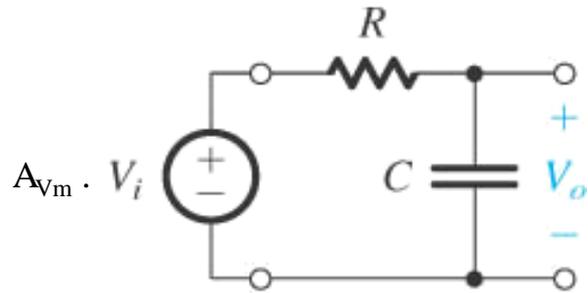


# ELECTRÓNICA APLICADA II

Respuesta en frecuencia y Estabilidad  
de los amplificadores realimentados



$$V_o = A_{Vm} V_i \cdot \frac{1}{1 + j \omega R C}$$

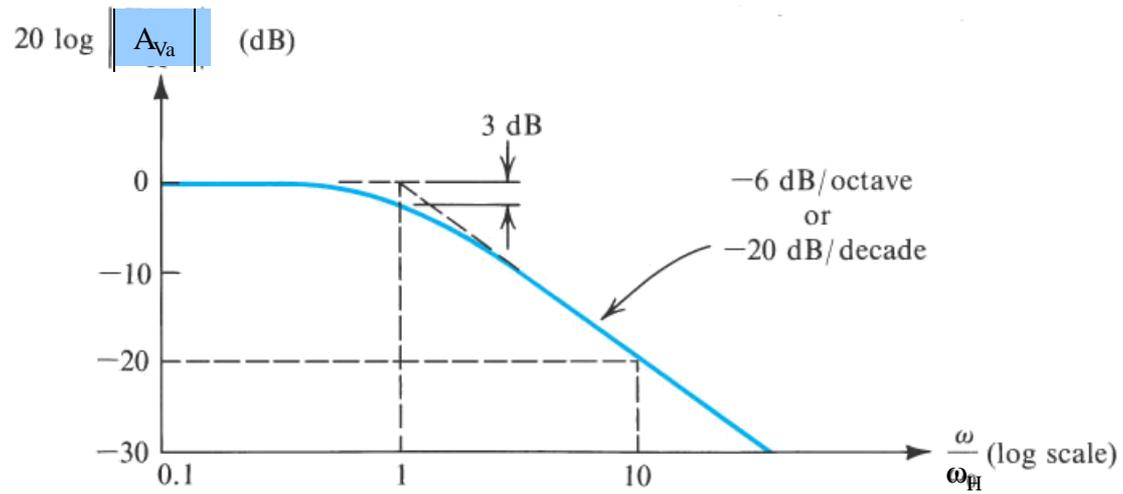
Llamando  $\omega_H = \frac{1}{RC}$  y

$$A_{Va} = \frac{V_o}{V_i}$$

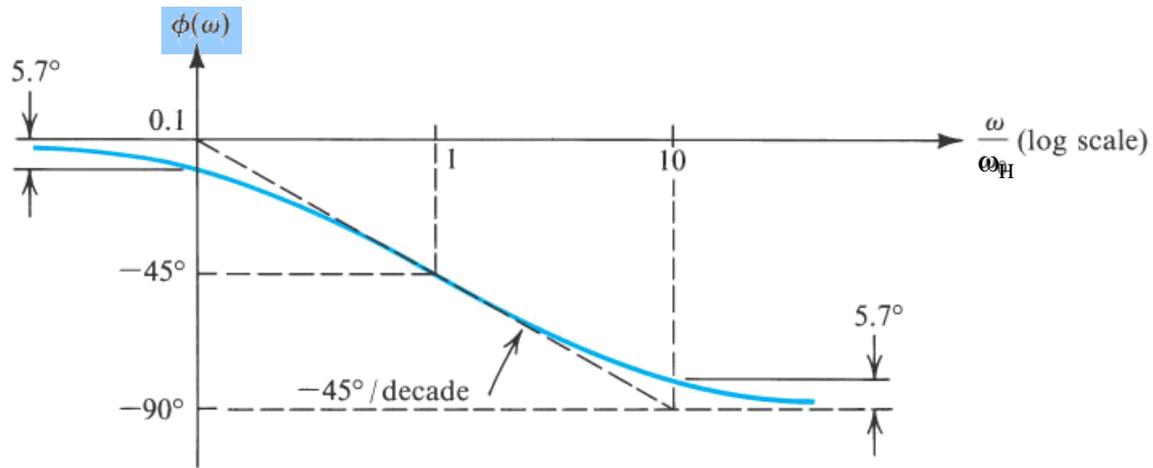
$$\left| A_{Va} \right| = A_{Vm} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{\omega}{\omega_H} \right]^2}}$$

$$\Phi(\omega) = \text{arctang} \frac{\omega}{\omega_H}$$

Figure 1.22 Comportamiento de una etapa amplificadora en el rango de altas frecuencias.



(a)



(b)

**Figure 1.23** (a) Magnitude and (b) phase response of STC networks of the low-pass type.

# Ventaja de la R.N. sobre el Ancho de Banda:

En frecuencias medias y bajas:

$$A_{mf} = \frac{A_m}{1 + \beta \cdot A_m} \quad \text{en donde } \beta \cdot A_m > 0 \quad \text{y en consecuencia} \quad A_{mf} < A_m \quad \text{----> R.N.}$$

Mientras que en altas frecuencias, ya que:  $A_a(j\omega) = \frac{A_m}{1 + j(\omega/\omega_H)}$

$$A_{af} = \frac{A_a}{1 + \beta \cdot A_a} \quad \text{por lo que reemplazando } A_a: \quad A_{af}(j\omega) = \frac{A_m}{[1 + j(\omega/\omega_H)] + \beta \cdot A_m}$$

Luego, sacando factor común  $D = 1 + \beta \cdot A_m$  en el denominador:

$$A_{af}(j\omega) = \frac{A_m}{1 + \beta \cdot A_m} \cdot \frac{1}{1 + j[\omega/\omega_H (1 + \beta \cdot A_m)]}, \quad \text{o sea:} \quad A_{af}(j\omega) = \frac{A_{mf}}{[1 + j(\omega/\omega_{Hf})]}$$

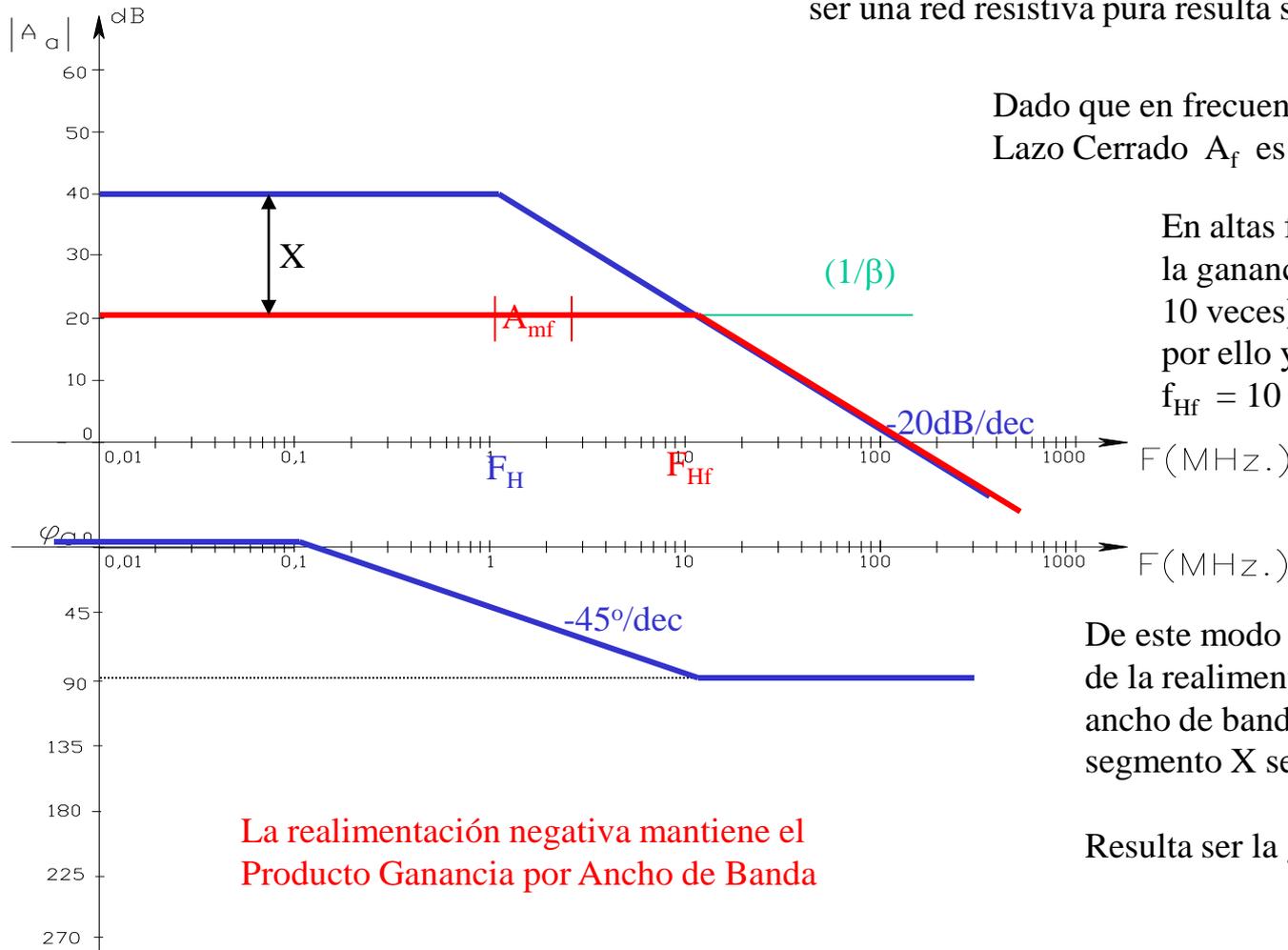
Quiere decir que lo mismo que se pierde en ganancia se gana en ancho de banda:

$$A_{mf} = \frac{A_m}{D} \quad \text{y} \quad \omega_{Hf} = D \cdot \omega_H$$

# Gráfico de BODE de un amplificador realimentado

Supongamos tener un amplificador basico de ganancia 100 con un polo dominante en 1 MHz, la respuesta asintotica de BODE de dicho amplificador seria:

Si ahora en el mismo gráfico incorporamos la inversa de la transferencia de la red de realimentación ( $1/\beta$ ) al ser una red resistiva pura resulta ser una recta horizontal



Dado que en frecuencias medias y bajas a Lazo Cerrado  $A_f$  es aprox.  $(1/\beta)$

En altas frecuencias lo mismo que baja la ganancia (en el ejemplo numérico 10 veces) se amplía el ancho de banda por ello y dado que  $-20\text{dB}=0,1$  resulta  $f_{Hf} = 10 f_H$

De este modo queda justificada la ventaja de la realimentación negativa respecto al ancho de banda. Además notar que el segmento X señalado

La realimentación negativa mantiene el Producto Ganancia por Ancho de Banda

Resulta ser la ganancia del lazo  $|A_m \cdot \beta|$

# El cambio de signo de la realimentación

Supongamos tener un amplificador básico tal que en frecuencias altas disponga de tres polos, en ese rango de frecuencias su transferencia sera:

$$A_a = \frac{A_m}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}) \cdot (1 + j\frac{\omega}{\omega_2}) \cdot (1 + j\frac{\omega}{\omega_3})} = \frac{|A_m| \cdot e^{j\phi_m} \cdot e^{-j(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3)}}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}}}$$

en donde:

$$\phi_i = \text{arctan} \left( \frac{\omega}{\omega_i} \right) \quad \text{y} \quad \phi_m \text{ es la característica de fase de frecuencias medias}$$

Para realimentarlo en frecuencias medias y bajas con realimentación negativa, debe incorporarse una red de realimentación resistiva pura cuya transferencia

$$\beta = |\beta| \cdot e^{j\phi_\beta} \quad \text{sea tal que} \quad \phi_\beta + \phi_m = 0^\circ \quad \text{o} \quad 360^\circ$$

# El cambio de signo de la realimentación (continuación 1)

Ahora, en el rango de altas frecuencias, la transferencia a lazo cerrado será:

$$A_{af} = \frac{A_a \cdot j(\phi_m - \phi_1 - \phi_2 - \phi_3) \cdot |A_m| \cdot e^{-j(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3)}}{1 + \beta \cdot A_a \cdot |A_m| \cdot e^{-j(\phi_1 + \phi_2 + \phi_3)} \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}}}$$

Que es equivalente a:

$$A_{af} = \frac{j(\phi_m - \phi_a) \cdot |A_a| \cdot e^{-j\phi_a}}{1 + \beta \cdot |A_a| \cdot e^{-j\phi_a}}$$

con  $\phi_a = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$   
o sea fase de los polos del amplificador

## El cambio de signo de la realimentación (continuación 2)

Supongamos identificar una frecuencia  $F_o$  para la cual  $\varphi_a(F_o) = (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) = 180^\circ$ . Para dicha frecuencia el producto  $\beta \cdot A_a(F_o)$  quedará:  $-j\varphi_a$

$$\beta \cdot A_a(F_o) = \left| \beta \cdot A_a \right| \cdot e^{-j\varphi_a} = - \left| \beta \cdot A_a \right| \quad \text{y la realimentación cambia de signo, se hace positiva}$$

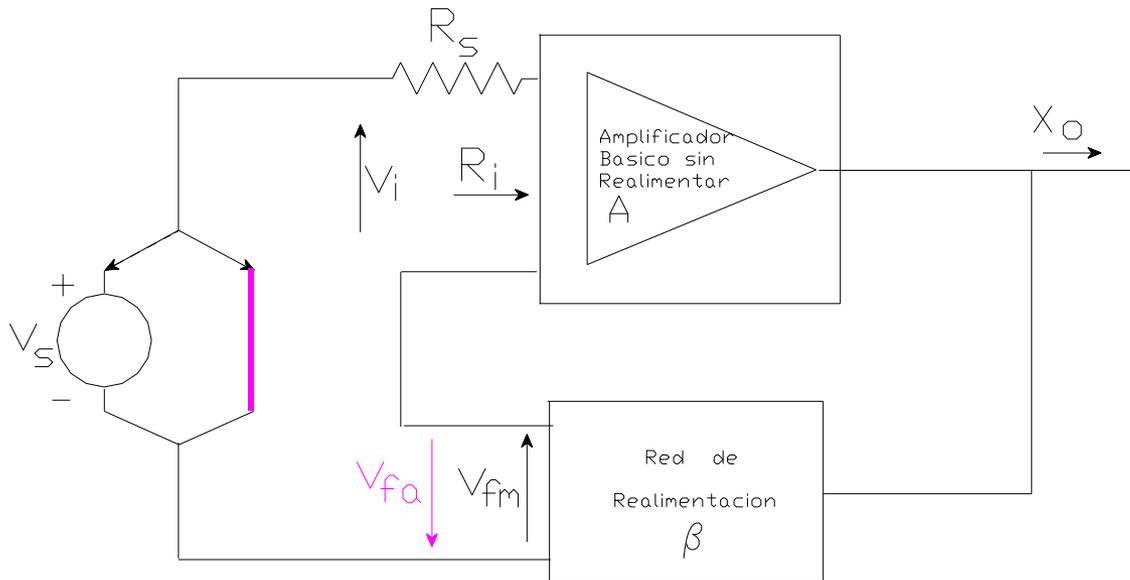
Si bien esta situación no es conveniente, ya que se anulan los efectos buscados de la realimentación negativa, es decir toda esa serie de cambios en las características dinámicas del amplificador que se consideraron como ventajas, no resultaría tan problemática si el aumento de la ganancia a lazo cerrado, por efectos de la realimentación positiva se mantuviera dentro de ciertos límites bien acotados, por ejemplo dentro de los mismos 3 dB que se toleran de variación en la ganancia cuando se define un ancho de banda. La diferencia es que ahora se trataría de 3 dB de aumento de  $\left| A_{af} \right|$  por encima de  $\left| A_a \right|$ .

pero puede suceder que simultáneamente al producirse el cambio de fase antes descrito, es decir  $\varphi_a(f_o) = 180^\circ$  y por efectos de la variación del módulo (es decir  $\left| A_a(f_o) \right|$ ) se registre a dicha frecuencia una situación en que:

$$\left| A_a(f_o) \cdot \beta \right| = 1 \quad \text{de tal manera que} \quad \left| A_{af}(f_o) \right| = \text{infinito}$$

Toda vez que siempre  $X_f = A \cdot \beta \cdot X_i$ , a esta particular frecuencia  $f_o$ , dado que  $\left| A_a(f_o) \cdot \beta \right| = 1$  resulta que  $X_{fa}(f_o) = X_{ia}(f_o)$ , producida dicha situación, aún anulándose la excitación exterior ( $X_{sa}(f_o) = 0$ ), lo que implica pasivarlo (colocando un corto circuito si el generador de excitación exterior es de tensión) tal como se representa en la figura mas adelante, el amplificador básico no se entera de dicho cambio circuital ya que en su entrada continuará teniendo la misma señal de entrada  $X_{ia}(f_o)$ .

