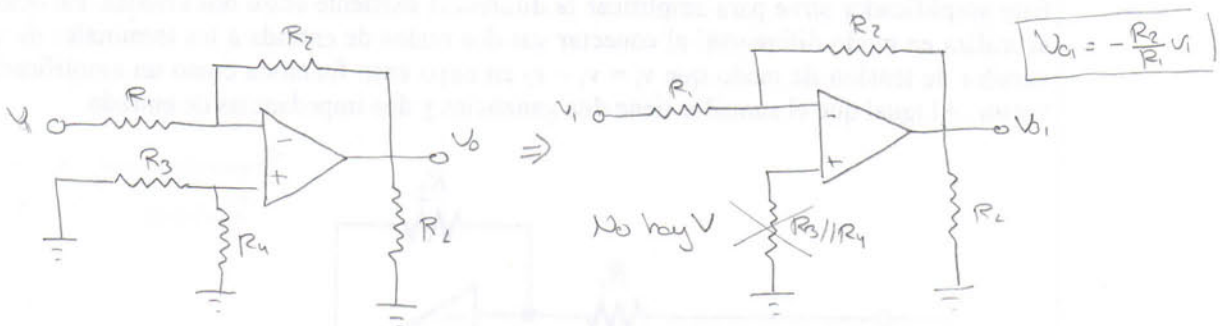
$$Z_{in1} = R_1 \quad Z_{in2} = R_3 + R_4 \quad A_{v2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)$$

$$Z_o = 0$$

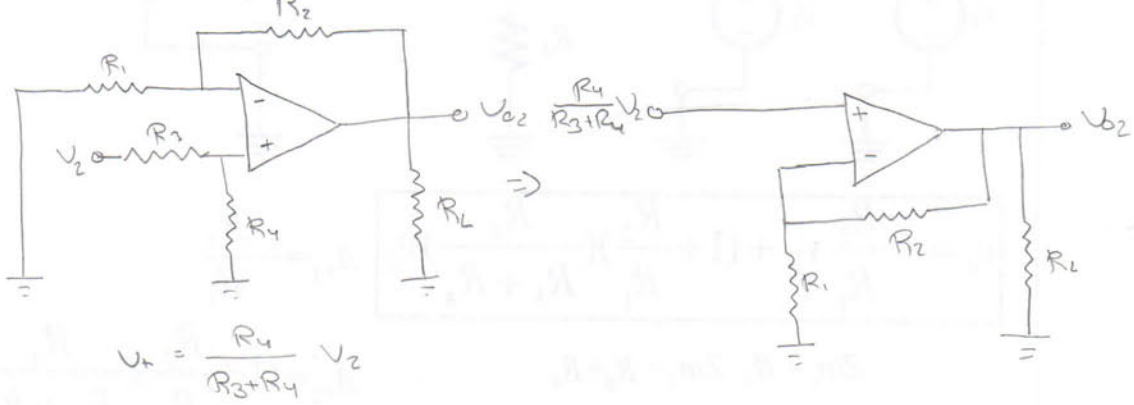


$$V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$$

• Cálculo de V_{o1} ($V_2 = 0$)



• Cálculo de V_{o2} ($V_1 = 0$)

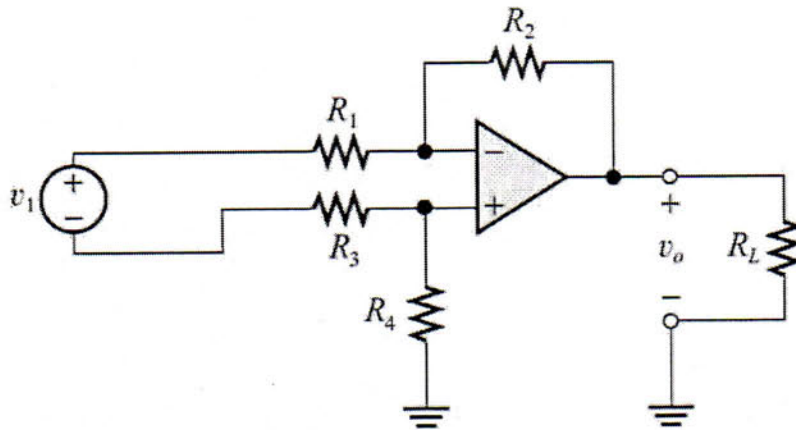


Tenemos un amplificador inversor (CAI).

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2$$

5 Amplificador diferencial en modo diferencial

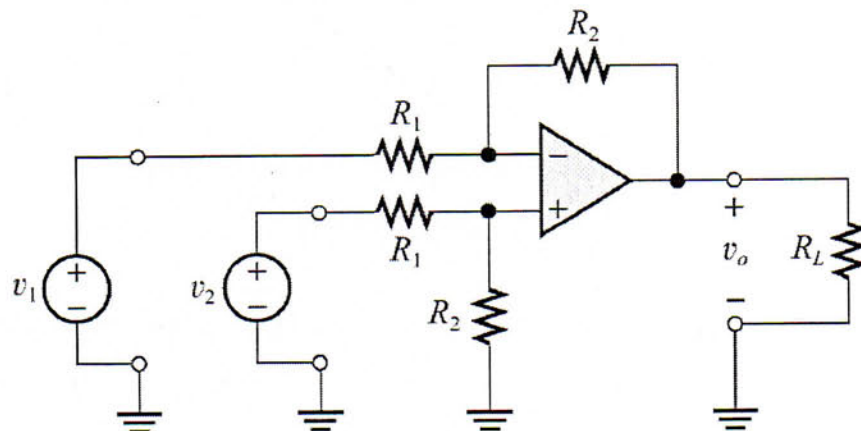
Los dos montajes de esta página son casos particulares de Amplificadores Diferenciales.



$$v_o = -\frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3} v_1 \quad \boxed{A_v = -\frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_3}} \quad \begin{array}{l} Z_{in} = R_1 + R_3 \\ Z_o = 0 \end{array}$$

6 Amplificador restador

Éste es un montaje particular en el que $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$. Se usa para hacer la resta de dos señales analógicas. Cuando todas las resistencias son iguales la diferencia presenta ganancia 1.



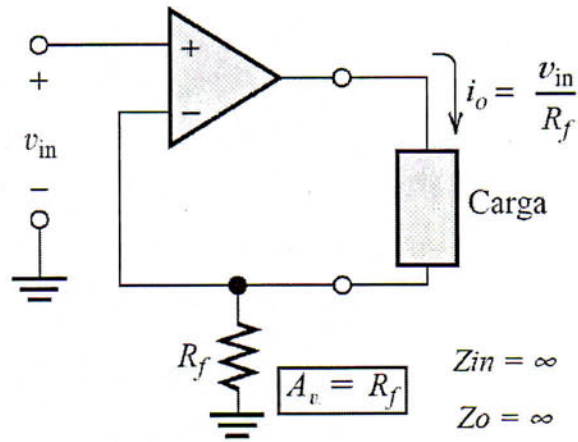
$$A_v = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\boxed{v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)}$$

$$\begin{array}{l} Z_{in1} = R_1 \\ Z_{in2} = R_1 + R_2 \\ Z_o = 0 \end{array}$$

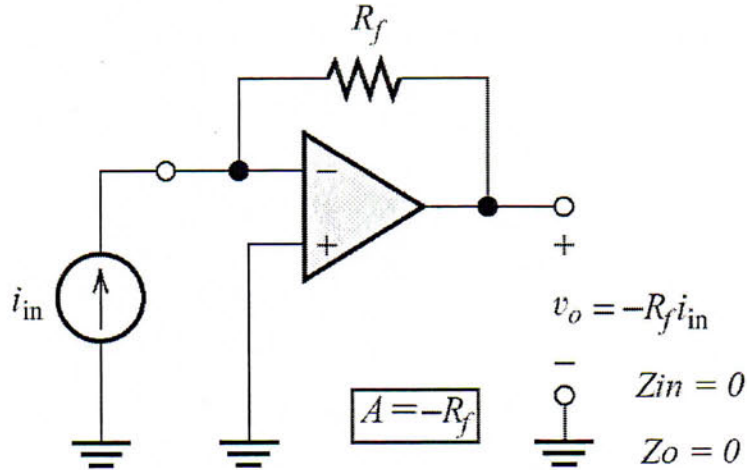
7 Convertidor tensión – corriente

Este amplificador se utiliza para convertir una señal que viene en forma de voltaje con muy poca corriente en otra de corriente con la tensión que se desee. Su ganancia se mide en Siemens o mhos ya que es corriente de salida entre tensión de entrada, es un amplificador ideal de transconductancia.



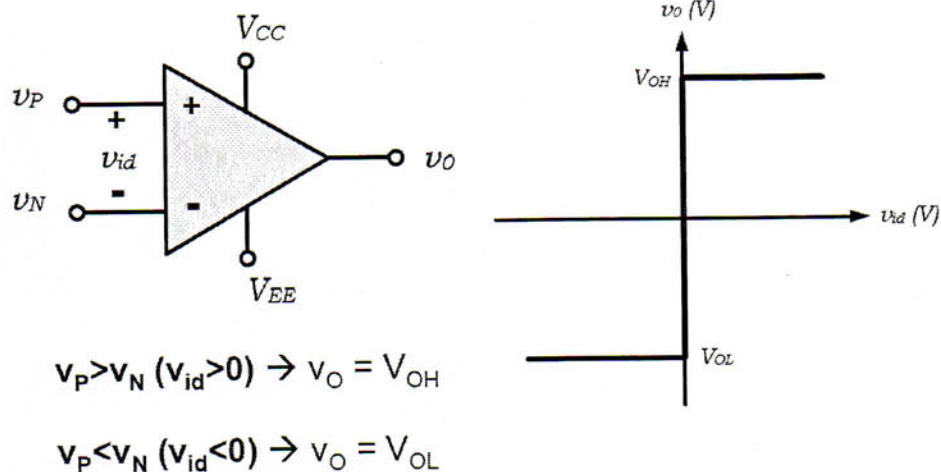
8 Convertidor corriente– tensión

Su función es exactamente la contraria que la del anterior, sólo que la señal sale invertida. Su ganancia al ser tensión de salida entre corriente de entrada se mide en ohmios. Es un amplificador ideal de transresistencia o transimpedancia.



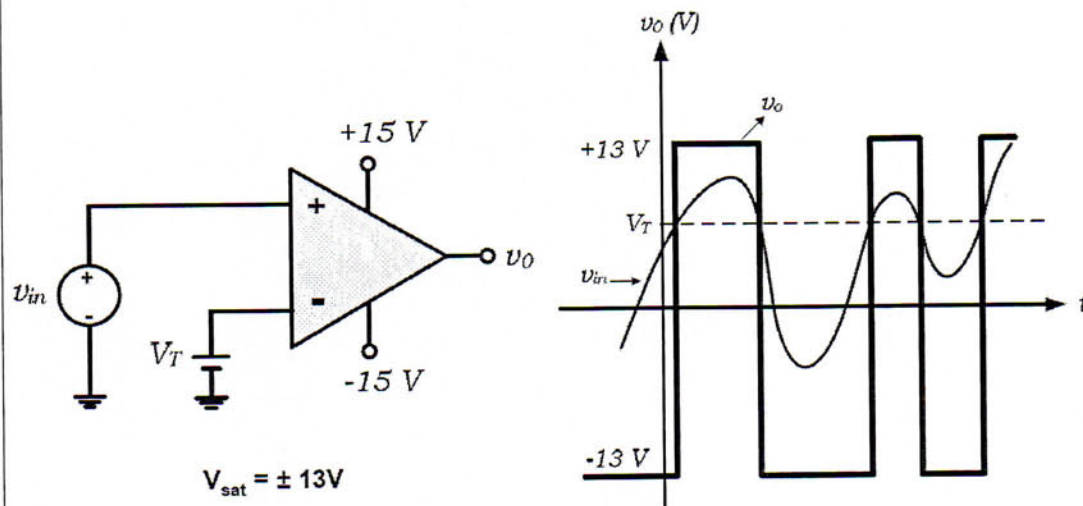
9 Comparador

En éste montaje el AO se utiliza saturado (sin realimentación). Si el voltaje del Terminal positivo es mayor que el del negativo, el voltaje a la salida es el de saturación en positivo, y si es al revés sale el voltaje de saturación negativo. Normalmente se suele usar como indicador, se le conecta una resistencia y un diodo LED a la salida de manera que cuando la tensión de entrada supere determinado valor nos avise mediante una señal luminosa. También se usa como detector de umbral para limpiar el ruido de las señales digitales de manera que cuando la entrada supera el umbral del 1 lógico, saca un 1 a la salida, y mientras no llegue, saca un cero. Sus impedancias de entrada y salida son las del AO.



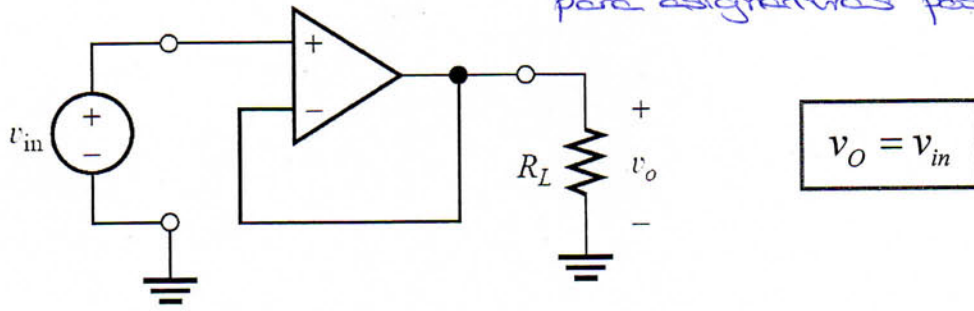
10 Detector de umbral

Para usarlo como un detector de umbral se coloca en el terminal negativo el voltaje umbral de referencia mientras que por el terminal positivo se conecta la señal a limpiar.

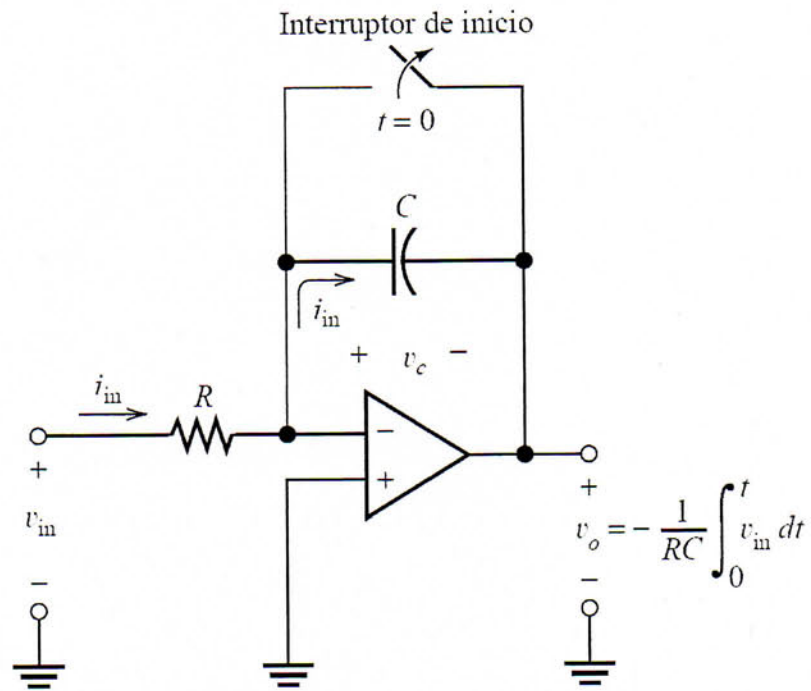


11 Seguidor de tensión

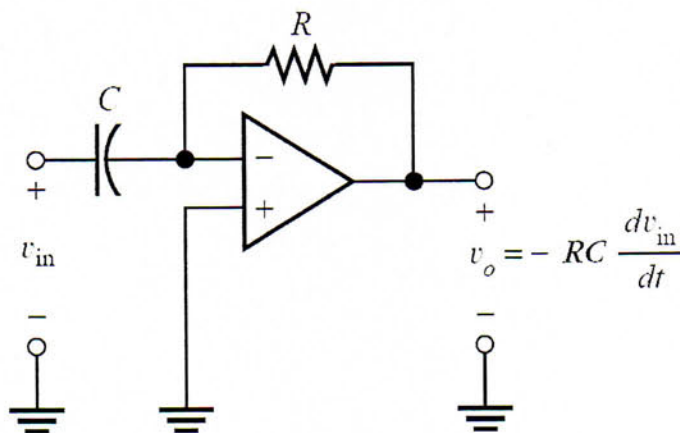
Apéndice 4 a partir de esta página muy importante para asignaturas posteriores.



12 Integrador



13 Derivador



Este circuito tiene realimentación positiva.

En este circuito el amplificador operacional funciona siempre en saturación. Al no haber realimentación negativa, nunca se mantiene en la región lineal.

Es decir, no lo analizaremos usando el PCV, sino que lo vemos como un simple comparador, en el que la salida del AO sólo puede valer $+V_{CC}$ o $-V_{CC}$.

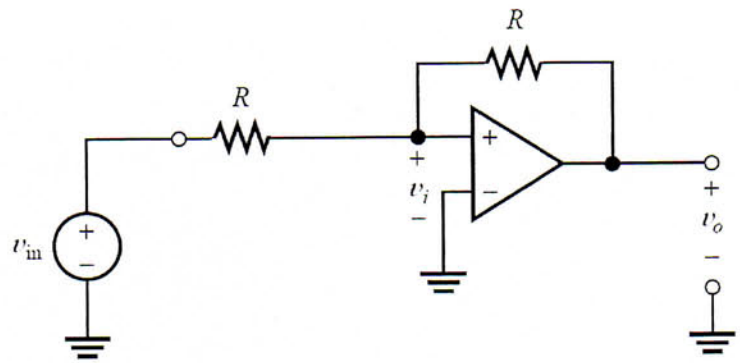
En este ejemplo suponemos alimentación simétrica del A.O., a ± 5 V.

Estos circuitos sirven como conformadores de ondas rectangulares a partir de señales sinusoides, como se ve en la figura. Son muy utilizados en los circuitos antirrebotes de las entradas manuales de placas electrónicas, ya que no alteran la salida ante pequeñas alteraciones en la entrada.

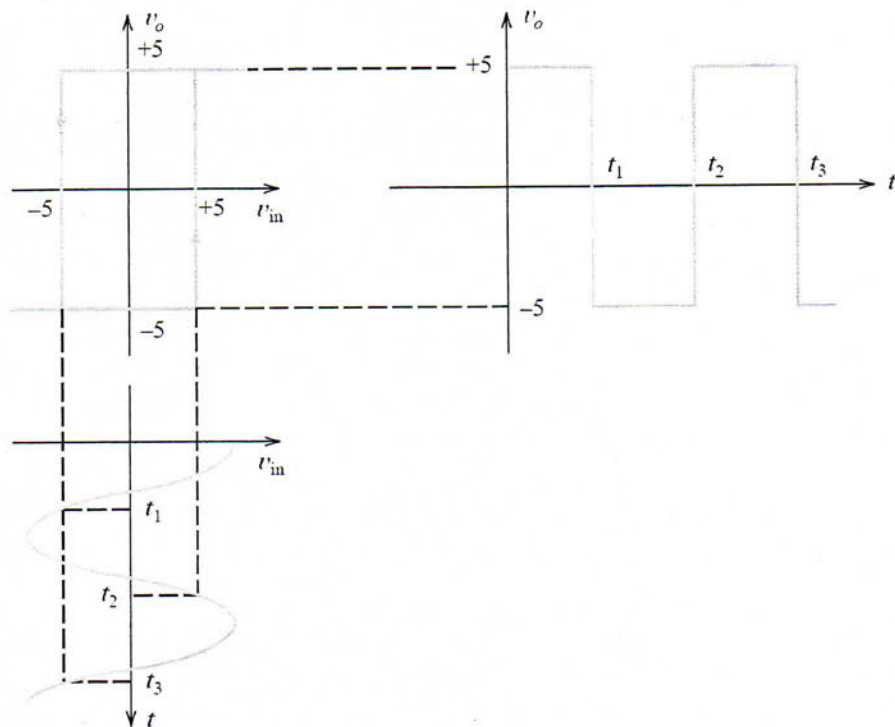
Aquí es donde deducimos que los umbrales de comparación son diferentes en función del estado inicial de la salida.

14 Schmitt-trigger

Se trata de un amplificador inversor con los terminales del A.O. intercambiados, es decir, con realimentación positiva en vez de negativa, como se ve en la figura de la derecha.



Funcionando como comparador, el A.O. tendrá una salida $v_o = -V_{CC}$ cuando $v_i < 0$ y una salida $v_o = +V_{CC}$ cuando $v_i > 0$. La peculiaridad de este comparador es que va a tener tensiones umbrales distintas en función de si la salida estaba inicialmente a $+V_{CC}$ o $-V_{CC}$, tal y como se observa en su función de transferencia:



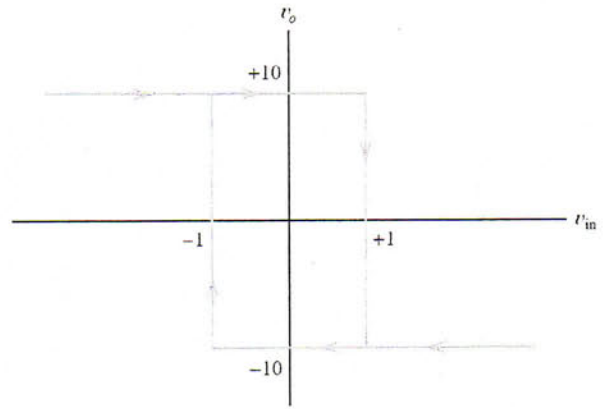
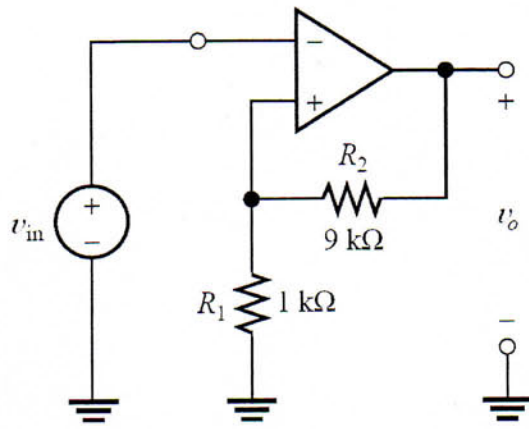
Para entender la función que realiza este circuito en primer lugar analizamos por nudos el circuito hasta llegar a una relación entre v_o , v_i y v_{in} :

$$\frac{v_i - v_{in}}{R} + \frac{v_i - v_o}{R} = 0 \quad \boxed{v_i = \frac{1}{2}(v_{in} + v_o)}$$

Ahora seguimos el razonamiento siguiente:

- Suponiendo que inicialmente tenemos el amplificador saturado a $+V_{CC}$, es decir, con $\boxed{v_o = +V_{CC}}$, la condición que se debe cumplir para mantenerlo en ese estado es $v_i > 0$, lo que, según la ecuación anterior se traduce en: $v_{in} > -v_o \Rightarrow \boxed{v_{in} > -V_{CC}}$
- Por otro lado, suponiendo que inicialmente $\boxed{v_o = -V_{CC}}$, la condición que se debe cumplir para mantenerlo en ese estado es $v_i < 0$, lo que se traduce en: $v_{in} < -v_o \Rightarrow \boxed{v_{in} < V_{CC}}$

15 Schmitt-trigger inversor



APÉNDICE 5: CONCEPTOS BÁSICOS DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS

Ojo! En clase comentaremos EXACTAMENTE cuáles de estos conceptos son importantes para esta asignatura.

En esta asignatura es importante tener un control básico de los fundamentos de análisis de circuitos. En esta tónica, este apéndice nos puede servir de ayuda si nos surge alguna duda en el transcurso de un ejercicio. Recuerda que estos conceptos no son parte oficial del temario de esta asignatura, pero en la escuela los dan por supuestos.

1 Magnitudes claves en un circuito

Un circuito eléctrico está formado por elementos básicos (generadores, resistencias, bobinas, condensadores) que se asocian entre sí de manera más o menos sencilla.

Para poder analizar un circuito utilizaremos una serie de magnitudes. Las más importantes y, por descontado, las que más utilizaremos en este curso, son tres:

- Intensidad de corriente (I):
 - representa la cantidad de carga positiva que circula por segundo en un punto del circuito
 - su unidad es el amperio (A)
 - el aparato que se utiliza para medirla es el amperímetro

- Tensión (V):
 - representa la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos del circuito
 - su unidad es el voltio (V)
 - el aparato que se utiliza para medirla es el voltímetro

- Potencia (P):
 - es resultado de operar las dos anteriores: $P = V \cdot I$
 - su unidad es el watío (W)
 - puede ser generada o consumida y se suele referir a un elemento en concreto del circuito (p.ej.: potencia consumida por una resistencia)
 - el aparato que se utiliza para medirla es el watímetro

La intensidad de corriente (I) se mide en UN punto del circuito

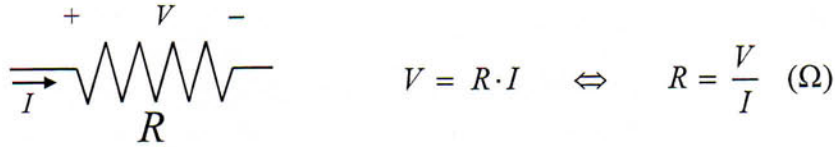
La tensión (o mejor dicho, la diferencia de tensión) se mide entre DOS puntos del circuito

¡OJO!
Cuando tengamos corriente alterna la expresión de la potencia es muy parecida pero no exactamente así

2 Resistencias

Las **resistencias** son dispositivos lineales que cumplen la **Ley de Ohm**: Una resistencia mantiene entre sus bornas una tensión proporcional a la corriente que la atraviesa. La unidad de resistencia es el ohmio (Ω).

Por tanto en una resistencia la relación entre la tensión y la corriente es lineal



Importante: en una resistencia por la que no pasa corriente no cae tensión.

Esto no es más que una aplicación directa de la ley de Ohm

La **conductancia** se define como el inverso de la resistencia y tiene unidades de mhos (\mathcal{U}):

$$G = \frac{1}{R} \quad (\mathcal{U})$$

En el caso de las conductancias la ley de ohm se enuncia de forma inversa:

$$V = \frac{I}{G} \Leftrightarrow G = \frac{I}{V} \quad (\mathcal{U})$$

En ocasiones los circuitos pueden venir dados con conductancias en vez de resistencias

Asociación de resistencias

SERIE

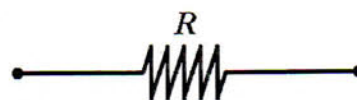
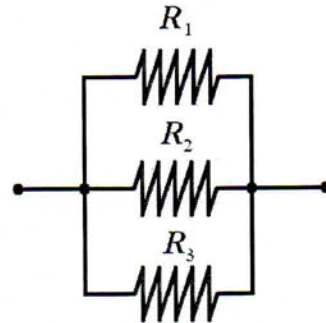


$$R = R_1 + R_2 + R_3$$

$$I_1 = I_2 = I_3$$

$$V = V_1 + V_2 + V_3$$

PARALELO



$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

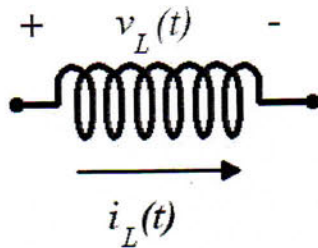
$$V = V_1 = V_2 = V_3$$

IMPORTANTE:
Se pueden asociar elementos en serie cuando por ellos circula la misma I

IMPORTANTE:
Se pueden asociar elementos en paralelo cuando entre ellos existe la misma V

3 Bobinas

Una **bobina** es un cable de cobre enrollado entorno a un núcleo cilíndrico macizo.
La característica fundamental de una bobina es su **inductancia** L que se define como:



$$L = \frac{\phi}{I} \quad (\text{Henrios})$$

donde ϕ es el flujo a través de la bobina e I es la corriente que circula por el cable.

A la hora de resolver circuitos debemos tener en cuenta tres cosas sobre las bobinas:

1. La relación entre tensión y corriente en bornas de una bobina es:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad \Leftrightarrow \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \int v_L(t) dt$$

2. Principio de continuidad de corriente a través de una bobina:

La corriente a través de una bobina es una función continua del tiempo. Matemáticamente queremos decir que:

$$i_L(t_0^+) = i_L(t_0^-) \quad \forall t_0$$

3. **Una bobina en corriente continua (CC) se comporta como un cortocircuito** (para hacer esta suposición se supone que ya se ha dado por finalizado el régimen transitorio).

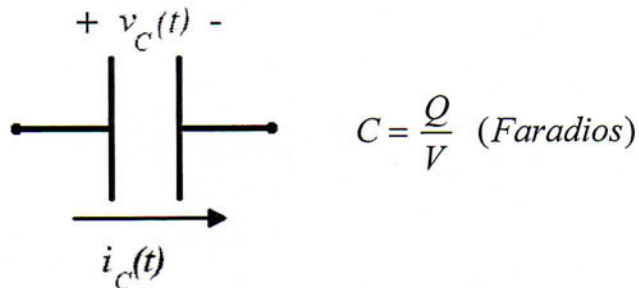
Asociación de bobinas

Las bobinas se asocian en serie y en paralelo siguiendo las mismas reglas que las resistencias.

4 Condensadores

Un **condensador** es un conjunto de dos placas o armaduras (conductoras) separadas por un dieléctrico (no conductor) donde las armaduras están en influencia total, es decir todas las líneas de campo *nacen* en una de ellas y *mueren* en la otra.

La **capacidad** C de un condensador se define como:



donde Q es la carga de una de las placas y V es la tensión entre las placas.

A la hora de resolver circuitos debemos tener en cuenta tres cosas sobre los condensadores:

1. La relación entre tensión y corriente en bornas de un condensador es:

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad \Leftrightarrow \quad v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt$$

2. Principio de continuidad de tensión en bornas de un condensador.

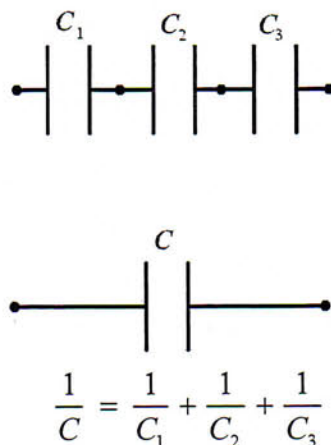
La tensión en bornas de un condensador es una función del tiempo. Matemáticamente queremos decir que:

$$v_C(t_0^+) = v_C(t_0^-) \quad \forall t_0$$

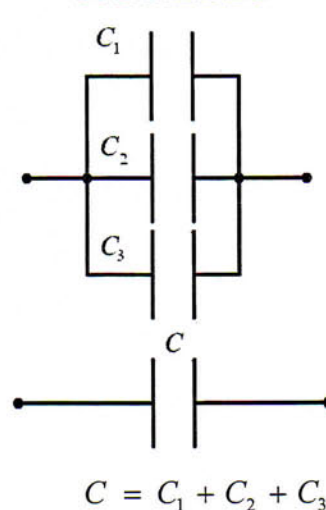
3. **Un condensador en corriente continua (CC) se comporta como un circuito abierto** (para hacer esta suposición se supone que ya se ha dado por finalizado el régimen transitorio).

Asociación de condensadores

SERIE

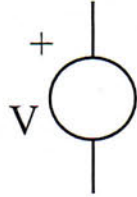


PARALELO



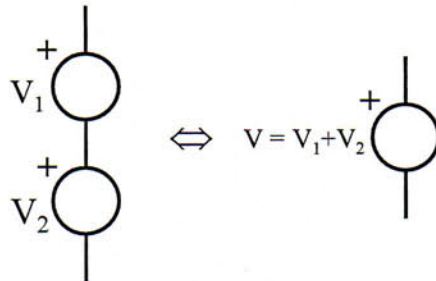
5 Generador de tensión

Un **generador (o fuente) de tensión** es un elemento circuital que mantiene una tensión determinada (que puede o no variar con el tiempo) entre sus bornas independientemente de la corriente que lo atraviese. Su símbolo circuital es:



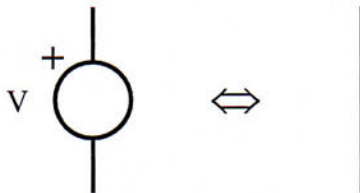
Observaciones

- Cuando asociamos dos o más generadores de tensión en serie lo que hacemos es sustituirlos por un solo generador cuyo valor es la suma de todos los generadores. Para el caso de dos generadores en serie:

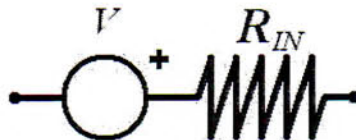


La asociación en serie de generadores de tensión es igual que la de las resistencias

- No se pueden asociar generadores de tensión en paralelo (Fíjate que habría un nudo que tendría dos tensiones distintas a la vez, cosa que es imposible).
- Anular un generador de tensión significa sustituirlo por un cortocircuito:



- En ocasiones nos darán, como parámetro de un generador de tensión, una resistencia. Esto es porque en la realidad los generadores de tensión presentan una resistencia interna en serie con el generador:



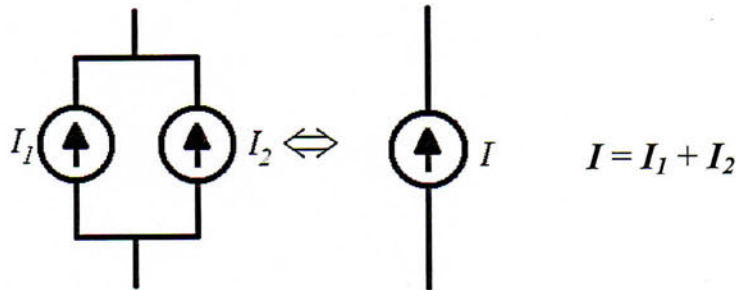
6 Generador de corriente

Un **generador (o fuente) de corriente ideal** es un elemento circuital que mantiene una corriente determinada (que puede o no variar con el tiempo) a través suya independientemente de la tensión que haya en sus bornas. Su símbolo circuital es:

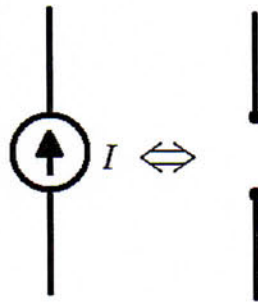


Observaciones

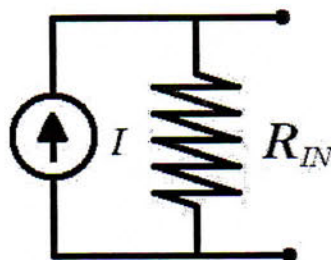
- Cuando asociamos dos o más generadores de tensión en paralelo lo que hacemos es sustituirlos por un solo generador cuyo valor es la suma de todos los generadores. Para el caso de dos generadores en paralelo:



- No se pueden asociar generadores de corriente en serie (Fíjate que la rama en que estuvieran los generadores tendría dos corrientes distintas simultáneamente, cosa que es imposible).
- Anular un generador de corriente significa sustituirlo por un circuito abierto:



- En ocasiones nos darán, como parámetro de un generador de corriente, una resistencia. Esto es porque en la realidad los generadores de corriente presentan una resistencia interna en paralelo con el generador:



7 Leyes de Kirchhoff

Los lemas de Kirchhoff van a ser nuestra herramienta fundamental para este curso de análisis de circuitos. Las utilizaremos en la práctica totalidad de los ejercicios. En teoría de circuitos estas leyes son axiomáticas, por consiguiente son aceptadas sin demostración.

7.1 Primera ley de Kirchhoff. Ley de los nudos

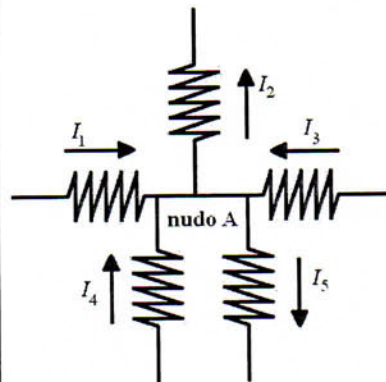
Se enuncia diciendo que:

La suma de las corrientes que confluyen en un nudo es siempre igual a cero

O también:

La suma de las corrientes que "entran" en un nudo es igual a la suma de las corrientes que "salen" del nudo

Por ejemplo, consideremos un nudo genérico de una red cualquiera como el mostrado en la figura. En este caso tenemos que:



Nudo A:

$$I_1 + I_2 + I_4 = I_3 + I_5 \quad \text{ó} \quad I_1 + I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0$$

7.2 Segunda ley de Kirchhoff. Ley de las mallas

Se enuncia diciendo que:

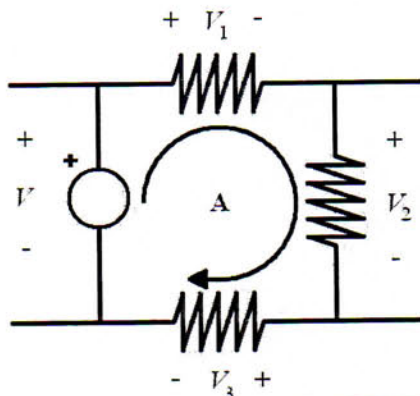
La suma de las caídas y subidas de tensión a lo largo de una malla es siempre cero

O también:

La suma de las caídas de tensión en una malla es igual a la suma de las elevaciones de tensión en esa misma malla

Para aplicar esta ley fijaremos un sentido de recorrido de la malla (por ejemplo, el que se señala en la siguiente figura) y partiendo de un elemento recorreremos el lazo en el sentido indicado:

- Si los signos de las tensiones de los elementos son primero signo + y luego signo - se considera caída de tensión
- Si los signos de las tensiones de los elementos son primero signo -, y luego signo + se considera elevación de tensión



Malla A:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad \text{ó} \quad V - V_1 - V_2 - V_3 = 0$$

Definimos NUDO como aquel punto del circuito donde confluyen 2 o más corrientes

Definimos MALLA como un camino cerrado

Esto será lo que nosotros utilizemos habitualmente

Algunos profesores utilizan este criterio de signos justo al contrario. Si el sentido de la malla entra por el + va sumando y si entra por el - va restando, pero esto no cambia la ecuación.

8 Nudo de referencia. Concepto de masa de un circuito.

Lo primero que debemos tener claro para entender el concepto de masa, es que las tensiones o potenciales en un circuito son magnitudes relativas, no absolutas.

Por tanto, es posible decir: “en esta resistencia hay una diferencia de potencial de 5 voltios”. Eso significa que entre un extremo y otro de la resistencia hay una diferencia de potencial de 5 voltios. Fíjate que estamos midiendo la diferencia de tensión entre dos puntos del circuito.

Sin embargo no es posible decir: “en el punto A del circuito hay 5 voltios”. Lo que podríamos decir sería: “en el punto A del circuito hay una diferencia de potencial de 5 voltios respecto al punto B”.

Pues bien, en la práctica, por comodidad se suele definir un **punto del circuito al que se le asigna un valor de tensión de referencia de 0 voltios**. A ese nudo del circuito se le denomina **nudo de masa**.

Si se ha definido un nudo de masa en el circuito, sí se puede decir: “El nudo A del circuito está a 5 voltios”, porque automáticamente se entenderá que lo que se quiere decir en realidad es: “El nudo A del circuito está a 5 voltios respecto a masa”, o lo que es lo mismo: “Entre el nudo A del circuito y el nudo de masa, hay una diferencia de potencial de 5 voltios”.

Normalmente representaremos el nudo de masa en un circuito mediante el siguiente símbolo:



9 Concepto de tierra en un circuito

Por su parte, el término tierra (en inglés *earth*), como su nombre indica, se refiere al potencial de la superficie de la Tierra. Es un concepto vinculado a la seguridad de las personas, porque éstas se hallan a su mismo potencial por estar pisando el suelo. Si cualquier aparato está a ese mismo potencial no habrá diferencia de tensión entre el aparato y la persona, por lo que no habrá descarga eléctrica peligrosa.

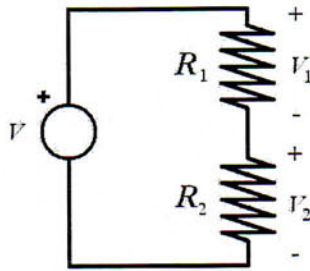
10 Divisor de tensión y de corriente

10.1 Divisor de tensión

Para aplicar esto las resistencias tienen que estar en serie (debe circular por todas ellas la misma corriente)

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

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

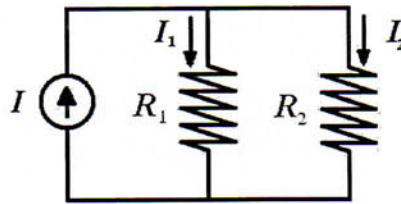


10.2 Divisor de corriente

Para aplicar esto, las resistencias tienen que estar en paralelo (todas ellas con la misma tensión)

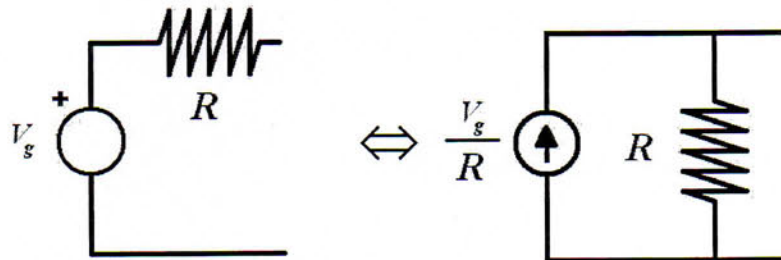
$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$$

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



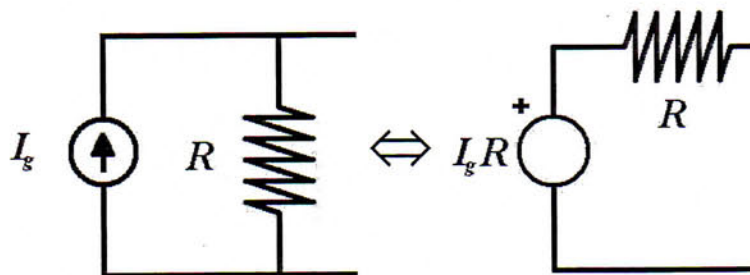
11 Equivalencia de generadores reales

Un generador de tensión real (es decir un generador de tensión ideal V_g en serie con una resistencia R) es equivalente a un generador de corriente real compuesto por un generador de corriente ideal de magnitud $I_g = \frac{V_g}{R}$ y una resistencia R en paralelo.



¡OJO!
los generadores de tensión ideales (sin resistencia en serie) no se pueden transformar

Recíprocamente, un generador de corriente real (generador de corriente ideal de magnitud I_g en paralelo con una resistencia R) es equivalente a un generador de tensión real compuesto por un generador de tensión ideal de magnitud $V_g = I_g R$ y una resistencia R en serie.



¡OJO!
los generadores de corriente ideales (sin resistencia en paralelo) no se pueden transformar

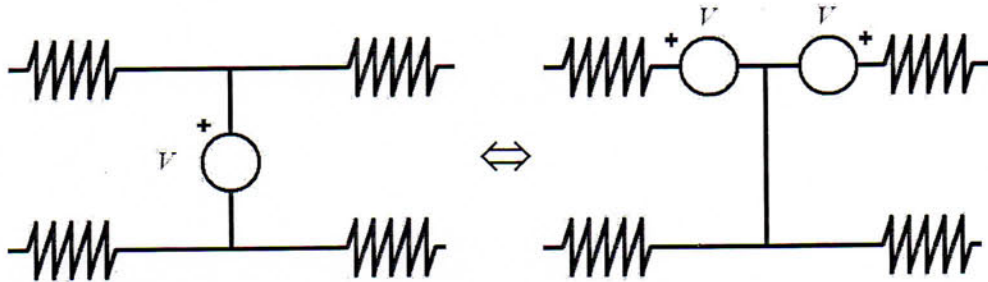
10

12 Movilidad de generadores de tensión y de corriente

Debido a las propiedades de los nudos y de las mallas los generadores ideales de corriente y tensión se pueden "mover" de las siguientes formas.

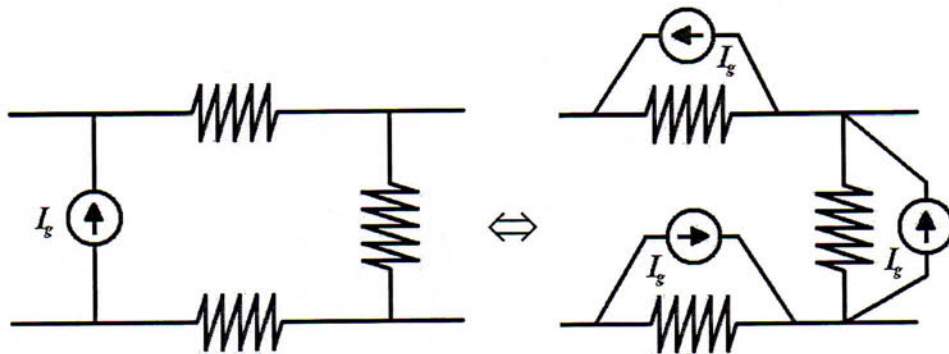
12.1 Generadores de tensión

Se sustituye un generador de tensión por otros de igual valor en otras ramas de manera que no se modifiquen las ecuaciones de las mallas



12.2 Generadores de corriente

Se sustituye un generador de corriente por otros de igual valor en otras ramas de manera que no se modifiquen las ecuaciones de los nudos

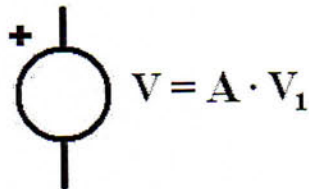


13 Generadores dependientes

Algunos elementos circuitales de más de dos terminales, como los transistores o los amplificadores, tienen ecuaciones de funcionamiento en las que la tensión o la corriente entre dos de sus bornas depende de manera directamente proporcional de la tensión o la corriente que haya entre otros puntos de su circuito, por eso para el análisis de estos dispositivos se requiere un nuevo elemento que es el generador dependiente de corriente o de tensión.

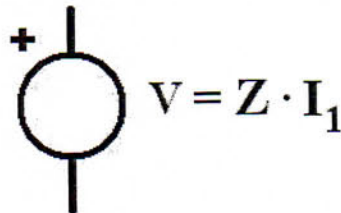
- **Generador de tensión dependiente de tensión**

Se trata de un generador en el que la tensión entre sus bornas es igual a la tensión existente entre otros dos puntos del circuito multiplicada por una constante adimensional (no tiene unidades para medirse ya que mide sólo una proporción) que se llama **ganancia**.



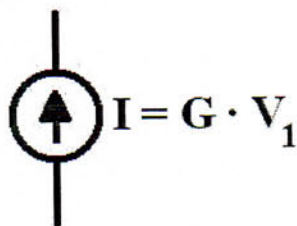
- **Generador de tensión dependiente de corriente**

En este caso el valor de la tensión entre las bornas del generador viene determinada por la corriente que atraviese un punto del circuito escalada por una **ganancia que tiene unidades de ohmio**. A los amplificadores creados a partir de este tipo de generadores se les llama *amplificadores de transimpedancia*.



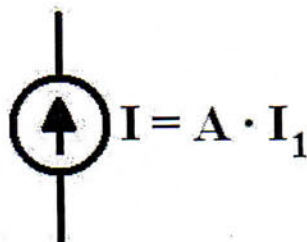
- **Generador de corriente dependiente de tensión**

En este generador la corriente que lo atraviesa depende directamente de la tensión entre otros dos puntos del circuito multiplicada por una **ganancia que en este caso tiene unidades de mhos o siemens**. Los amplificadores creados según este modelo se llaman *amplificadores de transconductancia*.



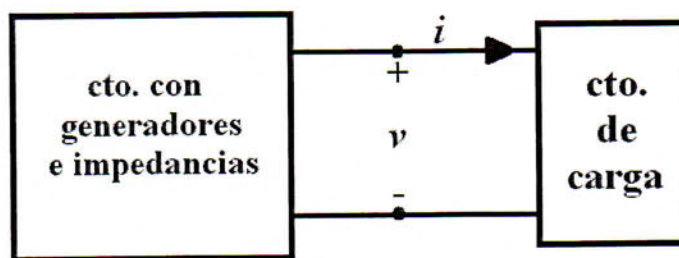
- **Generador de corriente dependiente de corriente**

Para este último caso de generador dependiente, la corriente que lo atraviesa depende de la corriente que atraviese otro punto del circuito multiplicada por una ganancia adimensional.



14 Equivalentes de Thevenin y Norton

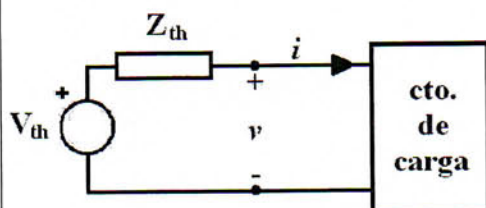
Un circuito formado por generadores y resistencias, como el de la figura:



siempre se puede hacer equivalente a:

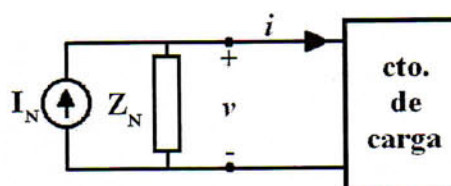
a) Circuito equivalente de Thevenin

Parámetros a calcular: V_{Th} , Z_{Th}



b) Circuito equivalente de Norton

Parámetros a calcular: I_N , Z_N

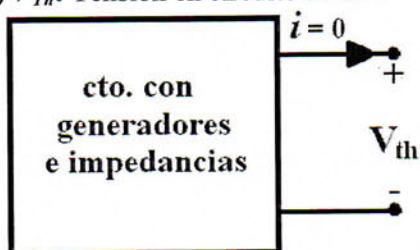


Se cumplen las siguientes relaciones:

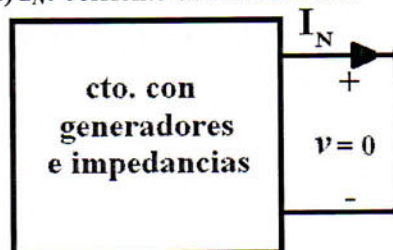
$$Z_{th} = Z_N = Z \quad V_{th} = Z \cdot I_N$$

Cálculo de los parámetros:

1) V_{Th} : Tensión en circuito abierto



2) I_N : corriente en cortocircuito

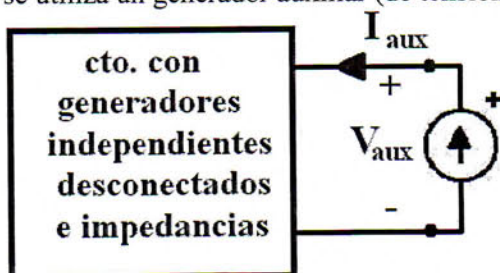


3) $Z_{Th} = Z_N$. Hay varias formas:

3.a) A partir de V_{Th} e I_N :
$$Z_{Th} = Z_N = \frac{V_{Th}}{I_N}$$

3.b) Si sólo hay resistencias se desconectan los generadores independientes, la resistencia equivalente del circuito resultante es $Z_{Th} = Z_N$

3.c) Si hay generadores dependientes se desconectan los generadores independientes y se utiliza un generador auxiliar (de tensión o corriente). Entonces se cumplirá:



$$Z_{th} = Z_N = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$$

10

15 Potencia y energía en corriente continua

15.1 Potencia

- **Resistencias**

Las resistencias no almacenan energía. Sólo disipan potencia (Energía disipada por segundo) que se calcula:

$$P = VI = RI^2 = \frac{V^2}{R} \text{ (Wattios)}$$

- **Generadores**

Los generadores suministran potencia al circuito:

$$P = V \cdot I \text{ (Wattios)}$$

siendo I la corriente que atraviesa el generador y V la tensión entre sus bornas (ambas tomadas en el mismo sentido).

- **Balance de potencias:**

La potencia total suministrada a un circuito (en nuestro caso por los generadores) es igual a la potencia total disipada (en nuestro caso por las resistencias):

$$P_{sum} = P_{dis} \Rightarrow P_{gen} = P_{res}$$

15.2 Energía:

Otros elementos como los condensadores y las bobinas no disipan potencia sino que almacenan energía que puede ser liberada de nuevo al circuito, aunque éste proceso no es materia de estudio en esta asignatura.

- **Condensadores**

La energía almacenada entre las bornas de un condensador es:

$$W_c = \frac{1}{2} CV^2 \text{ (Julios)}$$

donde C es la capacidad del condensador medida en Faradios. **Los condensadores no disipan potencia.**

- **Bobinas**

La energía almacenada entre las bornas de una bobina es:

$$W_L = \frac{1}{2} LI^2 \text{ (Julio)}$$

donde L es la inductancia de la bobina medida en Henrios. **La bobinas no disipan potencia.**

IMPORTANTE:
En un circuito donde existan varios generadores puede suceder que no todos suministren potencia, sino que algunos consuman

No te preocupes por no recordar mucho los fasores, en clase comentaremos lo que haga falta.

Las impedancias vienen a ser en RPS el equivalente a las resistencias en corriente continua y se manejan de manera muy similar ya que cumplen la ecuación de Ohm.

Muy importante: La impedancia es un número complejo en general, al ser el cociente de dos números complejos.

Fijate que la asociación de impedancias en un circuito fasorial cumple las mismas relaciones que la asociación de resistencias.

16 Régimen permanente sinusoidal: impedancias.

16.1 Impedancias de los elementos pasivos en RPS

Sean V e I los fasores asociados a las señales sinusoidales $v(t)$ e $i(t)$ (tensión y corriente sobre el elemento pasivo correspondiente). Definimos la **impedancia** Z de un elemento pasivo en un circuito en RPS como:

$$Z = \frac{V}{I} \quad (\Omega)$$

Impedancia de la resistencia: $Z = \frac{V}{I} = R$

Impedancia del condensador: $Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C} = -jx_C$ donde $x_C = \frac{1}{\omega C}$

Impedancia de la bobina: $Z = \frac{V}{I} = j\omega L = jx_L$ donde $x_L = \omega L$

16.2 Asociación de impedancias

La impedancia equivalente de la asociación en serie de N impedancias, es:

$$Z = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_N$$

La impedancia equivalente a la asociación en paralelo de N impedancias, cumple la regla:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \dots + \frac{1}{Z_N} \text{ y en particular para sólo 2 impedancias: } Z_1 // Z_2 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

APÉNDICE 6: CONCEPTOS BÁSICOS DE SEÑALES Y AMPLIFICADORES

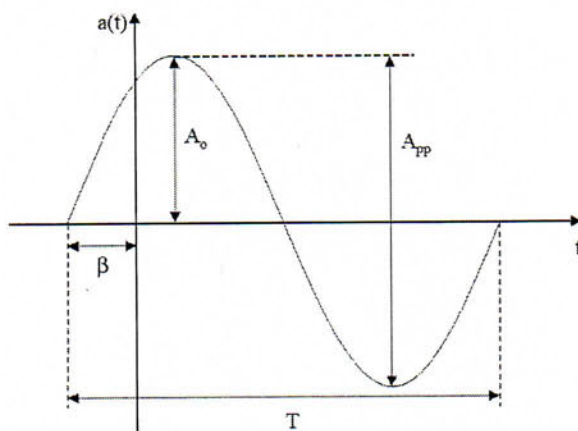
1. Las señales

Existen señales analógicas (pueden tomar cualquier valor) y digitales (sólo toman valores determinados). En todas las señales podemos distinguir tres conceptos importantes que nos determinan la forma y valores de la señal. Dependiendo de a cuál de esos tres conceptos nos estemos refiriendo, deberemos escribir su nombre según una convención de mayúsculas y minúsculas:

- **Valor instantáneo:** Es el voltaje que toma la señal para un valor de t determinado. La i o la v de corriente o voltaje se escriben con minúscula y el subíndice identificador de la señal con mayúscula.
- **Componente continua:** Es el valor de la tensión o corriente continua que se superpone a la señal. Se escribe toda con mayúsculas. Sólo sirve para transmitir potencia.
- **Componente alterna:** Es la componente de la señal que va variando con el tiempo y sirve para transportar la información. Su notación es toda con minúsculas.

2. La señal senoidal

En esta asignatura, cuando utilicemos señales alternas, trabajaremos en su mayoría con señales senoidales que son muy importantes ya que cualquier otra señal, mediante el desarrollo en serie de Fourier, se puede descomponer en una suma de señales de este tipo.



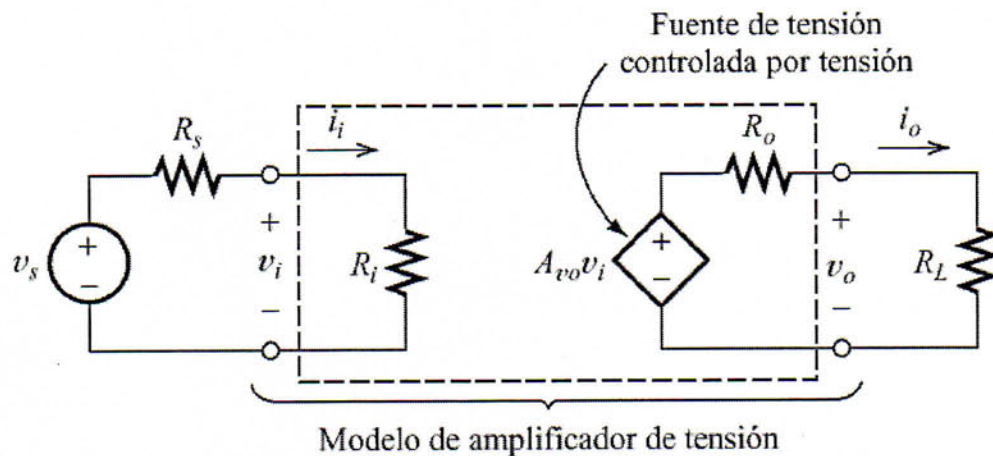
$$a(t) = A_0 \text{sen}(2\pi ft + \beta)$$

Donde:

- **Amplitud:** A_0 también se le llama valor de pico, es el máximo de la señal.
- **Desfase Inicial (radianes):** β
- **Frecuencia (Hertzios):** f
- **Pulsación (rad / s):** $\omega = 2\pi f$
- **Periodo (s):** $T = \frac{1}{f}$
- **Valor pico a pico:** $A_{pp} = 2A_0$

3. Amplificadores

El propósito de un circuito amplificador es modificar la forma y valores de una señal sin perder su información de manera que el valor del voltaje instantáneo a la salida sea una constante (ganancia) multiplicada por el valor instantáneo a la entrada. Cualquier amplificador se puede modelar según el siguiente esquema en el que figuran sus parámetros más importantes:



$$A_v \equiv \text{Ganancia (Amplification) de tensión (V)} = v_o/v_i$$

$R_i \equiv$ Resistencia de entrada (*Input*)

$R_s \equiv$ Resistencia de la fuente (*Source*)

$R_o \equiv$ Resistencia de salida (*Output*)

$R_L \equiv$ Resistencia de carga (*Load*)

$A_{vo} \equiv$ Ganancia (Amplification) de tensión (V) en circuito abierto (*Open*)

Como se puede apreciar en el esquema existen dos ganancias, una en circuito abierto (corto circuito en los modelos de corriente a la salida) y otra cuando tenemos el amplificador conectado a la carga. Esto es debido al llamado *Efecto de Carga*. Las ecuaciones que relacionan ambas ganancias entre sí y además las ganancias de corriente y de potencia son las siguientes:

$$\text{Ganancia de tensión: } A_v = \frac{V_o}{V_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$\text{Ganancia de corriente: } A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o/R_L}{v_i/R_i} = A_v \frac{R_i}{R_L}$$

$$\text{Ganancia de potencia: } G = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = A_v A_i = (A_v)^2 \frac{R_i}{R_L}$$

Estas ganancias vemos que carecen de unidades ya que son voltios entre voltios, amperios entre amperios o vatios entre vatios, no obstante estas fórmulas anteriores nos dan valores lineales de ganancia. También es frecuente expresar las ganancias en unidades logarítmicas, los decibelios o dB:

$$G(\text{dB}) = 10 \cdot \log G$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log |A_v|$$

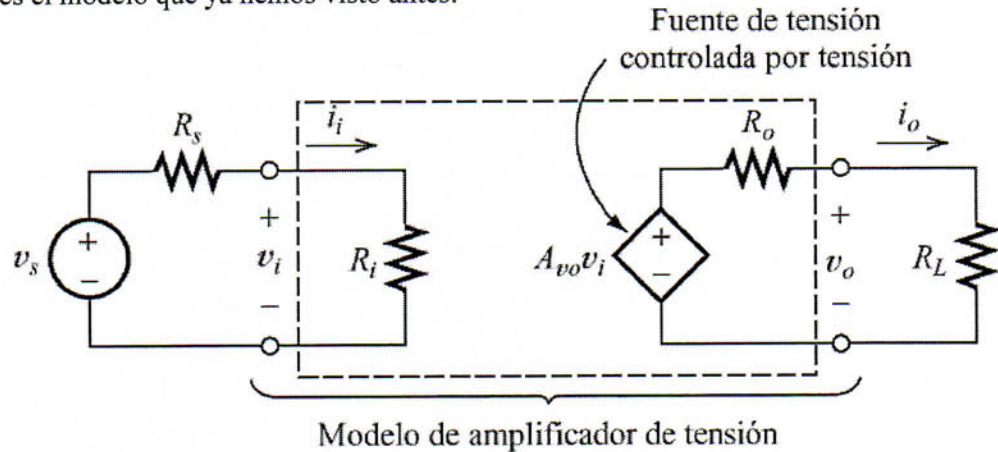
$$A_i(\text{dB}) = 20 \cdot \log |A_i|$$

4. Modelos de Amplificadores

Según qué tengamos pensado proporcionarle al amplificador la entrada (corriente o tensión) y dependiendo también de lo que busquemos a la salida (corriente o tensión), disponemos de varios modelos equivalentes para los amplificadores que nos facilitan el cálculo en los circuitos en los que están presentes. A continuación aparecen los modelos más importantes con las ecuaciones y montajes que los definen:

Amplificador de Tensión:

Éste es el modelo que ya hemos visto antes:



$$A_v \equiv \text{Ganancia (Amplification) de tensión (V)} = v_o/v_i$$

$R_i \equiv$ Resistencia de entrada (*Input*)

$R_s \equiv$ Resistencia de la fuente (*Source*)

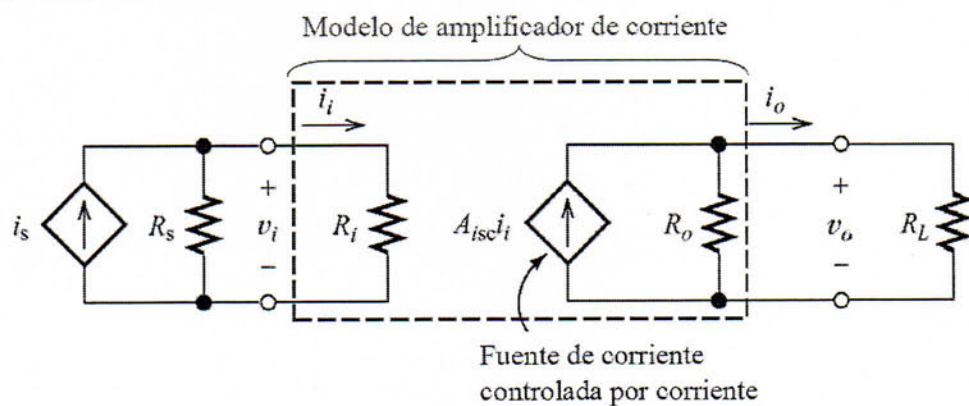
$R_o \equiv$ Resistencia de salida (*Output*)

$R_L \equiv$ Resistencia de carga (*Load*)

$A_{vo} \equiv$ Ganancia (*Amplification*) de tensión (V) en circuito abierto (*Open*)

Amplificador de Corriente:

El amplificador de corriente resulta de hacer el equivalente thénvenin de los dos generadores de tensión del modelo anterior:



$R_i \equiv$ Resistencia de entrada (*Input*)

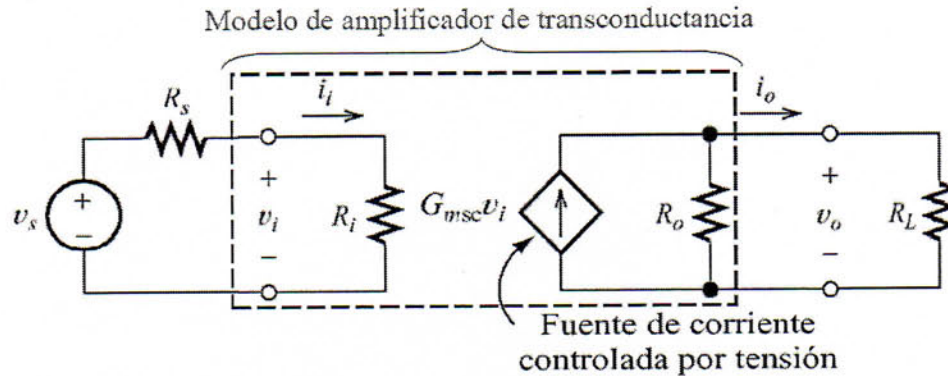
$$A_{isc} = \frac{i_{osc}}{i_i}$$

$R_o \equiv$ Resistencia de salida (*Output*)

$A_{isc} \equiv$ Ganancia (*Amplification*) de corriente (I) en cortocircuito (*Short Circuit*)

Amplificador de Transconductancia:

Éste es uno de los dos modelos híbridos que podemos realizar a partir de los dos anteriores. Éste amplificador se usa para obtener corriente a la salida a partir de un voltaje a la entrada. Su ganancia al ser corriente entre tensión, se mide en mhos o Siemens:



$R_i \equiv$ Resistencia de entrada

$R_o \equiv$ Resistencia de salida

$G_{msc} \equiv$ Ganancia de transconductancia en cortocircuito

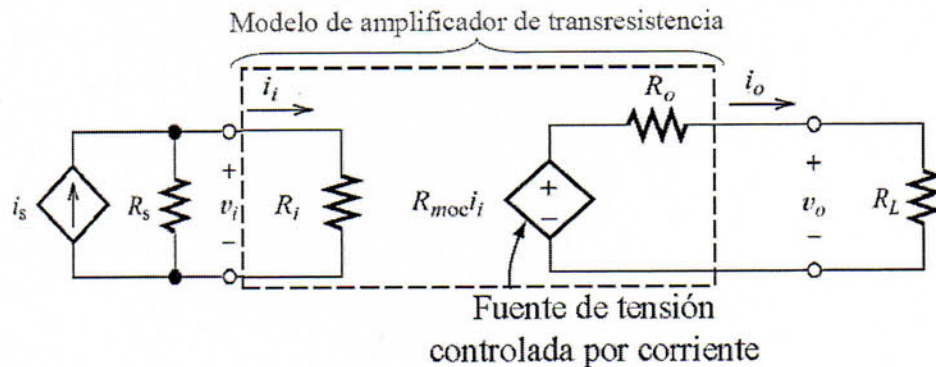
$$G_{msc} = \frac{i_{osc}}{v_i} \left[\frac{A}{V} \equiv \text{Siemens} \right]$$

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = G_{msc} \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

$G_m \equiv$ Ganancia de transconductancia

Amplificador de Transresistencia o Transimpedancia:

Éste es el otro modelo híbrido. Se usa para obtener tensión a la salida a partir de una corriente a la entrada. Su ganancia al ser tensión entre corriente, se mide en ohmios:



$R_i \equiv$ Resistencia de entrada

$R_o \equiv$ Resistencia de salida

$R_{moc} \equiv$ Ganancia de transresistencia en circuito abierto

$$R_{moc} = \frac{v_{ooc}}{i_i} \left[\frac{V}{A} \equiv \Omega \right]$$

$$R_m = \frac{v_o}{i_i} = R_{moc} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

$R_m \equiv$ Ganancia de transresistencia

Las impedancias de entrada y salida deben elegirse según el propósito del amplificador, de esta manera si la **impedancia de entrada es muy baja**, es bueno para un amplificador de corriente pero no para uno de tensión, y si la que es muy baja es la de salida, es bueno para uno de tensión pero no para uno de corriente.

Para realizar el modelo equivalente que resulta de conectar varios amplificadores en cascada (uno detrás del otro) basta con usar como **ganancia el producto de las ganancias, impedancia de entrada la del primero y de salida la del último.**

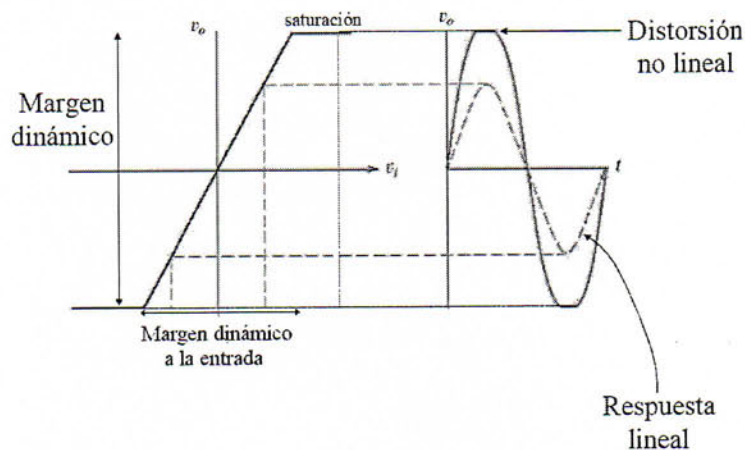
5. Función de Transferencia y Margen Dinámico

La función de transferencia de un amplificador no es más que la ecuación que relaciona la señal de entrada con la de salida, y consta principalmente de tres tramos:

- **Tramo Lineal:** Es el tramo en el que la función de transferencia corresponde a la que obtenemos a partir del modelo equivalente del amplificador.
- **Saturación Positiva (distorsión no lineal):** Cuando el voltaje de entrada sobrepasa un determinado valor, el amplificador es incapaz de dar más voltaje a la salida y “recorta” la señal.
- **Saturación Negativa (distorsión no lineal):** Al igual que en la positiva, cuando el voltaje de entrada no alcanza un determinado valor, el amplificador es incapaz de dar menos voltaje a la salida y también “recorta” la señal.

