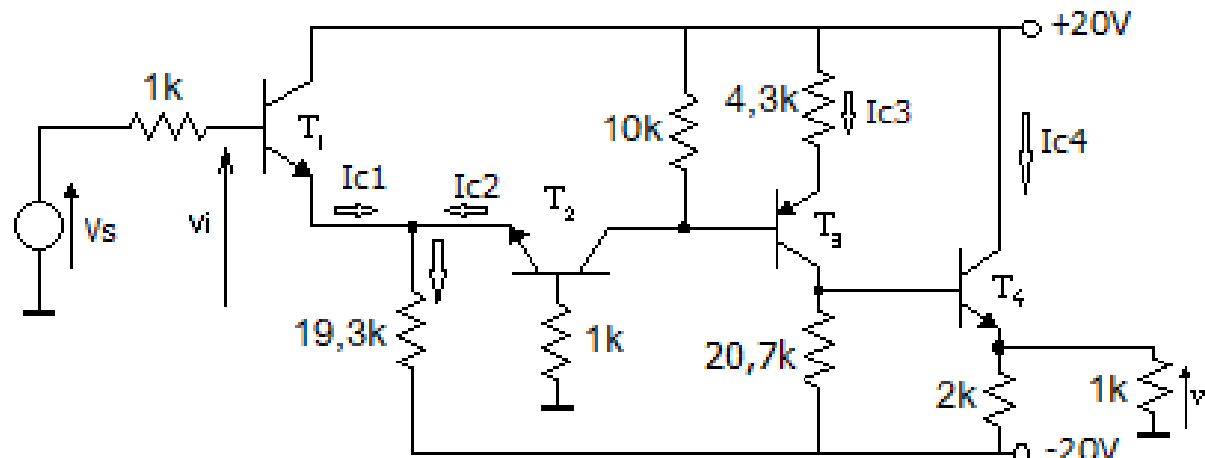


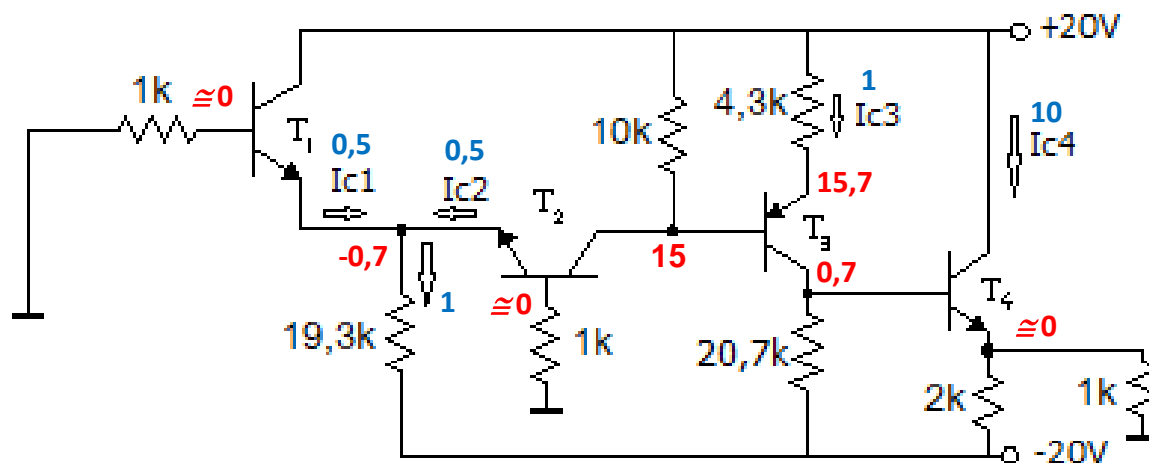
Estabilidad y Compensación en sistemas realimentados

Un ejemplo del comportamiento de la realimentación negativa con la frecuencia:



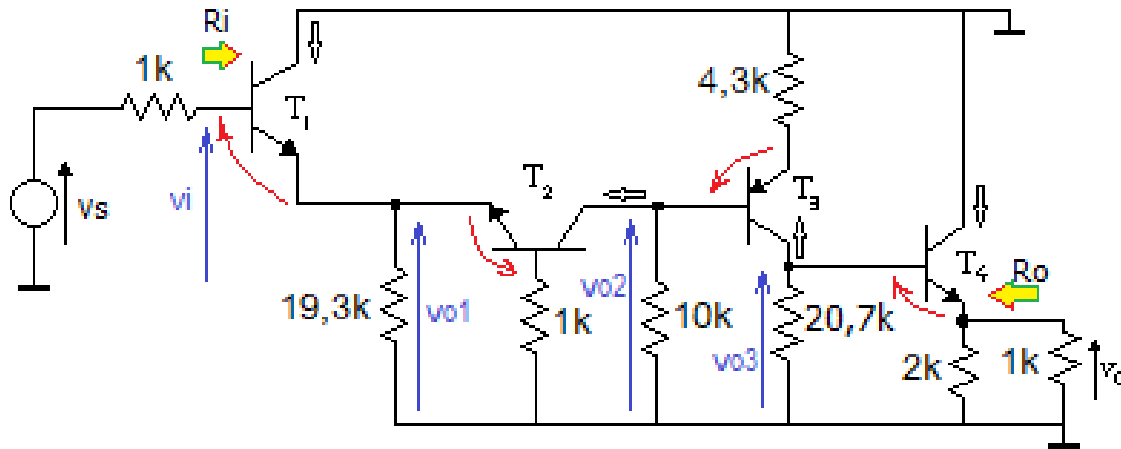
$\beta \cong 500$
 $C_u \cong 1 \text{ pF}$
 $f_T \cong 150 \text{ MHz}$

*T1 y T2 forman
 un par
 diferencial*

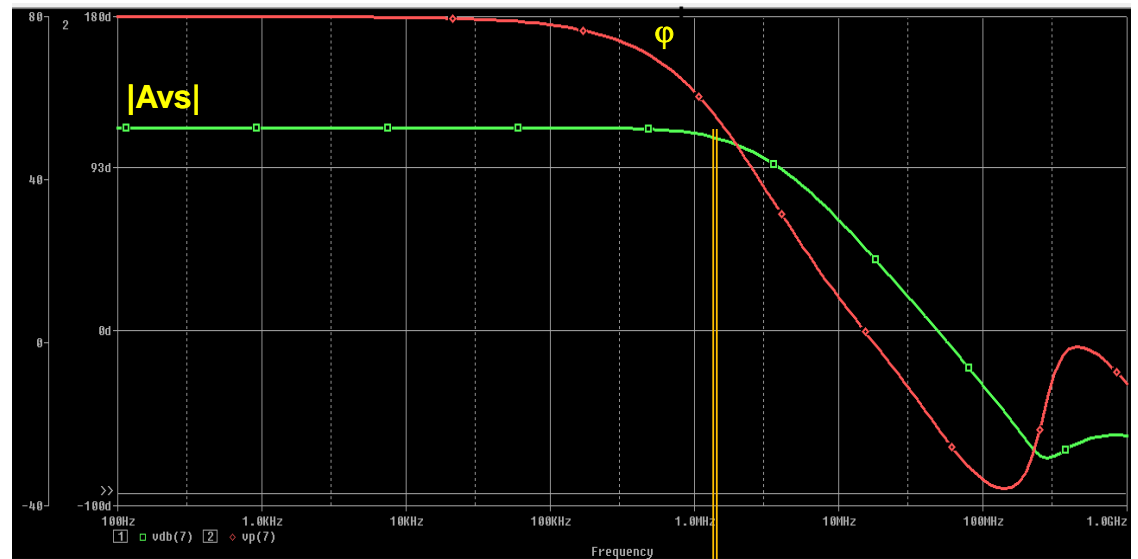
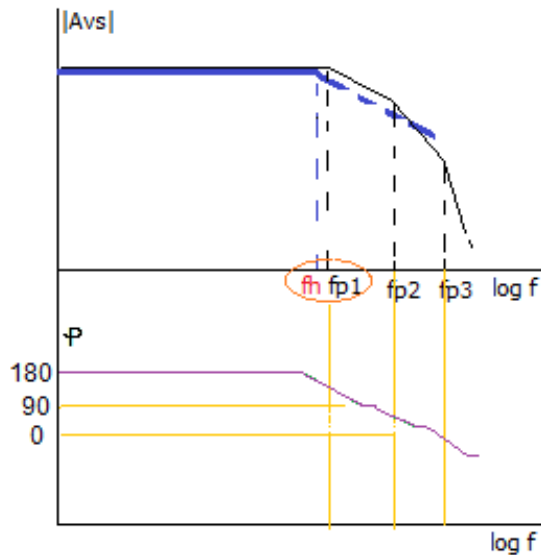


V_Q en [V]
 I_Q en [mA]

Cálculo de f_H a partir del polo dominante:

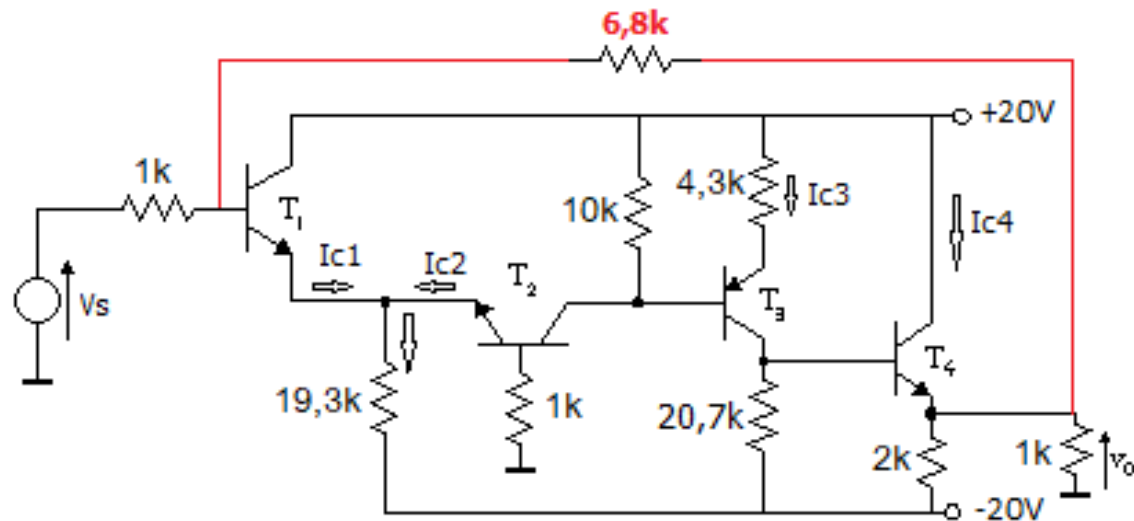


$$\tau_{b2} \cong 1k\Omega \cdot [20pF(1-0,5) + 1pF(1+100)] \cong 110 \text{ nseg} \Rightarrow f_H \cong 1/(2\pi\tau_3) \cong \mathbf{1,5 \text{ MHz}}$$



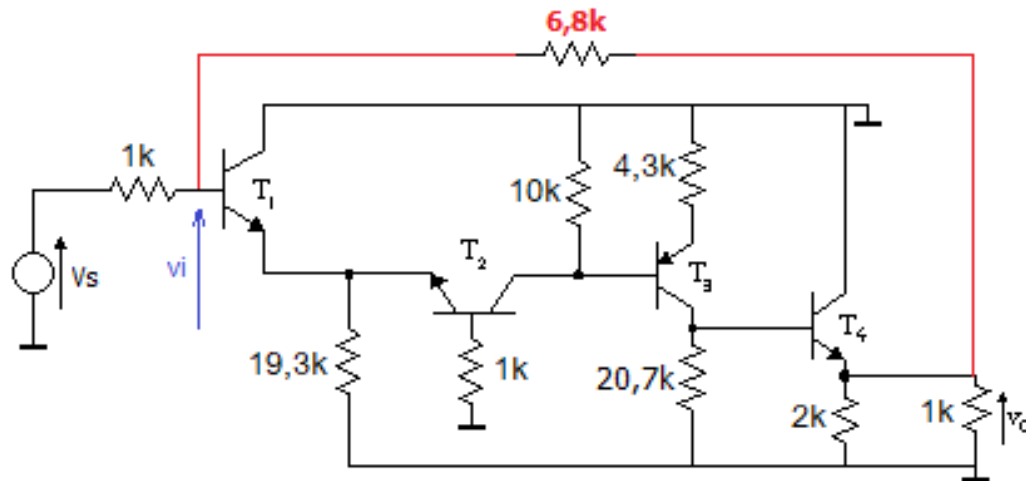
1,6 MHz

¿Qué pasa si se realimenta con una $R_F = 6,8k\Omega$?:



1.- ¿Se modifican los valores de reposo?

2.- ¿Contribuye a estabilizar Q ante dispersiones en el valor de β ?



En señal:

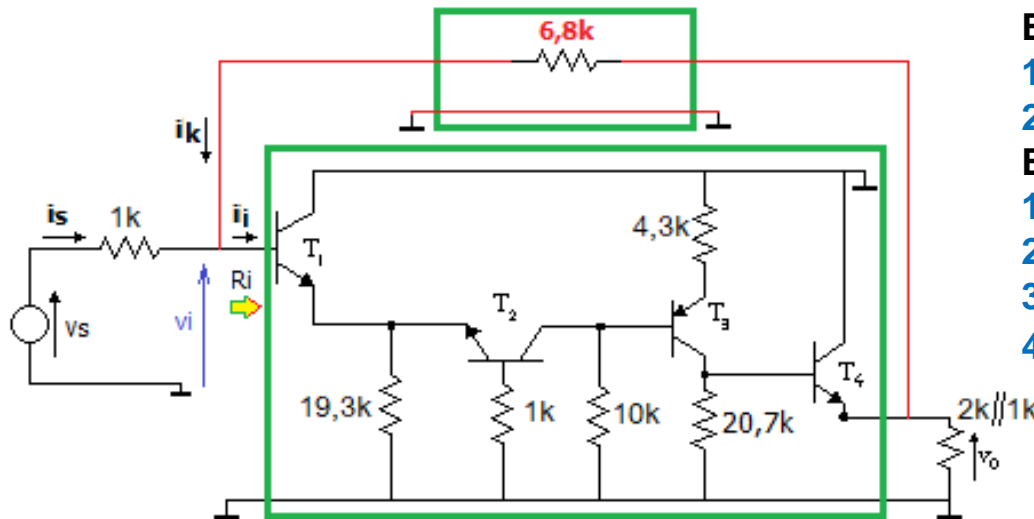
1.- ¿Realimentación + o -?

2.- ¿Qué muestrea?

3.- ¿Qué suma?

4.- ¿Sobre qué transferencia actúa?