# El cambio de signo de la realimentación (continuación 3) – Condición de Oscilación



Esta última entonces es una descripción de la condición de oscilación:

El amplificador oscila si:  $|A_a \cdot \beta| = 1$  y simultáneamente  $\varphi_a = 180^\circ$

La figura de la izquierda representa como se vería el cambio del signo de la realimentación a la frecuencia  $f_o$  en una red de mezcla serie

Pero si a dicha frecuencia  $f_o$  además se cumple que la ganancia del lazo en módulo, es decir  $|A_a \cdot \beta|$  se hace unitaria, al cortocircuitar el generador de excitación de tensión exterior:

el amplificador básico no se dará cuenta del cambio circuital y seguirá suministrando salida aún sin tener ninguna señal aplicada a la entrada

# Criterio de estabilidad

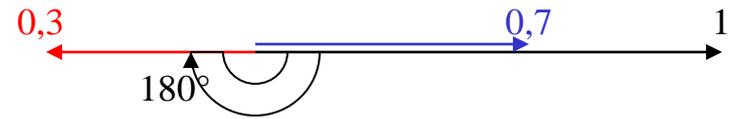
Así como la reciente identificación de la condición de oscilación, el límite de lo que se considera un amplificador estable también puede realizarse estudiando al producto  $A_a \cdot \beta$

Recordemos que:

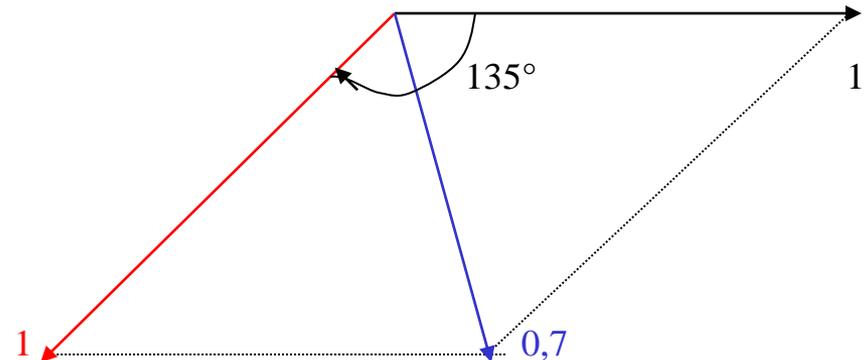
$$A_{af} = \frac{A_a}{1 + |A_a \cdot \beta| \cdot e^{-j\varphi_a}}$$

Efectivamente, si retomamos el concepto de que la cantidad máxima de realimentación positiva tolerada es aquella que determina una transferencia a lazo cerrado solo 3 dB superior a la de lazo abierto a esa alta frecuencia, entonces el módulo del denominador de dicha expresión no puede ser inferior al valor 0,7:

Cuando  $\varphi_a = 180^\circ$  debe ser  $|A_a \cdot \beta| < 0,3$  así la representación gráfica del denominador resulta :

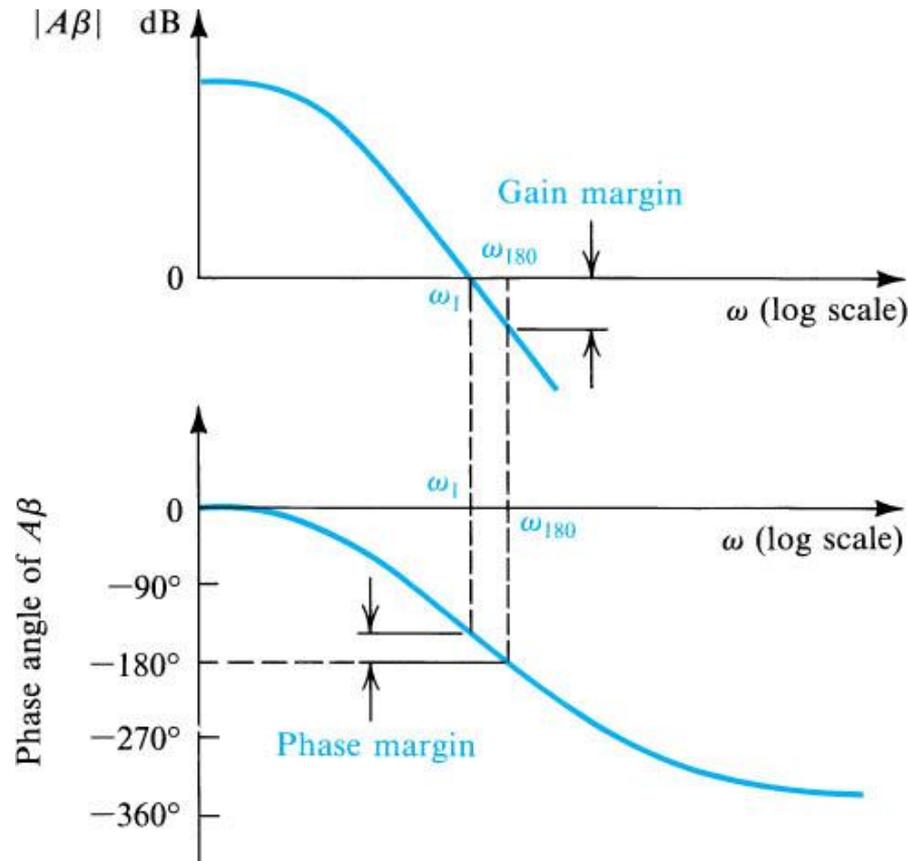


Cuando  $|A_a \cdot \beta| = 1$  entonces debe ser  $\varphi_a < 135^\circ$  así la representación gráfica del denominador resulta:



# Margen de Ganancia y Margen de Fase

De lo precedente se desprende que tanto la condición de oscilación como los límites máximos de realimentación positiva ( o sea la estabilidad) pueden estudiarse a través del análisis de la fase y el módulo de la ganancia del lazo en alta frecuencia ( $A_a \cdot \beta$ ). En tal sentido supongamos tener el diagrama de Bode en módulo y fase de dicho producto



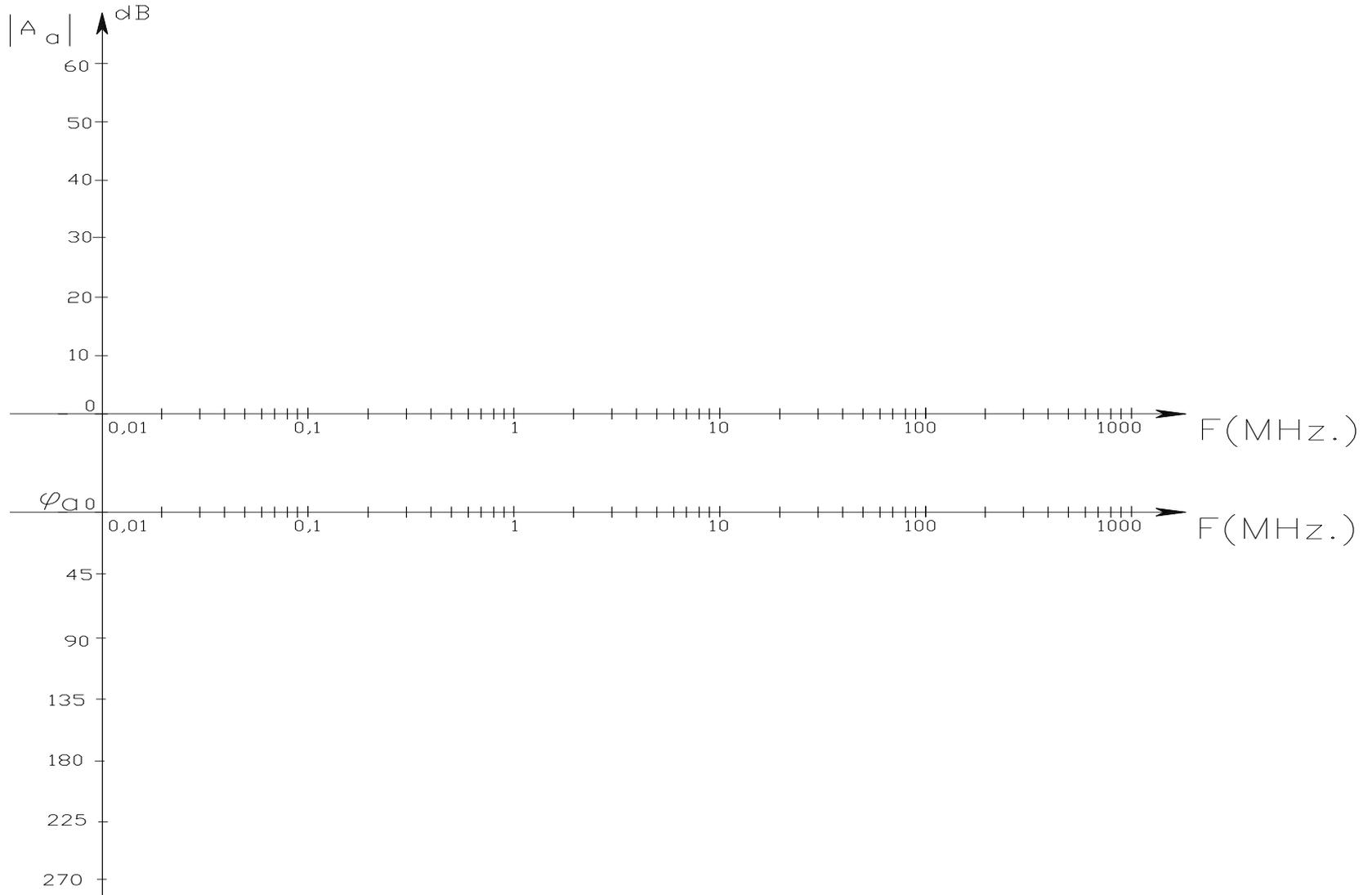
El Margen de Estabilidad entonces se puede establecer definiendo el MARGEN DE FASE como:

$$\text{MARGEN DE FASE (MF)} = 180^\circ - \varphi_a$$

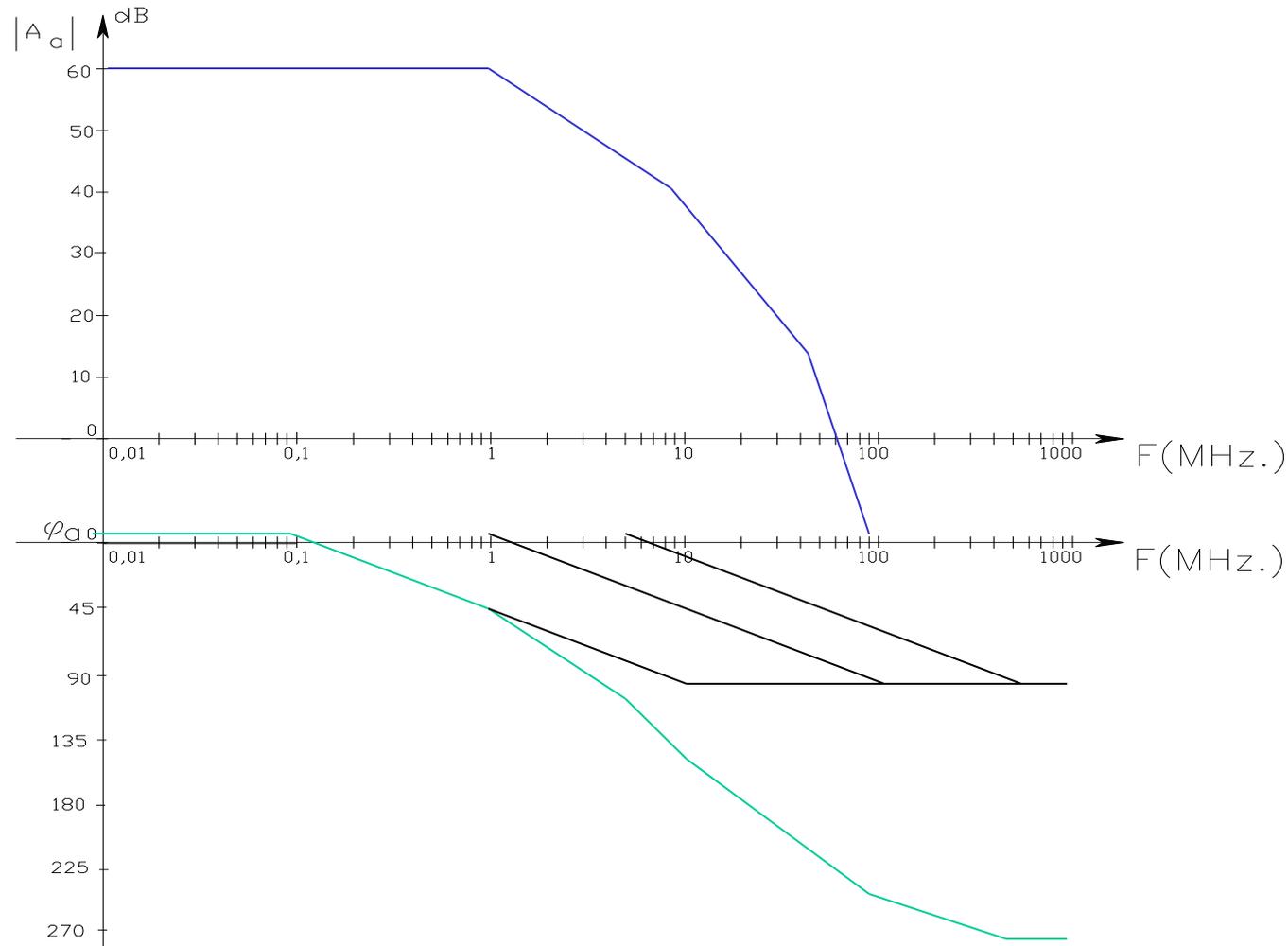
Siendo este indicador el mas interesante ya que el Angulo de fase de  $A_a \cdot \beta$  no es otro que la fase de los polos de  $A_a$

Además para un amplificador estable el MARGEN DE FASE mínimo sera de  $45^\circ$ .

Construir el Diagrama de Bode de Amplitud y de Fase, correspondiente a un amplificador que en frecuencias medias proporciona una ganancia de tensión en dicho rango de frecuencias de 60 dB (1000 veces) y dispone polos en el rango de alta frecuencia, ubicados en las frecuencias de 1, 10 y 50 MHz.

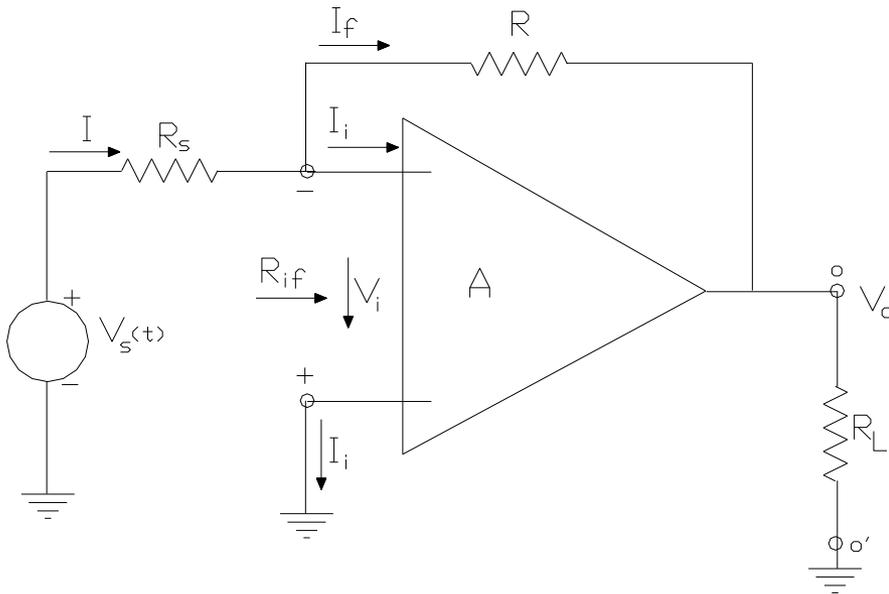


# Construcción del Diagrama de Bode en Módulo y Fase para un amplificador de 60 dB de ganancia de tensión a medias frecuencias y polos de alta frecuencia en 1, 10 y 50 MHz.



# Si con dicho amplificador se construye un Amplificador Inversor con:

$R_S = R_L = 10 \text{ KOhm}$  y con  $R = 2 \text{ MOhm}$ , es decir:



Si bien se trata de una configuración Tensión-Paralelo, dado que en su momento se demostró:

$$\beta' \cdot R_{Ms} = \beta \cdot A_{vs}$$

con:

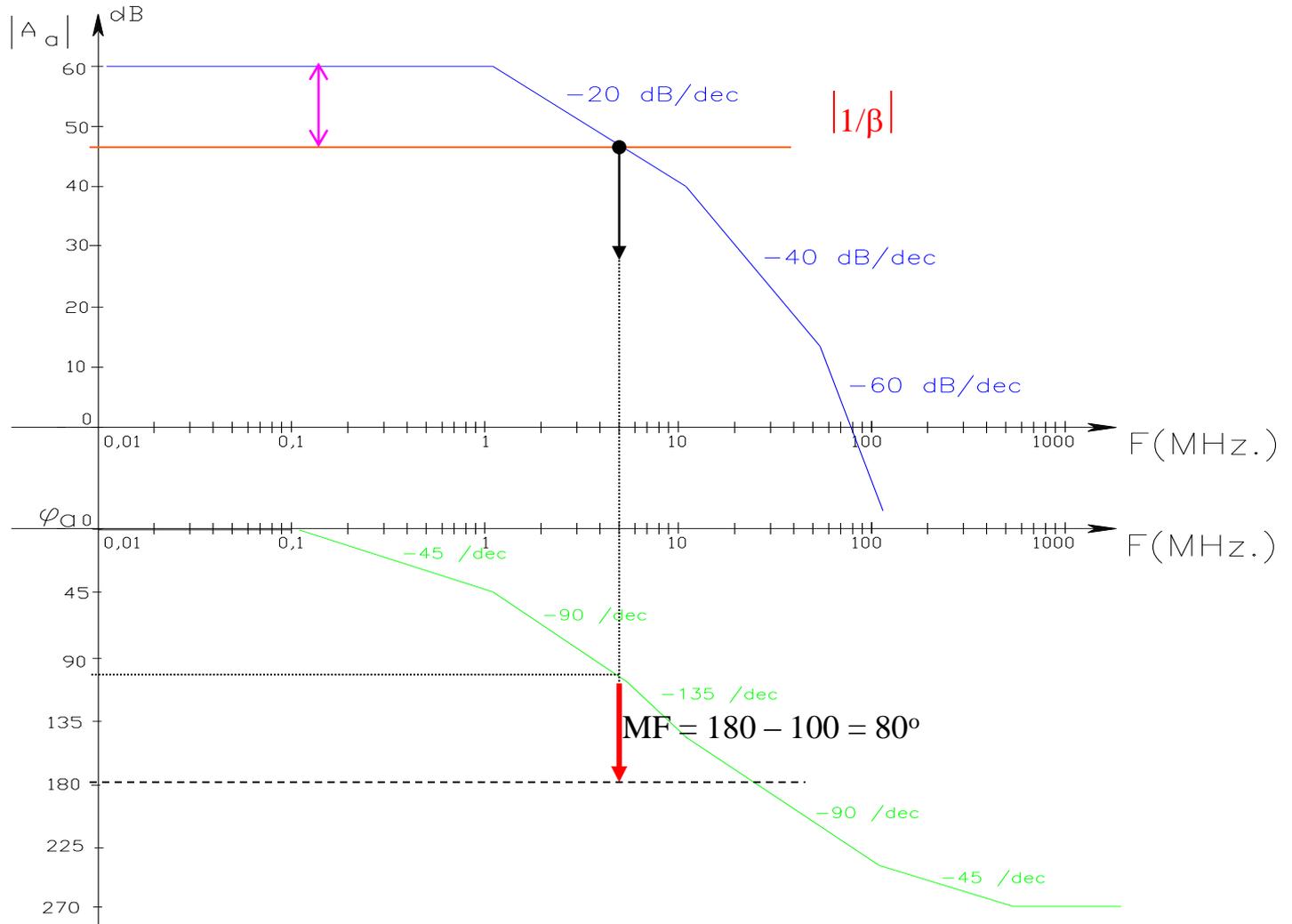
$$\beta = \frac{R_S}{R_S + R} = \frac{10^4}{2 \cdot 10^6 + 10^4} = 0,005$$

entonces se puede trabajar sobre el bode de la ganancia de tensión representando en el la Recta de Realimentación

