



Tema 2:

Análisis en Frecuencia de Circuitos Electrónicos Realimentados



1. Dinámica de los sistemas realimentados

- 1.1 Función de transferencia
- 1.2 Dinámica en bucle abierto y en bucle cerrado

2. Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados

- 2.1 Función de transferencia y Respuesta en frecuencia
- 2.2 Diagrama de Bode y Diagrama Polar
- 2.3 Respuesta transitoria y la Respuesta en frecuencia
- 2.4 Respuesta en frecuencia en bucle cerrado
- 2.5 Producto Ganancia x Ancho de banda
- 2.6 Respuesta en frecuencia de amplificadores con varios polos
- 2.7 “*Slew-rate*” de amplificadores realimentados
- 2.8 Diagrama asintótico de Bode y Ejemplo de trazado D. Bode y D. polar

3. Estudio de la estabilidad

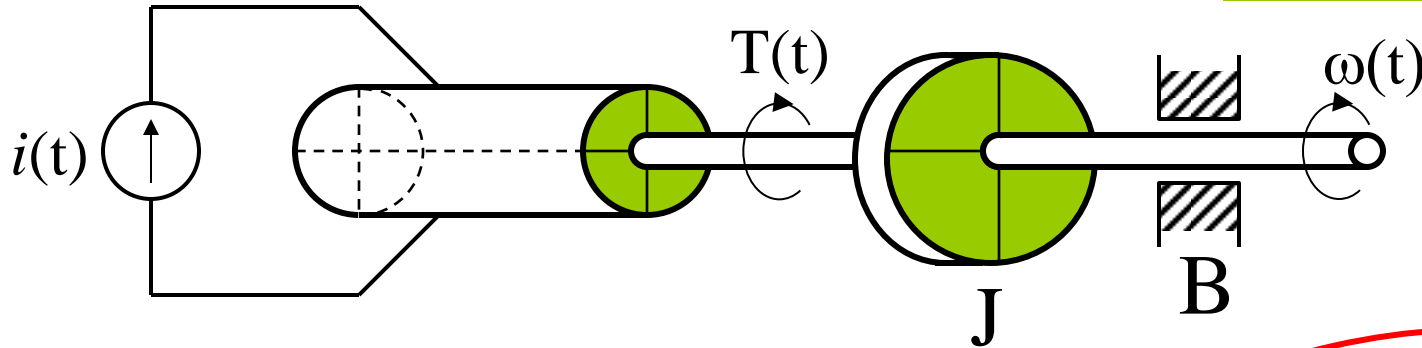
- 3.1 Efectos de la realimentación negativa
- 3.2 Concepto inestabilidad
- 3.2 Inestabilidad en el diagrama de Bode
- 3.3 Inestabilidad en el diagrama polar. Criterio estabilidad Nyquist
- 3.4 La realimentación negativa se vuelve positiva
- 3.5 Margen de Fase y Margen de Ganancia
- 3.6 Estudio de la estabilidad en un amplificador real
- 3.7 Estudio de $A\beta(j\omega)$ a partir de $A(j\omega)$
- 3.8 La red β y la estabilidad

4. Técnicas de compensación

- 4.1 Compensación por polo dominante – Imposición MF
- 4.2 Compensación por polo dominante – Imposición MG
- 4.3 Compensación polo - cero

Sistema Dinámico,
Las magnitudes varían
con el tiempo

Motor de C.C. controlado por inducido



- $J \Rightarrow$ Momento de inercia
- $B \Rightarrow$ Coef. Rozamiento viscoso

Sistema lineal

$$T(t) = K_M \cdot i(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + B \cdot \omega(t)$$

↙
Ecuación diferencial lineal de coeficientes constantes



Su operación se puede describir mediante:

Ecuación diferencial lineal de coeficientes constantes

Sistema lineal

$$T(t) = K_M \cdot i(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + B \cdot \omega(t)$$

L

Transformada de Laplace

Dominio de Laplace

$$T(s) = K_M \cdot I(s) = J \cdot s \cdot \omega(s) + B \cdot \omega(s)$$

1 Función de transferencia

$$\frac{\omega(s)}{I(s)} = H(s) = \frac{K_M}{J \cdot s + B}$$

2 Entrada $i(t) = I \cdot 1(t) \xrightarrow{\odot} I(s) = \frac{I}{s}$

3 Salida $\omega(s) = H(s) \cdot I(s) = \frac{K_M}{J \cdot s + B} \cdot \frac{I}{s}$

L⁻¹

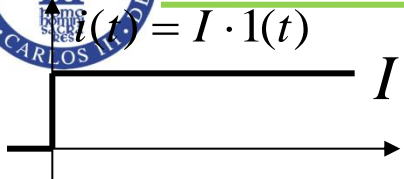
Anti-transformada de Laplace

Respuesta temporal

$$\omega(t) = \frac{I \cdot K_M}{B} \cdot (1 - e^{-\frac{B}{J}t}) = \frac{I \cdot K_M}{B} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$



Función de transferencia



Dominio de Laplace



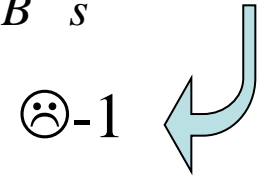
Entrada

$$I(s) = \frac{I}{s}$$



Salida

$$\omega(s) = H(s) \cdot I(s) = \frac{K_M}{J \cdot s + B} \cdot \frac{I}{s}$$



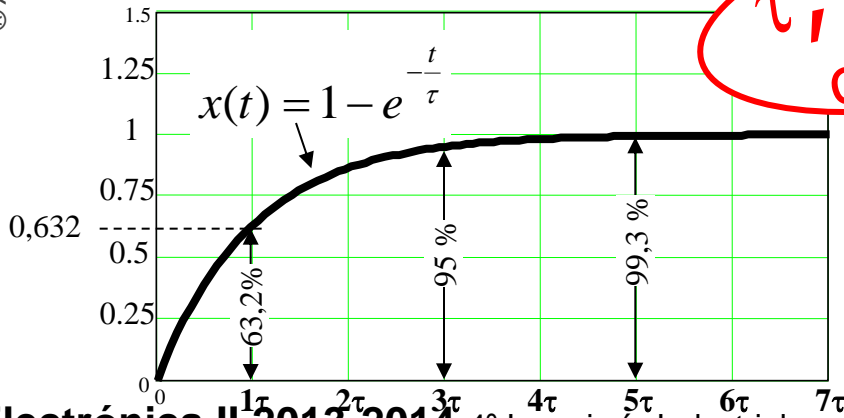
Respuesta temporal

$$\omega(t) = \frac{I \cdot K_M}{B} \cdot (1 - e^{-\frac{B}{J}t}) = \frac{I \cdot K_M}{B} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

• Tablas

| f(t) | F(s) |
|------------------|-------------------|
| 1(t) | $\frac{1}{s}$ |
| $e^{-a \cdot t}$ | $\frac{1}{s + a}$ |