Debido a esto es necesario especificar el rango de voltajes con el que nuestro amplificador puede funcionar sin llegar a saturarse. **A los valores máximo y mínimo de voltaje que puede presentar el amplificador a la salida se le denomina Margen Dinámico o Margen Dinámico a la Salida, y a los valores máximo y mínimo que puede presentar la señal a la entrada se le llama Margen Dinámico a la Entrada:**

Recuerda que cuando hablamos de margen dinámico siempre damos el valor como máxima amplitud de tensión SIMÉTRICA. Es decir, por ejemplo, si llegamos a la conclusión de que la señal de salida no puede superar un valor positivo de 5 voltios, y no puede sobrepasar un valor negativo de -3 voltios, el margen dinámico a la salida será de 3 voltios.



APÉNDICE 7: EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN.

El oscilador en puente de Wien es un oscilador senoidal muy popular que utiliza un amplificador operacional, resistencias y condensadores.

Un oscilador lineal muy popular es el **oscilador en puente de Wien**, mostrado en la figura de la derecha. En este circuito, el amplificador operacional, en combinación con las resistencias R_1 y R_2 , forma un amplificador no inversor. La red RC forma la red de realimentación.

- Se puede demostrar que se produce la oscilación de este circuito si la ganancia del amplificador es mayor que $A_{v\text{-min}}=3$. La ganancia del amplificador es:

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

Por tanto, para que haya oscilación, debe cumplirse:

$$R_2 > 2R_1$$

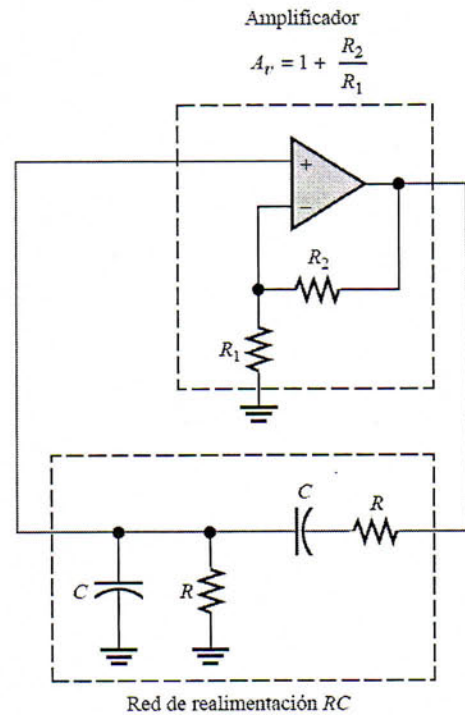
Si R_2 es mayor que $2R_1$, la amplitud de las oscilaciones aumenta hasta que ocurre el recorte, limitando ulteriores incrementos de amplitud.

Por el contrario, si R_2 es menor que $2R_1$, las oscilaciones se extinguen. Por tanto, seleccionamos R_2 de modo que sólo sea un poco mayor que $2R_1$, para asegurar la oscilación y evitar (o eso esperamos) una distorsión severa debida al recorte del amplificador.

- Se puede demostrar que la frecuencia de oscilación de este circuito oscilador es:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

En el diseño de un oscilador con puente de Wien, seleccionamos valores adecuados para R y C que proporcionen la frecuencia de oscilación deseada.



La manera de obtener estas condiciones la hemos estudiado en el tema 3, en el apartado de "osciladores sinusoidales".

Tal y como comentamos en el apéndice 1, TODO el examen va a tener, sólo, amplificadores operacionales.

Ya veremos en el tema 2 que un A.O. **no ideal** se puede aproximar como un **ideal** cuando cumple una condición importante: **realimentación negativa**.

Es importante que te fijas 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.

Nunca olvides que esto es sólo un modelo. Tal y como estudiarás en asignaturas como DCSE (de 4º) en realidad los A.O.s son circuitos electrónicos analógicos muy complejos, formados por muchos transistores.

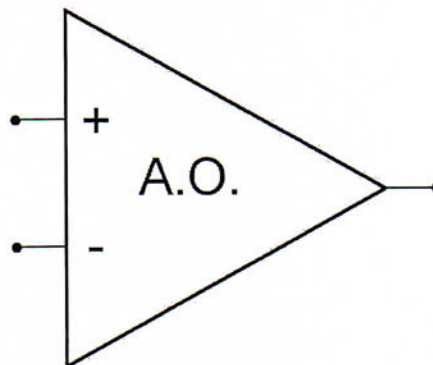
Además, también iremos aprendiendo en la carrera a diferenciar entre los más importantes A.O.s comerciales que podemos encontrar. Una primera aproximación a esta cuestión la veremos en el tema 4.

APÉNDICE 8: INTROD. A LOS AMPLIFICADORES

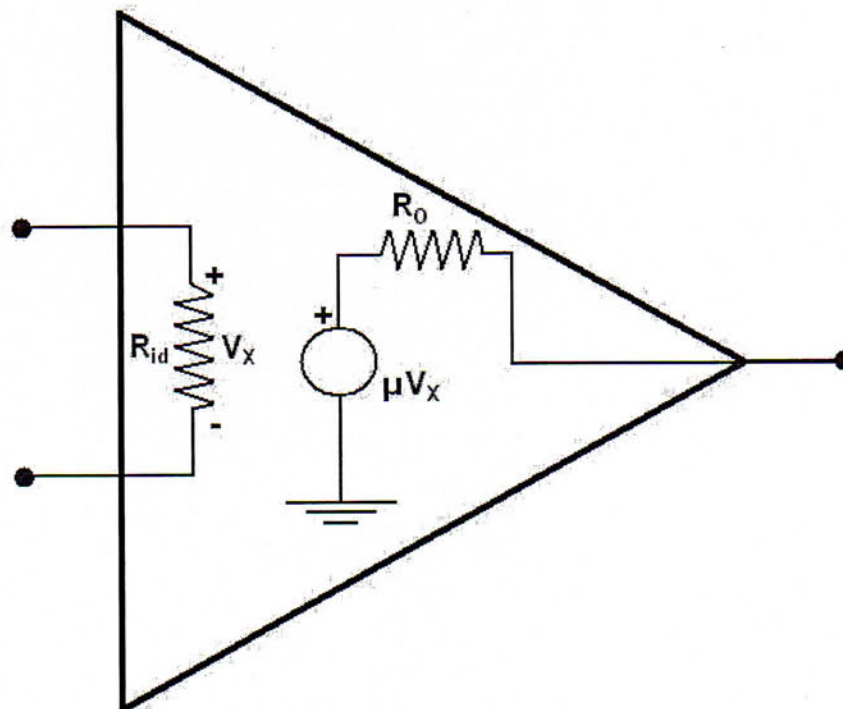
1 Amplificador Operacional (A.O) no ideal

En esta asignatura es muy importante el Amplificador Operacional (A.O.), en todos los apartados del temario. Con él construiremos circuitos amplificadores más complejos, como los que empezaremos a estudiar en la página siguiente. 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.:



El circuito equivalente en pequeña señal es:



2 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

LOAD es carga en
inglés, de ahí el
subíndice L

Dentro de la caja que representa al amplificador hay siempre uno o varios transistores (BJT o FET) ó amplificadores operacionales, 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.

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: $A_v = \frac{v_0}{v_i}$ (adimensional)
- Ganancia de corriente: $A_i = \frac{i_0}{i_i}$ (adimensional)
- Ganancia de transimpedancia: $A_z = \frac{v_0}{i_g}$ (Ω)
- Ganancia de transadmitancia: $A_y = \frac{i_0}{v_g}$ (\mathcal{U})

3 Pasos para analizar un amplificador

En los ejercicios de amplificación de asignaturas anteriores, como EBAS, nos solían pedir un análisis completo del circuito que nos daban. Esto incluye dos análisis: un análisis del circuito en corriente continua (polarización o gran señal) y otro análisis en corriente alterna (pequeña señal).

En ELAN no nos van a pedir el análisis en continua.

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

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

Análisis en corriente continua

Se trata de dibujar el circuito equivalente en corriente continua.

- 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.
- Una vez llegados a esta situación nos encontramos con un circuito similar a los estudiados en asignaturas anteriores, como EBAS. Por ejemplo, recordamos que en el caso de amplificadores con BJTs planteábamos las dos ecuaciones EE, ES (además de las hipótesis de activa) y obteníamos el punto de trabajo Q (polarización):

$$I_{BQ}, I_{CQ}, V_{BEQ}, V_{CEQ}.$$

Análisis en pequeña señal y a frecuencias medias

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

- Ahora anulamos las fuentes de continua (pilas y generadores de corriente continua) y dejamos 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 de acoplo que aparezcan en el circuito como cortocircuitos (normalmente esto viene indicado de la forma $C \rightarrow \infty$).
- Sustituimos los transistores o A.O. del circuito por sus circuitos equivalentes de pequeña señal. Para el caso de BJTs esto incluye siempre calcular el valor de r_{π} , y para el caso de FETs, su g_m .
- 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

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

Normalmente solo piden algunas de ellas en el examen

También las llaman impedancias de entrada y salida

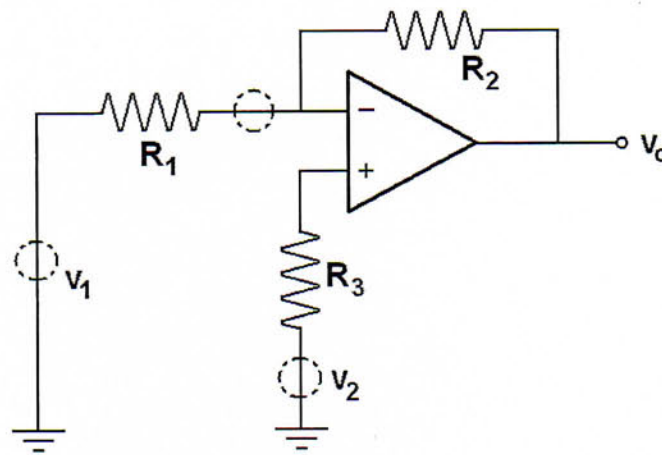
APÉNDICE 9: OTROS ASPECTOS RELEVANTES: EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

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.

1.1 Esquema general

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).



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

En la figura, v_1 y v_2 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:

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

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:

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

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 .

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

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.

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

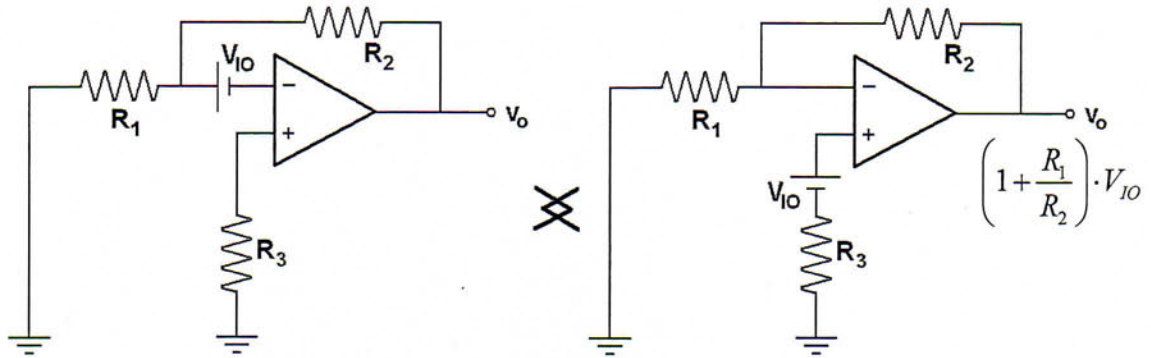
Recuerda que

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

es la "ganancia de ruido".

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

1.2 Efecto debido 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 ($R_2/R_1 \gg 1$) el término d.c. añadido a la salida puede ser grande.

Obviamente, esto puede suponer un problema importantísimo de diseño.

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

Soluciones:

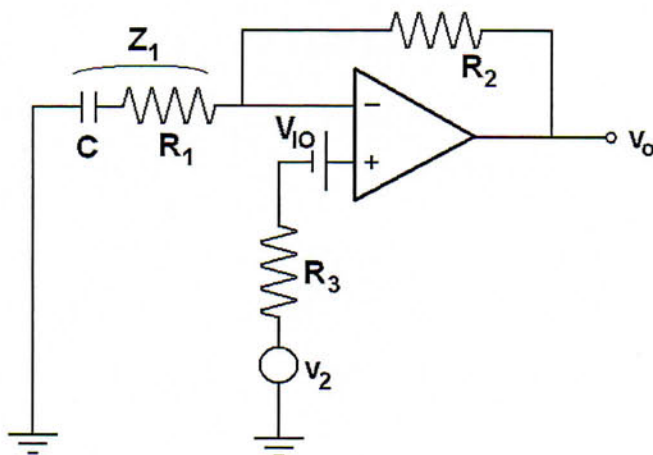
- En amplificadores que requieren respuesta en d.c. se buscan A.O.s de precisión ($V_{IO} \sim$ cientos de μV) o incluso A.O.s estabilizados por "chopper" (V_{IO} efectiva $\approx 5 - 50 \mu V$).
- En amplificadores donde sólo interesa amplificar señales alternas (como por ejemplo amplificadores de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

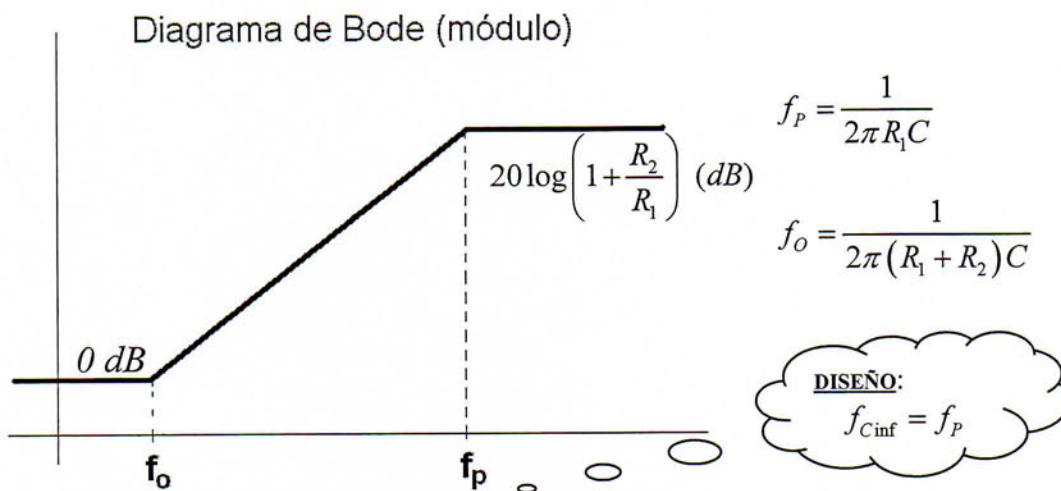
En d.c. tanto para v_2 como para V_{IO} , tenemos un seguidor de tensión ($\beta_{V_{dc}} = 1$). Por ello, a la salida aparece $V_{IO} \cdot 1 = V_{IO}$ sin amplificar.

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

Tenemos:

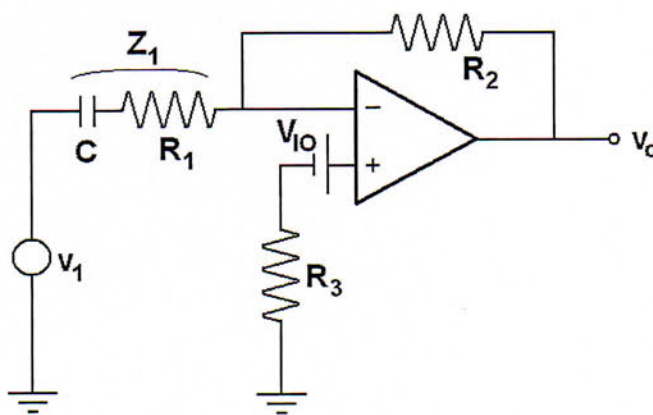
$$\frac{v_o}{v_2} = 1 + \frac{R_2}{Z_1(j\omega)} = \frac{1 + j \frac{f}{f_o}}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

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



– Para ganancia inversora:

Es el mismo circuito pero excitado por v_1 .



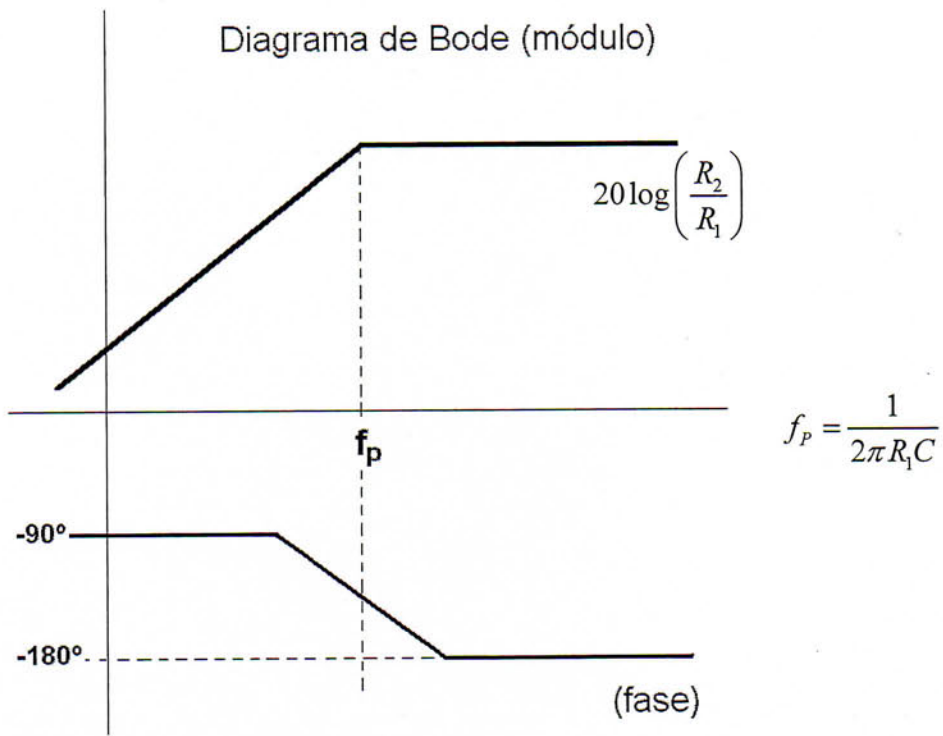
Nuevamente, en d.c. para V_{IO} , tenemos un seguidor de tensión ($\beta_{V_{dc}} = 1$), por lo que a la salida aparece $V_{IO} \cdot 1 = V_{IO}$ sin amplificar.

En a.c. la ganancia será:

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

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

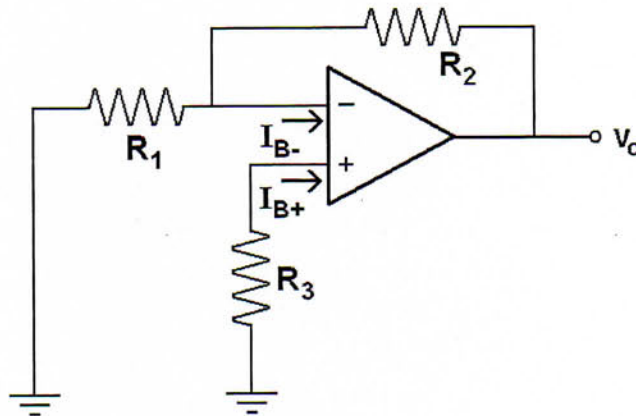
Diagrama de Bode (módulo)



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

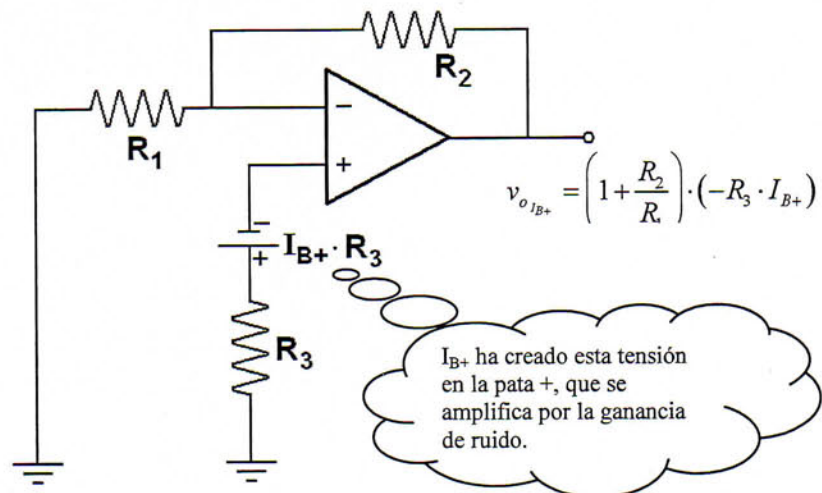
1.3 Efecto debido a I_{B+} e I_{B-}

Tenemos:



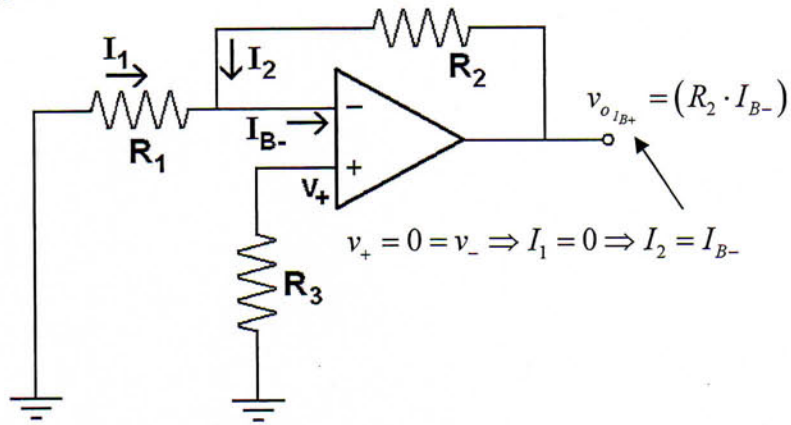
Aplicaremos superposición de efectos:

Efecto debido a I_{B+} :



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

Efecto debido a 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.

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

Obteniendo así la condición:

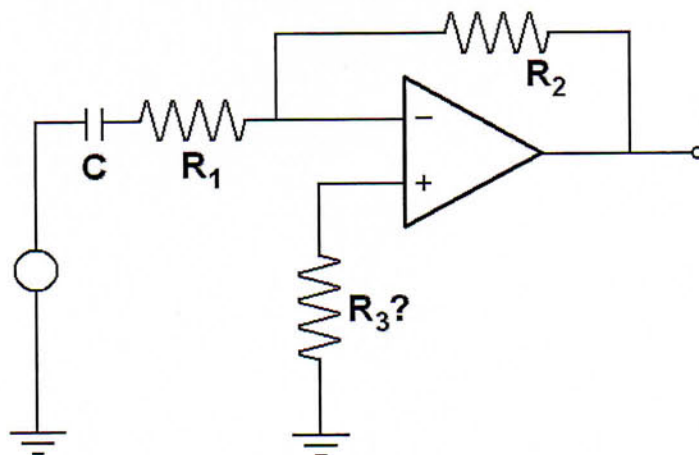
$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$$

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:



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

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

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

$$Z_+ = R_3$$

$$Z_- = R_1 // R_2$$

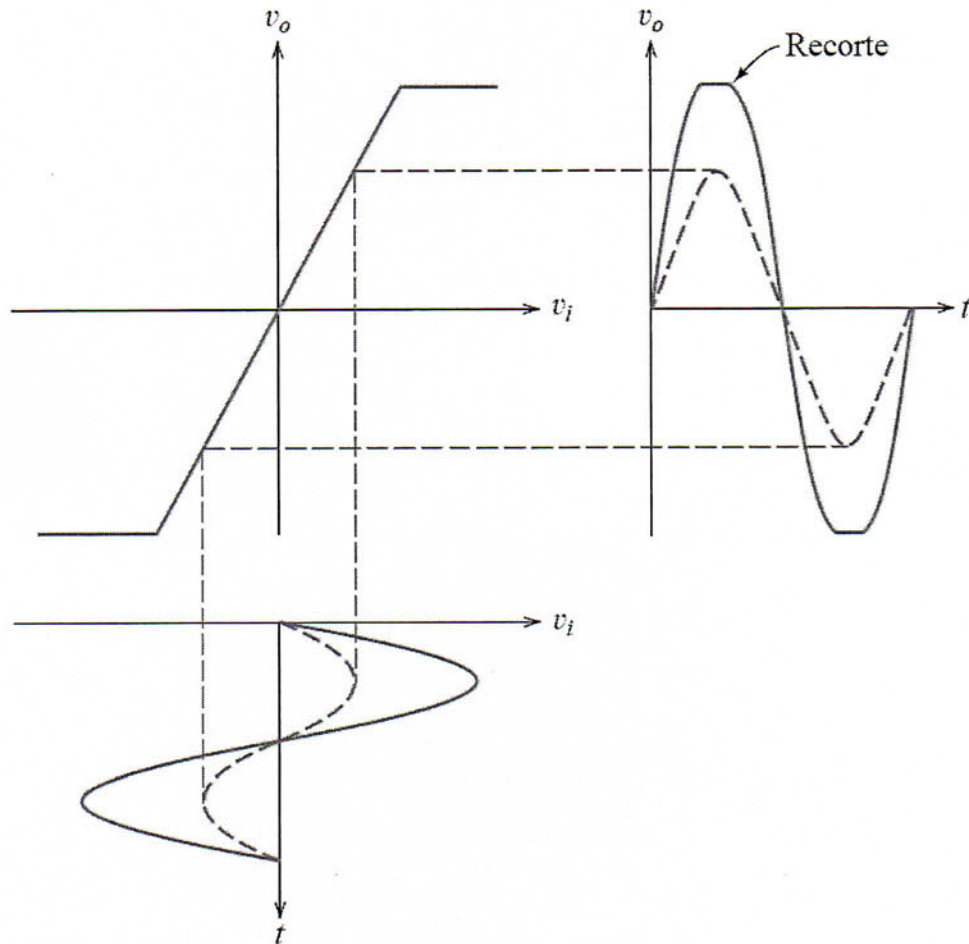
Sin más que igualarlas, tenemos la solución.

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 $R_1 = \infty$

2 Alimentación y Margen dinámico en tensión a la salida del A.O.

La tensión de salida de un A.O. presenta un límite máximo y un límite mínimo. Si una señal de entrada es lo suficientemente grande como para que la salida sobrepase estos límites, la salida deja de responder y se produce un **recorte**.

Se dice que la característica de transferencia del amplificador (es decir, la representación de v_o en función de v_i) no es lineal.



El margen de tensión permitido a la salida antes de que se produzcan recortes, depende del tipo de amplificador operacional que se utilice, de la resistencia de carga, y de las tensiones de alimentación.

Por ejemplo, con tensiones de alimentación de +15v y -15v, el amplificador operacional μ A741 es capaz de producir tensiones de salida entre +14v y -14v (éstos son los límites típicos para resistencias de carga superiores a 10 k Ω ; el margen de salida garantizado por el fabricante para el μ A741 sólo varía entre +12v y -12v, y las resistencias de carga menores limitan aún más el margen). Si se utilizan tensiones de alimentación más pequeñas, se reduce el margen lineal.

Algunos amplificadores operacionales, como el LM324, están ideados para ser utilizados con una única fuente de tensión. En este caso, el margen de tensiones de salida permitidas no es simétrico respecto a cero. Por ejemplo, con una tensión de alimentación de +15v, el LM324 está limitado a tensiones de salida en el margen de aproximadamente 20 mv a 13,5v.

3 Margen dinámico en corriente a la salida del A.O.

Por ejemplo, para el $\mu A741$ los límites suelen ser de ± 25 mA.

Otra limitación del amplificador operacional es la corriente máxima que puede suministrar a una determinada carga.

Si una resistencia de carga de pequeño valor requiriera una corriente que superase esos límites, la forma de onda de salida se vería recortada. Con una fuente de +15 V, el LM324 puede suministrar (es decir, proporcionar corriente que salga del terminal de salida del amplificador operacional) hasta 30 mA, o absorber (es decir, atraer corriente hacia el terminal de salida) hasta 20 mA. Con frecuencia, se incluye deliberadamente un circuito limitador de corriente en el diseño de un amplificador operacional para que no pueda ser destruido por una disipación de potencia excesiva si la salida se cortocircuita sin querer a masa.

4 El slew rate

Veremos en la práctica que es muy usual ver cómo una salida que esperábamos sinusoidal se convierte en triangular por efectos del slew rate.

Otro efecto no lineal de los amplificadores operacionales reales es que la magnitud de la tasa de variación de la tensión de salida está limitada. Esto se denomina limitación de la velocidad de subida (**slew-rate**). La tensión de salida no puede aumentar (o disminuir) más rápido que ese límite. En forma de ecuación, el límite del *slew-rate* es:

$$\left| \frac{\partial v_o}{\partial t} \right| \leq SR$$

El *slew-rate* de los operacionales típicos varía entre $SR=10^5$ V/s y $SR=10^8$ V/s. Para el $\mu A741$ alimentado a ± 15 V y con $R_L > 2$ k Ω , el valor típico es 5×10^5 V/s (que se suele expresar como 0,5 V/ μ s).

El *slew-rate* ocasiona que la forma de onda de salida de un amplificador operacional real pueda llegar a ser muy diferente a la de un amplificador operacional ideal.

5 Principales características de los AOs más usuales.

Selection Guide Operational Amplifiers

High Speed Amplifiers

Model	GBW MHz typ	SR V/ μ s typ	Settling Time ns to % typ	A_{CL} min V/V	V_{OS} mV typ	I_{OUT} mA min	Supply Current mA typ	Package Options ¹	Temp Range ²	Page	Comments
AD5539	1400	600	12-1	+5, -4	2	11	25	N, Q	C, M	2-335	Improved Replacement for SE/NE5539
AD829	750	230	45-0.1	1	0.2	32 typ	5	N, Q, R	C, I, M	2-247	High Speed, Low Noise, Video Amp
AD844	900	2000	100-0.1	1	0.05	80	6.5	N, Q, R	I, M	2-287	Constant 10 ns Rise Time for Any Pulse Input, Current Feedback
AD849	725	300	80-0.1	25	0.3	32 typ	5.1	N, Q, R	C, I, M	2-327	High Speed, Low Power Preamp, Drives Capacitive Loads
AD846	450	450	110-0.01	1	0.025	65 typ	5	N, Q	I, M	2-307	High Speed, Precision, Current Feedback
AD840	400	400	100-0.01	10	0.1	50	10.5	N, Q	C, M	2-251	Wide Bandwidth Precision, Fast Settling, $A_{VCL} \geq 10$
AD9617	180	1600	10-0.1	3	0.4	60	34	N, Q, R	C, I, M	2-359	Low Distortion, Wide Bandwidth, $IMD \leq -70$ dBc at 20 MHz
AD848	175	300	100-0.1	5	0.2	32 typ	5.1	N, Q, R	C, I, M	2-327	High Speed, Low Power, Drives Capacitive Loads
AD9618	160	1800	10-0.1	+5, -1	0.2	60	31	N, Q, R	C, I, M	2-367	Low Distortion, Wideband, $IMD \leq -70$ dBc at 20 MHz
AD9610	100	3500	18-0.1	1	0.3	50	21	H	I, M	2-351	Wide Bandwidth, Fast Settling
AD842	80	375	100-0.01	2	0.5	50	13	H, N, Q	C, M	2-267	Fast Settling, High Current Output, Cable Driver, $A_{VCL} \geq 2$
AD827	50	300	120-0.1	1	0.5	32 typ	10	N, Q, R	C, I, M	2-239	Dual AD847
AD847	50	300	120-0.1	1	0.5	32 typ	5.1	N, Q, R	C, I, M	2-319	High Speed, Low Power, Drives Capacitive Loads
AD841	40	300	110-0.01	1	0.5	50	11	E, H, N, Q	C, M	2-259	High Speed, Precision, Drives Capacitive Loads
AD843	34	250	135-0.01	1	0.5	50	12	N, Q, H	C, I, M	2-275	FET Input, Fast Settling, High Speed
AD845	16	100	350-0.01	1	0.7	50 typ	10	N, Q	C, I, M	2-299	FET Input, Fast Settling, High Speed
AD744	13	75	500-0.01	+2, -1	0.3	25	3.5	H, N, Q, R	C, I, M	2-219	FET Input, Fast Settling, High Speed, Custom Compensation
AD746	13	75	500-0.01	+2, -1	0.3	25	3.5	H, N, Q, R	C, I, M	2-231	Dual AD744
AD713	4	20	1000-0.01	1	0.3	25 typ	10	H, N, Q	C, I, M	2-191	Quad AD711
AD711	3	16	1000-0.01	1	0.3	25 typ	2.5	H, N, Q, R	C, I, M	2-167	Precision BiFET
AD712	3	16	1000-0.01	1	0.3	25 typ	5	H, N, Q, R	C, I, M	2-179	Dual AD711

¹Package Options: E-Leadless Chip Carrier; H-Round Hermetic Metal Can (Header); N-Plastic Molded Dual-In-Line; Q-Cerchip; R-Small Outline Plastic (SOIC).
²Temperature Ranges: C-Commercial, 0 to +70°C; I-Industrial, -40°C to +85°C (Some older products -25°C to +85°C); M-Military, -55°C to +125°C.
 Boldface Type: Product recommended for new design.

OPERATIONAL AMPLIFIERS 2-3

Selection Guide Operational Amplifiers

Precision Amplifiers

Model	V_{OS} μ V max	V_{OS} TC μ V/ $^{\circ}$ C max	Noise μ V p-p 0.1-10 Hz typ	GBW MHz typ	Slew Rate V/ μ s typ	I_B nA max	CMRR dB f = 1 kHz typ	Package Options ¹	Temp Range ²	Page	Comments
AD707	5-100	0.03-0.3	0.23	0.9	0.3	0.5-2.5	140	H, N, Q, R	C, I, M	2-151	Highest DC Precision
AD708	5-90	0.03-0.3	0.23	0.9	0.3	0.5-2.5	140	H, N, Q, R	C, I, M	2-159	Dual AD707
AD844	50-300	1-5	—	60	2000	450	—	N, Q	I, M	2-287	Precision, High Speed
AD846	25-200	0.8-5.5	—	75	450	450	—	N, Q	I, M	2-307	High Precision, High Speed
AD OP-07	25-100	0.6-2.5	0.35	0.6	0.17	2-12	95	H, N, Q, R	C, M	2-383	Improved Industry Standard
AD OP-27	25-100	0.6-1.8	0.08	8	2.8	40-80	123	H, N, Q	I, M	2-389	Ultra-low Noise
AD OP-37	25-100	0.6-1.8	0.08	63 (GBP)	17	40-80	123	H, N, Q	I, M	2-397	Combines Precision and Speed
AD705	25-90	0.6-2.0	0.5	0.8	0.15	0.1-0.15	110	N, Q, R	C, I, M	2-135	Low I_B Precision Bipolar
AD704	50-100	0.6-1.5	0.5	0.8	0.15	0.15-0.25	110	N, Q, R	C, I, M	2-131	Quad AD705
AD706	50-100	1.0-1.5	0.5	0.8	0.15	0.15-0.25	110	N, Q, R	C, I, M	2-143	Dual AD705
AD517	50-100	1.3-3	2	0.25	0.1	0.25-2	94	H	C, M	2-45	
AD547	250-1000	1-5	2	1	3	0.025-0.05	60	H	C, M	2-51	Low Drift BiFET
AD647	250-1000	2.5-10	4	1	3	0.035	76	E, H	C, M	2-115	Dual AD547
AD548	250-2000	2-20	2	1	1.8	0.03-0.015	83	H, N, Q, R	C, I, M	2-75	Low Power BiFET
AD648	100-2000	3-20	2	1	1.8	0.03-0.015	83	H, N, Q, R	C, I, M	2-121	Dual AD548

Low Noise Amplifiers

Model	Voltage Noise en typ 10 kHz nV/ \sqrt Hz	Voltage Noise en typ 1 kHz nV/ \sqrt Hz	Current Noise $I_n \pm I_n$ typ pA/ \sqrt Hz	I_B nA typ	V_{TP} mV typ	GBW MHz typ	SR V/ μ s typ	Settling Time ns to % typ	A_{CL} min V/V	Package Options ¹	Temp Range ²	Page	Comments
AD9617	1.3	2.0	45/45	12000	0.5	190	1600	10-0.1	± 1	N, Q, R	C, I, M	2-359	Low Distortion, Wide Bandwidth
AD9618	1.3	2.0	45/45	10000	0.5	160	1600	9-0.1	+5, -1	N, Q, R	C, I, M	2-367	Low Distortion, Wide Bandwidth
AD844	—	2	12/10	200	0.05	900	2000	100-0.1	1	N, Q	I, M	2-287	Current Feedback Amplifier
AD846	—	2	6/20	100	0.025	450	450	110-0.01	1	N, Q	I, M	2-307	Current Feedback, Precision
AD849	—	3	—	3300	0.3	725	300	80-0.1	25	N, Q, R	C, I, M	2-327	High Speed, Low Power
AD OP-27	0.35	3	0.4/0.4	10	0.025	8	1.7	—	1	H, N, Q	I, M	2-389	Low Noise, Precision
AD OP-37	0.08	3	0.4/0.4	10	0.025	63	17	—	5	H, N, Q	I, M	2-397	Low Noise, Precision
AD743	2.9	3.2	0.007	0.15	0.1	4.5	2.8	—	1	N, Q, R	C, I, M	2-207	Ultra-low Noise FET Input
AD829	—	2	1.5	3300	0.2	750	230	65-0.1	1	N, Q, R	C, I, M	2-247	High Speed, Low Noise, Video Amp
AD5539	—	4	—	6000	2	1400	600	12-1	+5, -4	N, Q	C, M	2-335	Improved Replacement for NE5539
AD840	—	4	—	3500	0.1	400	400	100-0.01	10	N, Q	C, M	2-251	Wide Bandwidth, Precision
AD848	—	5	—	3300	0.2	175	300	100-0.1	5	N, Q, R	C, I, M	2-327	High Speed, Low Power
AD645	8	9	0.6/0.6	0.0007	0.1	2	2	—	1	H, N	C, I, M	2-107	FET Input, Low I_B
AD9611	1.1	1.6	38/38	1000	0.5	280	1900	13-0.01	1	H	I, M	21-4	Ultrafast Settling, Wide Bandwidth
AD9610	0.7	1.6	32/32	5000	0.3	100	3500	18-0.1	1	H	I, M	2-351	Wide Bandwidth, Fast Settling

2-4 OPERATIONAL AMPLIFIERS

Low Cost, General Purpose Amplifiers

Model	V _{os} mV max	V _{os} TC μV/°C max	I _n nA max	BW MHz typ ¹	SR V/μs typ	Setting Time 0.01% μs typ	Noise μV p-p 0.1-10 Hz typ	Package Options ¹	Temp Range ²	Page	Comments
AD707	0.015-0.09	0.1-1	1-2.5	0.9	0.15	—	0.23	H, N, Q, R	C, I, M	2-151	Very High DC Precision
AD705	0.025-0.09	0.6-2.0	0.1-0.15	0.8	0.15	—	0.5	N, Q, R	C, I, M	2-135	Low I _n Precision Bipolar
AD704	0.05-0.10	0.6-1.5	0.15-0.25	0.8	0.15	8	0.5	N, Q, R	C, I, M	2-131	Quad AD705
AD706	0.05-0.10	1.0-1.5	0.15-0.25	0.8	0.15	8	0.5	N, Q, R	C, I, M	2-143	Dual AD705
AD OP-07	0.025-0.15	0.6-2.5	3-12	0.6	0.17	—	0.35-0.38	H, N, Q, R	C, M	2-383	Improved Industry Standard
AD711	0.025-2	3-20	0.025-0.05	4	20	1	2	H, N, Q, R	C, I, M	2-167	Excellent Combination of AC and DC Performance at Very Competitive Prices
AD548	0.25-2	2-20	0.01-0.02	1	1.8	8	2	H, N, Q, R	C, I, M	2-75	Low Power, High Performance
AD542	0.5-2	5-20	0.025-0.05	1	3	—	2	H	C, M	2-51	High Performance BIFET
AD544	0.5-2	5-20	0.025-0.05	2	13	—	2	H	C, M	2-51	High Performance BIFET
AD741	3-6	20	200-500	1	0.5	—	—	H, N	C, I, M	2-203	Improved Second Source

Low Input Current Amplifiers

Model	I _n pA max	Input Impedance		CMRR dB f=1 kHz typ	V _{os} mV max	V _{os} TC μV/°C max	BW MHz typ ¹	Package Options ¹	Temp Range ²	Page	Comments
		Differential Ω _{ip} typ	Common Mode Ω _{ip} typ								
AD549	0.06-0.25	10 ¹¹ 1	10 ¹¹ 0.8	62	0.25-1	5-20	1	H	C, M	2-83	Monolithic, Lowest I _n
AD515A	0.075-0.3	10 ¹¹ 1.6	10 ¹¹ 0.8	62	1-3	15-50	1	H	C	2-39	Lower Cost AD515 Replacement
AD546	0.5-1	10 ¹¹ 1	10 ¹¹ 0.8	62	1-2	20	1	N	C	2-63	Precision Low Cost Electrometer
AD645	1.5-3	10 ¹¹ 1	10 ¹¹ 2	94	0.25-0.5	5-10	2	H, N	C, I, M	2-107	Low Noise, Precision BIFET
AD545A	1-2	10 ¹¹ 1.6	10 ¹¹ 0.8	62	0.25-1	3-25	1	H	C	2-59	Lower Cost AD545 Replacement
AD548	10-20	10 ¹¹ 3	3 × 10 ¹¹ 3	84	0.25-2	2-20	1	H, N, Q, R	C, I, M	2-75	Low Power, Low Cost
AD547	25-50	10 ¹¹ 6	10 ¹¹ 13	60	0.25-1	1-5	1	H	C, M	2-51	Low Drift
AD711	25-50	3 × 10 ¹¹ 5.5	3 × 10 ¹¹ 5.5	62	0.25-2	3-20	4	H, N, Q, R	C, I, M	2-167	Low Cost BIFET, Excellent AC and DC Performance

¹Package Options: E-Leadless Chip Carrier; H-Round Hermetic Metal Can (Header); N-Plastic Molded Dual-In-Line; Q-Cerchip; R-Small Outline Plastic (SOIC).

²Temperature Ranges: C-Commercial, 0 to +70°C; I-Industrial, -40°C to +85°C (Some older products -25°C to +85°C); M-Military, -55°C to +125°C.

³Unity gain small signal bandwidth.

Boldface Type: Product recommended for new design.

OPERATIONAL AMPLIFIERS 2-5

Selection Guide Operational Amplifiers

Dual Operational Amplifiers

Model	V _{os} mV max	V _{os} TC μV/°C max	I _n nA max	BW MHz typ ¹	Slew Rate V/μs typ	Setting Time to 0.01% μs typ	Package Options ²	Temp Range ³	Page	Comments
AD708	0.03-0.1	0.3-1.0	1-2.5	0.9	0.3	—	H, N, Q	C, I, M	2-159	Highest DC Precision; Excellent Matching Between Amps, Dual AD707
AD706	0.05-0.10	1.0-1.5	0.15-0.25	0.8	0.15	—	N, Q, R	C, I, M	2-143	Dual AD705, Low I _n Precision Bipolar
AD712	0.3-3	5-20	0.05-0.075	4	20	1	H, N, Q, R	C, I, M	2-179	Excellent AC and DC Performance, Dual AD711
AD746	0.25-1	3-20	0.15	13	75	0.5	H, N, Q	C, I, M	2-231	Precision, Fast Settling, Dual AD744
AD647	0.25-1	2.5-10	0.035-0.075	1	3	—	E, H	C, M	2-115	Dual AD547
AD648	0.3-2	3-20	0.01-0.02	1	1.8	8	H, N, Q	C, I, M	2-121	Low Power, BIFET, Dual AD548
AD642	0.5-2	—	0.035-0.075	1	3	—	H	C, M	2-95	Dual AD542
AD644	0.5-2	—	0.035-0.075	2	13	—	H	C, M	2-101	Dual AD544
AD827	2.0-4.0	15	—	50	300	0.065-0.1	N, Q, R	C, I, M	2-239	Dual AD847, High Speed, Low Power

Quad Operational Amplifiers

Model	V _{os} mV max	V _{os} TC μV/°C max	I _n pA max	BW MHz typ ¹	Slew Rate V/μs typ	Setting Time to 0.01% μs typ	Package Options ²	Temp Range ³	Page	Comments
AD704	0.05-0.10	0.6-1.5	150-250	0.8	0.15	—	N, Q, R	C, I, M	2-131	Quad AD705, Low I _n Precision Bipolar
AD713	0.5-1.5	20	75-150	4	20	1	N, Q	C, I, M	2-191	Superior AC and DC Performance, Quad AD711

Unity Gain Buffers

Model	BW MHz typ	SR V/μs min	I _{olr} mA typ	V _{oc} mV max	I _{ss} mA max	Package Options ²	Temp Range ³	Page	Comments
AD9630	790	1800	50	2	22	N, R, Q, Z	I, M	2-377	High Performance, Wide-Band Buffer
AD9620	690	2300	50	2	40	D	I, M	2-375	High Performance, Low Harmonic Distortion Buffer

¹Unity gain small signal bandwidth.

²Package Options: D-Side-Braced Dual-In-Line Ceramic; E-Leadless Chip Carrier; H-Round Hermetic Metal Can (Header); N-Plastic Molded Dual-In-Line; Q-Cerchip; R-Small Outline Plastic (SOIC); Z-Leaded Chip Carrier (Gull Wing).

³Temperature Ranges: C-Commercial, 0 to +70°C; I-Industrial, -40°C to +85°C (Some older products -25°C to +85°C); M-Military, -55°C to +125°C.

Boldface Type: Product recommended for new design.

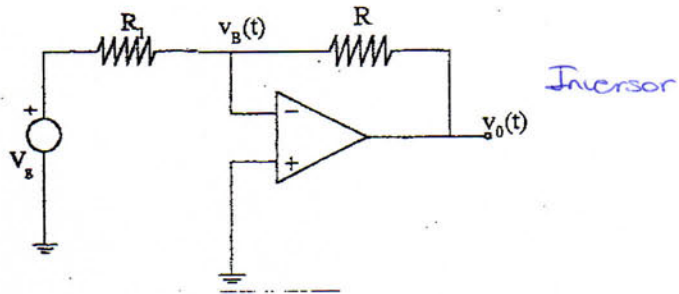
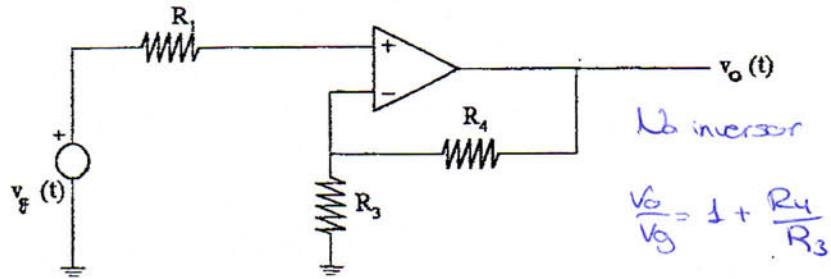
ELAN

Ejercicios de clase

INTRODUCCIÓN A LOS AMPLIFICADORES

Ejercicio 1

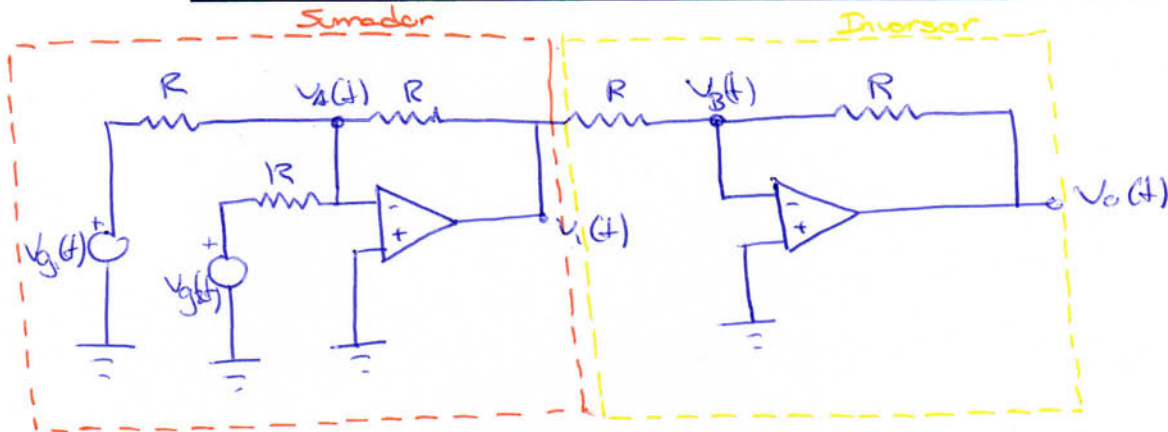
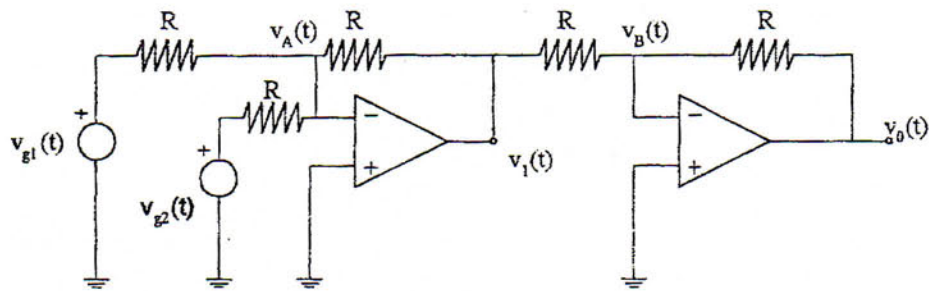
Calcular la función de transferencia v_0/v_g de los siguientes circuitos:



Resueltas en el apéndice 4

Ejercicio 2

Calcular, en el circuito de la figura, el valor de la tensión de salida $v_o(t)$ para cualquier tipo de generadores de entrada $v_{g1}(t)$ y $v_{g2}(t)$. Indicar la función que realiza el circuito.



$$v_1(t) = -R \left(\frac{v_{g1}(t)}{R} + \frac{v_{g2}(t)}{R} \right) = -[v_{g1}(t) + v_{g2}(t)]$$

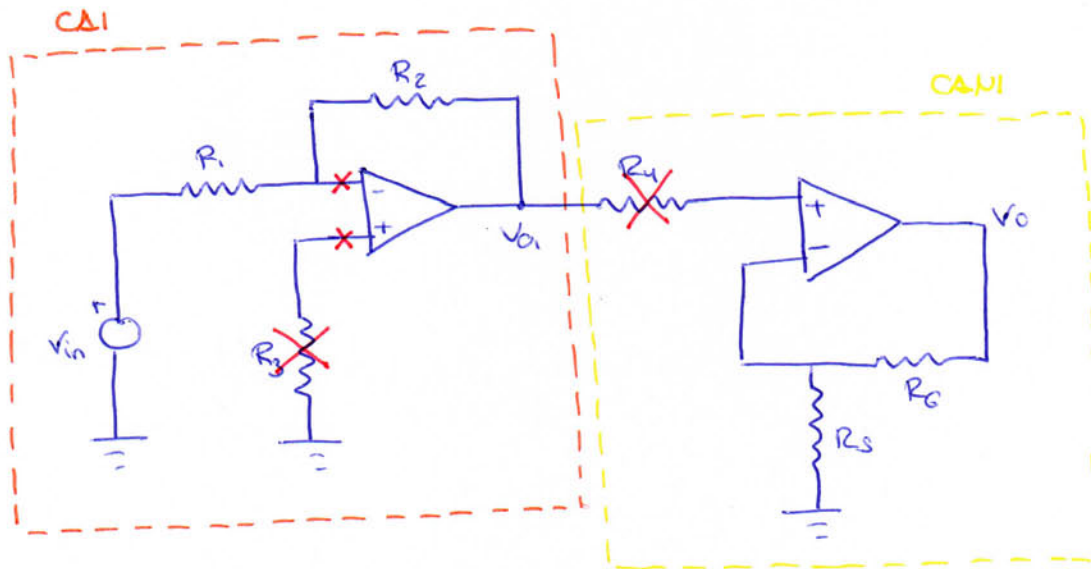
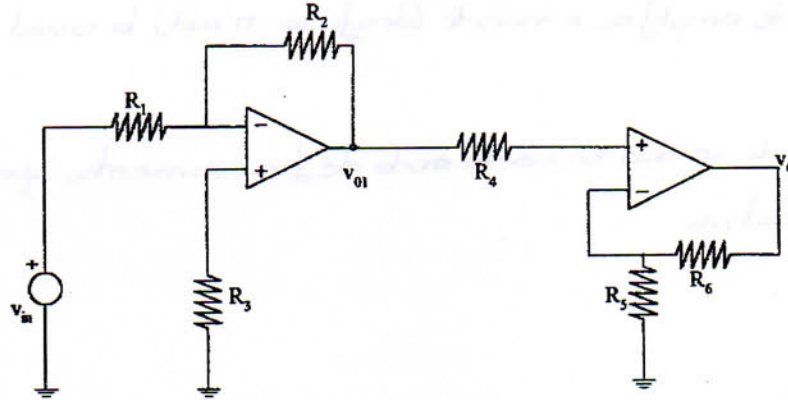
$$v_o(t) = -\frac{R}{R} \cdot v_1(t) = -v_1(t)$$

$$v_o(t) = v_{g1}(t) + v_{g2}(t) \quad \text{El circuito es un sumador}$$

Ejercicio 3

El circuito de la figura está formado por dos etapas.

- Calcule la relación V_{o1}/V_{in} en la primera etapa, y relación V_o/V_{o1} en la segunda.
- Calcule la expresión temporal de la señal de salida $V_o(t)$, para:
 $V_{in}(t) = 10^{-3} \cos(10^6 t)V$; $R_1 = 100\Omega$; $R_2 = 100K\Omega$; $R_3 = R_4 = 1K\Omega$; $R_5 = R_6 = 2.2K\Omega$;
- Explique la función que realiza el circuito.



a) $\frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$

$\frac{V_o}{V_{o1}} = 1 + \frac{R_6}{R_5}$

No le piden, pero... $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{o1}}{V_{in}} \cdot \frac{V_o}{V_{o1}} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)$

b) $V_{in} = 10^{-3} \cos(10^6 t)$

* $V_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) V_{in}(t) = -20000 V_{in}(t) = -20000 \cdot 10^{-3} \cos(10^6 t)$

$V_o = -2 \cos(10^6 t) = 2 \cos(10^6 t + \pi)$

c) Este circuito amplifica e invierte (desfase π rad) la señal de entrada.

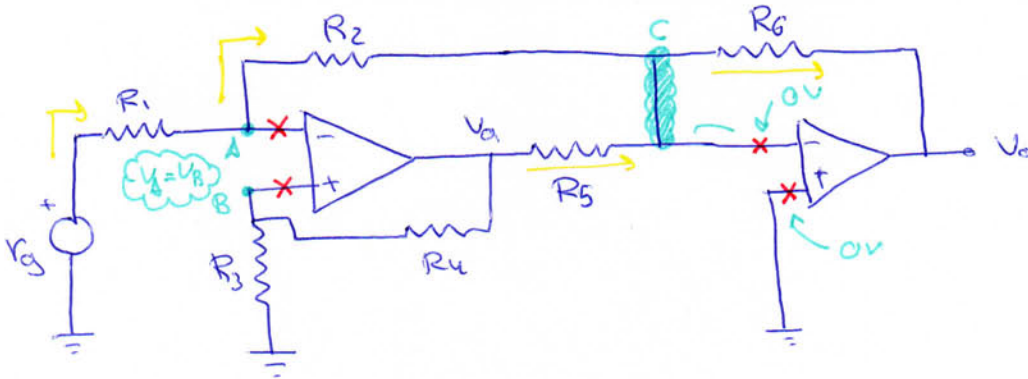
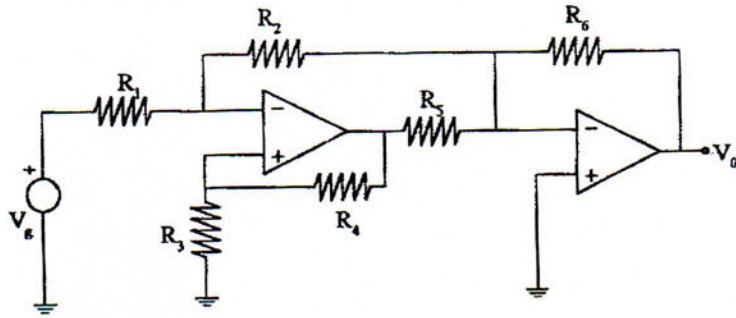
* Esto es solo verdad en cierto modo de funcionamiento, que es lo que veremos en esta asignatura.



$\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$

Ejercicio 4

En el circuito de la figura calcular la relación V_0/V_g suponiendo que los dos Amp. Op. son ideales de la ganancia infinita.



V_0/V_g ? ΔO ideales (RCV)

⊗ UDO A: $\frac{V_g - V_A}{R_1} = \frac{V_A - 0}{R_2} \Rightarrow \frac{V_g}{R_1} = V_A \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$

UDO B: $V_B = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot V_{01} \quad (V_A = V_B) \uparrow$

$$\frac{V_g}{R_1} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot V_{01} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right)$$

$$\frac{V_{01}}{V_g} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

⊗ UDO C: $\frac{V_A - 0}{R_2} + \frac{V_{01} - 0}{R_5} = \frac{0 - V_0}{R_6}$

$$\frac{1}{R_2} \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{01} + \frac{V_{01}}{R_5} = -\frac{V_0}{R_6}$$

$$V_{01} \left[\frac{R_3}{R_2(R_3 + R_4)} + \frac{1}{R_5} \right] = -\frac{V_0}{R_6}$$

$$\frac{V_0}{V_{01}} = -R_6 \left[\frac{R_3}{R_2(R_3 + R_4)} + \frac{1}{R_5} \right]$$

Finalmente: $\frac{V_0}{V_g} = \frac{V_{01}}{V_g} \cdot \frac{V_0}{V_{01}} = -R_6 \left[\frac{R_3}{R_2(R_3 + R_4)} + \frac{1}{R_5} \right] \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

DIAGRAMAS DE BODE

Ejercicio 1

Suponga que un circuito tiene tres 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 a dicha ganancia, también a frecuencias medias, es 0° .

- Utilice el diagrama adjunto para dibujar el diagrama de Bode en magnitud y fase, indicando claramente las pendientes apropiadas.
- Suponga ahora que el circuito se realimenta con una $\beta = 0.316$ y que $A\beta \gg 1$. 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.

a) DATO EXTRA: (se le ha olvidado a Dique) ■ ■ ■ ■

Vamos a suponer que es un circuito de alta frecuencia, es decir, que nos dan los polos de la función $F_H(j\omega)$

$$A(j\omega) = A_M \cdot F_H(j\omega)$$

(Filtro paso bajo)

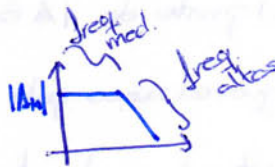
$$f_{p1} = 10^6$$

$$f_{p2} = 10^8$$

$$f_{p3} = 10^9$$

$$A_M = +10^4 \rightarrow |A_M|_{dB} = 20 \log(10^4) = 80 \text{ dB}$$

$$\phi(A_M) = 0^\circ$$



b) 27104112

$$\phi(A) = \phi(A\beta) \text{ porque } \beta \in \mathbb{R}$$

Para estudiar estabilidad necesitamos el diagrama de $A\beta$. Con $\beta = 0.316 \in \mathbb{R}$

- $\phi(A\beta)$ es la misma que $\phi(A)$ $|\beta|_{dB} = 20 \log(0.316) = -10 \text{ dB}$

- $|A\beta| = |A| \cdot |\beta| \rightarrow |A\beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB}$

$$20 \log(|A\beta|) = 20 \log(|A|) + 20 \log(|\beta|)$$

La gráfica de $|A\beta|_{dB}$ es la misma que la gráfica de $|A|_{dB}$ desplazada 10 dB hacia abajo.

En lugar de repintarla, desplazamos la escala 10 dB hacia arriba.

$$MG = -|A \cdot B| \text{ (} \angle \phi(A \cdot B) = -180^\circ \text{)} = -|A \cdot B| \text{ (} \angle = 3 \cdot 10^8 \text{ Hz)} = -10 \text{ dB} < 0$$

Circuito inestable

$$MF = -[-180^\circ - \phi \text{ (} \angle |A \cdot B| = 0 \text{ dB)}] = 180^\circ + \phi \text{ (} \angle = 6 \cdot 10^8 \text{)} = 180^\circ - 202,5^\circ = -22,5^\circ < 0$$

Circuito inestable

COMPENSACIÓN POR ADICIÓN DE POLO $MF' = 45^\circ$

• Como vamos a añadir un polo a la izquierda de f_{pi} , el diagrama de fase caerá 90° a la frecuencia de ese polo. De momento vamos representando el nuevo diagrama de fase $\phi(A \cdot B)'$ igual que $\phi(A \cdot B)$ pero 90° más abajo.

• Para conseguir un $MF' = 45^\circ$ tenemos que forzar que a la frecuencia en la que $\phi(A \cdot B)' = -135^\circ$, tengamos $|A \cdot B)' = 0 \text{ dB}$.

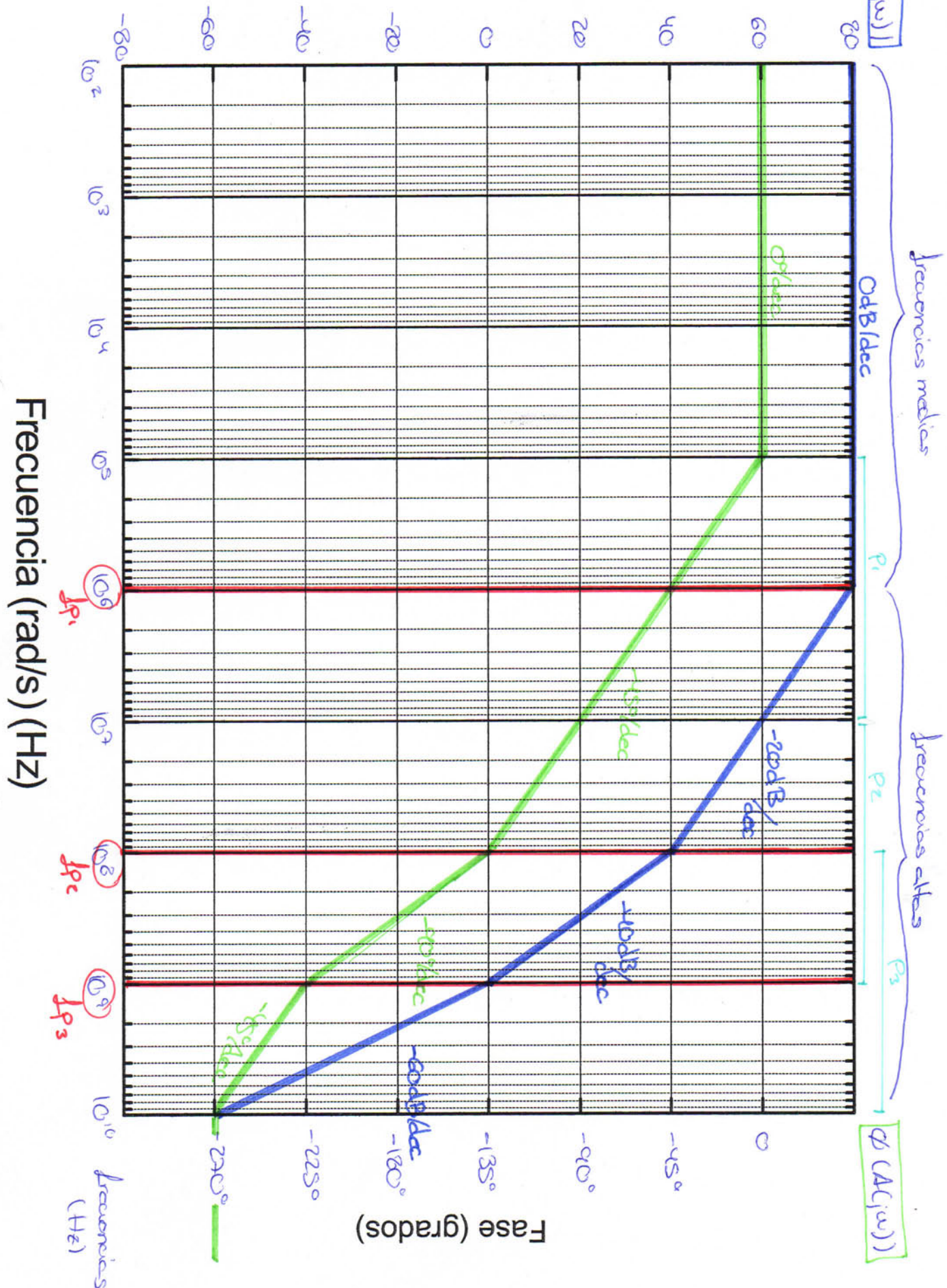
• Una vez forzado el punto de $|A \cdot B)' = 0 \text{ dB}$ reconstruimos el diagrama de Bode sabiendo que el nuevo polo incrementa todas las pendientes.