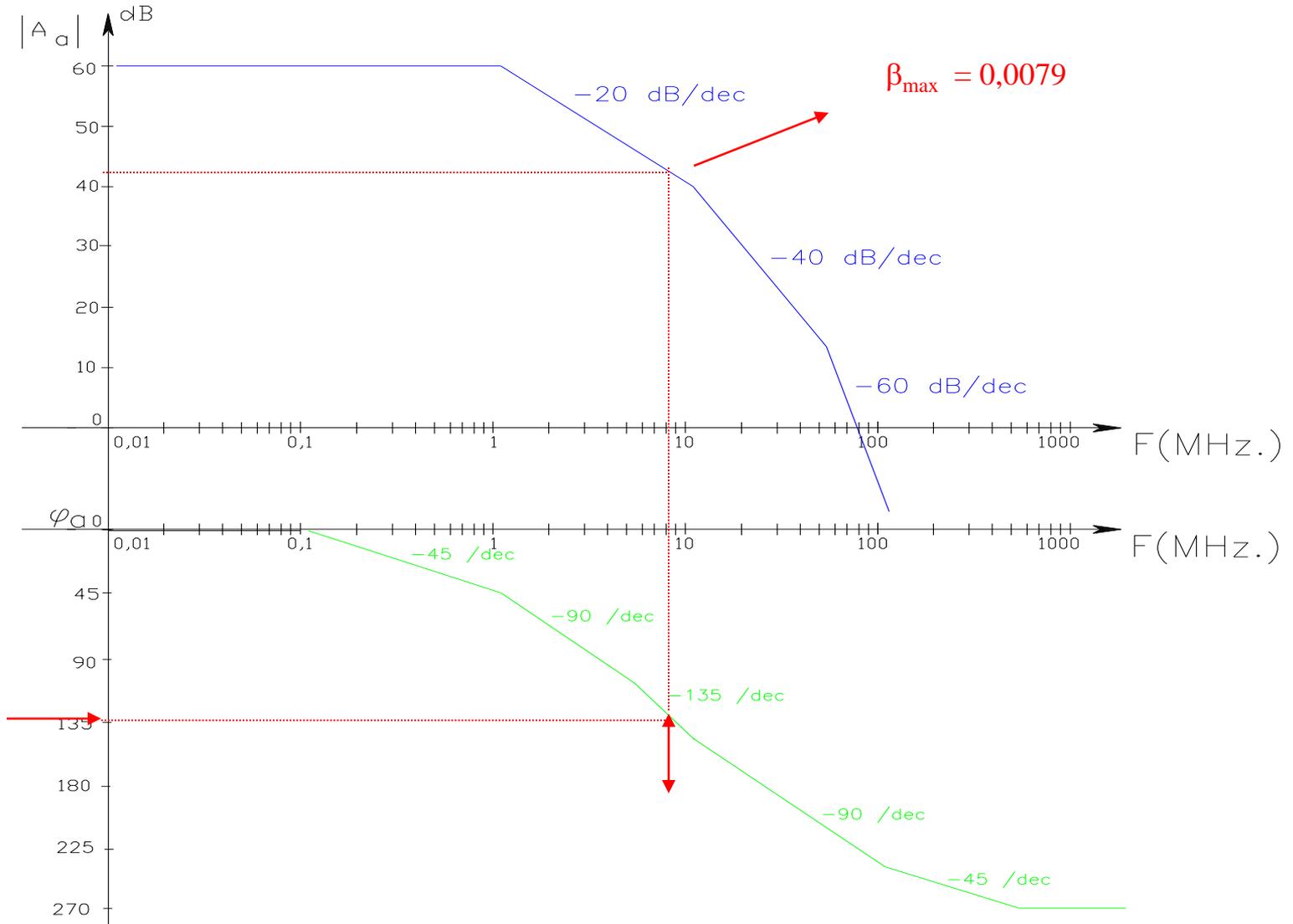
$$|1 / \beta| = 200 \quad \text{o sea} \quad 46 \text{ dB}$$

y de esta forma verificar el Margen de Fase correspondiente

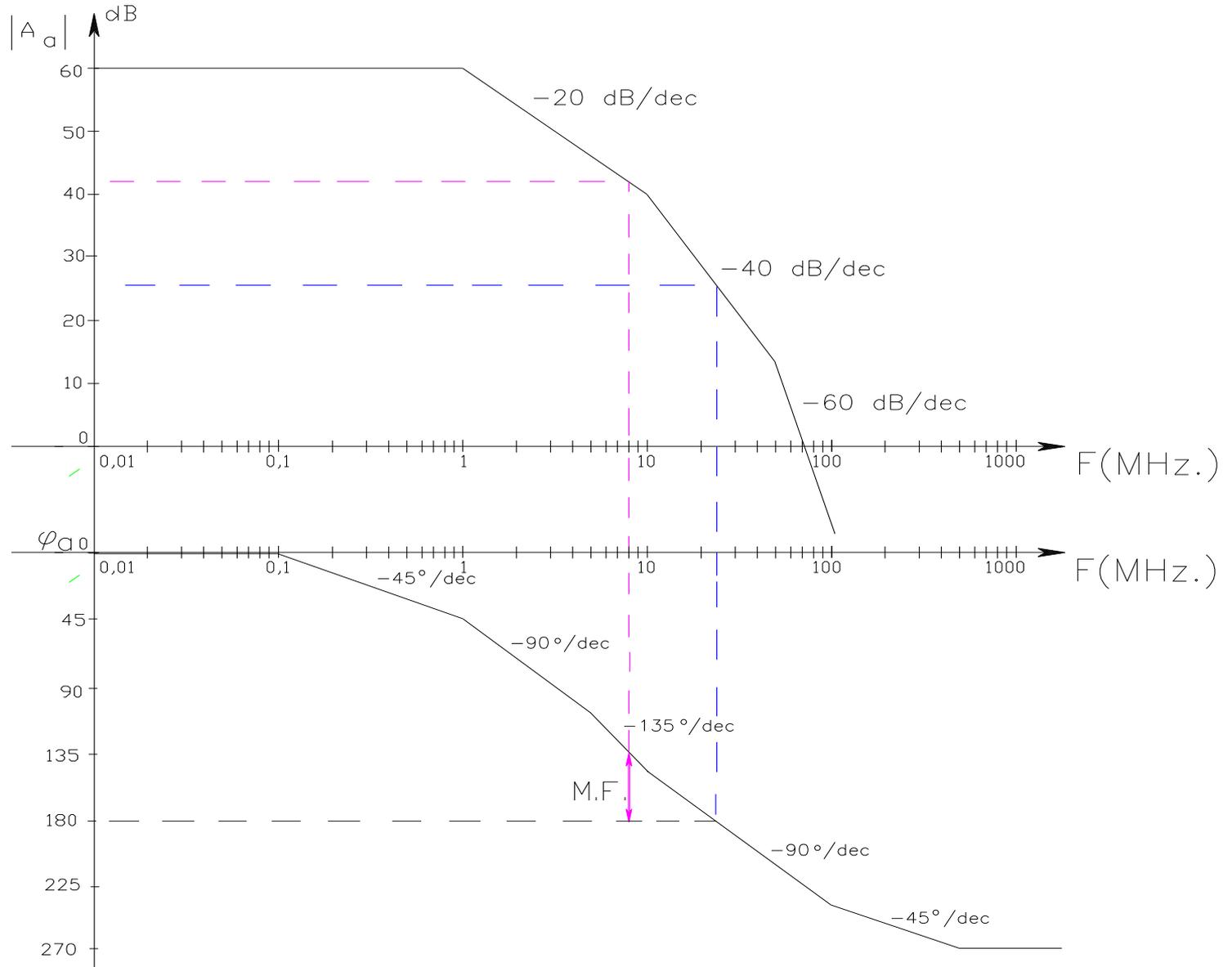
# Determinación del Margen de Fase



# Proyecto de un Amplificador Realimentado Estable:



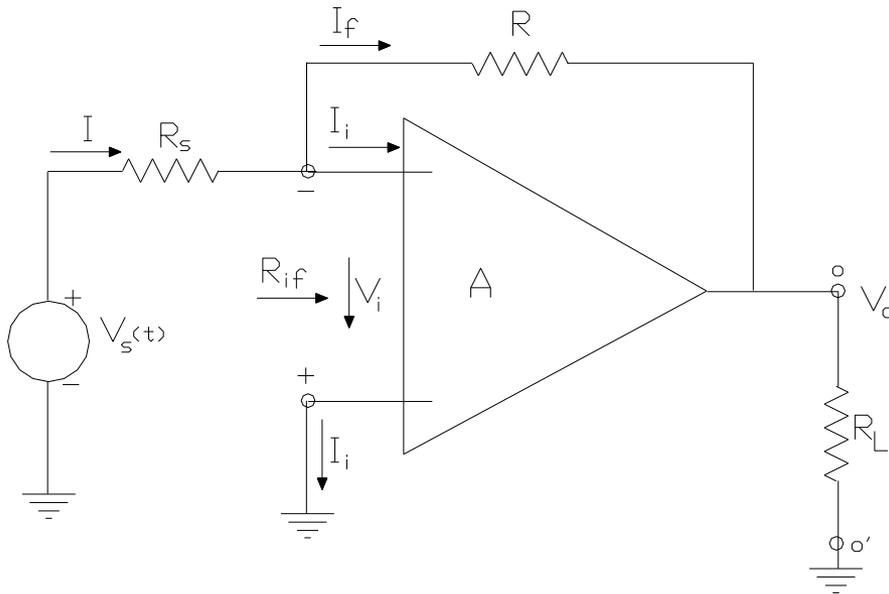
Si se proyectara con MF = 0 (absurdo):



# Verificación de la Estabilidad y necesidad de Realimentar mas

Si con el amplificador antes ensayado se debe construir un Amplificador Inversor con:

$R_s = R_L = 10 \text{ KOhm}$  y con la maxima cantidad de realimentacion posible compatible con un margen de estabilidad adecuado:



Si bien se trata de una configuración Tensión-Paralelo, dado que en su momento se demostró:

$$\beta' \cdot R_{Ms} = \beta \cdot A_{vs}$$

Con un Margen de Fase mínimo de 45 grados operando sobre el diagrama de Bode surge que:

$$\beta_{max} = -42 \text{ dB} \text{ o sea } \beta_{max} = 0,0079$$

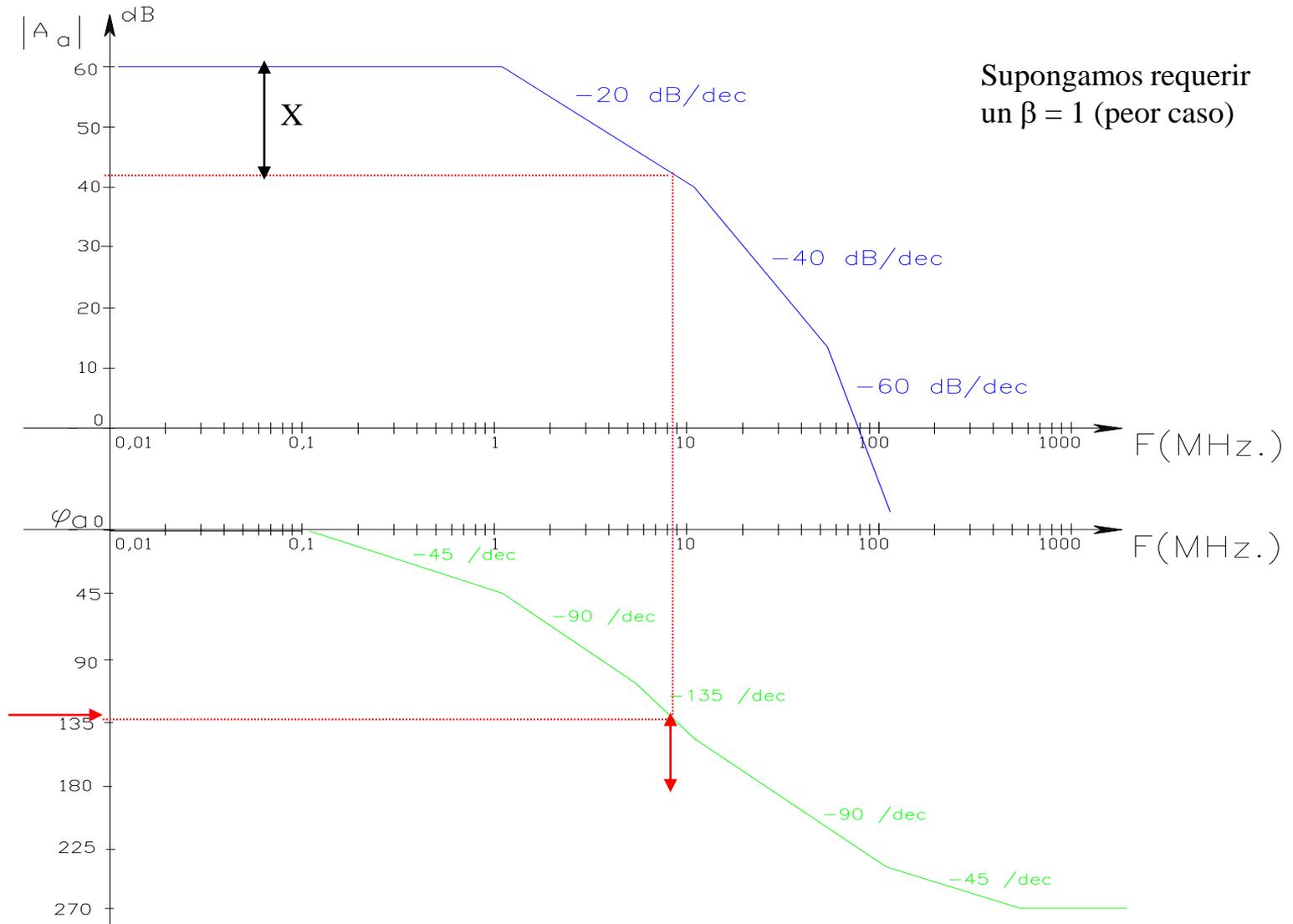
entonces  $R_s / (R_s + R) = 0,0079$  y como  $R_s = 10 \text{ KOhm}$

$R = R_s \cdot (125,9 - 1) = 124,9 \cdot 10^4$  con lo cual el valor que debe adoptarse es por exceso para que no se disminuya el margen adoptado, por ejemplo al 10% 1,5 MOhm.

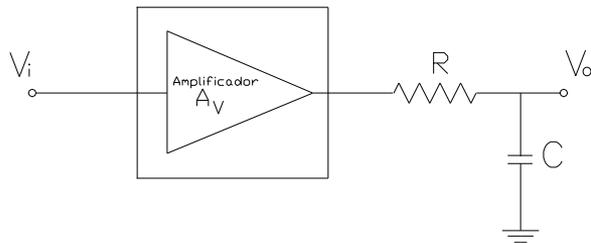
En este caso la diferencia de retorno  $D = 1 + X_{veces}$  y como  $X = 18 \text{ dB}$   $X_{veces} = 7,9$  así  $D = 8,9$

Si esta cantidad de realimentacion resultara insuficiente (por que se requiere  $D > 8,9$ ) para realimentar mas se debe compensar al amplificador basico.

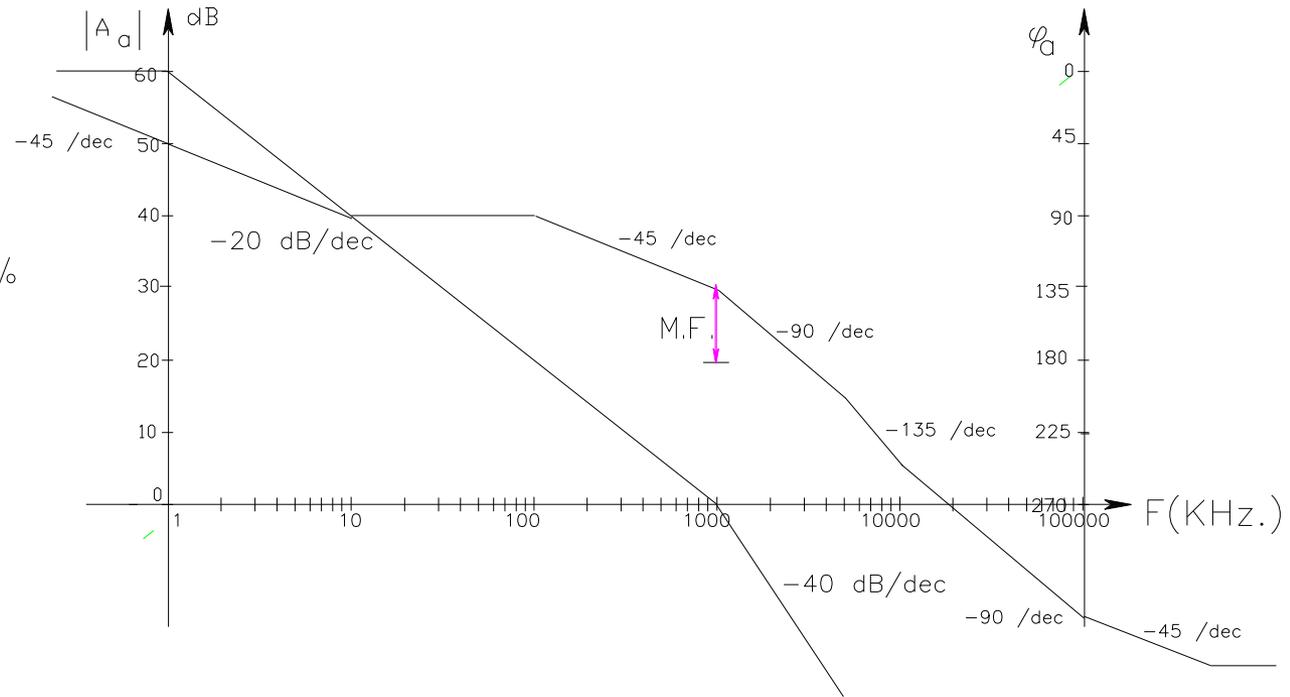
# Volviendo al Ejemplo de Proyecto de un Amplificador Realimentado Estable:



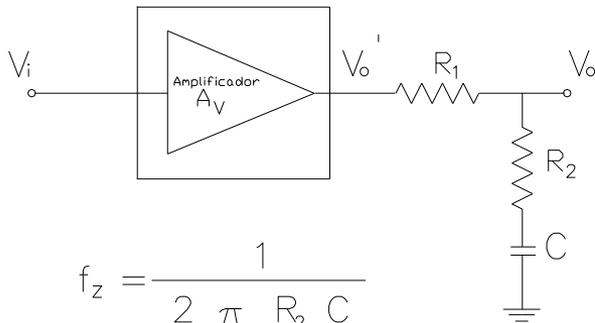
# Compensación por Agregado de un Polo Dominante (atraso de fase) para $\beta = 1$ :



$$f_d = \frac{1}{2 \pi R C}$$

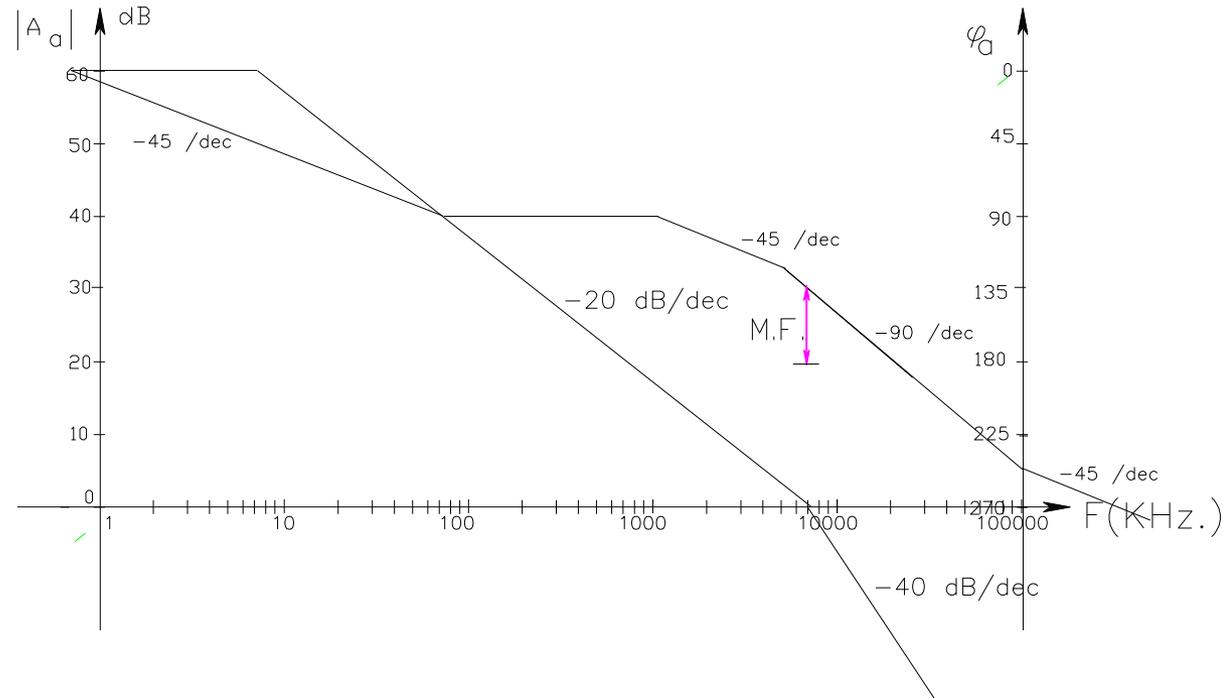


# Compensación por Agregado de un polo y un cero (atraso-adelanto) para $\beta = 1$ :

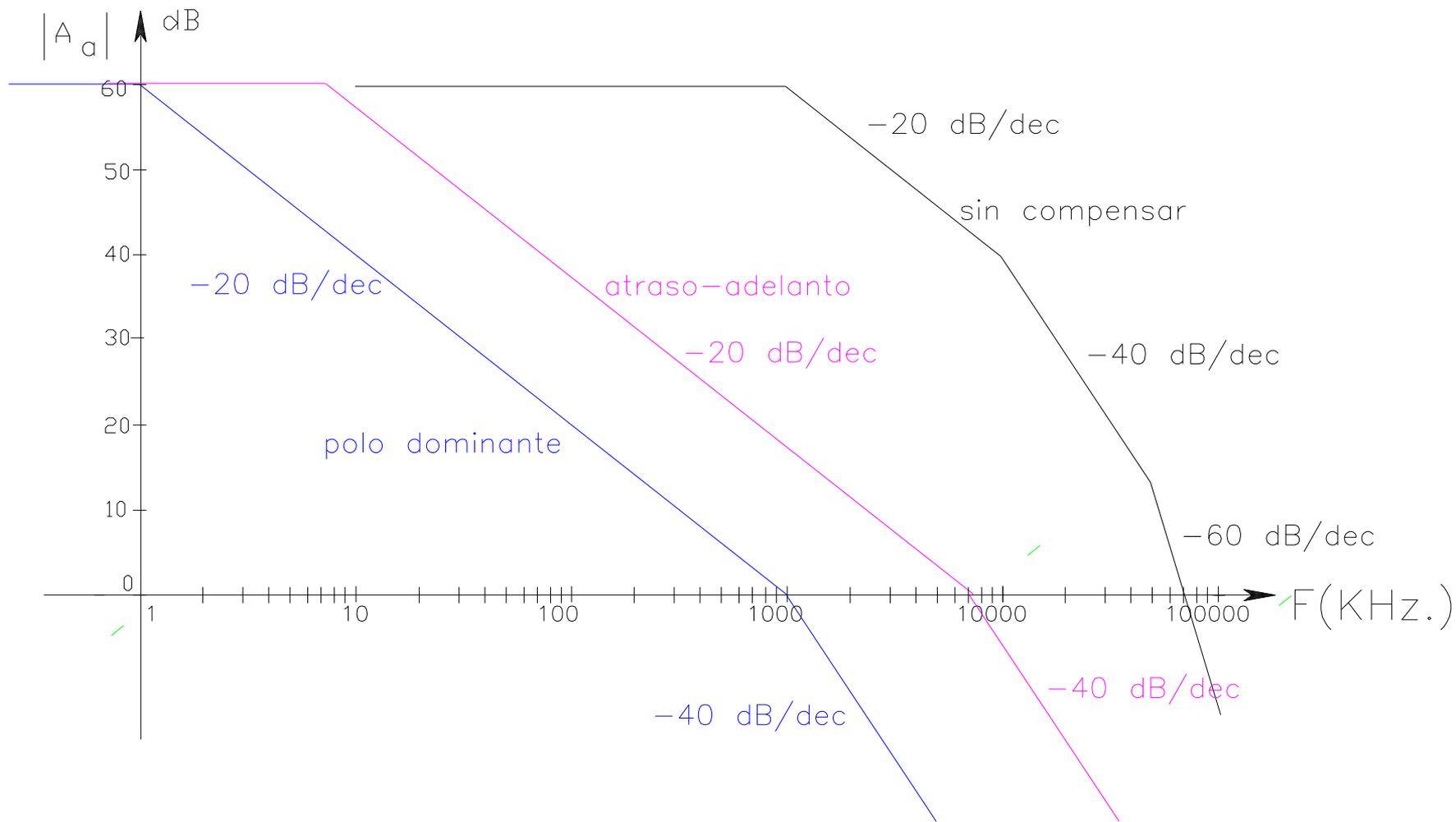


$$f_z = \frac{1}{2 \pi R_2 C}$$

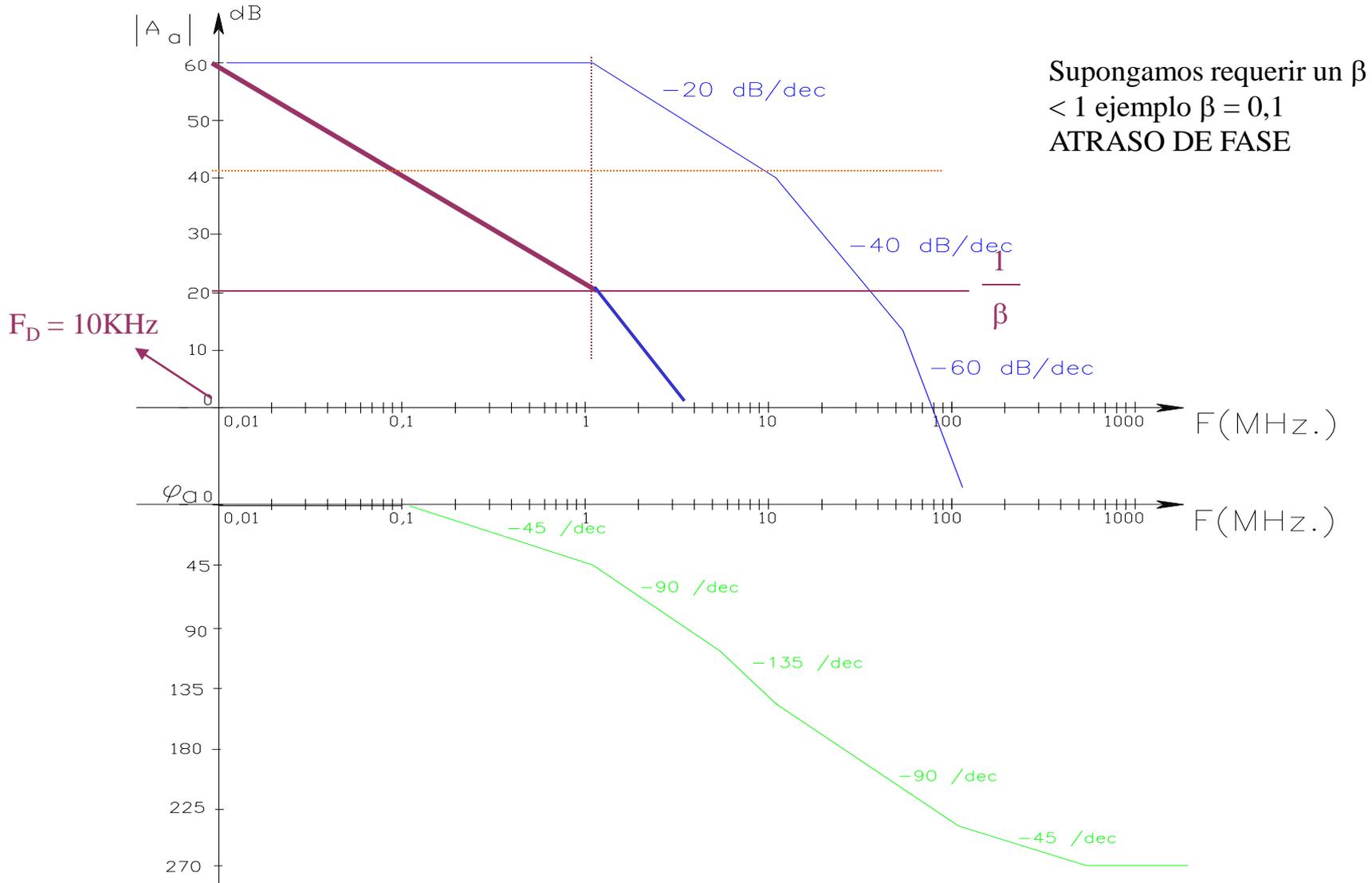
$$f_p = \frac{1}{2 \pi (R_1 + R_2) . C}$$



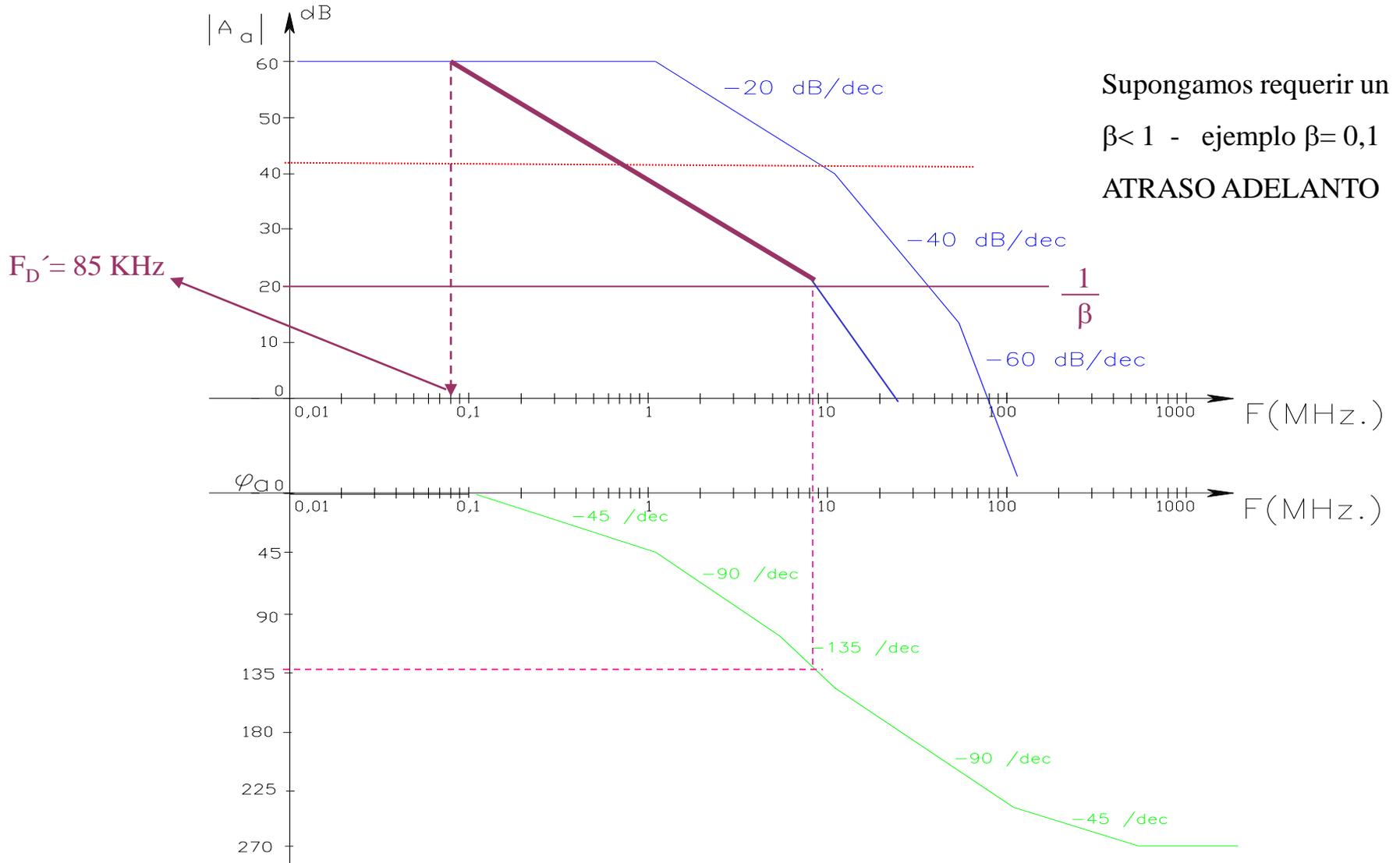
# Comparación de Métodos de Atraso de Fase y Atraso-Adelanto para $\beta = 1$ :



# Ejemplo de Proyecto de un Amplificador Realimentado Estable (atraso de fase) para $\beta = 0,1$ :



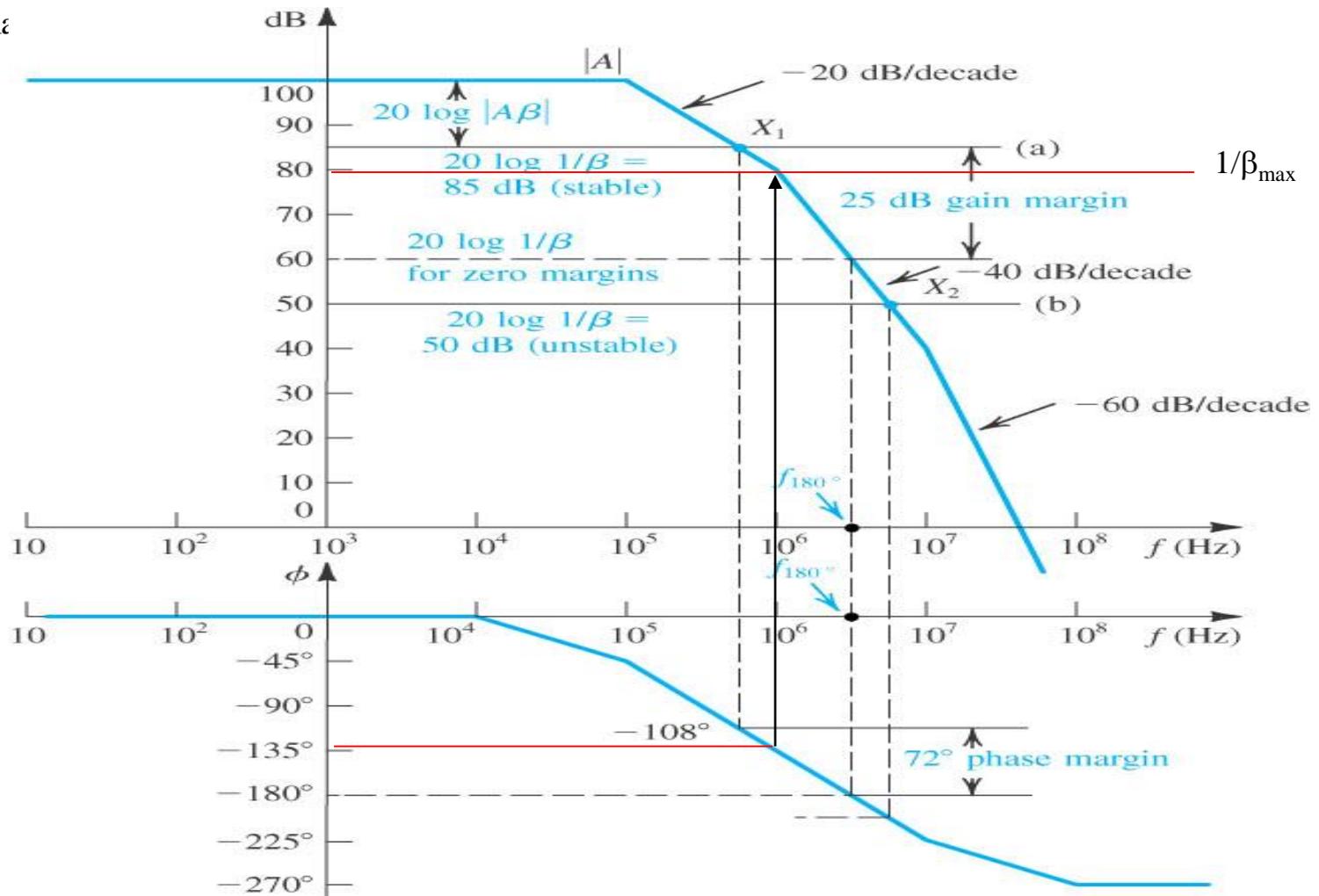
# Ejemplo de Proyecto de un Amplificador Realimentado Estable (atraso-adelanto de fase) para $\beta = 0,1$ :



# Problema de Aplicación

Se dispone de un amplificador básico con una ganancia de tensión en frecuencias medias de  $|A_{vm}| = 100$  dB y que en frecuencias altas posee polos en 100 KHz, 1 y 10 MHz y se desea realimentarlo negativamente lo máximo posible compatible con el criterio de estabilidad, de modo de construir en base a él un amplificador no inversor y otro inversor excitados con una fuente de tensión de 4 KOhm de resistencia interna

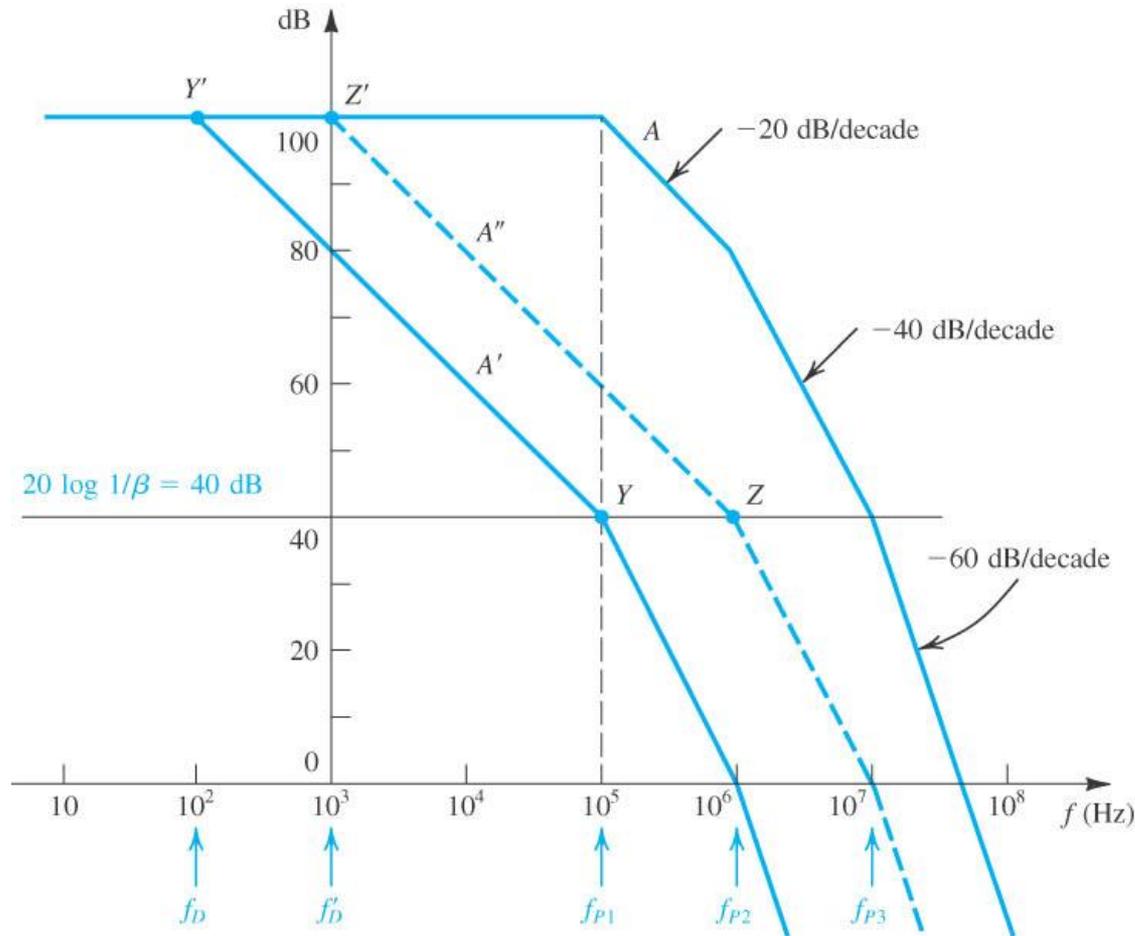
El diagrama:



# Compensación de Frecuencia

Definiremos a esta técnica como al procedimiento de modificación de la función transferencia del amplificador básico de modo de poder realimentar más que lo que indica el MF límite de  $45^\circ$  sin que el dispositivo a lazo cerrado deje de ser estable.