¿Cómo quedan definidos los bloques en la realimentación?:



En reposo:

- 1.- No se modifica Q.
- 2.- Contribuye a estabilizar ICQ

En señal:

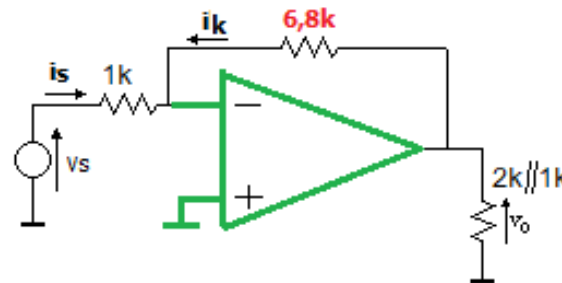
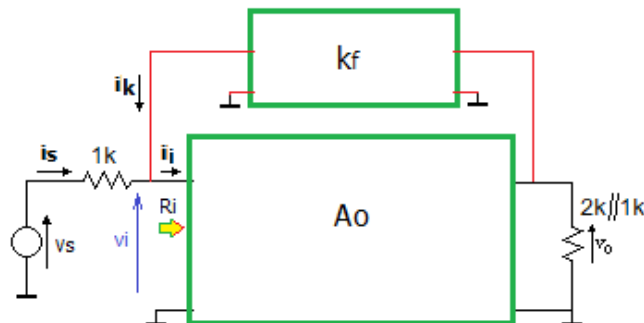
- 1.- Realimentación “-”
- 2.- Muestra “v” sobre RL
- 3.- Suma “i” a la is del generador
- 4.- $A_o = R_{mo} = v_o / i_i$; $k_f = i_k / v_o \mid_{v_i=0}$

Observar que sin realimentar
(a lazo abierto):

$$A_v = v_o / v_i = v_o / (i_i \cdot R_i) = R_{mo} / R_i$$

Se estabiliza R_{mo} , pero también A_v .

Pasando a un esquema más simplificado, estos dos esquemas son similares :



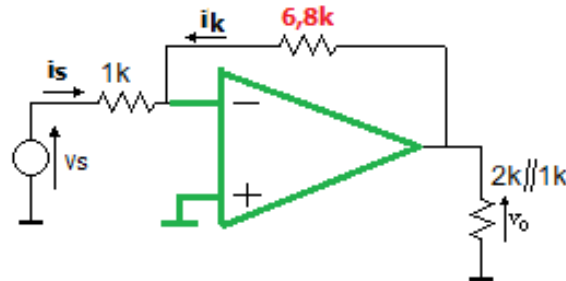
$$R_m = \frac{v_o}{i_s} = \frac{1}{k_f} \frac{R_{mo} \cdot k_f}{1 + R_{mo} \cdot k_f} \cong \frac{1}{k_f} \cong 6,8k\Omega \text{ y como } i_k \cong -i_s \Rightarrow A_{vr} = v_o / v_s \cong -6,8$$

← T ($|T| \gg 1$)

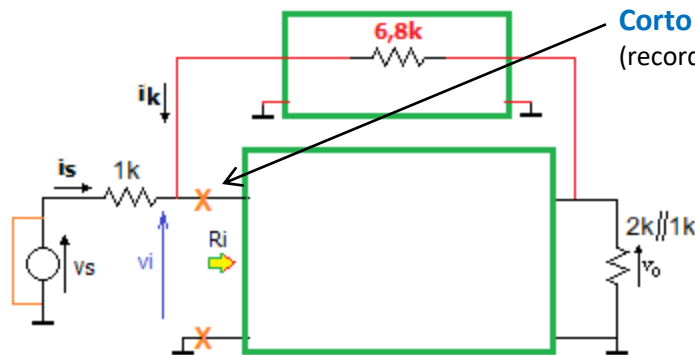
NOTA: No tiende a un
amplificador ideal de tensión
pero A_{vr} resulta menos alejable.

¿Y la respuesta en frecuencia?

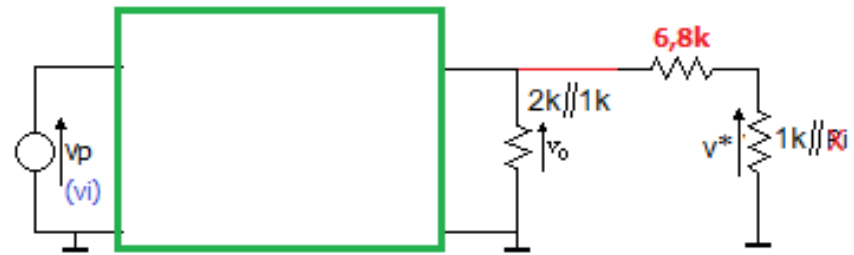
Mientras $|T(j\omega)| \gg 1 \Rightarrow R_m \cong 1/k_f \Rightarrow A_{vr} \cong -6,8 \Rightarrow$ **debe aumentar el ancho de banda** ($f_{Hr} \cong f_H (1 + |T|)$).



¿Cuál es el valor de T a frecuencias medias / bajas?

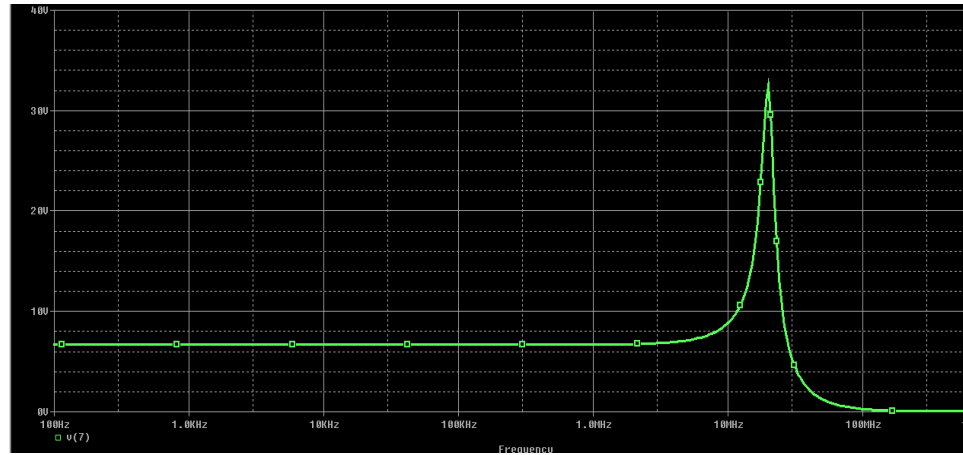


Corto el lazo y calculo v^*/v_p recorriendo en el sentido de la señal útil.
(recordar que existen varias formas de obtener T)

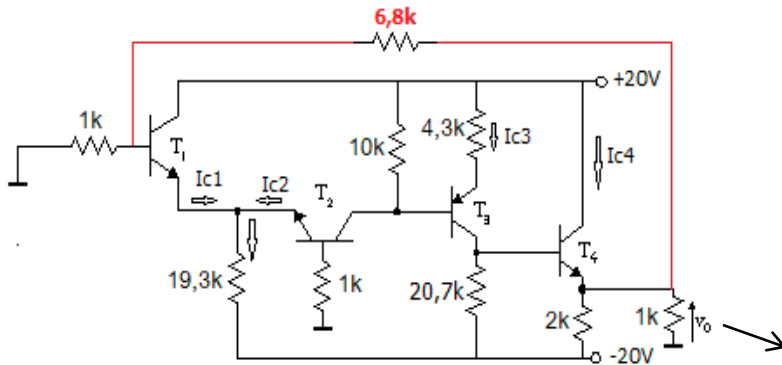


$$|T| = v^* / v_p = (v_o / v_p) (v^* / v_o) \cong |A_{vr} / 7,8| \cong 64$$

Sin embargo, el Bode del $|A_{vr}|$ es:



Y sin señal V_s ...

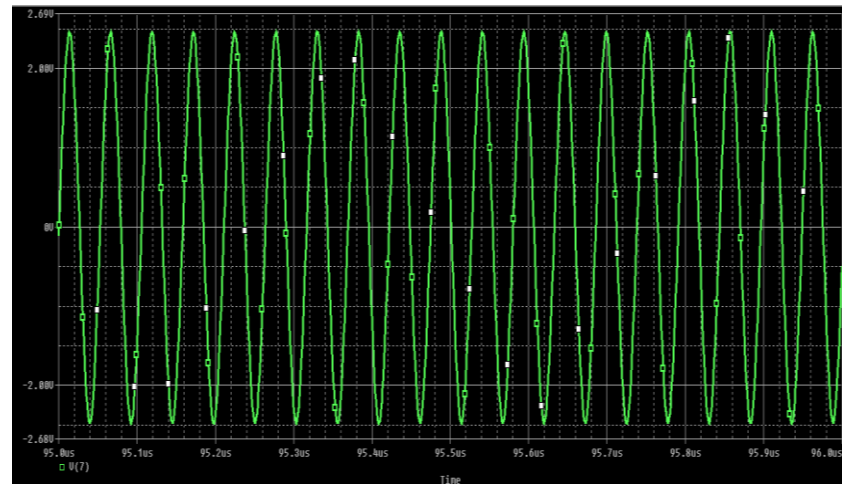


El circuito oscila



Existe una rotación de fase extra de 180° en T_1 para valores de $|T| \geq 1$.

Frecuencia de oscilación: $\cong 15\text{MHz}$

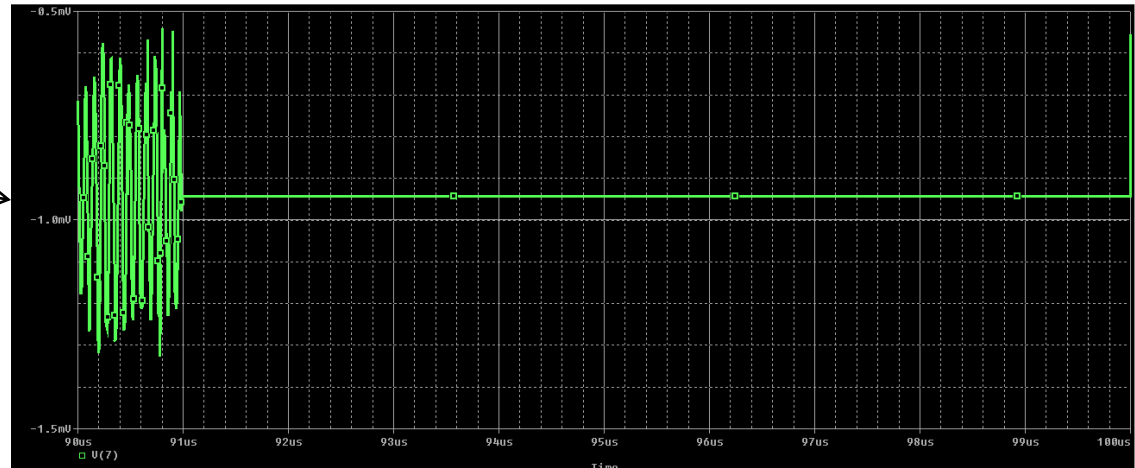


¿Y si se modifica R_F de $6,8k\Omega$ a $20k\Omega$?:

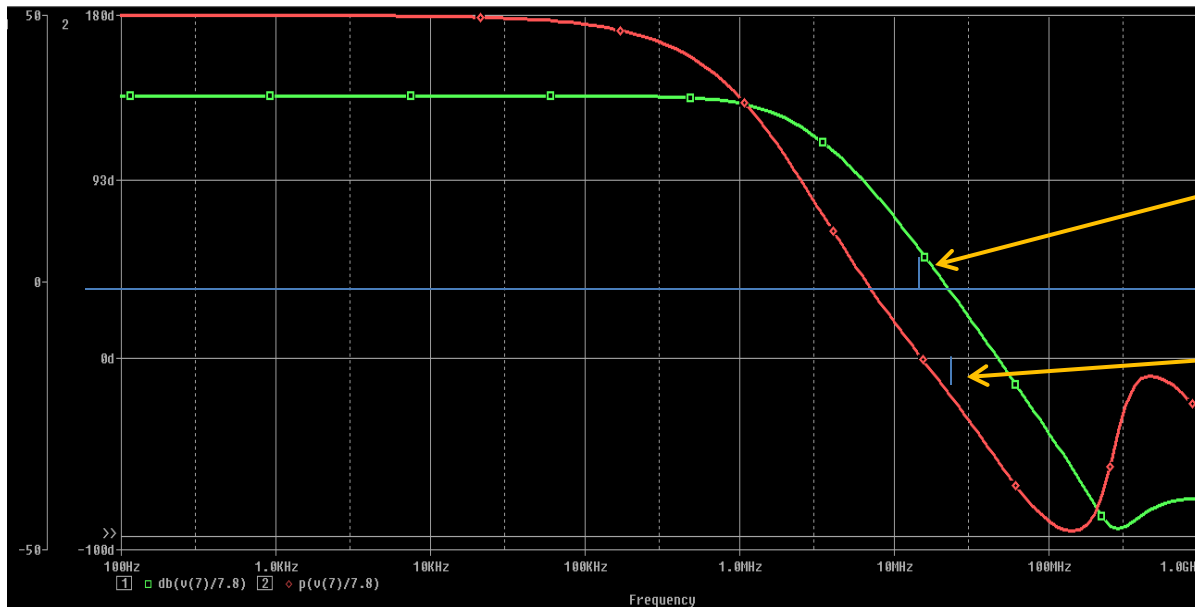
El circuito es estable
luego de un transitorio



La fase de T no llega a una
rotación extra de 180° para
valores de $|T| \geq 1$.



Analizando el Bode del $|T|$ para R_F de $6,8k\Omega$ (en este caso los polos de T son los mismos que de A_{vs}):

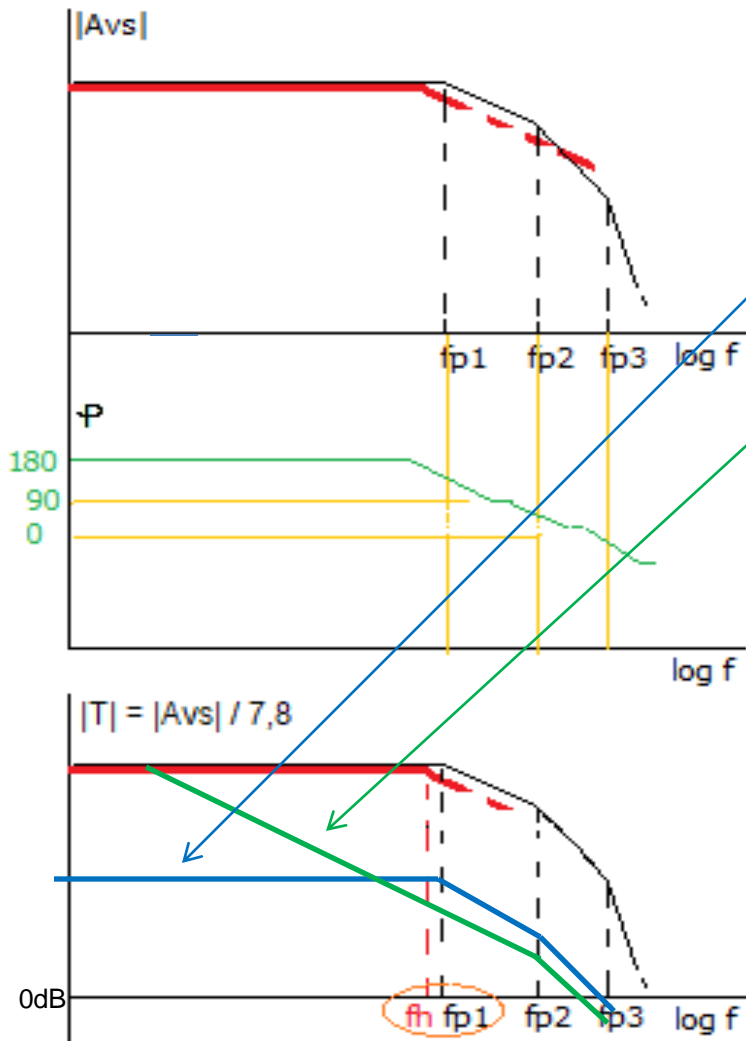


Margen de ganancia: $\cong 6\text{dB}$
(valor de T para fase nula, $|T| = 2$)

Margen de fase: $\cong -20^\circ$
(valor de fase para $T=0\text{dB}$)

¿Por qué oscila con $|T| > 1$?
Por la alinealidad del amplif.