τ , Constante de tiempo

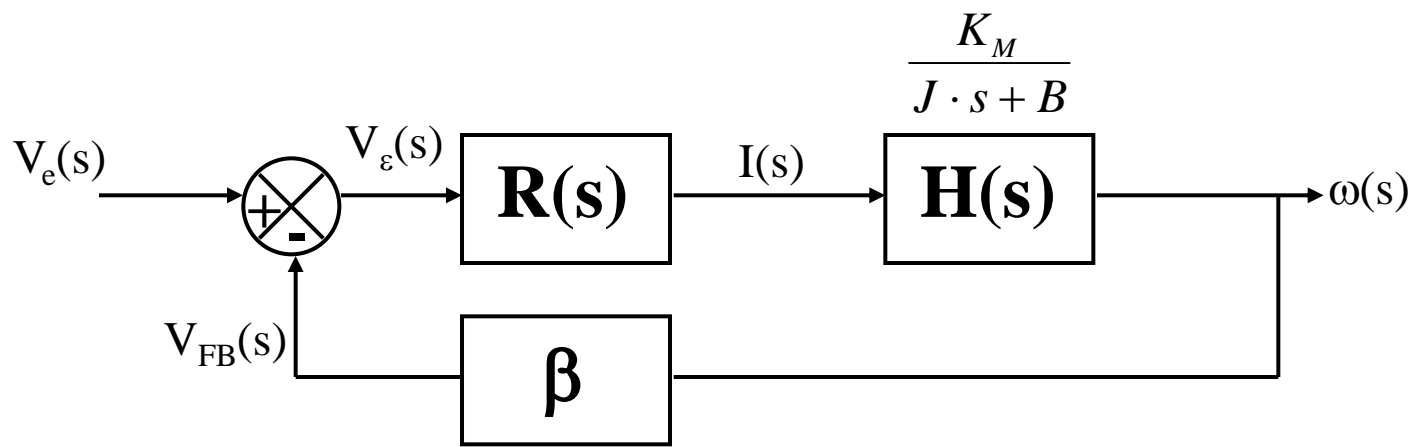
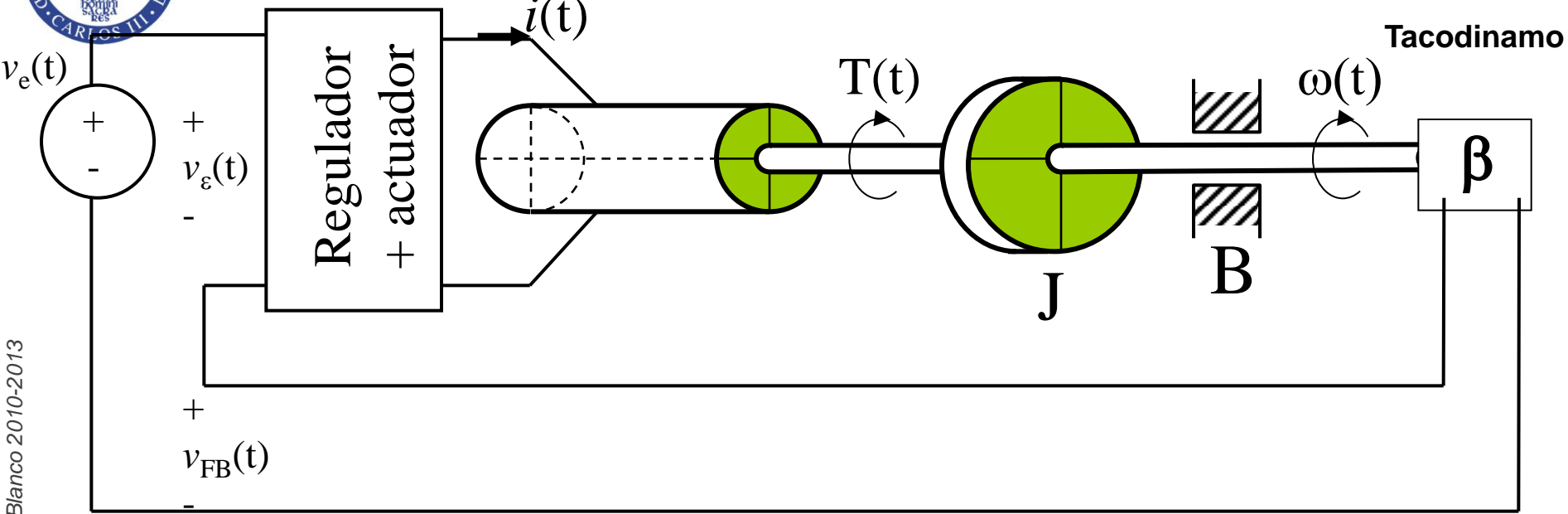


• Descomposición en fracciones simples

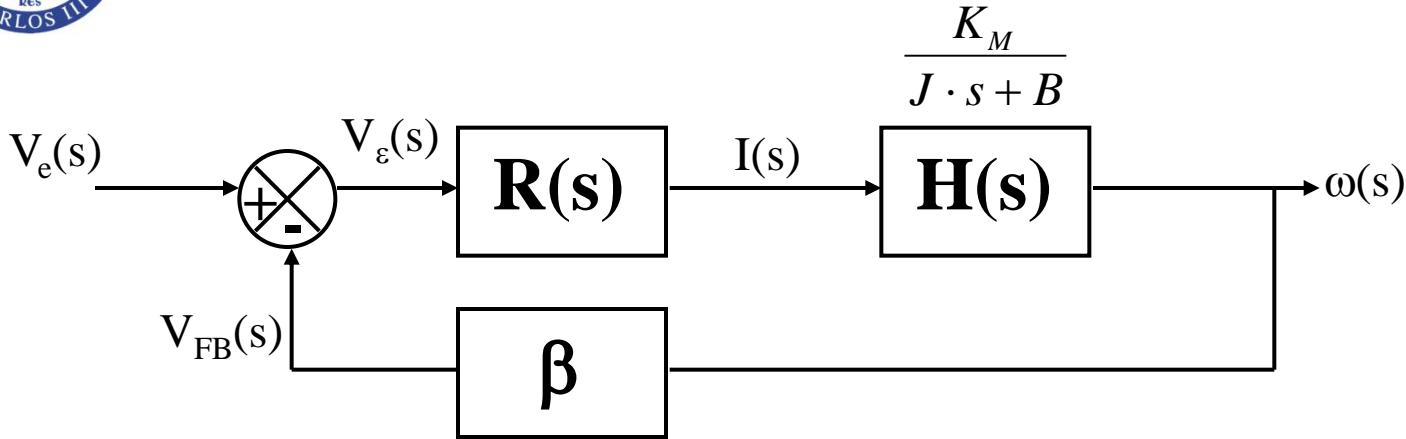
$$\frac{a}{s + a} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + a}$$



Dinámica en bucle abierto y en bucle cerrado



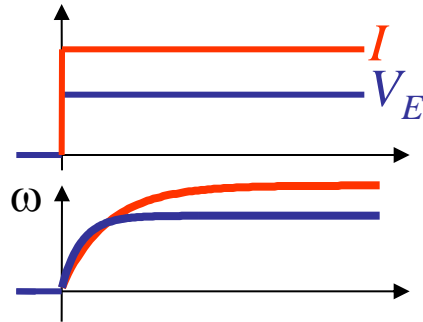
© Antonio Lázaro Blanco 2010-2013



$$\frac{\omega(s)}{V_e(s)} = \frac{R(s) \cdot H(s)}{1 + R(s) \cdot H(s) \cdot \beta} = \frac{\frac{K_M}{J \cdot s + B}}{1 + R(s) \cdot \frac{K_M}{J \cdot s + B} \cdot \beta} = \frac{R \cdot K_M}{B + R \cdot K_M \cdot \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot K_M}{B} \cdot \beta} \cdot s}$$

Si $R(s)H(s)\beta \gg 1$

$$\omega(s) \approx \frac{1}{\beta}$$



$$\tau_{SR} = \frac{J}{B}$$

Sin realimentar

$$\tau_{CR} = \frac{J}{B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R \cdot K_M}{B} \cdot \beta}$$

Realimentado Neg.

✓ INDEPENDIENTE de J y de B

✓ MÁS RÁPIDO

1. Dinámica de los sistemas realimentados

- 1.1 Función de transferencia
- 1.2 Dinámica en bucle abierto y en bucle cerrado



2. Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados

- 2.1 Función de transferencia y Respuesta en frecuencia
- 2.2 Diagrama de Bode y Diagrama Polar
- 2.3 Respuesta transitoria y la Respuesta en frecuencia
- 2.4 Respuesta en frecuencia en bucle cerrado
- 2.5 Producto Ganancia x Ancho de banda
- 2.6 Respuesta en frecuencia de amplificadores con varios polos
- 2.7 “*Slew-rate*” de amplificadores realimentados
- 2.8 Diagrama asintótico de Bode y Ejemplo de trazado D. Bode y D. polar

3. Estudio de la estabilidad

- 3.1 Efectos de la realimentación negativa
- 3.2 Concepto inestabilidad
- 3.2 Inestabilidad en el diagrama de Bode
- 3.3 Inestabilidad en el diagrama polar. Criterio estabilidad Nyquist
- 3.4 La realimentación negativa se vuelve positiva
- 3.5 Margen de Fase y Margen de Ganancia
- 3.6 Estudio de la estabilidad en un amplificador real
- 3.7 Estudio de $A\beta(j\omega)$ a partir de $A(j\omega)$
- 3.8 La red β y la estabilidad

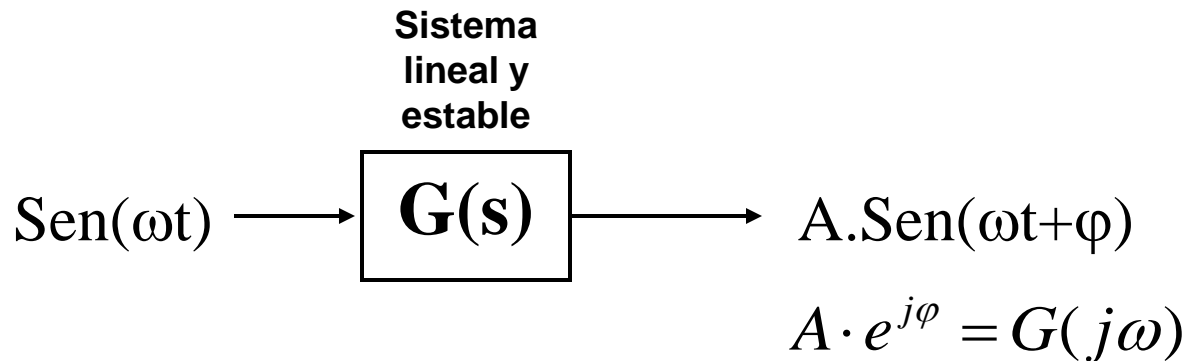
4. Técnicas de compensación

- 4.1 Compensación por polo dominante – Imposición MF
- 4.2 Compensación por polo dominante – Imposición MG
- 4.3 Compensación polo - cero