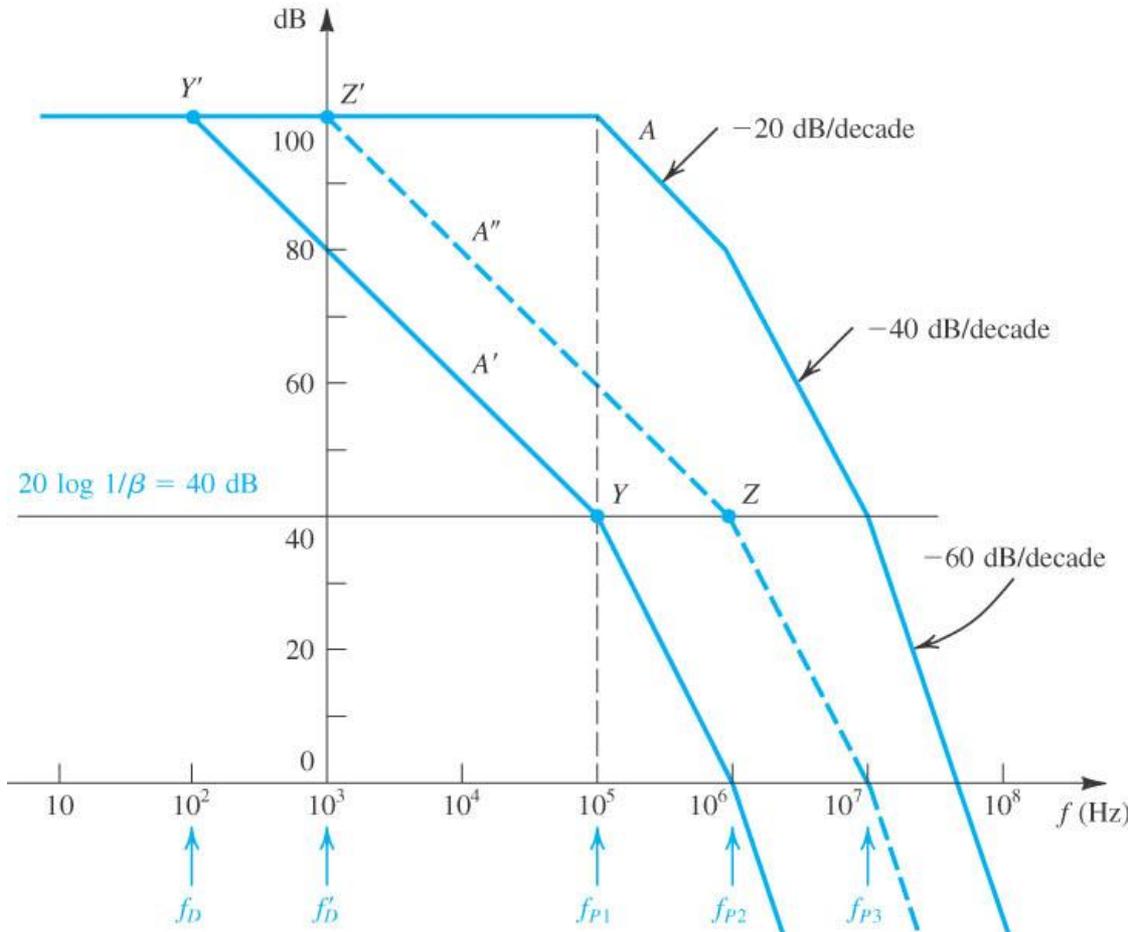
Existen variadas técnicas pero el método más sencillo consiste en introducir un nuevo polo en la función transferencia del amplificador básico a una frecuencia suficientemente baja ( $F_D$ ) que entonces se transforma en polo dominante de la misma



A esta técnica la denominaremos COMPENSACION POR AGREGADO DE POLO DOMINANTE o POR ATRASO DE FASE

# Compensación por agregado de un polo y un cero o por Atraso Adelanto

En este caso para el mismo ejemplo de amplificador básico mediante el agregado del cero cancelamos el polo más bajo original del amplificador y nuevamente se agrega un polo de frecuencia mucho más baja (dominante en  $F_D'$ )



Se deduce que para igual cantidad de realimentación este método de compensación es el más eficiente ya que es el que menos recorta el ancho de banda del amplificador básico:

$$F_D' = 10 F_D$$

# Caso del Amplificador Operacional tipo 748 (741 sin C=30 pF)

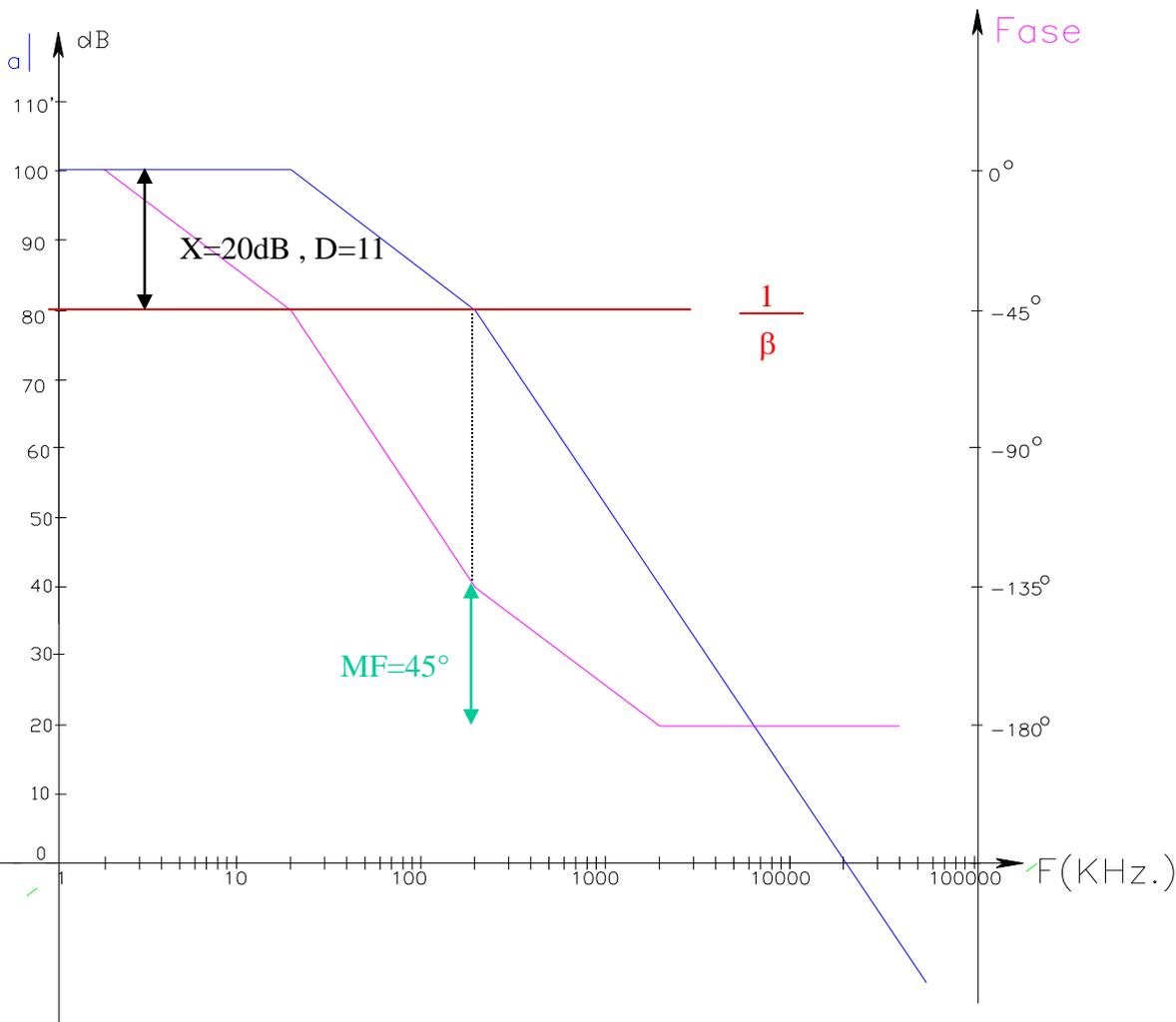
Datos:

Por razones de simplicidad aproximamos la ganancia a lazo abierto a 100 dB y polos dominantes de A.F. a 20 y 200 KHz. El diagrama de Bode resultante es:

Si a este Op.Amp. lo realimentamos con  $\beta = 0,0001$  ó  $-80$  dB, la Recta de Realimentación es:

Se proyecta así un amplificador marginalmente estable y con una ganancia a lazo cerrado de 80 dB (10.000) vale decir  $D = 11$ .

No es posible bajar más la Recta de Realimentación (realimentar más) sin riesgo de construir un oscilador.



# Obtención de la curva de respuesta en frecuencia a lazo cerrado

Tomaremos el mismo ejemplo del amplificador marginalmente estable a base del 748 y con 80 dB de ganancia

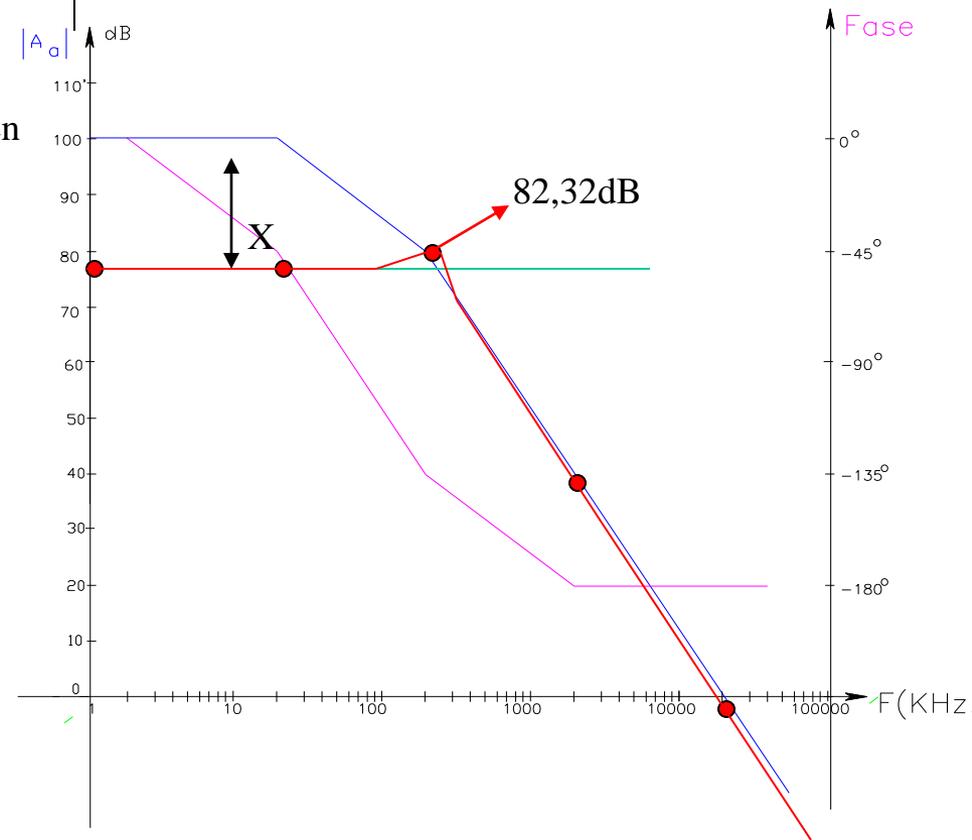
A tal efecto construiremos su curva de respuesta en alta frecuencia punto a punto, aplicando la expresión de su transferencia como:

$$|A_{af}| = \frac{|A_a|}{|1 + \beta \cdot A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}} = \frac{|A_a|}{|1 + \beta \cdot A_a| (\cos \varphi_a - j \sin \varphi_a)}$$

En base a esta última expresión confeccionamos el siguiente cuadro:

Y representamos en el mismo Bode:

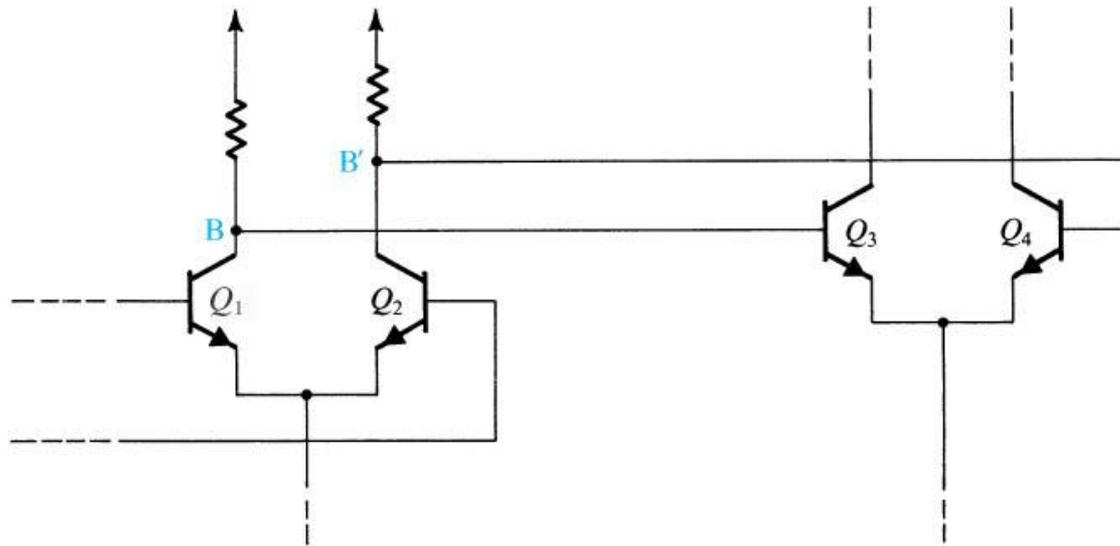
F KHz	$A_a$	$X = \beta \cdot A_a$	$\varphi_a$ °	$\cos \varphi_a$	$\sin \varphi_a$	$A_{af}$
2	$10^5$	10	0	1	0	$10^4$
20	$10^5$	10	45	0,707	0,707	$10^4$
200	$10^4$	1	135	-0,707	0,707	13065
2000	$10^2$	0,01	180	-1	0	$10^2$
20000	1	0,0001	180	-1	0	1



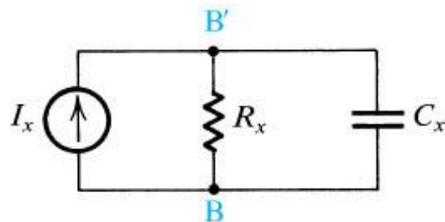
# Compensación por desplazamiento del primer polo (LM308)

Es posible aplicar este método de compensación cuando la intervención se puede realizar en el interior del amplificador.

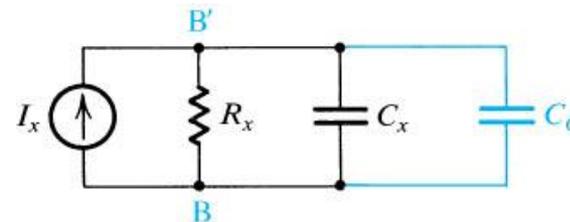
Suponemos el caso de un multietapa en donde ya por análisis manual o por simulación se ha determinado cual de las etapas introduce cada uno de los polos mas importantes del amplificador hasta aquí llamados  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$ , etc.



(a)

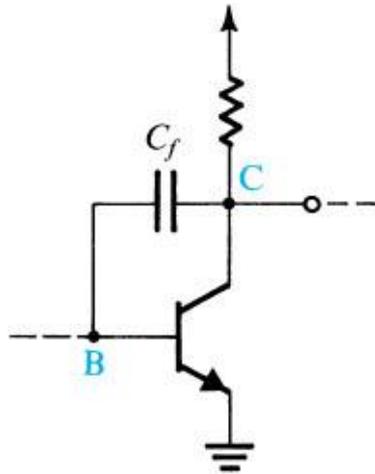


(b)

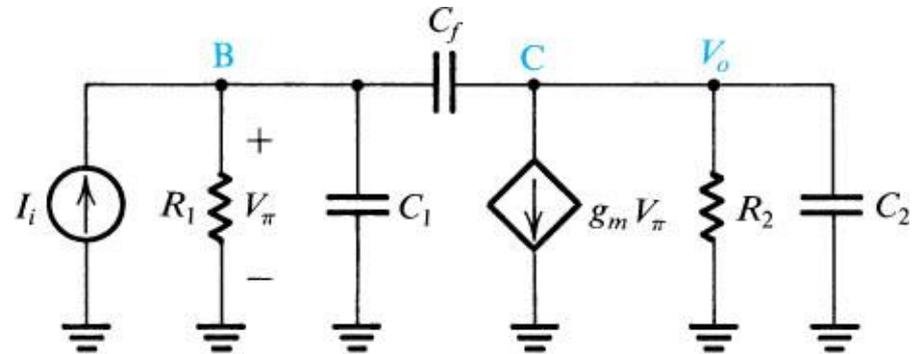


(c)

# Compensación por desdoblamiento de polos (pole-splitting) (LM741, LM324, LF351)



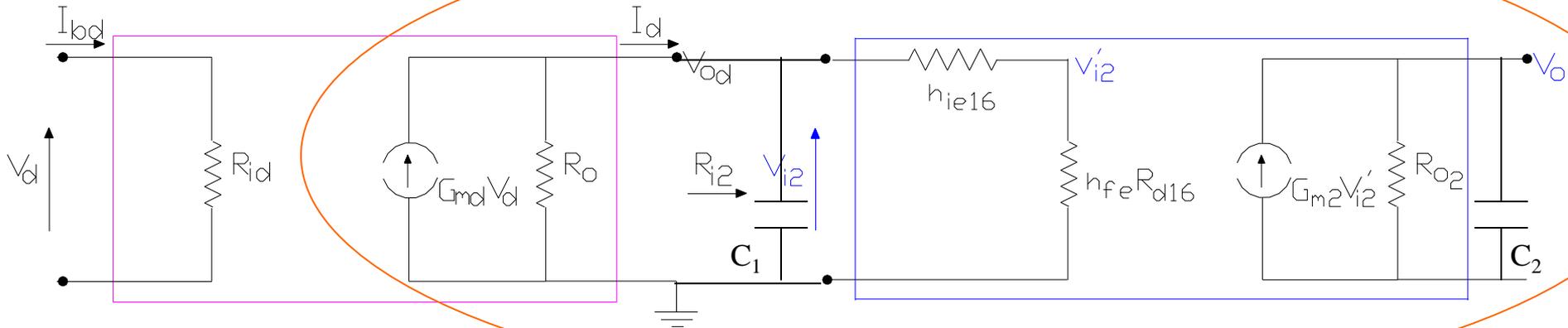
(a)