• El nuevo polo irá situado en la frecuencia en la que el nuevo diagrama de módulo llega a la antigua ganancia a frecuencias medias, que no habrá cambiado.

$$f_{pu} = 3 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Apartado a)

Módulo (dB)



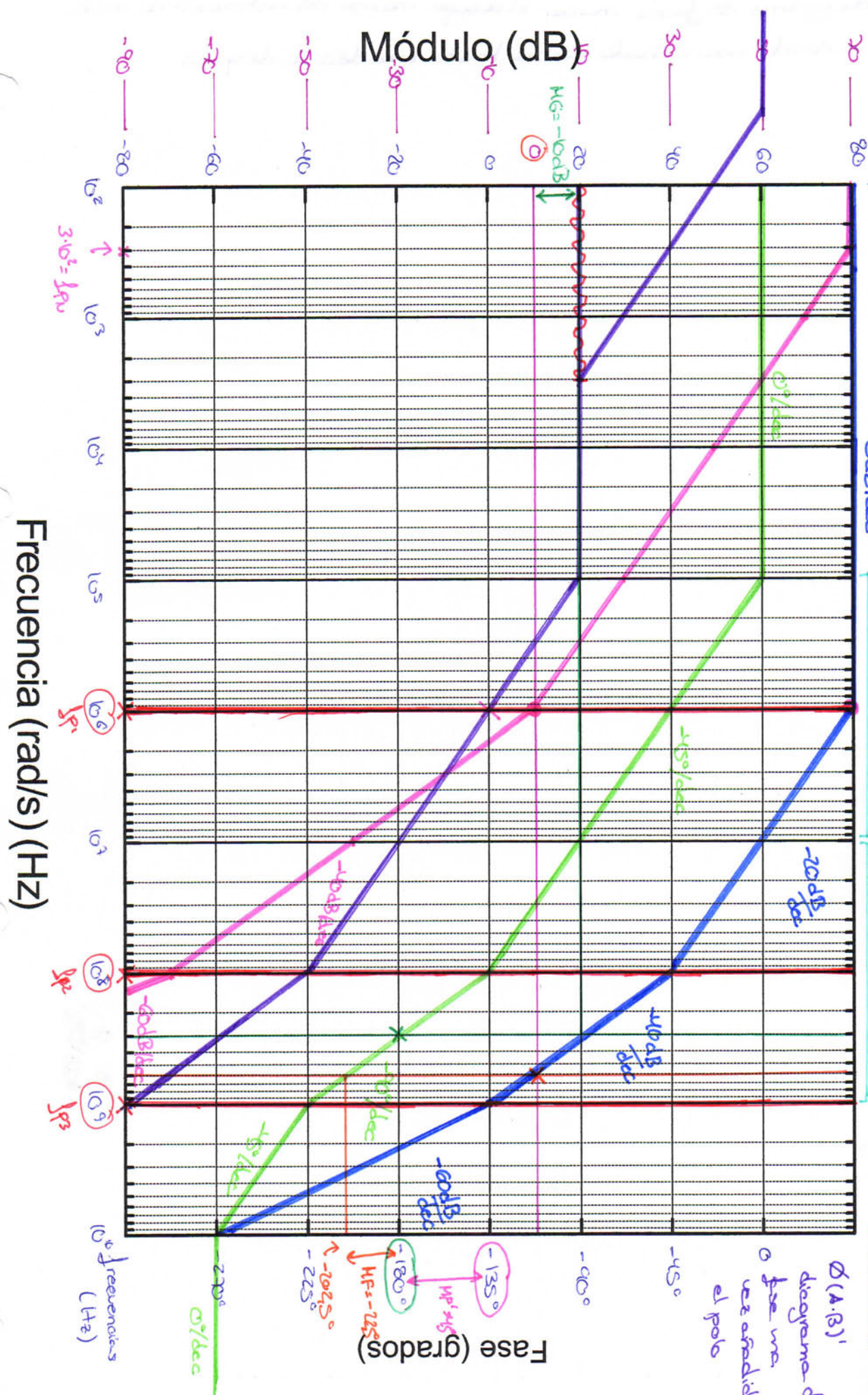
Apartado b

1A.B.1 | |A(jw)|

frecuencias medias

frecuencias altas

$\phi(A(jw))$



$\phi(A.B.1)$
 diagrama de
 fase una
 vez añadido
 el polo

$3 \cdot 10^3 = 3 \text{ kHz}$

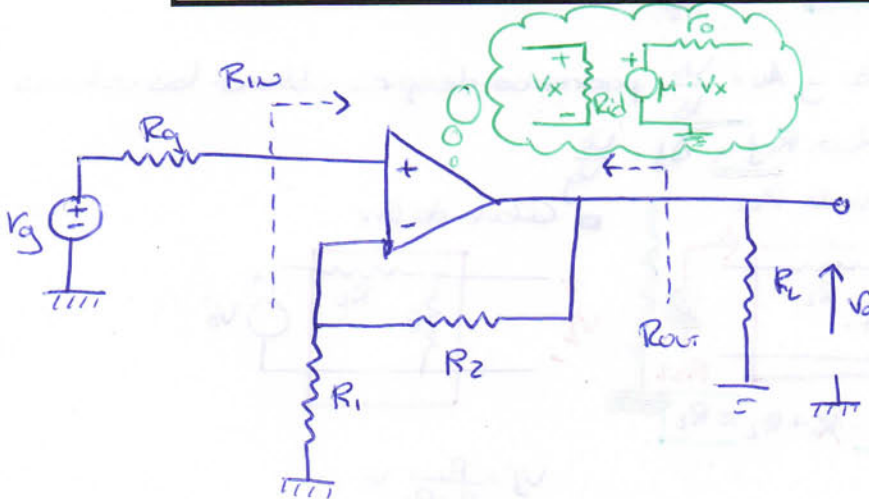
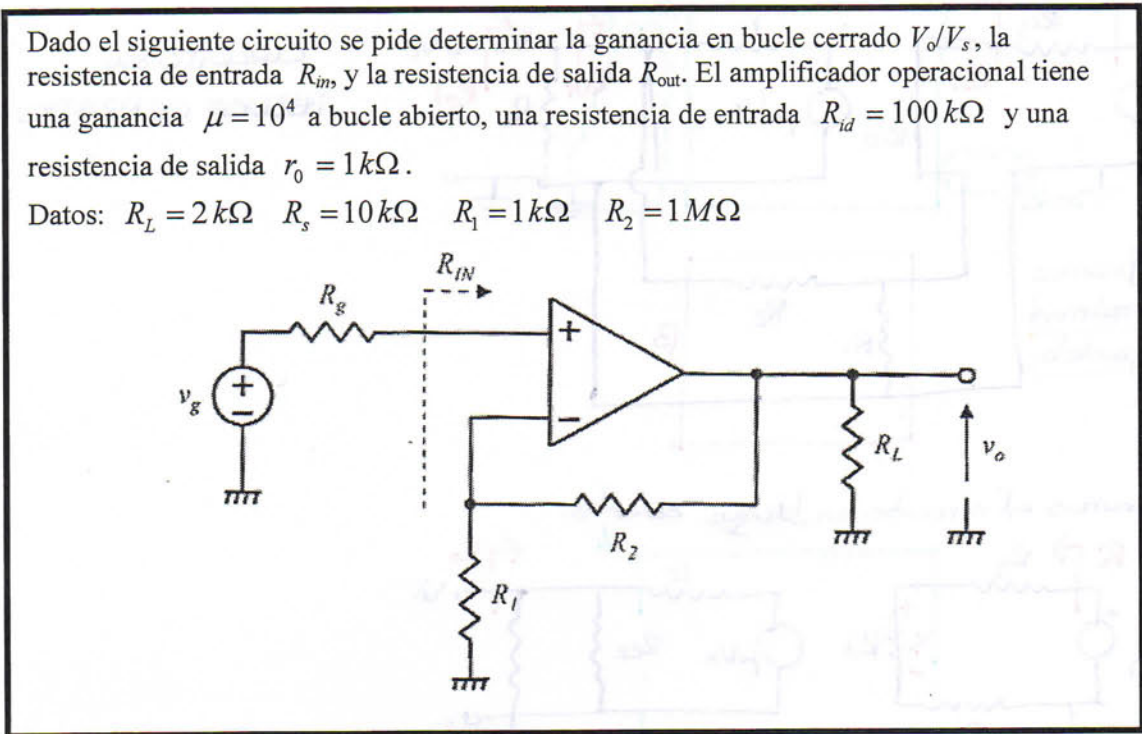
10^6 frecuencias
 (Hz)

REALIMENTACION

Ejercicio 1

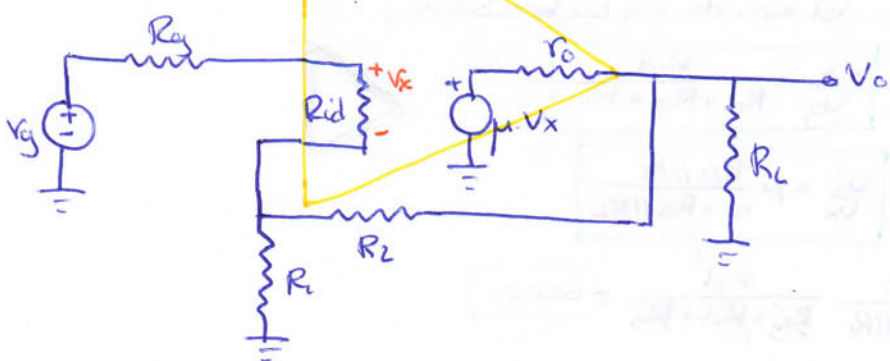
Dado el siguiente circuito se pide determinar la ganancia en bucle cerrado V_o/V_s , la resistencia de entrada R_{in} , y la resistencia de salida R_{out} . El amplificador operacional tiene una ganancia $\mu = 10^4$ a bucle abierto, una resistencia de entrada $R_{id} = 100\text{ k}\Omega$ y una resistencia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

Datos: $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $R_s = 10\text{ k}\Omega$ $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ $R_2 = 1\text{ M}\Omega$

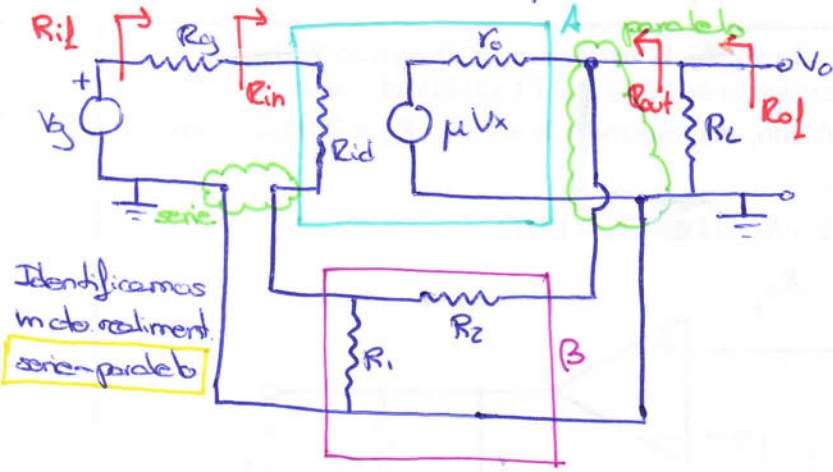


NOTA: Si el A.O. fuese ideal ($\mu \rightarrow \infty$, $R_{id} \rightarrow \infty$, $r_o = 0$)

$$\frac{V_o}{V_g} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1001$$



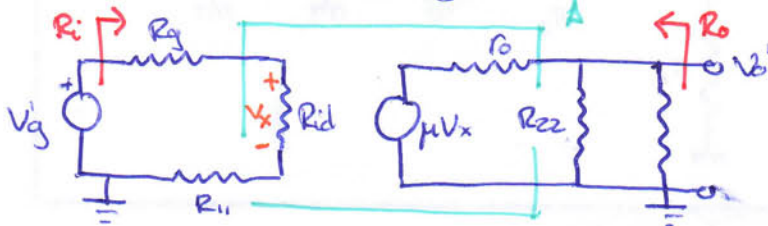
Ahora reordenamos el circuito para identificar la topología.



CIRCUITO EN BUCLE CERRADO

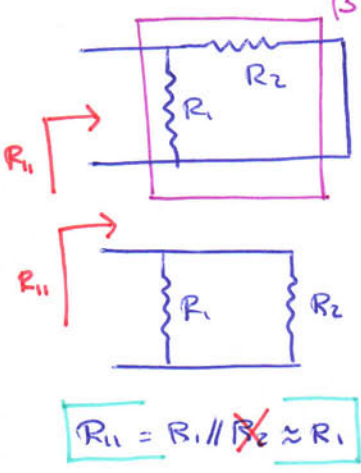
Identificamos modo realiment. serie-paralelo

Pasamos al circuito en bucle abierto:

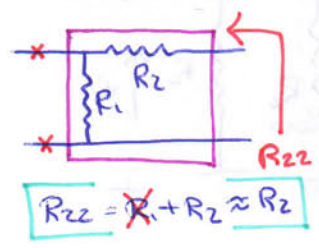


Calculando los valores de R_i , R_o y $A_v = \frac{V_o'}{V_g'}$ podremos después obtener los valores del circuito original: R_{id} , R_{in} , R_{out} , R_{of} y $A_f = \frac{V_o}{V_g}$

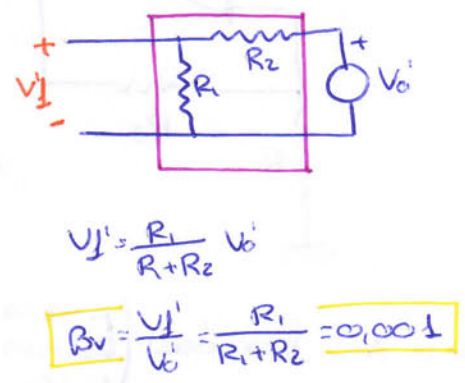
■ Cálculo de R_{ii}



■ Cálculo de R_{zz}



■ Cálculo de β_v



■ Cálculo de $A_v = \frac{V_o'}{V_g'}$ (ganancia del circuito en bucle abierto)

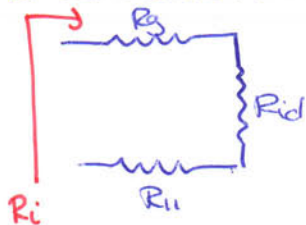
$$V_x = \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + R_{ii}} V_g \Rightarrow \frac{V_x}{V_g} = \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + R_{ii}}$$

$$V_o' = \frac{R_{zz} // R_L}{r_o + R_{zz} // R_L} \mu V_x \Rightarrow \frac{V_o'}{V_x} = \mu \frac{R_{zz} // R_L}{r_o + R_{zz} // R_L}$$

$$A_v = \frac{V_o'}{V_g} = \frac{V_x}{V_g} \cdot \frac{V_o'}{V_x} = \mu \frac{R_{id}}{R_g + R_{id} + R_{ii}} \cdot \frac{R_{zz} // R_L}{r_o + R_{zz} // R_L} = 6000$$

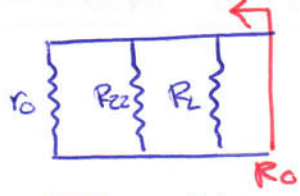
(Se simplifica cuando se pueda y cuando sirva para algo)

■ Cálculo de R_i



$$R_i = R_g + R_{cd} + R_{ii} = 111 \text{ k}\Omega$$

■ Cálculo de R_o



$$R_o = r_o \parallel R_{cz} \parallel R_L = \frac{r_o \cdot R_L}{r_o + R_L} = 667 \Omega$$

(Al haber anulado $V_g' \Rightarrow U_x = 0 \Rightarrow \Rightarrow \mu U_x = 0 \Rightarrow$ el generador dependiente se convierte en un corto circuito)

Finalmente, solo tenemos que aplicar las expresiones de A_f , R_{if} y R_{of} de los circuitos serie-paralelo:

$$A_f = \frac{A_v}{1 + A_v \beta_v} = \frac{6000}{1 + 6000 \cdot 0,001} = 857 = \frac{V_o}{V_g}$$

$$R_{if} = R_i (1 + A_v \beta_v) = 111 \text{ k}\Omega (1 + 6) = 777 \text{ k}\Omega$$

$$R_{if} = R_{in} + R_g \Rightarrow R_{in} = R_{if} - R_g = 767 \text{ k}\Omega$$

Mirando el dibujo 3

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_v \beta_v} = \frac{667}{1 + 6} = 95,3 \Omega$$

$$R_{of} = R_L \parallel R_{out} \Rightarrow \frac{1}{R_{of}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{out}} \Rightarrow R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}} = 100 \Omega$$

Mirando el dibujo 3



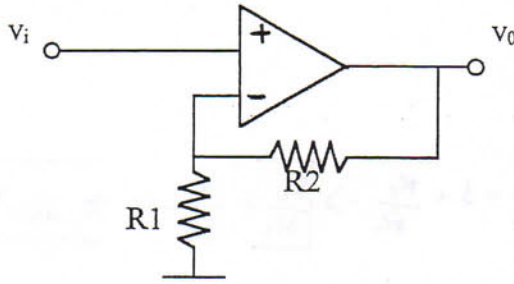
ELAN

Problemas de examen

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 $\beta = 0.0316$ y con $\beta = 0.1778$. ¿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 45° ?
- c) Determine la relación entre R_1 y R_2 del amplificador no inversor de la figura, que cumpla los requisitos del apartado anterior.



a) $\beta_1 = 0,0316 \rightarrow |B|_{dB} = -30dB$

$\rightarrow \phi(A \cdot B) = \phi(A)$

$\rightarrow |A \cdot B|_{dB} = |A|_{dB} + |B|_{dB} = |A|_{dB} - 30dB$

$MG_1 = -|A \cdot B|, (\downarrow \phi(A \cdot B) = -180^\circ) = -|A \cdot B|, (\omega = 3 \cdot 10^5 Hz) = -30dB$

Circuito inestable

$\beta_2 = 0,1778 \rightarrow |B_2|_{dB} = -15dB$

$MG_2 = \dots = -45dB$

b) Compensación por reducción de ganancia a frecuencias medias $MF = 45^\circ$

(Toqueteo de β)

Una vez que conseguimos que la frecuencia en la que $\phi(A \cdot B) = -135^\circ$ tengamos $|A \cdot B| = 0dB$ reanstruimos y vemos que hemos obtenido la misma gráfica de $|A \cdot B|$, $80dB$ hacia abajo.

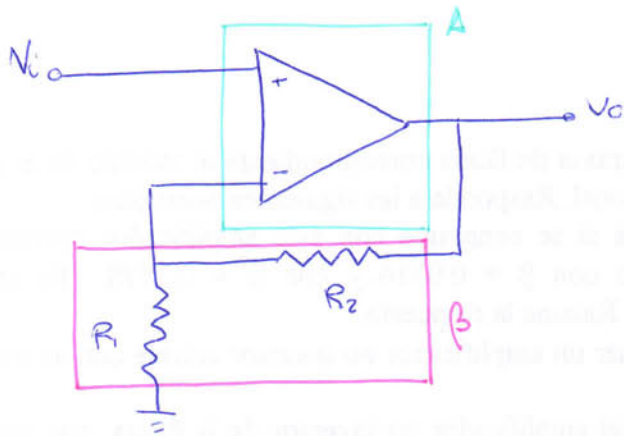
Sabiendo que: $|A \cdot B|_{dB} = |A|_{dB} + |B|_{dB}$ $\left\{ \begin{array}{l} |B|_{dB} = -80dB \\ \rightarrow 80dB = 20 \log(|B|) \end{array} \right.$

ej freq med: $20dB = 100dB + |B|_{dB}$

$\beta = 10^{-4}$

Positiva porque $A \cdot B > 0$ obligatoriamente para que haya realimentación negativa

c)



(Una manera sería calcular β como hemos estado haciendo hasta ahora e igualarlo a 10^{-4})

A frecuencias medias tenemos:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta} \\ & \quad * \beta \gg 1 \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

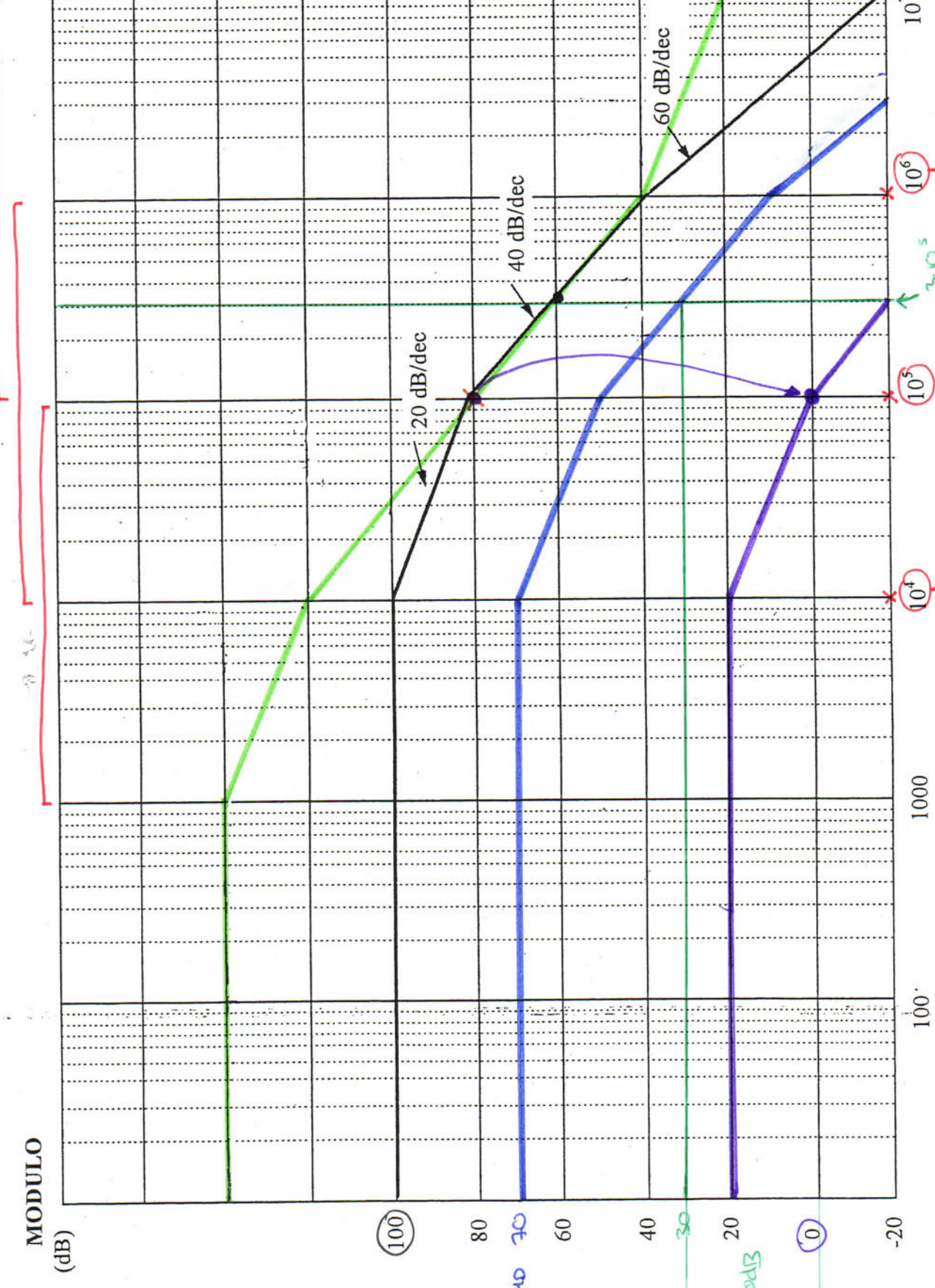
$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta} - 1 \approx 10^4$$

* No podemos asegurar eso, pero se usa mucho en estos casos.



Logarítmica a freq. medias de m de m bto es siempre positiva!!

FASE $\phi(A)$



$|A|_{dB}$

$|A|_{dB}$

$|A|_{dB}$

$MG = -30dB$

10^4

10^5

10^6

$Mf = 45^\circ$

-135°

-180°

-225°

-270°

f(Hz)

(dB)

100

80

70

60

40

30

20

0

-20

100

1000

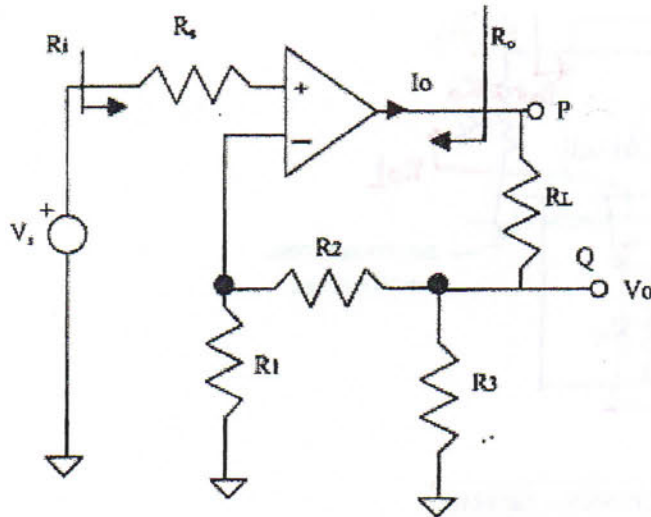
10^4

10^5

10^6

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 R_d , resistencia de salida nula, y ganancia en tensión A_d . Para el análisis que se pide a continuación, se considera que la variable que se muestra (variable común a la red β y a la red A en la salida) es la corriente I_o . Asimismo, se asume que la red β está formada por las resistencias R_1 , R_2 y R_3 .

- 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 ($A\beta \gg 1$)

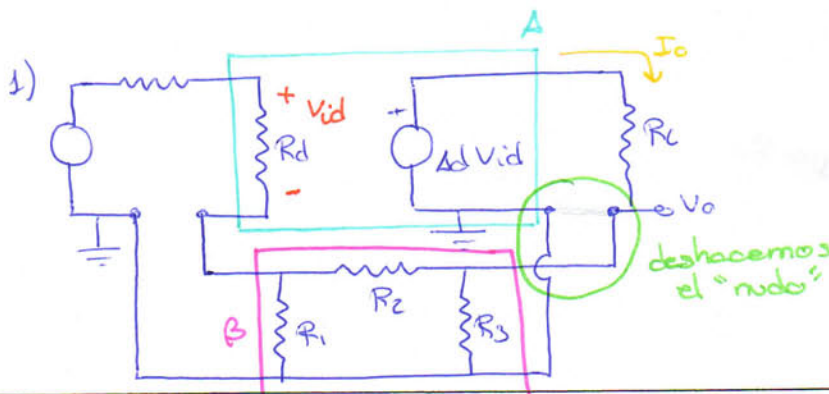
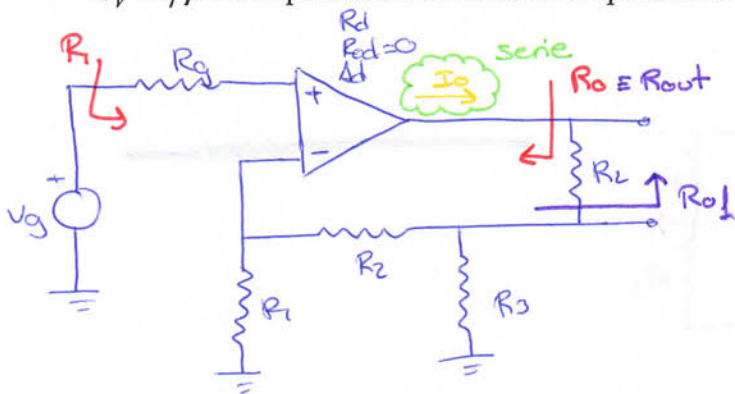


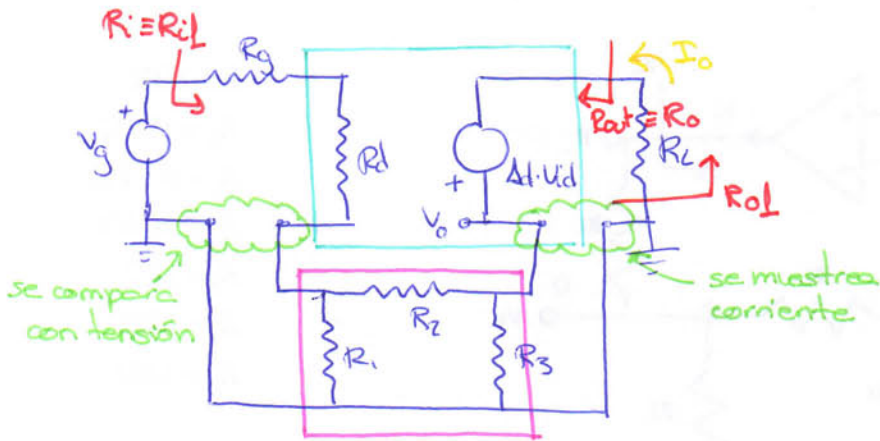
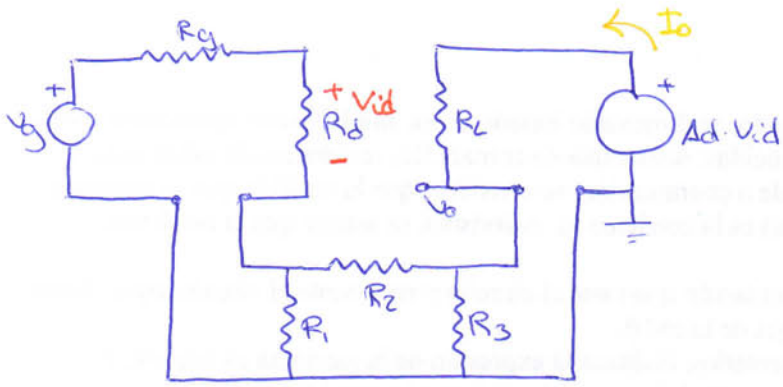
DATOS:

- $R_L = 100 \Omega$
- $R_1 = 0,5 k\Omega$
- $R_2 = 20 k\Omega$
- $R_3 = 1 k\Omega$
- $R_4 = 1 k\Omega$
- $R_g = 1 k\Omega$

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_o entre los terminales P y Q de la figura, en paralelo con R_L , y excluyendo ésta

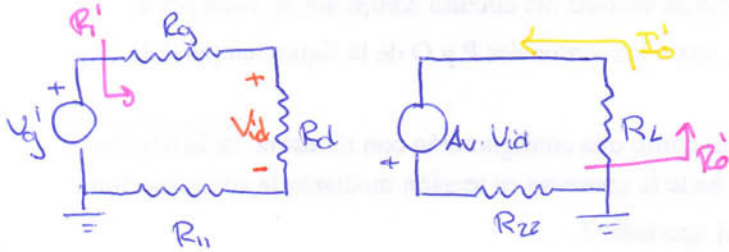
4) Suponga ahora que se analiza el circuito como una configuración con muestreo de salida ^{serie-paralelo} V_o . Determine β en este caso y halle la ganancia en tensión mediante la aproximación $G_v \approx 1/\beta$. Compare con lo obtenido en el apartado 2.



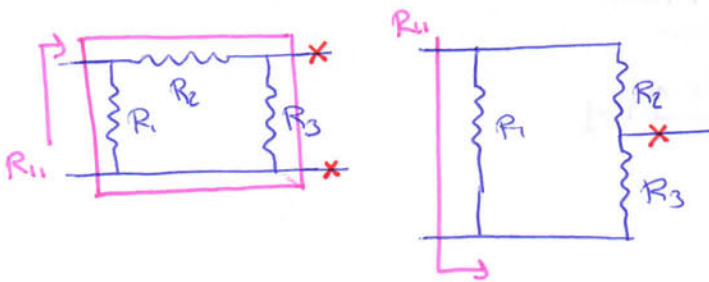


Tenemos una topología **SERIE-SERIE**

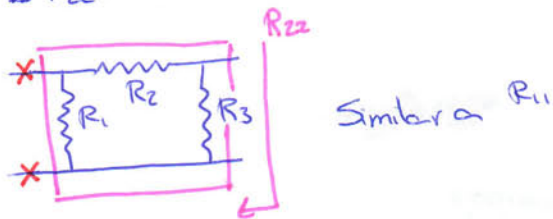
Circuito en bucle abierto



$$R_{11} = R_g' // (R_2 + R_3)$$



$$R_{22} = R_3 // (R_1 + R_2)$$



2) Calculemos la ganancia $G_y = \frac{I_o}{V_g}$ y luego, a partir de esta, la ganancia

de tensión $G_v = \frac{V_o}{V_g}$

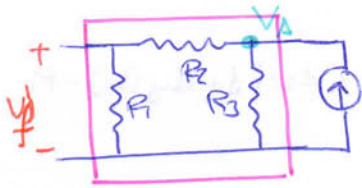
ganancia de bucle abierto
"l_{eo}"

$$\Delta'_y = \frac{I_o'}{V_g'} = \frac{I_o'}{V_{id}'} = A_v \frac{R_d}{(R_{z2} + R_L)(R_d + R_{G3} + R_{i1})}$$

$$\rightarrow A_v \cdot V_{id}' - I_o' \cdot R_{z2} - I_o' \cdot R_L = 0 \Rightarrow \frac{I_o'}{V_{id}'} = \frac{A_v}{R_{z2} + R_L}$$

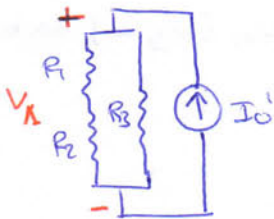
$$\rightarrow V_{id}' = \frac{R_d}{R_d + R_{G3} + R_{i1}} V_g' \Rightarrow \frac{V_{id}'}{V_g'} = \frac{R_d}{R_d + R_{G3} + R_{i1}}$$

$$\beta_z = \frac{V_A'}{I_o'} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} [R_3 \parallel (R_1 + R_2)]$$



generador de la misma case
(corriente) que se mide
en la salida

$$V_A' = I_o' \cdot [R_3 \parallel (R_1 + R_2)]$$



$$V_A' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_A \text{ div. tensión}$$

$$V_A' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_o' [R_3 \parallel (R_1 + R_2)]$$

$$G_y = \frac{\Delta'_y}{1 + \Delta'_y \beta_z} = (\dots) \text{ [Ya lo tenemos todo calculado, pero no nos da tiempo de operar tanto]}$$

$$G_y = \frac{I_o}{V_g}$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{I_o R_{z2}}{V_g} = G_y R_{z2} = (\dots)$$

idea feliz mirando el circuito

Si $\Delta'_y \beta_z \gg 1$

$$G_y \approx \frac{1}{\beta_z} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{R_3 \parallel (R_1 + R_2)}$$

$$G_v = G_y R_{22} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{R_3 \parallel (R_1 + R_2)} \cdot [R_3 \parallel (R_1 + R_2)] = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 4.1$$

CUANDO HAY SERIE A LA SALIDA, LO MIRAR LAS SOLUCIONES OFICIALES, QUE SON MUY RARAS

3) $R_i' = R_g + R_d + R_{i1}$

$$R_i = R_i' (1 + A_y' \beta z) \quad \text{habría que sustituir expresiones}$$

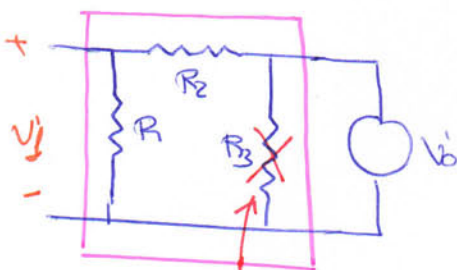
$$R_o' = R_L + R_{22}$$

$$R_o f = R_o' (1 + A_y' \beta z)$$

$$R_o = R_o f - R_L = (R_L + R_{22})(1 + A_y' \beta z) - R_L = R_L + A_y' \beta z R_L + R_{22}(1 + A_y' \beta z) - R_L =$$

$$= A_y' \beta z R_L + R_{22}(1 + A_y' \beta z)$$

4) Aunque cambie la topología, la real β sigue siendo la misma. Lo único que cambia al imaginarnos el circuito como un serie-paralelo (V_g, V_o) es la manera de calcular la ganancia β , que ahora es β_v .



nos da igual para el div. tensión

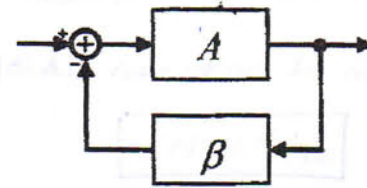
$$\beta_v = \frac{V_o'}{V_o} = \frac{R}{R + R_2}$$

$$I_o' = \frac{R}{R + R_2} V_o'$$

$$G_v \approx \frac{1}{\beta_v} = \frac{R + R_2}{R}$$

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

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



donde f viene expresada en Hz.

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

$$A_j(\omega) = \frac{A}{1 + A\beta}$$

a) ✚ ✚

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

f_{p1} f_{p2} f_{p3}

$$(A\beta)_{\omega_0} = 10^6 \rightarrow |(A\beta)_{\omega_0}| (dB) = 120 \text{ dB}$$

$$\rightarrow \phi(A\beta)_{\omega_0} = 0^\circ$$

b) $M_G, M_F, \hat{=}$ Estable?

circuito inestable

$$\blacksquare M_G = -|A \cdot \beta| \left(\left| \phi(A \cdot \beta) \right| = -180^\circ \right) = -|A \cdot \beta| \left(\left| \phi \right| = 3 \cdot 10^7 \right) = -40 \text{ dB} < 0$$

$$\blacksquare M_F = - \left[-180^\circ - \phi(A \cdot \beta) \right] \left(\left| \left| A \cdot \beta \right| \right| = 0 \text{ dB} \right) = 180 + \phi(A \cdot \beta) \left(\left| \left| \right| = 2 \cdot 10^8 \text{ Hz} \right) =$$

$$= 180 + (-240) = -60^\circ < 0 \text{ Circuito inestable}$$

c) Compensación por desplazamiento de polo: $M_G' = 20 \text{ dB}$ ■

A la frecuencia a la que $\phi(A \cdot \beta)$ pasa por -180° obligamos a que el diagrama de $|A \cdot \beta| = -20 \text{ dB}$ (Así conseguiremos $M_G' = 20 \text{ dB}$). A partir de ese punto reconstruimos el diagrama de $|A \cdot \beta|$:

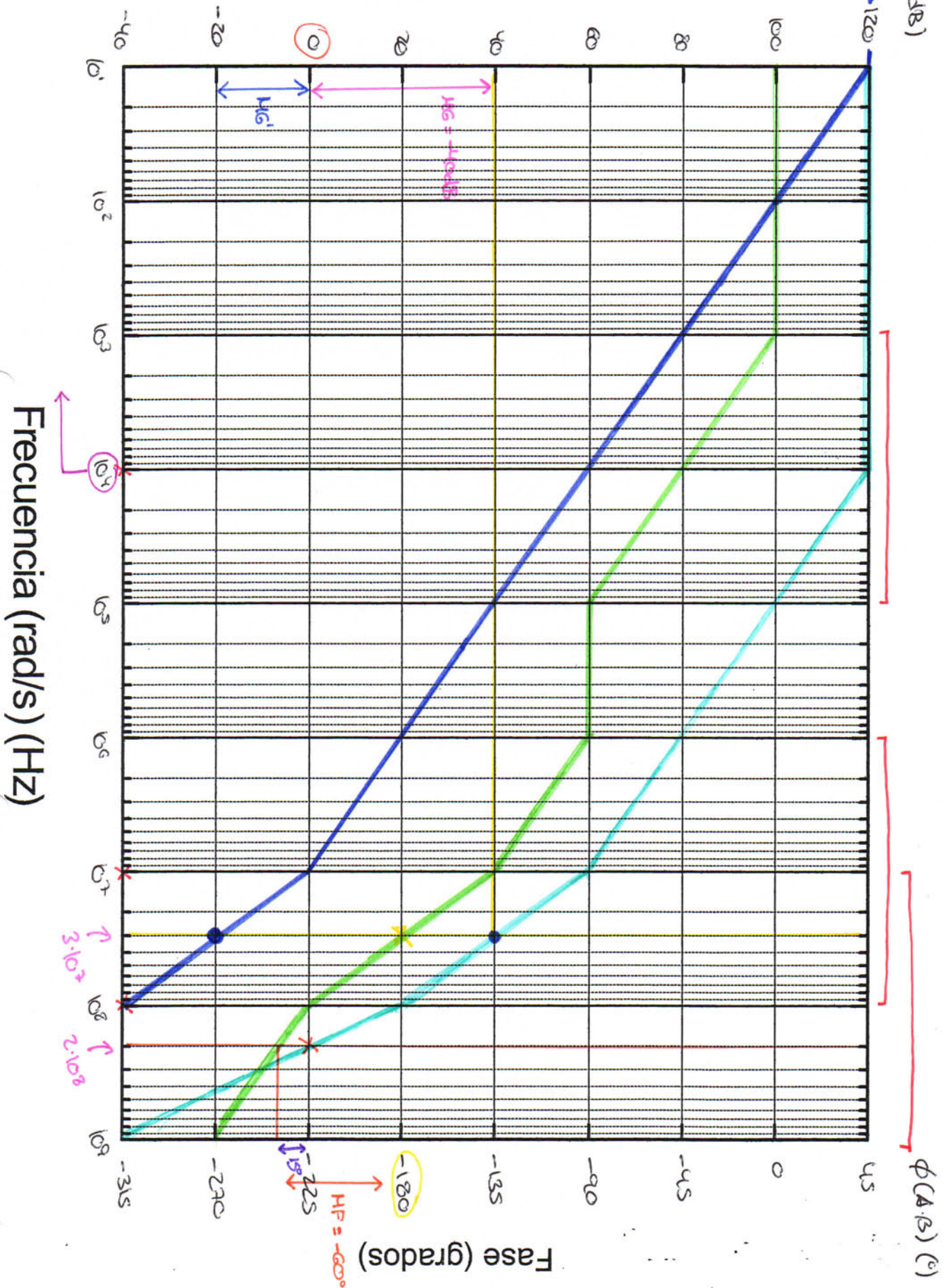
- Hacia la derecha con las mismas pendientes que tenía
- Hacia la izquierda también con las mismas pendientes, excepto

en las zonas a partir de f_p , hacia la izquierda, donde el nuevo A-BI sigue "subiendo" hasta encontrarse con la antigua ganancia a frecuencias medias, que no habrán cambiado.

- En el corte con $A-BI_{100}$ es donde se coloca el polo desplazado.

$$f_{p1} = 10 \text{ Hz}$$

Módulo (dB)



2. En la figura 2 se muestra un circuito convertidor de corriente a tensión o amplificador de transimpedancia.

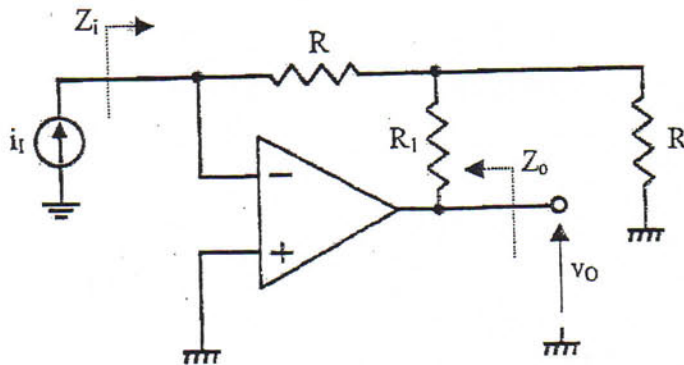


Figura 2

DATOS:

Amplificador operacional:

- Ganancia en lazo abierto $A_d = 10^5$
- Resistencia de entrada $R_d = 1 \text{ M}\Omega$
- Resistencia de salida $R_o = 1 \text{ K}\Omega$

Componentes:

- $R = 1 \text{ K}\Omega$
- $R_1 = 50 \text{ K}\Omega$

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 $A' \beta$ 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 $\text{V}/\mu\text{A}$.
- 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 :

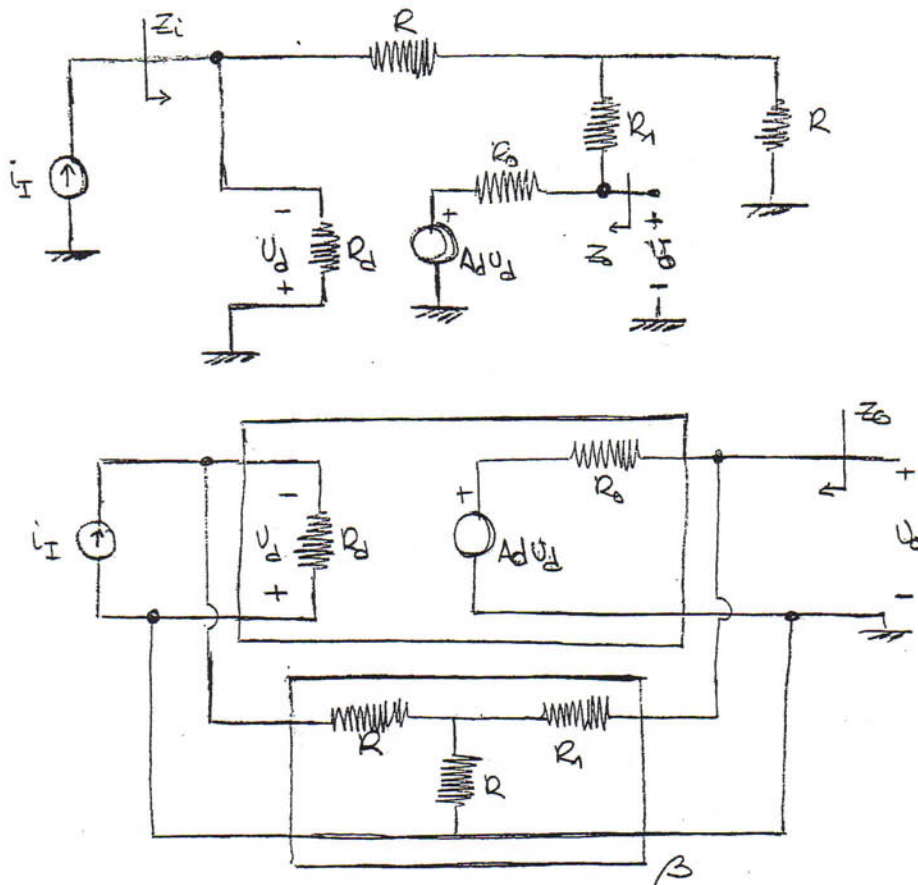
- Toca la entrada \rightarrow PARALELO
 - Toca la salida \rightarrow PARALELO
- } PARALELO - PARALELO

En el examen, lo más correcto es responder:

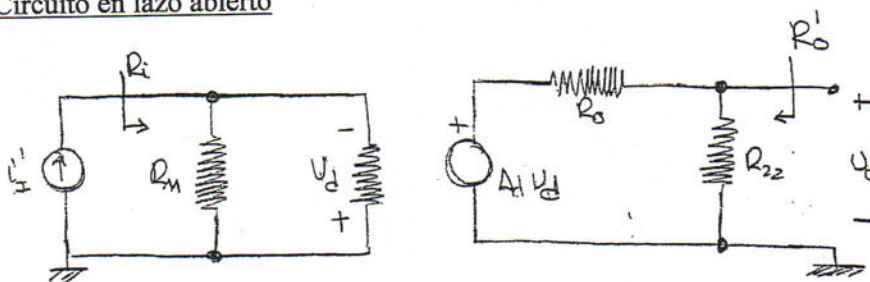
- Se muestrea la tensión de salida $v_o \rightarrow$ PARALELO
- Se compara la tensión muestreada con la corriente de entrada $i_I \rightarrow$ PARALELO

Así, tenemos un amplificador de transimpedancia, y su ganancia será: $A_f = \frac{v_o}{i_I} (\Omega)$

b) Circuito equivalente en pequeña señal (¡Cuidado con los signos del operacional!))

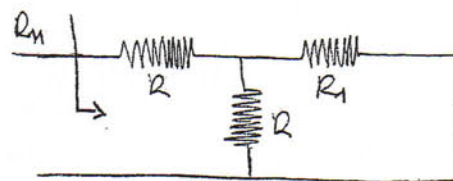


c) Circuito en lazo abierto



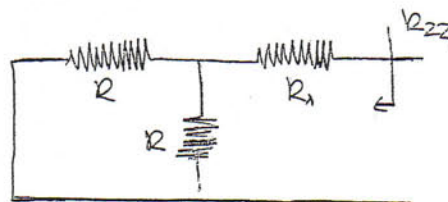
- Cálculo de R_{11} :

$$R_{11} = R + R // R_1 = 2 \text{ k}\Omega$$

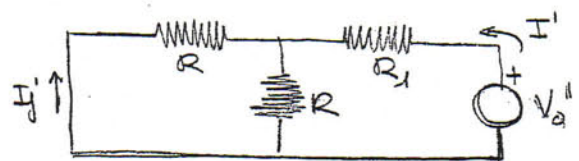


- Cálculo de R_{22} :

$$R_{22} = R_1 + R // R \approx 50 \text{ k}\Omega$$

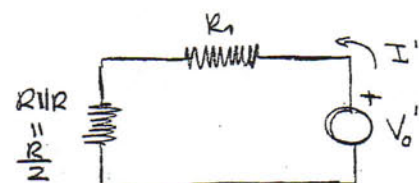


- Cálculo de β : $\beta_Y = \frac{I_f'}{V_o'}$ (U)



$$I' = \frac{V_o'}{R_1 + R/2}; \quad I_f' = -\frac{I'}{2} = -\frac{V_o'}{2R_1 + R}$$

$$\beta_Y = \frac{I_f'}{V_o'} = -\frac{1}{2R_1 + R} = -\frac{1}{101 \text{ k}\Omega} \approx -0.01 \text{ m}\Omega$$



d) Cálculo de la ganancia $A_z = \frac{v'_o}{i'_i}$

$$\left. \begin{aligned} - v'_o &= \frac{R_{22}}{R_{22} + R_o} A_d v_d \\ - v_d &= -i_i (R_{11} // R_d) \end{aligned} \right\} A_z = \frac{v'_o}{i'_i} = \frac{v'_o}{v_d} \cdot \frac{v_d}{i'_i} = -\frac{A_d \cdot R_{22}}{R_{22} + R_o} \cdot (R_{11} // R_d) \approx -2A_d = -2 \cdot 10^5 \text{ k}\Omega$$

Finalmente: $\overline{A_z \cdot \beta_Y} = -2 \cdot 10^8 \cdot (-10^{-5}) = \underline{2000}$

e) Cálculo de la ganancia $A_{zf} = \frac{v_o}{i_i} (\Omega)$

$$A_{zf} = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_Y} = \frac{-2 \cdot 10^5 \cdot 10^5}{\cancel{2} \cdot \cancel{1000}} = -100 \text{ k}\Omega$$

Pasamos a las unidades requeridas en el enunciado:

$$\overline{A_{zf}} = -10^5 \Omega = -10^5 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot \frac{1 \text{ A}}{10^6 \mu\text{A}} = -10^{-1} \frac{\text{V}}{\mu\text{A}}$$

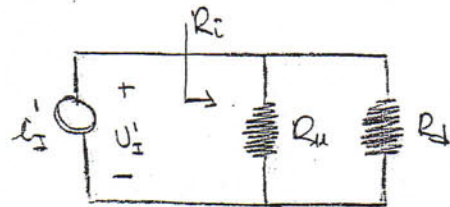
f)

- Cálculo de Z_i

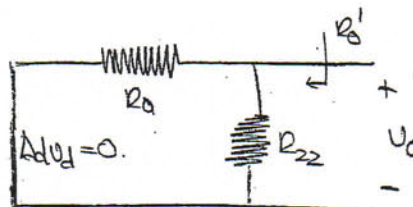
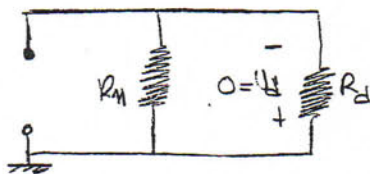
$$R_i = R_{11} // R_d \approx R_{11} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{yf} = \frac{R_i}{1 + A_z \beta_Y} = \frac{2 \text{ k}}{1 + 2000} \approx 1 \Omega$$

Finalmente: $\overline{Z_i} = R_{in} = R_{yf} = \underline{1 \Omega}$ (Ya que el generador no tiene resistencia interna)



- Cálculo de Z_o

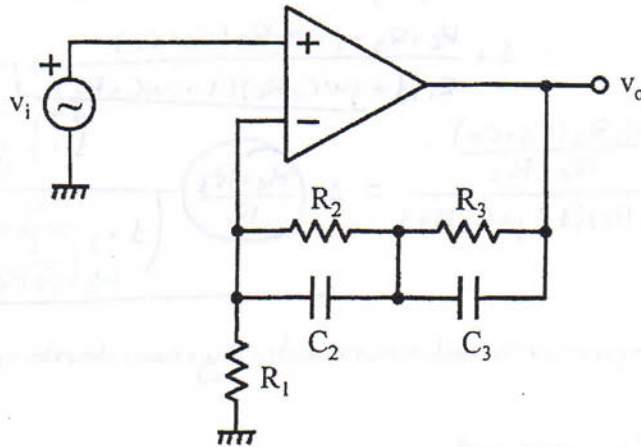


$$R'_o = R_o // R_{22} \approx R_o = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R'_o}{1 + A_z \beta_Y} = \frac{1 \text{ k}}{1 + 2000} \approx 0.5 \Omega$$

Finalmente: $\overline{Z_o} = R_{out} = R_{of} = \underline{0.5 \Omega}$ (Ya que no hay resistencia de carga)

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.



La función de transferencia correspondiente a la ganancia en tensión del preamplificador v_o / v_i , es de la forma:

$$H(jf) = \frac{v_o}{v_i} = 1 + K \cdot \frac{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right)}{\left(1 + j \frac{f}{f_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{f_3}\right)}$$

$F_H(jf)$

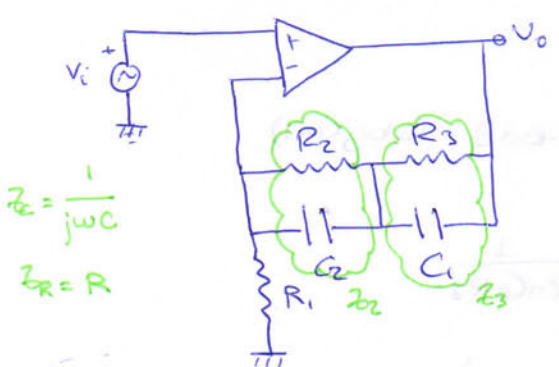
$$= 1 + K \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_2}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_3}\right)}$$

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 $R_i \parallel C_i$ como una impedancia Z_i .

b) Para el estándar RIAA, las frecuencias propias son $f_1 = 500 \text{ Hz}$, $f_2 = 50 \text{ Hz}$ y $f_3 = 2122 \text{ Hz}$, 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 $C_2 = 10 \text{ nF}$ y $C_3 = 2,7 \text{ nF}$.

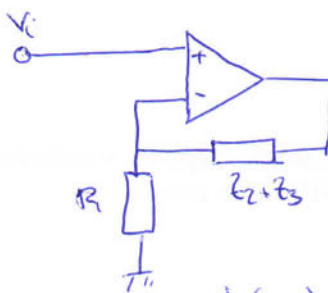


a) \hat{K}, f_1, f_2, f_3 ? Tenemos que hallar $H(jf)$ en el circuito y compararla con la que nos dan.

$$Z_2 = R_2 \parallel Z_{C2} = \frac{R_2 \cdot Z_{C2}}{R_2 + Z_{C2}} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

Análogamente:

$$Z_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3}$$



C.A.U.I

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{Z_2 + Z_3}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} + \frac{R_3}{1 + j\omega C_3 R_3} =$$

$$= 1 + \frac{R_2(1 + j\omega C_3 R_3) + R_3(1 + j\omega C_2 R_2)}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_3 R_3)} =$$

$$= 1 + \frac{R_2 + R_3 + j\omega R_2 R_3 (C_3 + C_2)}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_3 R_3)}$$

Tiene que salir adimensional

$$= 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \frac{1 + j\omega \frac{R_2 R_3 (C_3 + C_2)}{R_2 + R_3}}{(1 + j\omega C_2 R_2)(1 + j\omega C_3 R_3)} = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \left(\frac{1 + j\omega \frac{R_2 R_3 (C_3 + C_2)}{R_2 + R_3}}{\left(1 + j\omega \frac{1}{C_2 R_2}\right) \left(1 + j\omega \frac{1}{C_3 R_3}\right)} \right) = H(j\omega)$$

alta frecuencia

Comparando con la expresión del enunciado (y recordando que $\omega = 2\pi f$):

$K = \frac{R_2 + R_3}{R_1}$ $H_{MO} \in \mathbb{R}^+ \Rightarrow \phi(k) = 0^\circ$
 cero de alta frecuencia

$f_1 = \frac{R_2 + R_3}{2\pi R_2 R_3 (C_2 + C_3)}$

$f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$

$f_3 = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}$

polos de alta frecuencia

b) DATOS:

- $f_1 = 500 \text{ Hz}$ (cero)
- $f_2 = 50 \text{ Hz}$ (polo)
- $f_3 = 2122 \text{ Hz} \approx 2000 \text{ Hz}$ (polo)
- $|H(f = 1 \text{ kHz})|_{dB} = 0 \text{ dB}$

c) A la vista del diagrama, tenemos: $|K|_{dB} = 40 \text{ dB} = 20 \log_{10}(K)$

$|K| = 10^{\frac{40}{20}} = 100 \Rightarrow K = 100$

[1] $100 = \frac{R_2 + R_3}{R_1}$

[3] $50 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$

[2] $500 = \frac{R_2 + R_3}{2\pi R_2 R_3 (C_2 + C_3)}$

[4] $2122 = \frac{1}{2\pi C_3 R_3}$

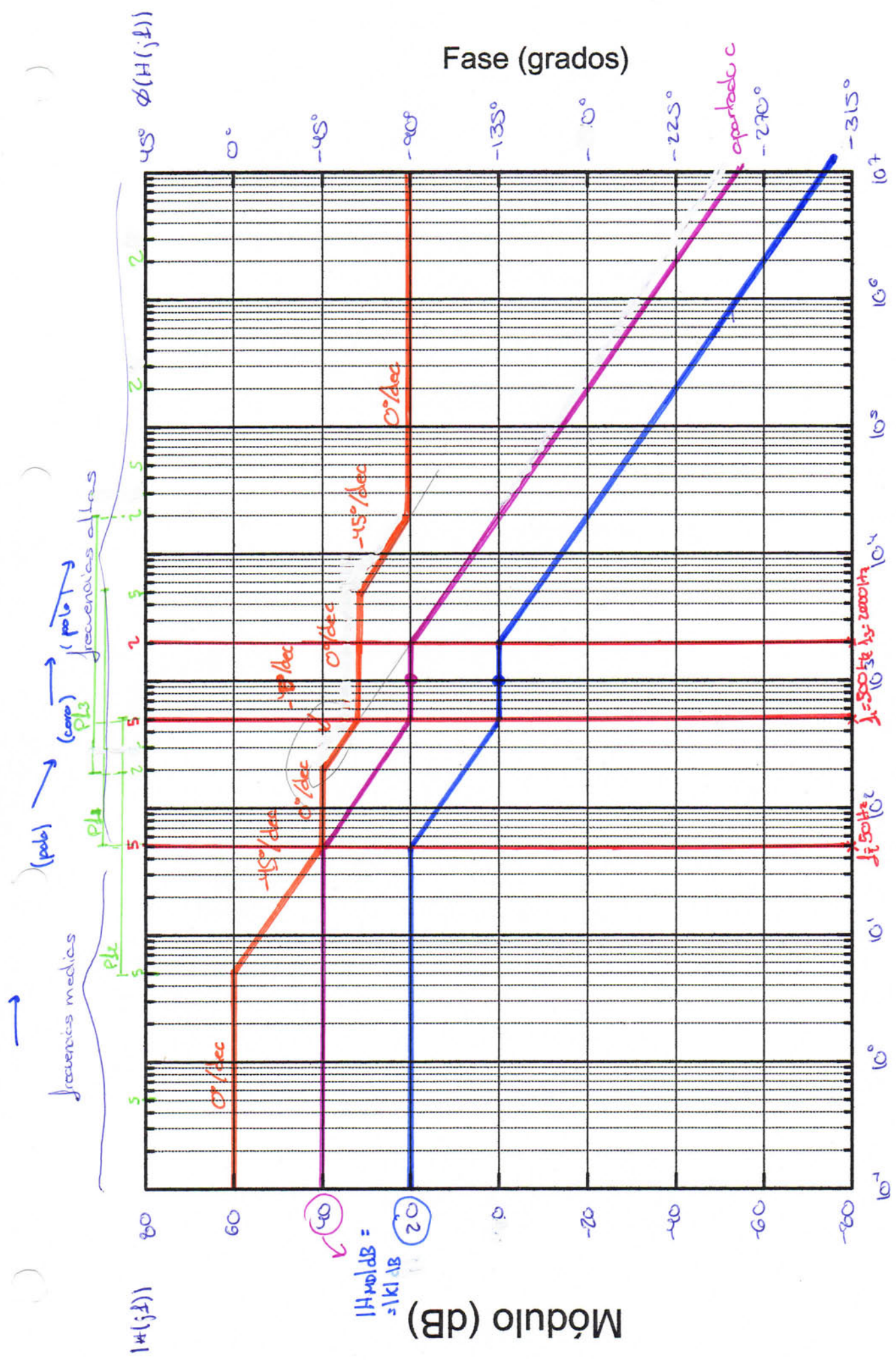
$$[3] \quad R_2 = \frac{1}{2\pi C_2 f_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 50} = 318,5 \text{ k}\Omega$$

$$[4] \quad R_3 = \frac{1}{2\pi C_3 f_3} = \dots = 27,8 \text{ k}\Omega$$

$$[1] \quad R_1 = \frac{R_2 + R_3}{K} = \frac{(318,5 + 27,8) \text{ k}}{100} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

$\rightarrow = \cdot 10^3 \text{ (kilo)}$





Frecuencia (rad/s) (Hz)

PROBLEMA 2

En la Figura 3, la resistencia R_3 realimenta el circuito encerrado en la línea de puntos, estabilizando su transimpedancia.

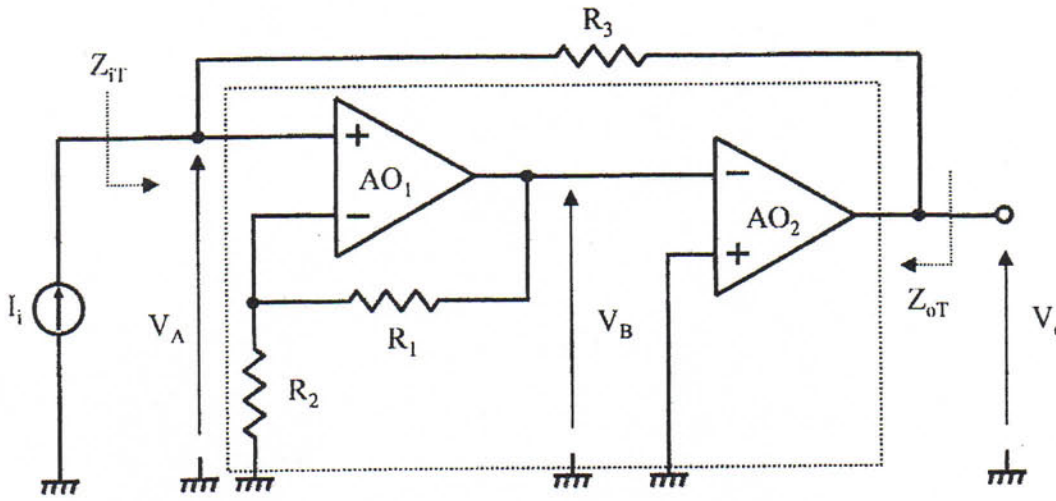


Figura 3.

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.

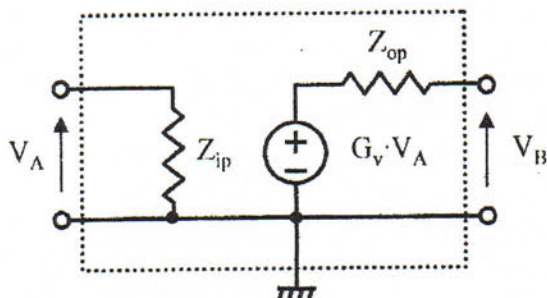


Figura 4.

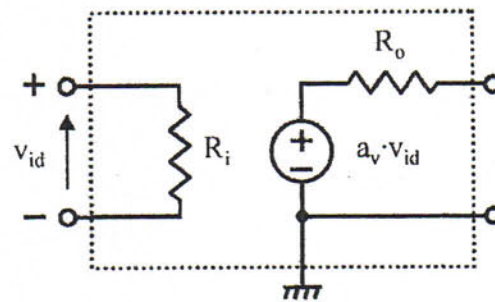


Figura 5.

DATOS FIGURA 4:

- $Z_{ip} = 8 \text{ M}\Omega$
- $Z_{op} = 0,2 \Omega$
- $G_v = 2 \text{ V/V}$
- $R_1 = R_2 = 100 \Omega$

DATOS FIGURA 5:

- $R_i = 100 \text{ K}\Omega$
- $R_o = 1 \text{ K}\Omega$
- $a_v = 10^4 \text{ V/V}$

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 $R_3 = 3 \text{ K}\Omega$. 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:

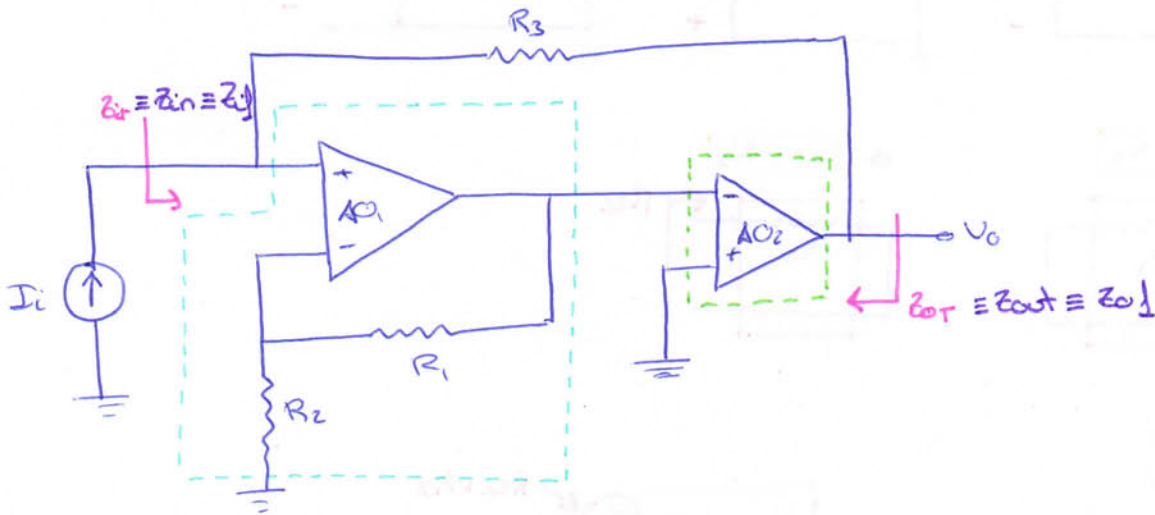
a) Determine la topología de la realimentación.

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' .

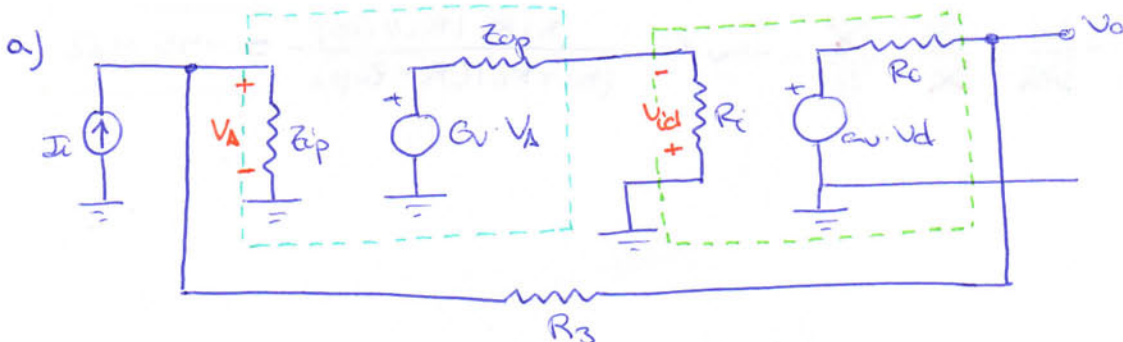
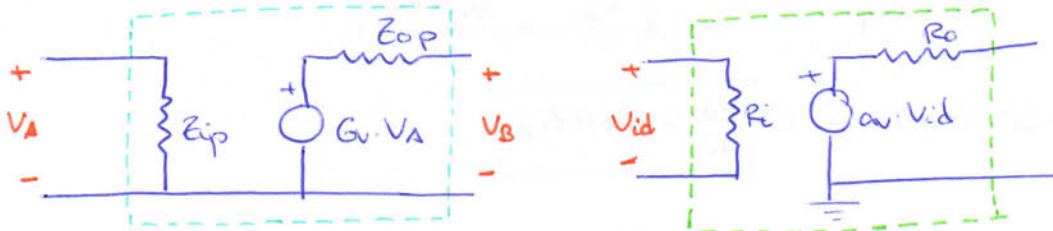
c) Determine la ganancia de la red β .

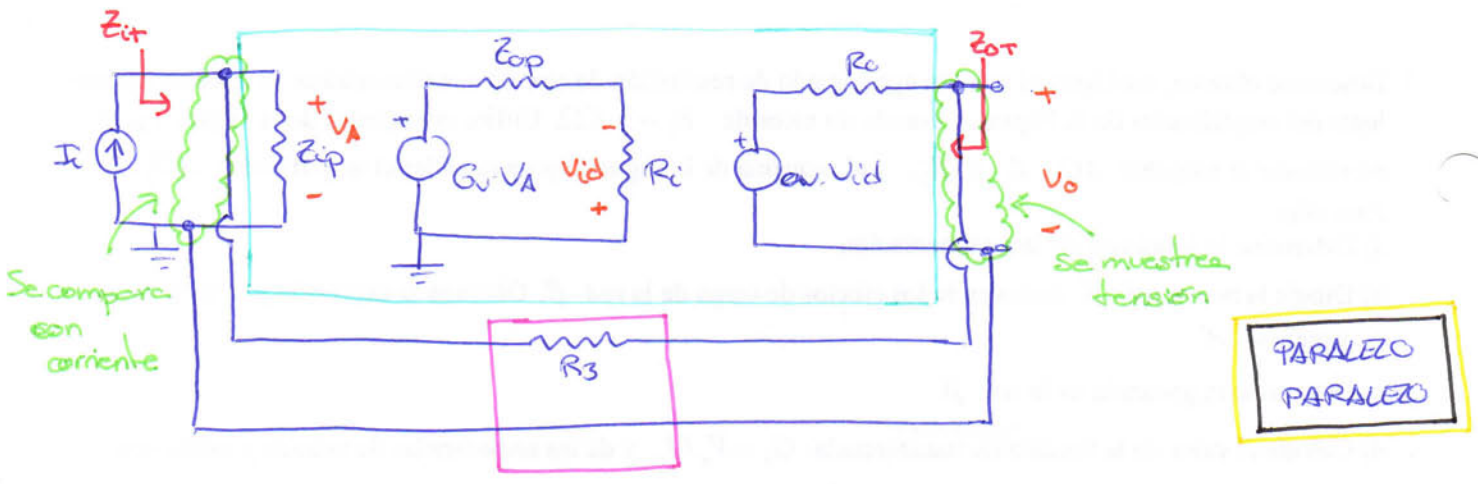
d) Calcule el valor de la función ^{ganancia} de transferencia $G_z = V_o / I_i$, y de las impedancias de entrada y salida con realimentación (Z_{iT} y Z_{oT} en la Figura 3).

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.

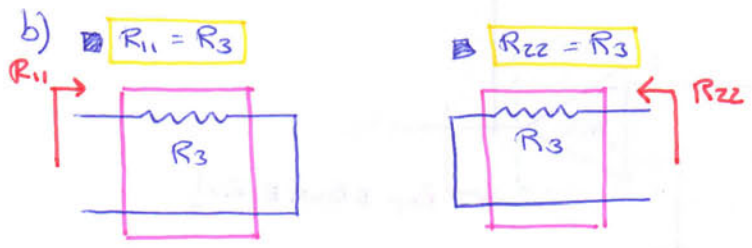
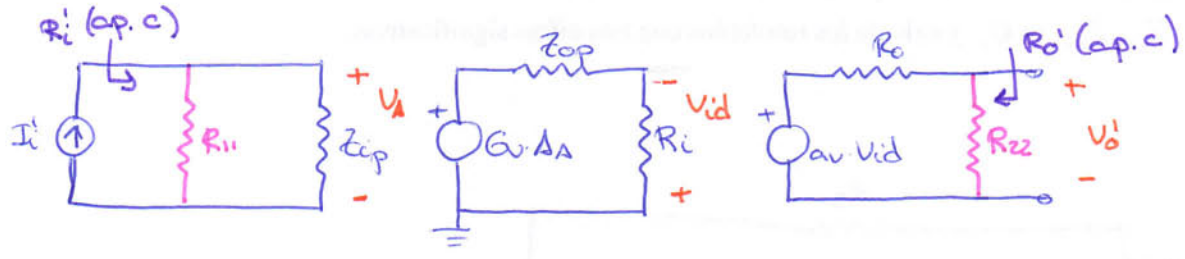


Nos dicen que es un amplificador de transimpedancia (V_o / I_i) así que es un paralelo-paralelo.