¿Cuál sería la solución?



1. Disminuir el valor de T en bajas frecuencias (es decir, menor realimentación \Rightarrow aumentar R_F).

2. Correr el polo dominante a frecuencias menores (compensación).

Un valor aceptable es $MF > +45^\circ$
(se reducen las oscilaciones transitorias amortiguadas).

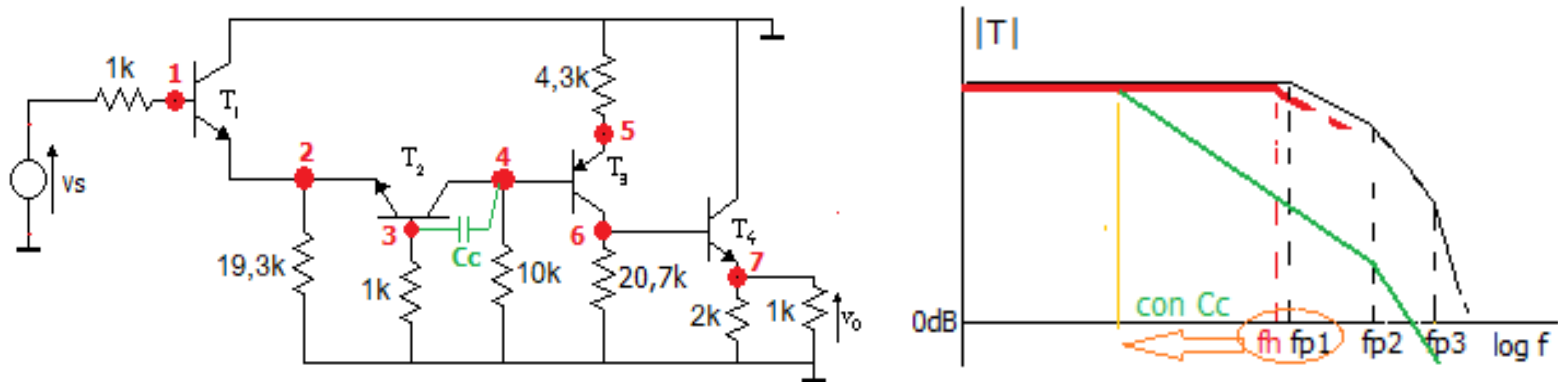
Como en esta caso el $MF \cong -20^\circ$, se debería correr el polo dominante más de una década.
(más de 45° de desplazamiento de fase)

Es decir, de $f_H \cong fp1 \cong 1,5\text{MHz}$ a 150kHz o menos

¿Qué pasa si se alcanza un $0 < MF < +45^\circ$?

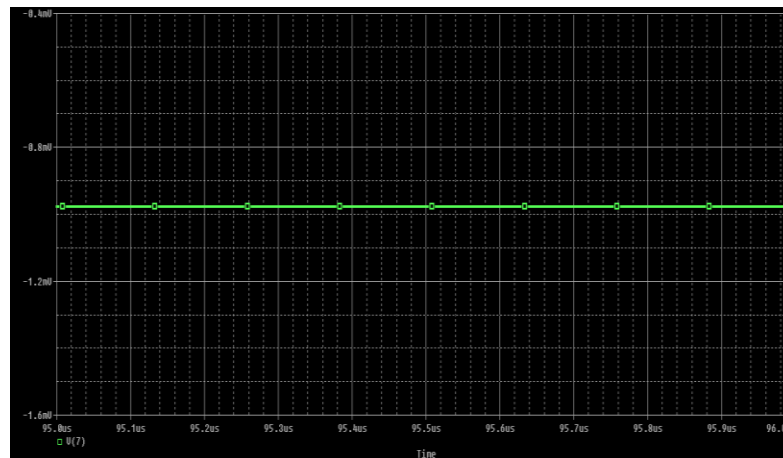
NOTA: En este ejemplo, si se quiere estabilizar el amplificador para un amplio rango de realimentaciones, se puede analizar el Bode de Avs en lugar de T , ya que sus polos coinciden.

Se agrega un “Capacitor de compensación” en el nodo dominante (3):

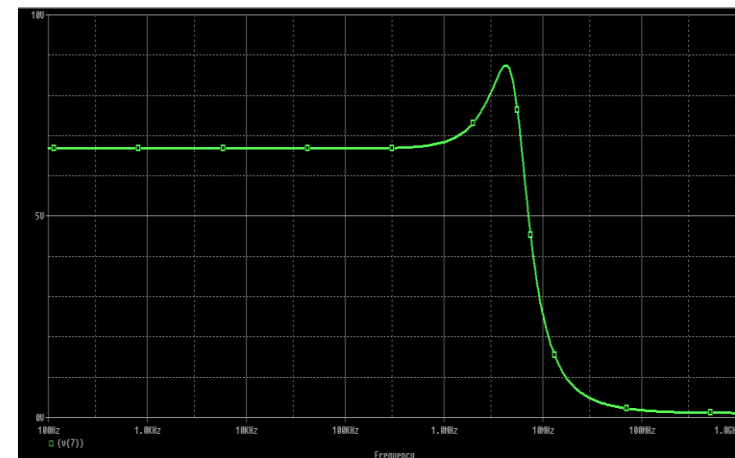


Con $C_c \cong 10\text{pF}$ (en paralelo con $C_{u3} \cong 1\text{pF}$), el polo dominante se corre a 150kHz

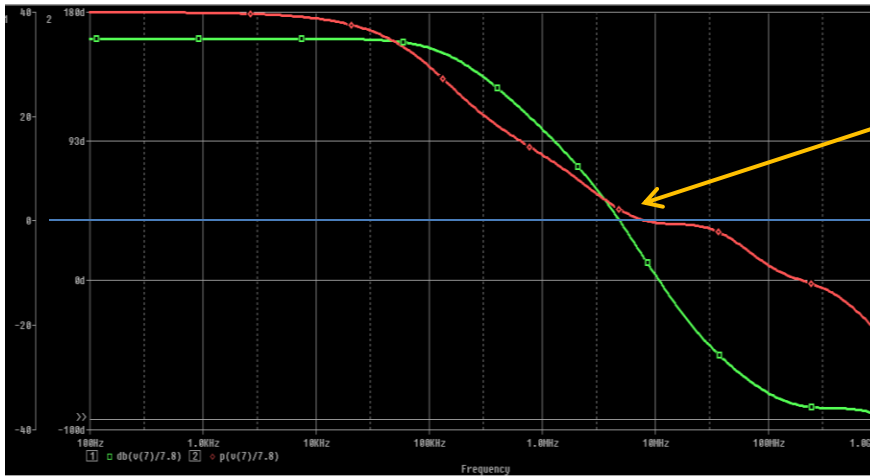
Sin V_s (en reposo) el circuito no oscila



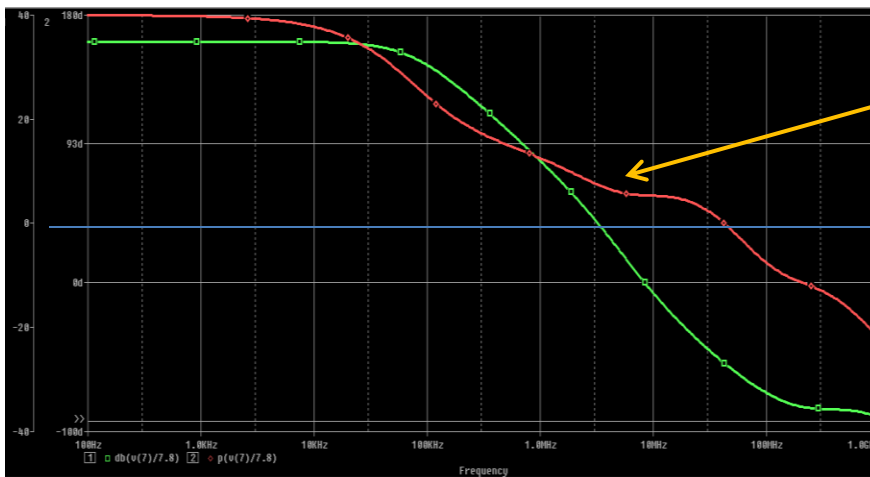
Sin embargo al cerrar el lazo la rta. en frecuencia tiene un sobrepico. (circuito sub compensado)



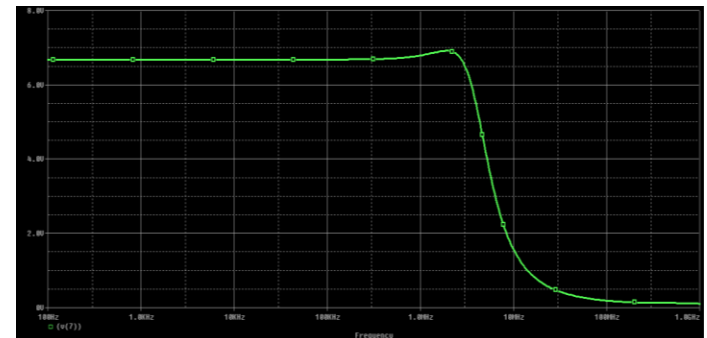
Si se analiza la Rta. En frec. de T, el MF < 45°



fp2 y fp3 también se corren
(aunque mucho menos que fp1)



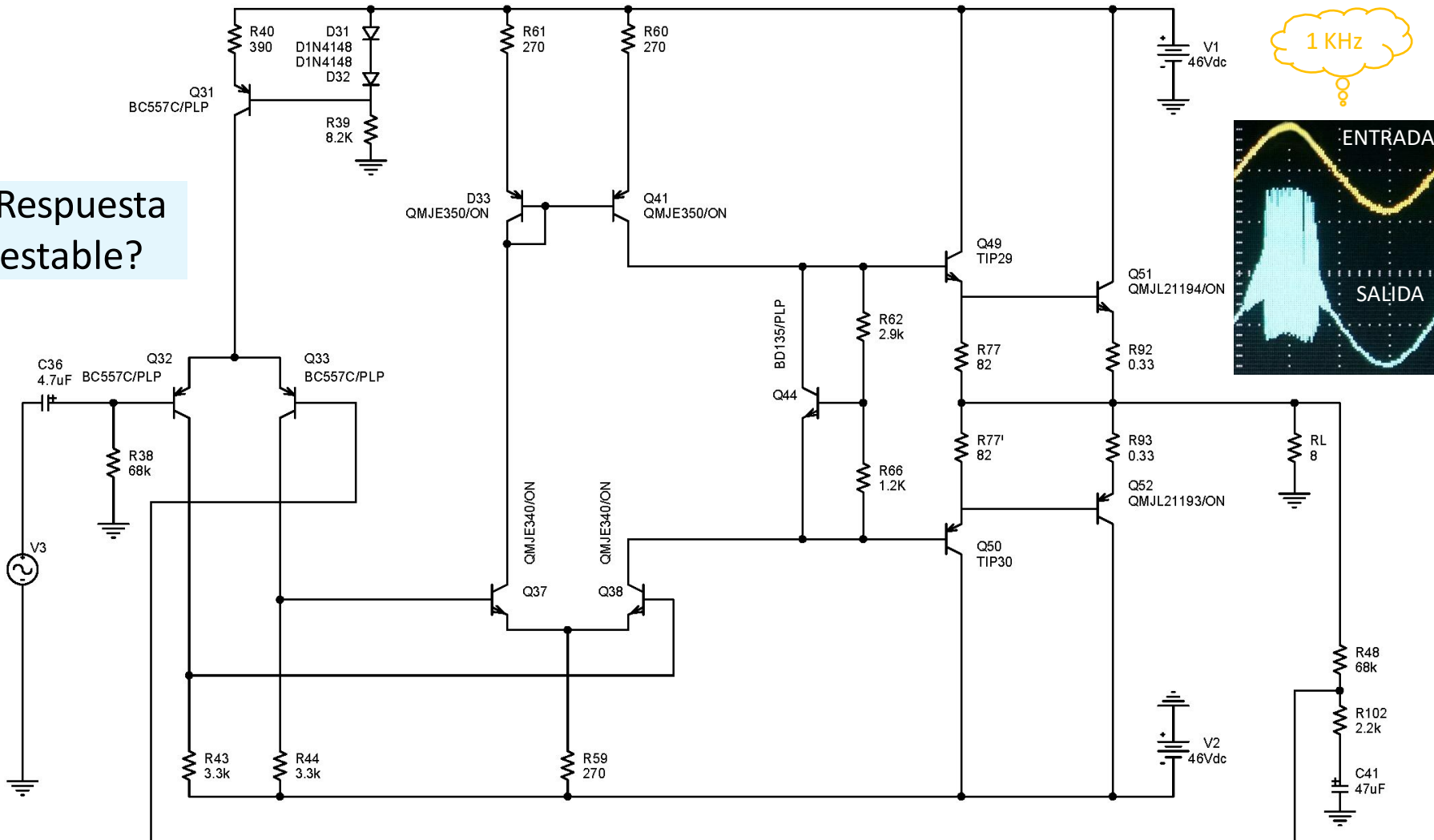
Con $C_c = 20\text{pF}$, $\text{MF} \cong 60^\circ$
Y la rta. a lazo cerrado es casi plana
(circuito compensado)



Con C_c mayores el circuito se hace más estable, pero se reduce más el ancho de banda
(sobre compensado).

Otro ejemplo: Etapa amplificadora de audio de potencia

¿Respuesta estable?