Función de transferencia y Respuesta en frecuencia

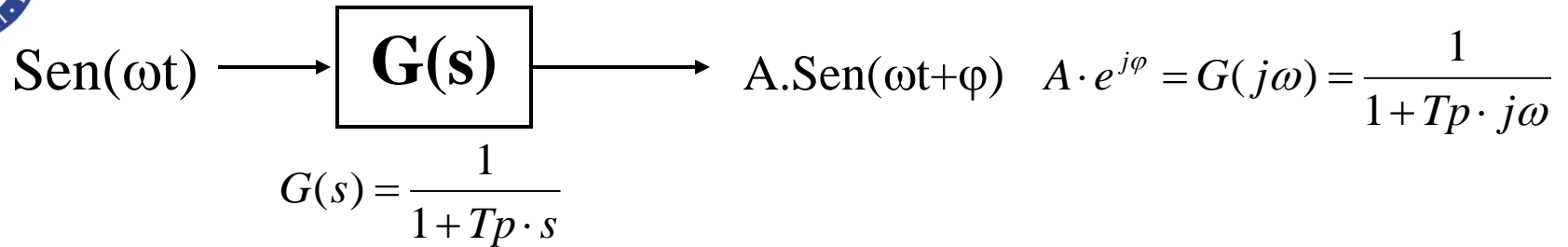
- Función de transferencia $G(s)$ está íntimamente ligada con la solución de la ecuación diferencial.
- Respuesta en frecuencia: Otro uso de la función de transferencia, para determinar la respuesta de un sistema lineal ante una entrada sinusoidal, o suma de funciones sinusoidales (Series de Fourier y Ppo. De superposición)



- La frecuencia de la señal de entrada varía en un cierto rango para estudiar la respuesta resultante.



Diagrama de Bode y Diagrama Polar



Representaciones en función de la frecuencia

Diagrama de Bode

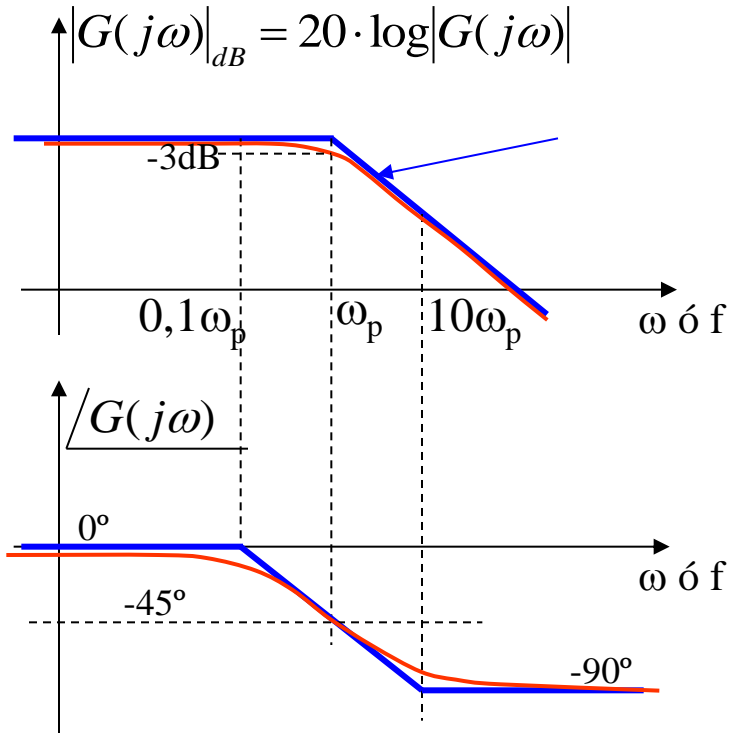
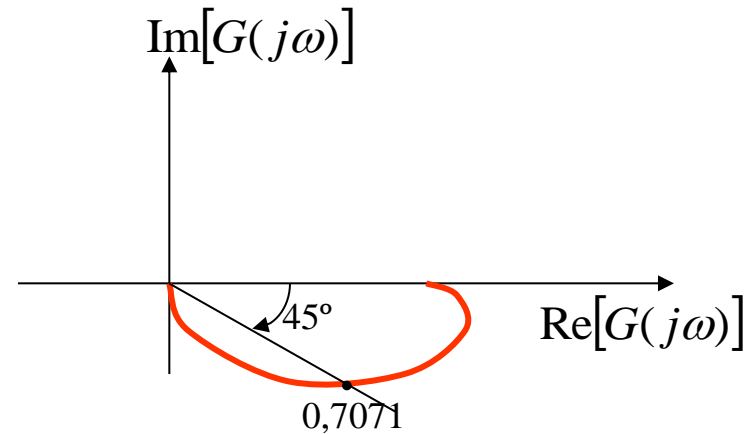


Diagrama Polar



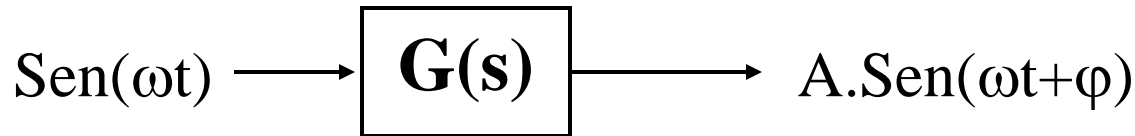


Respuesta transitoria y la Respuesta en frecuencia

- Existe una correlación entre la respuesta transitoria y la respuesta en frecuencia

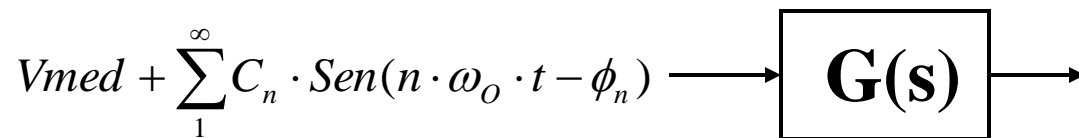
Ej: Sistema de primer orden (1 sólo polo)

$$G(s) = \frac{1}{1 + T_p \cdot s}$$



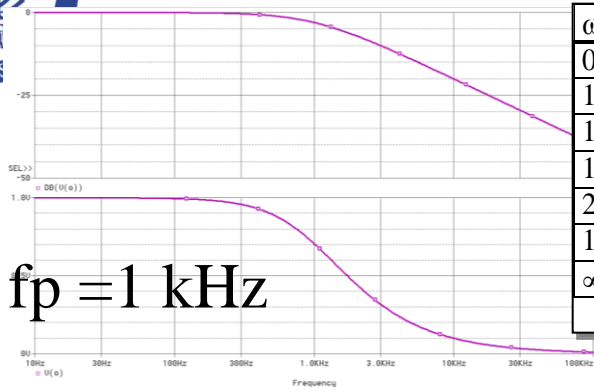
$$A \cdot e^{j\varphi} = G(j\omega) = \frac{1}{1 + T_p \cdot j\omega}$$

... También proporciona información cuando:

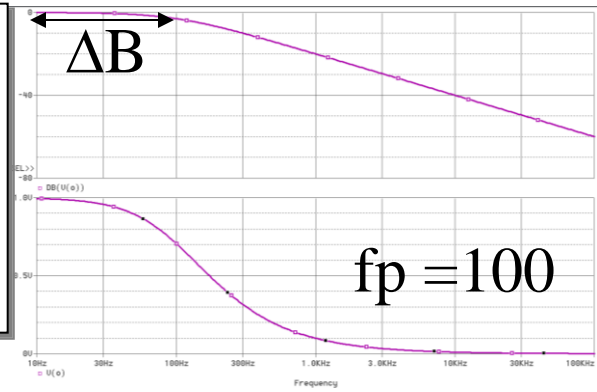




Respuesta transitoria y la respuesta en frecuencia



| ω | A | A [dB] | ϕ [°] |
|-----------|---------------|---------------|-----------------|
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| $1/10T_p$ | ≈ 1 | ≈ 0 | $\approx -5,7$ |
| $1/2T_p$ | | ≈ -1 | $\approx -26,6$ |
| $1/T_p$ | $1/\sqrt{2}$ | ≈ -3 | ≈ -45 |
| $2/T_p$ | | ≈ -7 | $\approx -63,4$ |
| $10/T_p$ | $\approx 0,1$ | ≈ -20 | $\approx -84,3$ |
| ∞ | 0 | $-\infty$ | -90 |