Circuito en bucle abierto (A')



$$A'_z = \frac{V'_o}{I'_i}$$

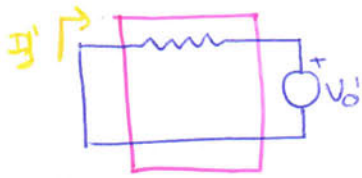
$$\rightarrow V'_o = \frac{R_{z2}}{R_{z2} + R_o} \cdot a_v \cdot V_{id} \Rightarrow \frac{V'_o}{V_{id}} = \frac{a_v R_3}{R_3 + R_o} \quad \leftarrow R_{z2} = R_3$$

$$\rightarrow V_{id} = -\frac{R_i}{R_i + Z_{op}} \cdot G_v \cdot V_A \Rightarrow \frac{V_{id}}{V_A} = -\frac{G_v \cdot R_i}{R_i + Z_{op}}$$

$$\rightarrow V_A = I'_i \cdot (R_{i1} // Z_{ip}) \Rightarrow \frac{V_A}{I'_i} = R_3 // Z_{ip}$$

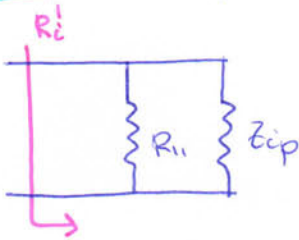
$$A'_z = \frac{V'_o}{I'_i} = \frac{V'_o}{V_{id}} \cdot \frac{V_{id}}{V_A} \cdot \frac{V_A}{I'_i} = -a_v \cdot G_v \cdot \frac{R_3 R_i (R_3 // Z_{ip})}{(R_3 + R_o)(R_i + Z_{op})} \approx -45 \text{ M}\Omega$$

c) $\beta_{y'} = \frac{I_{y'}}{V_o'} = -\frac{1}{R_3} = -0,3 \text{ m}\Omega$



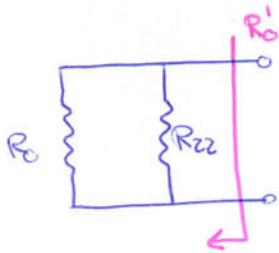
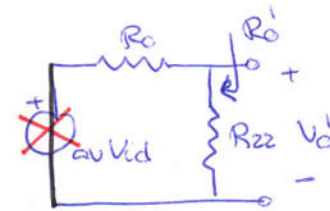
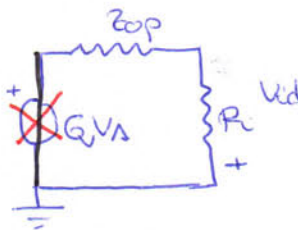
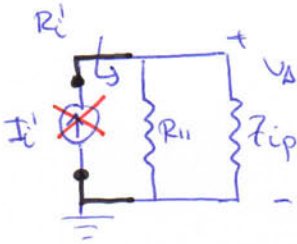
d) $G_e = \frac{V_o}{I_i} = \frac{\Delta_z}{1 + \Delta_z \beta_{y'}} \approx \frac{1}{\beta_{y'}} = -R_3 = -3 \text{ k}\Omega$

$R_i' = R_{i1} \parallel Z_{ip} = R_3 \parallel Z_{op} \approx R_3$

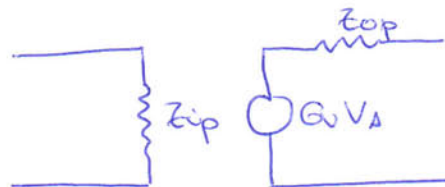
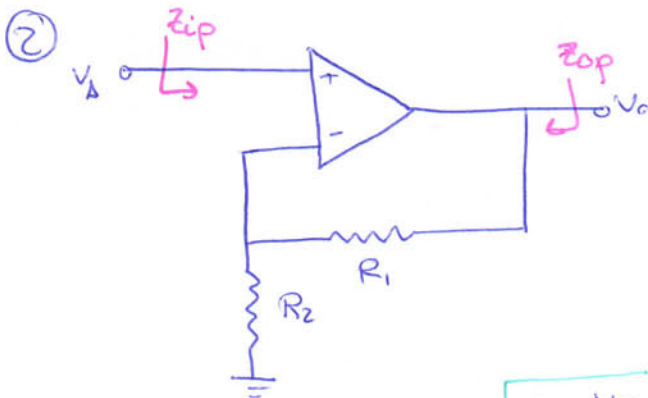


$Z_{ip} = \frac{R_i'}{1 + \Delta_z \beta_{y'}} = \frac{3}{1 + 454 \cdot 0,3 \text{ m}} = 0,2 \Omega$

$R_o' = R_{z2} \parallel R_o = 750 \Omega$



$Z_{ot} = \frac{R_o'}{1 + \Delta_z \beta_{y'}} = \frac{750}{1 + 454 \cdot 0,3 \text{ m}} = 0,05 \Omega$



$G_V = \frac{V_B}{V_A}$

SERIE PARALELO

① Circuito equivalente identificando Serie-Paralelo

② Circuito en bucle abierto

③ Cálculo de R_{in} y R_{out} 50Ω 200Ω

④ Cálculo de A_v y β_v 1000 $1/2$

⑤ Cálculo de $G_v = \frac{A_v}{1 + A_v \beta_v}$ $1,998$

⑥ Cálculo de R_i y R_o en el circuito en bucle abierto

⑦ Cálculo de

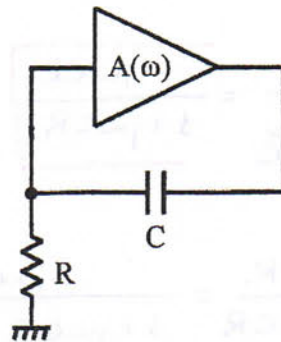
$$\rightarrow Z_{ip} = R_i (1 + A_v \beta_v) \quad 83,43 \text{ M}\Omega$$

$$\rightarrow Z_{op} = \frac{R_o}{1 + A_v \beta_v} \quad 0,1998 \Omega$$

HACER EU CASA

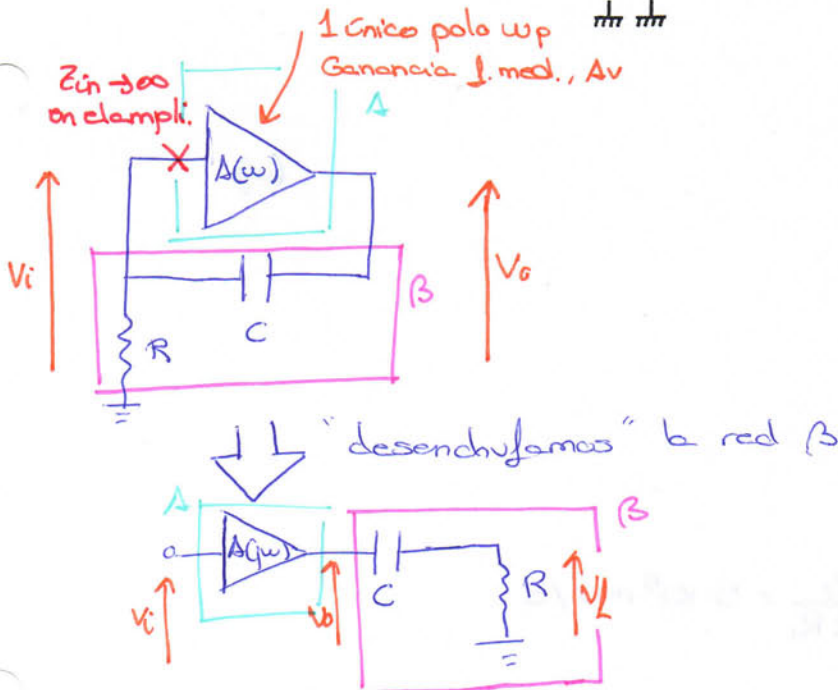
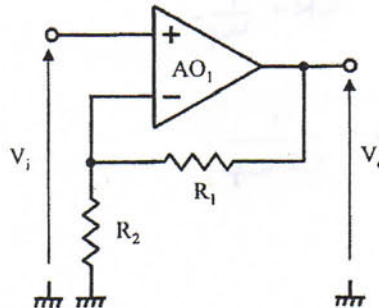
También resuelto en Simulink

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.

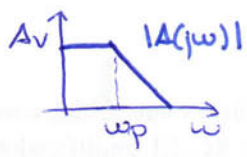


(Cuando nos dicen que hay un solo polo, si no nos dicen lo contrario, es un polo de altas frecuencias)

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 AO₁ 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 AO₁ f_t . Datos: $R_1 = R_2$; $R = 200 \Omega$; $C = 10 nF$.



a) $A(j\omega) = \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$ *freq. medias* F_H



b) $L(j\omega) = A(j\omega) \cdot B(j\omega)$

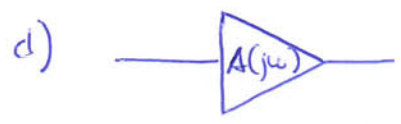
$$B(j\omega) = \frac{V_d(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

$$L(j\omega) = \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \cdot \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{j\omega CRA_v}{1 + j\omega CR + j \frac{\omega}{\omega_p} - \omega^2 \frac{CR}{\omega_p}} = \frac{j\omega CRA_v}{1 - \omega^2 \frac{CR}{\omega_p} + j\omega \left(CR + \frac{1}{\omega_p} \right)} = \frac{-\omega CRA_v}{-j\omega \left(CR + \frac{1}{\omega_p} \right) + j \left(1 - \omega^2 \frac{CR}{\omega_p} \right)}$$

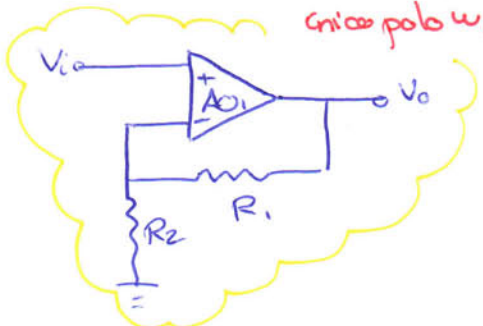
c) $\text{Im}(A \cdot B) = 0 \Leftrightarrow 1 - \omega^2 \frac{CR}{\omega_p} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p}{CR}}$

$\text{Re}(A \cdot B) \Big|_{\text{Im}(A \cdot B) = 0} = \frac{CRA_v}{CR + \frac{1}{\omega_p}} = 1$

$$A_v = \frac{CR + \frac{1}{\omega_p}}{CR} = 1 + \frac{1}{CR\omega_p}$$



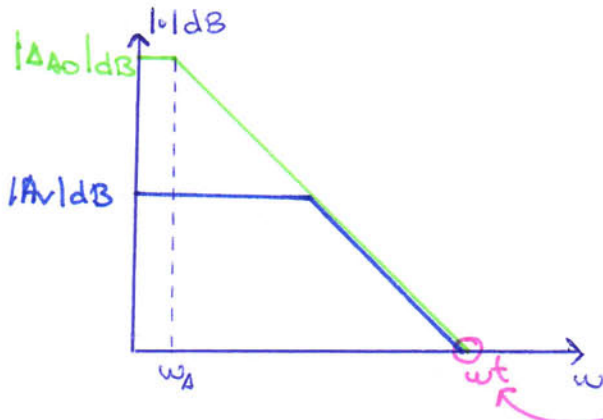
$\times \times \times$ $A_{Ao} \uparrow$
crucio polo ω_p



$$\left. \begin{aligned} A_v &= 1 + \frac{R_1}{R_2} \\ A_v &= 1 + \frac{1}{CR\omega_p} \end{aligned} \right\} \omega_p = \frac{R_2}{CR R_1} = 5 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

Con ese valor de ω_p podemos obtener $\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p}{CR}} = 5 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$

■ frecuencia de ganancia unidad del AOs



En el apartado piden f_t , que es la frecuencia a la cual la ganancia vale 1, es decir, 0 dB.

Al realimentar el amplificador operacional AOs le damos estabilidad, es decir, baja su ganancia a freq. medias (que se convierte en A_v) pero aumenta su ancho de banda (que se convierte en ω_p).

Además, como solo hay un polo, este proceso cumple que $G \times BW = \text{cte}$, es decir, las gráficas \bullet y \bullet son coincidentes desde el punto (ω_p, A_v)

(recomendable leer páginas 2.11 y 2.12)

Así, para hallar ω_t solo tenemos que hallar la posición ω tal que $|A(j\omega)| = 1$

$$\left| \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \right| = 1 \Rightarrow \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_p^2}}} = 1 \Rightarrow \frac{\omega^2}{\omega_p^2} = 3 \Rightarrow \omega_t = \sqrt{3} \omega_p$$

$$f_t = \frac{\omega_p \sqrt{3}}{2\pi} = 137,83 \text{ kHz}$$

$$A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 2$$

2. En la figura se muestra el **diagrama de Bode de la fase de la ganancia** en lazo abierto de un amplificador operacional (AO).

- 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 $A\beta \gg 1$.

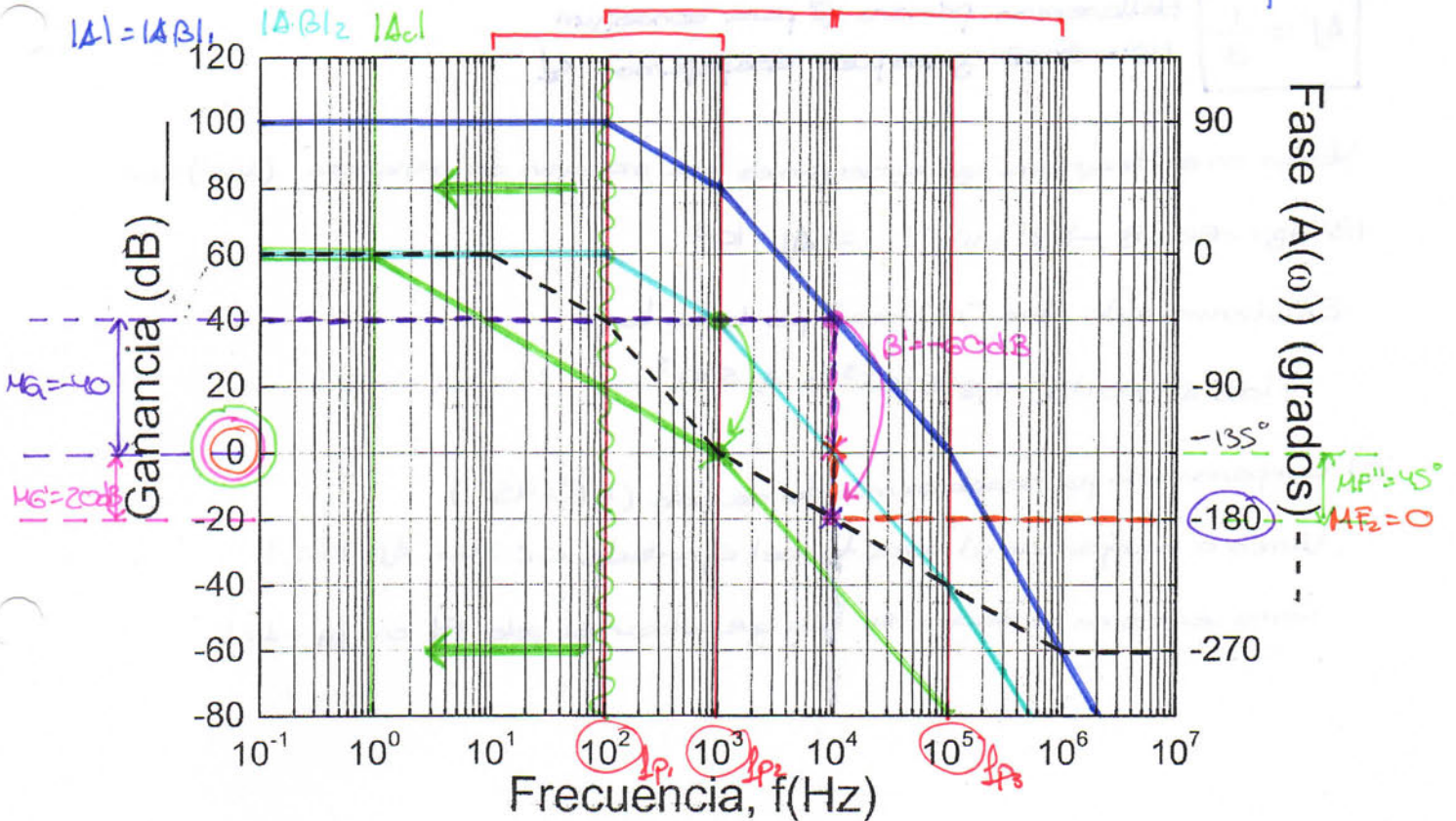
c) Indique si en las siguientes condiciones dicho amplificador es estable:

- 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 ganancia 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 $|A_c|$.

¡Poner las pendientes!



[Se me ha olvidado el boli azul]

a) $A(j\omega) = \frac{A_{MO} \cdot 10^5 \text{ (1000 dB)}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p3}}\right)}$

$\rightarrow A_c(jf) = \frac{A_{MO}}{\left(1 + j\frac{f}{f_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{p2}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{p3}}\right)}$

c) Estabilidad:

$$\beta_1 = 1 \Rightarrow |A \cdot \beta_1| = |A| \Rightarrow \text{MG}_1 = -|A \cdot \beta_1|, (\angle / \phi(A \cdot \beta_1) = -180^\circ) =$$

$$= -|A \cdot \beta_1|, (f = 10^4 \text{ Hz}) = -40 \text{ dB} \quad \text{circuito inestable}$$

$$\Delta f = 100 = \frac{\Delta \text{MG}}{1 + \Delta \text{MG} \beta_2} \approx \frac{1}{\beta_2} \Rightarrow \beta_2 = 10^{-2} \Rightarrow |\beta_2|_{\text{dB}} = -40 \text{ dB}$$

$\Delta \beta \gg 1$

$$\text{Con } |\beta_2|_{\text{dB}} = -40 \text{ dB}, |A \cdot \beta_2|_{\text{dB}} = |A|_{\text{dB}} + |\beta_2|_{\text{dB}} = |A|_{\text{dB}} - 40 \text{ dB}$$

$$\text{MF}_2 = -[-180^\circ - \phi(A \cdot \beta_2)] (\angle / |A \cdot \beta_2| = 0 \text{ dB}) = 180^\circ + \phi(A \cdot \beta_2) (f = 10^4 \text{ Hz}) =$$

$$= 180^\circ + (-180^\circ) = 0 \quad \text{circuito inestable}$$

d) Compensación por reducción de ganancia a frecuencias medias ($\text{MG}' = 20 \text{ dB}$)

$$\Delta f' \approx \frac{1}{\beta'} \quad \text{Hallaremos primero } \beta' \text{ para conseguir } \text{MG}' = 20 \text{ dB} \text{ y después despejamos } \Delta f'$$

Vemos en el diagrama que conseguimos ese margen de ganancia (MG') con

$$|\beta'|_{\text{dB}} = -60 \text{ dB} \rightarrow \beta' = 10^{-3} \Rightarrow \Delta f' = 10^3$$

En el enunciado dice "mínimo" por lo tanto:

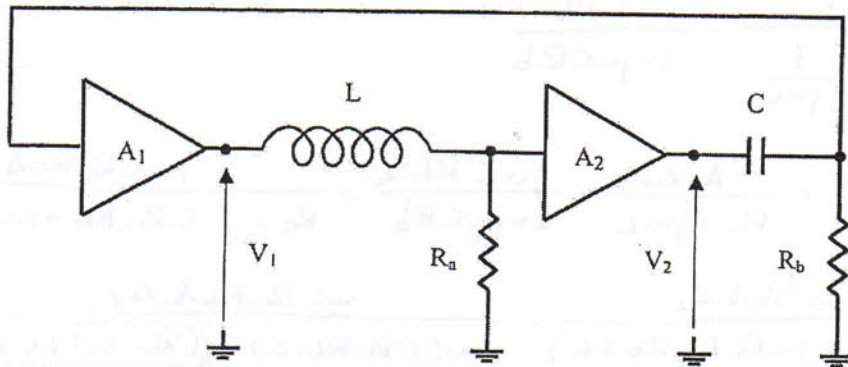
$$|\beta'|_{\text{dB}} \leq -60 \text{ dB} \rightarrow \beta' \leq 10^{-3} \rightarrow \Delta f' \leq 10^3$$

e) Compensación por desplazamiento de polo ($\text{MF}'' = 45^\circ$)

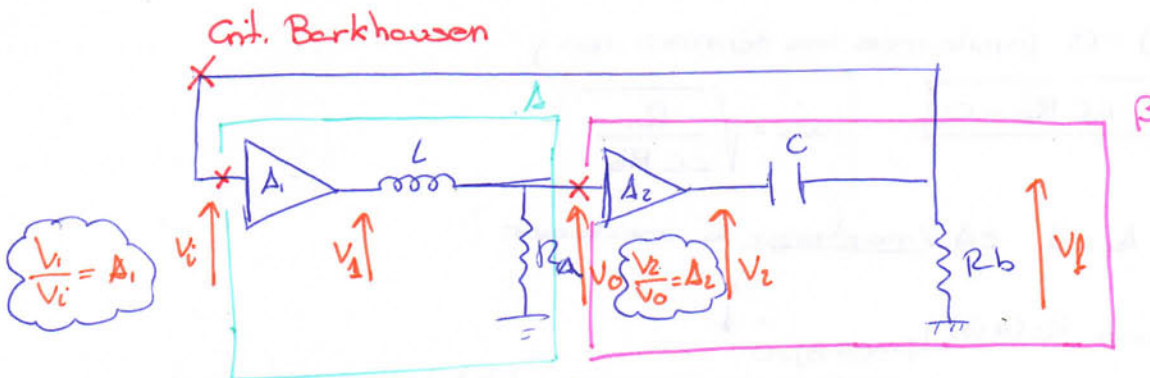
Vamos a compensar el circuito del apartado c.2 (con $\Delta f = 100$)

Como vemos en el diagrama hay que colocar el polo P_4 en $f_{P_4}' = 1 \text{ kHz}$

3. El circuito de la figura representa un oscilador sinusoidal. Los amplificadores de tensión, de ganancia A_1 y A_2 , son ideales.



- Obtenga la expresión de la ganancia en lazo abierto $T(\omega)$.
- Obtenga la expresión de la pulsación de oscilación ω_0 .
- 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.
- Calcule el valor de la inductancia L para que el circuito oscile a una frecuencia $f_0 = 1 \text{ MHz}$. Datos: $R_a = R_b = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ pF}$.
- El amplificador A_1 se hace con un A.O. ideal y dos resistencias R_1 y R_2 , siendo la resistencia de realimentación. $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$. Dibuje el circuito necesario y obtenga el valor de R_1 .



a) $\geq \Delta(j\omega) \cdot \beta(j\omega)$?

$$\Delta(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_1}{V_i} = \frac{\Delta_1 R_a}{R_a + j\omega L}$$

$$\rightarrow \frac{V_1}{V_i} = A_1$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_1} = \frac{R_a}{R_a + j\omega L}$$

$$\beta(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \frac{V_f}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_o} = \frac{j\omega C R_b A_2}{1 + j\omega C R_b}$$

$$\rightarrow \frac{V_2}{V_o} = A_2$$

$$\rightarrow \frac{V_f}{V_2} = \frac{R_b}{R_b + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega C R_b}{1 + j\omega C R_b}$$

$$A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = \frac{A_1 R_a}{R_a + j\omega L} \cdot \frac{j\omega C R_b A_2}{1 + j\omega C R_b} = \frac{j\omega C R_a R_b A_1 A_2}{R_a + j\omega C R_a R_b + j\omega L - \omega^2 L C R_b}$$

$$= \frac{j\omega C R_a R_b A_1 A_2}{R_a - \omega^2 L C R_b + j\omega (C R_a R_b + L)} = \frac{-\omega C R_a R_b A_1 A_2}{-\omega (C R_a R_b + L) + j(R_a - \omega^2 L C R_b)}$$

b) CRITERIO DE BARKHAUSEN: $A(j\omega)\beta(j\omega) = 1 \in \mathbb{R}^+$

teoría • arranque

$$\angle(A \cdot \beta) = 0 \text{ cond. fase}$$

$$|A \cdot \beta| \geq 1 \text{ cond. modulo}$$

práctica

$$\left. \begin{array}{l} \text{Im}(A \cdot \beta) = 0 \\ \text{Re}(A \cdot \beta) \geq 1 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{nosotros} \\ \text{anulamos} \\ \text{los términos} \\ \text{con "j"} \end{array}$$

$$\text{Im}(A \cdot \beta) = 0 \geq 1$$

$\text{Im}(A \cdot \beta) = 0$ (anulamos los términos con j)

$$R_a - \omega_0^2 L C R_b = 0$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_a}{L C R_b}}$$

c) Dato: $A_2 = 1$ ¿ A_1 / mantener la oscilación?

Forzamos $\text{Re}(A \cdot \beta) \Big|_{\text{Im}(A \cdot \beta) = 0} = 1$

$$\text{Re}(A \cdot \beta) \Big|_{\text{Im}(A \cdot \beta) = 0} = \frac{C R_a R_b A_1 A_2}{C R_a R_b + L} = 1$$

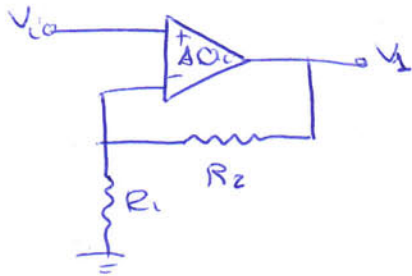
(Si hubiesen quedado ω_s , tendríamos que sustituir la expresión de ω_0)

$$A_1 = \frac{C R_a R_b + L}{C R_a R_b} = 1 + \frac{L}{C R_a R_b}$$

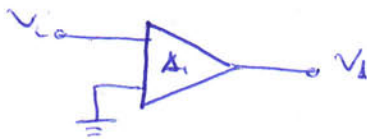
d) $\dot{L}/f_0 = 1 \text{ MHz}$?

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_a}{LCR_b}} \Rightarrow L = \frac{1}{C(2\pi f_0)^2} = 0,25 \text{ mH}$$

e) Como $A_i > 0$ vamos a usar un montaje no inversor



X



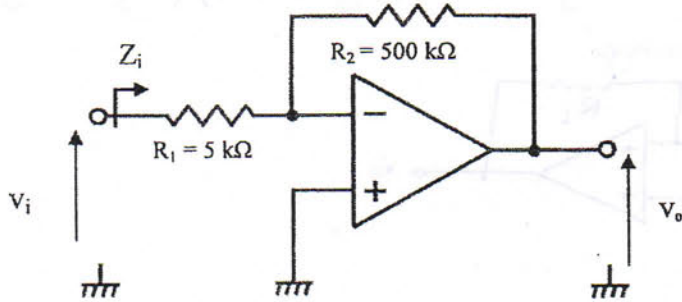
$$A_i = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{CAVI})$$

$$A_i = 1 + \frac{L}{CR_a R_b} \quad (\text{apc})$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{L}{CR_a R_b}$$

$$R_1 = \frac{R_2 CR_a R_b}{L} = 1 \text{ k}\Omega$$

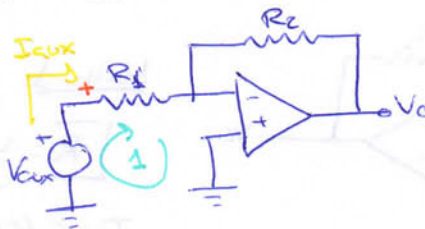
1. Sea el circuito:



- Aplicando una aproximación que la Realimentación Negativa ^{PCV} permite usar en la entrada del Amplificador Operacional de gran ganancia ($A_v \rightarrow \infty$) del circuito de la figura, obtenga su ganancia en pequeña señal $A_{v_i} = v_o / v_i$ y su impedancia de entrada Z_i .
- Si conectamos a la entrada un generador de señal en tensión v_g con $R_g = 50 \Omega$, obtenga la ganancia $A_{v_g} = v_o / v_g$. ¿Es $A_{v_g} = A_{v_i}$? ¿Por qué?
- 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? ^{todas las bajas}
- Considerando que el Amplificador Operacional tiene una compensación interna por polo dominante que produce un producto Ganancia \times Ancho de banda $G \times BW = 10$ MHz, determine la frecuencia de corte superior, f_s (-3dB).
- Dibuje en la plantilla adjunta el diagrama de Bode (módulo y fase) para todo el rango de frecuencias significativas.
- ¿Qué ancho de banda tendrá este circuito si cambiamos su resistencia $R_2 = 50$ KΩ? Dibuje en la misma plantilla el nuevo módulo de $A_{v_g}(jf)$.

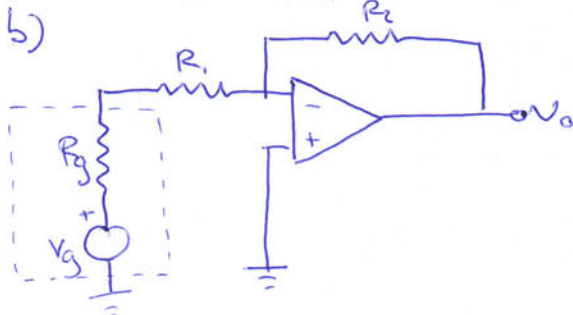
a) C.A.I. Ganancia: $A_{v_i} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$ (es un inversor: CAI) = -100 (de memoria)

Impedancia de entrada:
(Si hubiese más cosas a la izquierda de la flecha, nos olvidáramos de ellas)

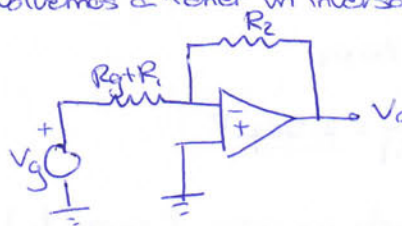


Malta I: $V_{aux} - I_{aux} \cdot R_1 = 0$

$Z_i = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = R_1 = 5 \text{ k}\Omega$

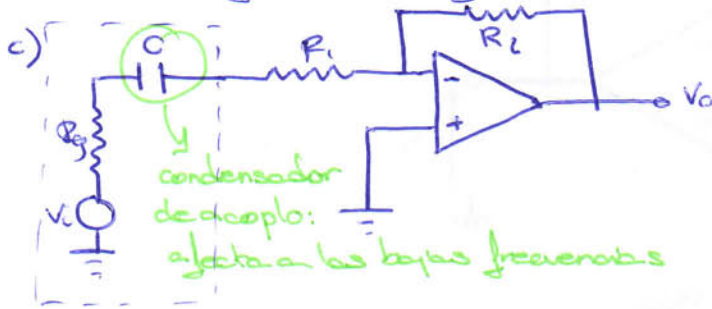


Volvemos a tener un inversor:



$A_{vg} = -\frac{R_2}{R_1 + R_g} = -99$ (Amplificación matemáticamente $-100 \ll -99$, el módulo es menor, por lo que amplifica menos.)

Este circuito tiene menos ganancia ($|A_{vg}| < |A_{vi}|$) porque el generador real introduce un "efecto de carga".



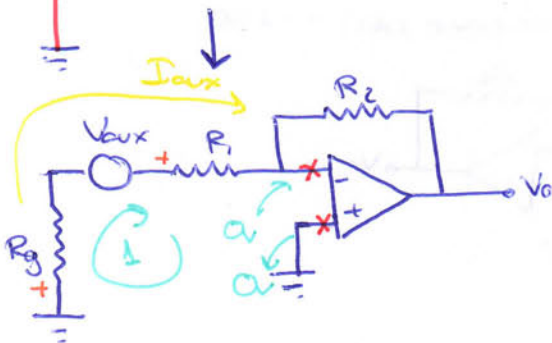
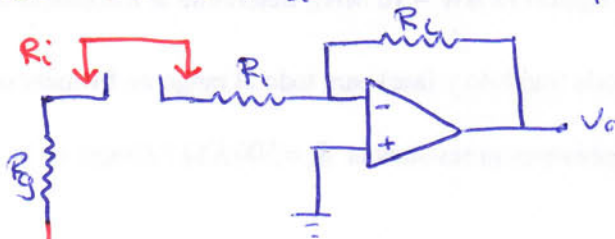
Apliquemos el método de las constantes de tiempo en cortocircuito.

Lo podemos aplicar porque con un condensador habrá un solo polo

$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_i}$ Como solo hay un condensador, solo tenemos que calcular un τ

Para ese condensador: $\tau_i = R_i \cdot C_i$ donde:

- $C_i = C$ (la capacidad de ese condensador)
- $R_i \equiv$ resistencia equivalente "vista" por ese condensador.



Malta 1: $-I_{aux} \cdot R_g + V_{aux} - I_{aux} \cdot R_1 = 0$

$R_i = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = R_1 + R_g$

$\tau_i = C(R_g + R_1)$

Resumiendo:

$\omega_L = \frac{1}{C(R_g + R_1)} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi C(R_g + R_1)}$

Nos dan $f_c = 20 \text{ Hz}$:

$C = \frac{1}{2\pi f_c (R_g + R_1)} = 1,58 \mu\text{F}$

(Hemos nombrado por error f_c como f_L)

Si R_2 fuera nula: $f_L = \frac{1}{2\pi CR_1} = 20,2 \text{ Hz}$

d) **TEORÍA T. 1-7**

$G \times BW = 10 \text{ MHz}$ Además nos dicen que el amplificador introduce un polo dominante \Rightarrow

$\Rightarrow G \times BW = \text{cte}$

$\hookrightarrow f_L = 20 \text{ Hz}$

$\hookrightarrow |A_{vg}| = 99$ Para hallar este dato analizamos a frecuencias medias el circuito del apartado c (contorneando el condensador de baja frecuencia), como hicimos en el apartado b.

$\hookrightarrow BW = f_H - f_L$

$G \times BW = (f_H - f_L) \cdot |A_{vg}|$

$f_H = \frac{G \times BW}{|A_{vg}|} + f_L = \frac{10 \text{ M}}{99} + 20 = 101,8 \text{ kHz}$

1) Con el nuevo dato de R_2 podemos calcular la nueva ganancia a frecuencias medias:

$A_{vg}' = -\frac{R_2'}{R_1 + R_2'} = -9,9 \Rightarrow |A_{vg}'| = 20 \log(1 - 9,9) \times 20 \text{ dB}$

Como sabemos que $G \times BW = \text{cte}$, podemos hallar el nuevo ancho de banda

$G \times BW = |A_{vg}'| \cdot BW'$

$BW' = \frac{G \times BW}{|A_{vg}'|} = 1,01 \text{ MHz}$

antes $BW = f_H - f_L \approx f_H = 101 \text{ kHz}$

e)

■ A bajas frecuencias había un solo polo (porque había un solo condensador de baja frecuencia)

$$f_L = 20 \text{ Hz} \equiv \text{frecuencia del polo de baja frecuencia}$$

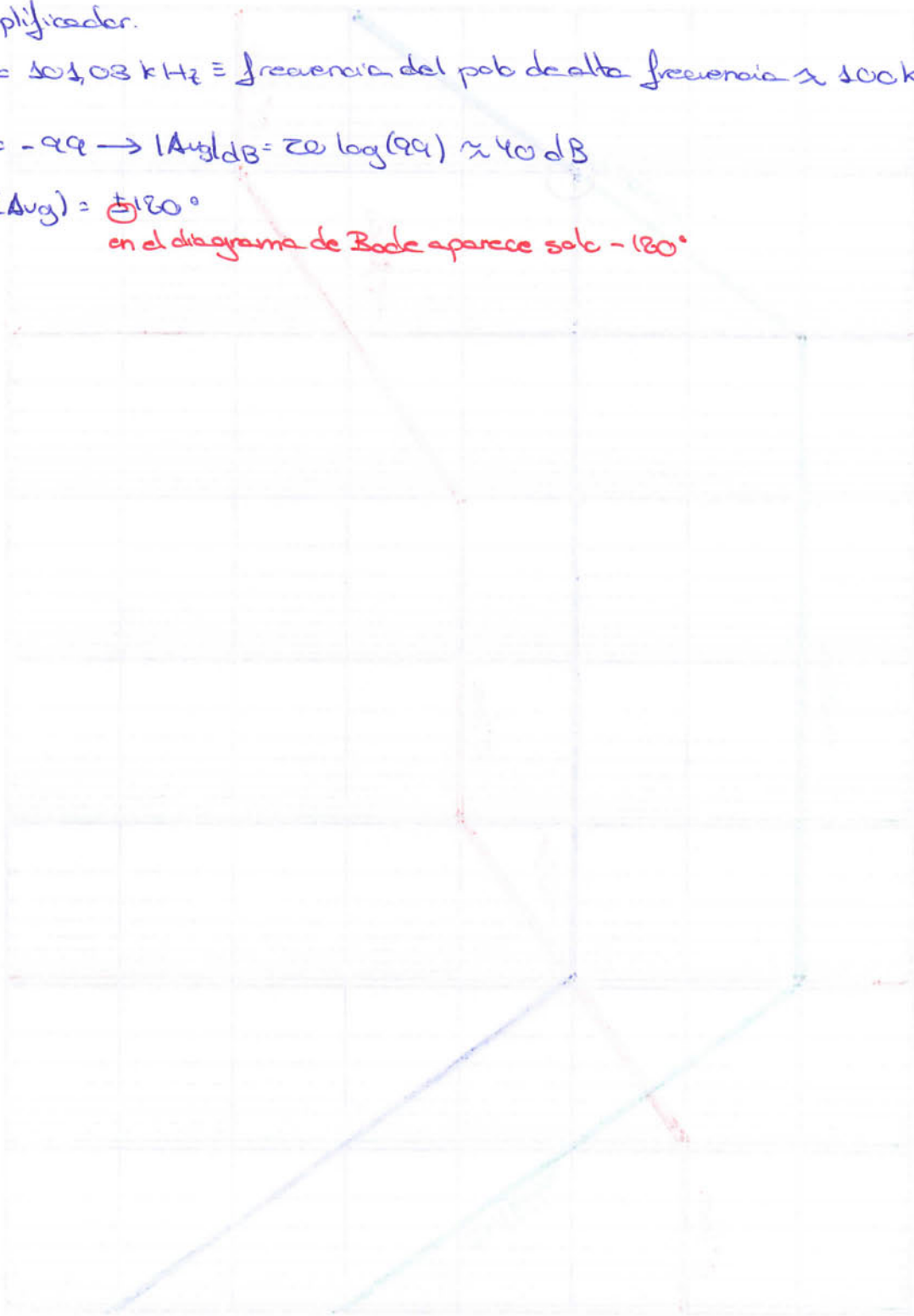
■ A altas frecuencias había un polo dominante (abito del apartado d) dentro del amplificador.

$$f_H = 101,03 \text{ kHz} \equiv \text{frecuencia del polo de alta frecuencia} \approx 100 \text{ kHz}$$

■ $A_{vg} = -99 \rightarrow |A_{vg}|_{dB} = 20 \log(99) \approx 40 \text{ dB}$

$$\phi(A_{vg}) = \pm 180^\circ$$

en el diagrama de Bode aparece solo -180°



Módulo (dB)

$\phi(f)$

Frecuencia (rad/s) (Hz)

5m 06 P1

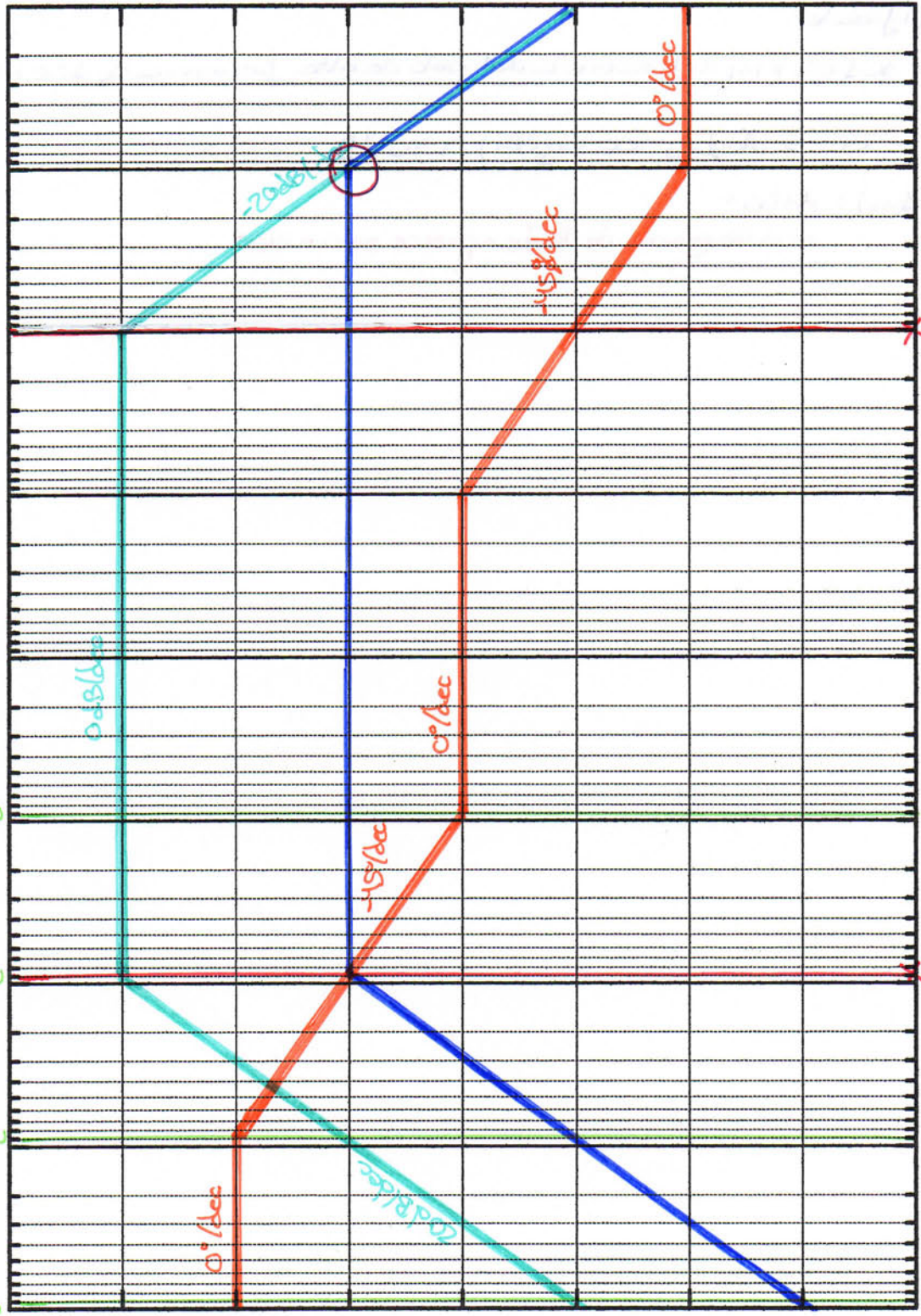
14(11) dB

0h

Fase (grados)

180

-20



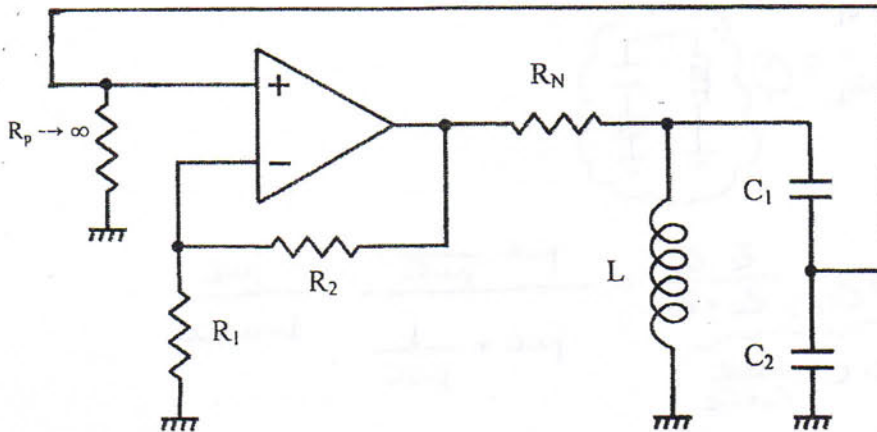
10² 10³ 10⁴ 10⁵ 10⁶ 10⁷

[Say don'ter he puesto la hoja al revés]

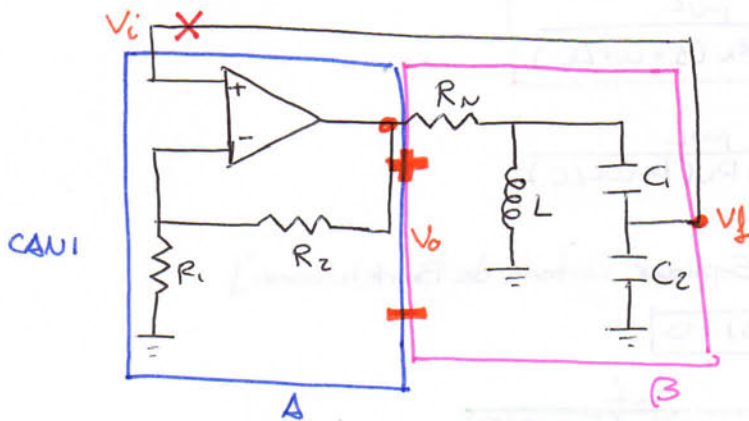
$f_H = 4.01 \text{ MHz}$

(En el examen ya nos daban la escala)

3. El circuito de la figura es un oscilador sinusoidal en el que supondremos que el AO tiene ganancia infinita.



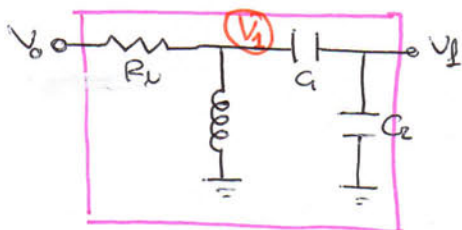
- Obtenga la ganancia de lazo a la frecuencia de oscilación f_0 .
- Obtenga la expresión de la frecuencia de oscilación f_0 .
- Expresar la condición que debe cumplir la resistencia R_2 en función de los componentes R_1 , C_1 y C_2 para que la oscilación se mantenga y la condición para que la oscilación arranque.



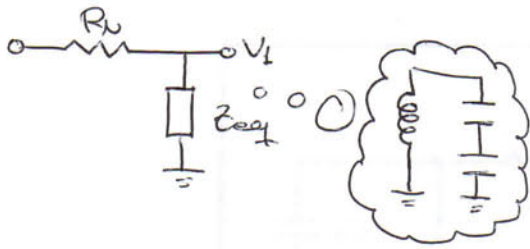
a) $L(j\omega) = A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)$

■ $A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

■ $\beta(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_o(j\omega)}$



$$\frac{V_f(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{j\omega C_1}{j\omega C_2 + j\omega C_1} = \frac{C_1}{C_2 + C_1} \quad \text{Div. tensión}$$



$$Z_{eq} = Z_L // Z_C = \frac{Z_L \cdot Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ con $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$\frac{V_f}{V_s} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + R_u} = \frac{\frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}}{\frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} + R_u} = \frac{j\omega L}{j\omega L + R_u(1 - \omega^2 LC)}$$

$$\beta(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{j\omega L}{j\omega L + R_u(1 - \omega^2 LC)}$$

$$L(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{j\omega L}{j\omega L + R_u(1 - \omega^2 LC)}$$

b) ¿freq. de oscilación (f_0)? [Explicar criterio de Barkhausen]

La obtenemos forzando $\text{Im}(A \cdot B) = 0$

$$L(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{-\omega L}{-\omega L + j R_u(1 - \omega^2 LC)}$$

particularizamos

$$R_u(1 - \omega_0^2 LC) = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

c) $R_2 = f(C_1, C_2, R_1)$

Falta por forzar: $\text{Re}(A \cdot B) = 1$

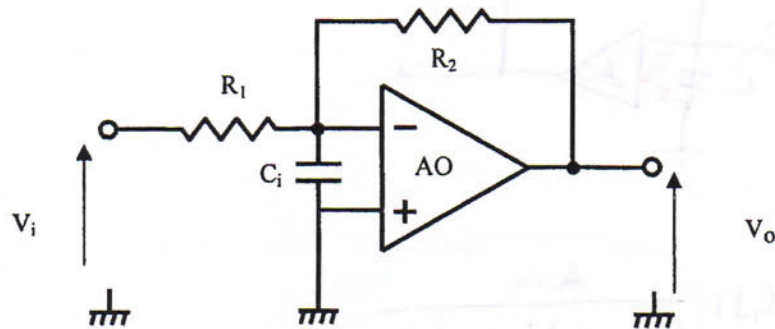
$$\text{Re}(A \cdot B) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 1$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \Rightarrow R_2 = R_1 \frac{C_2}{C_1} \quad \text{Condición de mantenimiento}$$

Condición de arranque: $\text{Re}(A \cdot B) > 1$

(Todo igual con el signo >)

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,

$$A_{vd}(j \cdot f) = \frac{v_o}{v_d}(j \cdot f) = \frac{A_{vDC}}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{f_1}\right) \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_2}\right)}$$

se intentó diseñar un amplificador inversor de ganancia $|G_v|=|v_o/v_i|=10$ con $R_1=10$ K Ω y $R_2=100$ K Ω . 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 .

1.1.-La oscilación de 25 MHz se debe a que hemos formado, sin querer, un oscilador con ganancia de lazo dada por

$$T(j \cdot f) = \frac{-K \cdot A_{vDC}}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{f_1}\right) \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_2}\right) \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_3}\right)}$$

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)

1.2.-Calcule el valor de la capacidad C_i que está interviniendo. (5 puntos)

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)

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)

$f_1 = 10 \text{ MHz}$

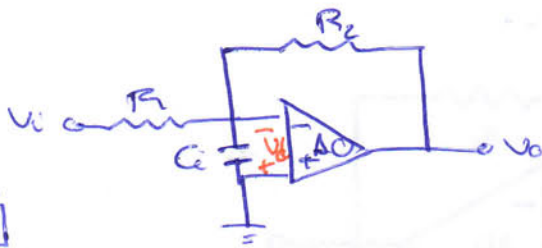
$f_2 = 20 \text{ MHz}$

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

$f_0 = 25 \text{ MHz}$

$|G_{ul}| = 10 = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right|$



$A_{ud} = \frac{V_o}{V_d}(j\omega) = \frac{A_{uDC}}{\left(1 + j\frac{\omega}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{f_2}\right)}$

$T(j\omega) = \frac{-k A_{uDC}}{\left(1 + j\frac{\omega}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{f_2}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{f_3}\right)} = R_1, R_2, C_i$

1.1 ¿f₀? Vamos a desarrollar T(jω) y a plantear que Im(T(jω)) = 0, cosa que ocurre con f = f₀ (dato)

$$= \frac{-k A_{uDC}}{\left(1 + j\frac{\omega}{f_2} + j\frac{\omega}{f_1} - \frac{\omega^2}{f_1 f_2}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{f_3}\right)} = \frac{-k A_{uDC}}{1 + j\frac{\omega}{f_2} + j\frac{\omega}{f_1} - \frac{\omega^2}{f_1 f_2} + j\frac{\omega}{f_3} - \frac{\omega^2}{f_2 f_3} - \frac{\omega^2}{f_1 f_3} - j\frac{\omega^3}{f_1 f_2 f_3}}$$

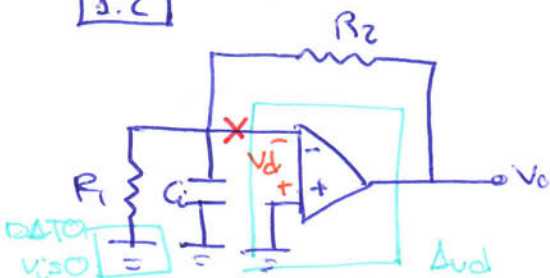
$$= \frac{-k A_{uDC}}{1 - \omega^2 \left(\frac{1}{f_1 f_2} + \frac{1}{f_2 f_3} + \frac{1}{f_1 f_3}\right) + j\omega \left(\frac{1}{f_1} + \frac{1}{f_2} + \frac{1}{f_3} - \frac{\omega}{f_1 f_2 f_3}\right)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{1}{f_1} + \frac{1}{f_2} + \frac{1}{f_3} - \frac{\omega^2}{f_1 f_2 f_3} = 0$$
 Solo tenemos que despejar f₀

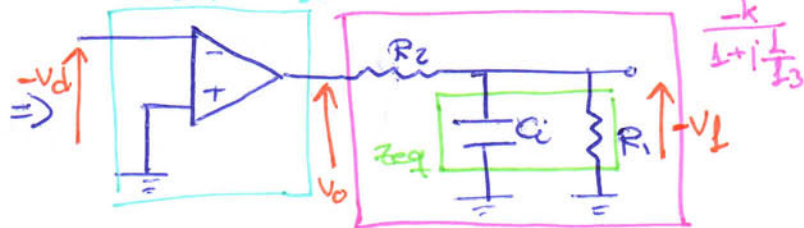
$f_2 f_3 + f_1 f_3 + f_1 f_2 - \omega^2 = 0 \Rightarrow f_3(f_2 + f_1) = \omega^2 - f_1 f_2 \Rightarrow f_3 = \frac{\omega^2 - f_1 f_2}{f_2 + f_1} = 14,1 \text{ MHz}$

polo de alta frecuencia debido a C_i, R₁, R₂

1.2



$A_{ud} = \frac{A_{uDC}}{\left(1 + j\frac{\omega}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{f_2}\right)}$



Vamos a hallar $B(\omega) = \frac{V_L}{V_o}$

$$Z_{eq} = \frac{Z_{ci} \cdot R_1}{Z_{ci} + R_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C} \cdot R_1}{\frac{1}{j\omega C} + R_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_i}$$

$$\beta(j\omega) = \frac{V_f}{V_o} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + R_2} = - \frac{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_i}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_i} + R_2} = - \frac{R_1}{R_1 + R_2 + j\omega C_i R_1 R_2}$$

$$= - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_i R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$k = \frac{10k}{10k + 100k} = \frac{1}{11}$

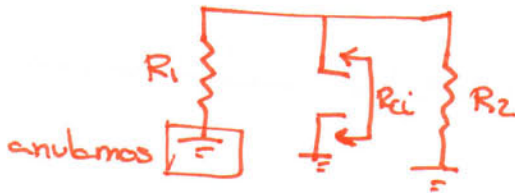
$\frac{-k}{1 + j\frac{\omega}{\omega_3}}$

$\omega_3 = \frac{1}{C_i \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}$

Identificando: $\omega_3 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi C_i R_1 R_2} \Rightarrow C_i = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \omega_3 R_1 R_2} = 4.4 \text{ pF}$

NOTA: Con el método de las constantes de tiempo también podríamos obtener la expresión de ω_3 :

$$\omega_3 = \frac{1}{2\pi \tau} = \frac{1}{2\pi C \cdot R_{ci}} = \frac{1}{2\pi C_i (R_1 || R_2)}$$



1.3 ¿Audo para que arranque oscilación?

Tenemos que forzar $\text{Re}(T(j\omega)) \Big|_{\text{Im}(T(j\omega))=0} > 1$

$$\text{Re}(T(j\omega)) \Big|_{\text{Im}(T(j\omega))=0} = \frac{-k A_{vdc}}{1 - \omega^2 \left(\frac{1}{\omega_1^2} + \frac{1}{\omega_2^2} + \frac{1}{\omega_3^2} \right)} > 1$$

$$A_{vdc} > \frac{1 - \omega^2 \left(\frac{1}{\omega_1^2} + \frac{1}{\omega_2^2} + \frac{1}{\omega_3^2} \right)}{-k} = 96$$

1.4 En la expresión anterior teníamos $k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Para conseguir que

no se cumpla $\text{Re}(TC(j\omega)) > 1$ tendremos que disminuir el término

de la izquierda de la inecuación. Podemos conseguirlo si aumentamos

R_2 , lo que, volviendo a la expresión $|G| = \frac{R_2}{R_1}$ nos lleva a que tendremos

$|G| > 10$.

3.

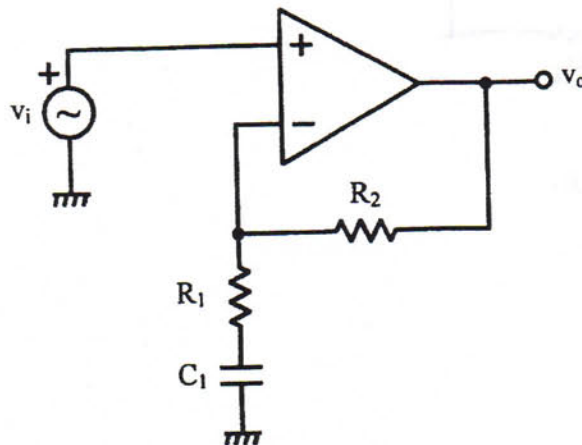


Figura 4

- 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.
- 3.2 Para los valores de los componentes del circuito $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1.59 \mu\text{F}$ se ha representado en el diagrama de la figura 5 la región de baja frecuencia del módulo de la ganancia.

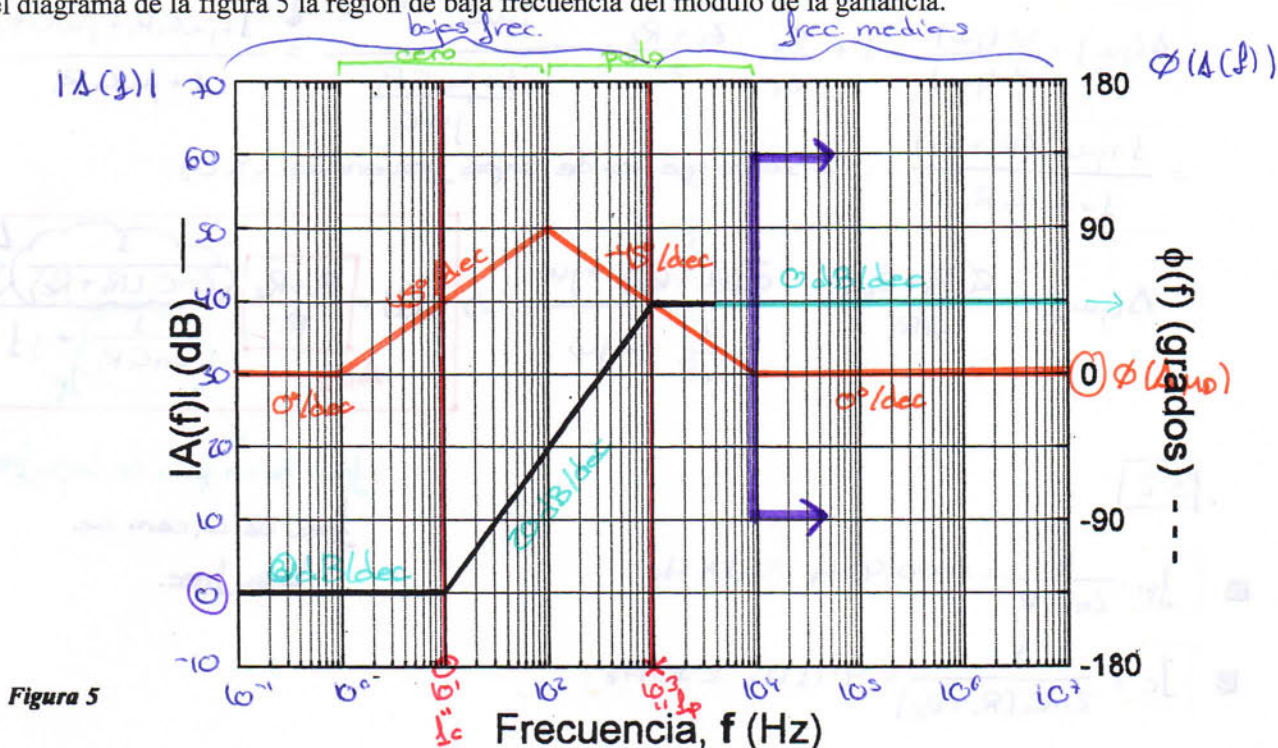
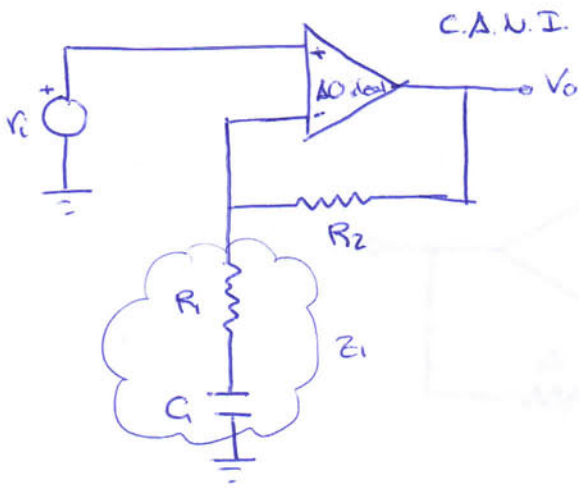


Figura 5

- 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 fase
- 3.3 Para limitar la ganancia de alta frecuencia, se añade un condensador de valor $C_2 = 15.9 \text{ pF}$ en paralelo con la resistencia R_2 . Sobre el diagrama adjunto, dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) en la región de alta frecuencia ($f > 1 \text{ kHz}$) 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?



3.1) $A(f)$

$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}$$

multiplicamos denom. y numerad. por $j\omega C_1$

$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = 1 + \frac{R_2}{Z_1} = \frac{Z_1 + R_2}{Z_1} = \frac{\frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1} + R_2}{\frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1}} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1 + j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_1} =$$

$$= \frac{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_1 R_1}$$

Sabiendo que es de baja frecuencia (3.2):

$$A(j\omega) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)} \Rightarrow A(f) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f C_1 (R_1 + R_2)}$$

frec. de un polo de baja frec.
frec. de un cero de baja frec.

3.2

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = 1000,97 \text{ Hz} \approx 1 \text{ kHz}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 + R_2)} = 9,91 \text{ Hz} \approx 10 \text{ Hz}$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} A(f) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 101$$

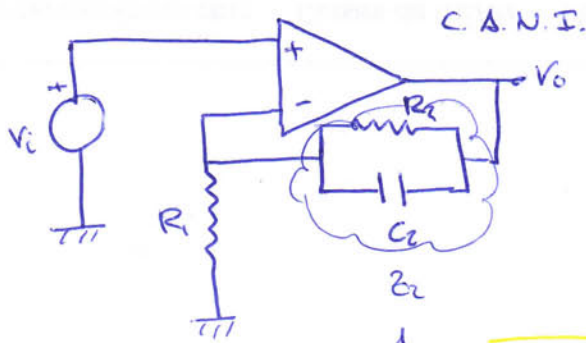
$$\left| \lim_{f \rightarrow \infty} A(f) \right|_{dB} = 20 \log(101) = 40 \text{ dB}$$

NOTA: Como no hay más polos ni ceros, coincide con la ganancia a frec. medias, A_{uo} .

$$A(f=0) = A(\omega=0) = \frac{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_1 R_1} \Bigg|_{\omega=0} = \frac{1}{1} = 1$$

$$|A(f=0)| = 20 \log(1) = 0 \text{ dB}$$

3.3



DATO:
Alta frecuencia

$$Z_2 = R_2 \parallel Z_{C_2} = \frac{R_2 \cdot Z_{C_2}}{R_2 + Z_{C_2}} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

$$A'(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = 1 + \frac{Z_2}{R_1} = \frac{R_1 + Z_2}{R_1} = \frac{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{R_1} = \frac{R_1(1 + j\omega C_2 R_2) + R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} =$$

$$= \frac{R_1(1 + j\omega C_2 R_2) + R_2}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)} = \frac{R_1 + R_2 + j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{1 + j\omega C_2 R_2} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1 + j \frac{R_1 R_2}{C_2 R_1 R_2} \omega}{1 + j \frac{1}{C_2 R_2} \omega}$$

Δ_{ud}

■ $\Delta_{ud} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10 \Rightarrow |\Delta_{ud}|_{dB} = 40 \text{ dB}$
 $\rightarrow \phi(\Delta_{ud}) = 0^\circ$

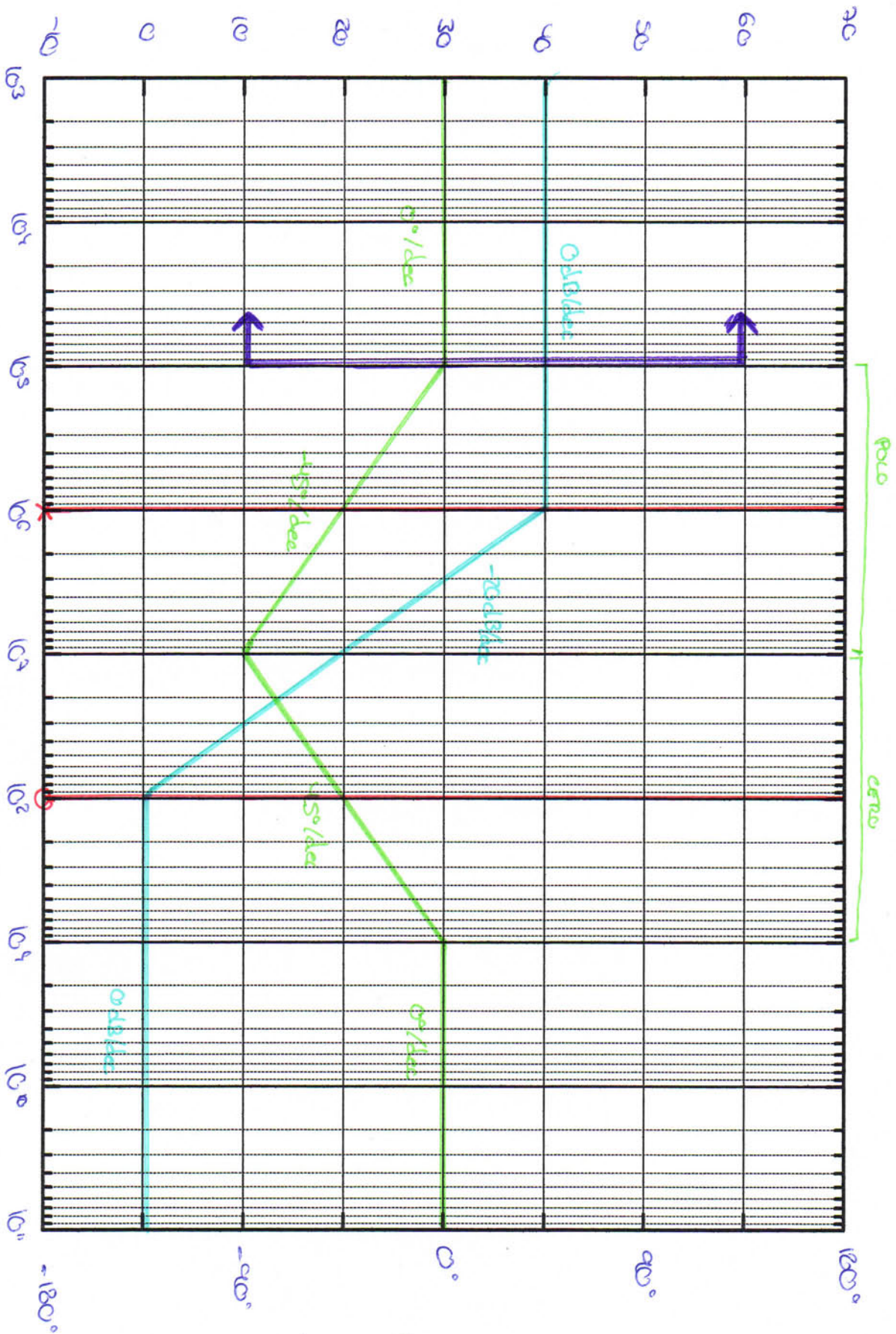
■ $f_c = \frac{R_1 + R_2}{2\pi C_2 R_1 R_2} = 10 \text{ MHz} \approx 10^7 \text{ Hz}$

■ $f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$

(En el adjunto del examen deban ya las acertaciones)

Observando los dos diagramas, la región de frecuencias medias se extiende entre 10^4 y 10^5 Hz

Módulo (dB)



Frecuencia (rad/s) (Hz)

(El verde deberá ser rojo)

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 .

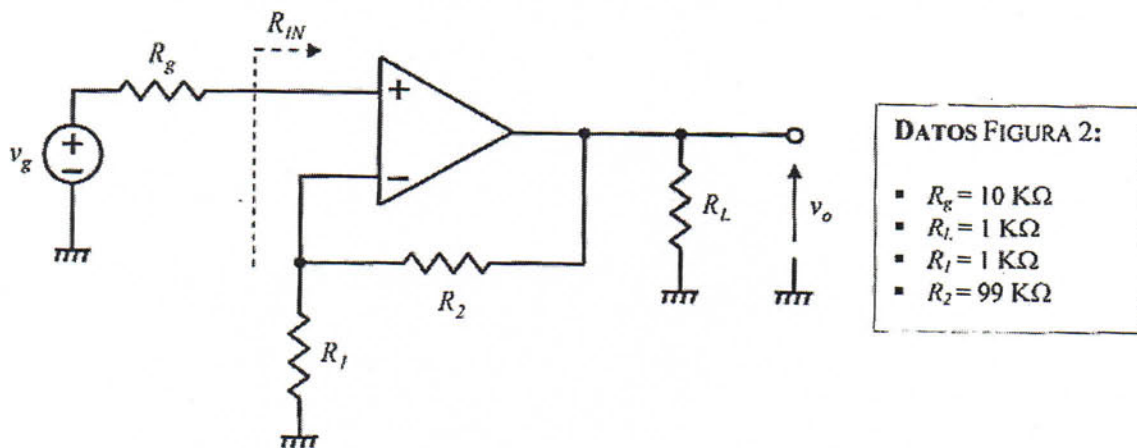


Figura 2.

Utilice el modelo del amplificador operacional en pequeña señal mostrado en la Figura 3.