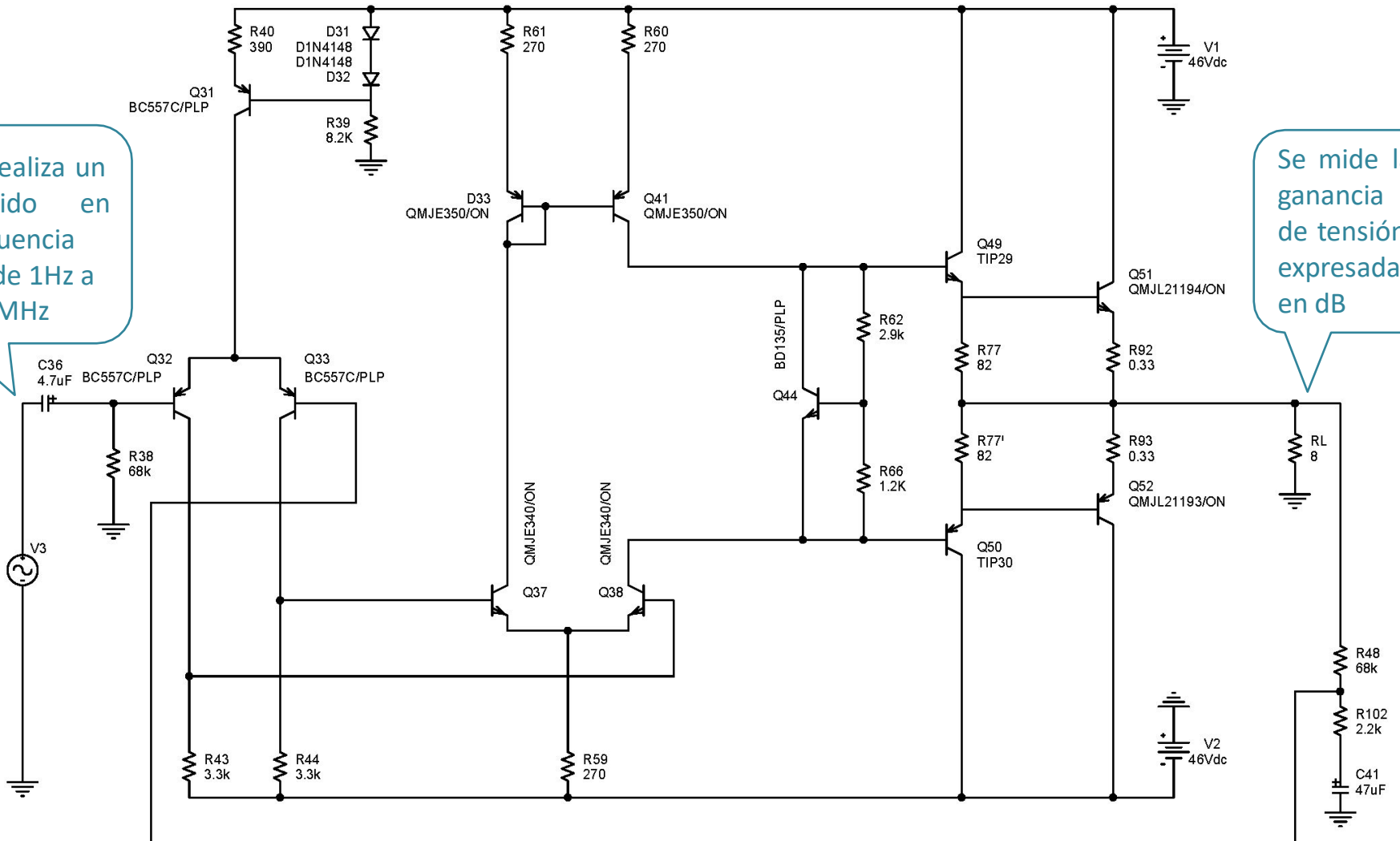


Amplificando una señal de baja frecuencia

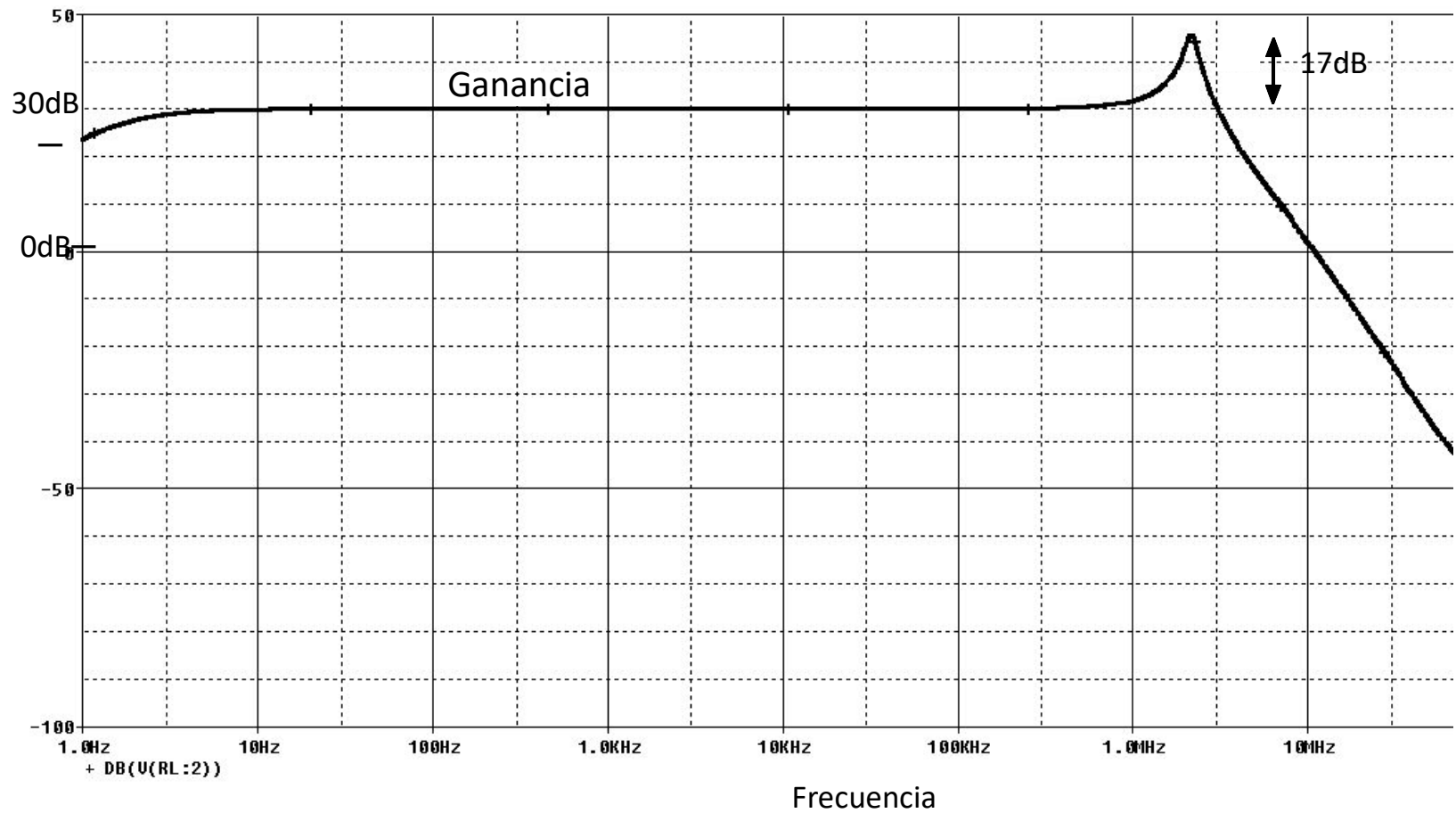
Relevando la respuesta en frecuencia:

Se realiza un
barrido en
frecuencia
desde 1Hz a
100MHz

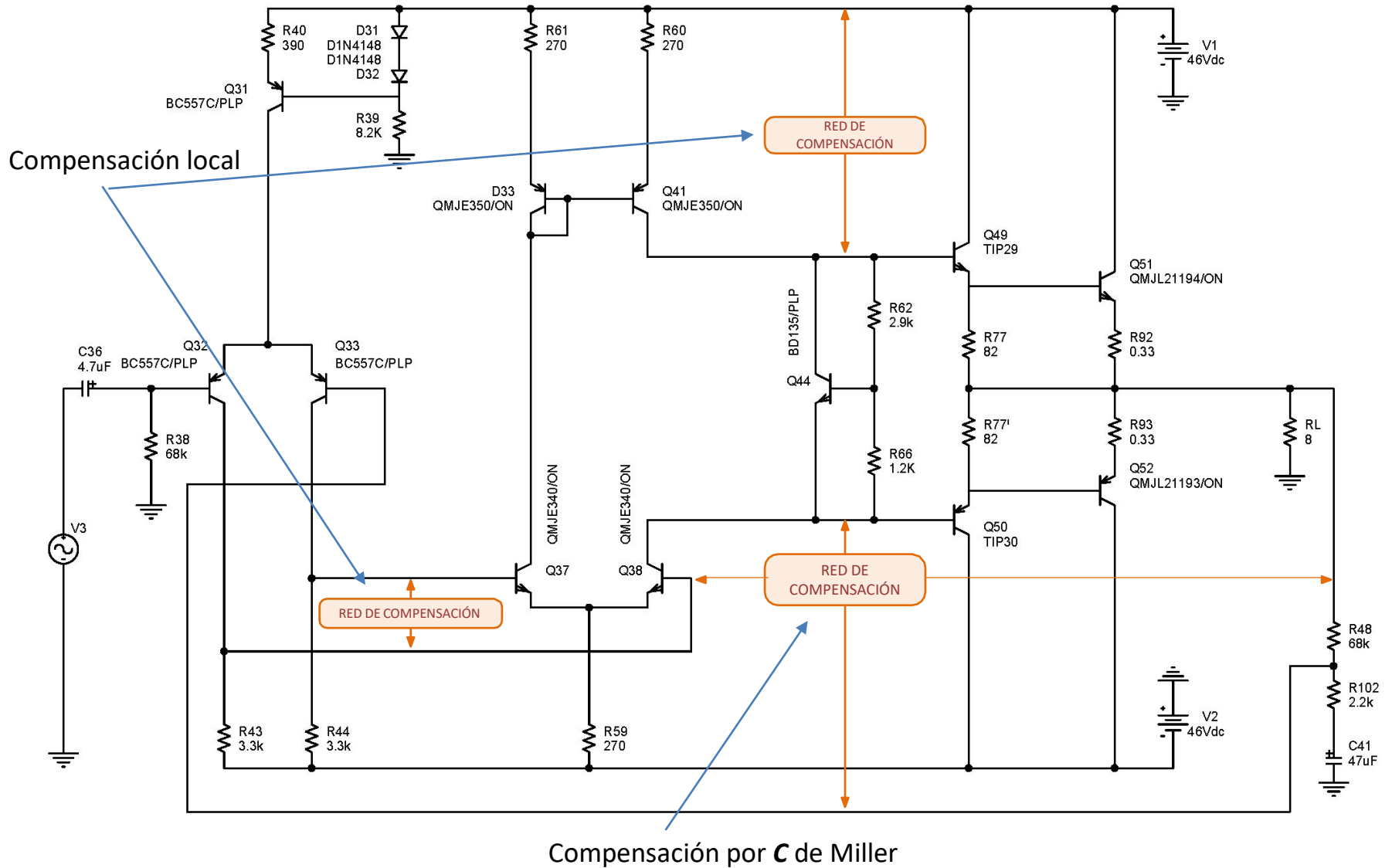
Se mide la
ganancia
de tensión
expresada
en dB



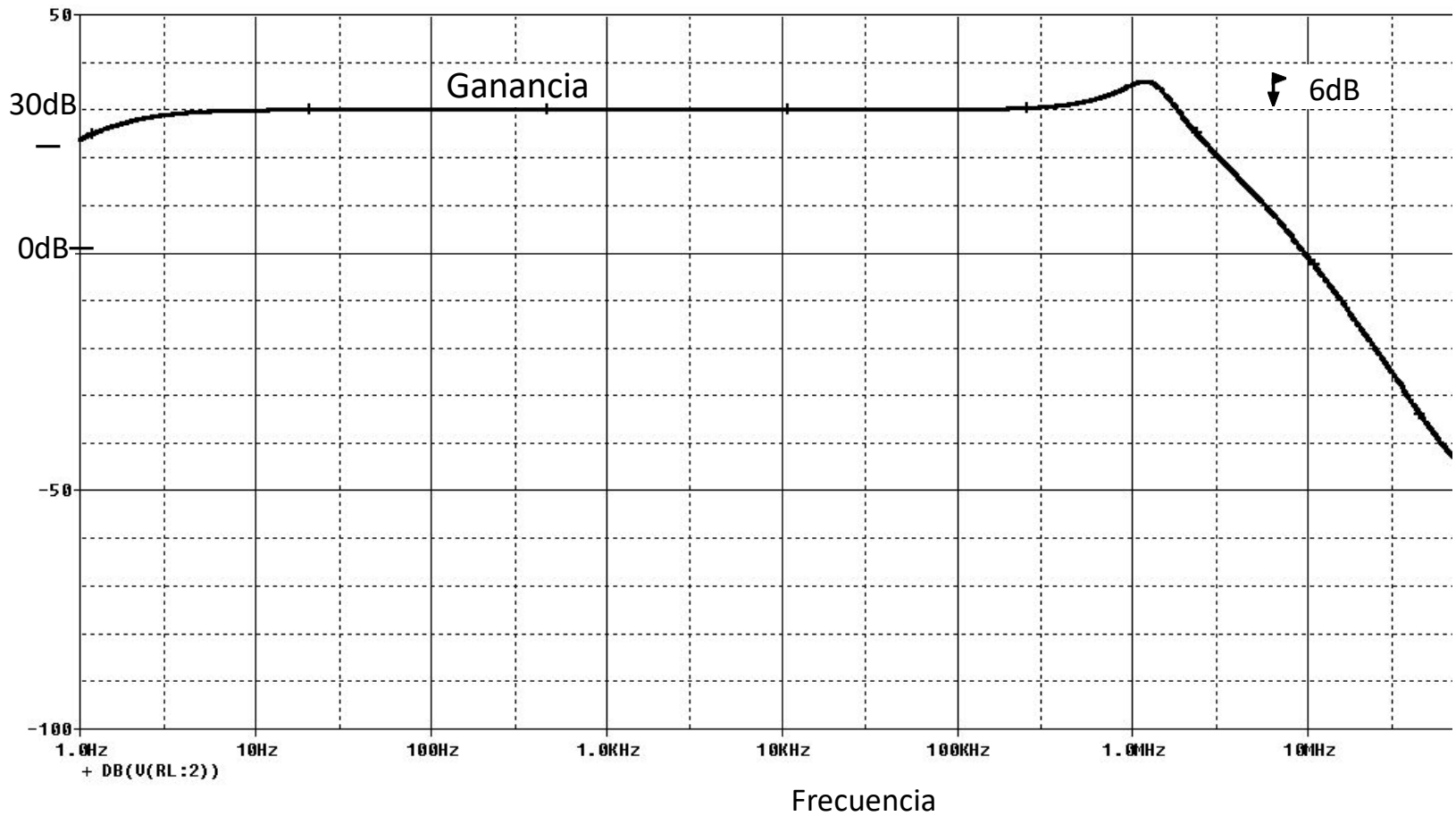
no compensado



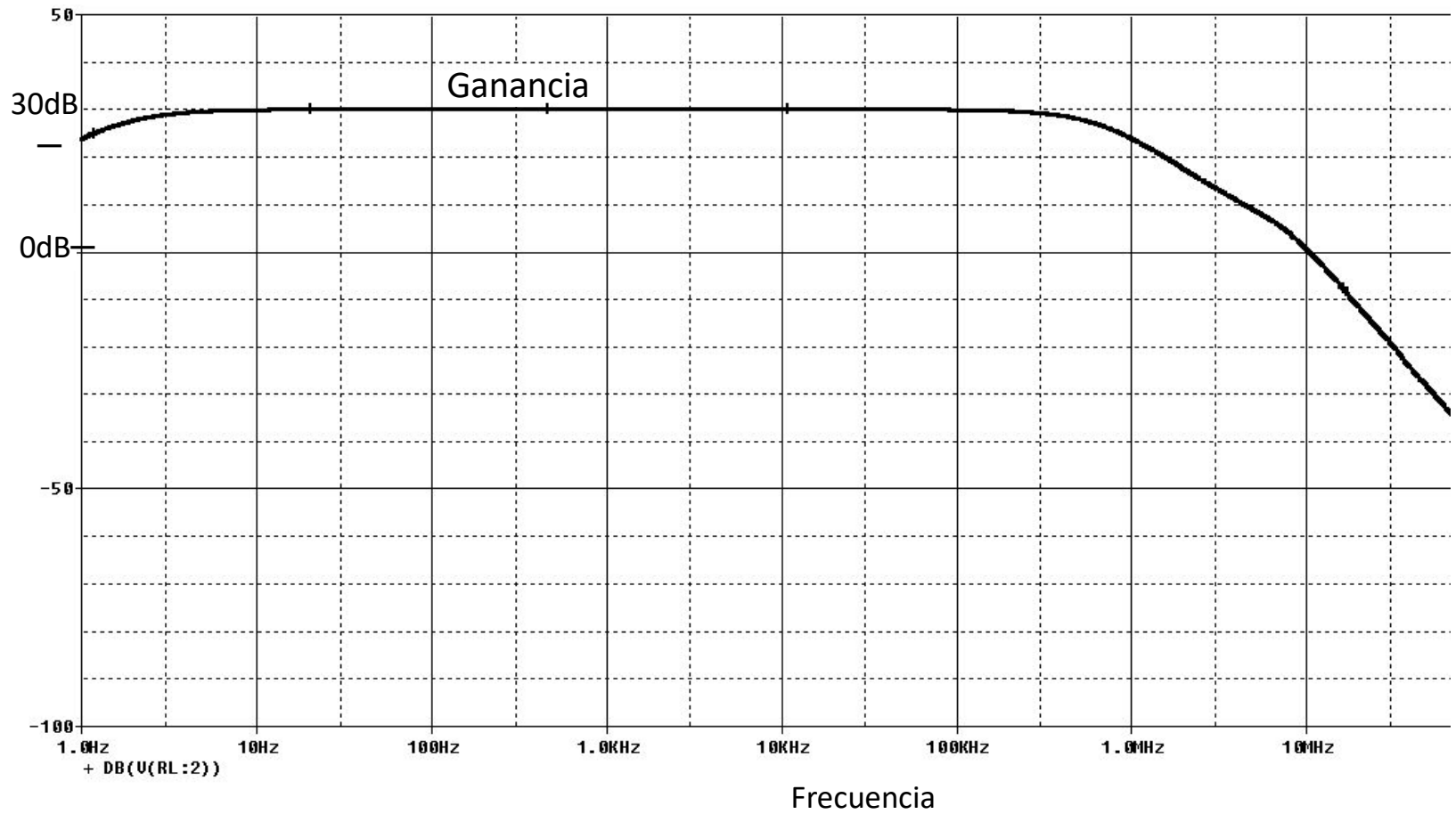
Compensando el amplificador:



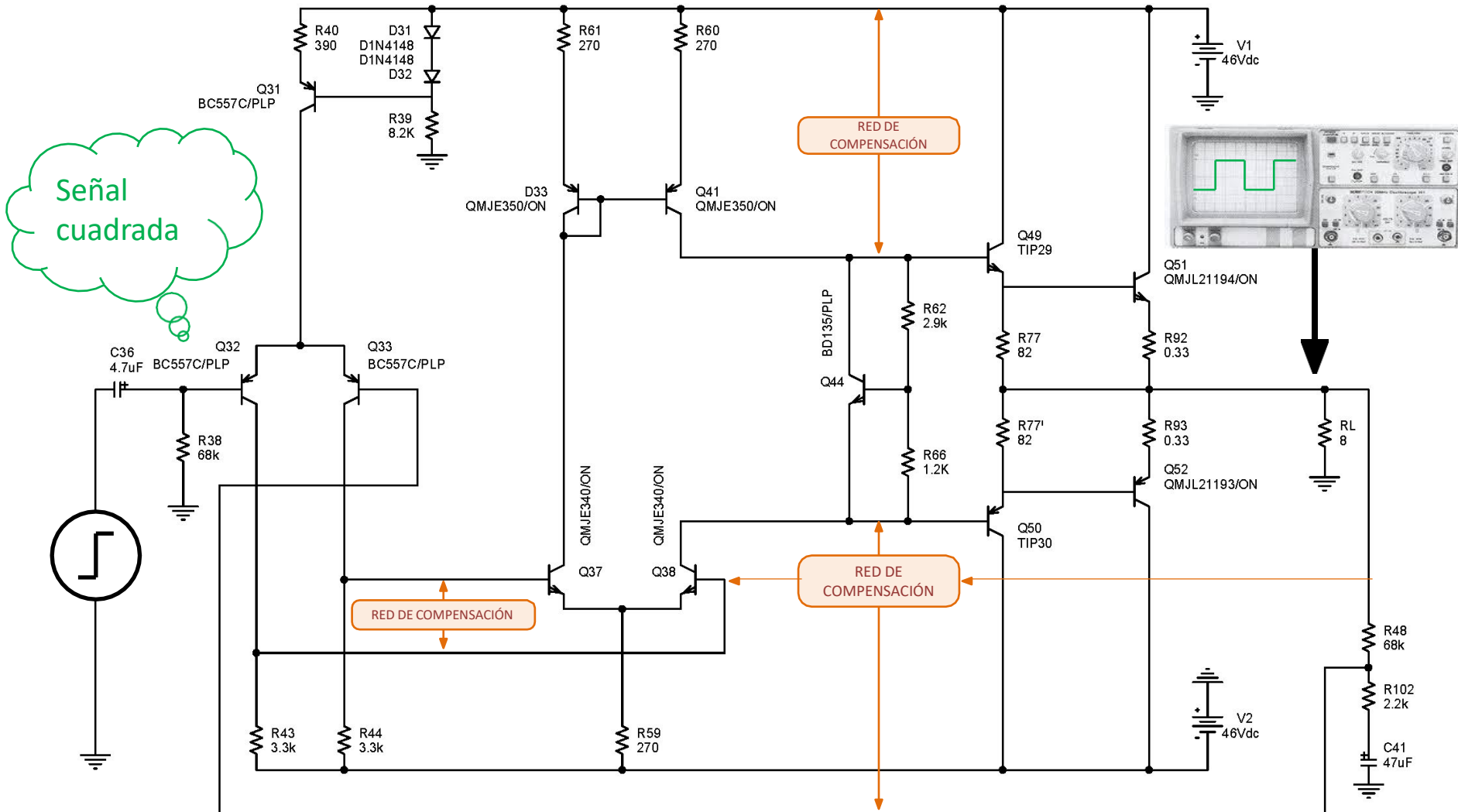
sub compensado



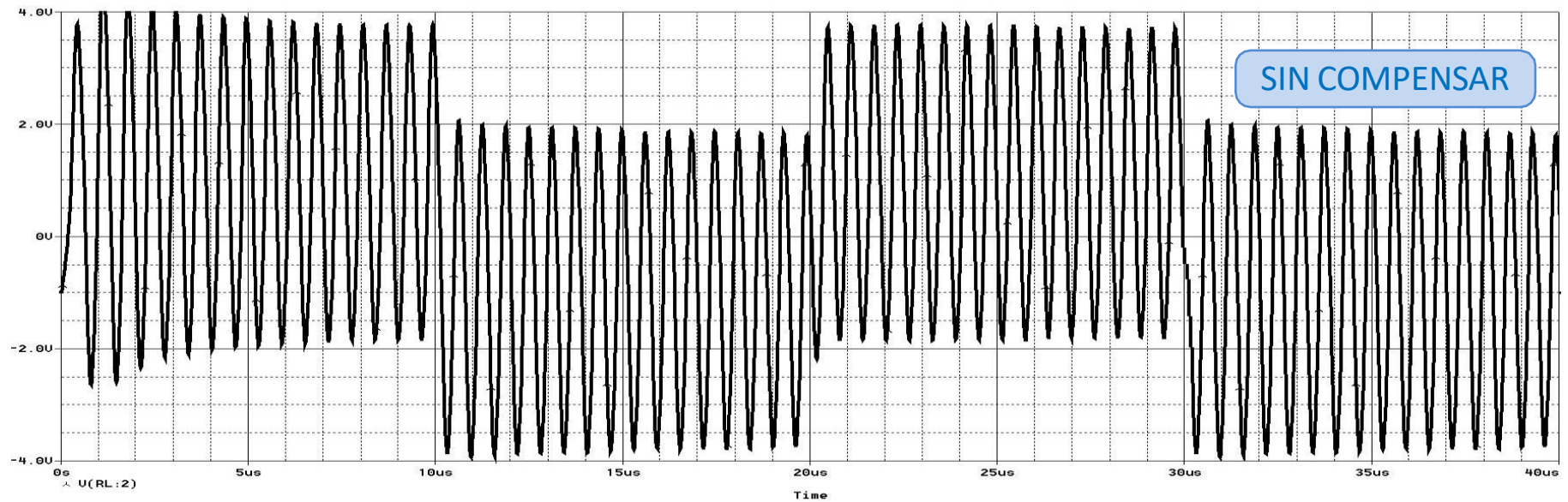
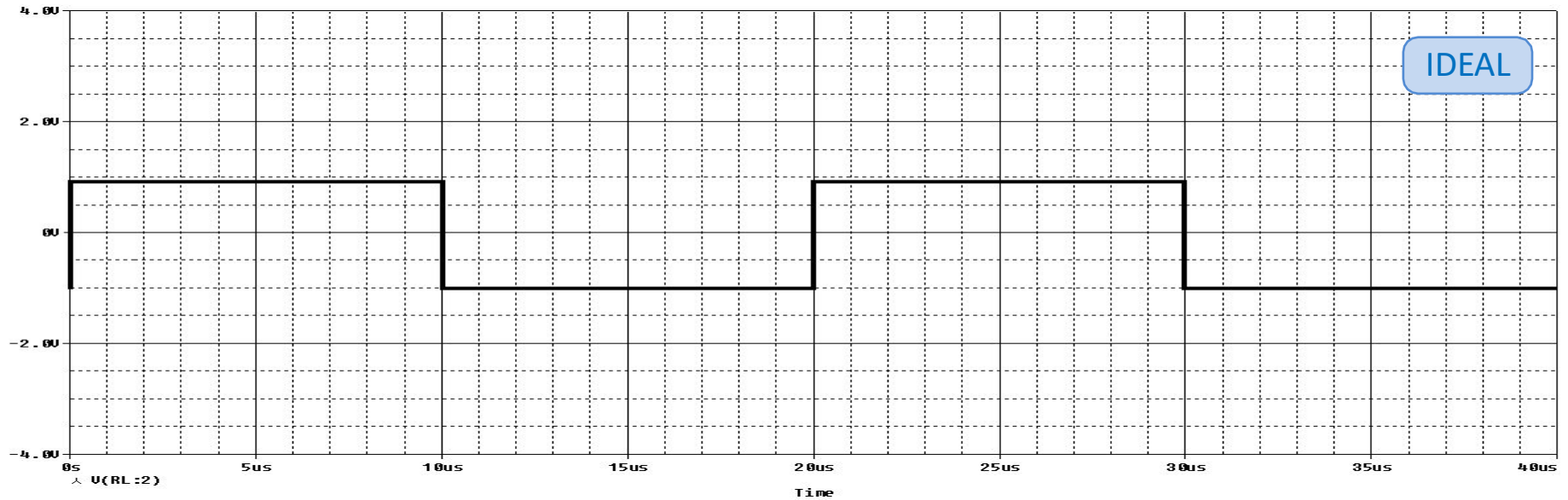
compensado

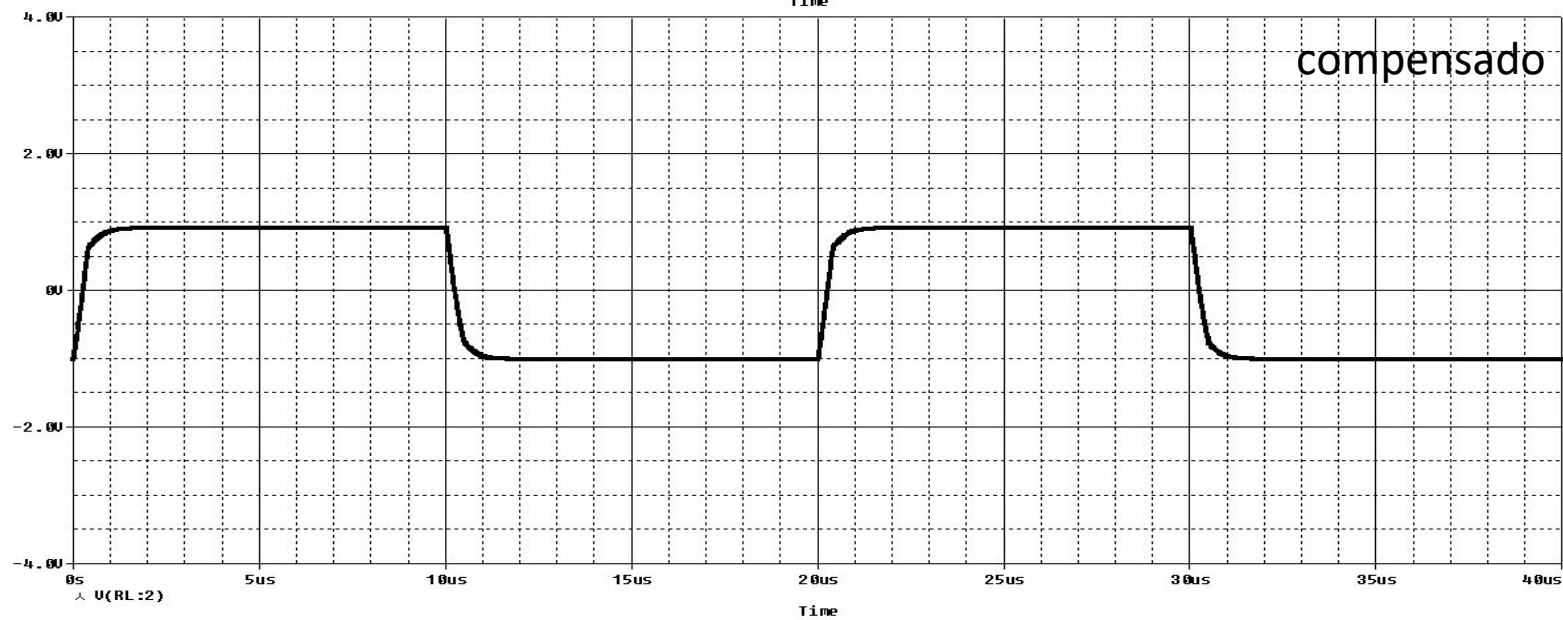
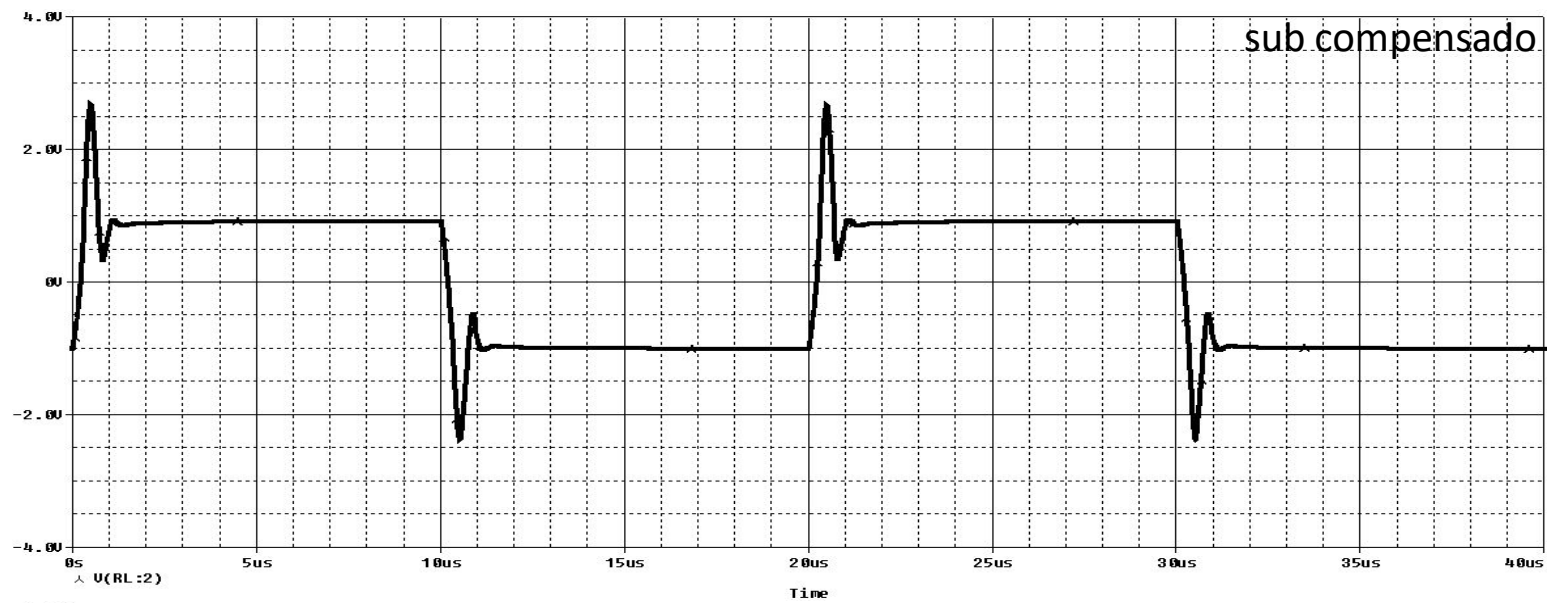