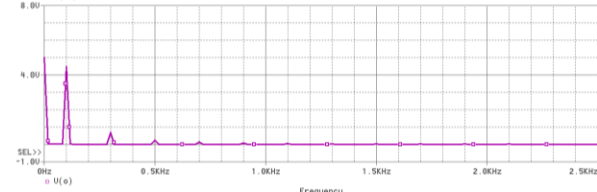
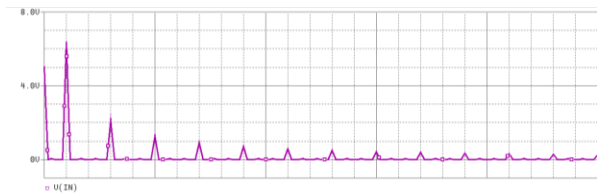
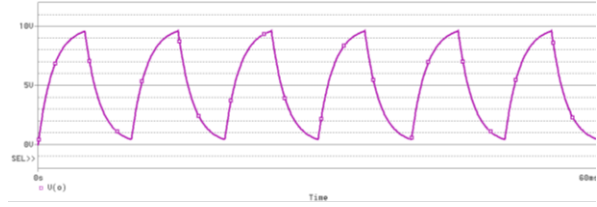
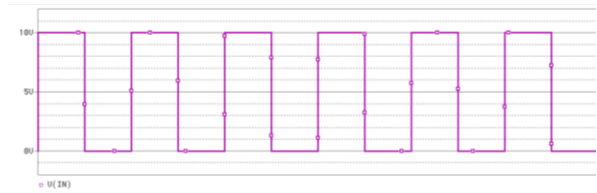
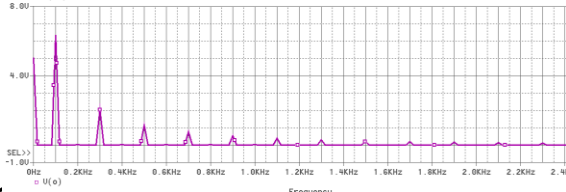
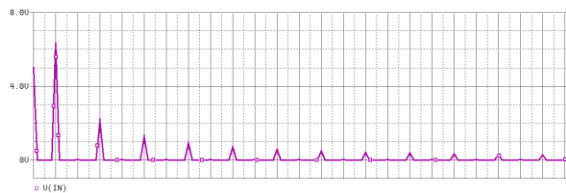
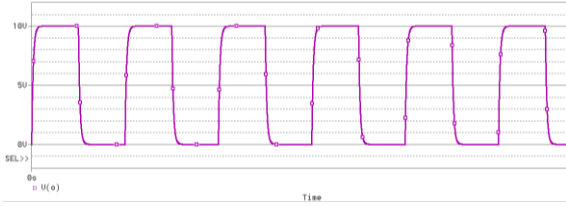
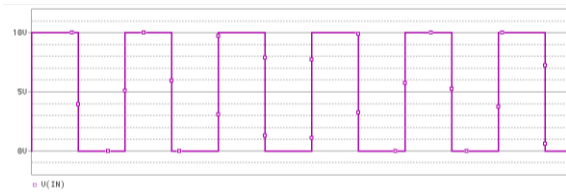
$f_s = 100 \text{ Hz}$

v_e

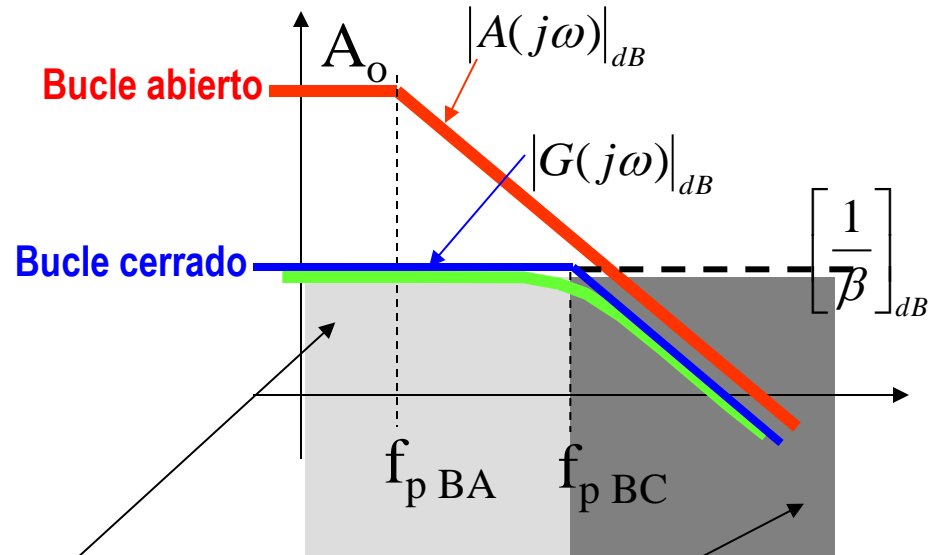
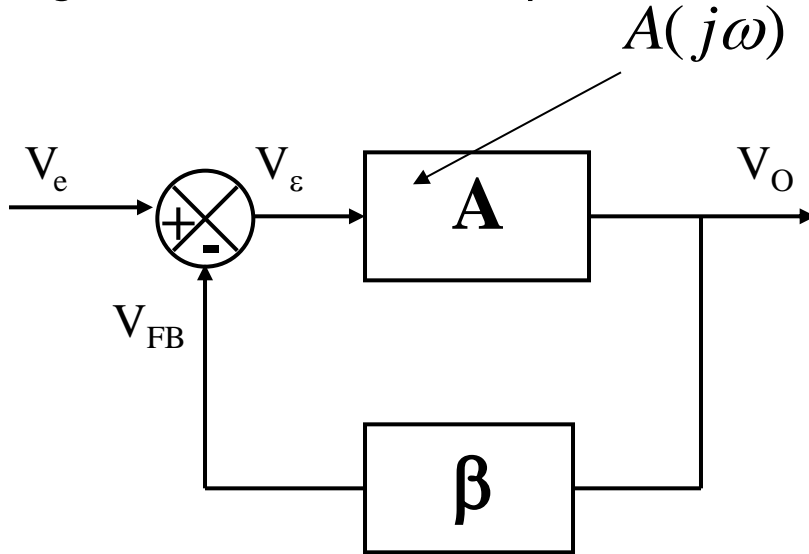
v_o

v_e

v_o



Relación entre el bucle abierto y el bucle cerrado en función de la ganancia del lazo $A \cdot \beta$



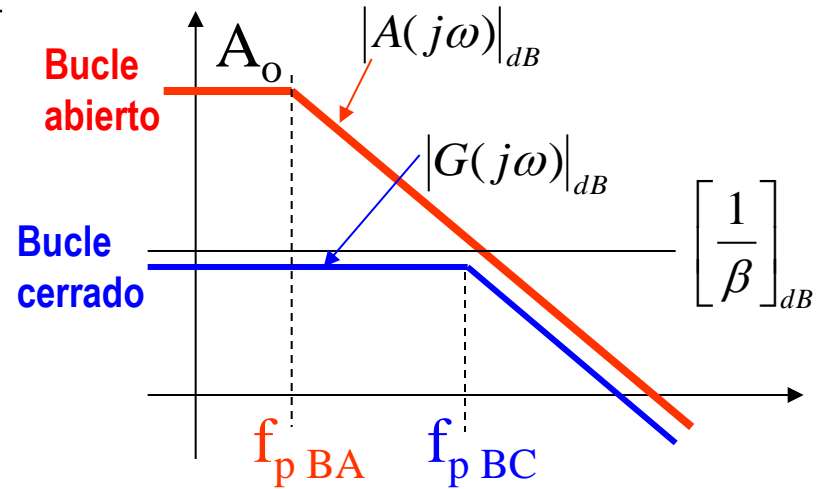
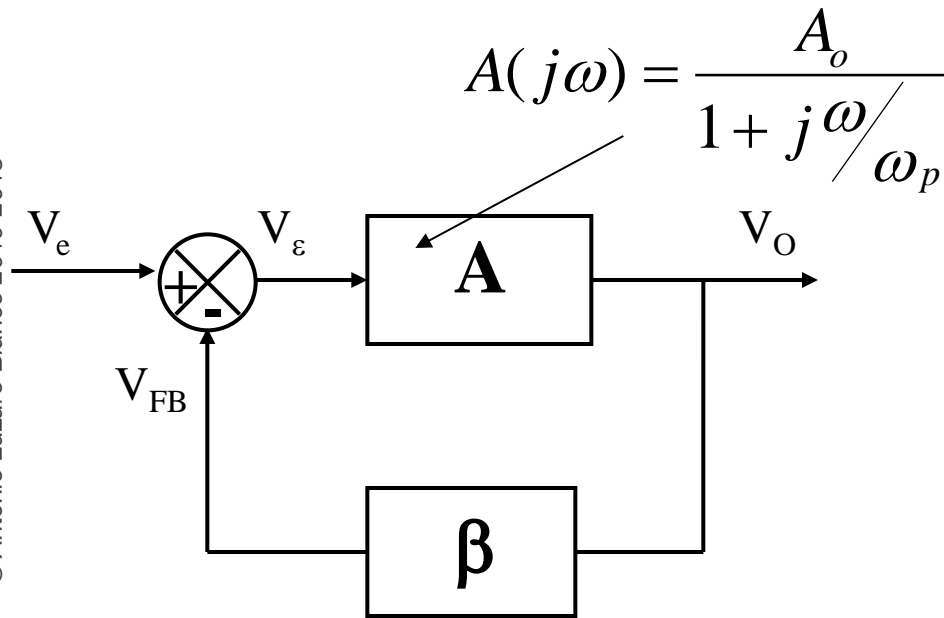
$$G(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega) \cdot \beta}$$