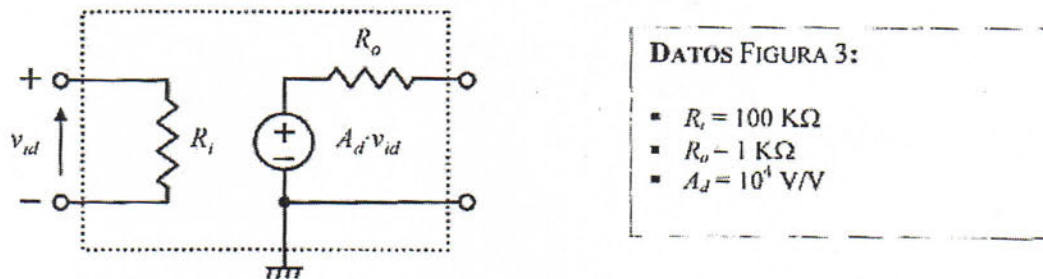
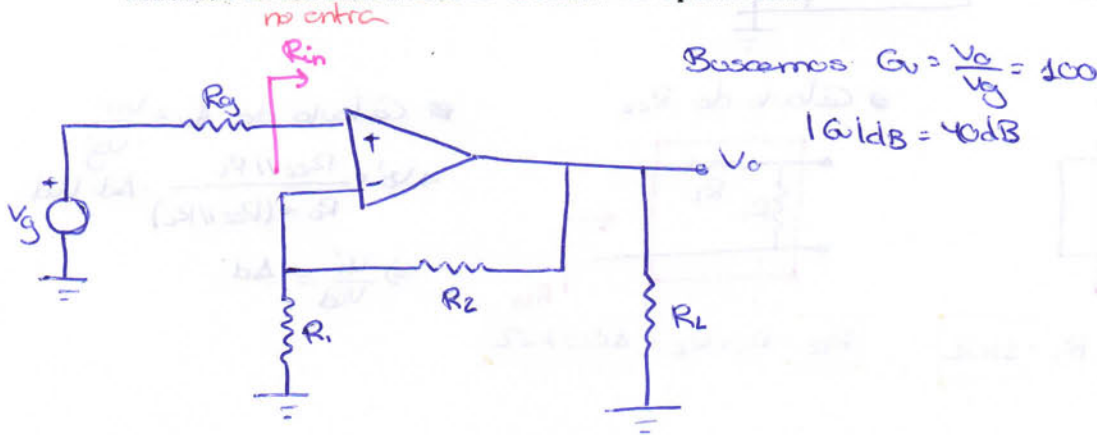


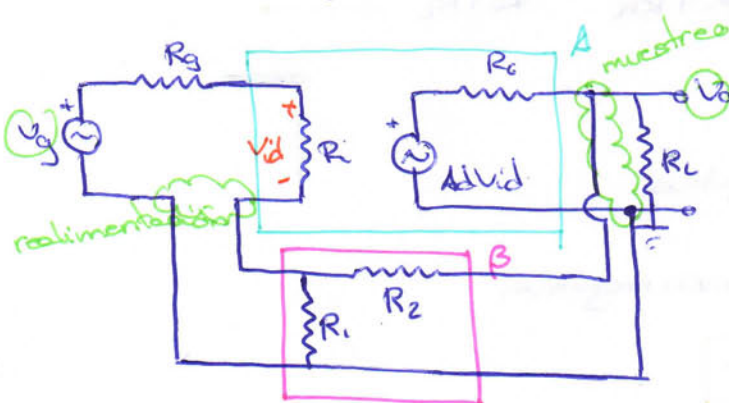
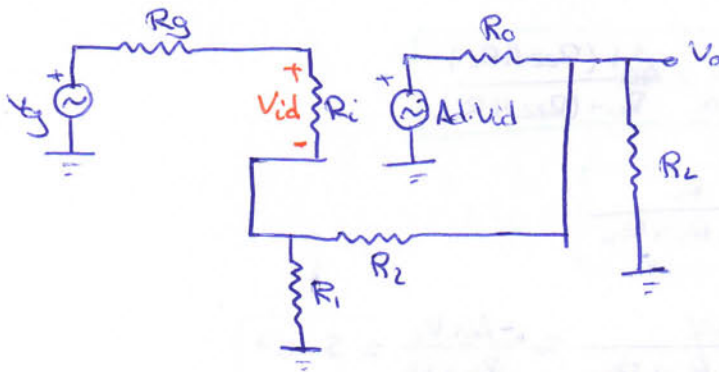
Figura 3.

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 $A'\beta$ 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 descamos estudiar los efectos de dicha acción, para lo que se le pide que: (8 puntos)
 - a. Calcule el valor del producto $A'\beta$. 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) Cdo eq de pequeña señal:

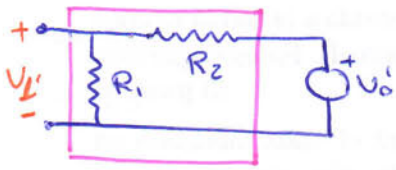


(TOCA - NO TOCA)
 TOCA: Paralelo
 NO TOCA: Serie

Tenemos muestras de tensión a la salida (paralelo) y realimentación de tensión a la entrada (serie)

Tenemos un circuito con realimentación negativa serie-paralelo

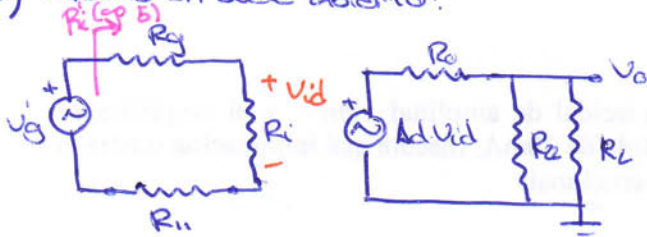
2) $\beta_v = \frac{V_f'}{V_o'}$



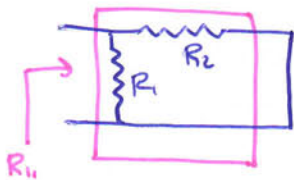
$$V_f' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o'$$

$$\beta_v = \frac{V_f'}{V_o'} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,01$$

3) Circuito en bucle abierto:

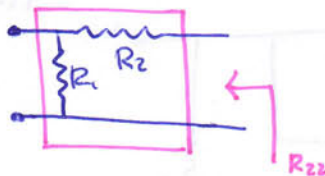


• Cálculo de R_{ii}



$$R_{ii} = R_1 \parallel R_2 \approx R_1 = 1k\Omega$$

• Cálculo de R_{zz}



$$R_{zz} = R_1 + R_2 = 100k\Omega$$

• Cálculo de $A_v' = \frac{V_o'}{V_g'}$

$$V_o' = \frac{R_{zz} \parallel R_L}{R_o + (R_{zz} \parallel R_L)} \cdot A_d \cdot V_{id} \Rightarrow \frac{V_o'}{V_{id}} = \frac{A_d (R_{zz} \parallel R_L)}{R_o + (R_{zz} \parallel R_L)}$$

$$V_{id} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{ii}} V_g' \Rightarrow \frac{V_{id}}{V_g'} = \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{ii}}$$

$$A_v' = \frac{V_o'}{V_{id}} \cdot \frac{V_{id}}{V_g'} = \frac{A_d (R_{zz} \parallel R_L)}{R_o + (R_{zz} \parallel R_L)} \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i + R_{ii}} \approx \frac{A_d R_L}{R_o + R_L} = 5 \cdot 10^3$$

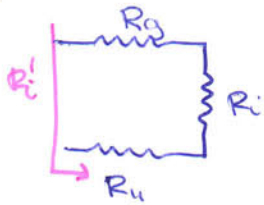
4) $A_v \cdot \beta_v = 5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-2} = 50$

→ Adimensional } Realimentación negativa
 → Resistiva

→ $A_v \cdot \beta_v \gg 1 \Rightarrow$ Buena realimentación negativa

$$G_v = \frac{A_v}{1 + A_v \beta_v} \approx \frac{1}{\beta_v} = \frac{1}{0,01} = 100$$

5) ■ Cálculo de R_i'



$$R_i' = R_g + R_i + R_u$$

$$\blacksquare R_{ij} = R_i' (1 + A_v' \beta_v) = 5,1 \text{ M}\Omega$$

$$\blacksquare R_{ij} = R_g + R_{in} \Rightarrow R_{in} = R_{ij} - R_g \approx R_{ij} = 5,1 \text{ M}\Omega$$

6) RESULTADOS: (Intentar en casa)

$$\text{Nueva } R_i' = 8,2 \Omega$$

$$a) \beta_v = 0,01 \quad A_v' = 80 \quad A_v' \beta_v = 0,8 < 1!!!$$

$$b) G_v = 44,4$$

$$c) R_{ij} = 180 \text{ k}\Omega \quad (R_i' = 111 \text{ k}\Omega \text{ no cambia})$$

$$R_{in} = R_{ij} - R_g = 170 \text{ k}\Omega$$

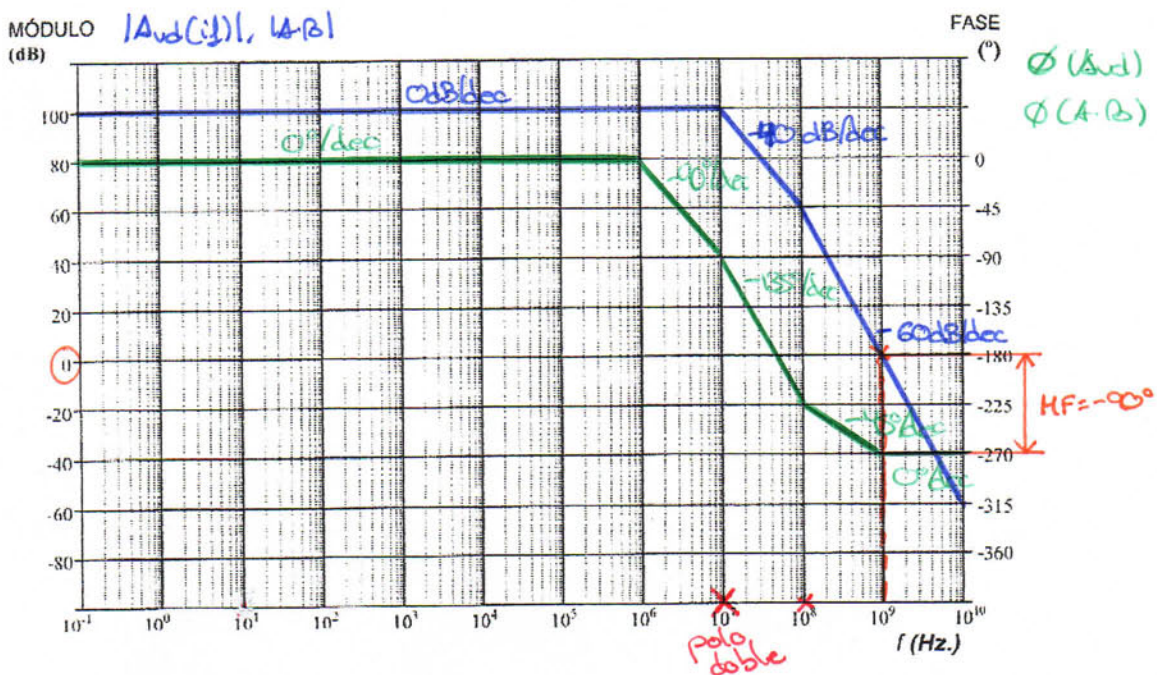
PROBLEMA 3

Una vez diseñado un amplificador operacional, la función de ganancia diferencial presenta el siguiente aspecto:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_o}{v_i - v_i} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10\text{MHz.}}\right)^2 \left(1 + j \cdot \frac{f}{100\text{MHz.}}\right)}$$

Indique claramente las pendientes de los tramos relevantes en los Diagramas de Bode que tiene que dibujar en este problema.

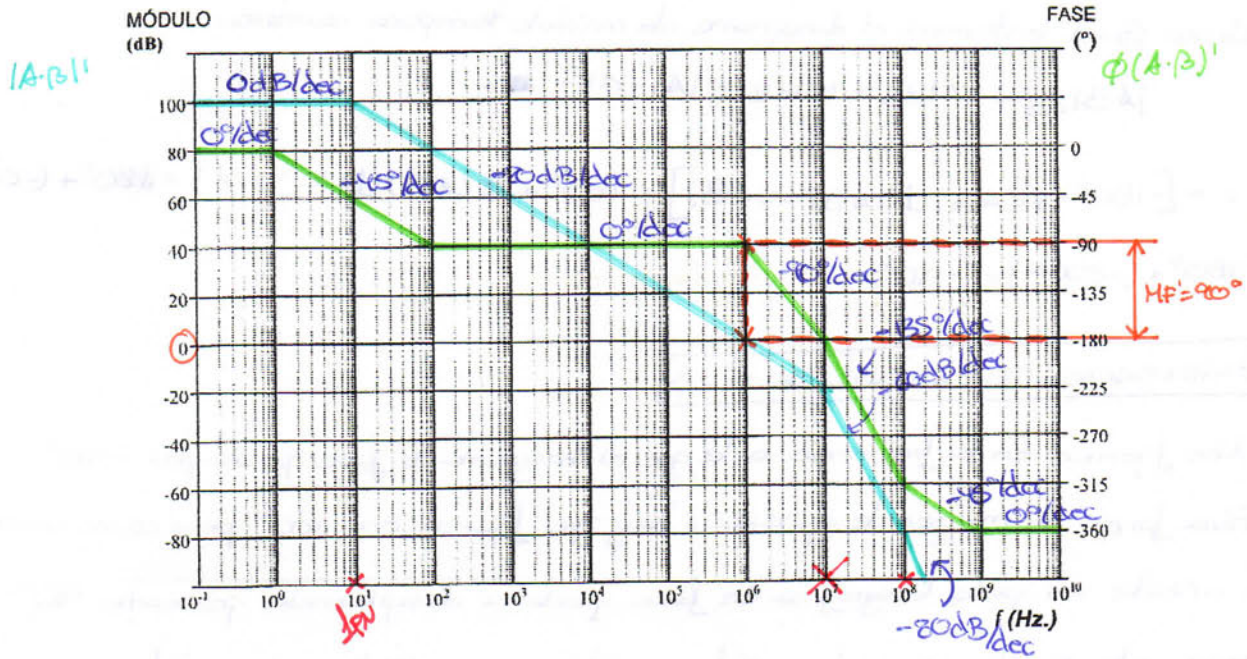
1. Dibuje el diagrama asintótico de Bode del módulo y de la fase de A_{vd} sobre la gráfica que aparece a continuación. ■ ■



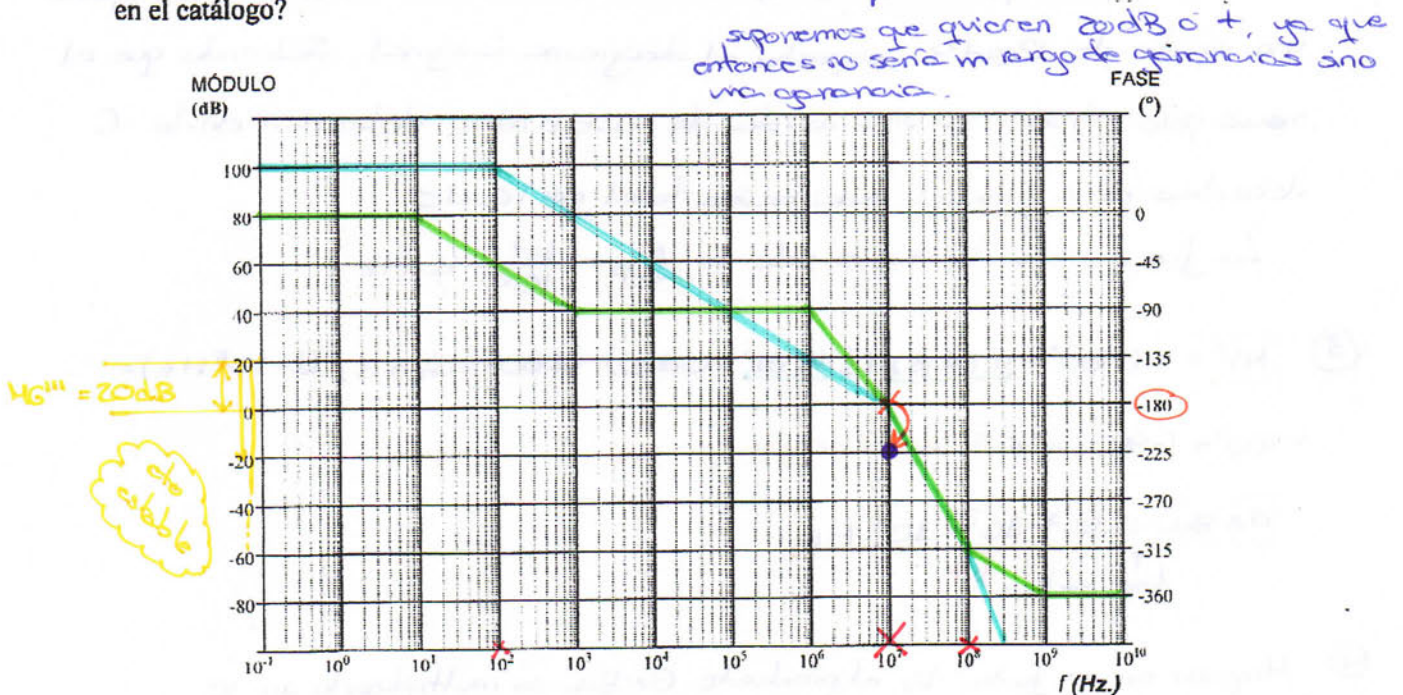
2. Asumiendo que este operacional será utilizado por los clientes para construir amplificadores seguidores de ganancia unidad, analice la estabilidad de dichos amplificadores buscando el margen de fase. A continuación, calcule dónde colocar un nuevo polo dominante para conseguir un sistema estable con 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 $\left(1 + j \cdot \frac{f}{10\text{Hz.}}\right)$

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 $G \times BW$ 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.

② $A_f = 1 \approx \frac{1}{\beta} \Rightarrow \beta = 1$ Dato. (0dB)

lo llamo $A \cdot \beta$

- Como $\beta \neq R$ entonces el diagrama de fase no cambia: $\phi(A_v) = \phi(A_v \cdot \beta)$
- Como $\beta = 1$ entonces el diagrama de módulo tampoco cambia:

$$|A \cdot \beta|_{dB} = |A|_{dB} + |\beta|_{dB} = |A|_{dB}$$

$$\begin{aligned} \angle F &= -[-180^\circ - \phi(A \cdot \beta) \text{ (} |A \cdot \beta| = 0 \text{ dB)}] = 180^\circ + \phi(A \cdot \beta) \text{ (} f = 10^9 \text{ Hz)} = \\ &= 180^\circ + (-270^\circ) = -90^\circ < 0 \text{ circuito inestable} \end{aligned}$$

COMPENSACIÓN POR ADICIÓN DE POLO

Nos fijamos en la frecuencia a la que el diagrama de fase pasa por -90° (Para forzar un margen de ganancia hay que fijarse en -180° pero como vemos a añadir un polo, la gráfica de fase quedará desplazada por este 90° hacia abajo: lo que en la gráfica antigua es -90° , en la gráfica nueva, será -180°). A esa frecuencia (10^9 Hz) forzamos que el diagrama de módulo pase por -20 dB (para tener un $MG' = 20$ dB), lo que supone una caída de 120 dB respecto al diagrama original. Sabiendo que el nuevo polo introducirá una caída de 20 dB/dec, debemos darle 6 décadas para producir esa caída total de 120 dB.

La frecuencia del nuevo polo es $f_{sup} = \frac{10^9}{10^6} = 10 \text{ Hz}$

③ $\angle F' = -(-180^\circ - \phi(A \cdot \beta) \text{ (} |A \cdot \beta|' = 0 \text{ dB)}) = 180^\circ + \phi(A \cdot \beta) \text{ (} f = 10^6 \text{ Hz)} =$
 $= 180^\circ + (-90^\circ) = 90^\circ > 0$ Circuito estable!

$G \times BW = 10^5 \cdot 10^1 = 10^6 \text{ Hz}$
↑
freq. medias ↓
sup

④ Mejorar en un factor 10 el producto $G \times BW$ es multiplicarlo por 10.

Manteniendo $A_v = 10^5$, lo conseguiremos desplazando el nuevo polo de $f_{sup} = 10 \text{ Hz}$ a $f_{sup}' = 100 \text{ Hz}$.

Vemos que ese circuito (realimentado con $\beta = 1$ (0dB)) es inestable porque tiene $MG'' = 0 \text{ dB}$, $\angle F'' = 0^\circ$. Es decir, por ejemplo, este AO no se puede montar en un circuito seguidor de tensión ($A_f = 1 \approx \frac{1}{\beta} \rightarrow \beta = 1$). Vamos a

calcular el rango de valores de β válido para formar circuitos estables con este A.O.

Vemos en el diagrama que para lograr $m_{MG}''' = 20\text{dB}$ necesitamos desplazar el diagrama de módulo 20dB hacia abajo, es decir, necesitamos $\beta = -20\text{dB}$.

$$|A \cdot \beta|''' = |A|_{\text{dB}} + |\beta|'''_{\text{dB}}$$

Como piden rango de valores, vamos a proponer que $\beta_{\text{dB}} \leq -20\text{dB}$ para conseguir un circuito estable. $\Rightarrow \beta \leq 10^{-1}$. Ahora relacionamos este dato con A_f , que es la ganancia total del circuito realimentado que montaremos. $A_f \approx \frac{1}{\beta} \Rightarrow \beta = \frac{1}{A_f} \Rightarrow \frac{1}{A_f} \leq 10^{-1} \Rightarrow A_f \geq 10$ Este es el rango de valores de la ganancia total que debemos fijar para conseguir estabilidad. Por lo tanto, $A_f < 10$

⑤ [Hecho en el apartado anterior]

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 ($A_v \rightarrow \infty$).

(es ideal)

DATOS:	
▪	$R_g = 100 \Omega$
▪	$R_f = 900 \Omega$
▪	$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$
▪	$R_L = 1 \text{ K}\Omega$
▪	$C_0 = 15,9 \mu\text{F}$
▪	$C_1 = 7,96 \text{ nF}$
▪	$C_2 = 796 \text{ pF}$

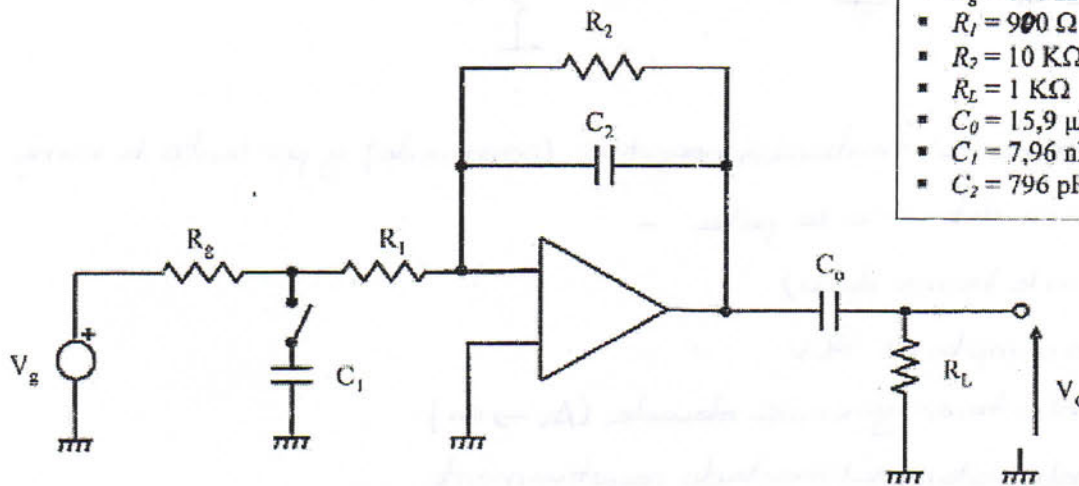
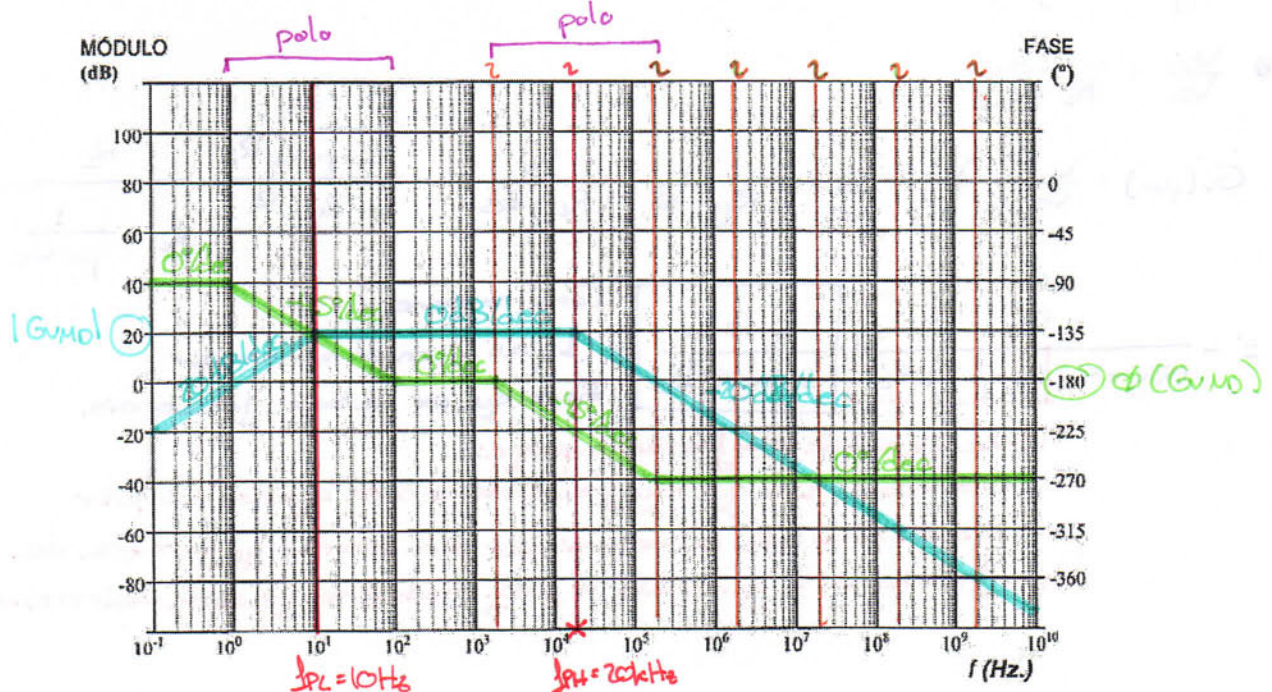
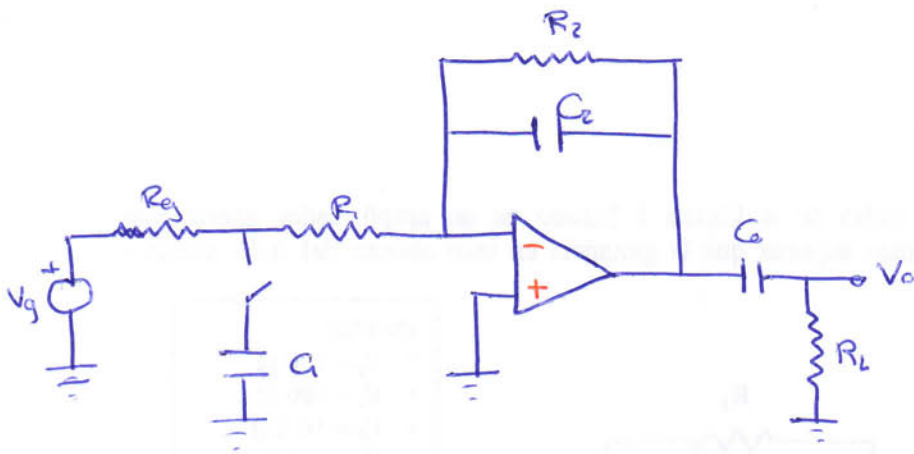


Figura 1.

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 $G_v(f\omega) = v_o/v_g$ 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)



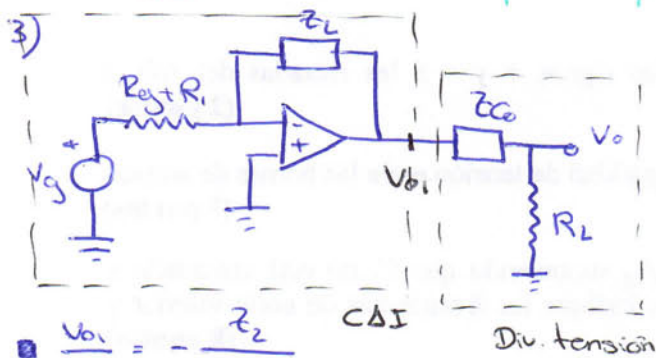


1) El circuito tiene realimentación negativa (enmascarado) y por tanto la rama de realimentación debe ir a la pata -
 (Todavía no lo hemos dado).

2) Para que se cumpla el PCV:

- El A.O. debe tener ganancia elevada ($A_v \rightarrow \infty$)
- El A.O. debe estar realimentado negativamente.

TEMAS 2. No entra en el primer parcial



$$Z_{C0} = \frac{1}{j\omega C_0}$$

$$Z_2 = R_2 \parallel Z_{C0} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

$$\frac{V_{01}}{V_g} = -\frac{Z_2}{R_{g+R_i}}$$

C.A.I

Div. tensión

$$\frac{V_o}{V_{01}} = \frac{R_L}{R_L + Z_{C0}}$$

$$G_v(j\omega) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_{01}}{V_g} \cdot \frac{V_o}{V_{01}} = \frac{-Z_2}{R_{g+R_i}} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{C0}} = -\frac{R_2}{R_{g+R_i}} \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_0}} =$$

$$= -\frac{R_2}{(R_{g+R_i})(1 + j\omega C_2 R_2)} \cdot \frac{j\omega C_0 R_L}{1 + j\omega C_0 R_L}$$

Como no tiene $(1 + j\omega \dots)$ en el numerador tiene que ser de baja frecuencia

Tiene que ser de alta frecuencia porque:

- el enmascarado dice que hay frecuencias de corte superior e inferior
- si sacásemos $C_2 R_2$ del denominador para intentar que pareciera de bajas frecuencias, la ganancia a freq. medias no quedaría adimensional

$$= \underbrace{-\frac{R_2}{R_g+R_1}}_{G_{VMO}} \cdot \underbrace{\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}{1+j\omega C_2 R_2}}_{F_1(j\omega)} \cdot \frac{G R_2}{G R_2} \cdot \underbrace{\frac{j\omega+0}{j\omega+\frac{1}{G R_L}}}_{F_2(j\omega)} = \underbrace{-\frac{R_2}{R_g+R_1}}_{G_{VMO}} \cdot \frac{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{PH}}} \cdot \frac{j\omega+0}{j\omega+\frac{1}{G R_L}}$$

cero de alta freq. ω_c
 cero de baja freq. ω_{PL}
 ω_{PH}

Resumiendo:

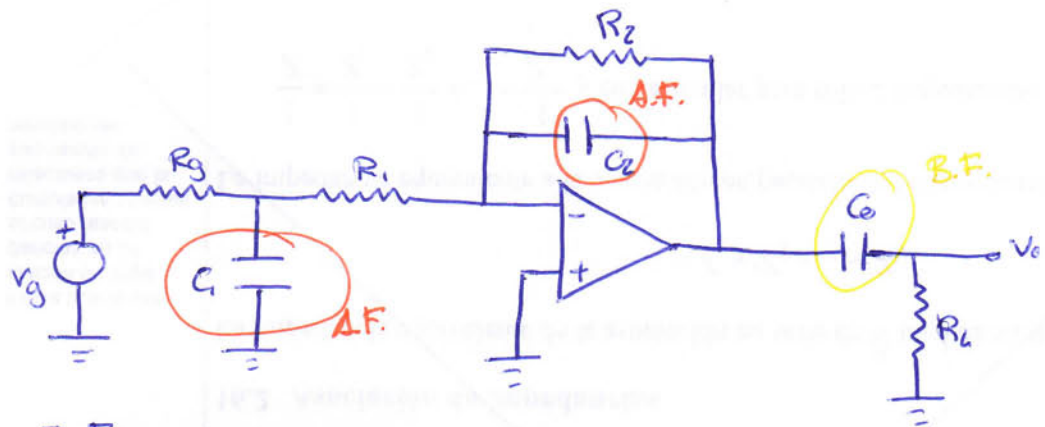
ALTA FREQ: $f_{PH} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 20 \text{ kHz}$

BAJA FREQ: $f_{PL} = \frac{1}{2\pi G R_L} = 10 \text{ Hz}$

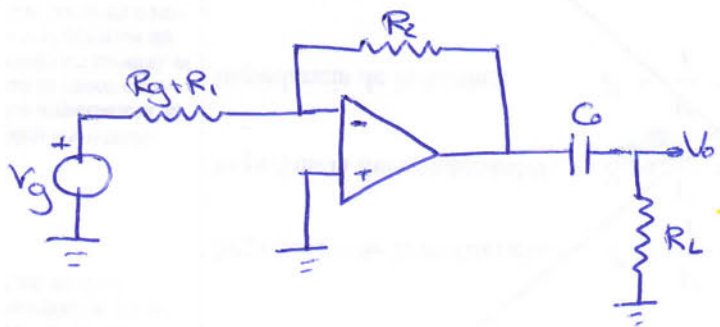
F.H.: $G_{VMO} = -\frac{R_2}{R_g+R_1} = -10 \left\{ \begin{array}{l} |G_{VMO}| = 20 \text{ dB} \\ \phi(G_{VMO}) = -180^\circ \end{array} \right.$

Diagrama de Bode en la primera hoja

4)



FRECUENCIA DE CORTE INTERIOR: Método de los tiempos de corto circuito:

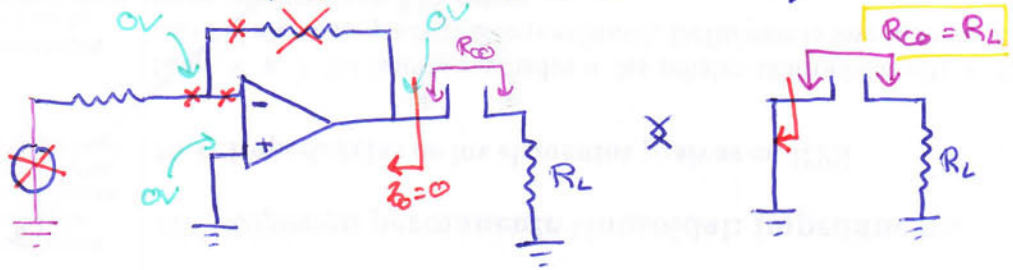


$$\omega_c = \sum \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{\tau}$$

Hay un condensador de baja frecuencia

Donde $\tau = R_{co} \cdot C =$

Donde R_{co} es la resistencia "vista" por el condensador C (con el resto de condensadores de baja frecuencia en corto circuito)



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.

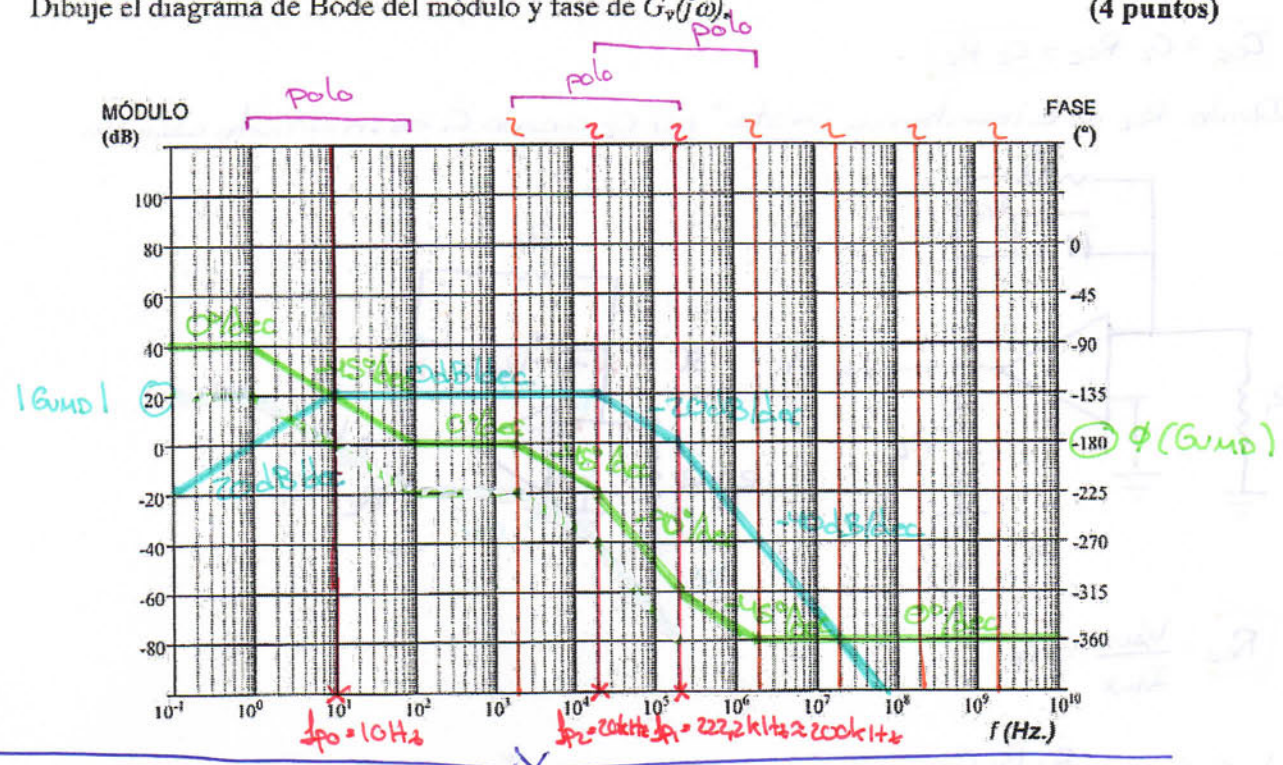
(7 puntos)

5. La expresión de la ganancia incluyendo el condensador C_1 es la siguiente:

$$G_v(j\omega) = \frac{v_o}{v_g} = - \frac{R_2 \cdot R_L \cdot C_o}{R_1 + R_g} \cdot \frac{j\omega}{(1 + j\omega(R_1 \parallel R_g)C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)(1 + j\omega R_L C_o)}$$

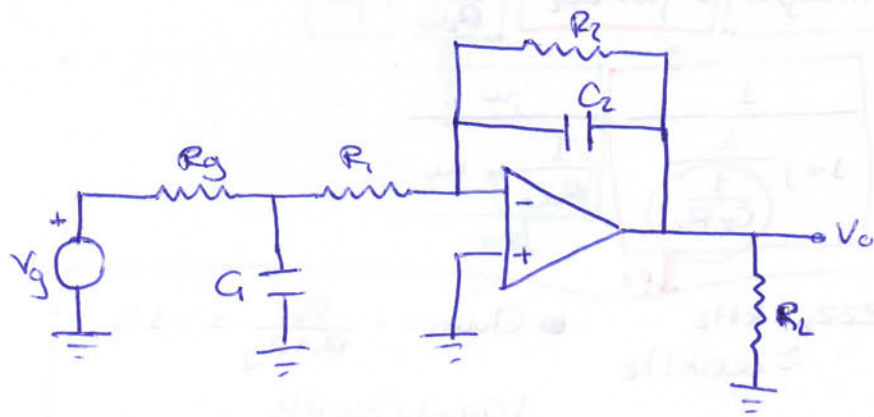
Dibuje el diagrama de Bode del módulo y fase de $G_v(j\omega)$.

(4 puntos)



Finalmente $f_L = \frac{1}{2\pi \tau_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 10} = 10 \text{ Hz}$

■ FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR: método de las constantes de tiempo en circ. abto.

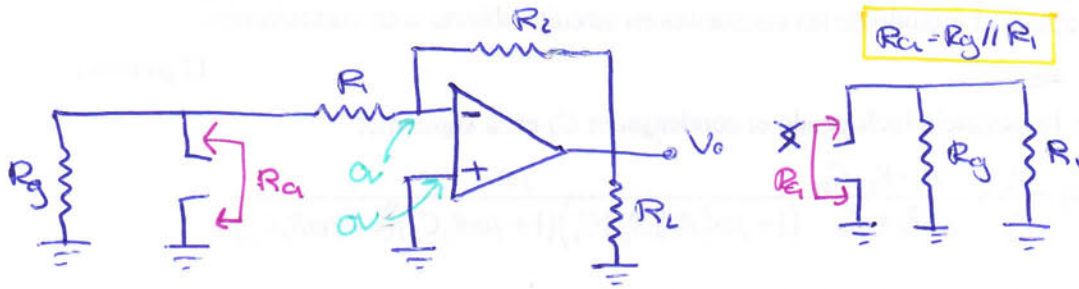


$$\frac{1}{\omega_H} = \sum \tau_i = \tau_{C1} + \tau_{C2}$$

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\tau_{C1} + \tau_{C2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_1(R_{g1} \parallel R_1) + C_2 R_2} = 18,3 \text{ kHz}$$

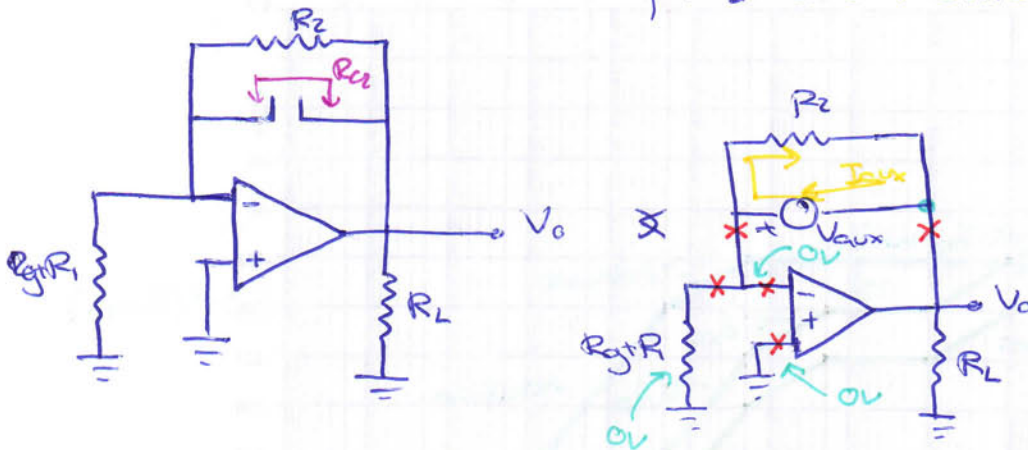
$$\tau_{C_1} = C_1 \cdot R_{C_1} = C_1 (R_{C_1} \parallel R_1)$$

R_{C_1} es la resistencia "vista" por C_1 cuando C_2 es un circuito abierto:



$$\tau_{C_2} = C_2 \cdot R_{C_2} = C_2 \cdot R_2$$

Donde R_{C_2} es la resistencia "vista" por C_2 cuando C_1 es un circuito abierto.



$$R_{C_2} = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = R_2$$

$$5) G(s) = \frac{R_2 R_L C_0}{R_1 + R_g} \frac{j\omega}{(1 + j\omega (R_1 \parallel R_g) C_1) (1 + j\omega R_2 C_2) (1 + j\omega R_L C_0)}$$

$$= \frac{R_2 R_L \cancel{C_0}}{R_1 + R_g} \frac{1}{\cancel{R_L C_0}} \frac{1}{1 + j\omega (R_1 \parallel R_g) C_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} \frac{1}{\frac{1}{R_L C_0} + j\omega}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1 + R_g} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{p1}}} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{p2}}} \frac{j\omega}{\frac{1}{R_L C_0} + j\omega}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_g) C_1} = 222,2 \text{ kHz} \approx 200 \text{ kHz}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 20 \text{ kHz}$$

$$\omega_{p0} = \frac{1}{2\pi R_L C_0} = 10 \text{ Hz}$$

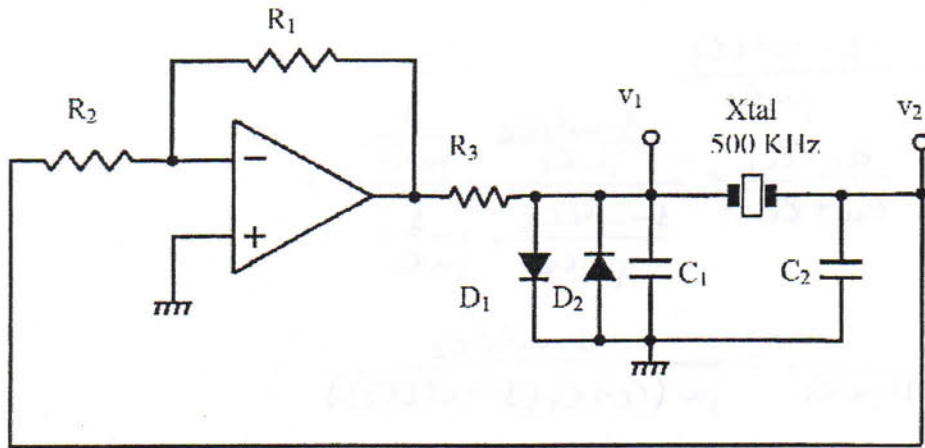
$$G_{mid} = -\frac{R_2}{R_1 + R_g} = -10$$

$$|G_{mid}|_{dB} = 20 \text{ dB}$$

$$\phi(G_{mid}) = -180^\circ$$

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

El circuito de la figura corresponde a un oscilador basado en un cristal de cuarzo de 500 KHz (X_{tal}) que se comporta como una inductancia pura. El amplificador operacional junto con las resistencias R_1 y R_2 forman la parte activa que reponen la energía perdida. El circuito formado por R_3 , D_1 y D_2 (dos diodos de silicio de $V_D=0,7V$) es un limitador de la amplitud de oscilación.

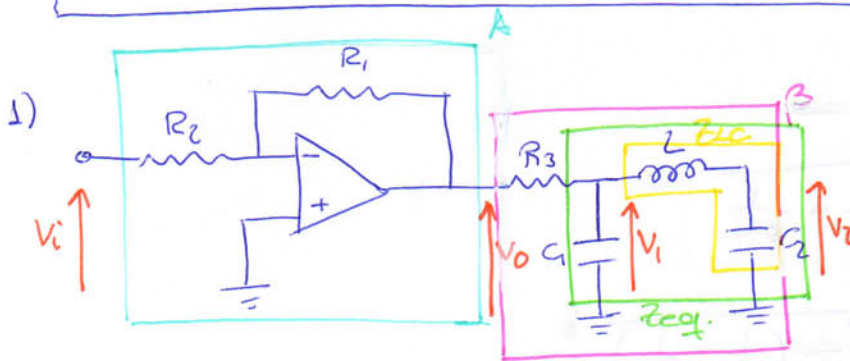
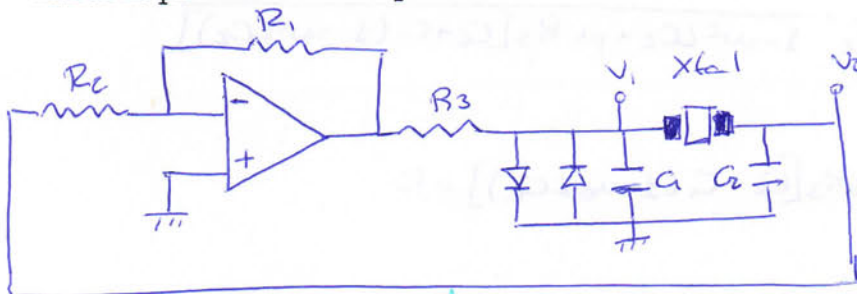


DATOS:

- $R_1 = 10\text{ K}\Omega$
- $R_2 = 10\text{ K}\Omega$
- $R_3 = 220\ \Omega$
- $C_1 = 5,6\text{ nF}$
- $C_2 = 2,2\text{ nF}$

Figura 4

1. Dibuje el lazo del oscilador. Asumiendo que la ganancia del amplificador $A_v \rightarrow \infty$, exprese la función de la ganancia del lazo. **Pista para simplificar:** asuma por ahora que está tratando con señales de amplitud muy pequeña (D_1 y D_2 cortados). **(10 puntos)**
2. Calcule a qué inductancia equivale el cristal cuando oscila a 500 KHz en este circuito. **(5 puntos)**
3. Calcule si se cumple la condición de arranque.
4. Calcule la amplitud de oscilación que observaremos en el punto etiquetado con v_1 y estime cual será la amplitud de la señal v_2 . **(5 puntos)**



$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_L} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2}$$

$$\frac{V_1}{V_o} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + R_3}$$

$$Z_L = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega C_2}$$

$$Z_{eq} = Z_L \parallel Z_{C1} = \frac{Z_L \cdot Z_{C1}}{Z_L + Z_{C1}} = \frac{\frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega C_2} \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1}} =$$

$$= \frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega C_1 (1 - \omega^2 LC_2) + j\omega C_2} = \frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega (C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2))}$$

$$\frac{V_1}{V_o} = \frac{\frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega (C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2))}}{\frac{1 - \omega^2 LC_2}{j\omega (C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2))} + R_3} = \frac{1 - \omega^2 LC_2}{1 - \omega^2 LC_2 + j\omega R_3 [C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2)]}$$

$$B(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_o}$$

$$A(j\omega)B(j\omega) = -\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2 + j\omega R_3 [C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2)]}$$

$$2) \text{Im}(AB) = 0 \Leftrightarrow \omega R_3 [C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2)] = 0$$

$$C_2 + C_1 (1 - \omega^2 LC_2) = 0$$

$$1 - \omega^2 LC_2 = \frac{-C_2}{C_1}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_2}{C_1}}{LC_2}} = \sqrt{\frac{1}{LC_2} + \frac{1}{LC_1}}$$

dato enmeriado

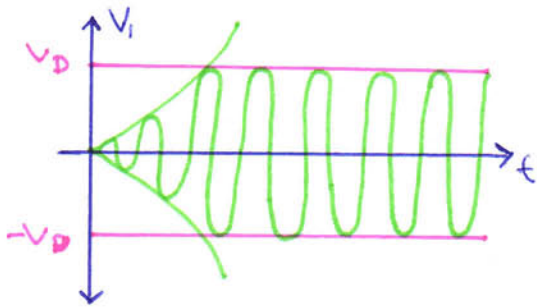
$$f_0 = 500 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right)}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_1} \right) = 64,15 \mu\text{H}$$

$$3) \operatorname{Re}(A \cdot B) \Big|_{\operatorname{Im}(A \cdot B) = 0} = 2,55 > 1 \quad \checkmark$$

$$4) \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2}$$

Amplitud on V_1 :

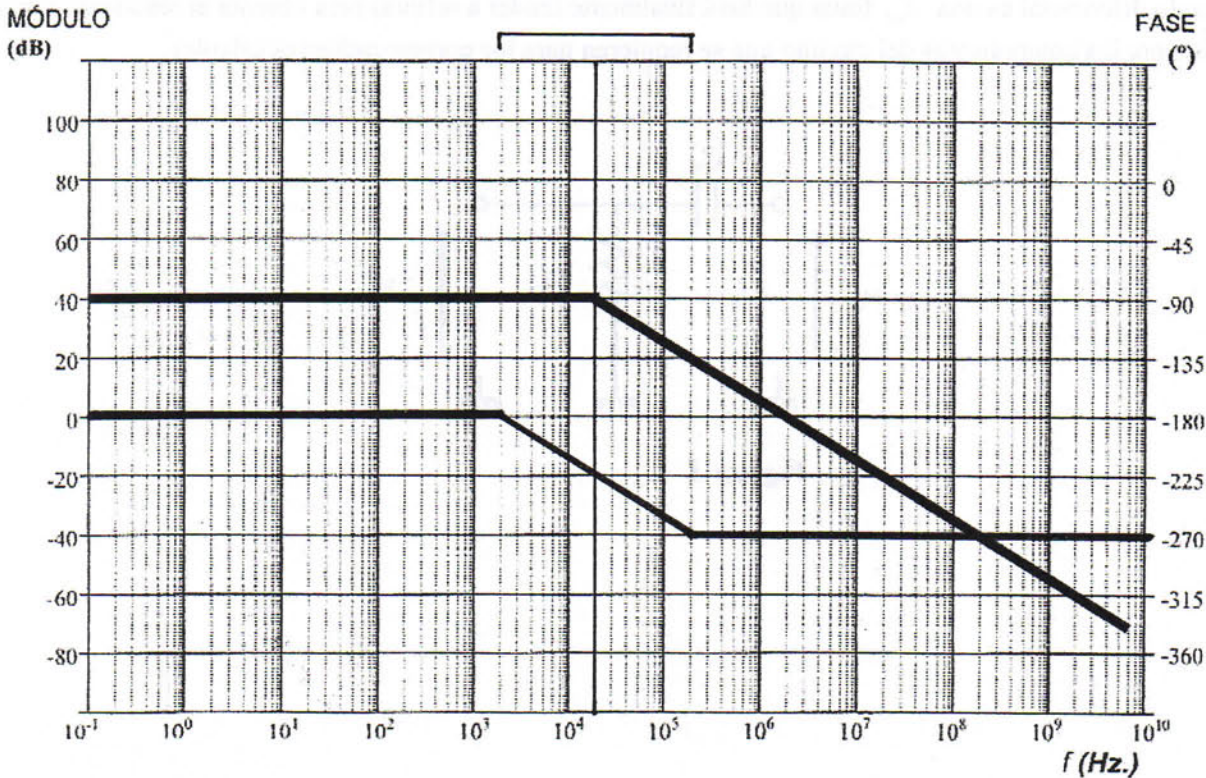


$$V_1 = V_D = 0,7$$

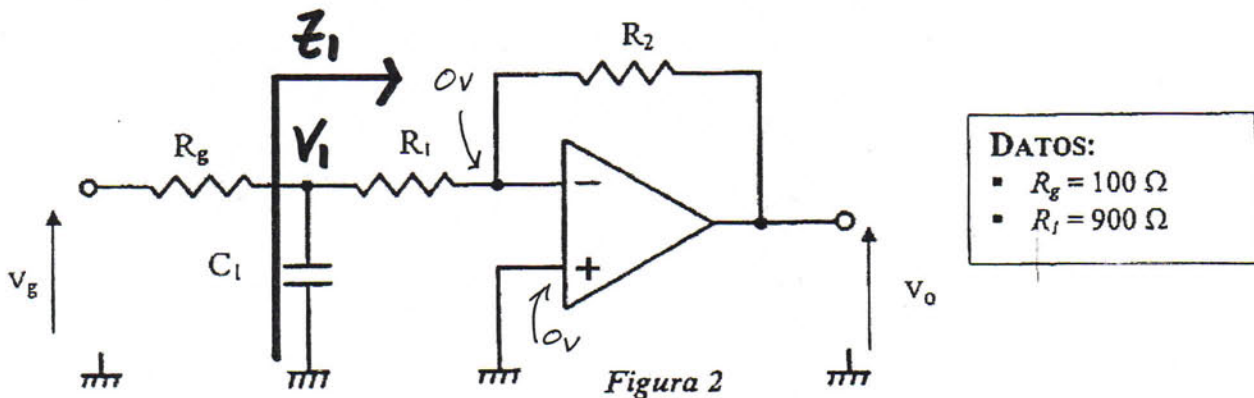
$$V_2 = \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2} \cdot V_1 = \frac{1}{1 - (500 \cdot 2\pi)^2 LC_2} \cdot 0,7 = 1,79 \text{ V}$$

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

En la Figura 1 aparece representado el módulo del diagrama asintótico de Bode de una función de transferencia.



- Complete este diagrama de Bode con la respuesta en fase que corresponde a suponer que esta función de transferencia es la de un amplificador inversor. Obtenga la expresión de dicha función de transferencia.
- Para la implementación de este amplificador inversor se utiliza el circuito de la Figura 2, que está basado en un amplificador operacional realimentado negativamente. Calcule la expresión de la ganancia v_o / v_g y calcule el valor de R_2 y C_1 para que coincida con la función de transferencia del apartado anterior. Podemos suponer en este apartado que la ganancia en lazo abierto del A.O. tiende a infinito ($A_{vd} \rightarrow \infty$).



- Complete la expresión de la ganancia obtenida en el apartado anterior para el caso en el que se añade un condensador C_2 en paralelo con R_2 . Calcule el valor de C_2 para que la nueva frecuencia de corte superior sea igual a 2 KHz.

4. Al circuito con los condensadores C_1 y C_2 se le añade a la salida la red RC de la Figura 3 que actúa como filtro paso alto con frecuencia de corte a 10 Hz. Estime por el método de las constantes de tiempo la frecuencia de corte superior del circuito resultante. Indique si usa el método de las constantes de tiempo en circuito abierto o en cortocircuito. Para estimar las resistencias asociadas a cada condensador, asuma que la resistencia de entrada del A.O. es $R_{id} = \infty \Omega$ y la de salida $R_o = 0 \Omega$ y que su ganancia para el modo diferencial es una A_{vd} finita que hará finalmente tender a infinito para obtener el resultado. Dibuje siempre los componentes del circuito que se requieren para los correspondientes cálculos.

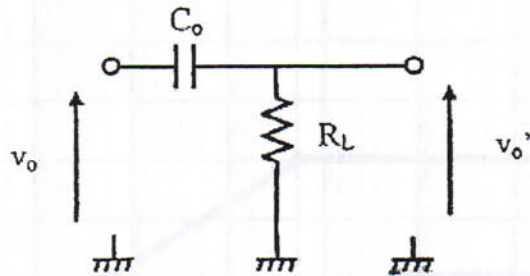


Figura 3

JUNIO DE 2008 - PROBLEMA 1

1

▣ DIAGRAMA DE BODE: en el diagrama de módulo se puede observar que la frecuencia del polo es $f_p = 2 \cdot 10^4$ Hz. Además, como nos dicen que es un amplificador inversor, la fase a freq. medias es -180° .

▣ FUNCION DE TRANSFERENCIA:

Además del dato de $f_p = 20$ kHz, en el diagrama de módulo se ve que la ganancia a freq. medias es: $\begin{cases} |A_v|_{dB} = 40 \text{ dB} \rightarrow |A_v| = 10^{\frac{40}{20}} = 100 \\ A_v = -100 \end{cases}$ (negativa porque es inversor!!)

Así, la función de transferencia es:

$$A(j\omega) = \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} = \frac{-100}{1 + j \frac{\omega}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^4}}$$

$\omega_p = 2\pi f_p$

2

(ver circuito del enunciado)

Tenemos que hallar la función de transferencia del circuito y compararla con la que hemos hallado en el apartado 1.

$$A(j\omega) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_g}$$

▣ Como la ganancia del A.O. tiende a infinito ($A_{vd} \rightarrow \infty$), y este está realimentado negativamente, se cumple el P.C.V. Así: $\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_z}{R_i}$

▣ Respecto a $\frac{V_i}{V_g}$, vamos a hallarlo por divisor de tensión, previo paso por calcular la impedancia Z_i . Como se cumple el P.C.V., R_i va a masa, luego:

$$Z_i = C_i \parallel R_i = \frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C_i}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_i}} = \frac{R_i}{1 + j\omega C_i R_i}$$

Ahora, por divisor de tensión, tenemos: $V_1 = \frac{Z_1}{R_g + Z_1} \cdot V_g$

$$\boxed{\frac{V_1}{V_g} = \frac{Z_1}{R_g + Z_1} = \frac{\frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}}{R_g + \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_g + j\omega C_1 R_1 R_g}}$$

Así, tenemos ya la función de transferencia, tal y como la hemos descrito antes:
"Sacamos" $R_1 + R_g$

$$\boxed{A(j\omega) = \frac{V_o}{V_g} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_1 + R_g + j\omega C_1 R_1 R_g} = - \frac{R_2}{R_1 + R_g} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_1 R_1 R_g}{R_1 + R_g}}$$

Donde identificamos:

$$\left. \begin{aligned} A_{vd} &= - \frac{R_2}{R_1 + R_g} = -100 \\ \omega_p &= \frac{R_1 + R_g}{C_1 R_1 R_g} = 4\pi \cdot 10^4 \end{aligned} \right\} \text{Nos dan como dato: } \begin{aligned} R_g &= 100 \, \Omega \\ R_1 &= 900 \, \Omega \end{aligned}$$

Sólo tenemos que despejar:

$$\boxed{R_2 = -A_{vd} (R_1 + R_g) = -(-100) \cdot (900 + 100) = 100 \, \text{k}\Omega}$$

$$\boxed{C_1 = \frac{R_1 + R_g}{\omega_p R_1 R_g} = \frac{900 + 100}{4\pi \cdot 10^4 \cdot 900 \cdot 100} = 88.42 \, \text{nF}}$$

3 Añadimos un C_2 , en paralelo con R_2 c' $C_2 / f_s = 2 \text{ kHz}$?

Aprovechamos la ganancia del apartado anterior, sustituyendo R_2 por Z_2 :

$$Z_2 = R_2 \parallel Z_{C_2} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

Nos queda así la función de transferencia:

$$\boxed{A'(j\omega) = - \frac{R_2}{R_1 + R_g} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_1 R_1 R_g}{R_1 + R_g}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2}}$$

Ahora... en qué medida C_z va a hacer que la frecuencia de corte superior sea $f_s = 2 \text{ kHz}$??? Tenemos en esta función de transferencia dos polos, uno de los cuales es (el antiguo f_p): $f_{p1} = \frac{R_1 + R_g}{2\pi C_1 R_1 R_g} = 20 \text{ kHz}$. Si de verdad conseguimos que el otro polo $f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_z R_z}$ valga 2 kHz , esa f_{req} es 10 veces menor que f_{p1} , lo que convertiría a p_2 en polo dominante, y su f_{req} sería directamente la de corte.

Y esto es justo lo que nos piden!!!

vale... es demasiado exactitud, para hablar de pF. Estaría mejor poner simplemente 0'8 nF

$$C_z = \frac{1}{2\pi f_{p2} R_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 100 \text{ k}} = 795'77 \text{ pF}$$

↑
 f_s

14

Añadimos la red RC (resistencia R_L , condensador C_o) que actúa como filtro paso alta (es decir, "capa" las bajas f_{req}) con $f_c = 10 \text{ Hz}$.

Nos piden f_s , estimada por el método de los τ de tiempo

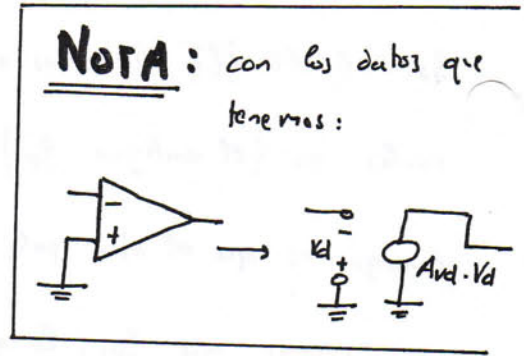
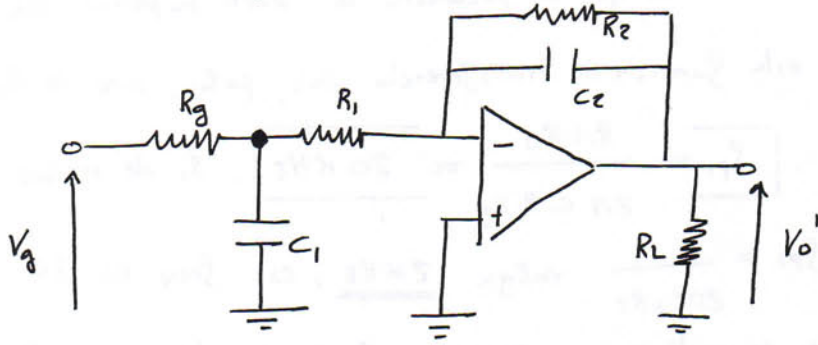
- DATOS:
- $R_{id} \rightarrow \infty$
 - $R_o = 0 \Omega$
 - A_{vd} finita (aunque después haremos $A_{vd} \rightarrow \infty$)
- } A.O.

Muy importante: Como C_o es el responsable de crear una frec. de corte inferior, no lo vamos a tener en cuenta para calcular la frec. de corte superior.

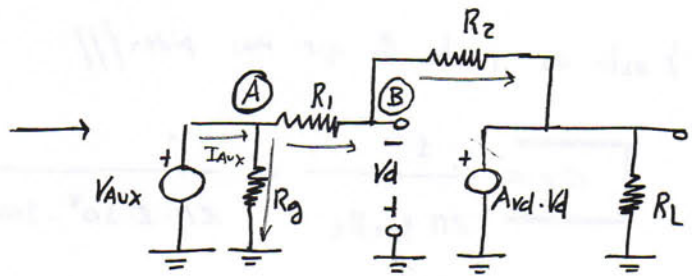
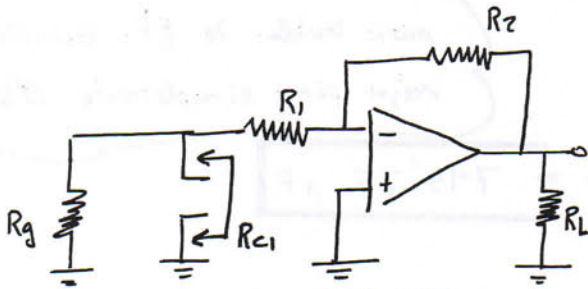
Para hallar la f_s , usamos el método de los constantes de tiempo en circuito abierto, en el cual NO tenemos en cuenta a C_o , dejándolo en cortocircuito.

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sum \tau_i}$$

El circuito en el que vamos a hacer el estudio es:



▣ cálculo de τ_{c1} : $\tau_{c1} = C_1 \cdot R_{c1} = 88n \cdot 90\Omega = 792 \mu s$



si pudiéramos usar $Av_d \rightarrow$ directamente: $R_{c1} = R_1 // R_g$

buscaremos $R_{c1} = \frac{V_{Aux}}{I_{Aux}}$

Analizando el nudo de la entrada ^(A): $I_{Aux} = \frac{V_{Aux}}{R_g} + \frac{V_{Aux} - (-V_d)}{R_1} =$

Además, no es difícil hallar una expresión para V_d , analizando el nudo ^(B):

$$= V_{Aux} \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} \right) + \frac{V_d}{R_1}$$

$$\frac{V_{Aux} - (-V_d)}{R_1} = \frac{-V_d - Av_d \cdot V_d}{R_2} \rightarrow \frac{V_{Aux}}{R_1} = -V_d \left(\frac{1}{R_2} + \frac{Av_d}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$V_d = \frac{-V_{Aux}}{R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{Av_d}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)} = -V_{Aux} \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} (Av_d + 1) + 1}$$

Volviendo ahora a la expresión del nudo A obtenida previamente:

$$I_{Aux} = V_{Aux} \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} \right) - V_{Aux} \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} (Av_d + 1) + 1}$$

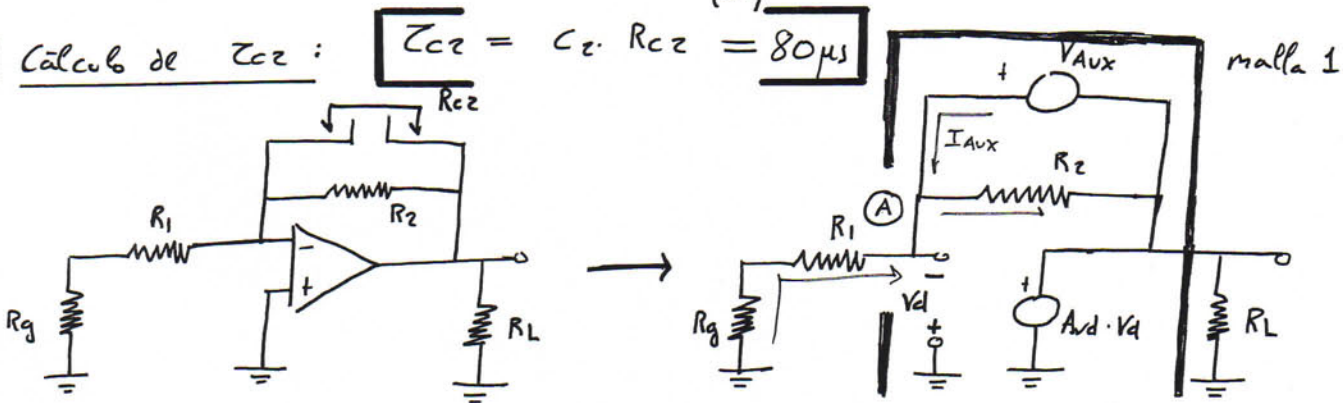
Reagrupando los términos con V_{Aux} , y despejando $\frac{V_{Aux}}{I_{Aux}}$, tenemos:

$$R_{c1} = \frac{V_{Aux}}{I_{Aux}} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} - \frac{1}{\frac{R_1}{R_2}(A_{vd}+1) + 1}}$$

Ahora bien, para $A_{vd} \rightarrow \infty$, tenemos:

$$R_{c1} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1}} = R_g // R_1 = 90 \Omega$$

Calculo de τ_{c2} : $\tau_{c2} = C_c \cdot R_{c2} = 80 \mu s$ (...)