(b)

# Interpretación de la respuesta de alta frecuencia del LM748 (741 sin $C=30$ pF)

Suponemos el caso de las dos primeras etapas del 748, en donde ya sea por análisis manual o por simulación se ha determinado cual de las etapas introduce cada uno de los polos mas importantes del amplificador; hasta aquí llamados  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$ , etc. Por ejemplo si apelamos a los estudios de bajas frecuencias realizados en Elec.Aplic. 1 en condiciones dinámicas para la señal diferencial:



Primera Etapa:  $R_{id}=2,5 \text{ M}\Omega$  –  $G_{md}=0,19 \text{ mS}$  –  $R_o=6 \text{ M}\Omega$

Segunda Etapa:  $R_{i2}=5 \text{ M}\Omega$  –  $G_{m2}=7 \text{ mS}$  –  $R_{o2}=70 \text{ K}\Omega$

Ganancia en C.C. =  $A_{V1} \cdot A_{V2} = 200.000$  – 106 dB

Supondremos que en alta frecuencia el conjunto de los efectos capacitivos de la salida de la etapa 1 y entrada de la etapa 2 los concentramos en un capacitor  $C_1 = 3,1 \text{ pF}$  y de igual forma en  $C_2=6,93 \text{ pF}$  concentramos al conjunto de efectos capacitivos de la salida de la etapa 2

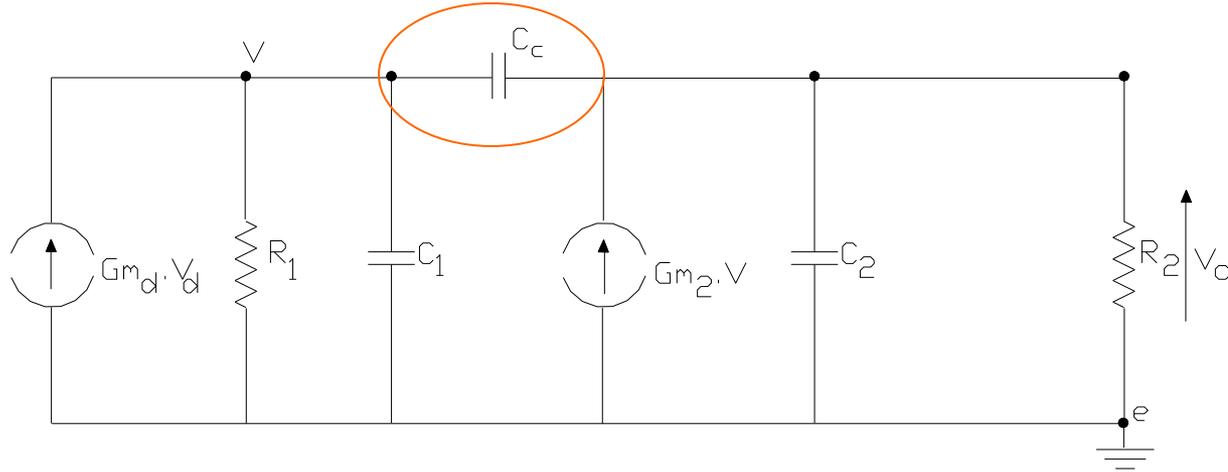
Entonces las frecuencias de dichos polos asociados a cada una de las dos partes del circuito serían:

$$R_1=R_{o1} // R_{i2}=2,7 \text{ M}\Omega \quad \text{y} \quad R_2=R_{o2}=70 \text{ K}\Omega \quad - \quad C_1 \cdot R_1 = 8,37 \mu\text{seg} \quad \text{y} \quad C_2 \cdot R_2 = 0,485 \mu\text{seg}$$

$$f_{p1} = 19 \text{ KHz} \quad \text{y} \quad f_{p2} = 328 \text{ KHz}$$

# Pole-Splitting en el LM741

Como es sabido un LM741 puede ser considerado como un LM748 al que se le ha agregado un capacitor  $C_c$  monolítico de 30 pF entre la entrada y la salida de la segunda etapa, por consecuencia el circuito equivalente de alta frecuencia para este amplificador operacional compensado internamente es el que a continuación se indica:



Un circuito similar fue ya matemáticamente estudiado para el caso del emisor común en alta frecuencia y dicho estudio mostró la presencia de dos polos cuyas frecuencias se calculaban determinando:

$$C_1 \cdot R_1 = 8,37 \mu\text{seg} \quad - \quad C_2 \cdot R_2 = 0,5 \mu\text{seg} \quad - \quad C_c \cdot R_1 \cdot [1 + Gm_2 \cdot R_2 + (R_1/R_2)] = 39,77 \text{ mseg}$$

$$C_x^2 = C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_c + C_2 \cdot C_c = 322,38 \cdot 10^{-24} \text{ F}$$

1

$$fp_1' = \frac{1}{6,28(C_1 \cdot R_1 + C_c \cdot R_1 \cdot [1 + Gm_2 \cdot R_2 + (R_1/R_2)] + C_2 \cdot R_2)} = 5 \text{ Hz}$$

$$6,28(C_1 \cdot R_1 + C_c \cdot R_1 \cdot [1 + Gm_2 \cdot R_2 + (R_1/R_2)] + C_2 \cdot R_2)$$

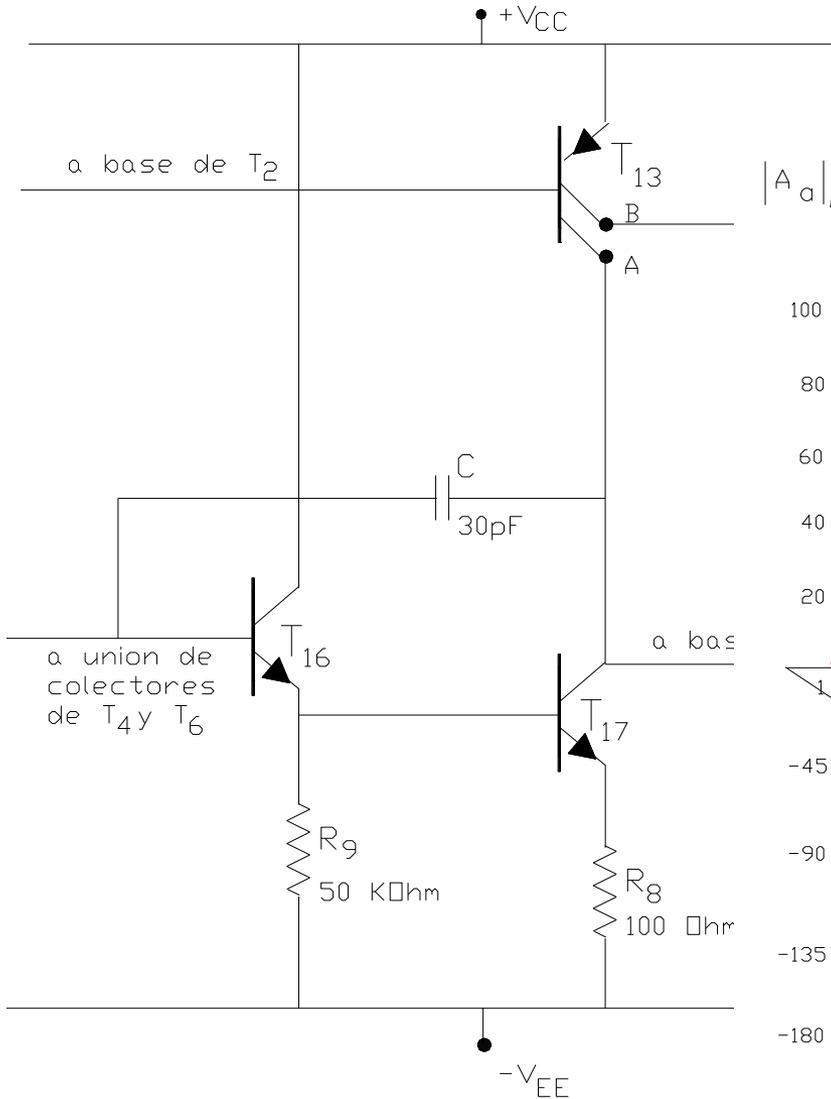
$$C_1 \cdot R_1 + C_c \cdot R_1 \cdot [1 + Gm_2 \cdot R_2 + (R_1/R_2)] + C_2 \cdot R_2$$

$$fp_2' = \frac{1}{6,28 \cdot C_x^2 \cdot R_1 \cdot R_2} = 100 \text{ MHz}$$

$$6,28 \cdot C_x^2 \cdot R_1 \cdot R_2$$

# Caso del Amplificador Operacional tipo 741

Otra forma de considerar la compensación es en base al efecto MILLER:

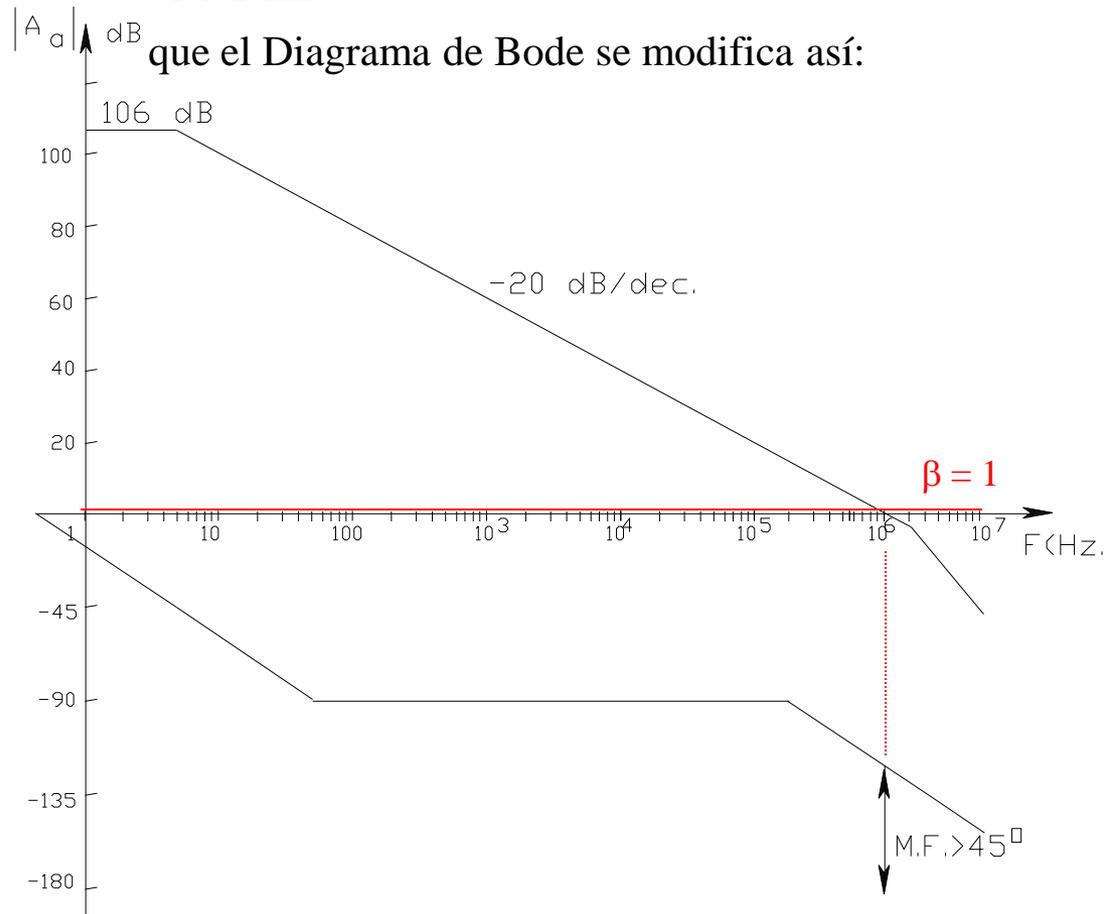


$$C_{\text{Miller}} = A_{V2} \cdot C = 500 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 15 \text{ nF}$$

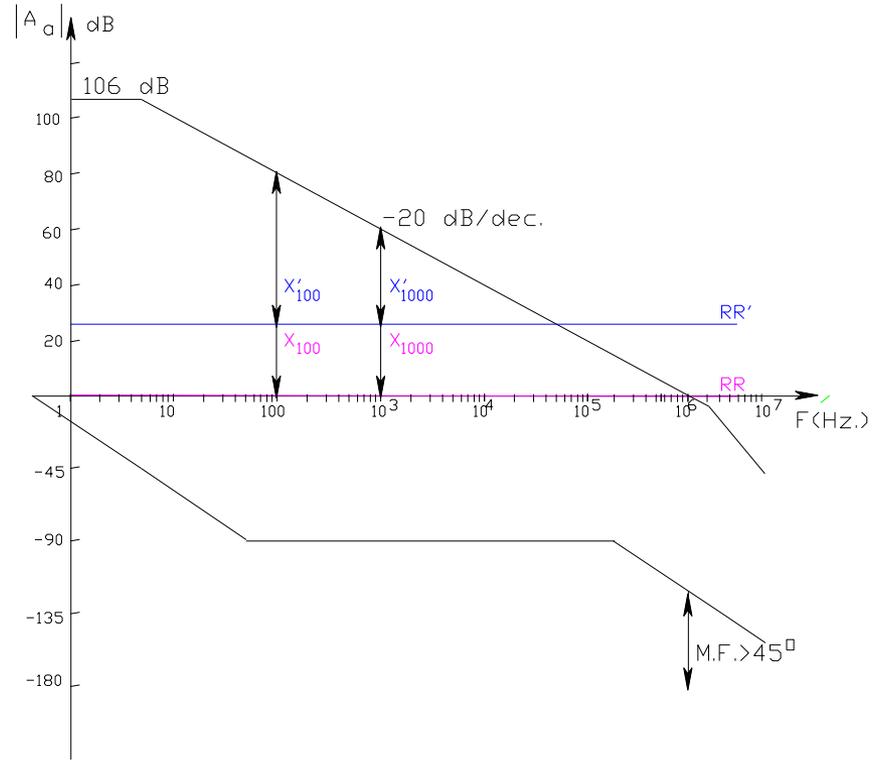
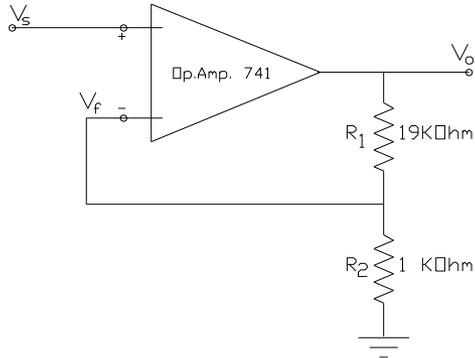
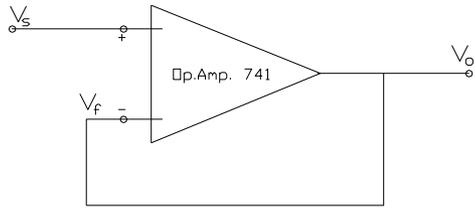
$$R_{o1} // R_{i2} = 2,7 \text{ MOhm}, \text{ así } \tau = 15 \cdot 2,7 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mseg}$$

$$F_{\text{Polo Domin}} = 1/(2 \pi \tau) = 1/(6,28 \cdot 0,04) = 5 \text{ Hz por lo}$$

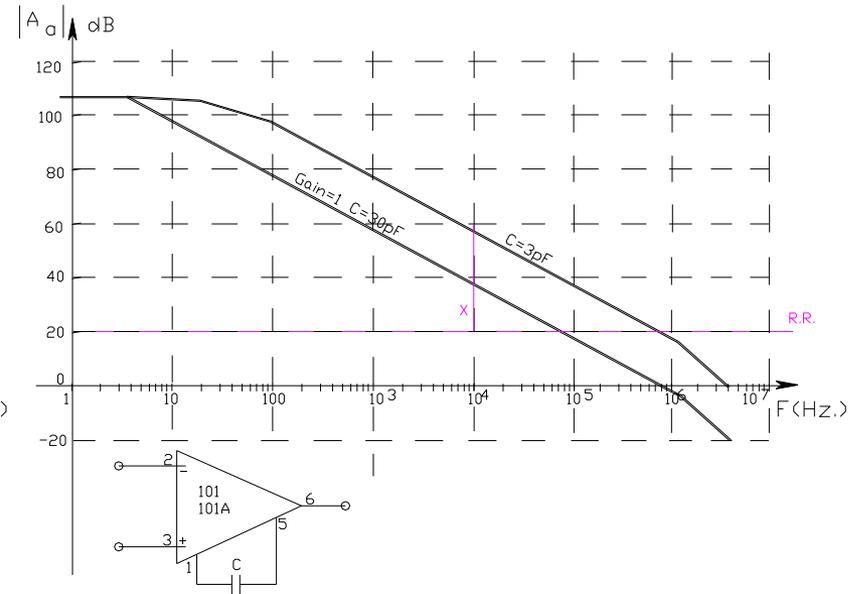
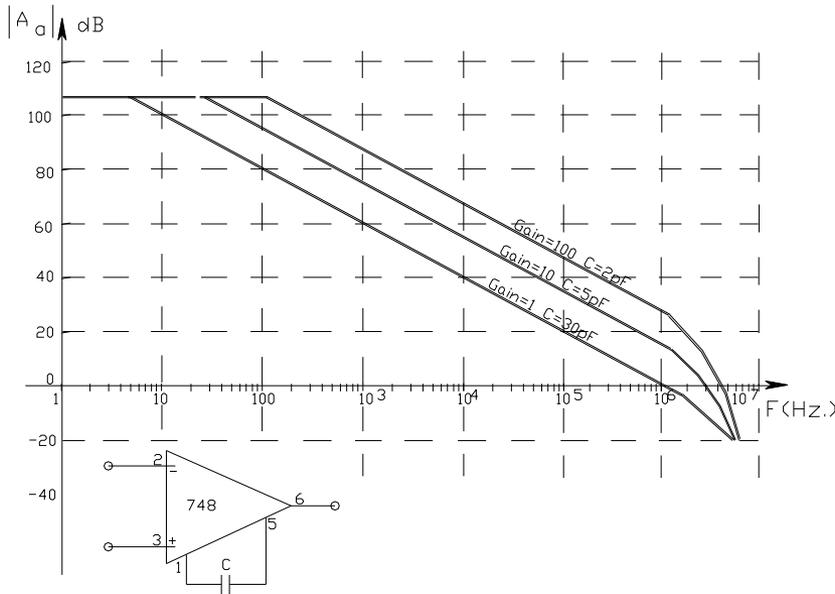
que el Diagrama de Bode se modifica así:



# Error Dinámico como función de la frecuencia:



## Ejemplos de Op.Amp. Compensables exteriormente:

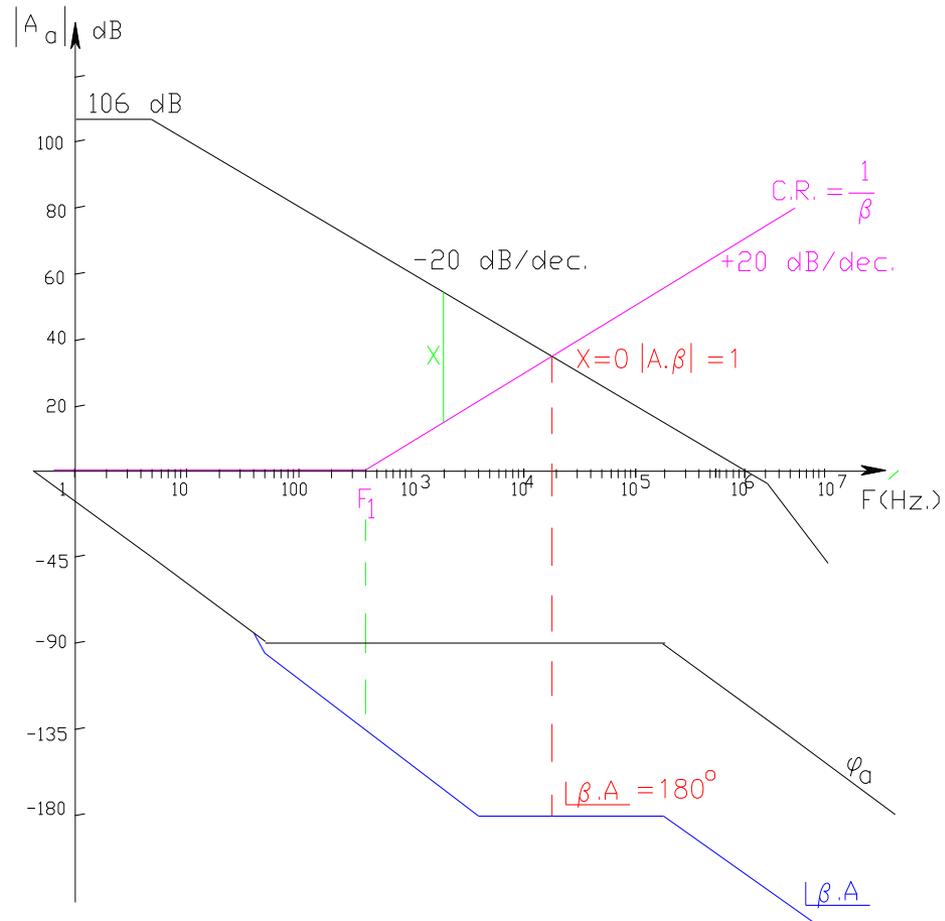
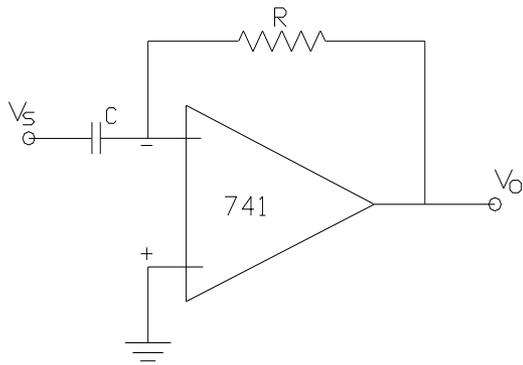


Con el auxilio de esta familia de curvas de respuesta cuyo parámetro es la cantidad de compensación resulta sencillo seleccionar la compensación necesaria para la correspondiente utilización que se este realizando.