$$A(j\omega) \cdot \beta \gg 1 \Rightarrow G(j\omega) \approx \frac{1}{\beta}$$

$$A(j\omega) \cdot \beta \ll 1 \Rightarrow G(j\omega) \approx A(j\omega)$$

¿Que relación existe entre f_{pBA} y f_{pBC} ?

Efecto de la realimentación negativa sobre el ancho de banda

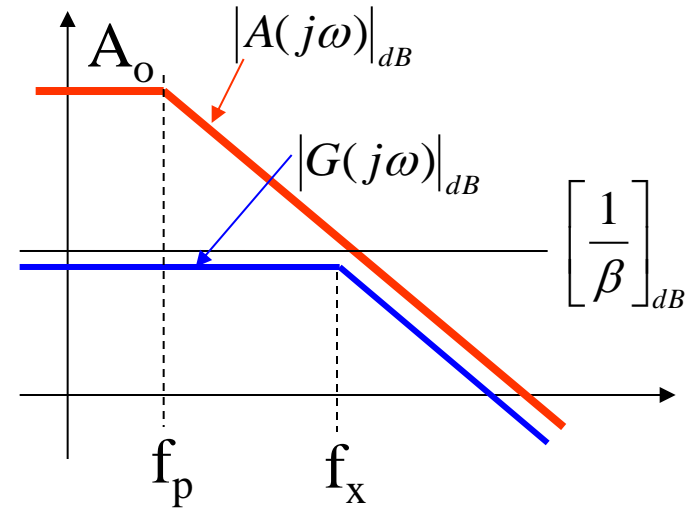
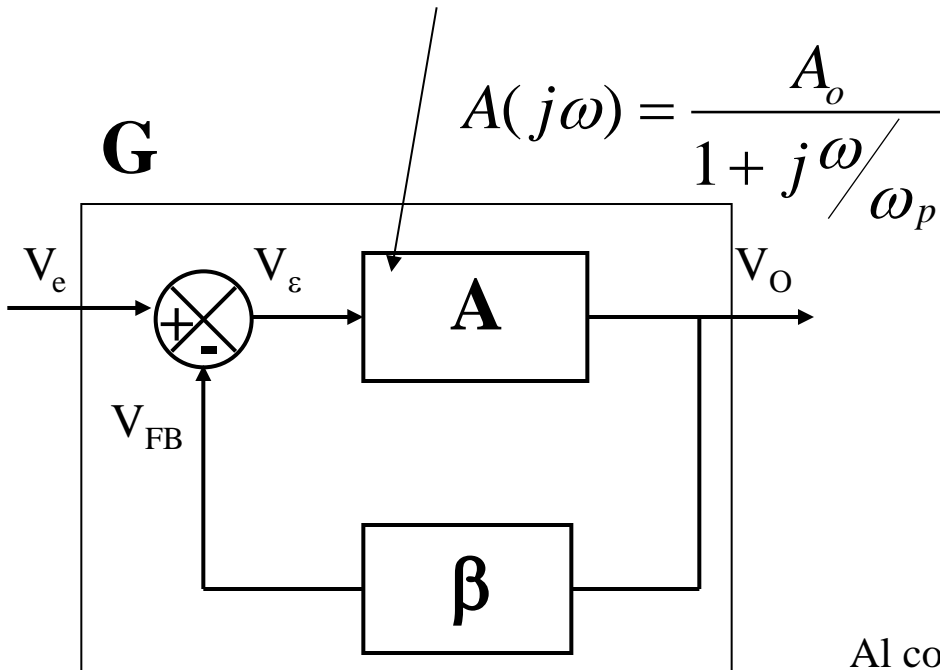


$$G(j\omega) = \frac{A_o}{1 + A_o \cdot \beta} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p \cdot (1 + A_o \cdot \beta)}}$$

$$f_{pBC} = (1 + A_o \cdot \beta) \cdot f_{pBA}$$

Amplificadores de un solo polo realimentados

“Consideremos todos los amplificadores realimentados (G) que podemos construir con el amplificador (A), **que tiene un solo polo**”



Al cortar siempre a la misma pendiente, la ganancia en bucle cerrado se obtiene geoméricamente:

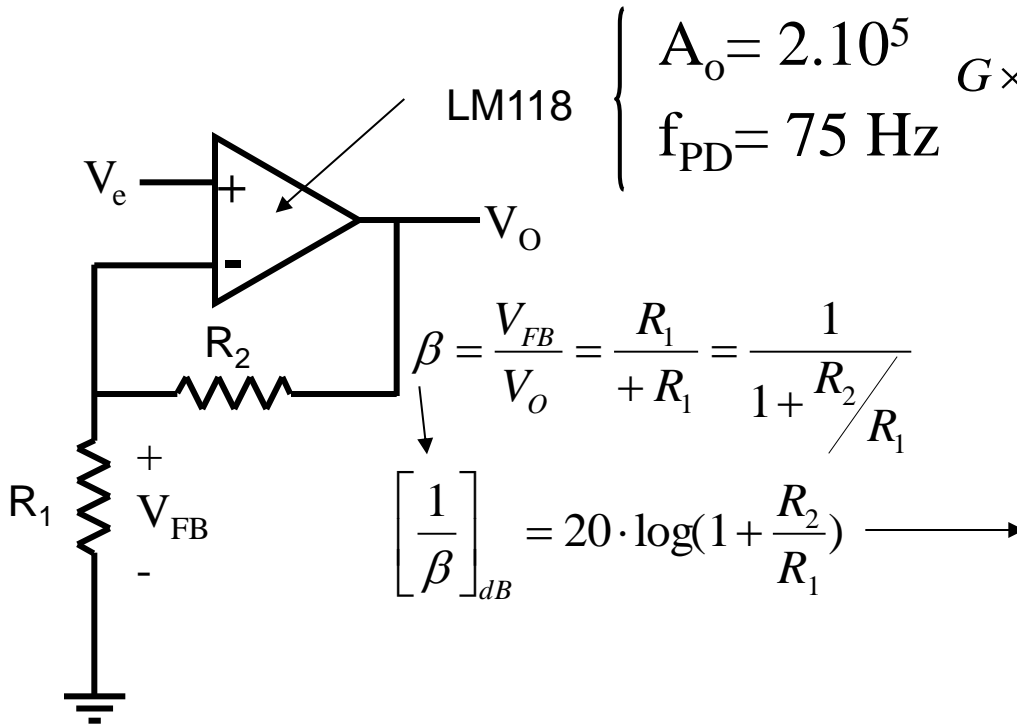
$$A_o \cdot f_p = G_x \cdot f_x$$

Producto:

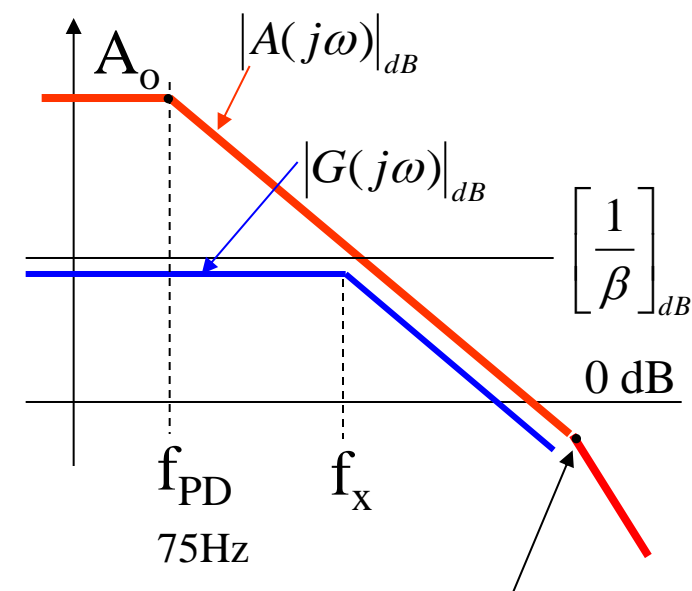
ganancia x ancho de banda = constante

Producto Ganancia x Ancho de banda

Amplificadores compensados por polo dominante $G \times \Delta B = cte$



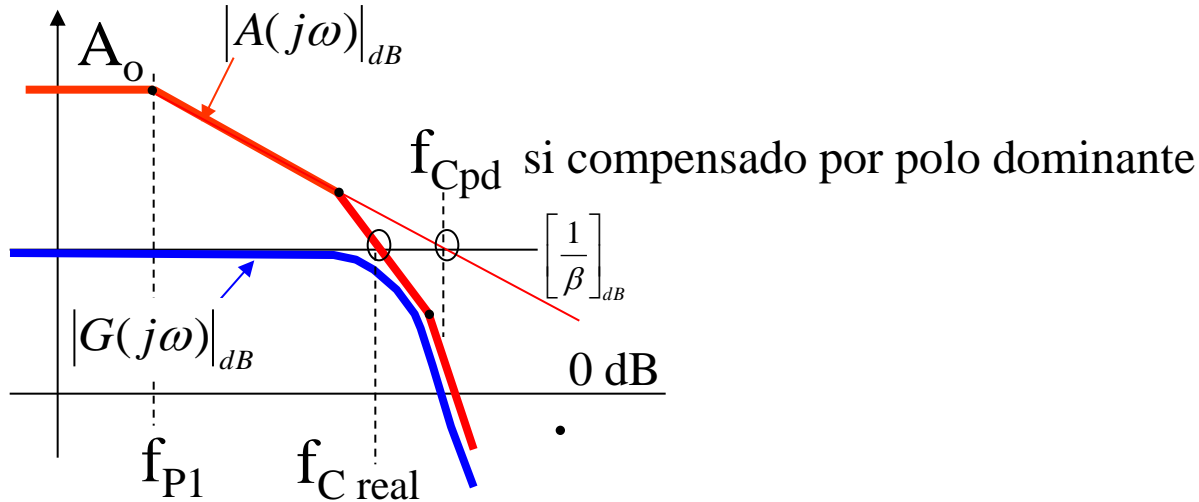
$$\left\{ \begin{array}{l} A_o = 2 \cdot 10^5 \\ f_{PD} = 75 \text{ Hz} \end{array} \right. \quad G \times \Delta B = cte = 2 \cdot 10^5 \times 75 \text{ Hz} = 15 \text{ MHz}$$



Pueden tener más polos, pero por debajo de 0dB

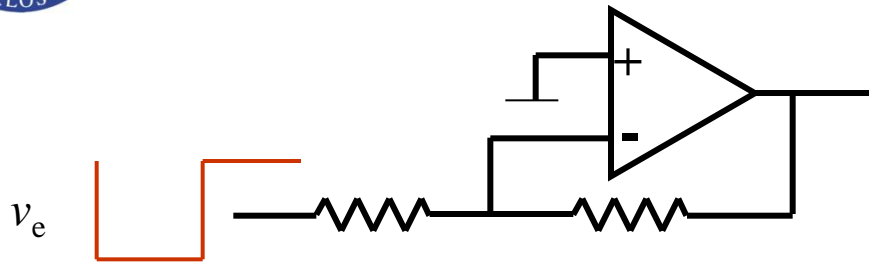
| | | | | |
|------------|--------|---------|---------|--------|
| G | 1 | 10 | 100 | 600 |
| ΔB | 15 MHz | 1,5 MHz | 150 kHz | 25 kHz |

Amplificadores con varios polos realimentados



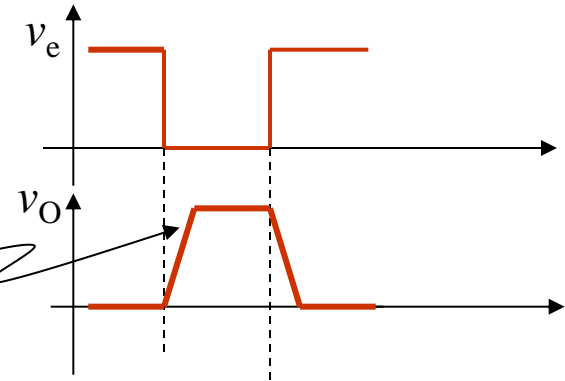
- La realimentación negativa siempre aumenta el ΔB : $f_{C \text{ real}} > f_{P1}$
- Lo hace en menor medida si A tiene varios polos : $f_{C \text{ pd}} > f_{C \text{ real}}$

“Slew-rate” de amplificadores realimentados

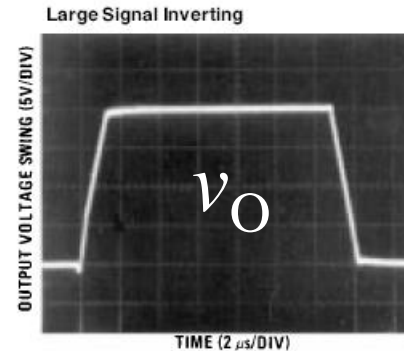


Ante una entrada en **escalón en gran señal**, la derivada de tensión que se obtiene a la salida tiene un máximo, que se conoce con el nombre de “slew rate”

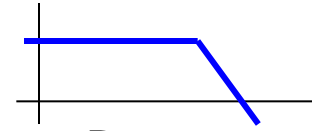
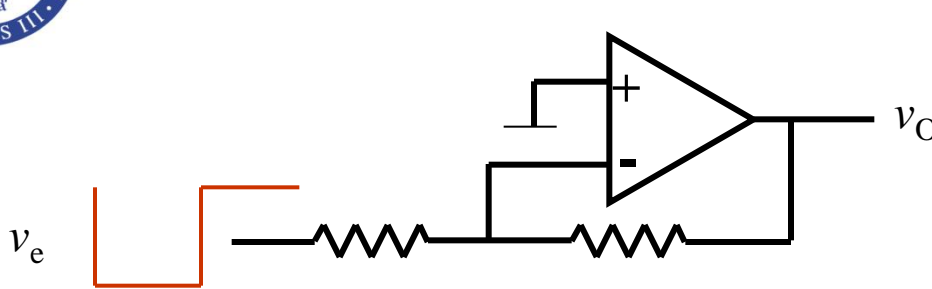
Esta derivada [V/ μ s] está limitada



Escalón en gran señal



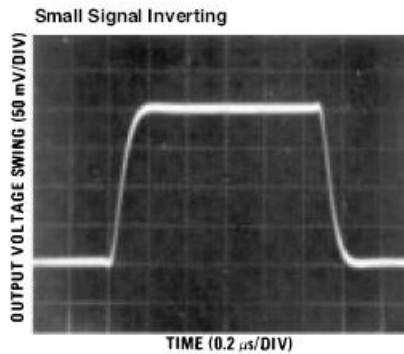
“Slew-rate” de amplificadores realimentados



Respuesta en frecuencia (pequeña señal) en lazo cerrado **de primer orden**

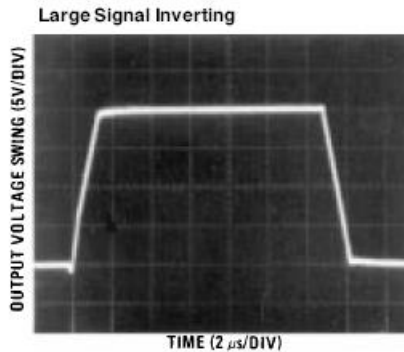
Pulse Response

Escalón en pequeña señal

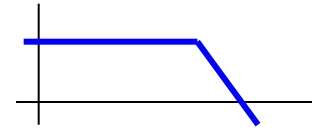
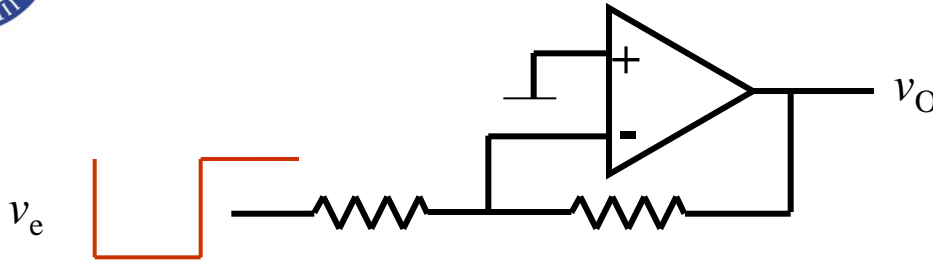