Analizando el nudo A, tenemos:

$$I_{Aux} + \frac{V_d}{R_1 + R_g} = \frac{V_{Aux}}{R_2}$$

Para hallar una expresión para V_d , esta vez lo tenemos más fácil, sólo hay que analizar la malla 1: $A_{vd} \cdot V_d + V_{Aux} + V_d = 0 \rightarrow V_d = \frac{-V_{Aux}}{1 + A_{vd}}$

Volviendo al nudo:

$$I_{Aux} - \frac{V_{Aux}}{1 + A_{vd}} \frac{1}{R_1 + R_g} = \frac{V_{Aux}}{R_2}$$

$$R_{c2} = \frac{V_{Aux}}{I_{Aux}} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{(1 + A_{vd})(R_1 + R_g)}}$$

Ahora, para $A_{vd} \rightarrow \infty$

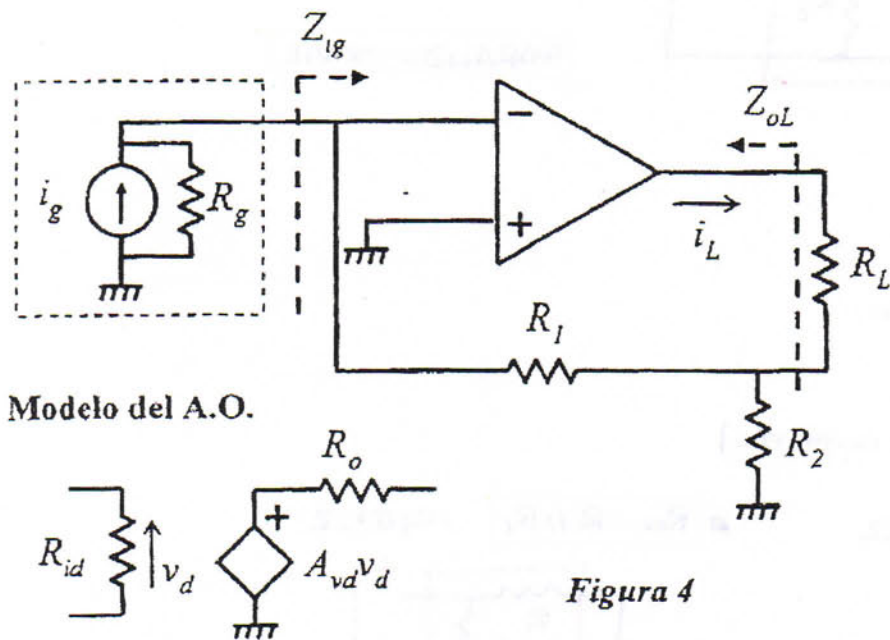
$$R_{c2} = R_2$$

Con las dos constantes de tiempo, podemos ya obtener la frecuencia de corte superior:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \tau_c} = \frac{1}{2\pi(\tau_{c1} + \tau_{c2})} = \frac{1}{2\pi(7908 \mu s + 80 \mu s)} = 1810 \text{ Hz}$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El esquema de la Figura 4 muestra la realización de un amplificador de corriente basado en un amplificador operacional (A.O.) realimentado negativamente. La función de transferencia deseada es $G_i = i_L/i_g$, donde i_g es la corriente proporcionada por la fuente de corriente ideal, e i_L es la corriente entregada por el circuito a una carga resistiva R_L . En la parte inferior de la Figura 4 también se muestra el modelo circuital simplificado de un A.O. caracterizado por su ganancia de tensión A_{vd} y sus resistencias de entrada (R_{id}) y salida (R_o).



- DATOS:**
 $R_L = 1 \text{ K}\Omega$
 $R_g = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_1 = 2 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$
 $A_{vd} = 10^5$

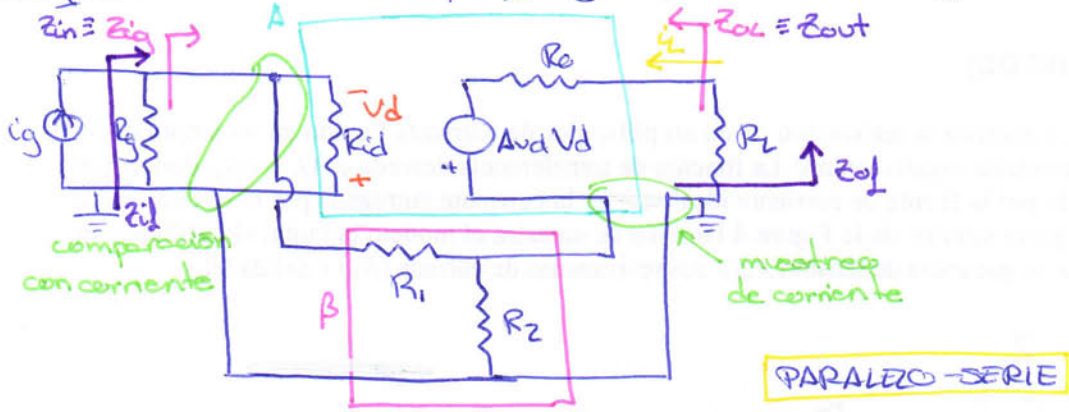
Figura 4

- Determine la topología de realimentación preferente del circuito de la Figura 4 indicando el tipo de asociación presente a la entrada y a la salida, así como el tipo de muestreo y la realimentación propios de la configuración. Dibuje el circuito equivalente del amplificador de corriente sustituyendo el A.O. por su modelo y mostrando explícitamente qué elementos pertenecen a las redes A y β .
- Obtenga una expresión para la ganancia β propia de la topología elegida. Determine también los efectos de carga que introduce la red de realimentación y dibuje la red A' incluyendo todos los efectos de carga.
- Una vez determinada la expresión de la ganancia de la red A' , obtenga la expresión de la ganancia $G_i = i_L/i_g$. Calcule su valor numérico suponiendo $A_{vd} \rightarrow \infty$.
- Determine una expresión para las impedancias de entrada y salida marcadas en la Figura 4 como Z_{ig} y Z_{ol} , respectivamente, sin asumir ninguna hipótesis sobre los valores relativos de los elementos que componen el modelo circuital. Sustituya ahora los valores dados en el enunciado junto a la Figura 4 en las expresiones de ambas impedancias despreciando los efectos de las resistencias R_{id} y R_o . A la vista de los resultados, ¿es este circuito adecuado para realizar la función de amplificación de corriente? Justifique su respuesta.

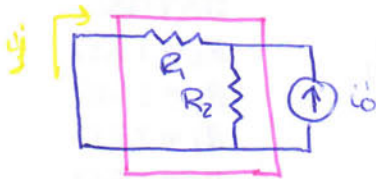
Nos dicen que $G_i = \frac{i_L}{i_g}$ (ampli. de corriente)

PARALELO-SERIE

[Doye nos lo da colocado porque ya hemos hecho muchas]



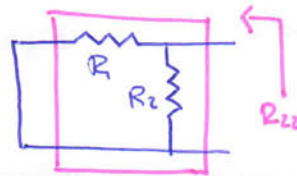
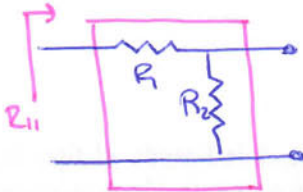
$$2) \beta i_c = \frac{i_l'}{i_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



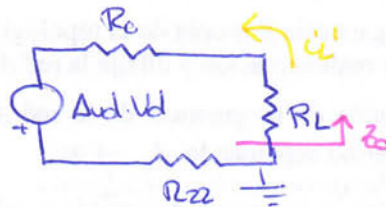
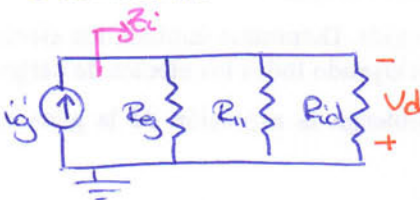
$$i_l' = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} i_o \text{ (div. corriente)}$$

$$\square R_{11} = R_g + R_2 = 3k\Omega$$

$$\square R_{22} = R_1 // R_2 = 0,6k\Omega$$



■ Circuito en bucle abierto:



$$3) \square G_i' = \frac{i_l'}{i_g} = -A_{vd} \frac{R_g // R_{11} // R_{id}}{R_{22} + R_L + R_o}$$

$$\bullet V_d = -i_g' (R_g // R_{11} // R_{id}) \Rightarrow \frac{V_d}{i_g'} = -(R_g // R_{11} // R_{id})$$

$$\bullet A_{vd} \cdot V_d = i_l' (R_{22} + R_L + R_o) \Rightarrow \frac{i_l'}{V_d} = \frac{A_{vd}}{R_{22} + R_L + R_o}$$

$$\square G_i = \frac{i_l}{i_g} = \frac{G_i'}{1 + G_i' \beta} = \frac{-A_{vd} \frac{R_g // R_{11} // R_{id}}{R_{22} + R_L + R_o}}{1 + A_{vd} \frac{R_g // R_{11} // R_{id}}{R_{22} + R_L + R_o} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\boxed{G_i} \Big|_{A_{vd} \rightarrow \infty} = \lim_{A_{vd} \rightarrow \infty} G_i = \frac{-R_g // R_{i1} // R_{id}}{R_{z2} + R_L + R_o} = - \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \boxed{-3}$$

$$\boxed{\text{NOTA: } G_i \Big|_{A_{vd} \rightarrow \infty} = \frac{1}{\beta_i} = - \frac{R_1 + R_2}{R_2}}$$

4) [Lo cual es Dique resuelto entero]

$$\blacksquare Z_i = R_g // R_{i1} // R_{id}$$

$$\boxed{Z_{if}} = \frac{Z_i}{1 + G_i \beta_i} = \frac{\cancel{R_g} // R_{i1} // R_{id}}{1 + \frac{A_{vd} (\cancel{R_g} // R_{i1} // R_{id})}{R_o + R_{z2} + R_L} \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{1}{Z_{if}} = \frac{1}{R_o} + \frac{1}{Z_{ig}}$$

$$Z_{ig} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{if}} - \frac{1}{R_o}}$$

Suponiendo $R_g \gg R_{i1}, R_{id}, Z_{ig}$:

$$Z_{if} = Z_{ig} =$$

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

El esquema de la Figura 1 muestra la realización de un circuito empleado en aplicaciones de audio.

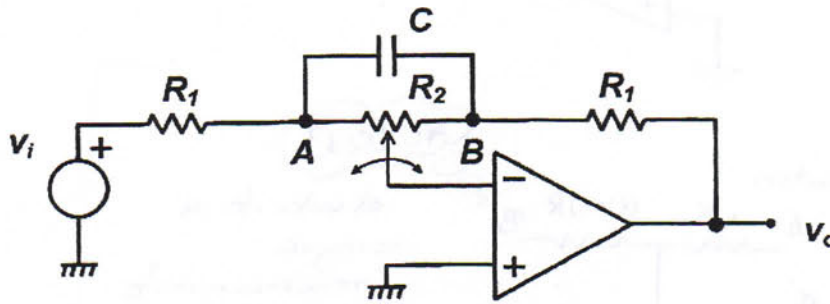


Figura 1

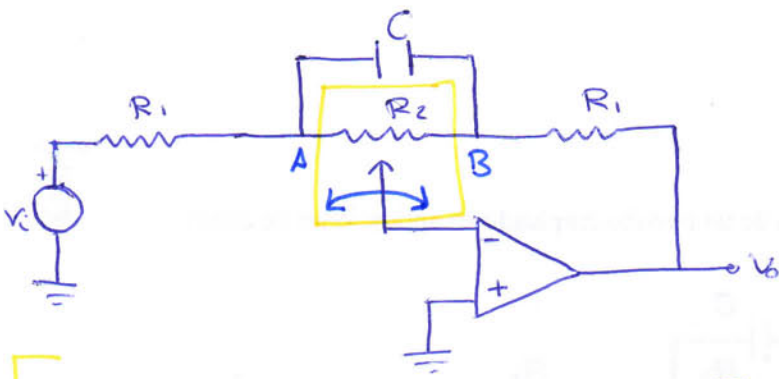
DATOS:

- $|G_{BF,A}|_{\omega \rightarrow 0} = 20 \text{ dB}$
- $f_{c,A} = 4 \text{ kHz}$
- $C = 50 \text{ nF}$

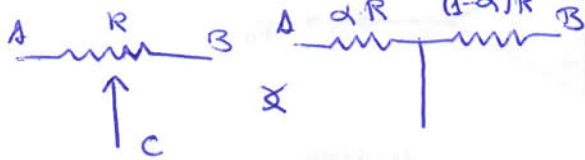
NOTA: Considere que el A.O. tiene ganancia infinita

Teniendo en cuenta que disponemos únicamente de los datos proporcionados en la figura 1, donde $G_{BF,A}$ es la ganancia v_o/v_i a bajas frecuencias y $f_{c,A}$ es la frecuencia de corte del circuito, ambas para el cursor del potenciómetro situado en la posición A, (y sabiendo que la frecuencia de corte para el cursor del potenciómetro en cada uno de los extremos A y B se corresponde a la frecuencia de los ceros de la función de transferencia v_o/v_i en las situaciones B y A, respectivamente.)

1. Determine una expresión para la ganancia asintótica del circuito v_o/v_i en bajas frecuencias y otra en altas frecuencias tanto para el cursor del potenciómetro en la posición A como cuando está en la posición B.
2. Obtenga una expresión para la constante de tiempo del condensador en cada una de las posiciones del cursor (A y B). Indique el método de las constantes de tiempo que sería adecuado en cada caso para determinar la frecuencia de corte.
3. Con las expresiones de los apartados 1 y 2, determine los valores numéricos de los componentes del circuito R_1 y R_2 , así como la frecuencia de corte $f_{c,B}$ para el cursor del potenciómetro situado en la posición B. Dibuje el diagrama de Bode del módulo y la fase resultante para v_o/v_i cuando el cursor del potenciómetro esté situado en A y en B.
4. A la vista de los resultados, razone cuál de las siguientes funciones podría identificar el circuito:
 - i. control de graves (bajas frecuencias).
 - ii. control de agudos (altas frecuencias).

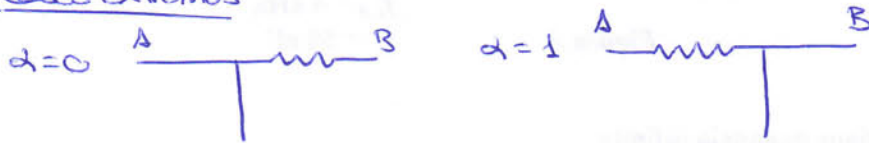


Nota: potenciómetro

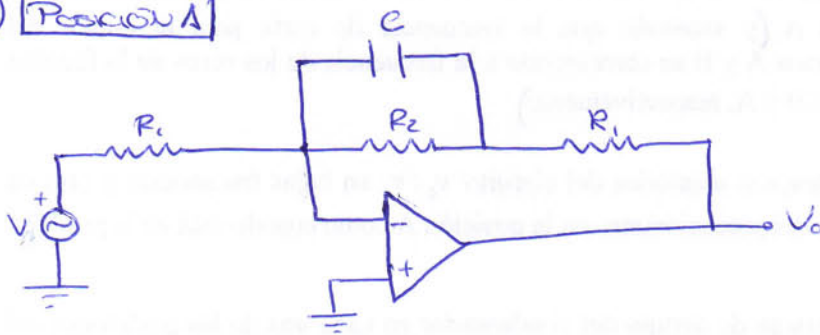


$\alpha \in [0, 1]$
 el valor de α
 se regula
 mecánicamente

Casos extremos

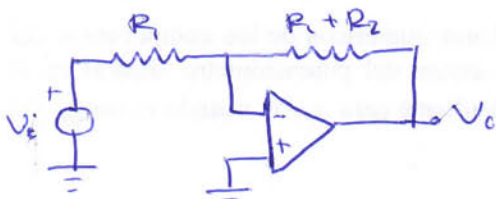


1) **Pasos A**



$\frac{1}{j\omega C}$ $\omega \rightarrow \infty$ (cto. abierta)
 $\omega \rightarrow 0$ (cto. cto.)

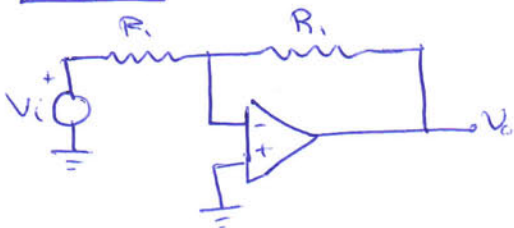
$\omega \rightarrow 0$ continua (Condensador = circuito abierto)



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_i + R_2}{R_i} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_i}\right)$$

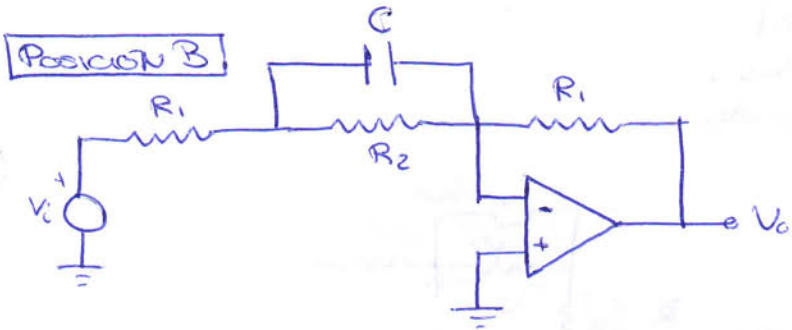
$\omega \rightarrow 0$ \downarrow Ganancia
 Función de altas frecuencias

$\omega \rightarrow \infty$

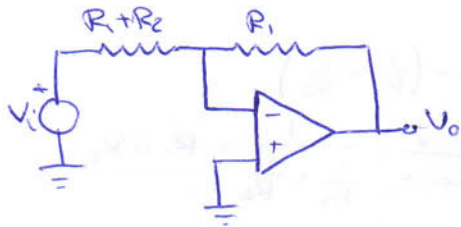


$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_i}{R_i} = -1$$

\downarrow Ganancia
 $\omega \rightarrow \infty$
 0dB

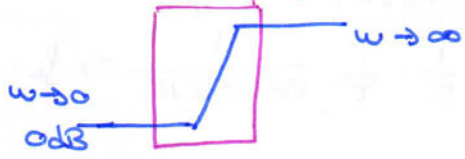


$\omega \rightarrow 0$

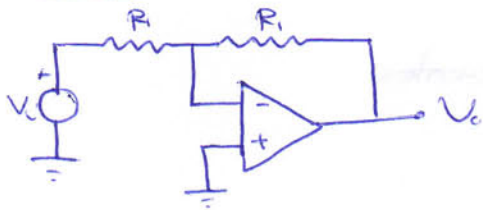


$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Limitación de baja frecuencia



$\omega \rightarrow \infty$



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1}{R_1} = -1$$

DATOS

$|G_{BF,A}| = 20 \text{ dB} \Rightarrow G_{BF,A} = \pm 10$

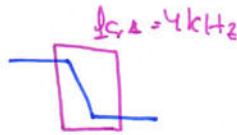
$f_{c,A} = 4 \text{ kHz}$

$C = 50 \text{ nF}$

Resumiendo:

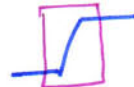
A $G_{BF,A} = -\left(1 + \frac{R_c}{R_1}\right) = -10$

$G_{AF,A} = -1$



B $G_{BF,B} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

$G_{AF,B} = -1$



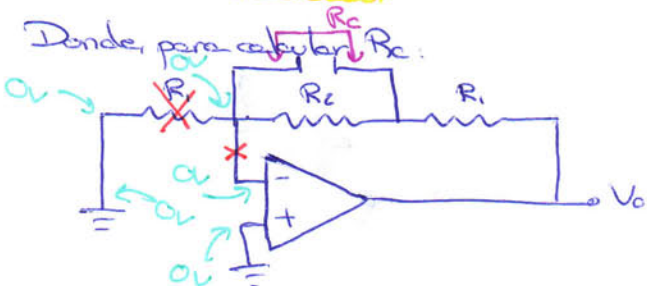
2) **Posición A:** Como $|G_{BF,A}| > |G_{AF,A}|$ tenemos que usar el método de las constantes de tiempo en circuito abierto

$$\frac{1}{\omega_H} = \sum \tau_i = \tau = C \cdot R_c$$

$$\tau = C \cdot R_2$$

↑ hay un solo condensador

Donde, para calcular R_c :



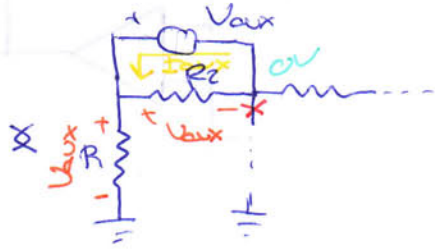
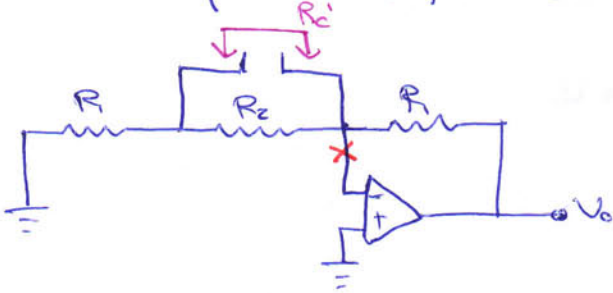
$R_c = R_2$

$$f_H = f_{c,A} = \frac{1}{2\pi C R_2} = 4 \text{ kHz (Dato)}$$

(Hacemos más casos de los que nos piden)

■ Posición B

Como $|G_{BF,B}| < |G_{BF,B}|$
 usamos el método de los
 ctas. de tiempo en cto. cto.



$$\omega_L = \sum \frac{1}{C_i} = \frac{1}{C} = \frac{1}{C \cdot R'}$$

$$T = (R_1 \parallel R_2) C$$

$$I_{aux} = V_{aux} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

$$R' = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = R_1 \parallel R_2$$

$$\omega_L = \sum \frac{1}{C_i} = \frac{1}{C} = \frac{1}{(R_1 \parallel R_2) C} \Rightarrow f_L = f_{c,B} = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_2) C}$$

3) Despejando expresiones anteriores y haciendo cuentas:

- $R_1 = 88 \Omega$
- $R_2 = 396 \Omega$
- $f_B = 40 \text{ kHz}$

Intentar diagramas de Bode

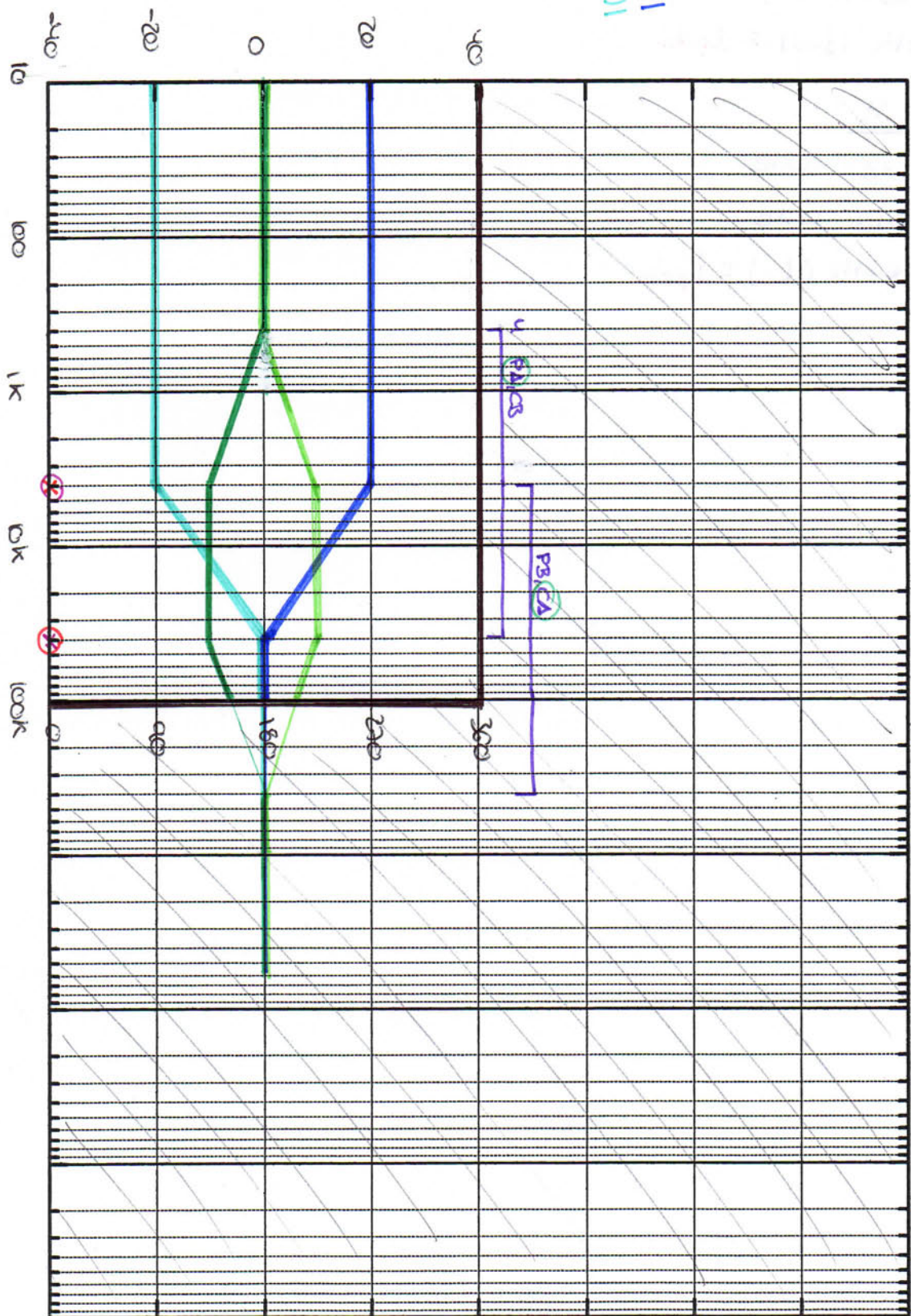
4) Control de graves (freq. inferiores a 400 Hz)

(Daban esse cuadrado)

■ polo y cero de pos. A
■ polo y cero de pos. B

Módulo (dB)

$|G_2(\omega)|$
 $|G_1(\omega)|$



Frecuencia (rad/s) (Hz)

Fase (grados)

$\phi(G_2(\omega))$
 $\phi(G_1(\omega))$

¡Poner las pendientes!

3

Part A:

$$|G_{BF,A}|_{dB} = 20 \text{ dB}$$

$$|G_{AF,A}|_{dB} = 0 \text{ dB}$$

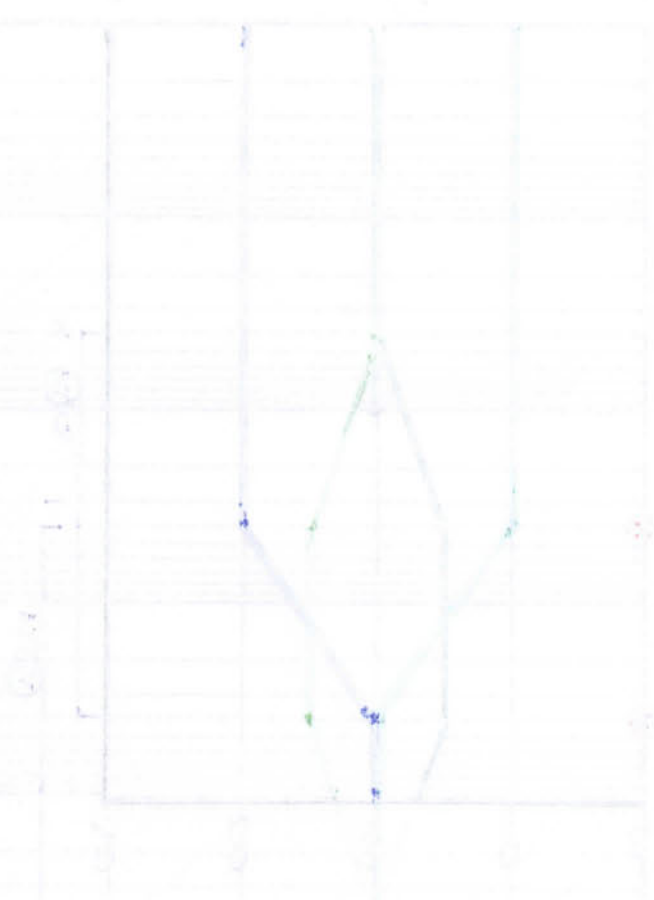
$$f_{cA} = 4 \text{ kHz} (f_{cs}) \equiv 1 \text{ pole}$$

Part B:

$$|G_{BF,B}|_{dB} = -20 \text{ dB}$$

$$|G_{AF,B}|_{dB} = 0 \text{ dB}$$

$$f_{cB} = 40 \text{ kHz} (f_{ci}) \equiv 1 \text{ pole}$$



(dB) (arbitrary)

Frequency (Hz)

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El circuito de la Figura 2 se corresponde con un amplificador de transimpedancia basado en el uso de un amplificador operacional realimentado y cuya misión es amplificar las débiles corrientes entregadas por un sensor.

A la hora de analizar el circuito, el amplificador operacional puede sustituirse por su modelo de pequeña señal utilizando los valores que se indican para A_{vd} , R_i y R_o .

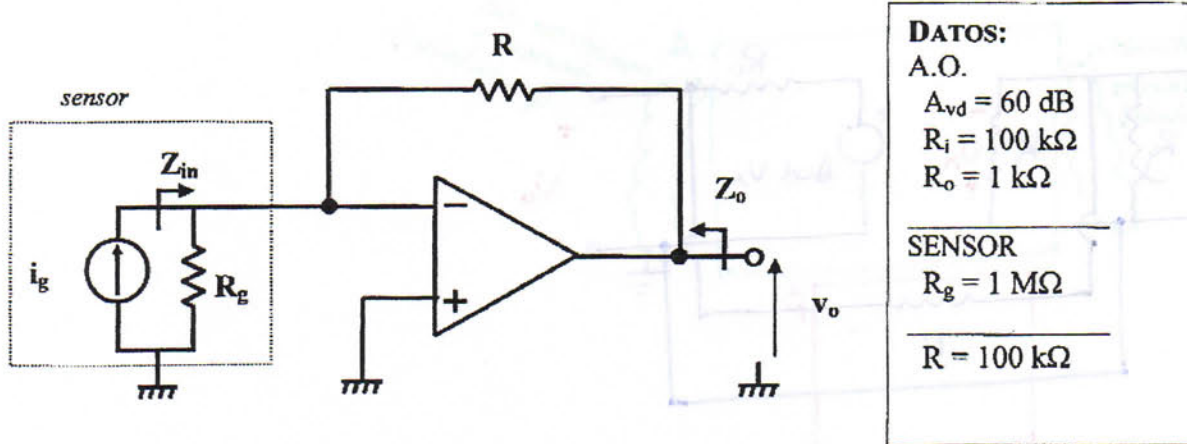
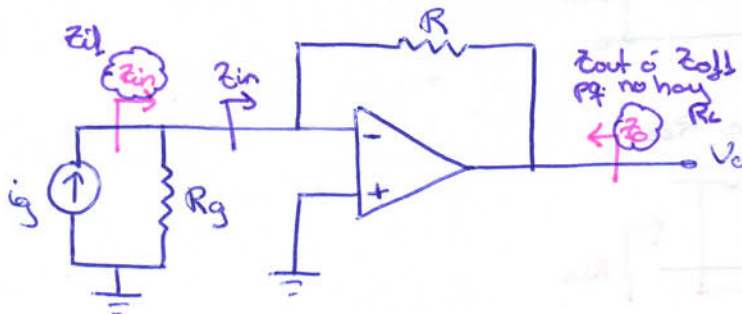


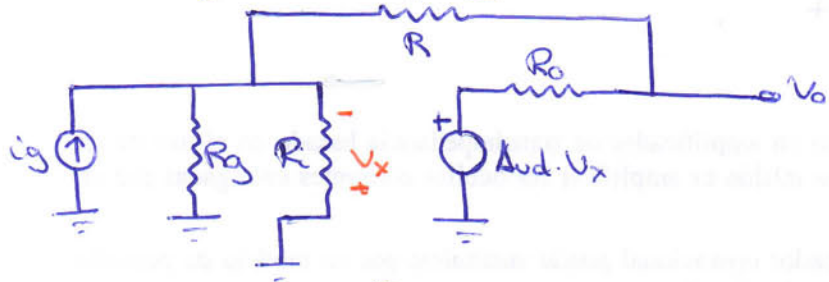
Figura 2

1. Dibuje el esquema de realimentación del circuito completo. Indique claramente dónde se realiza el muestreo y la realimentación de señales, así como el tipo de topología.
2. Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia de forma que permita reconocer su tipo.
3. Dibuje la red A' , obtenga la expresión completa de su función de transferencia y calcule su valor numérico. Señale claramente los efectos de carga considerados. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia de forma que permita reconocer su tipo.
4. Verifique si el producto $A' \cdot \beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa.
5. Utilizando las aproximaciones que considere oportunas, calcule la ganancia del sistema v_o/i_g .
6. Determine las expresiones de las impedancias de entrada y salida de la red A' (Z_{inSR} y Z_{oSR}). Seguidamente obtenga las expresiones de las impedancias Z_{in} y Z_o indicadas en la figura del enunciado.
7. Suponga que se conecta una carga R_L a la salida del amplificador. Calcule el valor de la impedancia Z_{in} para $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_L = 1\Omega$. Explique a qué se debe esta diferencia.

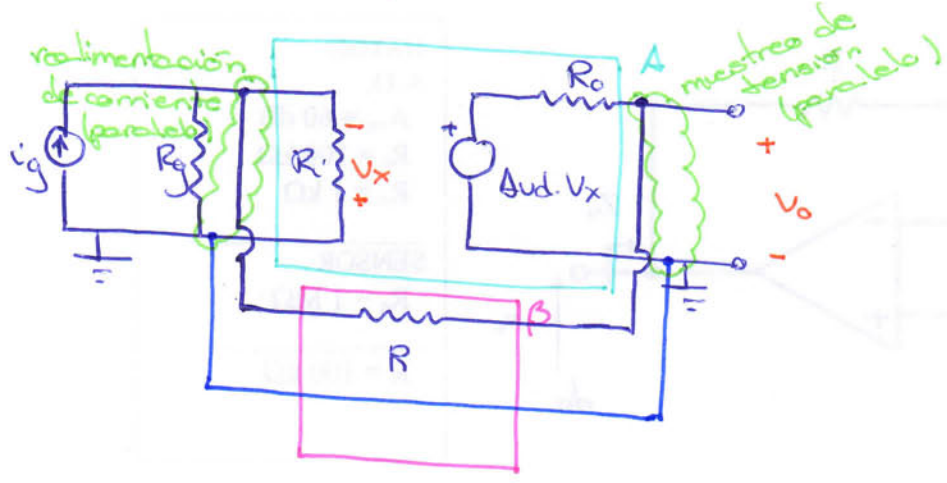


NOTA: "Amplificador de transimpedancia" ($\frac{v_o}{i_g}$)
 {PARALELO-PARALELO}

1) Circuito equivalente topología:

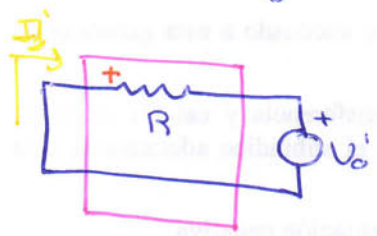


⇕



Se trata de un circuito con realimentación PARALELO-PARALELO

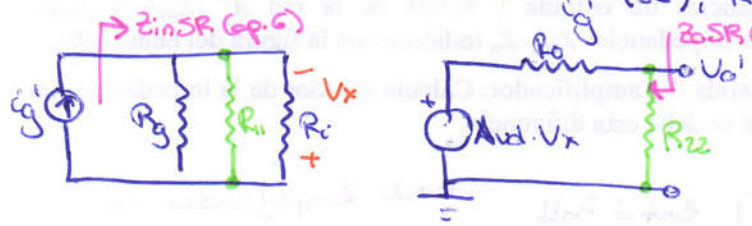
2) ¿By? $B_y = \frac{I_f'}{V_o}$



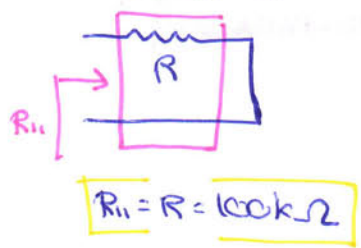
$$V_o' + I_f' \cdot R = 0$$

$$B_y = \frac{I_f'}{V_o'} = -\frac{1}{R} = -10^{-6} \text{ V}$$

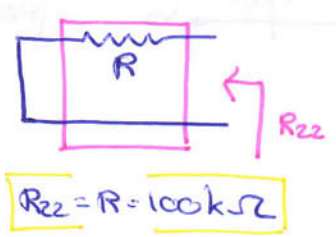
3) Circuito en bucle abierto: $A_z = \frac{V_o'}{V_x}$ (Ω), R_{11} , R_{22}



• Cálculo de R_{11}



• Cálculo de R_{22}



• Cálculo de $A_z = \frac{V_o'}{i_g'}$

• $V_o = \frac{R_{z2}}{R_o + R_{z2}} \cdot A_{ud} \cdot V_x \Rightarrow \frac{V_o'}{V_x} = \frac{A_{ud} R_{z2}}{R_o + R_{z2}}$



• $V_x = -i_g' (R_g || R_{R1} || R_i) \Rightarrow \frac{V_x}{i_g'} = - (R_g || R_{R1} || R_i)$

$A_z = \frac{V_o'}{V_x} \cdot \frac{V_x}{i_g'} = - \frac{A_{ud} R_{z2} (R_g || R_{R1} || R_i)}{R_o + R_{z2}} = -5 \cdot 10^7 \Omega$

50k Ω

[$A_{ud} \text{ dB} = 60 \text{ dB} \Rightarrow A_{ud} = 1000$]

4) $A_z \cdot \beta_y = 5000$

→ Adimensional } Realimentación NEGATIVA
 → Positivo }

Además: $A_z \cdot \beta_y \gg 1 \Rightarrow$ BUENA realimentación negativa

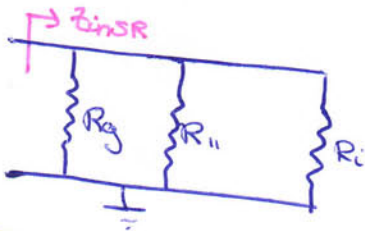
(Ver apartado 5)

5) $A_f = \frac{V_o}{i_g}$

Con $A\beta \gg 1$ conseguimos que A_f solo dependa de β

$A_f = \frac{A_z}{1 + A_z \cdot \beta_y} \approx \frac{1}{\beta_y} = -R = -10^6 \Omega$

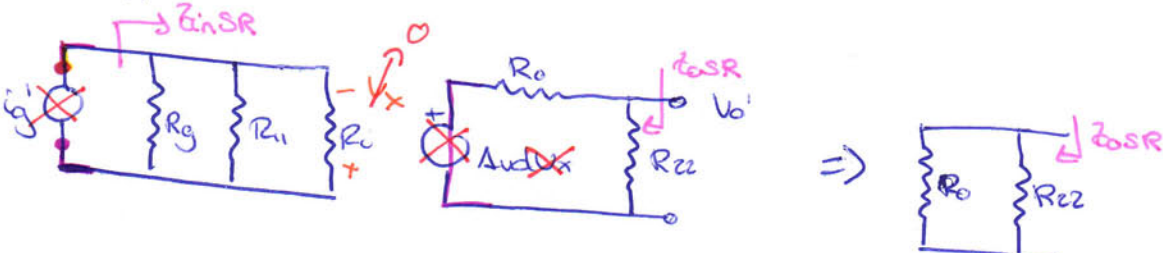
6) • Z_{inSR} :



Las fuentes independientes se anulan de la flecha hacia la derecha.

$Z_{inSR} = R_g || R_{R1} || R_i \approx \frac{R}{2}$

• Z_{oSR} :



$$Z_{OSR} = R_{z2} \parallel R_o \approx R_o$$

$$Z_{in} = \frac{Z_{inSR}}{1 + A_z B_y} = \frac{R/2}{1 + A_{zd} \cdot \frac{R}{2} \cdot \frac{1}{R}} = \frac{R/2}{1 + \frac{A_{zd}}{2}}$$

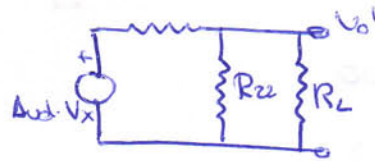
$$Z_o = \frac{Z_{OSR}}{1 + A_z B_y} = \frac{R_o}{1 + \frac{A_{zd}}{2}}$$

7) Ahora conectamos R_L

• Z_{inSR} no cambia, $Z_{inSR} \approx \frac{R}{2}$

• B_y no cambia $B_y = -\frac{1}{R}$

• A_z sí cambia!! $A_z = -\frac{A_{zd}(R_{z2} \parallel R_L) \cdot R/2}{R_o + (R_{z2} \parallel R_L)}$



Ahora calculamos Z_{in}

Para $R_L = 100 \text{ k}\Omega$

COMO SI NO HUBIERA R_L

$$A_z = -\frac{A_{zd} \cdot R/2 \cdot R/2}{R_o + R/2} \approx -\frac{A_{zd} \cdot R}{2} = -5 \cdot 10^7$$

$$Z_{in} = \dots = \frac{R/2}{1 + \frac{A_{zd}}{2}} = 100 \Omega$$

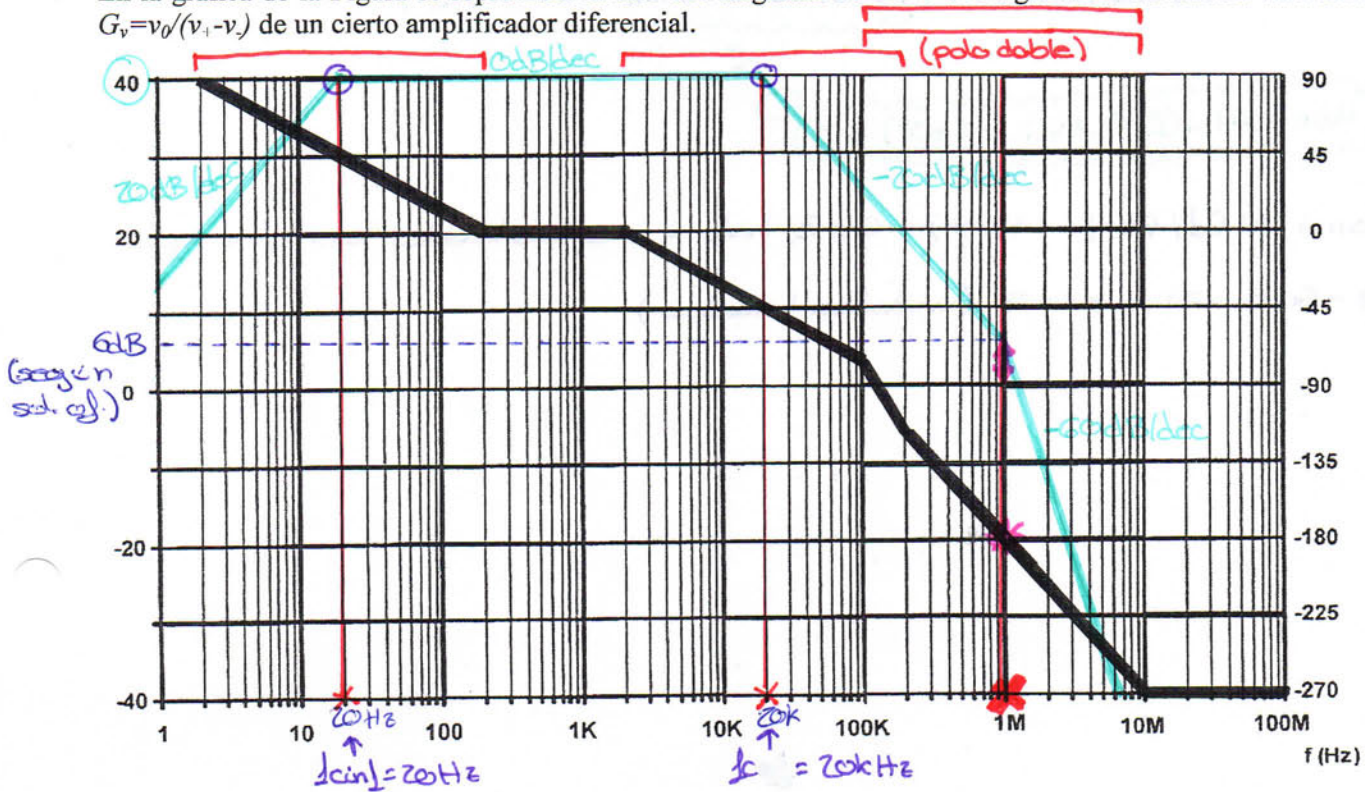
Para $R_L = 1 \Omega$:

$$A_z = -\frac{A_{zd} (R_{z2} \parallel R_L) \cdot R/2}{R_o + (R_{z2} \parallel R_L)} \approx -\frac{A_{zd} R_L R}{2 R_o} = -5 \cdot 10^4$$

$$Z_{in} = \frac{Z_{inSR}}{1 + A_z B_y} = \frac{R/2}{1 + (-5 \cdot 10^4)(-10^{-5})} = 33,3 \text{ k}\Omega$$

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

En la gráfica de la Figura se representa la fase del diagrama de Bode de la ganancia en tensión diferencial $G_v = v_o / (v_+ - v_-)$ de un cierto amplificador diferencial.



1. Complete sobre la misma figura el diagrama del módulo de esa ganancia conociendo que la ganancia máxima a frecuencias medias es 100.
2. Indique y marque en la Figura las frecuencias de corte de esa ganancia, f_{cinf} y f_{csup} .
3. Si este amplificador se realimenta con una red β pasiva de modo que la realimentación a frecuencias medias es negativa, puede darse el caso de que oscile. Justifique a qué frecuencia lo haría y a partir de qué factor β sucedería.

1) $20 \log(100) = 40 \text{ dB}$

3) No es un oscilador, ya que los osciladores tienen realimentación

POSITIVA.

Oscilador (realimentación positiva). $\Delta L = \frac{A'}{1 - A'\beta}$ $A'\beta = 1$ para que oscile (Criterio de Barkhausen).

Realimentación negativa: $\Delta L = \frac{A'}{1 + A'\beta} \Rightarrow A'\beta = -1 \begin{cases} \phi = 180 \\ |1| = 0 \text{ dB} \end{cases}$ Para que haya inestabilidad

[Este ejercicio es de estabilidad, no de osciladores]

Si hay inestabilidades (oscilaciones) será a la frecuencia tal

que $\phi(A\beta) = -180^\circ$. $f_{osc} = 14 \text{ Hz}$

Habrán inestabilidades si $|A\beta| \angle \phi(A\beta) = 180^\circ \geq 0$

$M_G = -|A\beta| \angle \phi(A\beta) = -180^\circ$ S.O.

Como $|A| \angle \phi(\cdot) = -180^\circ = 6 \text{ dB}$, habrá inestabilidades siempre que $\beta > -6 \text{ dB} \Rightarrow \beta \geq 0,5$ (unidades lineales)



PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

En la Figura 1 aparece representado un sistema que utiliza un amplificador de tensión A ideal en todas sus características salvo por la existencia de una resistencia de entrada finita R_i y de un comportamiento en frecuencia dado por la expresión siguiente, en la cual $A_m > 0$:

$$A(\omega) = \frac{v_s(\omega)}{v_e(\omega)} = \frac{A_m}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pA}}}$$

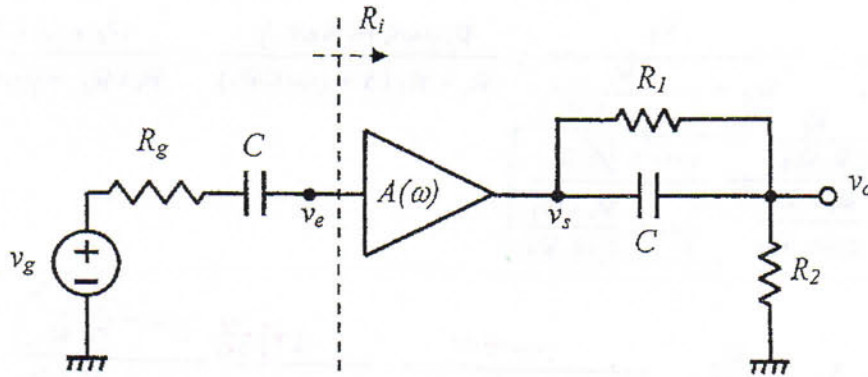


Figura 1

1. Escriba la expresión de la ganancia global $G = v_o/v_g$. (8 puntos)
2. Realice un listado de las expresiones de las pulsaciones significativas relacionadas con los ceros y polos del sistema, identificando cada una como relacionada con polo o con cero. (4 puntos)
3. Suponiendo que $R_i \ll R_1 // R_2$ y que $R_g \ll R_i$ (y ya que los dos condensadores usados son iguales) dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función G sobre la figura 2 en la que se ha indicado la posición de las distintas pulsaciones significativas ($\omega_1, \omega_2, \omega_3$ y ω_{pA}) que tendrá que identificar con algunas del apartado anterior. Indique claramente el valor del máximo del módulo en dB (MAX) en la cabecera de la gráfica. (8 puntos)
4. Obtenga la expresión de la pulsación de corte inferior según el método de constantes de tiempo que sea aplicable (indique cuál utiliza). (5 puntos)

Handwritten student work:

Bajas freq. (circled in pink)

alta freq. (circled in green)

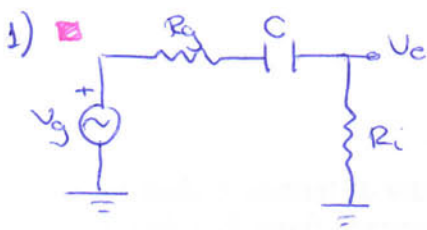
Bajas freq. (estudio asintótico...) (circled in green)

Analizando en freq: (circled in blue)

$$A(\omega) = \frac{v_s}{v_e}(\omega) = \frac{A_m}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pA}}}$$

Si dibujamos el comportamiento de frecuencia:

eq. del dB en freq. medias



$$\frac{V_c}{V_g}(\omega) = \frac{R_i}{R_i + R_g + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega C R_i}{1 + j\omega C (R_i + R_g)}$$

$$= \frac{C R_i}{C(R_i + R_g)} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C(R_i + R_g)}}$$

$$\frac{V_s}{V_c}(\omega) = \frac{\Delta_m}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{PA}}}$$

$$Z = \frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_i + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_i}{1 + j\omega C R_i}$$

$$\frac{V_o}{V_s}(\omega) = \frac{R_2}{R_2 + Z_1} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_i}{1 + j\omega C R_i}} = \frac{R_2(1 + j\omega C R_i)}{R_i + R_2(1 + j\omega C R_i)} = \frac{R_2 + j\omega C R_i R_2}{R_i + R_2 + j\omega C R_i R_2}$$

$$= \frac{C R_i R_2}{C R_i R_2} \frac{j\omega + \frac{R_2}{C R_i R_2}}{j\omega + \frac{R_i + R_2}{C R_i R_2}} = \frac{j\omega + \frac{1}{C R_i}}{j\omega + \frac{R_i + R_2}{C R_i R_2}}$$

$$G(\omega) = \frac{V_o}{V_g}(\omega) = \Delta_m \frac{R_i}{R_i + R_g} \frac{j\omega + 0}{j\omega + \frac{1}{C(R_i + R_g)}} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_{PA}}}{j\omega + \frac{1}{C R_i}} \frac{j\omega + \frac{1}{C R_i}}{j\omega + \frac{R_i + R_2}{C R_i R_2}}$$

2) Ceros de baja frecuencia: Ceros de alta frecuencia:

→ Hay uno en $\omega = 0$

→ Hay uno en $\omega \rightarrow \infty$

$$\rightarrow \omega_z = \frac{1}{C R_i}$$

Polos de baja frecuencia:

Polos de alta frecuencia:

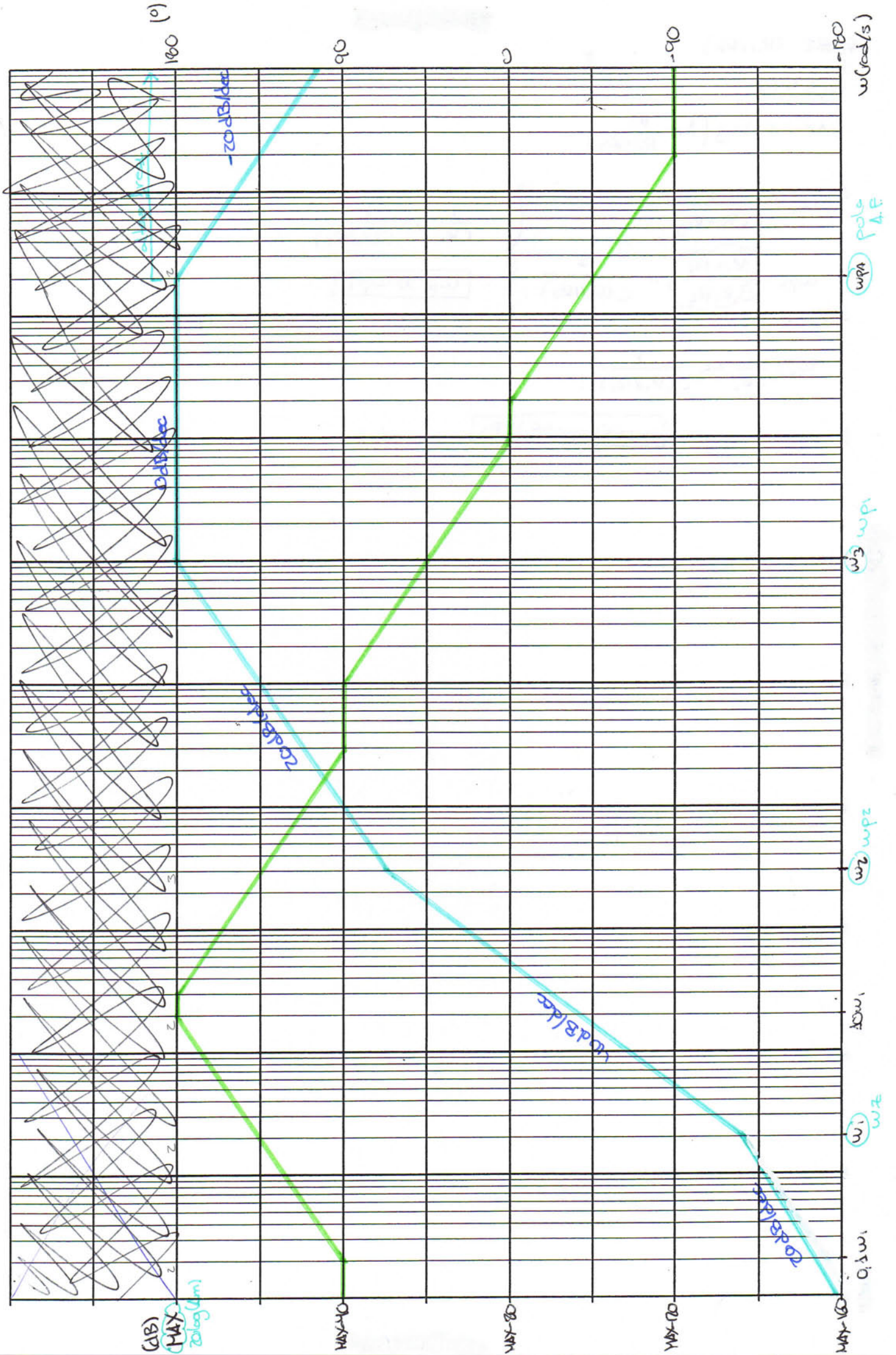
$$\rightarrow \omega_{p1} = \frac{1}{C(R_i + R_g)}$$

$$\rightarrow \omega_{pA}$$

$$\rightarrow \omega_{p2} = \frac{R_i + R_2}{C R_i R_2}$$

Diagrama de Bode

[Mirar detrás]



$$R_i \ll (R_1 // R_2)$$

$$R_{oj} \ll R_i$$

$$\text{MAX} = 20 \log \left(A_m \frac{R_i}{R_i + R_{oj}} \right)$$

$$w_{p1} = \frac{1}{C(R_i + R_{oj})}$$

$$w_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{C R_1 R_2} = \frac{1}{C(R_1 // R_2)}$$

$$\frac{1}{C R_i} \gg \frac{1}{C(R_1 // R_2)}$$

$$\boxed{w_{p1} \gg w_{p2}}$$

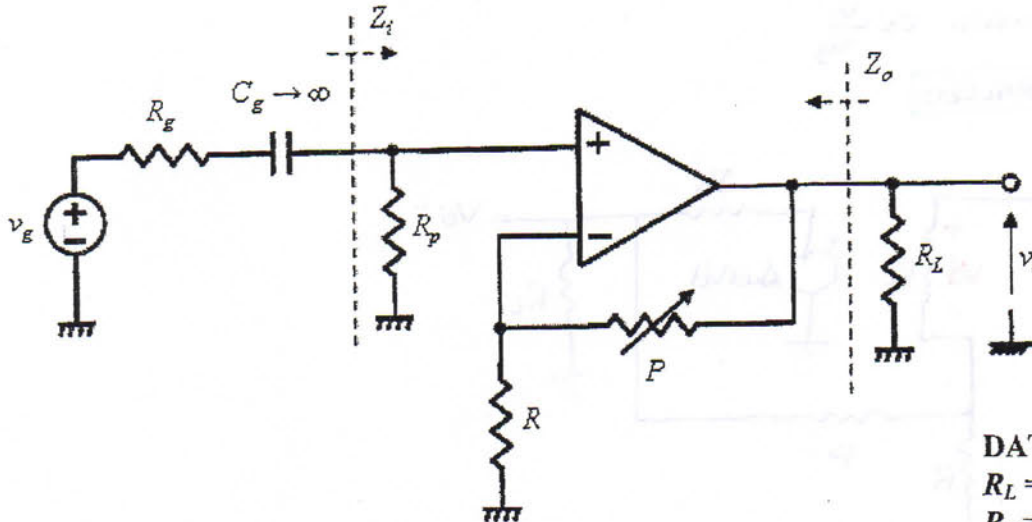
$$w_z = \frac{1}{C R_i} \ll \frac{1}{C(R_1 // R_2)}$$

$$\boxed{w_z \ll w_{p2} \ll w_{p1}}$$

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

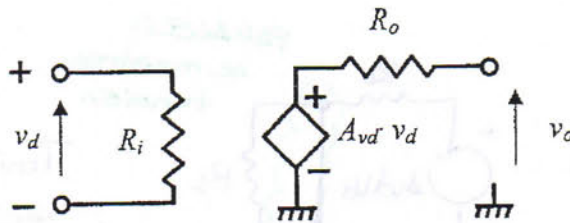
El esquema de la Figura 3 muestra la realización de un amplificador de tensión de ganancia variable gracias a la resistencia variable (potenciómetro) P para una línea de 600Ω . Está basado en un amplificador operacional con una ganancia muy pobre en tensión realimentado negativamente. La función de transferencia deseada es $G_v = v_o/v_g$. En la parte inferior de la figura también se muestra el modelo circuital simplificado del amplificador operacional caracterizado por su ganancia en tensión A_{vd} y sus resistencias de entrada (R_i) y salida (R_o).

$R_L = 600 \Omega$



DATOS:

- $R_L = 600 \Omega$
- $R_g = 600 \Omega$
- $R = 10 \text{ K}\Omega$
- $R_p = 10 \text{ K}\Omega$

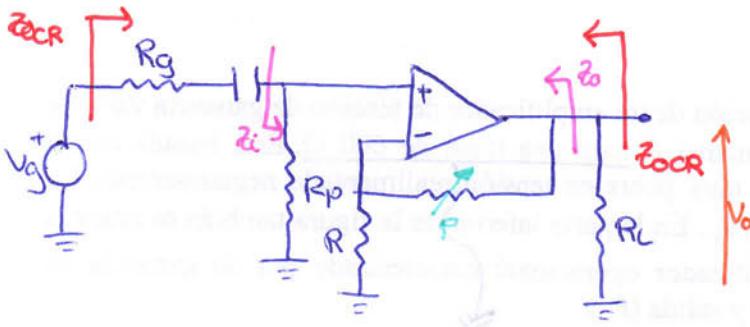


- $R_i = 100 \text{ M}\Omega$
- $R_o = 100 \Omega$
- $A_{vd} = 700$

1. Dibuje el circuito equivalente del amplificador de tensión sustituyendo el A.O. por su modelo y mostrando explícitamente qué elementos pertenecen a las redes A y β . Determine la topología de realimentación preferente del circuito de la Figura 3 indicando el tipo de asociación presente a la entrada y a la salida, así como el tipo de muestreo y realimentación propios de la configuración. R_o Z_o (7 puntos)
2. Obtenga una expresión para la ganancia β propia de la topología elegida. Determine también los efectos de carga que introduce la red de realimentación y dibuje la red A' incluyendo todos los efectos de carga. (6 puntos)
3. Determine la expresión de la ganancia de la red A' y finalmente calcule el valor numérico de A' utilizando las aproximaciones que sean razonables. R_i (6 puntos)
4. ¿Qué máxima ganancia $G_v = v_o/v_g$ es posible manteniendo una buena realimentación que permita aproximar $G_v \rightarrow \frac{1}{\beta}$? (Si tiene que utilizar una condición $n_1 \gg n_2$, considere que se cumple razonablemente a partir de que $n_1 = 10 \cdot n_2$). (8 puntos)
5. Determine una expresión para las impedancias de entrada y salida marcadas en la Figura 3 como Z_i y Z_o , respectivamente. Comente si esas impedancias deberían cada una ser alta o baja para beneficiar la función del amplificador y si la topología ayuda en ese sentido. (8 puntos)

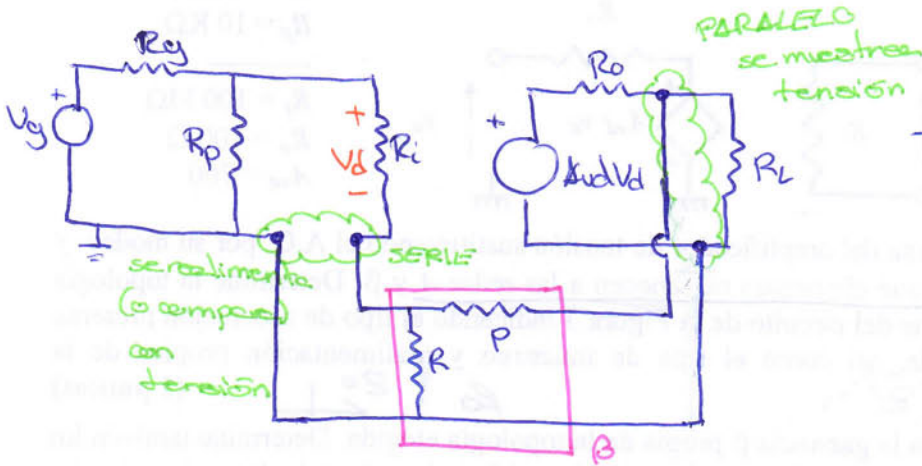
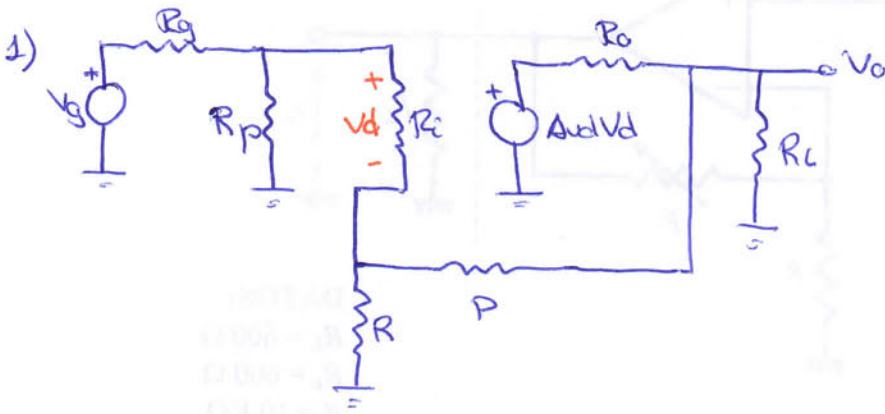
En realimentación, cuando no estemos con estabilidad ni osciladores, trabajamos a frecuencias medias:

$G \rightarrow \infty \Rightarrow$ Cortocircuito



Ampli de tensión: $G_v = \frac{V_o}{V_g}$

SERIE-PARALELO

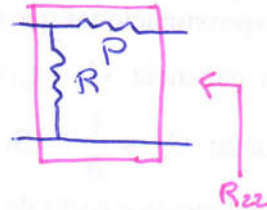
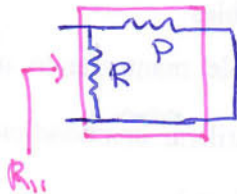
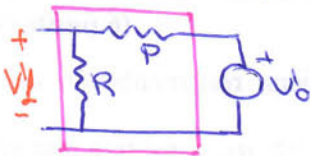


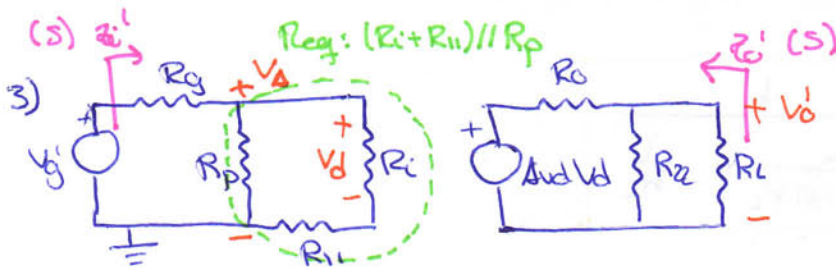
Tenemos una configuración **SERIE-PARALELO**

2) $\beta_v = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R}{R+P}$

$R_{ii} = R // P$

$R_{zz} = R + P$





En la selección oficial hacen el equivalente de Thevenin de $V_{g'}$, $R_{g'}$ y R_p

$$\frac{V_d'}{V_d} = A_{vd} \cdot \frac{R_L \parallel R_{z2}}{R_o + (R_L \parallel R_{z2})}$$

$$\frac{V_d}{V_A} = \frac{R_i}{R_i + R_{i1}} \quad \frac{V_A}{V_{g'}} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_{g'}} = \frac{(R_i + R_{i1}) \parallel R_p}{(R_i + R_{i1}) \parallel R_p + R_{g'}}$$

$$A_v = \frac{V_d'}{V_{g'}} = A_{vd} \cdot \frac{R_L \parallel (R+P)}{R_o + (R_L \parallel (R+P))} \cdot \frac{R}{R + (R \parallel P)} \cdot \frac{(R + (R \parallel P)) \parallel R_p}{(R + (R \parallel P)) \parallel R_p + R_{g'}}$$

$R = 10k\Omega$

$\ll R = 10k\Omega$

En el examen no tachar sobre la expresión recuadrada, volver a copiarla abajo.

$$A_v \approx A_{vd} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} = 6000$$

$$4) G_{max} \approx \frac{1}{B_{min}}$$

Para tener una buena realimentación negativa necesitamos $A_v B_v \gg 1$

$$A_v B_{min} = 10 (\gg 1) \Rightarrow B_{min} = \frac{10}{A_v} = \frac{1}{60}$$

$$\text{Finalmente: } G_{max} = \frac{1}{B_{min}} = 60$$

$$5) \quad Z_i' = R_{g'} + R_{eq} = R_{g'} + [(R_i + R \parallel P) \parallel R_p]$$

$$Z_{OCR} = Z_i' (1 + A_v B_v)$$

$$Z_{OCR} = Z_i + R_{g'} \Rightarrow Z_i = Z_{OCR} - R_{g'} = Z_i' (1 + A_v B_v) - R_{g'}$$

$$Z_i = [R_{g'} + [(R_i + R \parallel P) \parallel R_p]] (1 + A_v B_v) - R_{g'}$$

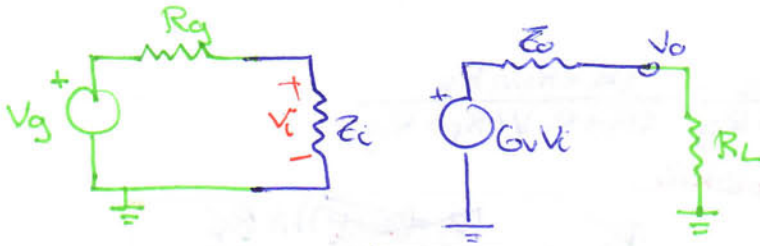
$$\quad Z_o' = R_o \parallel R_{z2} \parallel R_L = R_o \parallel (R+P) \parallel R_L$$

$$Z_{OCR} = \frac{Z_o'}{1 + A_v B_v} = \frac{R_o \parallel (R+P) \parallel R_L}{1 + A_v B_v}$$

$$Z_{OCR} = Z_o \parallel R_L \quad \frac{1}{Z_{OCR}} = \frac{1}{Z_o} + \frac{1}{R_L}$$

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{oc}} - \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{\frac{1+A\beta}{R_0 \parallel (R+P)} - \frac{1}{R_L}}$$

APÉNDICE 6:



Z_i debe ser muy grande, ya que si $Z_i \uparrow \uparrow$ tendremos $V_i = \frac{Z_i}{Z_i + R_g} V_g \approx V_g$

Z_0 debe ser muy pequeña, ya que si $Z_0 \downarrow \downarrow$ tendremos $V_o = \frac{R_L}{R_L + Z_0} G_v V_i \approx G_v V_i$

P1	P2	P3	P4	T
30	30	20	20	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
11 de septiembre de 2009 16:00h Duración: 3 horas

Apellidos _____
Nombre _____ DNI/PAS: _____

Fecha de publicación de calificaciones: 24 de septiembre de 2009
Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): 30 de septiembre de 2009
Fecha de revisión (aula A-122): 2 de octubre de 2009, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (30 PUNTOS)

La Figura 1 muestra el esquema simplificado de un circuito empleado en aplicaciones de audio. Para analizar este circuito se supondrá que la ganancia del amplificador operacional es infinita.

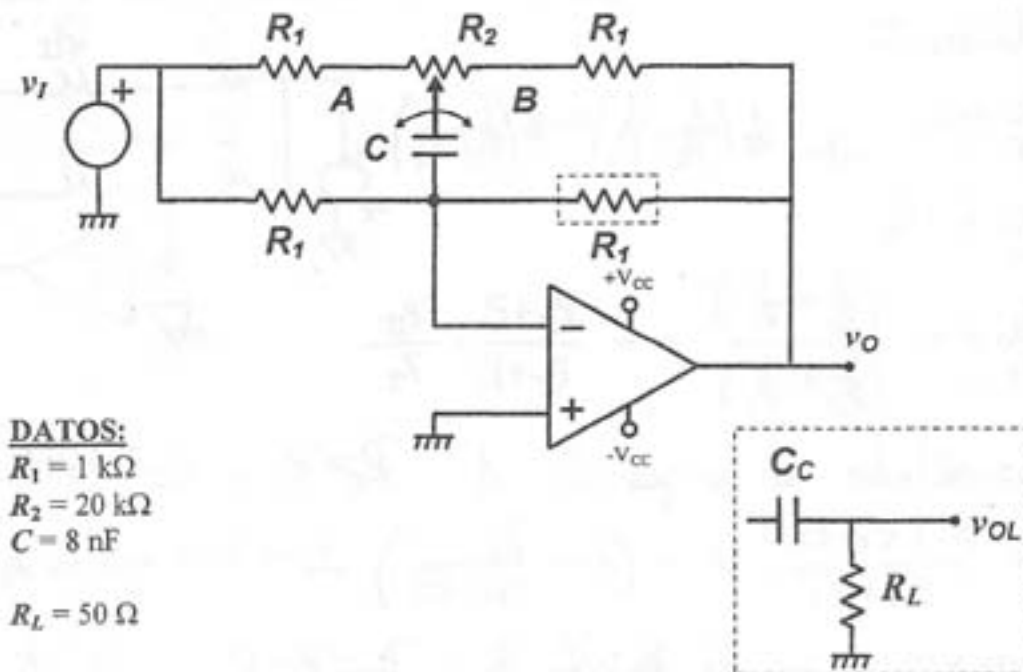


Figura 1.