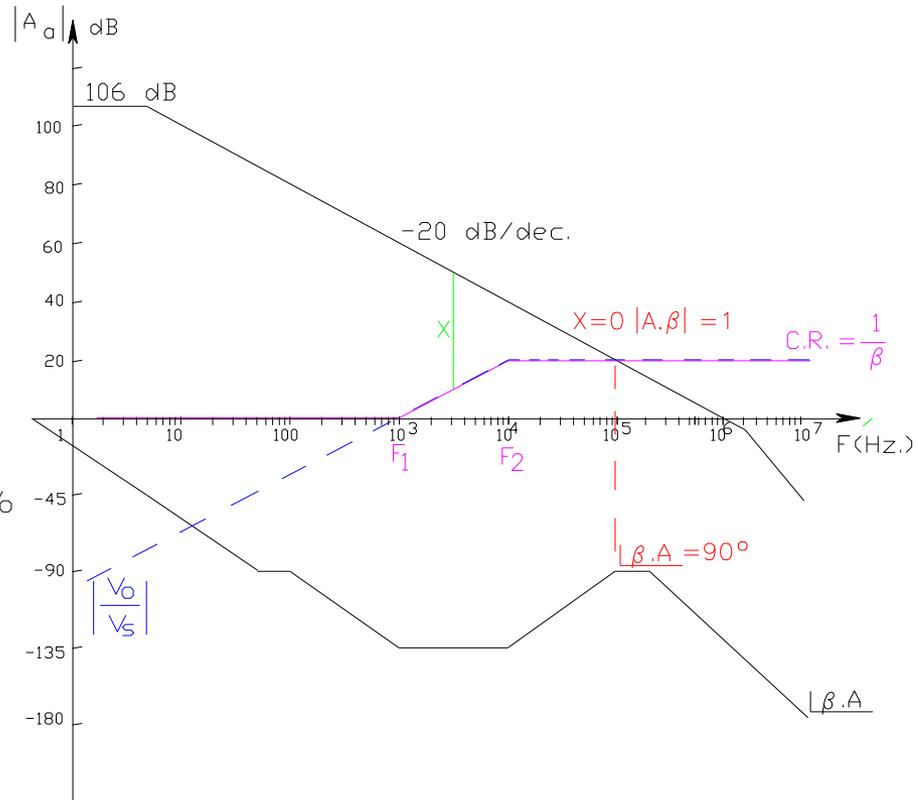
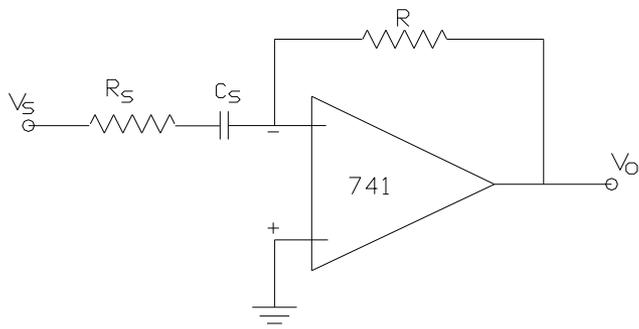
Pero en ausencia de estas gráficas, puede calcularse la cantidad necesaria de compensación basándose en la propiedad de la pendiente de  $-20$  dB/dec: si  $C$  es la capacidad de compensación para  $\beta = 1$ , entonces para cualquier otro  $\beta$  la capacidad necesaria es:  $C' = \beta \cdot C$

Condición o efecto LATCH UP:

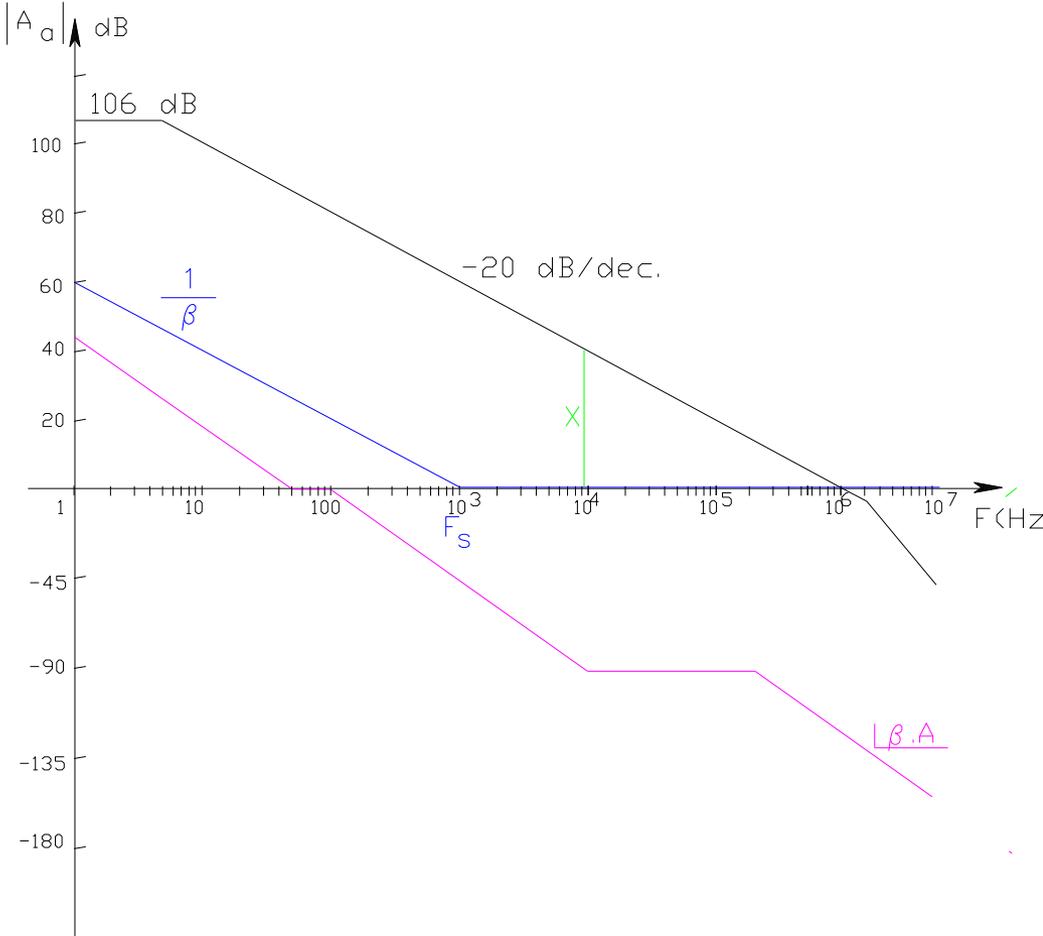
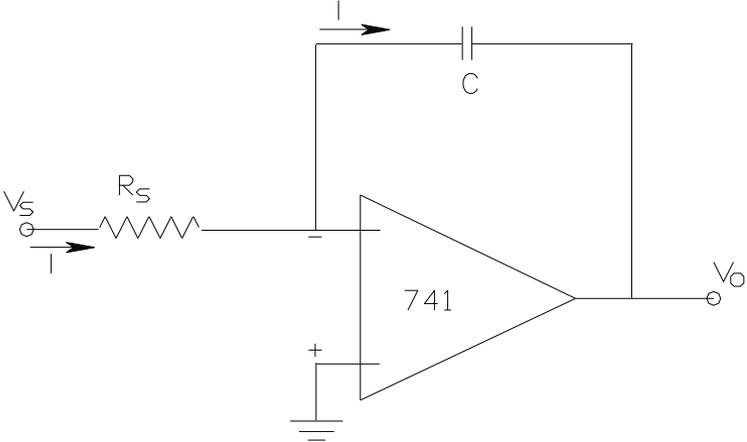
# Circuito Operacional Derivador



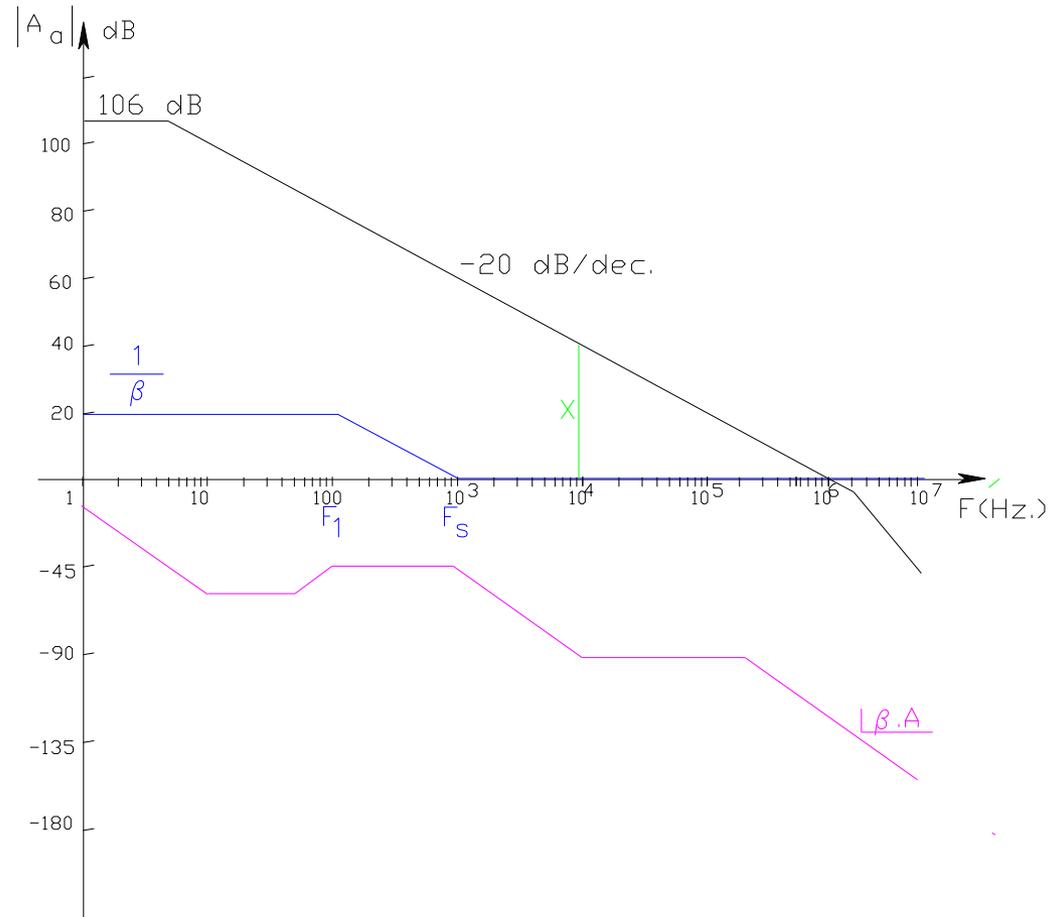
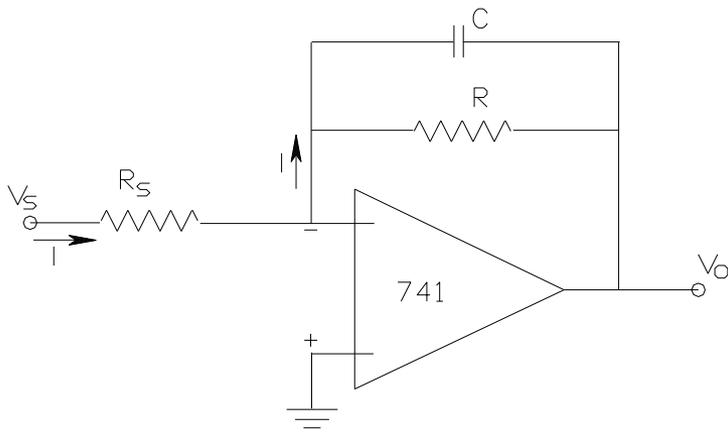
# Circuito Operacional Derivador Estable:



# Circuito Operacional Integrador

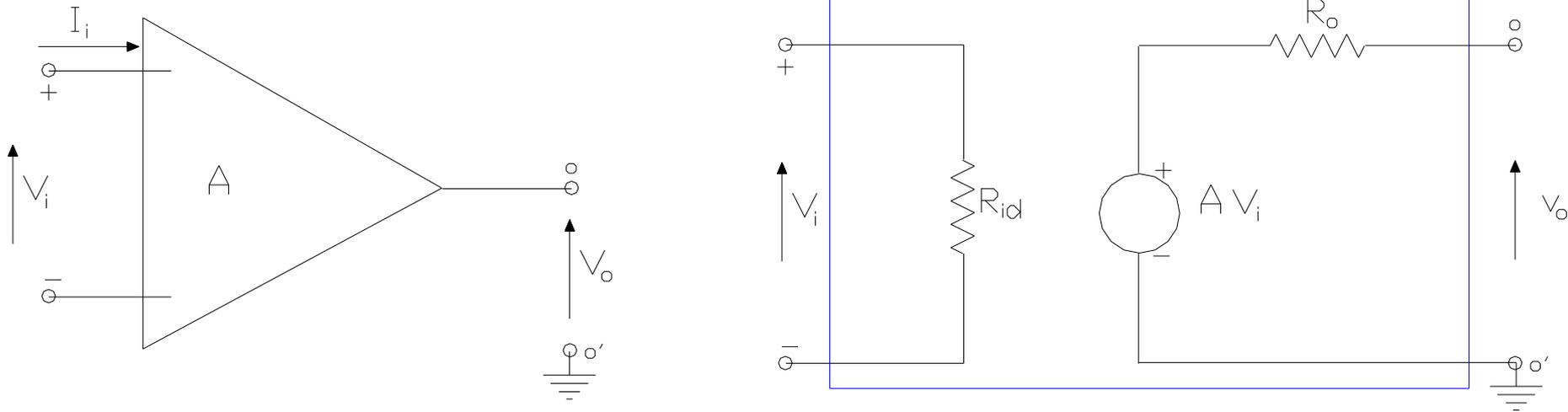


# Circuito Operacional Integrador Práctico:



# Op.Amp. CFB y sus contrapartes los VFB

Tal como hemos venido estudiando desde EA1 los operacionales construidos con no menos de tres etapas (diferencial a la entrada, etapa intermedia y la salida de gran señal) y que poseen un circuito equivalente como el siguiente:



Se diseñan para conseguir  $A$  infinito  $R_{id}$  infinito y  $R_o$  cero con una CMRR también infinito así como para que ambos terminales de entrada puedan ser activos (aislados de masa) y ello determina la presencia de varios polos de alta frecuencia que para la mayoría de las aplicaciones determina la necesidad de compensar y así reducir el ancho de banda.