TL/H/8358-7

Escalón en gran señal

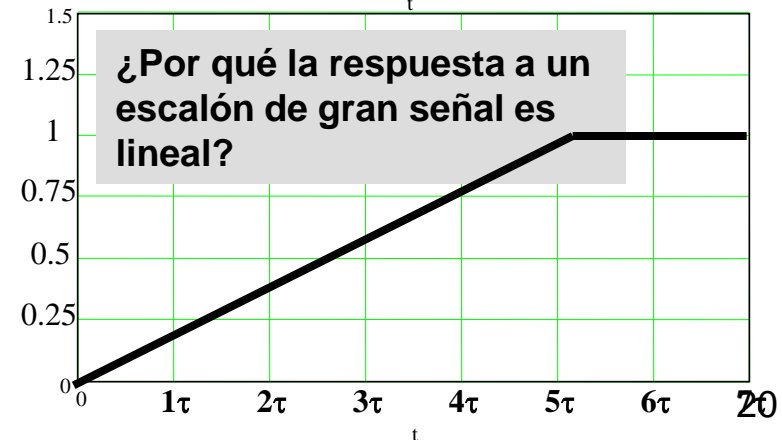
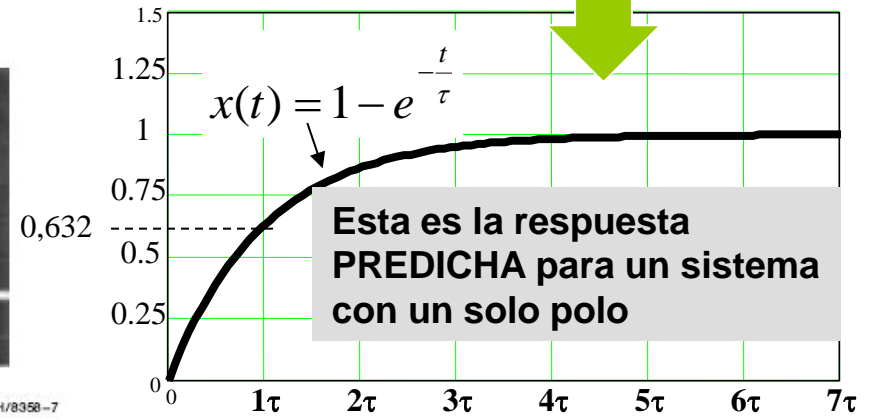


"Slew-rate" de amplificadores realimentados



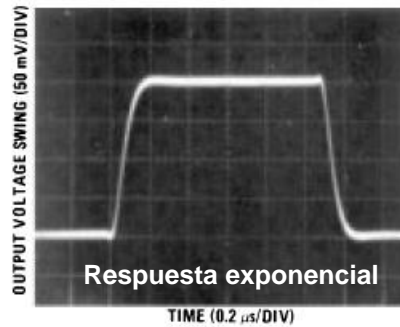
Respuesta en frecuencia (pequeña señal) en lazo cerrado **de primer orden**

Respuesta exponencial



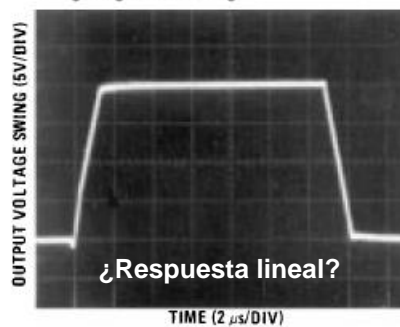
Pulse Response

Small Signal Inverting



TL/H/8358-7

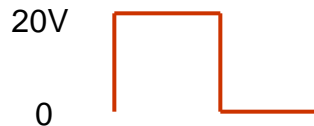
Large Signal Inverting



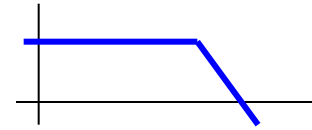
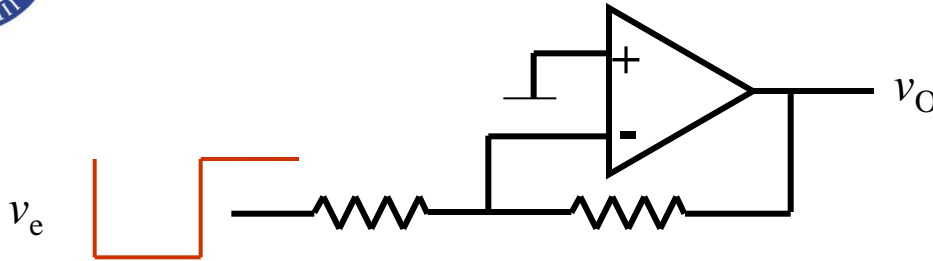
Escalón en pequeña señal



Escalón en gran señal

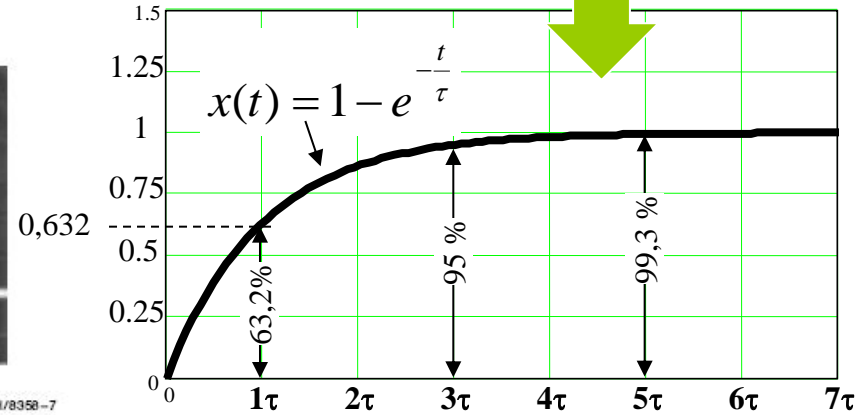


"Slew-rate" de amplificadores realimentados

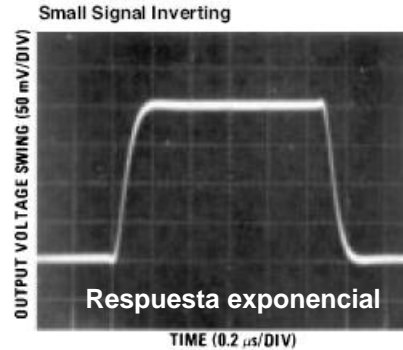


Respuesta en frecuencia (pequeña señal) en lazo cerrado **de primer orden**

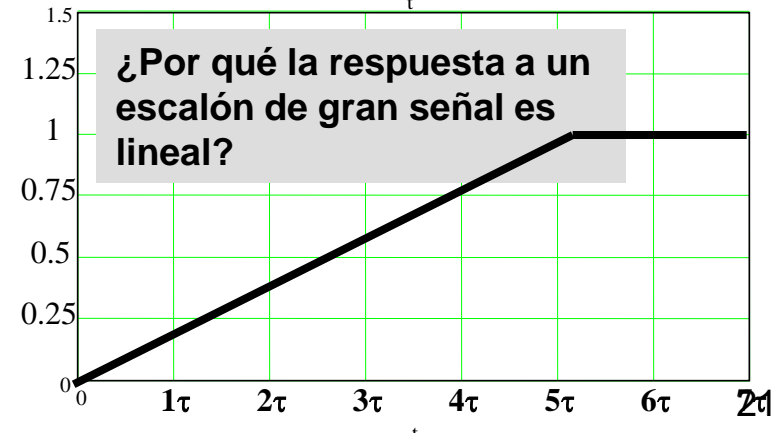
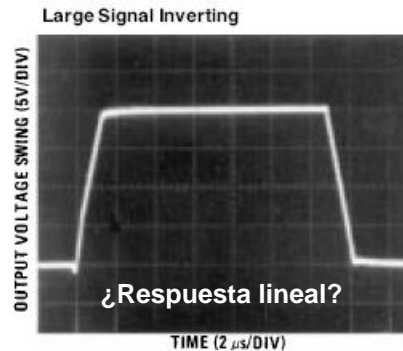
Respuesta exponencial