1. Determine las expresiones para la ganancia $G_v(j\omega) = v_o/v_i$ tanto en continua como asintótica a altas frecuencias para los casos donde el cursor del potenciómetro R_2 se encuentra en las posiciones A y B. Obtenga también los valores numéricos correspondientes. (8 puntos)

* En las condiciones del enunciado (realimentación negativa y ganancia del amplificador operacional infinita) se puede aplicar la igualdad de tensiones virtual entre las patas + y - del amplificador operacional.

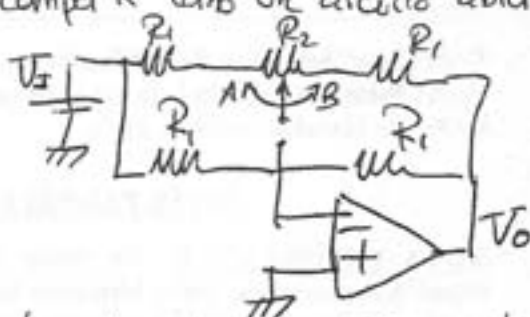
1) Ganancia en DC \rightarrow El condensador se comporta como un circuito abierto.

• Con el conmutador en la posición A

$$G_v(\omega=0) = -1$$

• Con el conmutador en la posición B

$$G_v(\omega=0) = -1$$



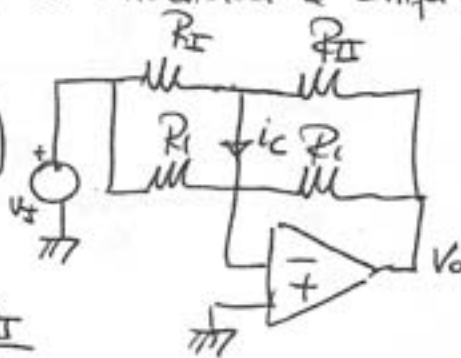
En ambos casos, se rompe el camino de realimentación por R_2 , por lo que el amplificador está dominado por la realimentación que se produce en la rama inferior formada por las dos resistencias R_1 .

2) Ganancia asintótica a altas frecuencias \rightarrow El condensador se comporta como un cortocircuito

$$\begin{cases} \frac{v_I}{R_I} + \frac{v_O}{R_{II}} = i_c \\ \frac{v_I}{R_I} + \frac{v_O}{R_I} = -i_c \end{cases}$$

$$\Rightarrow v_I \left(\frac{1}{R_I} + \frac{1}{R_I} \right) = -v_O \left(\frac{1}{R_{II}} + \frac{1}{R_I} \right)$$

$$\text{Luego, } \frac{v_O}{v_I} = - \frac{\left(\frac{1}{R_I} + \frac{1}{R_I} \right)}{\left(\frac{1}{R_{II}} + \frac{1}{R_I} \right)} = - \frac{R_{II} + R_I}{R_{II} + R_I} \cdot \frac{R_{II}}{R_I}$$



• Con el conmutador en la posición A: $R_{II} = R_1$ y $R_{II} = R_2 + R_1$

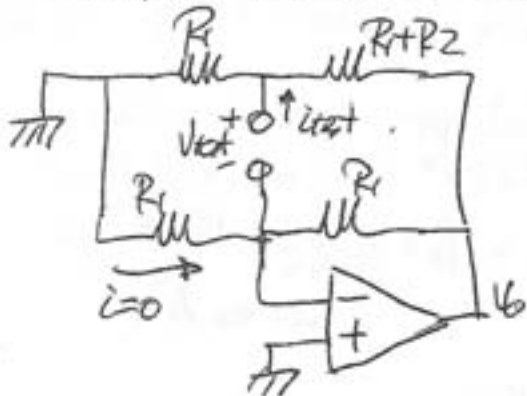
$$G_v = - \frac{2 \cdot (R_1 + R_2)}{2R_1 + R_2} = - \left(1 + \frac{R_2}{2R_1 + R_2} \right) \approx -1.909 \Rightarrow G_{v,dB} \approx 5.61 \text{ dB}$$

• Con el conmutador en la posición B: $R_{II} = R_1 + R_2$ y $R_{II} = R_1$

$$G_v = - \frac{2R_1 + R_2}{2(R_1 + R_2)} = - \left(1 - \frac{R_2}{2(R_1 + R_2)} \right) \approx -0.523 \Rightarrow G_{v,dB} \approx -5.61 \text{ dB}$$

2. Determine la expresión para la constante de tiempo del condensador cuando el potenciómetro se encuentra en las posiciones A y B. (8 puntos)

• Con el conmutador en la posición A:



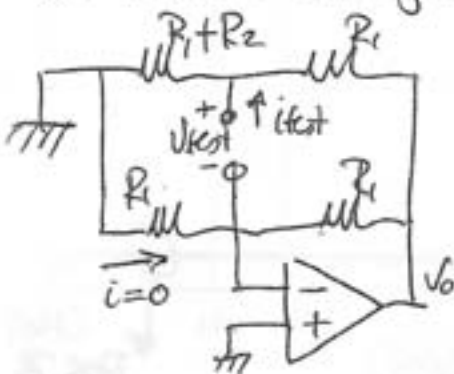
$$\begin{cases} \frac{U_{test}}{R_1} + \frac{U_{test} - V_0}{R_1 + R_2} = i_{test} \\ \frac{V_0}{R_1} = i_{test} \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_{test} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) = V_0 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$U_{test} = V_0$$

Finalmente, $\frac{U_{test}}{i_{test}} = R_1$. Por tanto, $\tau_A = R_1 C$

• Con el conmutador en la posición B:
Se resuelve análogamente.



$$\begin{cases} \frac{U_{test}}{R_1 + R_2} + \frac{U_{test} - V_0}{R_1} = i_{test} \\ \frac{V_0}{R_1} = i_{test} \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_{test} \left(\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = V_0 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$V_0 = U_{test} \frac{R_1}{2} \cdot \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1(R_1 + R_2)} \right) = U_{test} \cdot \frac{2R_1 + R_2}{2(R_1 + R_2)}$$

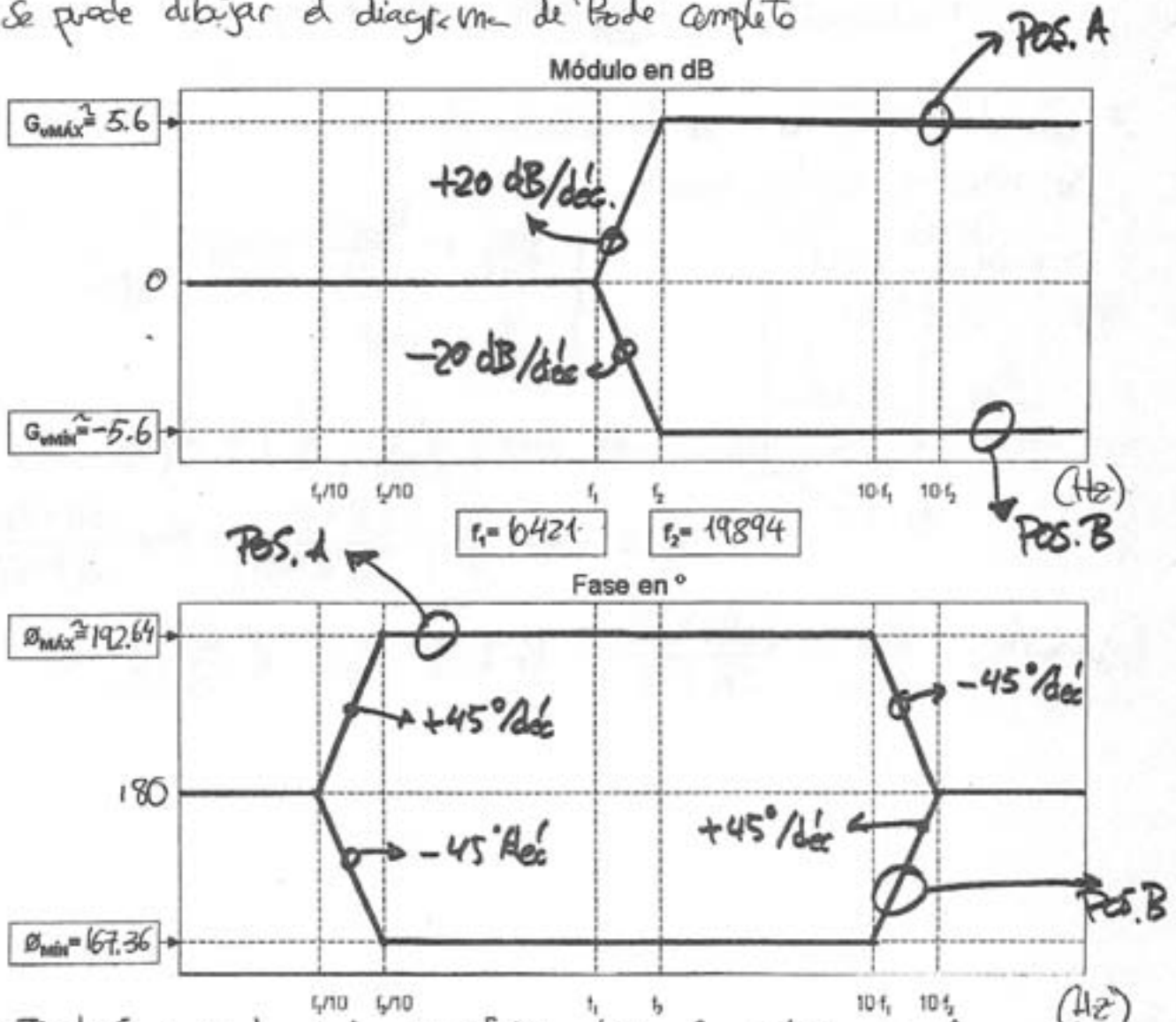
Finalmente, $\frac{U_{test}}{i_{test}} = \frac{2(R_1 + R_2)R_1}{2R_1 + R_2}$. Por tanto, $\tau_B = R_1 \cdot \frac{2(R_1 + R_2)}{2R_1 + R_2} C$

3. Dibuje el diagrama de Bode de módulo y fase para los casos donde el cursor del potenciómetro se encuentra en las posiciones A y B. Para ello utilice el siguiente diagrama simplificado en que f_1 y f_2 debe considerar que representan las dos frecuencias significativas de este circuito. Rellene los valores máximos y mínimos de las ordenadas y los valores de f_1 y f_2 en los 6 recuadros destinados a ello. (6 puntos)

Teniendo en cuenta los resultados anteriores (apartados 1 y 2) y sabiendo que:

- i) La máxima desviación de fase viene dada por: * (Véase NOTA)
 $|\Delta\phi| = 45^\circ/\text{dec} \times \log \frac{f_2}{f_1} \text{ dec} \approx 12.637^\circ$ (Aproximación de Bode)
 donde $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 \frac{2(R_1+R_2)}{2R_1+R_2} C} \approx 10421 \text{ Hz}$ y $f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \approx 19894 \text{ Hz}$
 (pelo en B) (pelo en A)

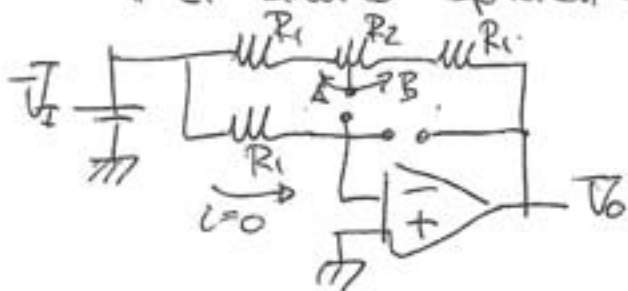
- ii) El condensador introduce un polo y un cero, se puede dibujar el diagrama de Bode completo



*NOTA: También se puede calcular la máxima desviación analítica en f_2
 $|\Delta\phi| \approx \arctan \left[\frac{f_2}{f_1} \right] - \arctan \left[\frac{f_2}{f_2} \right] \approx 17.35^\circ$

4. Si la resistencia R_1 recuadrada por la línea de puntos se sustituyera por un circuito abierto, ¿cuál sería su efecto sobre v_o en continua? Razone su respuesta. (5 puntos)

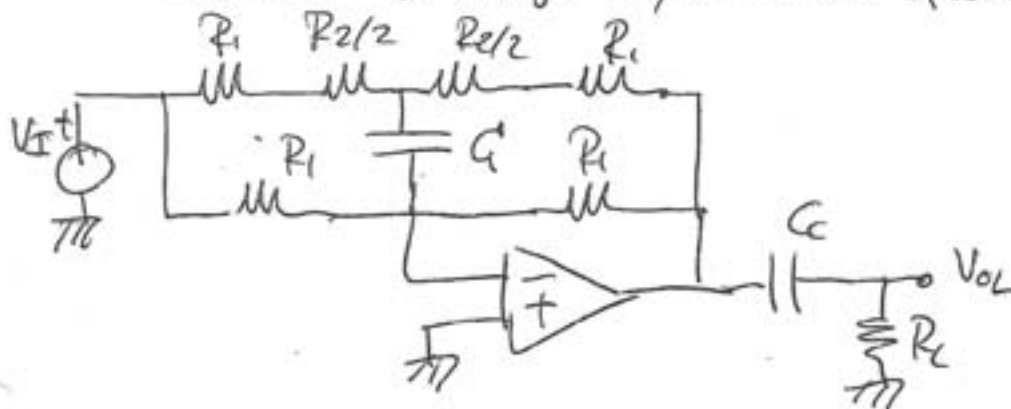
* El circuito equivalente en DC es:



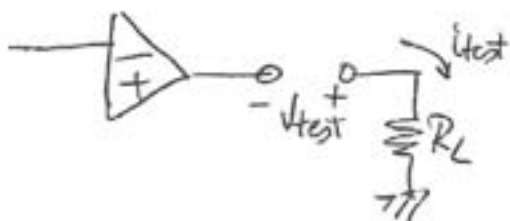
Se observa que se rompe el camino de realimentación de forma que $V_- = V_I$. Por tanto, el amplificador funcionará en régimen no lineal y se saturará a $-V_{cc}$ ($V_I > 0$) o V_{cc} ($V_I < 0$)

5. Se conecta una carga R_L a través de un condensador de acoplo C_c . Calcule el valor del condensador para tener una frecuencia de corte inferior de 5 kHz con el cursor de R_2 centrado. Utilice el método de las constantes de tiempo para realizar dicho cálculo. (3 puntos)

* Conectando la carga R_L , el circuito queda de la siguiente forma



El único condensador que afecta a este cálculo es C_c dado que por la simetría del circuito no circula corriente por C_c .



$$\frac{V_{test}}{i_{test}} = R_L \Rightarrow \tau_c = R_L C_c$$

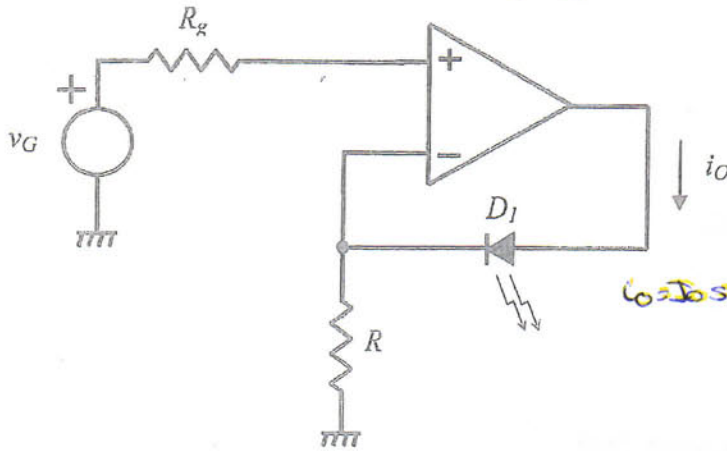
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_L C_c}$$

$$C_c = \frac{1}{2\pi R_L f_c} \approx 0.63 \mu F$$

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El esquema de la Figura 2 muestra un amplificador de transadmitancia cuya aplicación es la transmisión de señales mediante luz infrarroja. La señal de entrada (v_g) es transformada a una corriente de salida (i_o), que excita el fotodiodo (D_1).

LED (un fotodiodo es lo contrario !!)



DATOS:

$R_g = 100 \Omega$

$Z_{LED} = 25 \Omega$

$R = 1 \text{ k}\Omega$

DATOS A.O.:

$R_i = 10 \text{ M}\Omega$

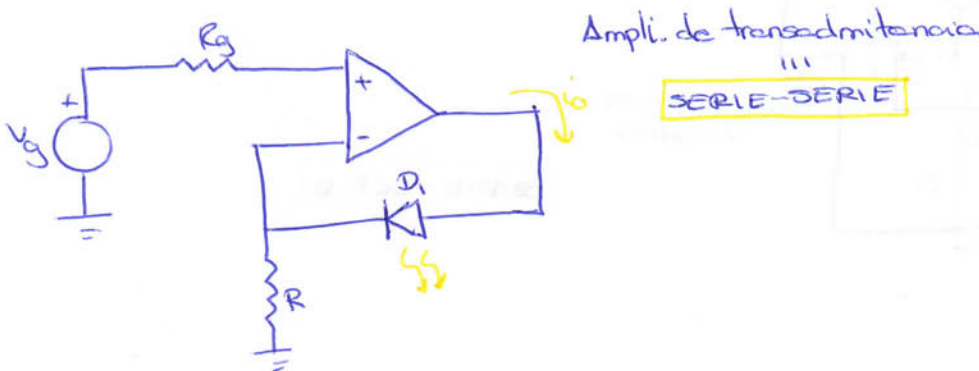
$R_o = 100 \Omega$

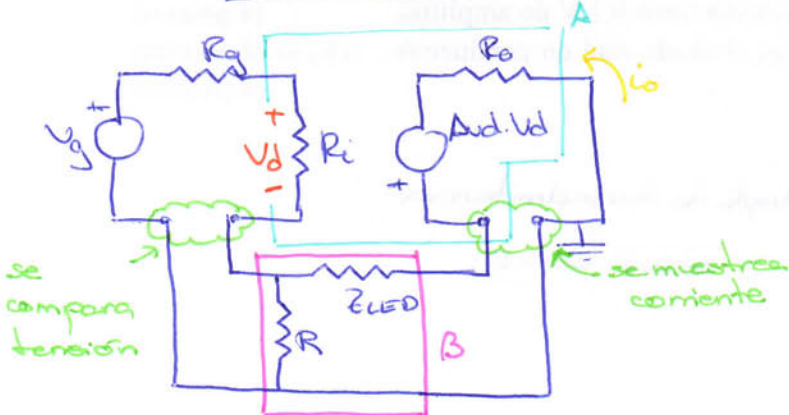
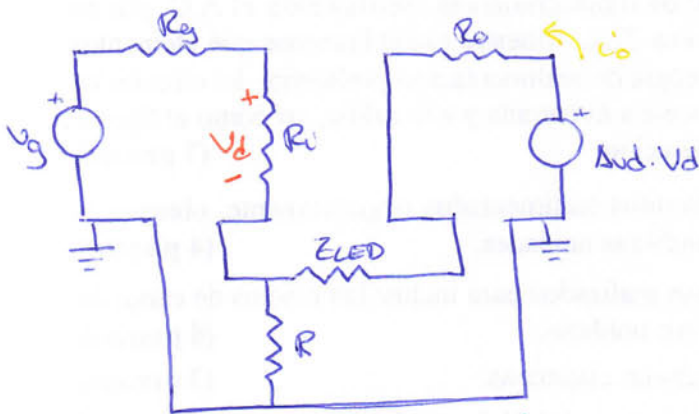
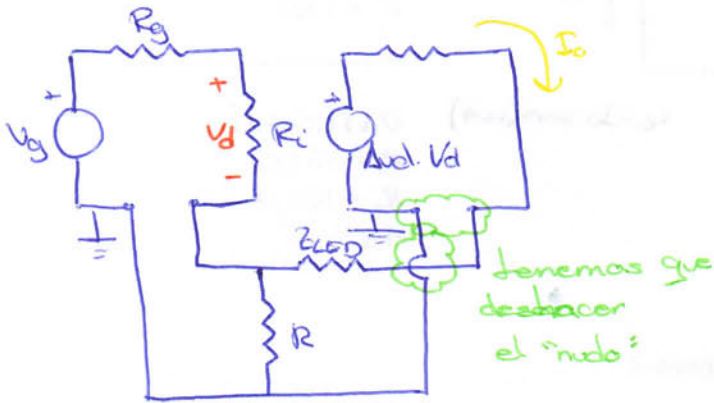
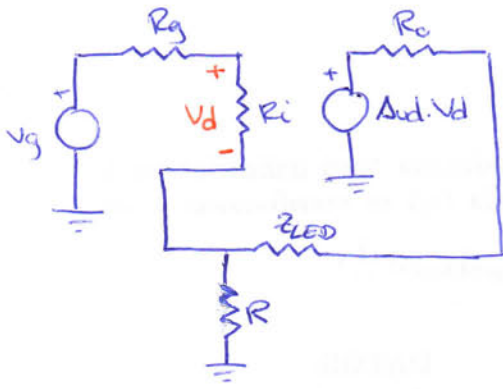
$A_{vd} = 10^5$

los dos en (uA)

Figura 2.

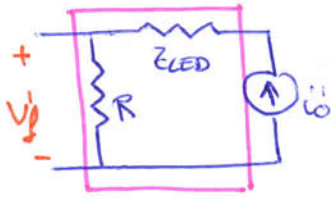
1. Dibuje el circuito equivalente del amplificador de transadmitancia sustituyendo el A.O. por su modelo y el diodo D_1 por su resistencia dinámica Z_{LED} . Muestre explícitamente qué elementos pertenecen a las redes A y β . Determine la topología de realimentación preferente del circuito de la Figura 2 indicando el tipo de asociación presente a la entrada y a la salida, así como el tipo de muestreo y realimentación propios de la configuración. (7 puntos)
2. Aplicando el método de análisis rápido de circuitos realimentados negativamente, obtenga la expresión del factor de realimentación β indicando sus unidades. (4 puntos)
3. Dibuje la red A' indicando claramente los pasos realizados para incluir los efectos de carga de la red β . Obtenga la expresión de A' indicando sus unidades. (8 puntos)
4. Calcule el factor $A'\beta$ realizando las aproximaciones oportunas. (3 puntos)
5. Calcule la amplitud de salida si la señal de entrada tiene 0,1 V de amplitud. (4 puntos)
6. Si usamos $v_G = v_g + 10 \text{ V}$ para asegurar que el diodo esté en conducción, calcule el máximo rango de la señal de salida. (4 puntos)





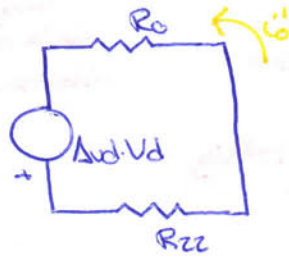
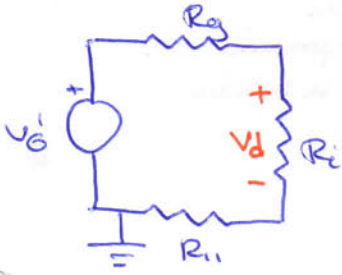
SERIE-SERIE

$$2) \beta_{z2} = \frac{V_d'}{i_o} = R \quad (= 1k\Omega)$$



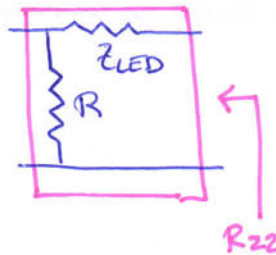
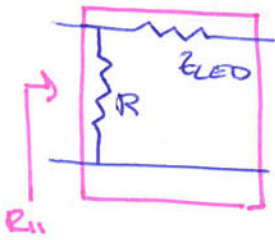
$$V_d' = i_o \cdot R$$

3) Circuito en bucle abierto:



$$\square R_{11} = R$$

$$\square R_{zz} = R + Z_{LED}$$



$$\square A_y' = \frac{i_o'}{V_G'}$$

$$\rightarrow V_d = \frac{R_i}{R_i + R_G + R_{11}} V_G' \Rightarrow \frac{V_d}{V_G'} = \frac{R_i}{R_i + R_G + R_{11}}$$

$$\rightarrow A_{vd} \cdot V_d - i_o' (R_{zz} + R_o) = 0 \Rightarrow \frac{i_o'}{V_d} = \frac{A_{vd}}{R_{zz} + R_o}$$

$$A_y' = A_{vd} \cdot \frac{1}{R_{zz} + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_G + R_{11}} \quad [V]$$

$$4) \Delta y \cdot \beta_{z2} = A_{vd} \frac{1}{R_i + Z_{LED} + R_o} \frac{R_i}{R_i + R_G + R} \cdot R \approx A_{vd} = 10^5 \gg 1 \quad G_y \approx \frac{1}{\beta}$$

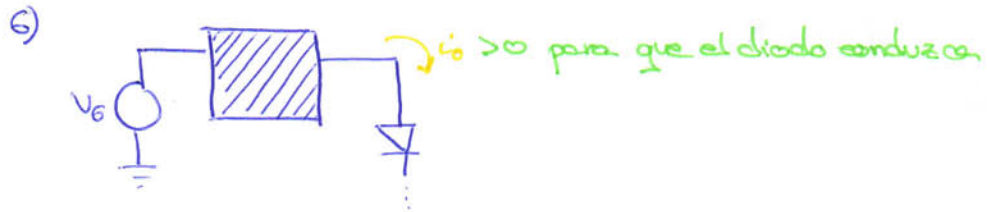
5) $V_G = 0,1V$ ¿Do?

Primero calculamos G_y :

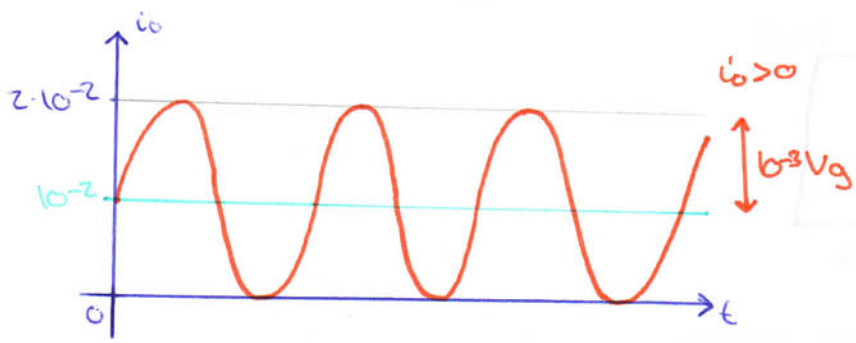
$$G_y = \frac{i_o}{V_G} \approx \frac{1}{\beta_{z2}} = \frac{1}{R} = 10^{-3} V$$

Aplicamos esa ganancia a las amplitudes

$$I_0 = G_y V_G = 10^{-3} \cdot 0,1 = 10^{-4} \text{ A}$$



$$V_G = V_G + 10V \Rightarrow I_0 = G_y (V_G + 10V) = G_y V_G + G_y \cdot 10V = 10^{-3} V_G + 10^{-2} \text{ A}$$



Amplitud de la componente alterna de la salida.

Para que el diodo conduzca ($i_o > 0$) el rango de variación a la salida será, como máximo $[0, 2 \cdot 10^{-2}] \text{ A}$

PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

Tenemos un amplificador operacional de características ideales salvo una ganancia diferencial $A(f)$:

$$A(f) = \frac{A_m}{\left(1 + \frac{jf}{f_{p1}}\right)^2 \left(1 + \frac{jf}{f_{p2}}\right)}$$

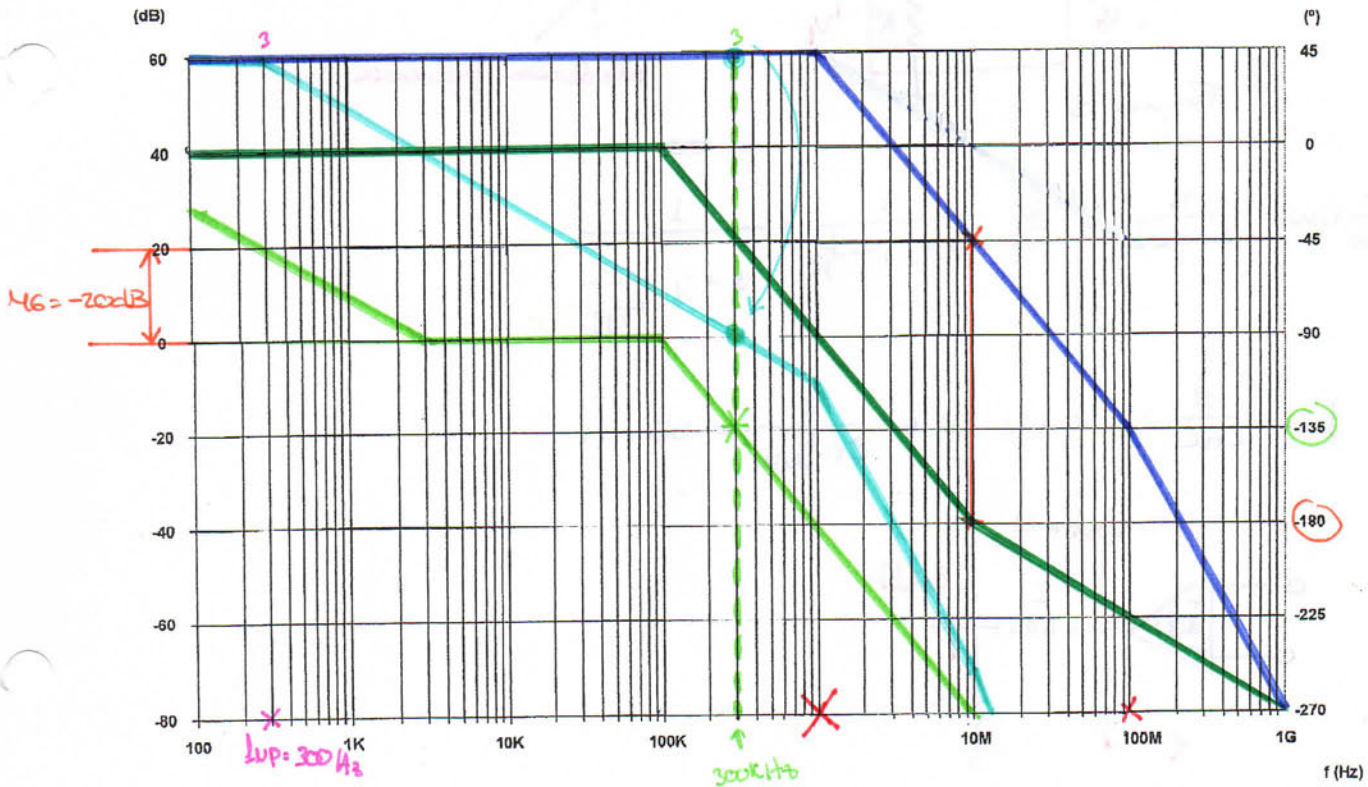
Donde:

$$A_{m(dB)} = 60 \text{ dB}$$

$$f_{p1} = 1 \text{ MHz}$$

$$f_{p2} = 100 \text{ MHz}$$

1. Dibuje su diagrama de Bode (módulo y fase) y obtenga su margen de ganancia para construir con él amplificadores con $\beta=1$.



2. ¿A qué frecuencia habría que añadir el efecto de un nuevo polo dominante para conseguir un margen de fase de 45°?
3. Para implementar la compensación calculada en el apartado anterior se propone utilizar el esquema de la Figura 3 añadiendo una red LR a la salida del operacional. Calcule el valor de L para $R=100\Omega$.
4. Obtenga la expresión de la impedancia de salida $Z_o(f)$. Calcule su valor en continua y en frecuencias muy altas.

1) $G_n \beta = 1$:

■ $\phi(A \cdot B) = \phi(A)$ porque $B \in \mathbb{R}$

■ $|A \cdot B|_{dB} = |A|_{dB} + |B|_{dB} = |A|_{dB}$

$MG = -|A \cdot B| (\angle \phi(A \cdot B) = -180^\circ) = -|A \cdot B| (f = 10 \text{ MHz}) = -20 \text{ dB}$ \leftarrow circuito inestable

2) Compensación por adición de polo: $MF' = 45^\circ$

Vemos en el diagrama que para lograr ese MF' (0 dB a la freq. en la que la fase es -135°) necesitamos colocar el nuevo polo $f_{up} = 300 \text{ Hz}$

3)

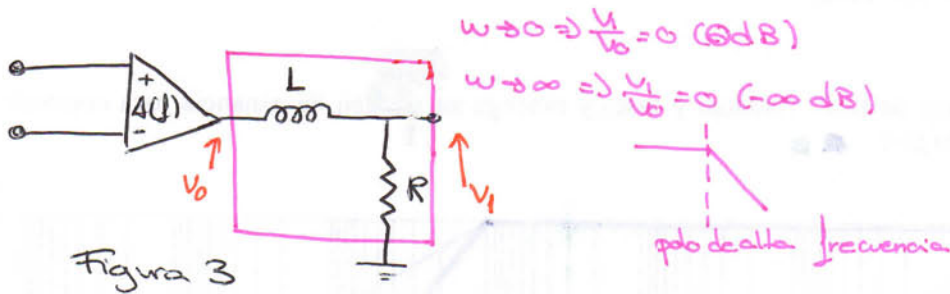
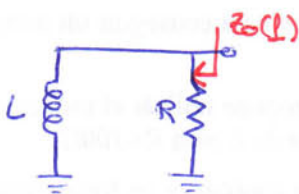
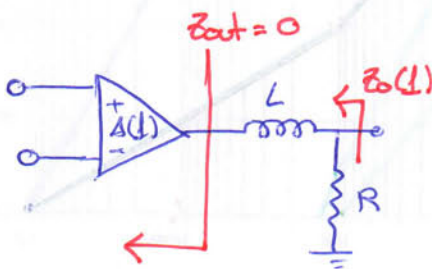


Figura 3

$$\frac{V_1}{V_0}(j\omega) = \frac{R}{R + j\omega L} = \frac{R/R}{1 + j\omega \frac{L}{R}} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{up}}}$$

$$f_{up} = \frac{R}{2\pi L} = 300 \text{ Hz} \Rightarrow L = \frac{R}{2\pi f_{up}} = 53 \text{ mH}$$

4)



$Z_0(f) = R // Z_L = \frac{R \cdot j\omega L}{R + j\omega L} = \frac{R j 2\pi f L}{R + j 2\pi f L}$

■ $Z_0(f=0) = 0$ (corto circuito)

■ $Z_0(f \rightarrow \infty) = \frac{j 2\pi R L}{j 2\pi L} = R$

PROBLEMA 1

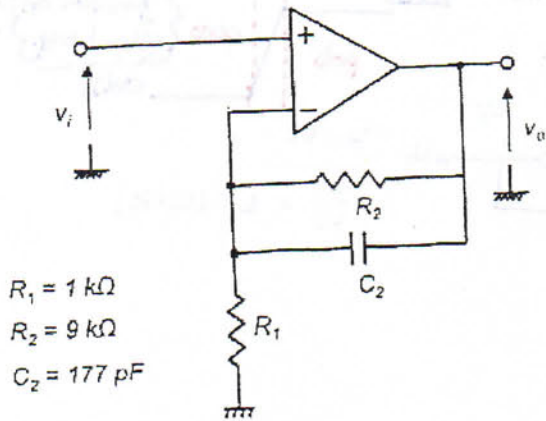


Figura 1

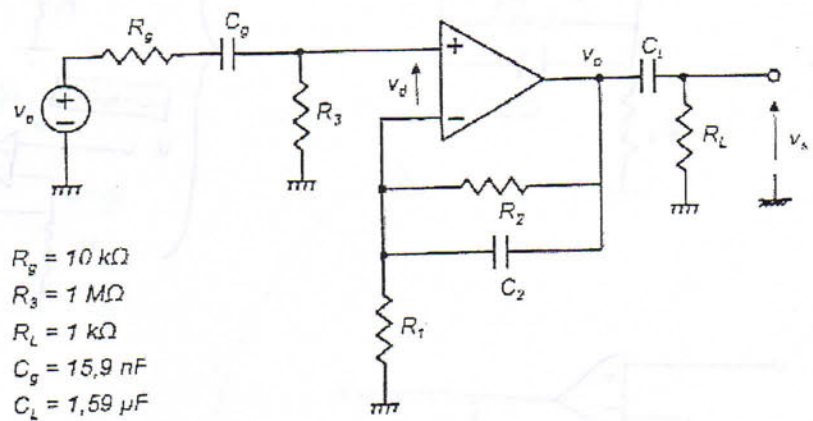
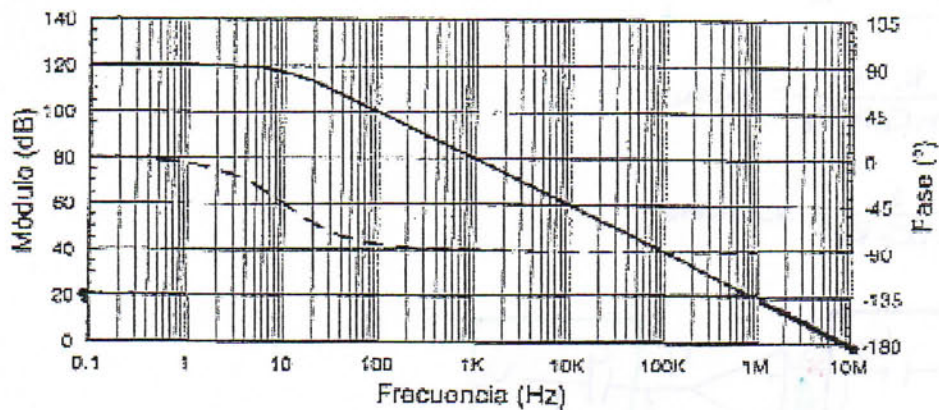
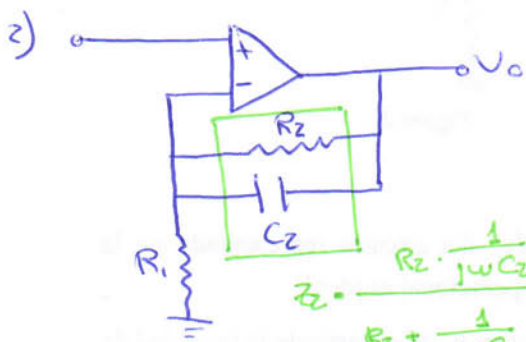
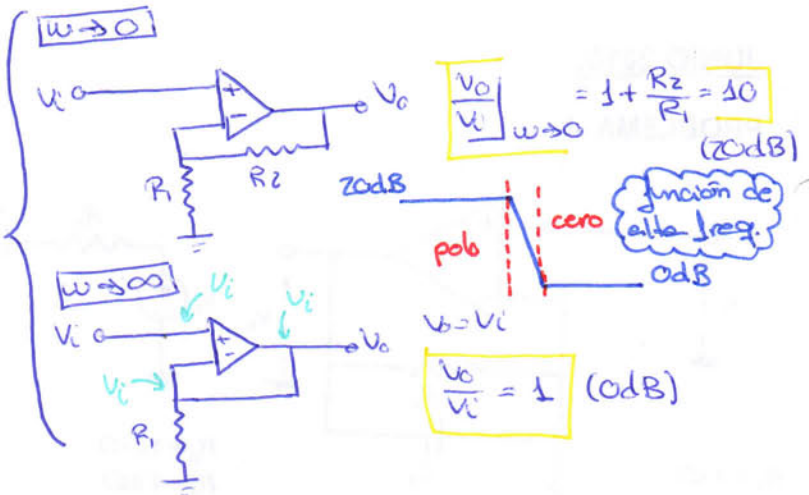
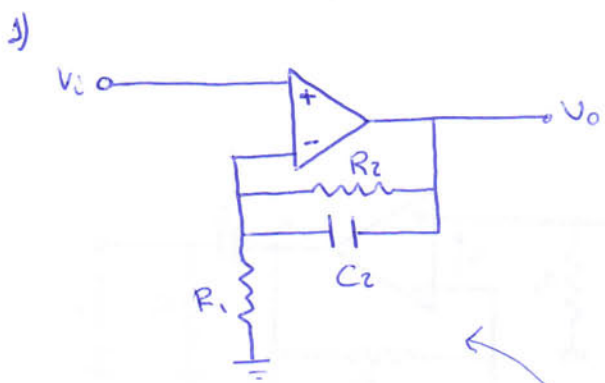


Figura 2

1. Obtenga los valores asintóticos de la función de transferencia v_o/v_i del circuito representado en la figura 1 para baja y alta frecuencia, suponiendo que el amplificador operacional es ideal.
2. Obtenga la expresión analítica de la función de transferencia del circuito v_o/v_i a partir de la igualdad de tensiones virtual. Indique las frecuencias en que se observa el efecto de los ceros y los polos.
3. Suponga ahora que el circuito del apartado 1 se conecta como muestra la figura 2. Estime la frecuencia de corte inferior de la función de transferencia v_s/v_e por el método de las constantes de tiempo, indicando qué método utiliza.
4. Para este apartado considere que los polos que aparecen debido a C_g y C_L son independientes entre sí. Suponga ahora además que el amplificador operacional tiene una función de transferencia v_o/v_d correspondiente a la figura 3. Escriba la expresión de la función de transferencia global v_s/v_e del circuito completo.



5. Dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) correspondiente a la función de transferencia global v_s/v_e del circuito completo.



primer apartado

$$Z_c = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

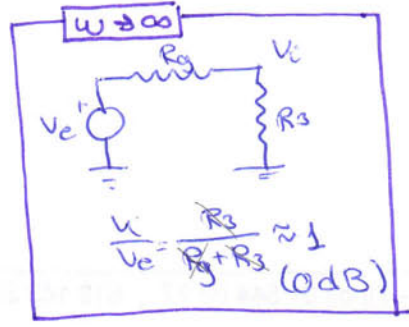
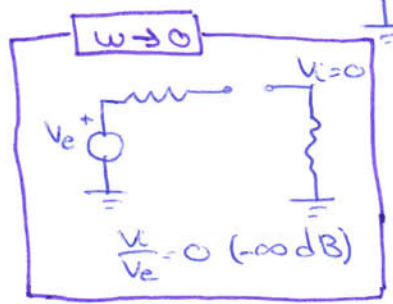
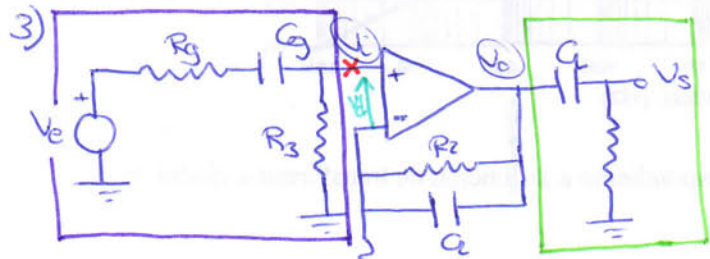
$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = 1 + \frac{Z_c}{R_1} = \frac{R_1 + Z_c}{R_1} = \frac{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{R_1} = \frac{R_2 + R_1(1 + j\omega C_2 R_2)}{1 + j\omega C_2 R_2} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2 + j\omega C_2 R_1 R_2}{R_1(1 + j\omega C_2 R_2)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1 + j\omega \frac{C_2 R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

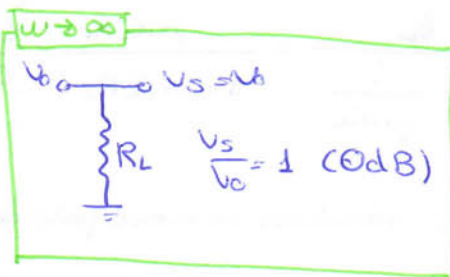
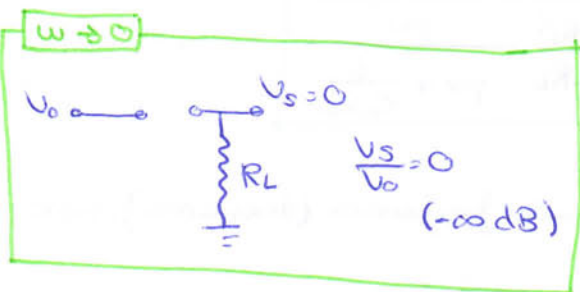
$$\left(\frac{V_o}{V_i}\right)_{md} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 10$$

$$f_z = \frac{R_1 + R_2}{2\pi C_2 R_1 R_2} = 1 \text{ MHz}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 100 \text{ kHz}$$



Condensador de bajas frecuencias.



Condensador de bajas frecuencias

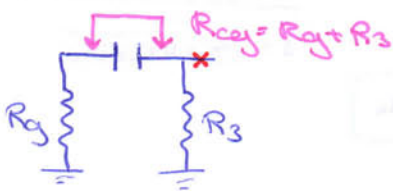
MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN CORTO CIRCUITO

$\omega_{ci} = \sum \frac{1}{\tau_i}$

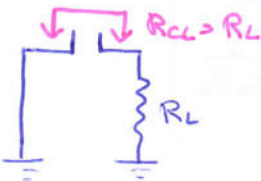
τ_{Cg}
 τ_{CL}

[En este apartado hacerlo todo pequeño y junto porque dan poco papel]

$\tau_{Cg} = C_g \cdot R_{Cg} = C_g (R_{g3} + R_3)$



$\tau_{CL} = C_L \cdot R_{CL} = C_L R_L$



$f_{ci} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C_g (R_{g3} + R_3)} + \frac{1}{C_L R_L} \right] = 110.1 \text{ Hz}$

$\approx 10 \text{ Hz}$ (mediendo $\frac{1}{2\pi}$)
 $\approx 100 \text{ Hz}$ (mediendo $\frac{1}{2\pi}$)

4) Datos del diagrama de Bode del A.O: $A_{ud} \text{ (dB)} = 120 \text{ dB}$ ($A_{ud} = 10^7$)

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

$f_{PAF} = 10 \text{ Hz}$
 $\approx 1 \text{ MHz}$ (lata $\frac{1}{2\pi}$)
 $\approx 100 \text{ kHz}$ (lata $\frac{1}{2\pi}$)

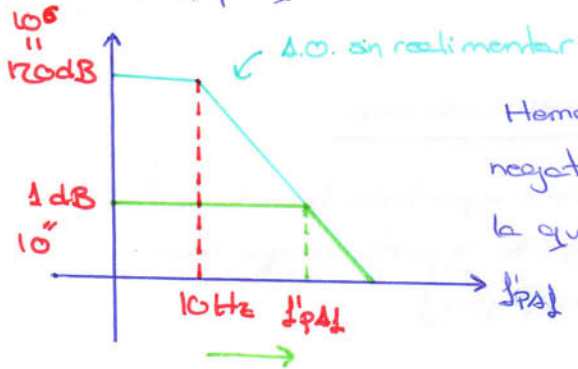
$\frac{V_L}{V_e} (j\omega) = \frac{R_g}{R_3 + R_g + \frac{1}{j\omega C_g}} = \frac{j\omega C_g R_3}{1 + j\omega C_g (R_3 + R_g)} = \frac{C_g R_3}{C_g (R_3 + R_g)} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C_g (R_3 + R_g)}}$

$\approx 10 \text{ Hz}$ (lata $\frac{1}{2\pi}$)

$$\frac{V_s}{V_o}(j\omega) = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_L}} = \frac{j\omega C_L R_L}{1 + j\omega C_L R_L} = \frac{C_L R_L}{C_L R_L} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C_L R_L}}$$

Además, el A.O. introduce un nuevo polo de alta frecuencia (diagrama), pero

no en 10 Hz porque está realimentado negativamente:



Hemos visto que con realimentación negativa, la ganancia de la etapa en la que está el A.O. es 10. Para hallar solo tenemos que usar $G \times BW$

- $G \times BW = 10^6 \cdot 10 = 10^7 \text{ Hz}$
- $G \times BW = 10 \cdot |fPA| = 10^7 \text{ Hz}$

$$|fPA| = \frac{10^7}{10} = 1 \text{ MHz}$$

$$\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz}}}$$

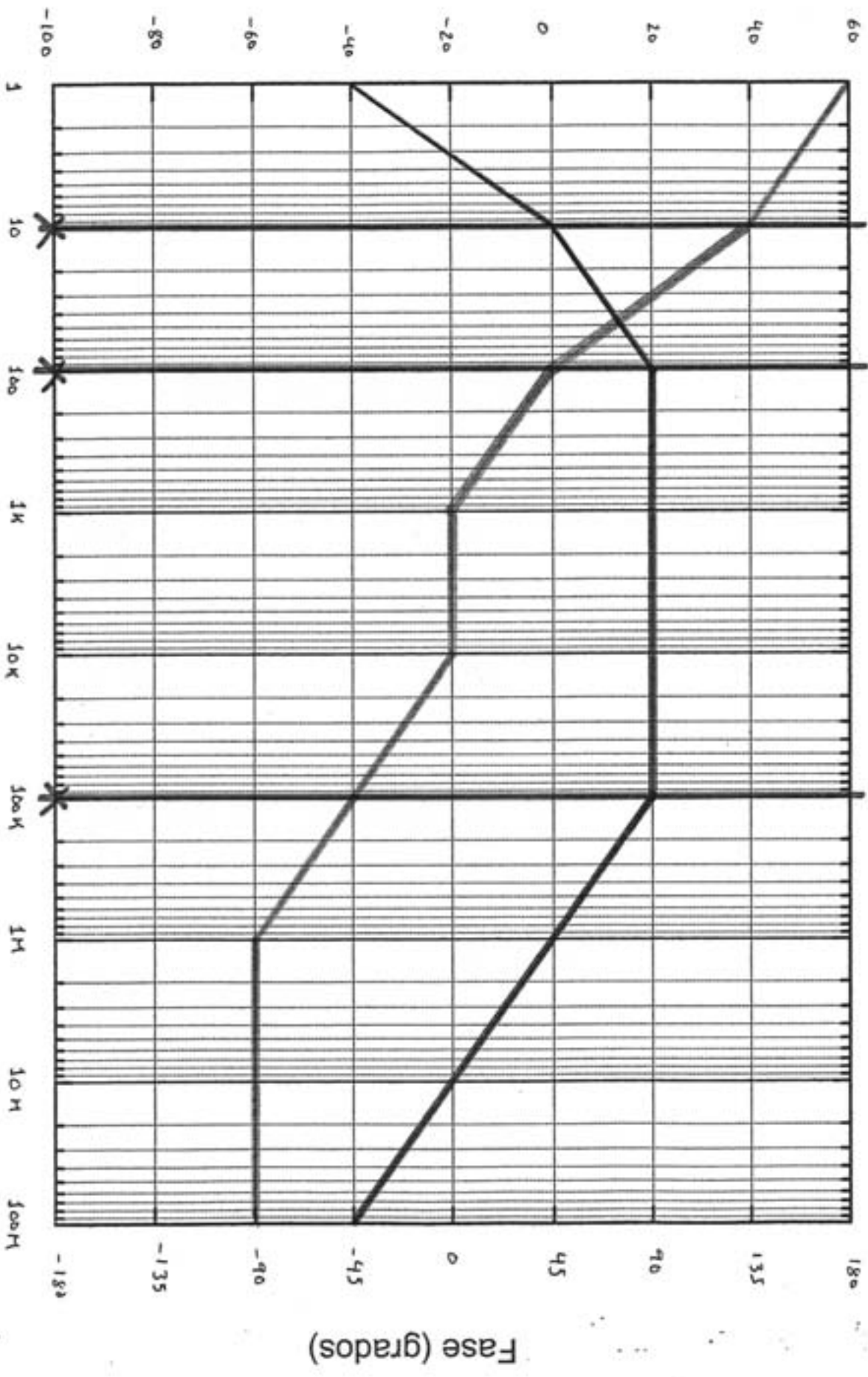
[Se supone que esto es del tema siguiente]

$$\frac{V_s}{V_e}(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{1/C_L R_2}} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C_1(R_3 + R_4)}} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C_L R_L}}$$

$|G'(j\omega)|$

$\phi(G'(j\omega))$

Módulo (dB)



Frecuencia (rad/s) (Hz)

PROBLEMA 1 (35 PUNTOS)

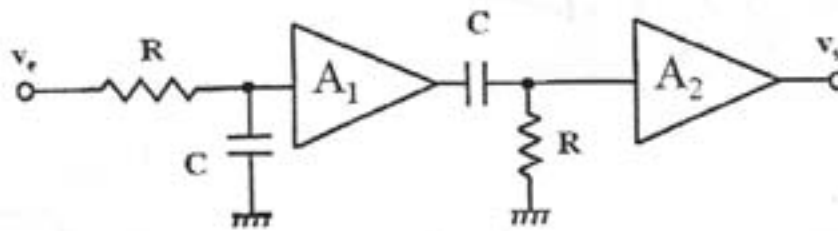


Figura 1

1. En el circuito de la Figura 1 determine la expresión de la ganancia $G_v = v_s/v_e$ considerando que los dos bloques amplificadores tienen características ideales salvo ganancias en tensión finitas A_1 y A_2 . (5 puntos)
2. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia G_v para el caso particular en que $A_1 = A_2 = 1$, $R = 10\text{K}\Omega$ y $C = 15,92\text{ nF}$ en la siguiente plantilla. (10 puntos)

Se realiza un oscilador basado en el circuito estudiado siguiendo el esquema eléctrico de la figura 2. Considere los amplificadores operacionales ideales. **Hasta el apartado 5** considere además que los diodos D_1 y D_2 no conducen nunca por estar trabajando con muy pequeñas señales.

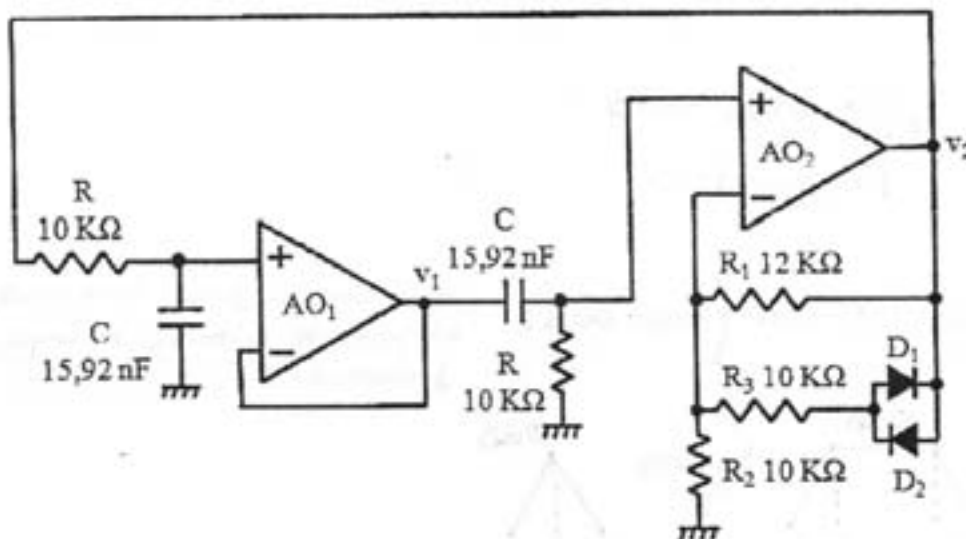
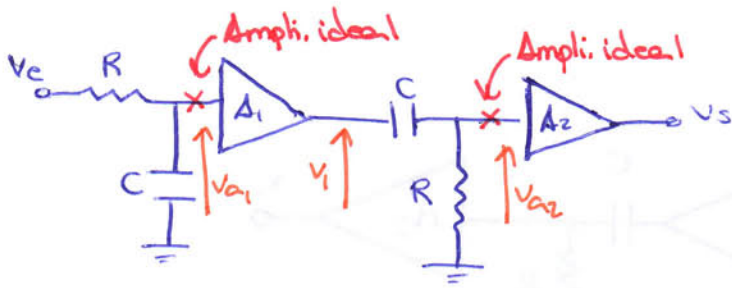


Figura 2

3. Abra convenientemente el lazo del oscilador y obtenga la expresión de la ganancia de dicho lazo reaprovechando al máximo el trabajo ya realizado en el apartado 1. Calcule a qué frecuencia podría oscilar este circuito. (7 puntos)
4. Demuestre que el oscilador es capaz de iniciar la oscilación. (5 puntos)
5. Suponiendo que los diodos D_1 y D_2 tienen una tensión directa $V_D = 0,6\text{ V}$ y que cuando funciona el oscilador conducen durante un tiempo despreciable frente al periodo de oscilación, estime la amplitud de la oscilación que finalmente se mantendrá en los puntos etiquetados como v_1 y v_2 en la Figura 2. (5 puntos)
6. Razone a qué se debe la aparente discrepancia entre el diagrama de Bode del apartado 2 y la condición de arranque del oscilador que ha obtenido en el apartado 4. (3 puntos)



[1] $\frac{V_{v1}}{V_e} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$

$\frac{V_i}{V_{v1}} = A_1$

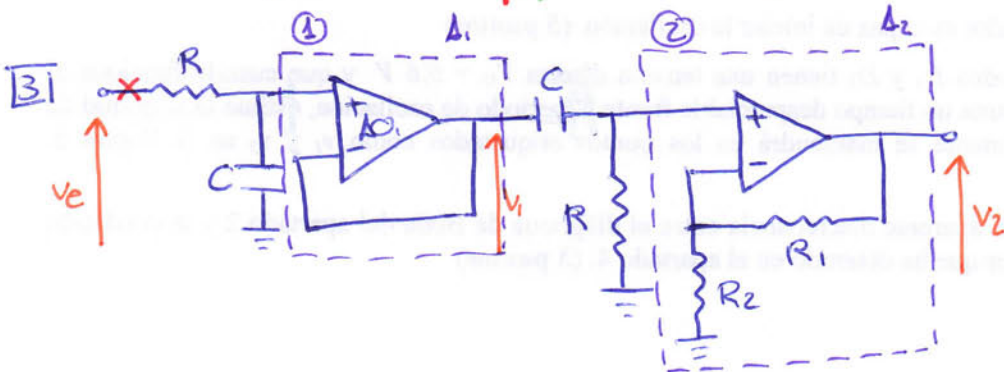
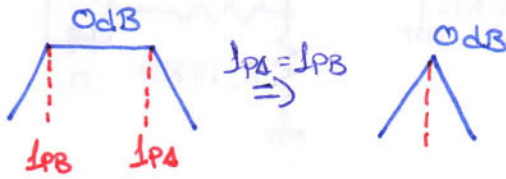
$\frac{V_{v2}}{V_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$

$\frac{V_s}{V_{v2}} = A_2$

$G_v = \frac{V_s}{V_e} = A_1 A_2 \frac{1}{1 + j\omega RC} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = A_1 A_2 \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{1/RC}} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}}$

[2] $G_{vMD} = A_1 A_2 = 1 \begin{cases} |G_{vMD}|_{dB} = 0 \text{ dB} \\ \phi(G_{vMD}) = 0^\circ \end{cases}$

$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = 1000 \text{ Hz}$ (POLO DOBLE: en la misma freq. tenemos el polo de alta y de baja frecuencia)



▪ $A_1 = 1$ (① es modo seguidor de tensión)

▪ $A_2 = 1 + \frac{R_1}{R_2}$ (② es una CAU) = $z_1 z_2$

$$T(j\omega) = A_1 A_2 \frac{1}{1 + j\omega CR} \cdot \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

$$T(j\omega) = \frac{j\omega CR A_1 A_2}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + j\omega CR} = \frac{-\omega CR A_1 A_2}{-2\omega CR + j(1 - \omega^2 C^2 R^2)}$$

Planteamos que $\text{Im}(T(j\omega)) = 0$

$$1 - \omega_0^2 C^2 R^2 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 1000 \text{ Hz}$$

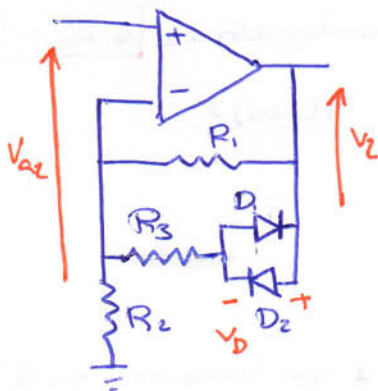
4 Comprobamos que $\text{Re}(T(j\omega_0)) > 1$

$$\text{Re}(T(j\omega_0)) = \frac{-\omega_0 CR A_1 A_2}{-2\omega_0 CR} = \frac{A_1 A_2}{2} = \frac{z_1 z_2}{2} = 1,1 > 1 \checkmark$$

precondición a oscilación

NOTA: La condición que debe cumplir la ganancia $A_1 A_2$ para que existan las oscilaciones es $\frac{A_1 A_2}{2} = 1 \Rightarrow A_1 A_2 = 2$

5

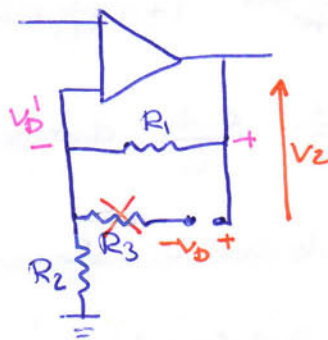


Nos centramos en D_2 .

El circuito mientras

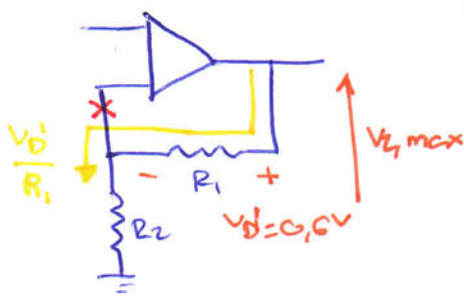
D_2 no está conduciendo

es:



La limitación en V_2 vendrá dada porque el diodo D_2 se ponga en OB, lo que ocurre cuando V_D alcanza 0,6V. Como justo antes de conducir, R_3 está en circuito abierto, en el instante de la limitación tendremos

mas $V_0' = 0,6V$.



$$V_{2,max} = \frac{V_0'}{R_1} \cdot R_2 + V_0' = 1,1V$$

Para calcular V_1 vamos a usar la función de transferencia $\frac{V_1}{V_2}$ del ap. 1, que en este apartado, con el lazo de oscilación cerrado, se puede nombrar como *ps: estar oscilando*

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{A_1}{1 + j\omega_0 CR}$$

solo oscila a freq. ω_0

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

$$\frac{V_{1,max}}{V_{2,max}} = \left| \frac{A_1}{1 + j} \right| = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_{1,max} = V_{2,max} \frac{A_1}{\sqrt{2}} = 0,78V$$

(En modulo porque estamos trabajando en amplitudes)

6

■ APARTADO 1: Con $A_1 A_2 = 1$ podía haber oscilaciones a la vista del diagrama, ya que tenemos que a $f = 1000 \text{ Hz}$: $|T(j\omega)| = 1$ (0dB) justo cuando $\angle(T(j\omega)) = 0^\circ$

■ APARTADO 2: Obtenemos que la condición de oscilación es $A_1 A_2 = 2$

En realidad, en la frecuencia $f_p = \frac{1}{2\pi CR}$ tenemos:

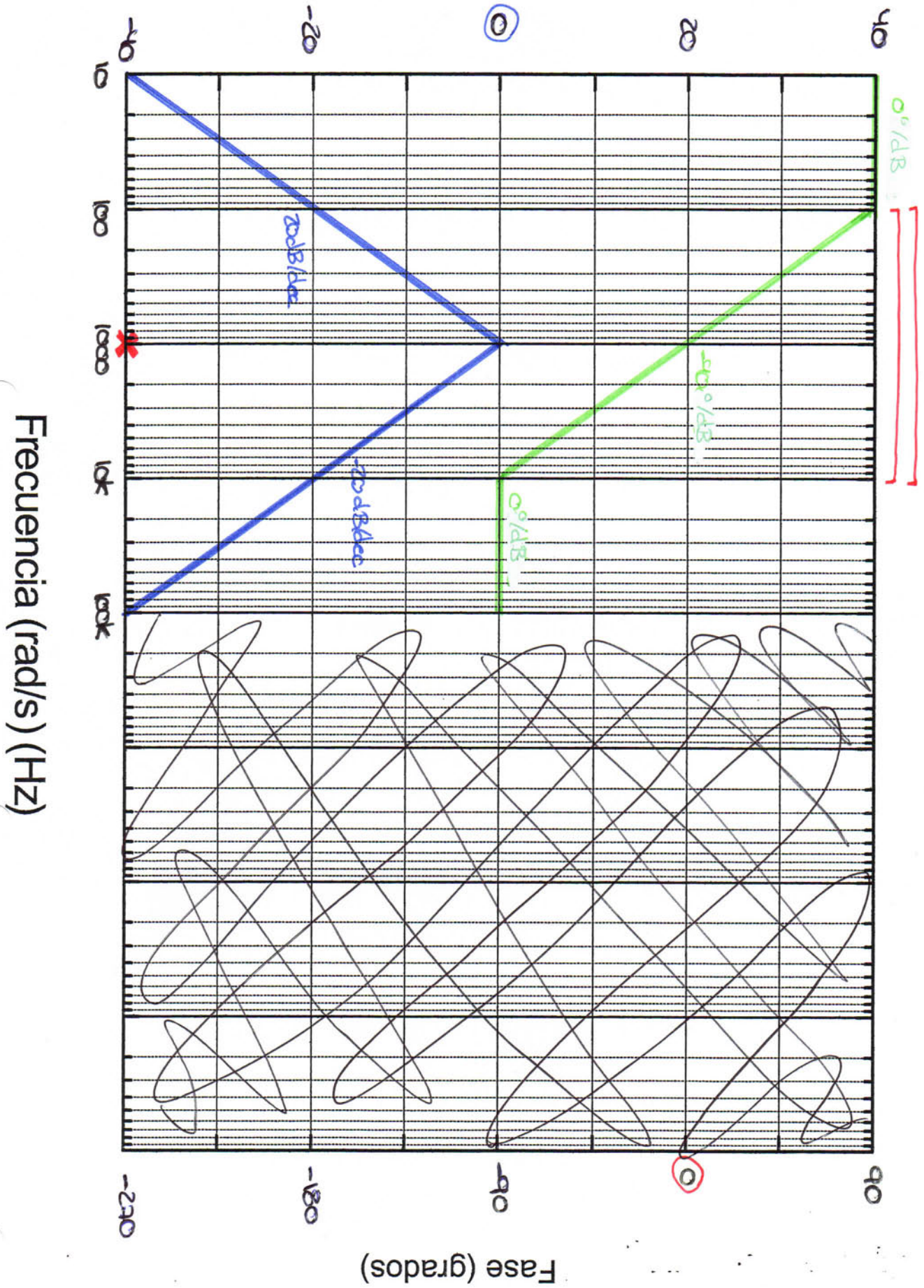
$$T(j\omega_0) = A_1 A_2 \frac{1}{1 + j \frac{1}{CR} CR} \cdot \frac{j \frac{1}{CR} CR}{1 + j \frac{1}{CR} CR}$$

$$|T(j\omega_0)| = \dots = \frac{A_1 A_2}{\sqrt{2}\sqrt{2}} = \frac{A_1 A_2}{2}, \text{ distinto del } A_1 A_2 = 1 \text{ que tenemos en el Bode}$$

Forzando la condición de modulo volvemos a obtener:

$$|T(j\omega_0)| = \frac{A_1 A_2}{2} = 1 \Rightarrow A_1 A_2 = 2$$

Módulo (dB)



Frecuencia (rad/s) (Hz)

P1	P2	P3	P4	T
35	30	20	15	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
 E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.
EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS
 13 de septiembre de 2010 16:00h Duración: 3 horas

Apellidos _____ DNI/PAS: _____
 Nombre _____

Fecha de publicación de calificaciones: 24 de Septiembre de 2010
 Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): 1 de Octubre de 2010
 Fecha de revisión (aula A-137): 5 de Octubre de 2010, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (35 PUNTOS)

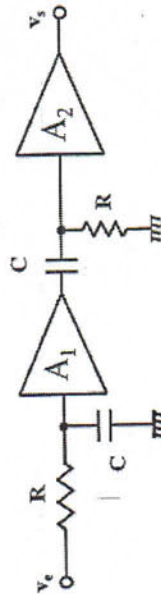


Figura 1

1. En el circuito de la figura 1 determine la expresión de la ganancia $G_v = v_s / v_e$, considerando que los dos bloques amplificadores tienen características ideales salvo ganancias en tensión finitas A_1 y A_2 . (5 puntos)

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1/wC}{R + \frac{1}{wC}} \cdot A_1 \cdot \frac{R}{R + \frac{1}{wC}} \cdot A_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{1/wRC}{(1 + jwRC)^2}$$

2. Dibuje el diagrama asimótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia G_v para el caso particular en que $A_1 = A_2 = 1$, $R = 10 \text{ K}\Omega$ y $C = 15,92 \text{ nF}$ en la siguiente plantilla. (10 puntos)

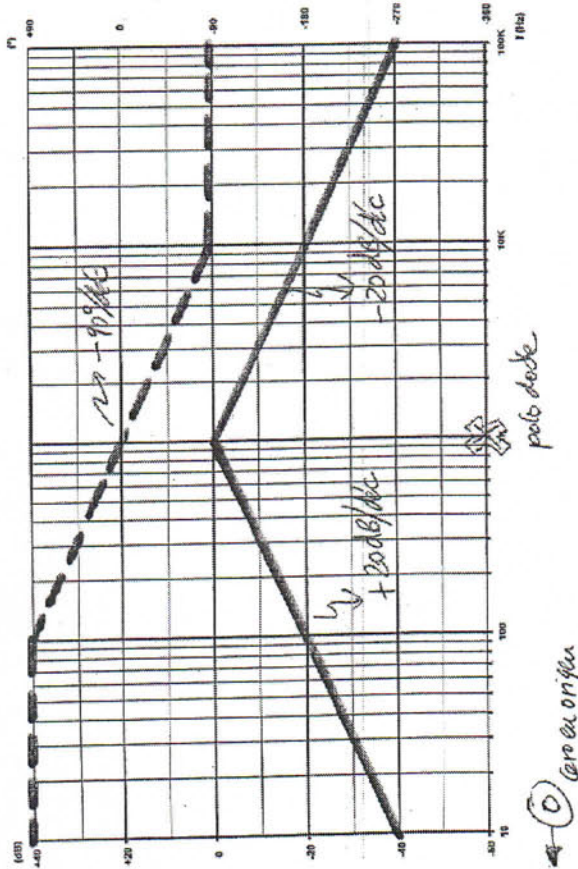
G_v presenta efectos de:

[cero en $w=0$]
 [polo (doble) en $w_p = \frac{1}{RC}$]

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ K}\Omega \cdot 15,92 \text{ nF}} \approx 1000 \text{ Hz}$$

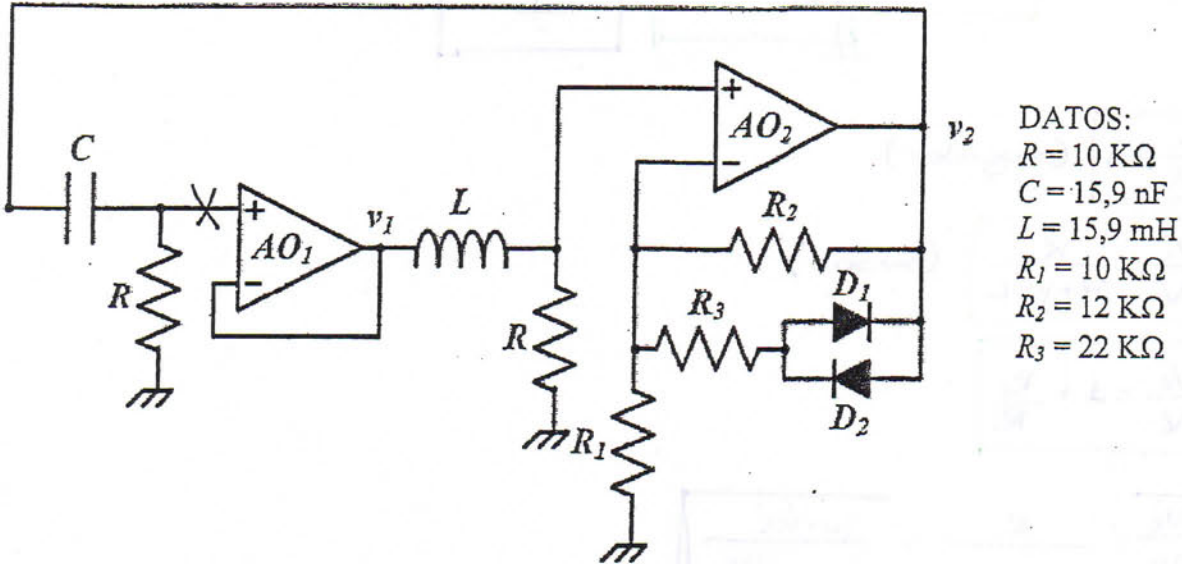
$G_{v \text{ max Bode}} = A_1 \cdot A_2 = 1 \text{ (0 dB)}$

--- MÓDULO
 --- FASE



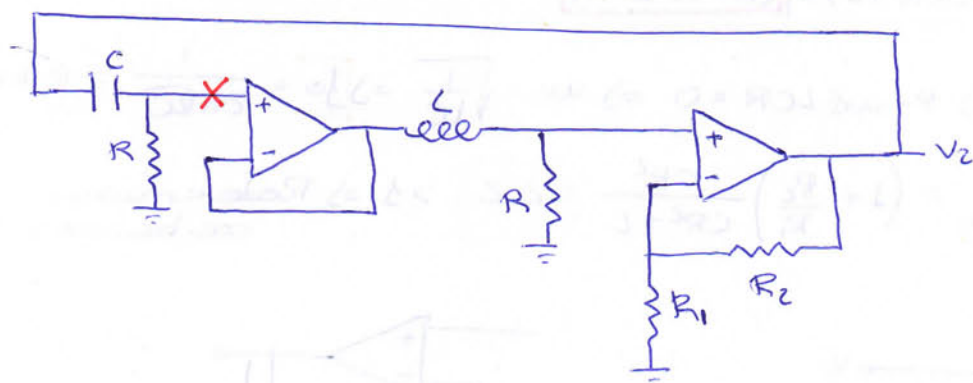
PROBLEMA 3 (20 PUNTOS)

El circuito de la Figura 3 es un oscilador formado por dos amplificadores de tensión realizados con AO's ideales, y dos etapas de desplazamiento de fase. Salvo en el apartado 4, considere además que los diodos D_1 y D_2 no conducen nunca por estar trabajando con muy pequeñas señales.