Como la realimentación negativa no modifica el PGB, a lazo cerrado las bandas pasantes de dichos amplificadores realimentados no puede extenderse hacia arriba en frecuencia tanto como algunas aplicaciones demandan. Ejemplo PGB 1 MHz

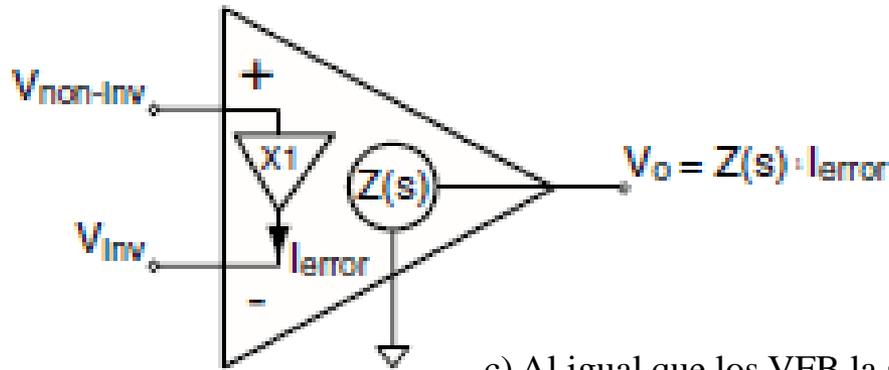
Este es el principal motivo por el cual mientras a este tipo de Op.Amp. que se los identifica como VFB existe otro grupo denominado como CFB cuyas principales características y diferencias se analizarán seguidamente:

En primer lugar en cuanto a la denominación VFB significa realimentados por tensión debido que cuando se realimentan la tensión  $V_i$  —llamada señal error tiende a cero conforme aumenta la cantidad de realimentación negativa aplicada

# Estructura. de los Op.Amp. CFB:

En este caso CFB significa que en estos amplificadores operacionales la señal error que disminuye conforme aumenta la realimentación negativa aplicada es una corriente que llamaremos Ierror o bien  $I_e$

Las características circuitales de este grupo de Op.Amp. Son notoriamente diferentes de los VFB y se pueden resumir así:



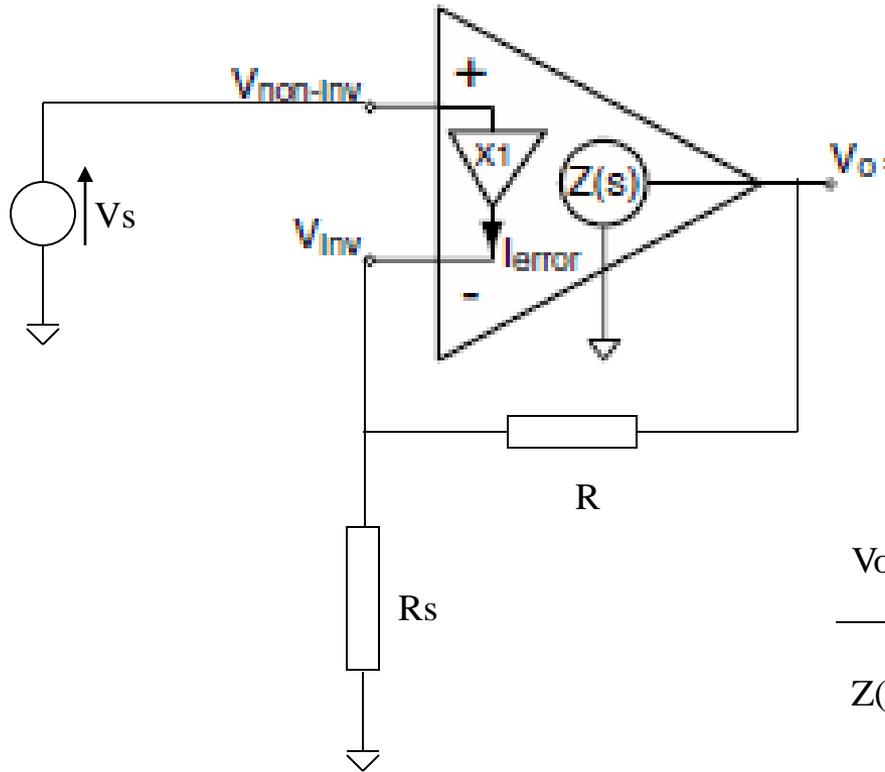
a) Se observa la presencia de un amplificador buffer (X1) dispuesto entre el terminal no inversor y el terminal inversor por lo que el terminal no inversor es un terminal de alta impedancia o aislado de masa al igual que en los VFB.

b) Como consecuencia y a diferencia de los VFB, el terminal inversor presenta una baja impedancia de entrada; la de salida del amplificador buffer.

c) Al igual que los VFB la salida de los Op.Amp. CFB es una fuente casi ideal de tensión. La diferencia es que en estos últimos dicha fuente esta controlada por la corriente de error que circula por el amplificador buffer de entrada. En consecuencia la transferencia es una transimpedancia  $Z(s)$ .

Y la gran ventaja es que es posible conseguir un alto valor de  $Z(s)$  mediante un único circuito o etapa que es a la vez responsable de determinar el ancho de banda del amplificador. Ello hace posible que un CFB muestre una independencia entre la ganancia y el ancho de banda (y no un PGB constante como ocurre en los VFB), cuando se lo emplea dentro de un lazo de realimentación tal como se vera en uno de los circuitos de aplicación el amplificador no inversor

# Amplificador NO INVERSOR utilizando un Op.Amp. tipo CFB



$$I_e = \frac{V_s - V_o}{R} + \frac{V_s}{R_s} ; \quad V_o = I_e \cdot Z(s)$$

$$V_o = \left[ \frac{V_s - V_o}{R} + \frac{V_s}{R_s} \right] \cdot Z(s)$$

$$\frac{V_o}{Z(s)} + \frac{V_o}{R} = \frac{V_s}{R} + \frac{V_s}{R_s} ; \quad A_{vf} = \frac{V_o}{V_s}$$

Recordando  $\beta = \frac{R_s}{R_s + R}$  como:  $A_{vf} = \frac{\frac{R_s + R}{R \cdot R_s}}{\frac{1}{Z(s)} + \frac{1}{R}}$

$$A_{vf} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{Z(s)}}$$

Siendo  $\varepsilon = \frac{R}{Z(s)}$   
el error dinámico.

Dicho error dinámico es debido a que el Op.Amp. Real posee una transimpedancia  $Z(s)$  que no alcanza el valor infinito.

Pero lo trascendente es que ahora dicho error dinámico  $\varepsilon$  ya no depende de  $\beta$  como ocurre con los VFB sino que depende solo de  $R$ . Esto hace posible variar la ganancia variando  $R_s$  manteniendo dicho error  $\varepsilon$  o sea el ancho de banda constante.

## Amplificador NO INVERSOR utilizando un Op.Amp. tipo CFB (continuación)

Este resultado es muy similar al obtenido con el operacional VFB solo que el error dinámico  $\varepsilon$  en lugar de depender de  $\beta$  y  $A(s)$  ahora depende solo de  $R$  y de  $Z(s)$ , mas específicamente dejó de depender del valor del resistor  $R_s$

Así por ejemplo si se lograra  $Z(s)$  infinito la transferencia es  $(1/\beta)$  o sea es el caso ideal. Asimismo conforme  $Z(s)$  disminuya, a medida que la frecuencia aumente, dicho error dinámico aumenta, particularmente cuando  $Z(s)$  se hace igual al valor de  $R$  la transferencia a lazo cerrado baja a la mitad del valor que presenta en C.C.

Entonces la principal diferencia en comparación con los resultados obtenidos al evaluar el error dinámico de los VFB para la misma aplicación no inversora es que ahora dicho error dinámico no depende del resistor  $R_s$

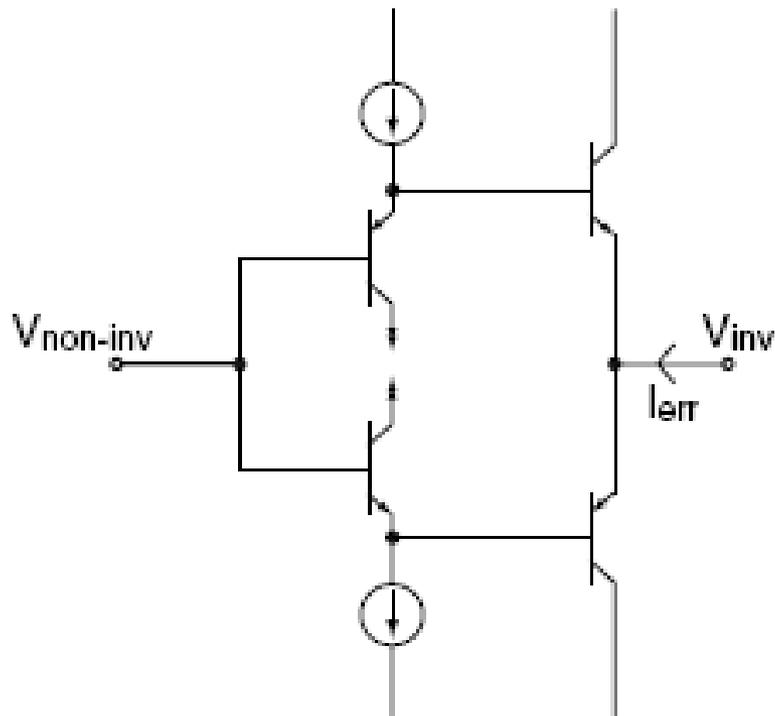
Esto hace posible lograr aumentar la ganancia disminuyendo dicho componente  $R_s$  sin modificación de  $R$  y por lo tanto sin reducir el ancho de banda del amplificador a lazo cerrado (que como se recordará, es sinónimo de no ampliar el error dinámico función de la frecuencia). En otras palabras incrementar la ganancia disminuyendo  $R_s$  hace posible lograr que la ganancia sea independiente del ancho de banda del amplificador realimentado.

Por otra parte la misma expresión establece la importancia del valor  $R$  en la aplicación de un amplificador operacional del tipo CFB. Las hojas de dato de los amplificadores CFB recomiendan precisos valores de  $R$  para distintos valores de Ganancia. Debe tenerse en cuenta que valores excesivamente grandes o pequeños de  $R$  comprometen la estabilidad del amplificador realimentado.

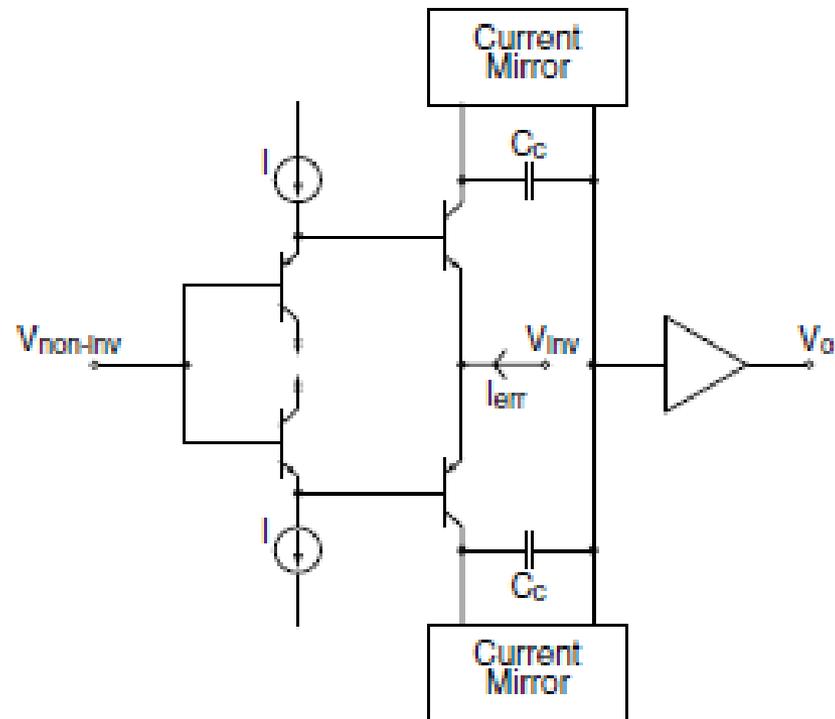
Esto es así ya que el valor de  $R$  es utilizado para fijar el comportamiento en alta frecuencia del amplificador. Como regla general si  $R$  se duplicara respecto del valor recomendado, el ancho de banda se reduciría a la mitad .

# Ventajas y desventajas de los CFB en comparación con los VFB:

La estructura típica de etapa de entrada de un CFB es:

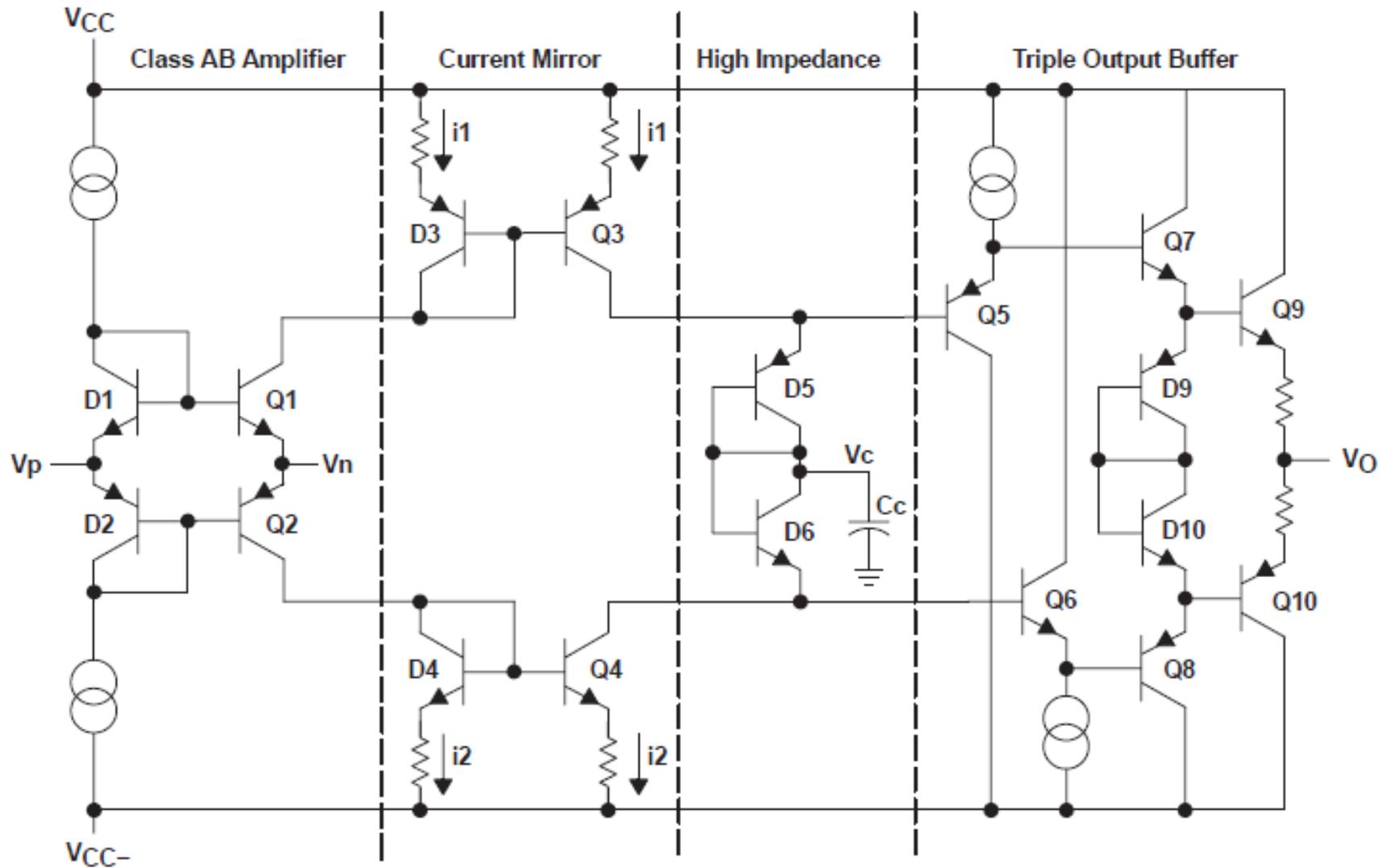


Así la estructura básica de un Op. Amp. tipo CFB es:

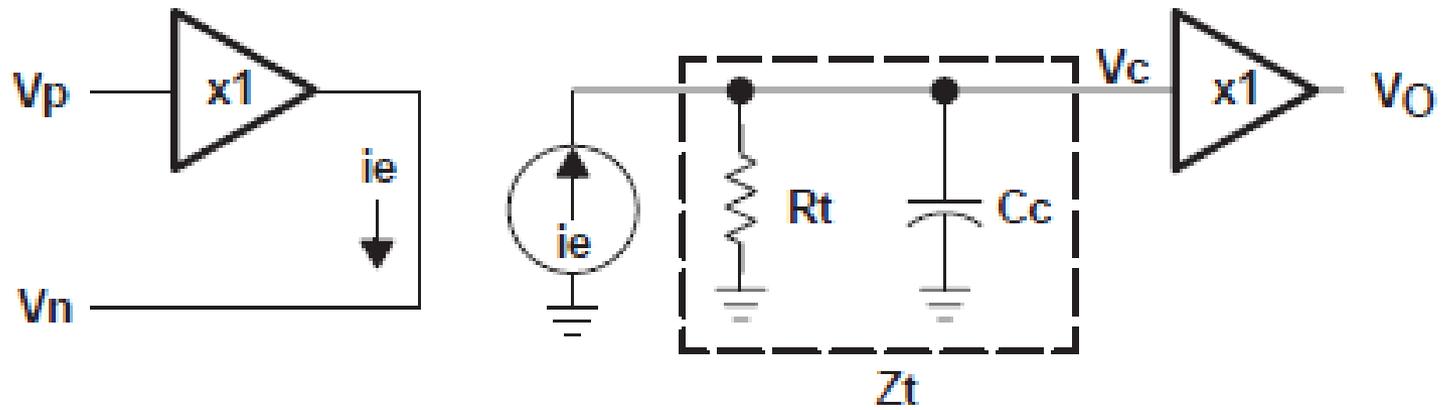


A diferencia del diferencial simétrico de los VFB

# Diagrama Esquemático del Amplificador Operacional THS3001



## Circuito equivalente de un CFB



(b) CF Model

Figure 5 shows Bode plots of the gain vs. frequency characteristics of the VF and CF op amp models.

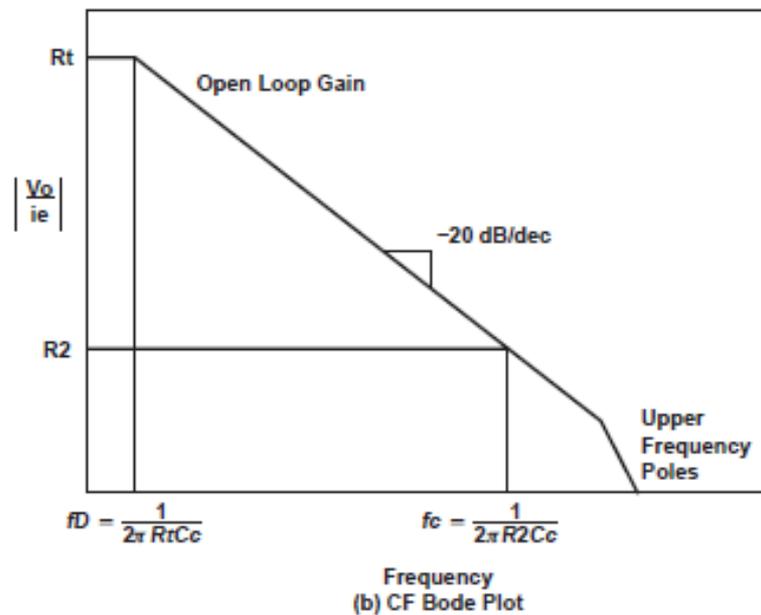
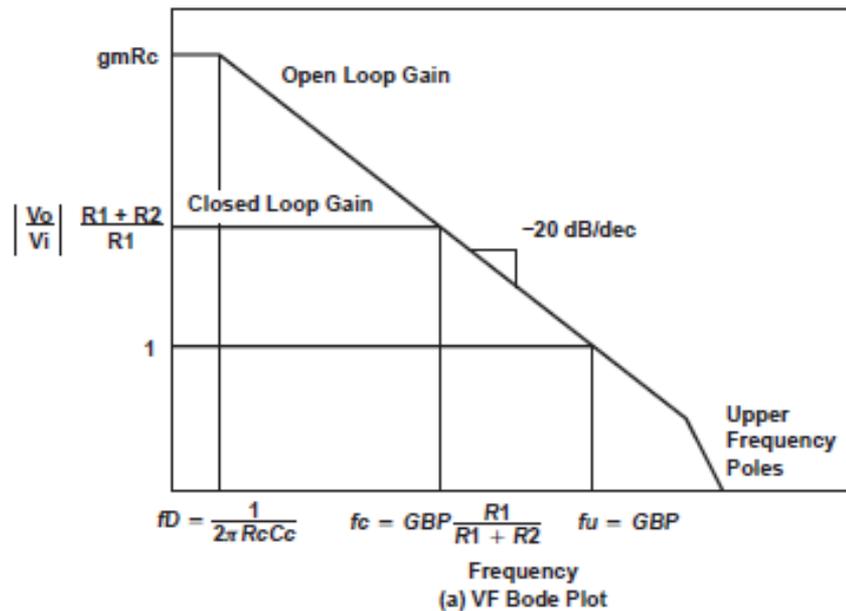


Figure 5. Bode Plot