La respuesta a una señal cuadrada pone en evidencia si la compensación es suficiente

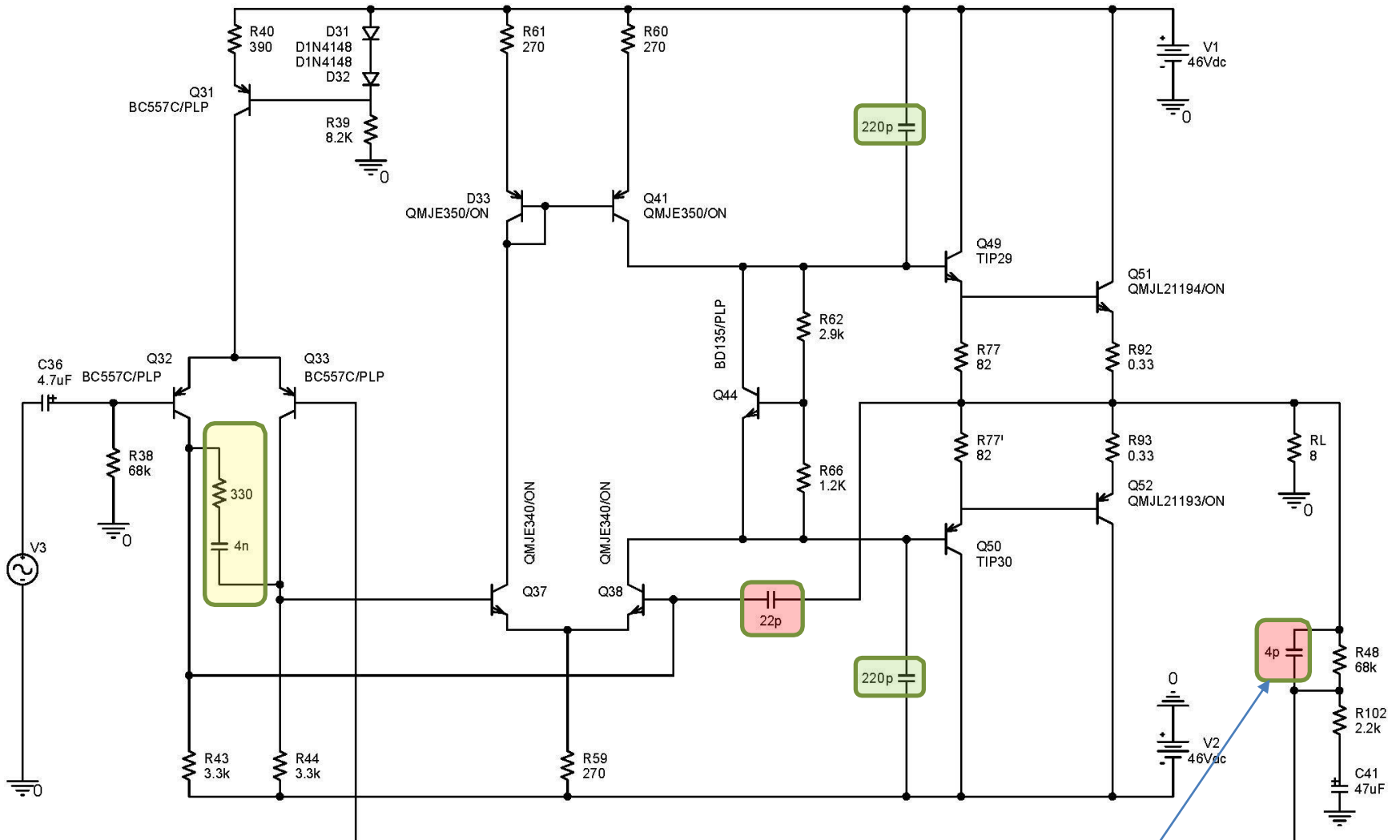


Respuesta al escalón





Circuitos de compensación del amplificador:

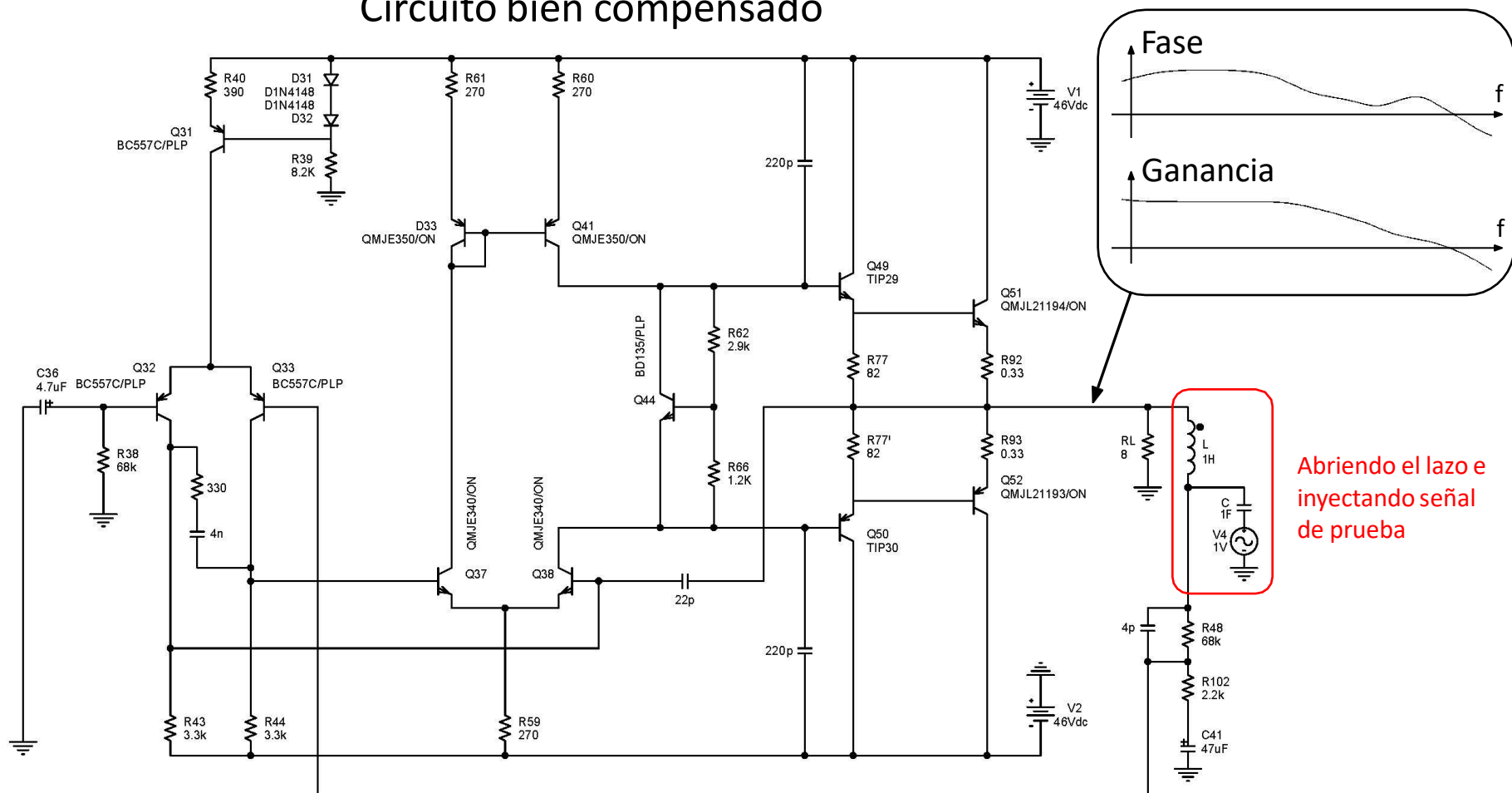


Compensación en f

Circuito para simular la ganancia de lazo $T(s)$

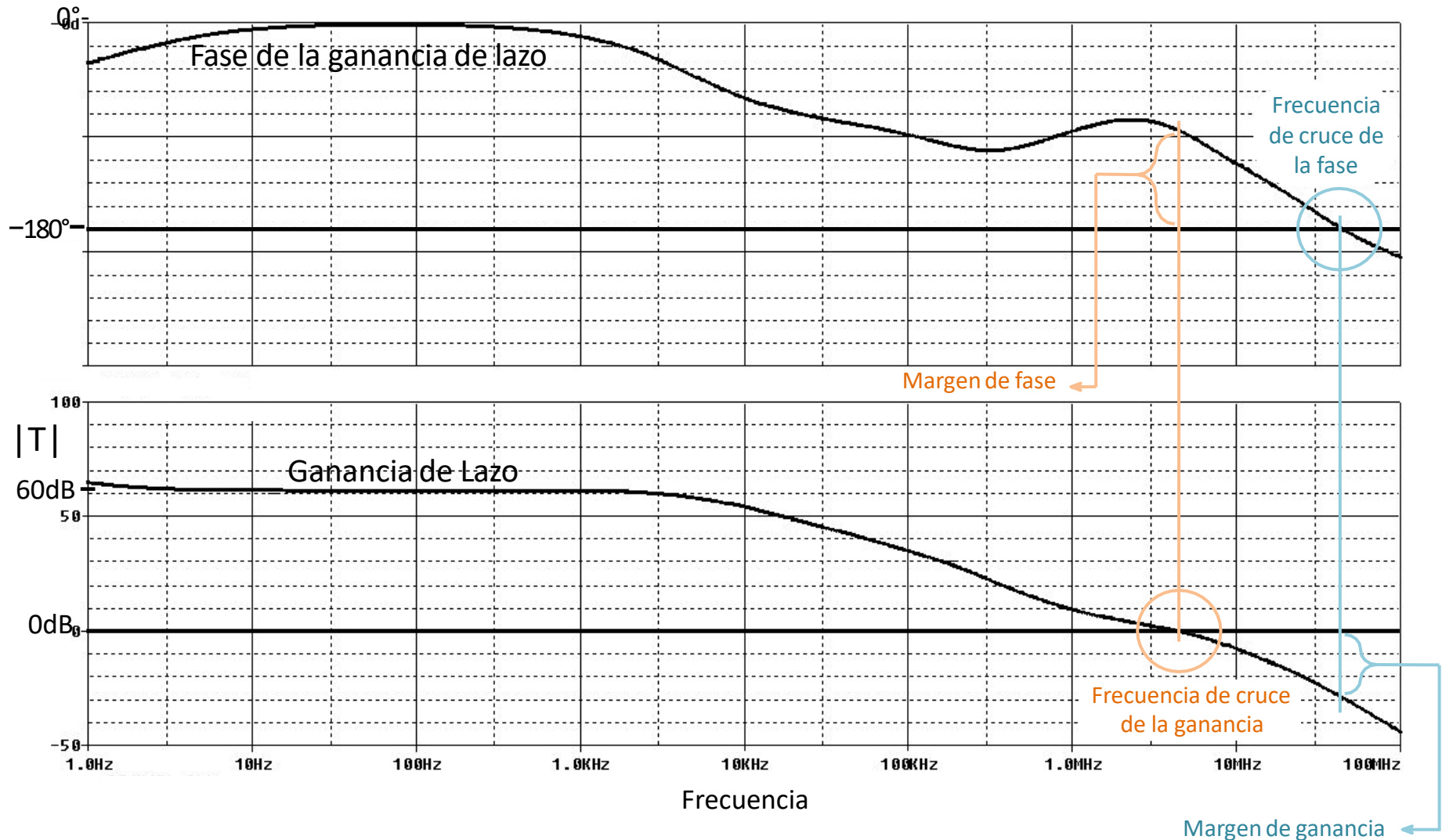
Circuito bien compensado

Midiendo



Amplitud y fase de la ganancia de lazo $T(s)$

Observamos que $|T|$ llega a 0dB antes que la fase alcance -180° o bien que la fase llega a -180° cuando $|T| < 0\text{dB}$



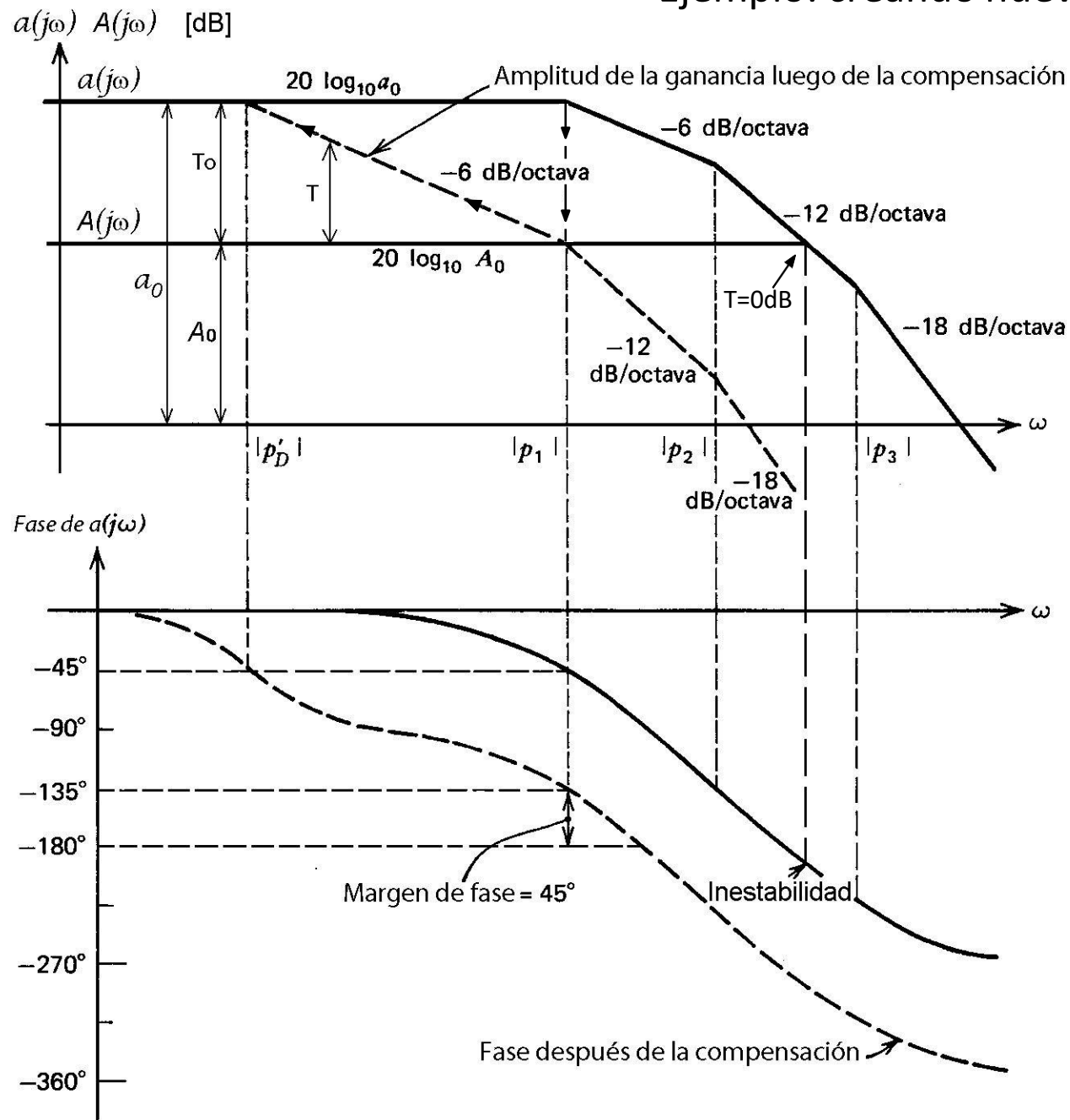
Compensación por polo dominante

- Creando un polo nuevo en baja frecuencia de manera de llevar la frecuencia de cruce ($T = 0\text{dB}$) a la frecuencia del primer polo original y lograr un margen de fase de 45° .
- Desplazando el primer polo hacia bajas frecuencias de manera de llevar la frecuencia de cruce ($T = 0\text{dB}$) a la frecuencia del segundo polo y lograr un margen de fase de 45° .