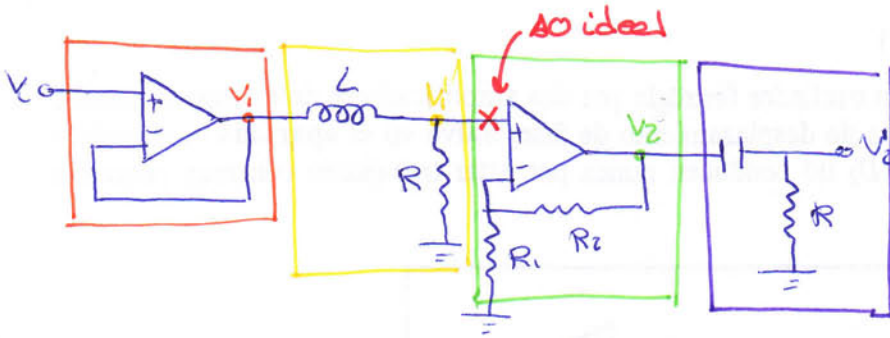


- DATOS:
 $R = 10 \text{ K}\Omega$
 $C = 15,9 \text{ nF}$
 $L = 15,9 \text{ mH}$
 $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 12 \text{ K}\Omega$
 $R_3 = 22 \text{ K}\Omega$

1. Abra convenientemente el lazo del oscilador y obtenga la expresión de la ganancia de dicho lazo. (7 puntos)
2. Calcule a qué frecuencia podría oscilar este circuito. (5 puntos)
3. Demuestre que el oscilador es capaz de iniciar la oscilación. (4 puntos)
4. Suponiendo que los diodos D_1 y D_2 tienen una tensión directa $V_D=0,6V$ y que cuando funciona el oscilador conducen durante un tiempo despreciable frente al periodo de oscilación, estime la amplitud de la oscilación que finalmente se mantendrá en los puntos etiquetados como v_1 y v_2 en la Figura 3. (4 puntos)



1) Cortamos por un sitio donde ya haya impedancia infinita



1) $\frac{V_1}{V_0} = 1$ (seguidor)

2) $\frac{V_1'}{V_1} = \frac{R}{R + j\omega L}$ (divisor)

3) $\frac{V_2'}{V_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

4) $\frac{V_2'}{V_2} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$

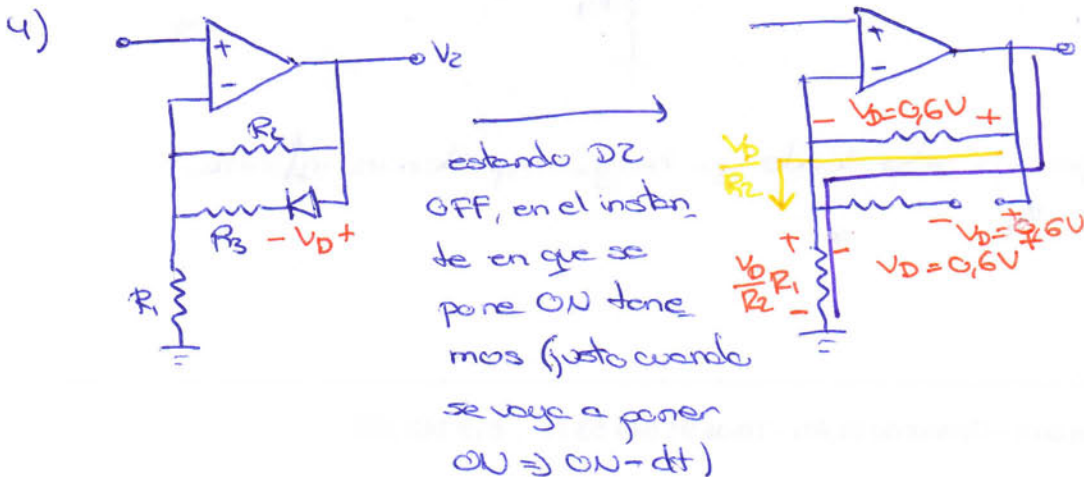
$T(j\omega) = A(j\omega) \cdot B(j\omega) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R}{R + j\omega L} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} =$ (Hasta aquí válida)

$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{j\omega CR^2}{R + j\omega CR^2 + j\omega L - \omega^2 LCR} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{j\omega CR^2}{R - \omega^2 LCR + j\omega(CR^2 + L)}$

$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{-\omega CR^2}{-\omega(CR^2 + L) + j(R - \omega^2 LCR)}$

2) $\text{Im}(A/B) = 0 \Leftrightarrow R - \omega^2 LCR = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \omega_0 = \frac{1}{2\pi LC} = 10 \text{ kHz}$

3) $\text{Re}(A/B) \Big|_{\omega=\omega_0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{CR^2}{CR^2 + L} = 2,2 > 1 \Rightarrow$ Rede amarrar oscilaciones



$$V_z = V_D + \frac{V_D R_1}{R_2} = 1,1V$$

$$V_i = V_z \cdot \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} \cdot 1$$

$$|V_i| = |V_z| \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} = \dots = 1,095V$$

P1	P2	P3	P4	T
25	25	20	20	100



Departamento de Ingeniería Electrónica
E.T.S.I. Telecomunicación. U.P.M.

EXAMEN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

12 de septiembre de 2011 12:00h Duración: 3 horas

Solución

Apellidos _____
Nombre _____
DNI/PAS: _____

Fecha de publicación de calificaciones: 20 de Septiembre de 2011
Fecha límite de solicitud de revisión (en el B-042): 23 de Septiembre de 2011
Fecha de revisión (aula A-141): 28 de Septiembre de 2011, a las 12:00h

NO SE PERMITE EL USO DE LIBROS NI APUNTES

NOTA IMPORTANTE: En todos los problemas del examen, NO sustituya los valores numéricos hasta que haya obtenido las expresiones analíticas finales correspondientes. Realice todas aquellas aproximaciones que sean razonables.

PROBLEMA 1 (25 PUNTOS)

En la Figura 1 se representa un circuito que emplea el amplificador no inversor A cuyo fabricante indica que amplifica la tensión 200 veces desde 0 Hz a 2 MHz. Sus impedancias de entrada y salida R_i y R_o , respectivamente, están indicadas en la figura. La red formada por R_1 , R_2 y C_1 se ha diseñado para adaptar el ancho de banda y la ganancia del sistema a la aplicación concreta del circuito. El condensador C_2 ha sido necesario para desacoplar diferentes niveles de continua entre la etapa anterior y este sistema.

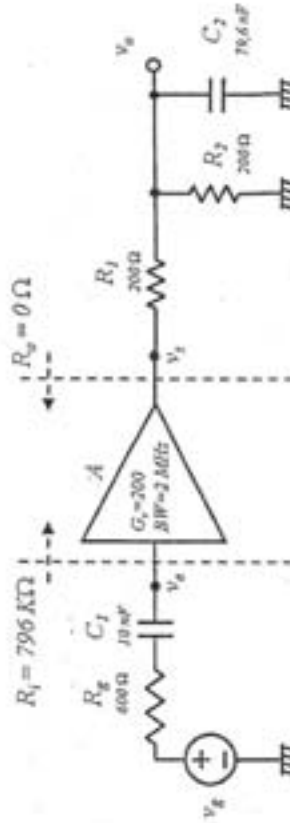


Figura 1

1. Escriba la expresión de la ganancia global $G = v_o/v_g$. No olvide considerar también el ancho de banda del amplificador A. (8 puntos)

$$G = \frac{v_o}{v_g} = \frac{200 \cdot \frac{v_i}{100}}{v_g} = \frac{200}{v_g} \cdot \frac{v_i}{100} = \frac{200}{v_g} \cdot \frac{v_o}{100} = \frac{200}{100} \cdot \frac{v_o}{v_g} = \frac{200}{100} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{200}{100} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{200}{100} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 2$$

lógico ya que $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \frac{v_o}{v_g} = 0$ (C2 corto)

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{200}{1 + j\omega R_i C_1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{200 R_2}{(R_1 + R_2)(1 + j\omega R_i C_1)}$$

$$= \frac{200 R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_i C_1}$$

lógico ya que $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \frac{v_o}{v_g} = \frac{200 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{200}{100} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{200}{100} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

$$G = \frac{v_o}{v_g} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{200}{1 + j\omega R_i C_1} = \frac{200 R_2}{(R_1 + R_2)(1 + j\omega R_i C_1)}$$

2. Calcule los valores de las frecuencias significativas relacionadas con todos los polos y polos del sistema, identificando cada uno como relacionado con polo o con cero. No olvide considerar también el ancho de banda del amplificador A. (4 puntos)

Cero (ordenado T3): $f_0 = 0 \text{ Hz}$

Polos: (de T1) $f_1 = \frac{1}{2\pi R_i C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^{-9}} \approx 800 \text{ kHz}$

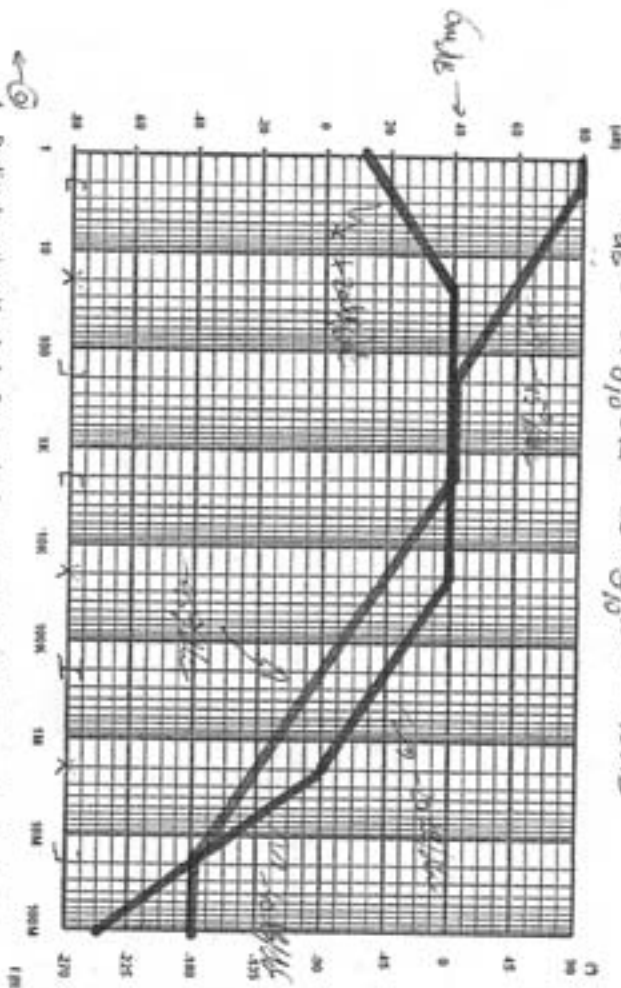
(de T2) $f_2 = \text{BW} = 2 \text{ MHz}$

(de T3) $f_3 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot (790 \text{ k}\Omega + 200 \Omega) \cdot 10^{-9}} \approx 20 \text{ kHz}$

3. Dibuje el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función G sobre la figura. No olvide considerar también el ancho de banda del amplificador A . (8 puntos)

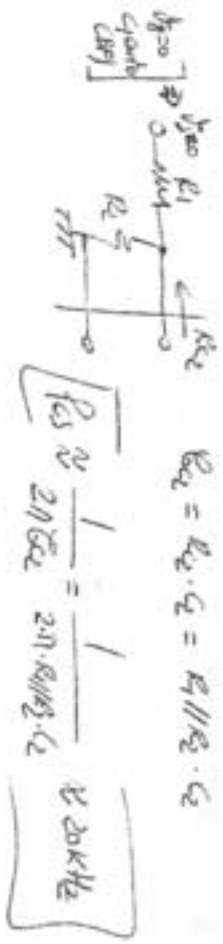
$$G_M = \frac{R_{i2}}{R_{i1}} \cdot 6V \cdot \frac{R_{i1}}{2k\Omega} = \frac{200\Omega}{20k\Omega} \cdot 20 \cdot \frac{20k\Omega}{20k\Omega} \cdot 6V = 120$$

$$G_{MdB} = 20 \log_{10} 6V = 20 \log_{10} 100 = 40dB$$



4. Realice la estimación de la frecuencia de corte superior del sistema según el método de constantes de tiempo que sea aplicable (indique cuál utiliza). NO CONSIDERE ESTA VEZ la limitación por ancho de banda del amplificador A . (5 puntos)

La Rcs depende solo de la red E_1, C_1, C_2
Método de constantes de tiempo de circuitos adyacentes



$$R_{eq} = R_2 \cdot C_2 = R_1 // R_2 \cdot C_2$$

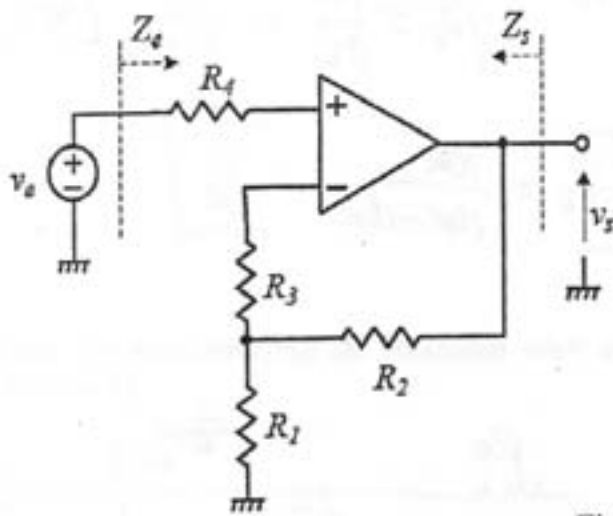
$$\tau = R_{eq} \cdot C_2 = \frac{1}{20k\Omega} = 50ns$$

20kHz

SERIE - PARALELO

PROBLEMA 2 (30 PUNTOS)

El siguiente circuito es un amplificador de tensión de ganancia $G_v = v_s/v_e = 2$ que minimiza el efecto de las corrientes de polarización del A.O., consiguiendo acople de señal en continua.



DATOS:

$R_1 = R_2 = 10 \text{ K}\Omega$

$R_3 = R_4 = 1 \text{ M}\Omega$

PARÁMETROS A.O.:

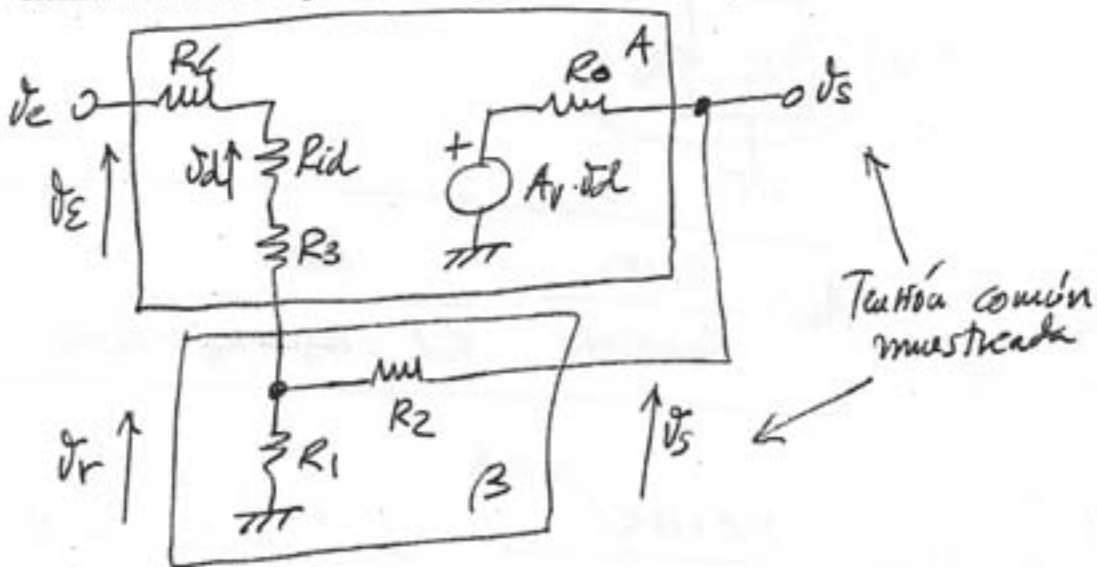
$R_{id} = 1 \text{ G}\Omega$

$R_o = 10 \Omega$

$A_{vd}(\text{dB}) = 100 \text{ dB}$

Figura 2

- Substituyendo el A.O. por su modelo equivalente, dibuje el circuito de pequeña señal para estudiar la ganancia $G_v = v_s/v_e$. Indique claramente la topología de realimentación elegida y cómo se produce el muestreo de señal de salida y la comparación de señales en la entrada, delimitando además la parte del circuito utilizada como A y la utilizada como β . (6 puntos)



$v_e = v_s - v_r$

TOPOLOGÍA
LO COMÚN

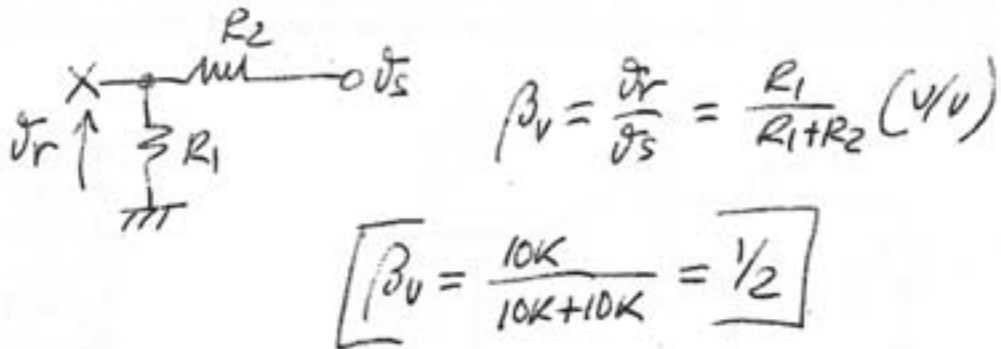
ENT
SERIE
Ⓒ

SAL
PARALELO
Ⓓ

Realimentación de Ⓓ proporcional a Ⓒ de salida

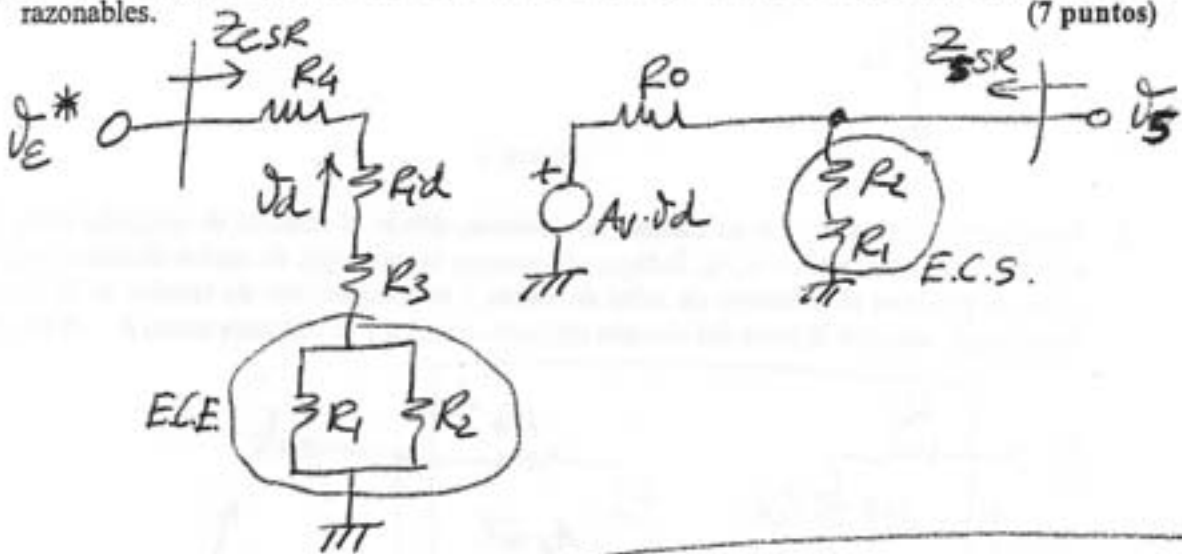
2. Exprese el factor de realimentación β y calcule su valor.

(4 puntos)



3. Dibuje y exprese el factor A' . Calcule su valor realizando las aproximaciones que sean razonables.

(7 puntos)



$$\boxed{A'_v = \frac{v_s}{v_e^*} = A_v \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_o + R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{od}}{R_{id} + R_4 + R_3 + R_1 // R_2}} \quad (4/4)$$

$$\boxed{A'_v = 100.000 \cdot \frac{10K + 10K}{10\Omega + 10K + 10K} \cdot \frac{16\Omega}{16\Omega + 10\Omega + 10\Omega + 5K} \approx 100.000}$$

4. Calcule las impedancias de entrada Z_e y de salida Z_s indicadas en la figura 2 y comente su adecuación para amplificar tensión. (8 puntos)

$$\begin{aligned} Z_e = Z_{eCR} &= Z_{eSR} (1 + A'_{V\beta V}) = (R_4 + R_{id} + R_3 + R_1 // R_2) \cdot (1 + A'_{V\beta V}) = \\ &= (1M\Omega + 16\Omega + 1M\Omega + 5k) \cdot 50.000 = \\ &\quad \left(1 + A'_{V\beta V} = 1 + 100.000 \cdot \frac{1}{2} \approx 50.000 \right) \\ &\approx 10^9 \cdot 5 \cdot 10^4 = \boxed{5 \cdot 10^{13} \Omega} \text{ altísima} \Rightarrow \text{BUENÍSIMA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_s = Z_{sCR} &= \frac{Z_{sSR}}{1 + A'_{V\beta V}} = \frac{R_0 // (R_1 + R_2)}{1 + A'_{V\beta V}} = \\ &= \frac{10\Omega // (10k + 10k)}{50.000} \approx \frac{10\Omega}{5 \cdot 10^4} = \boxed{200 \mu\Omega} \\ &\text{bajísima} \Rightarrow \text{BUENÍSIMA} \end{aligned}$$

5. Determine el valor máximo de la ganancia $G_v = v_o/v_e$ (que conseguiríamos cambiando el valor de R_2) que permite mantener una buena realimentación negativa. (5 puntos)

$$\begin{aligned} A'_{V\beta V} &= A_V \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_0 + R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R_4 + R_3 + R_1 // R_2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \\ &= \frac{A_V \cdot R_{id} \cdot R_1}{(R_0 + R_1 + R_2)(R_{id} + R_4 + R_3 + R_1 // R_2)} \rightarrow \frac{A_V \cdot R_1}{R_1 + R_2} \\ &\quad R_{id} \Rightarrow \text{todas las etapas } R_S \\ &\quad R_0 \ll R_1 \end{aligned}$$

$$A'_{V\beta V} \gg 1 \Rightarrow A'_{V\beta V} > 10$$

$$\frac{A_V R_1}{R_1 + R_2} > 10 \rightarrow A_V R_1 > 10 R_1 + 10 R_2$$

$$\boxed{R_2 \leq \frac{A_V R_1 - 10 R_1}{10} = \frac{100.000 \cdot 10k - 100k}{10} \approx 10^8 \Omega}$$

$$\boxed{G_{v, \text{MAX}} \rightarrow \left(\frac{v_o}{v_e} \right)_{\text{MAX}} = 1 + \frac{R_{2, \text{MAX}}}{R_1} = 1 + \frac{10^8 \Omega}{10^4 \Omega} \approx 10^4}$$

PROBLEMA 2 (35 PUNTOS)

realimentación
paralelo - paralelo

DATOS

A.O.

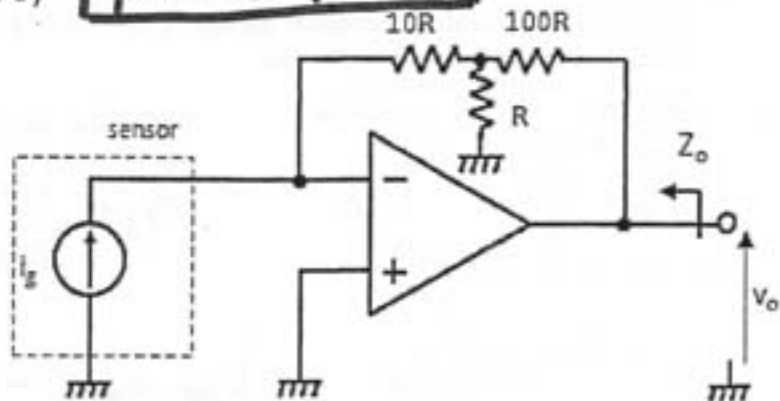
$A_v = 100 \text{ dB}$

$R_i = 100 \text{ M}\Omega$

$R_o = 10 \Omega$

$i_g = 10 \mu\text{A}$

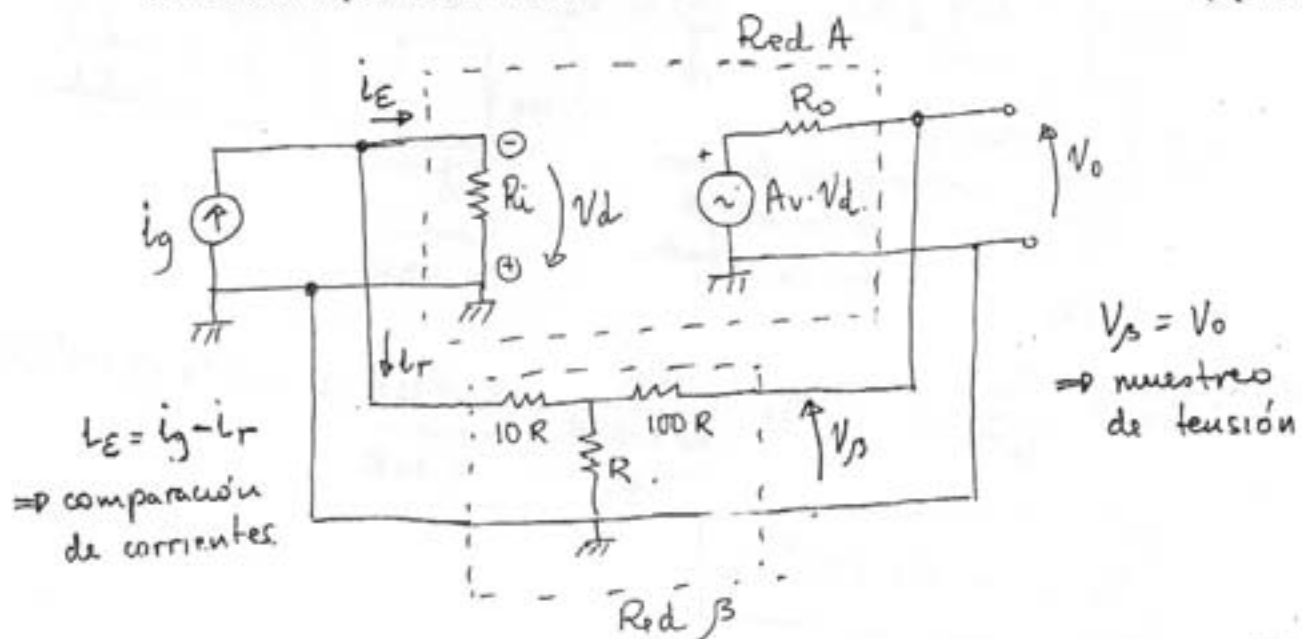
$R = 100 \Omega$



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_o apreciable a su salida.

Para el amplificador operacional utilice un modelo de pequeña señal con los datos proporcionados (A_v , R_i y R_o). 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 , $10 \cdot R$ y $100 \cdot R$.

1. 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. (6 puntos)

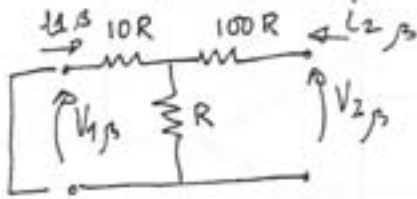


Topología :

- paralelo en la entrada, paralelo en la salida
- Realimentación de corriente (i_r) proporcional a la tensión de salida muestreada (V_o)

\Rightarrow amplificador realimentado de transimpedancia

2. Calcule el factor de realimentación β correspondiente. Ponga el subíndice adecuado a esta ganancia que permita reconocer su tipo y no olvide expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. (8 puntos)



Común en la entrada = tensión ($V_{1\beta}$)

$$\beta_{\gamma} = \frac{i_{1\beta}}{V_{2\beta}} \Big|_{V_{1\beta} = 0}$$

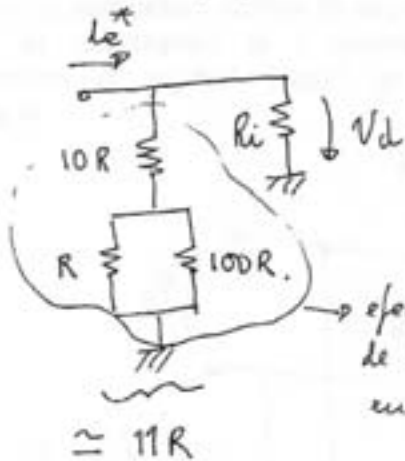
$$i_{1\beta} = -i_{2\beta} \frac{R}{R+10R}$$

$$V_{2\beta} = i_{2\beta} (100R + R // 10R)$$

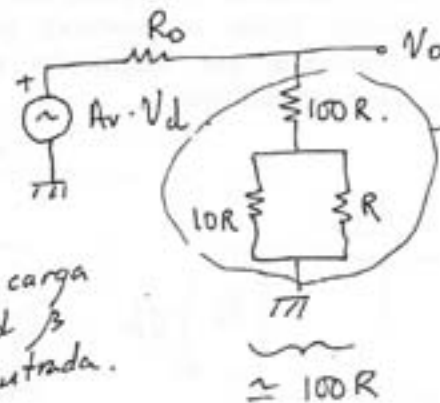
$$\beta_{\gamma} = - \frac{R}{(100R + R // 10R)(R+10R)} \approx - \frac{1}{1100R}$$

$$\beta_{\gamma} \approx -10^{-5} \text{ V}$$

3. 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 expresar correctamente las unidades de los cálculos y resultados que presente. (10 puntos)



efecto de carga de la red β en la entrada.



efecto de carga de la red β en la salida.

$$A'_{z} = \frac{V_o}{i_e^*} \approx -A_v \frac{100R}{R_o + 100R} \times \frac{R_i // 11R}{\approx 11R} \approx -10^5 \times 1.1 \times 10^3 \text{ } \Omega$$

$$A'_{z} \approx -1.1 \times 10^8 \text{ } \Omega$$

4. Verifique si el producto $A'\beta$ es satisfactorio para tener una buena realimentación negativa.

$$A'_{z} \beta_{\gamma} \approx 1.1 \times 10^3$$

(3 puntos)

Satisfactorio porque:

- es positivo
- es mucho mayor que 1
- es adimensional

5. Utilizando las aproximaciones que sean oportunas, calcule cuanta tensión v_o se entrega a la salida para el sensor especificado. (3 puntos)

Amplificador realimentado de transimpedancia:

$$G_z = v_o / i_g = \frac{A'_z}{1 + A'_z \cdot \beta_T} \Big|_{A'_z \beta_T \gg 1} \approx \frac{1}{\beta_T} = -10^5 \Omega$$

$$\text{Con } i_g = 10 \mu\text{A} \Rightarrow [v_o = G_z \cdot i_g = -10^5 \Omega \times 10^{-5} \text{A} = -1 \text{V}]$$

6. Calcule la impedancia vista por el generador de corriente del sensor, así como la impedancia de salida Z_o y comente si le parecen adecuadas a la aplicación pretendida. Indique además el valor mínimo que debe tener la impedancia asociada al sensor para no disminuir apreciablemente la ganancia global del circuito. (5 puntos)

- El generador de corriente del sensor ve la impedancia de entrada del amplificador realimentado, que para esta topología (conexión paralelo en la entrada) es:

$$\left[Z_{icR} = \frac{Z_{isR}}{1 + A'_z \cdot \beta_T} \approx \frac{R_i // (10R + R // 100R)}{1.1 \times 10^3} \approx 1 \Omega \right]$$

Este valor es adecuado, ya que la excitación en corriente necesita impedancias de entrada mucho menores que la impedancia asociada en paralelo (eq. Norton) al generador de corriente de entrada.

\Rightarrow En este circuito, la impedancia del sensor deberá ser mucho mayor que 1Ω (al menos 10 veces mayor). \Rightarrow $R_{gmin} = 10 \Omega$

- $Z_o = Z_{ocR} = \frac{Z_{osR}}{1 + A'_z \beta_T} \approx \frac{R_o // 100R}{1.1 \times 10^3} \approx \frac{10 \Omega}{1.1 \times 10^3} \approx 10^{-2} \Omega$

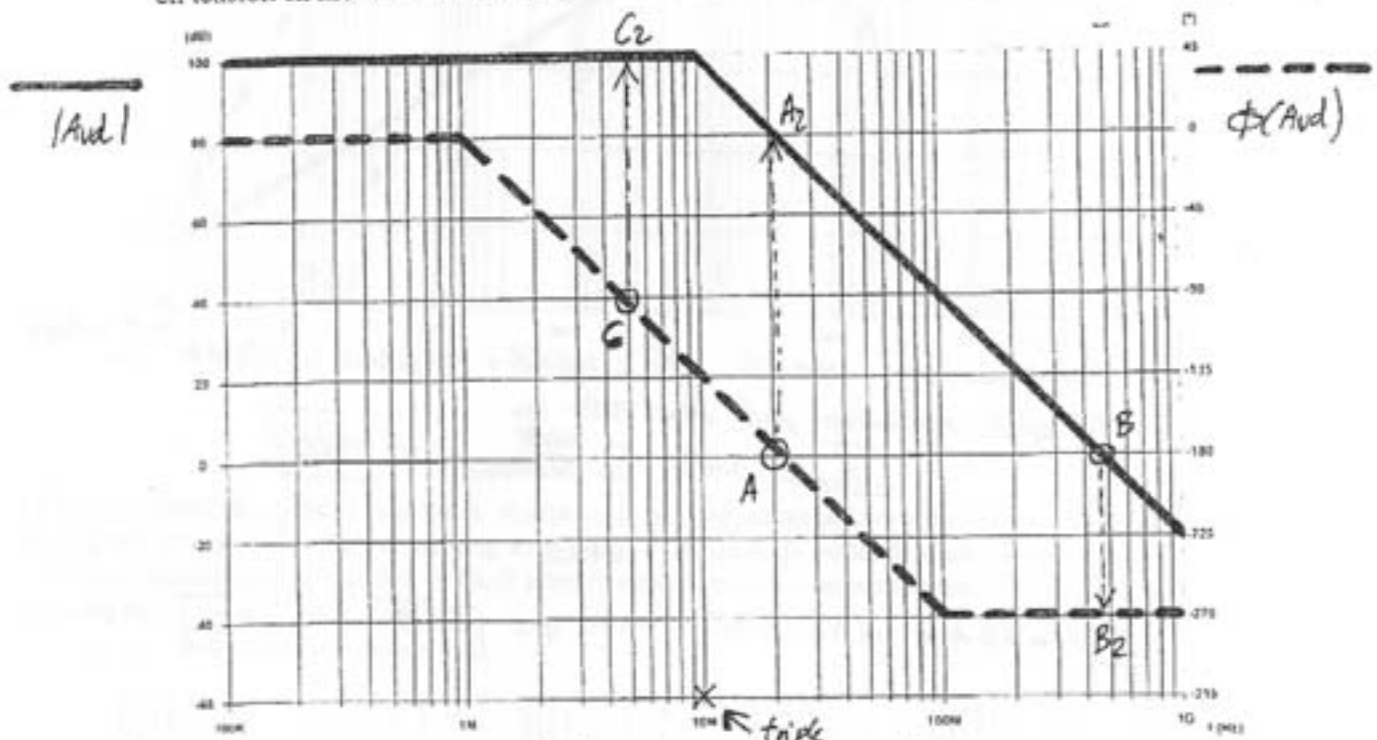
\Rightarrow la realimentación produce una Z_o muy pequeña, reduciendo a la salida un porcentaje del amplificador pues minimiza el efecto de carga de las etapas posteriores.

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

Se fabrica un amplificador operacional cuya expresión de la ganancia en tensión para el modo diferencial se presenta en la siguiente fórmula:

$$A_{ud}(jf) = \frac{v_o}{(v_+ - v_-)} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10\text{MHz}}\right)^3}$$

1. **Dibuje** en la siguiente plantilla el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia en tensión en modo diferencial A_{ud} (6 puntos)



- 3 polos cuyo efecto aparece en 10 MHz.
- $A_{vm} \text{ lineal} = 10^5$; $A_{vm} \text{ dB} = 20 \log_{10} 10^5 = 100 \text{ dB}$
- Amplificador no inversor.

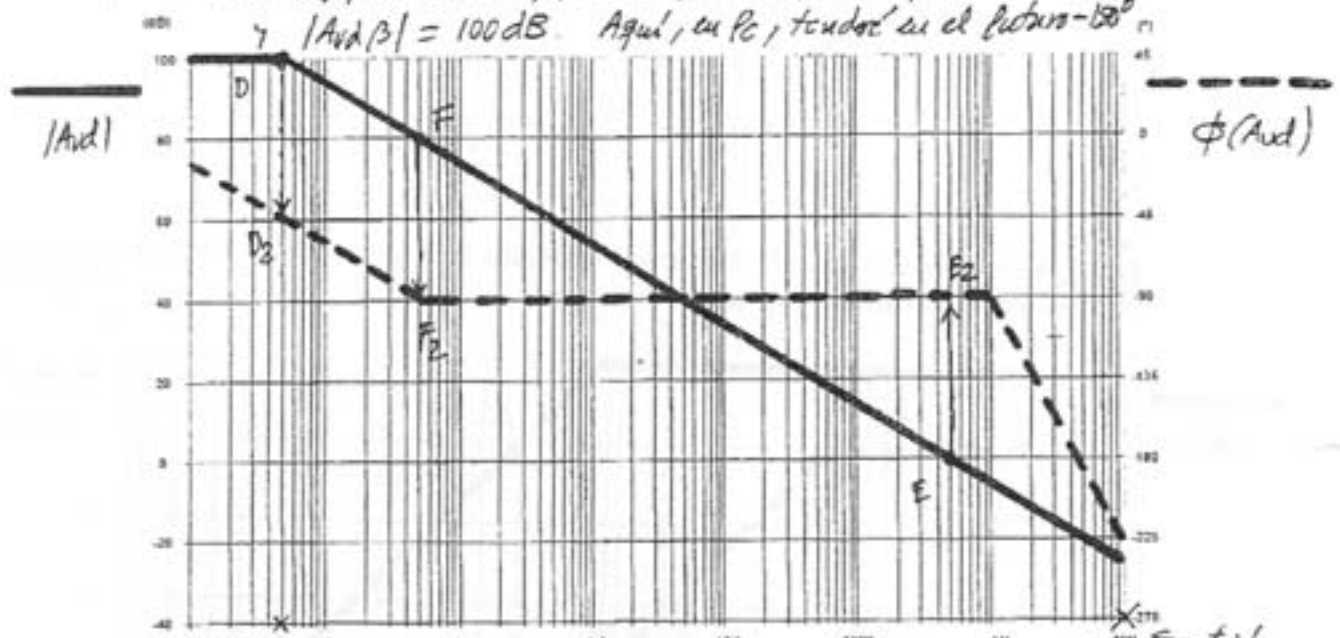
2. A la vista de este diagrama, **determine** el margen de ganancia y de fase de un amplificador realizado con este operacional realimentado negativamente por un circuito resistivo cuyo correspondiente factor $\beta=1$. **Indique gráficamente** en qué puntos se apoya su razonamiento. NOTAS: Ya que este amplificador es inestable, indique los márgenes con números negativos. Redondee sus medidas al valor más cercano que sea apreciable con las marcas existentes en la gráfica sin decimales. (5 puntos)

Margen de ganancia: en el punto A, $\phi(A_{ud}\beta) = 180^\circ$ y $|A_{ud}\beta| = 80 \text{ dB}$ (p. A2)
 \Rightarrow M.G. = -80 dB

Margen de fase: en el punto B, $|A_{ud}\beta| = 0 \text{ dB}$ y $\phi(A_{ud}\beta) = -270^\circ$ (p. B2)
 \Rightarrow M.F. = -90^\circ

El Amplificador ES INESTABLE

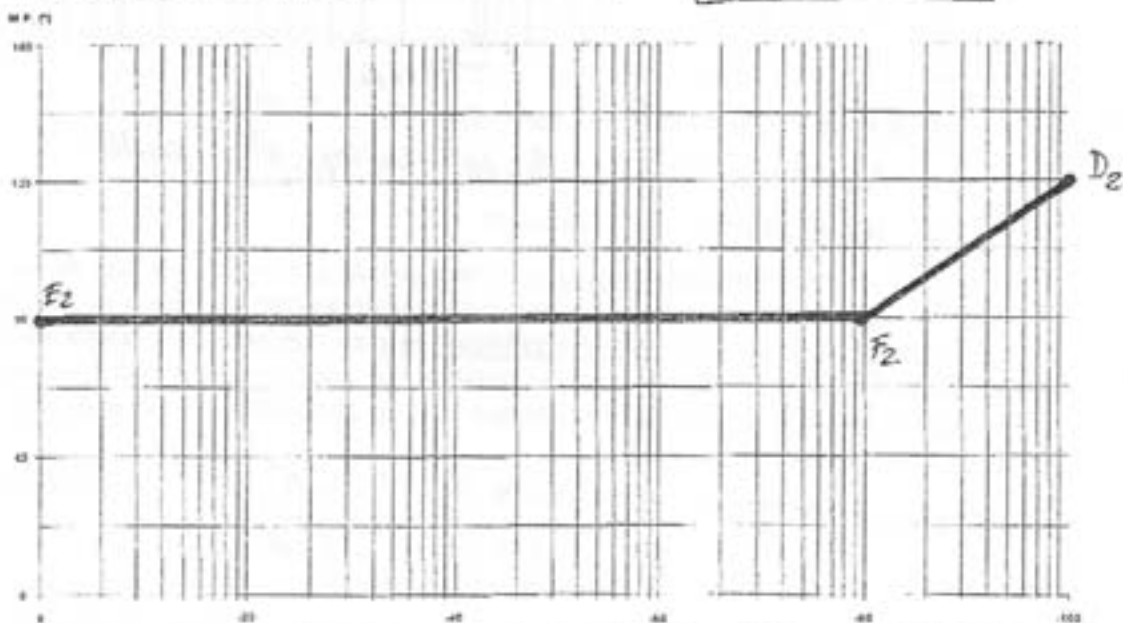
3. Utilizando la técnica de adición de polo dominante, compense el amplificador mencionado en el apartado anterior hasta conseguir un margen de ganancia de 20 dB. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) del amplificador operacional compensado en la siguiente plantilla. En la figura anterior, punto C, $\phi(Avd\beta) = -90^\circ$, $f_c = 5\text{MHz}$ (8 puntos)



Atenuación que necesito $Até = 100\text{dB} + \text{MG futuro} = 120\text{dB}$
 El efecto del nuevo polo del 40dB es:
 $f_{np} = 5\text{MHz} / 10^{\frac{120\text{dB}}{20\text{dB/dec}}} = 5\text{Hz}$

4. A la vista de este último diagrama, estime el producto ganancia x ancho de banda ($G \times BW$) obtenido para el amplificador operacional y dibuje la gráfica de la evolución del margen de fase para amplificadores construidos con factor β entre 0 dB y -100 dB en la siguiente plantilla.

En el punto D de la gráfica anterior vemos que $G \times BW = 500\text{kHz}$ (6 puntos)



Utilizo los puntos de anclaje E_2, F_2 y el mínimo D que X corresponden con los puntos E_2, F_2 y D_2 .

PROBLEMA 3 (25 PUNTOS)

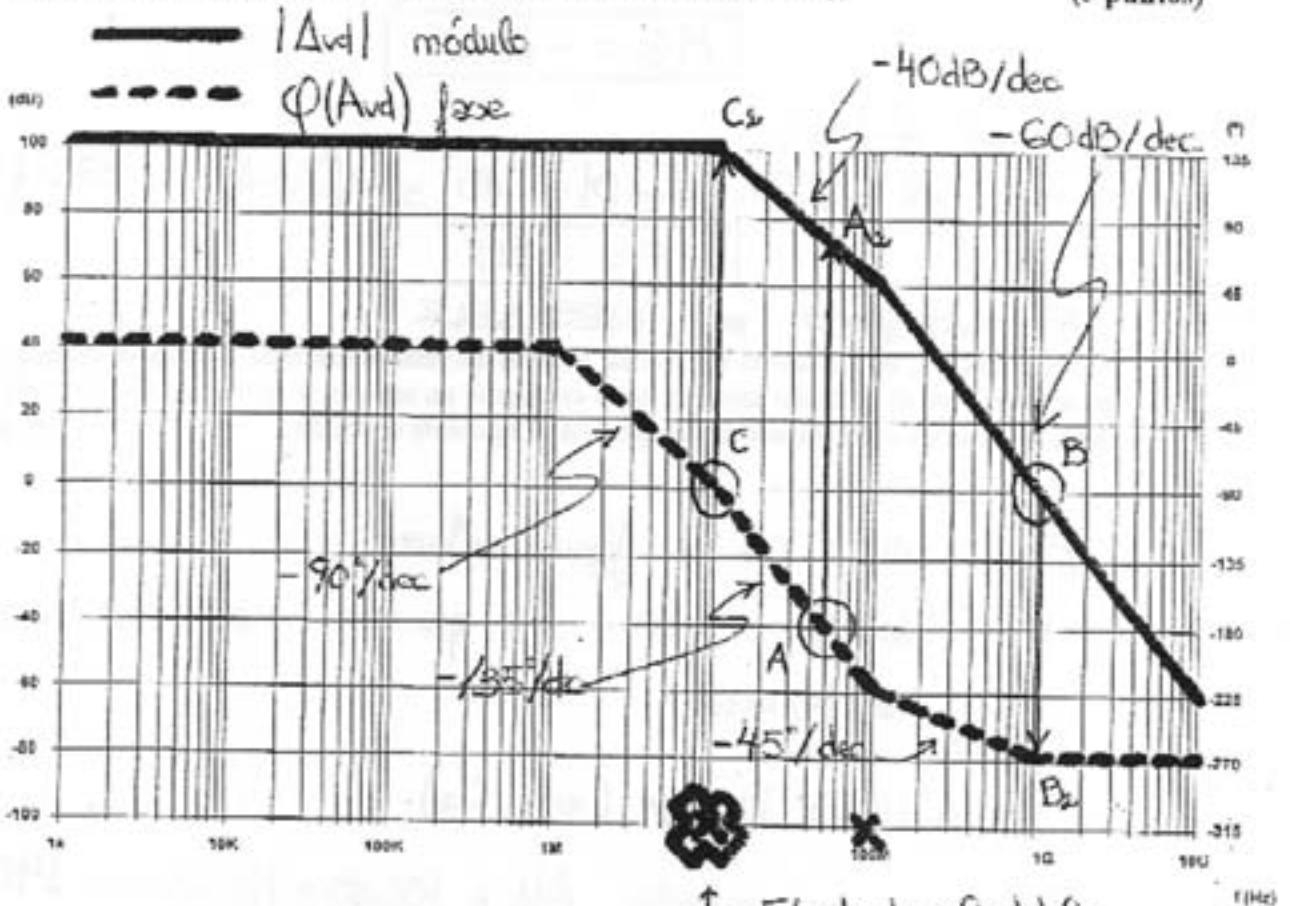
Una vez diseñado un amplificador operacional, la expresión de la ganancia en tensión en modo diferencial presenta el siguiente aspecto:

$$A_{vd}(jf) = \frac{v_o}{(v_+ - v_-)} = \frac{10^5}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{10 \text{ MHz}}\right)^2 \left(1 + j \cdot \frac{f}{100 \text{ MHz}}\right)}$$

1. Dibuje el diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de $A_{vd}(jf)$ sobre la plantilla que aparece a continuación.

NOTA: Indique claramente las pendientes de los tramos relevantes.

(5 puntos)



- polo doble en 10 MHz
- polo simple en 100 MHz
- $A_{vm \text{ lineal}} = 10^5$; $A_{vm \text{ dB}} = 20 \log 10^5 = 100 \text{ dB}$

2. Determine el margen de ganancia y de fase asumiendo que este operacional será utilizado por los clientes para construir amplificadores realimentados negativamente por circuitos resistivos con un factor $\beta=1$.

NOTAS: Indique gráficamente en qué puntos se apoya su razonamiento. En caso de que el amplificador resulte inestable indique los márgenes con números negativos. Redondee sus medidas al valor más cercano que sea apreciable con las marcas existentes en la gráfica sin decimales. (4 puntos)

Margen de ganancia:

- en el pto. A, $\Phi(Avd\beta) = -180^\circ$ y $|Avd\beta| = 70\text{dB}$ (pto. A₂)

$$\boxed{MG = -70\text{dB}}$$

Margen de fase:

- en el pto. B, $|Avd\beta| = 0\text{dB}$ y $\Phi(Avd\beta) = -270^\circ$ (pto. B₂)

$$\boxed{MF = -90^\circ}$$

El amplificador es INESTABLE

3. A continuación, utilizando la técnica de adición de polo dominante, compense el amplificador mencionado en el apartado anterior hasta conseguir un margen de ganancia de 40 dB (la gráfica del amplificador compensado se dibujará en el siguiente apartado). (6 puntos)

En el pto. C de la figura anterior:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi(Avd\beta) = -90^\circ \rightarrow \text{que será } -180^\circ \text{ tras la compensación} \\ f_c = 10\text{MHz} \\ |Avd\beta| = 100\text{dB} \text{ (pto. C}_2\text{)} \end{array} \right.$$

Atenuación que necesito: $Att = 100\text{dB} + MG_{\text{futuro}} = 140\text{dB}$

El efecto del nuevo polo debe estar en:

$$f_{np} = 10^7\text{Hz} / 10^{\frac{140\text{dB}}{20\text{dB/déc}}} = 1\text{Hz}$$

$$\boxed{f_{np} = 1\text{Hz}}$$

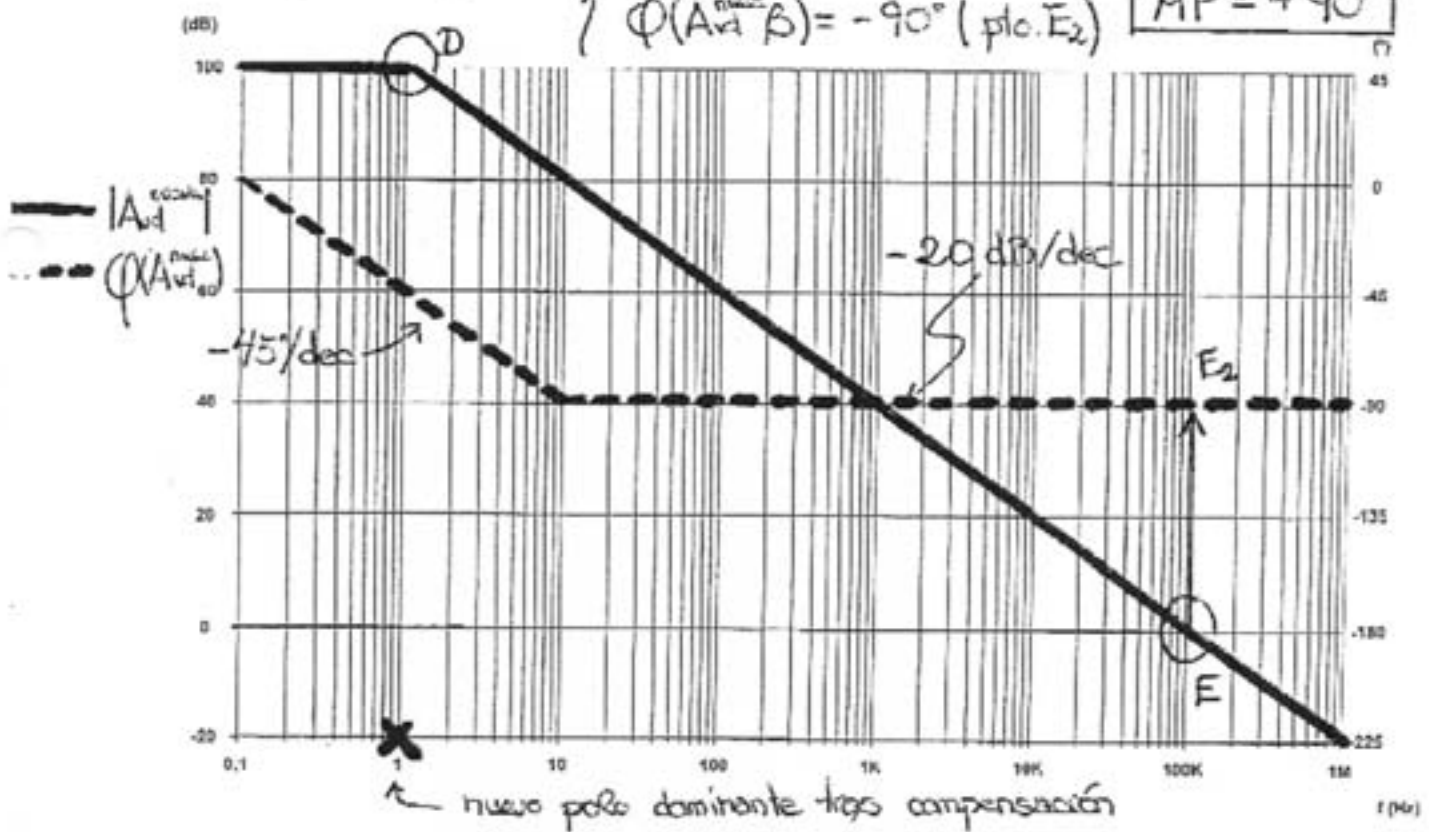
4. Escriba la expresión de la nueva ganancia $A_{vd}^{nueva}(jf)$ con el término correspondiente a la compensación realizada. Dibuje el nuevo diagrama asintótico de Bode (módulo y fase) de la ganancia compensada sobre la plantilla que aparece a continuación. Indique cuál es el producto Ganancia · Ancho de banda ($G \times BW$) del operacional así compensado y el margen de fase conseguido. (6 puntos)

$$A_{vd}^{nueva}(jf) = \frac{10^5}{\left(1 + j\frac{f}{10\text{Hz}}\right)^2 \left(1 + j\frac{f}{100\text{Hz}}\right) \left(1 + j\frac{f}{1\text{Hz}}\right)}$$

nuevo polo añadido

A partir del pto. D de la figura: $G \times BW = 10^{25} \cdot 1\text{Hz} = 10^{25}\text{Hz}$

A partir del pto. E: $|A_{vd}^{nueva} \beta| = 0\text{dB}$
 $\Phi(A_{vd}^{nueva} \beta) = -90^\circ$ (pto. E2) $MF = +90^\circ$



5. Para implementar la compensación calculada en el apartado anterior se propone utilizar el esquema de la figura 5 añadiendo una red RC a la salida del operacional. Calcule el valor de C para $R = 100\text{K}\Omega$. Valore la idoneidad de la impedancia Z_o calculando su valor en continua. (4 puntos)

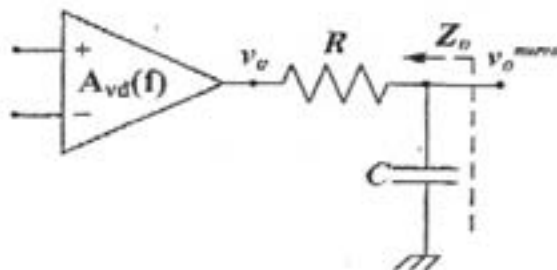


Figura 5

$$\frac{V_c}{V_o} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

red con efecto de polo en:

$$\omega_p = 1/RC \quad ; \quad f_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_p R} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{Hz} \cdot 100 \cdot 10^3 \Omega} \approx 1,6 \mu\text{F}$$

$$Z_o = R \parallel \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_o(f=0) = R = 100\text{K}\Omega$$

excesivamente alta para entregar tensión

PROBLEMA 4 (15 PUNTOS)

estibado reuelh

En la figura 5 se ha dibujado el diagrama de Bode del módulo de la ganancia en tensión de un amplificador operacional con el que los usuarios realizarán diversos circuitos amplificadores realimentándolo convenientemente. Utilice como aproximación la lectura más cercana que pueda obtener de las marcas presentes en la gráfica, no se preocupe por ser más preciso.

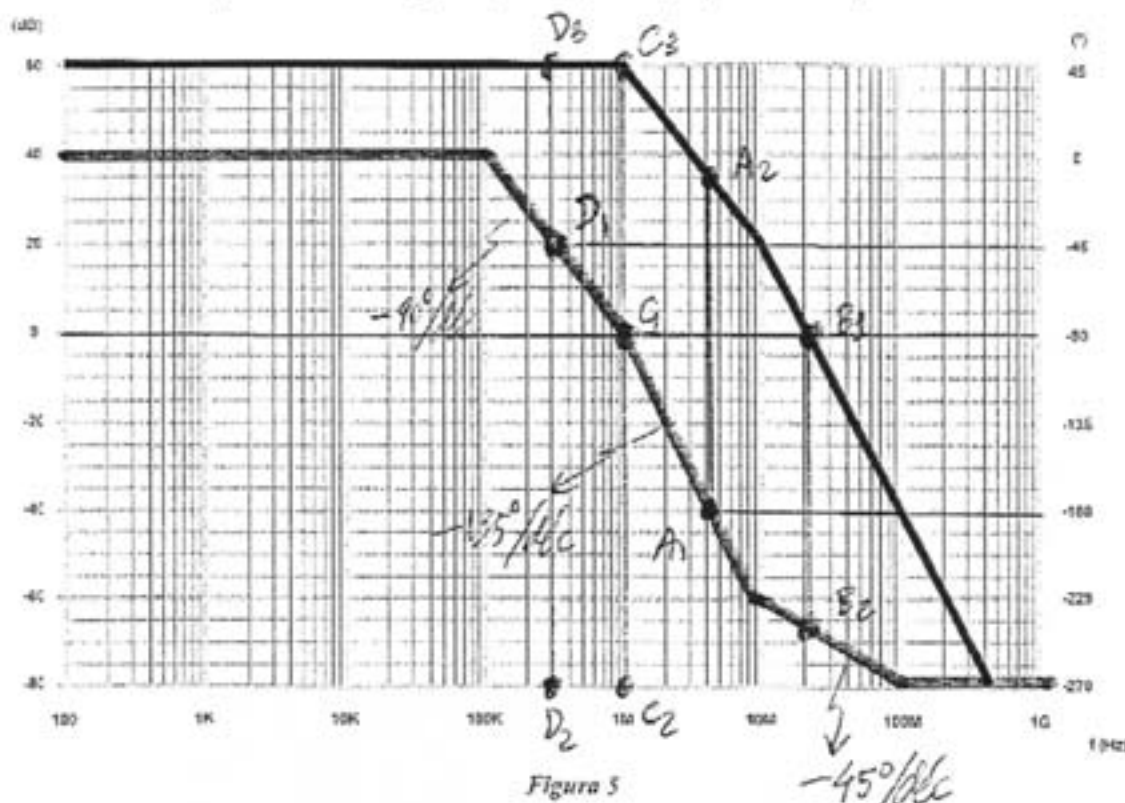


Figura 5

1. Complete el diagrama de Bode con el trazo correspondiente a la evolución de la fase y estime los márgenes de ganancia (MG) y de fase (MF). Marque y etiquete con las etiquetas A1, A2, ... para MG y B1, B2, ... para MF los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

MG: para -180° (A1) uo ≈ 35 dB (A2) | MF: para 0 dB (B1) uo ≈ -(225° + 1/4 45°) ≈ -236°

\Rightarrow $MG \approx -35 \text{ dB}$ $MF \approx -(236^\circ - 180^\circ) = -56^\circ$

2. Calcule en qué frecuencia añadiríamos un nuevo polo dominante para conseguir un margen de ganancia de 20 dB. Marque y etiquete con las etiquetas C1, C2, ... los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

Para -90° (C1) uo 60 dB (C3) en 1 MHz (C2)

Sodreu 60 dB
 $\frac{60 \text{ dB}}{MG + 20 \text{ dB}}$
Atenuar 80 dB

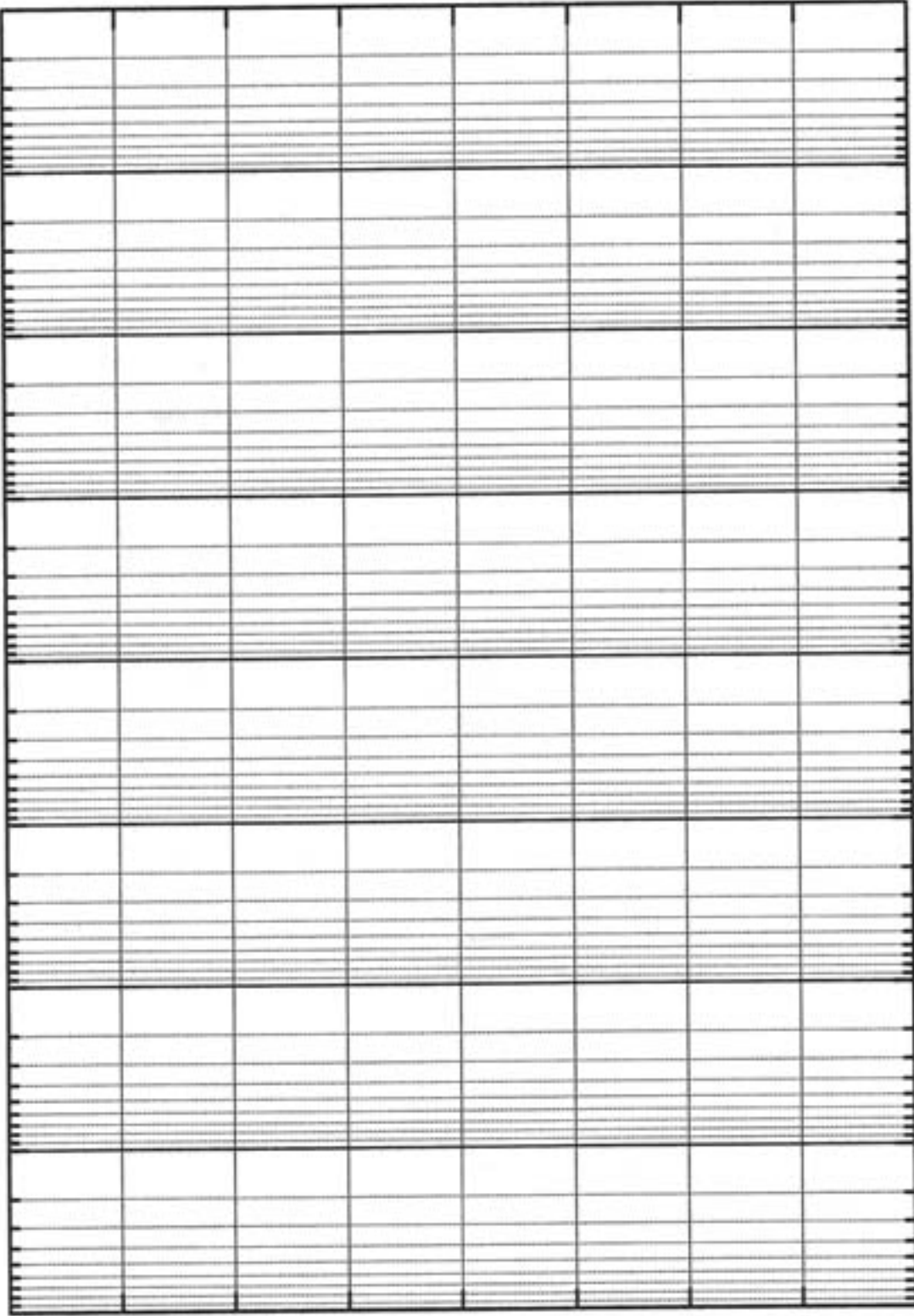
$f_{dom} = \frac{1 \text{ MHz}}{10^{\frac{80 \text{ dB}}{20 \text{ dB/dec}}}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10^4} = 100 \text{ Hz}$

3. Calcule en qué frecuencia añadiríamos un nuevo polo dominante para conseguir un margen de fase de 45°. Marque y etiquete con las etiquetas D1, D2, ... los puntos de la gráfica que utilice. (5 puntos)

en -45° (D1) uo 60 dB (D3) en 300 KHz (D2)

$f_{dom} = \frac{300 \text{ KHz}}{10^{\frac{60 \text{ dB}}{20 \text{ dB/dec}}}} = \frac{300 \text{ KHz}}{10^3} = 300 \text{ Hz}$

Módulo (dB)



Frecuencia (rad/s) (Hz)

Fase (grados)