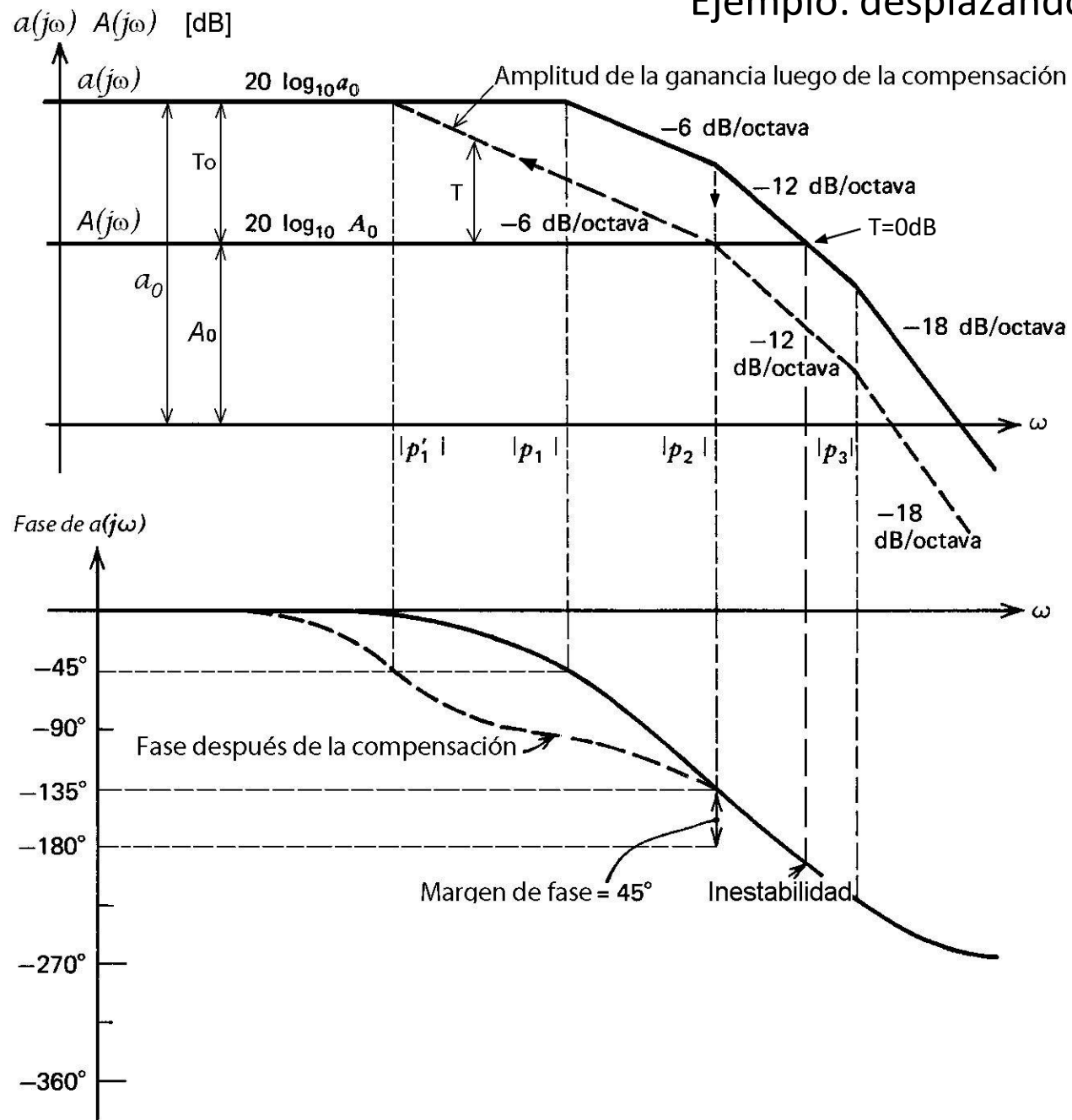
¿Cómo se logra?

Aumentando la capacidad equivalente del nodo dominante, con el agregado de un capacitor de pequeño valor (100 pF, por ej.) para que aumente la capacidad equivalente reflejada (reflexión de Miller) o conectando directamente un capacitor en paralelo (en ese caso, al no reflejarse, deberá ser de mayor valor).

Ejemplo: creando nuevo polo

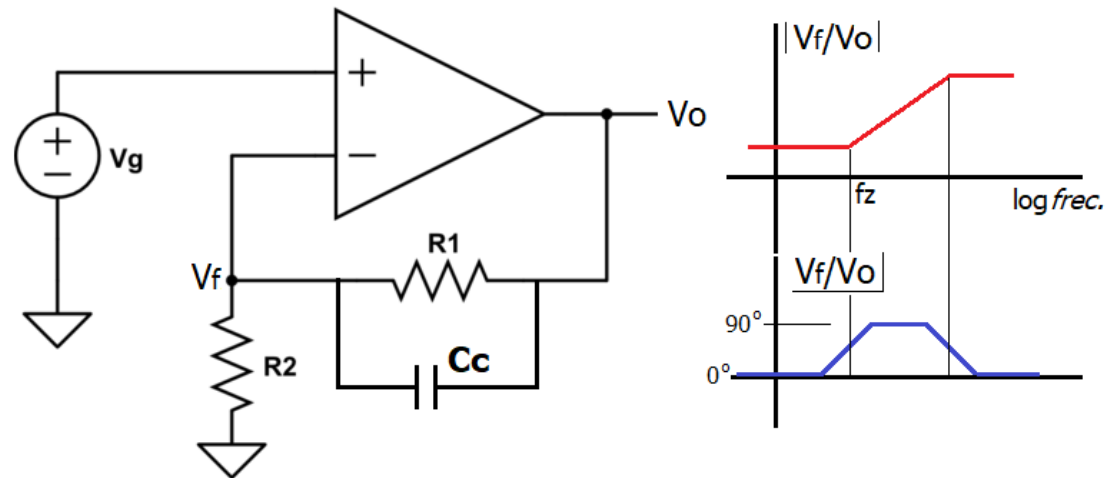


Ejemplo: desplazando polo



Compensación por adelanto de fase

Consiste en agregar un cero en el realimentador de manera de compensar un polo del amplificador.



Caso típico de un realimentador con un polo y un cero, en un amplificador con tres polos.

$$T(j\omega) = a(j\omega)f(j\omega) = \frac{T_0 \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_Z} \right)}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_P} \right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{P1}} \right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{P2}} \right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{P3}} \right)}$$

Por ej. $\omega_Z = \omega_{P1}$

Bibliografía recomendada

- Capítulo 9 “Respuesta en frecuencia y Estabilidad de Amplificadores Realimentados” del libro Análisis y Diseño de Circuitos Integrados, autores Gray-Meyer-Hurst-Lewis:
- Capítulo 8 “Retroalimentación” del libro Circuitos Microelectrónicos, autores Sedra y Smith
Secciones:
 - ✓8.8 EL PROBLEMA DE LA ESTABILIDAD
 - ✓8.9 EFECTO DE LA RETROALIMENTACION EN LOS POLOS DE UN AMPLIFICADOR
 - ✓8.10 ESTUDIO DE ESTABILIDAD USANDO DIAGRAMAS DE BODE
 - ✓8.11 COMPENSACION DE FRECUENCIA
- Capítulo 10 “Amplificadores Retroalimentados” del libro Circuitos Microelectrónicos / Análisis y Diseño, autor Rashid
Secciones:
 - ✓10.11 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD
 - ✓10.12 TÉCNICAS DE COMPENSACION

Anexo

- Respuesta de sistemas realimentados con dos polos.
- Representación gráfica de un sistema realimentado con un polo.
- Margen de fase de un sistema de tres polos

Respuesta de sistemas realimentados con dos polos

Se tiene un sistema con **margen de fase = 45°** en la frecuencia de cruce de la ganancia de lazo ω_o

Con lo que será: $|T(j\omega_o)| = |a(j\omega_o)f| = 1$

La fase de T a esa frecuencia será: $\angle T(j\omega_o) = -135^\circ$

La ganancia del sistema es:

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + T(j\omega)}$$

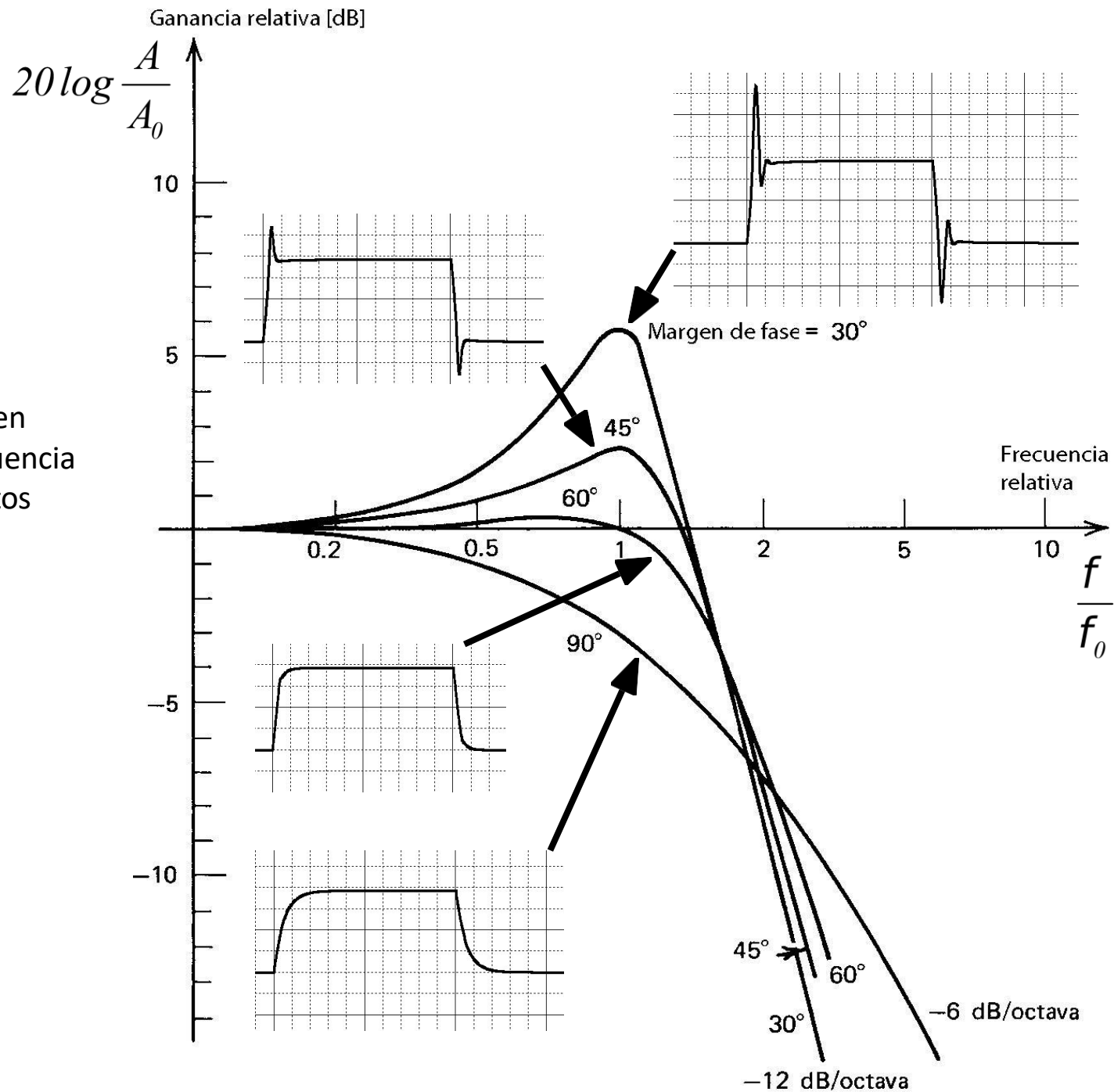
Reemplazando por: $T(j\omega_o) = e^{-135^\circ}$ y operando se tiene $A(j\omega_o) = \frac{a(j\omega_o)}{1 + e^{-135^\circ}} \Rightarrow$

$$\Rightarrow A(j\omega_o) = \frac{a(j\omega_o)}{1 - 0,7 - 0,7j} = \frac{a(j\omega_o)}{0,3 - 0,7j} \quad \text{y tomando módulo} \quad |A(j\omega_o)| = \frac{|a(j\omega_o)|}{0,76} = \frac{1,3}{f}$$

Análogamente para un **margen de fase de 60°** es: $|A(j\omega_o)| = \frac{1}{f}$

Y para un **margen de fase de 90°** es: $|A(j\omega_o)| = \frac{0,7}{f}$

Ganancia relativa en
función de la frecuencia
relativa para distintos
márgenes de fase



Representación gráfica de un sistema realimentado con 1 polo

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - \frac{s}{p_1}}$$



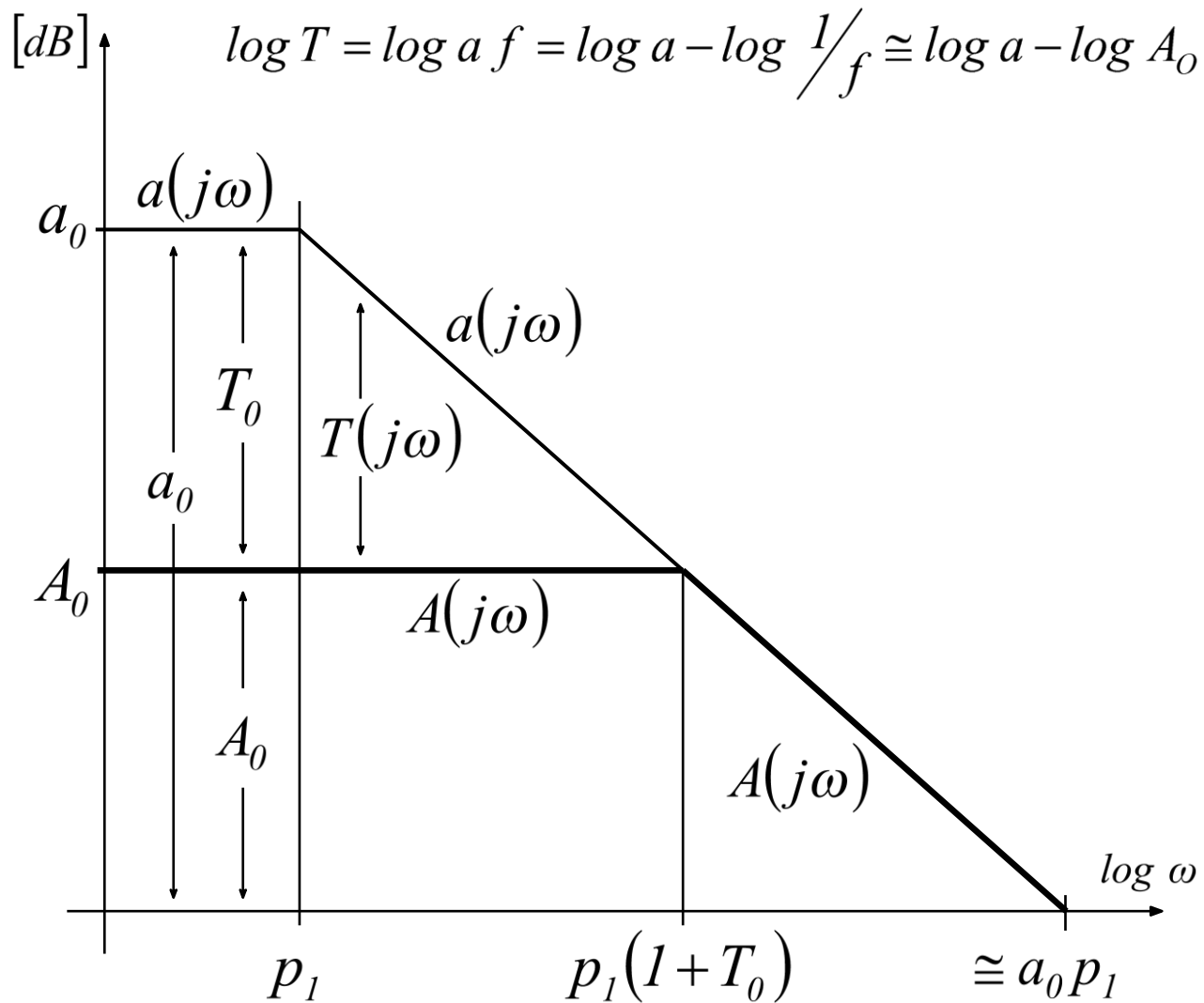
$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f}$$



$$A(s) = \frac{A_0}{1 - \frac{s}{p_1(1 + T_0)}}$$

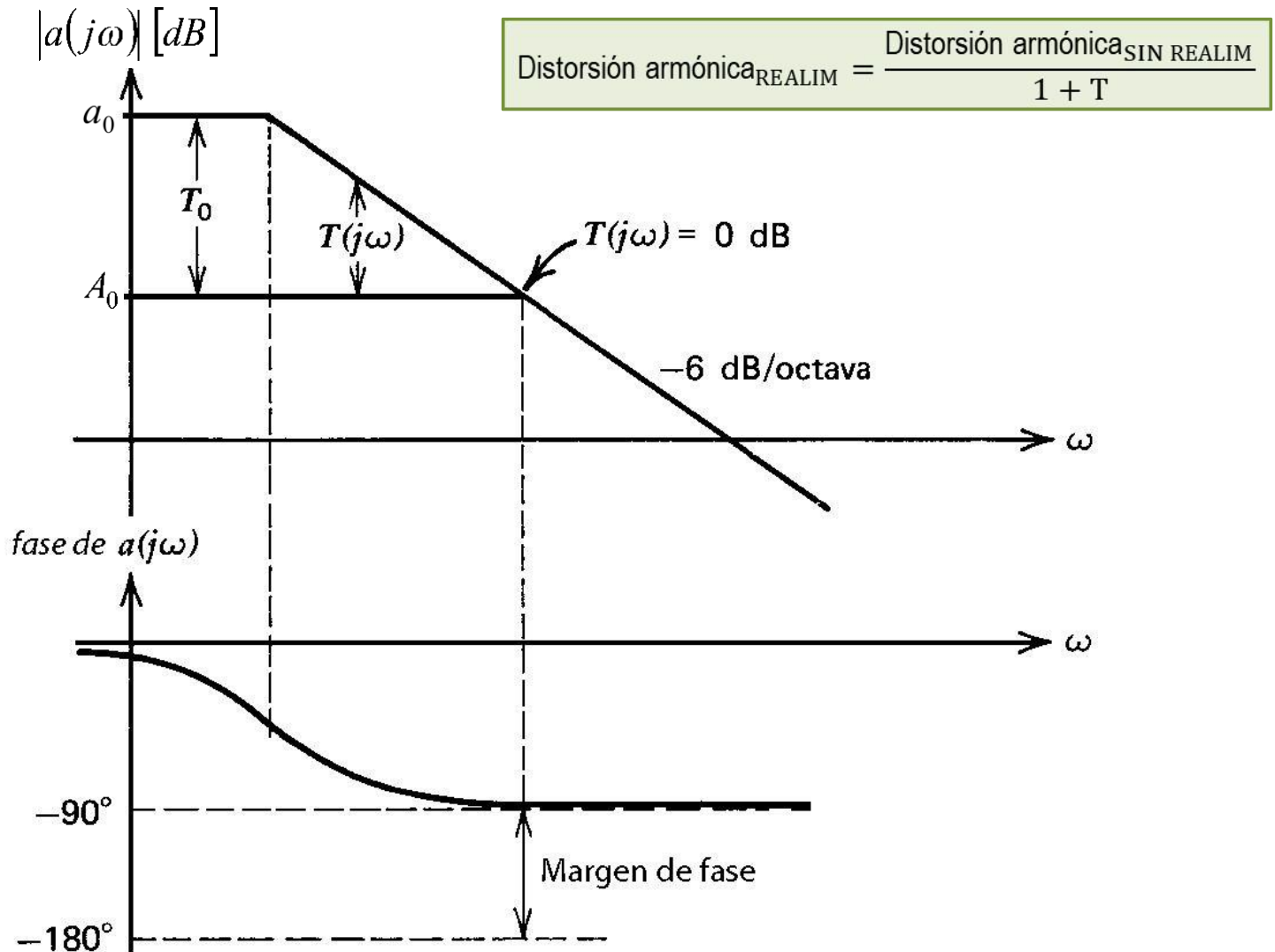
$$T_0 = a_0 f$$

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + T_0} \cong \frac{1}{f}$$

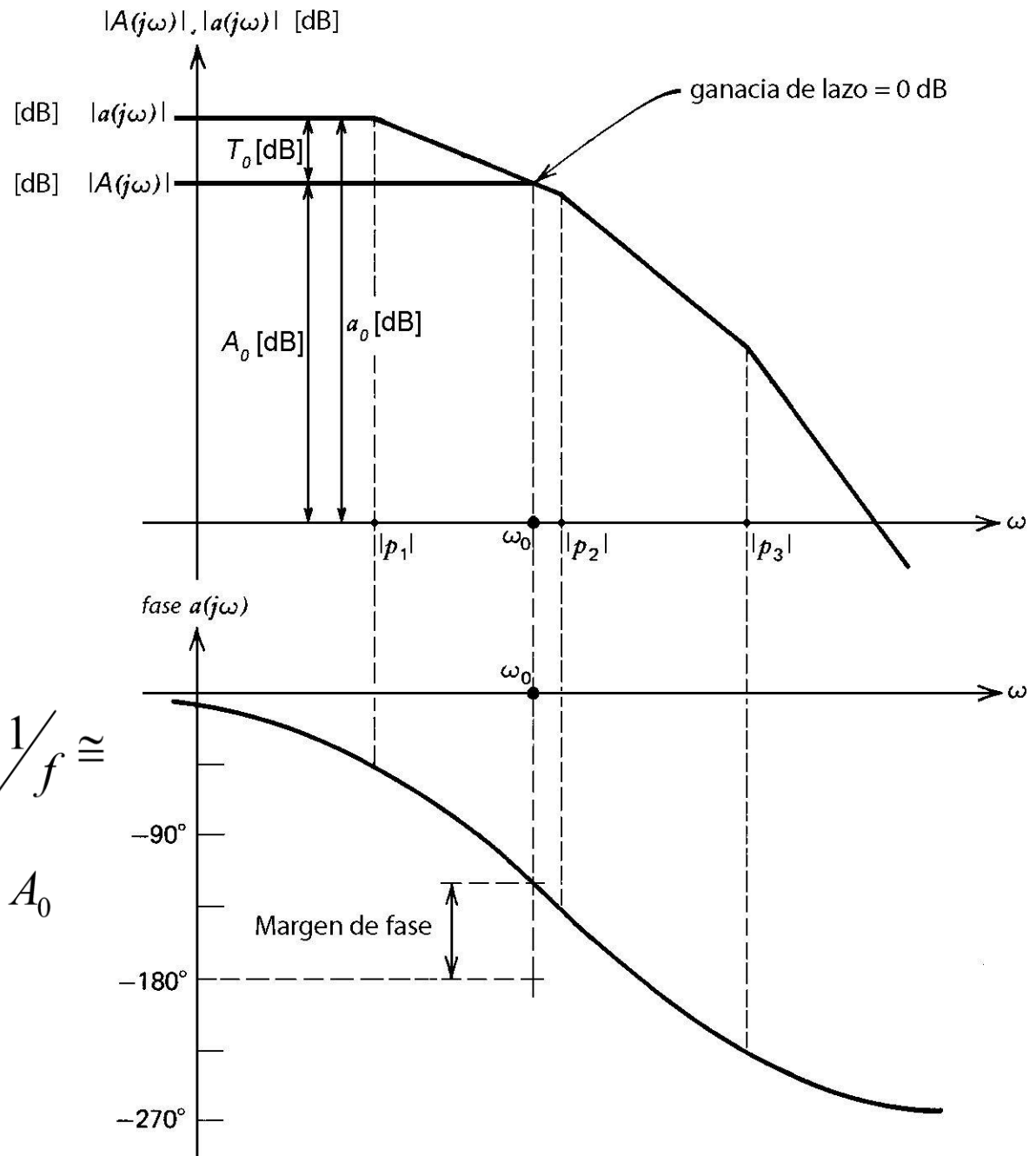


Margen de fase con 1 polo

$$20\log_{10}|T(j\omega)| = 20\log_{10}|a(j\omega)f| = 20\log_{10}|a(j\omega)| - 20\log_{10}\frac{1}{f} \cong 20\log_{10}|a(j\omega)| - 20\log_{10}A_0$$

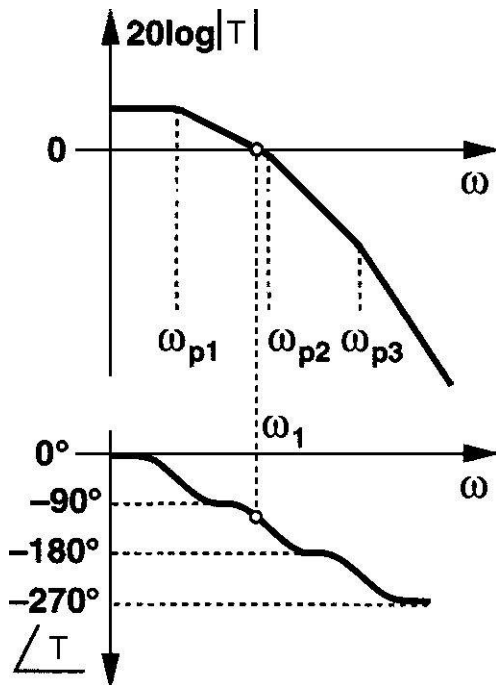


Margen de fase de un sistema de tres polos



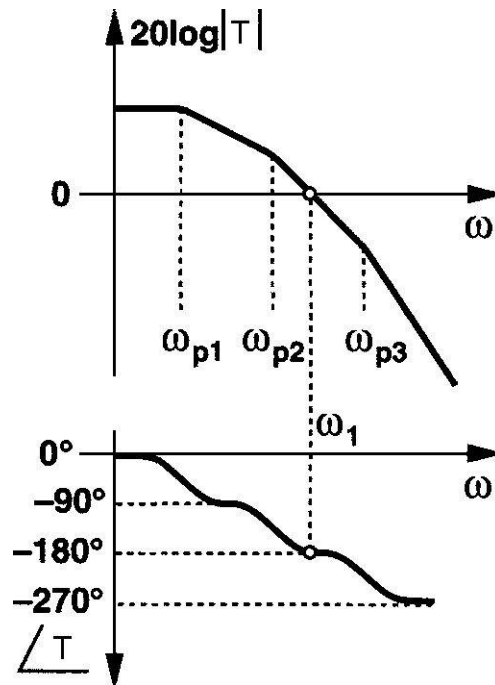
$$\begin{aligned}
 20 \log_{10} |T(j\omega)| &= \\
 &= 20 \log_{10} |a(j\omega)f| = \\
 &= 20 \log_{10} |a(j\omega)| - 20 \log_{10} \frac{1}{f} \cong \\
 &\cong 20 \log_{10} |a(j\omega)| - 20 \log_{10} A_0
 \end{aligned}$$

Estabilidad de un sistema de tres polos según la magnitud de la realimentación “ f ”



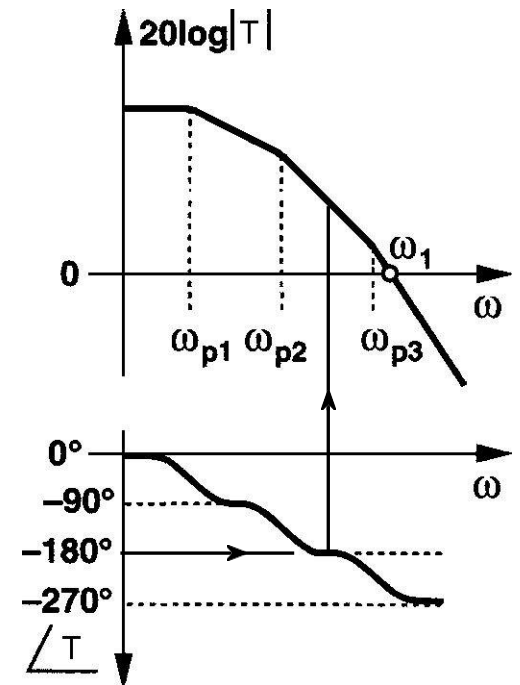
ESTABLE

f pequeño



INESTABLE CRÍTICO

f intermedio



INESTABLE

f grande

$0 \leq f \leq 1$ para el circuito del ejemplo, con realimentación serie paralelo