Pulse Response



TL/H/8358-7



© Antonio Lázaro Blanco 2010-2013

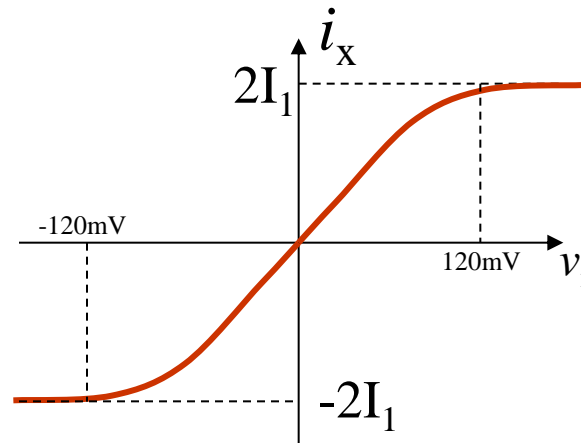
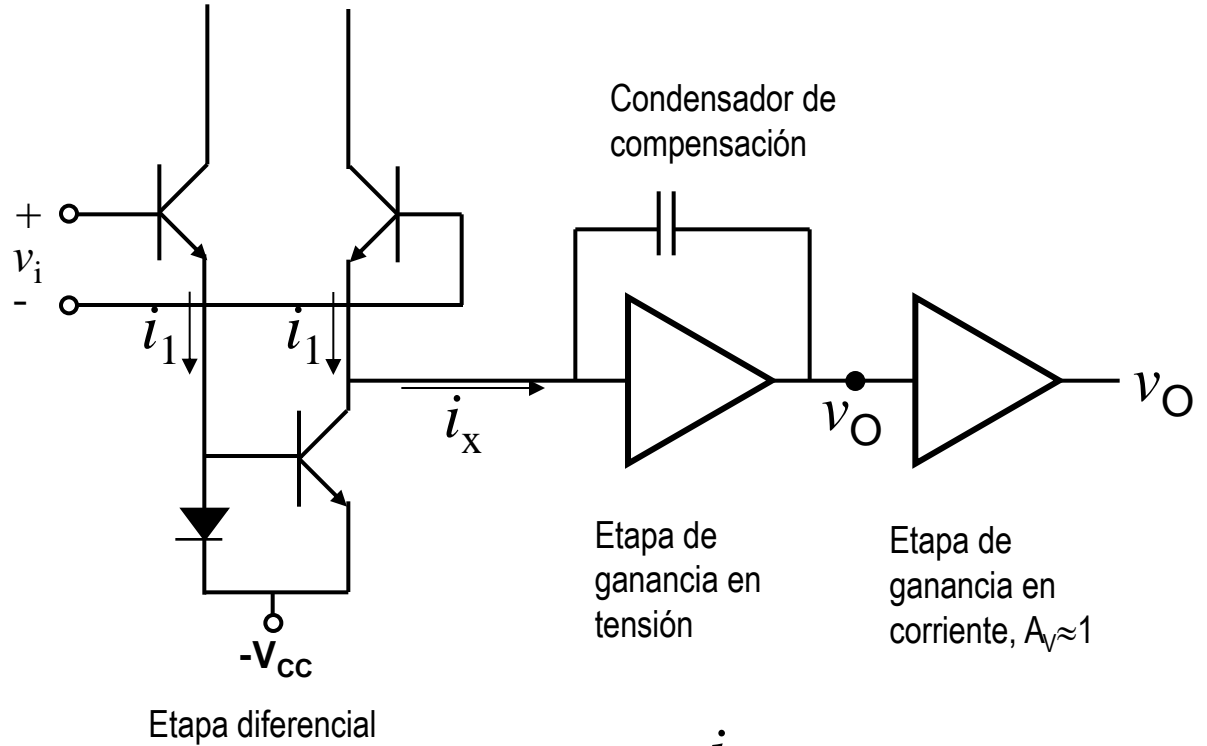
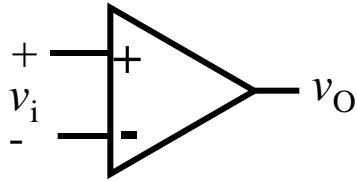
Escalón en pequeña señal



Escalón en gran señal

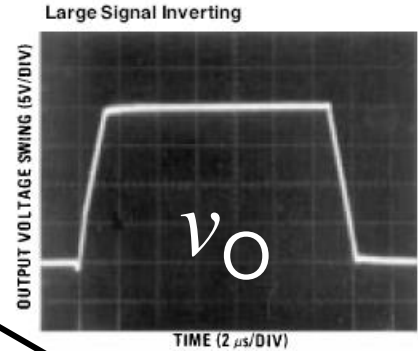
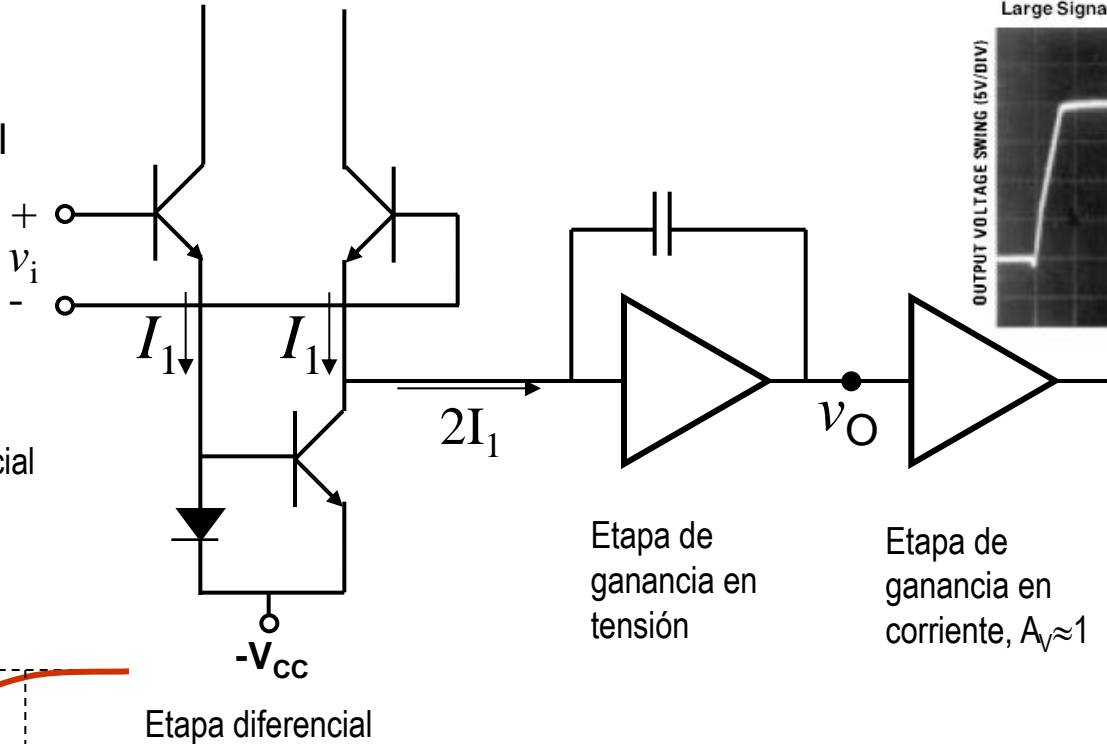


“Slew-rate” de amplificadores realimentados

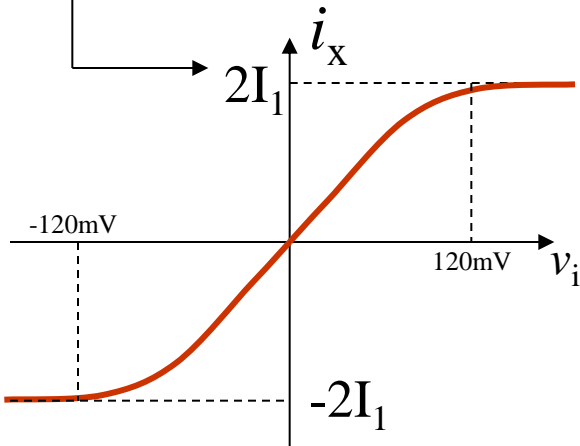


“Slew-rate” de amplificadores realimentados

Escalón en gran señal



Se satura la etapa diferencial



Carga lineal de un condensador $i = C \cdot \frac{dv}{dt}$

$$v_o = \frac{1}{C} \cdot \int 2I_1 dt \longrightarrow$$

Velocidad constante en la tensión de salida

“Slew-rate” $\frac{dv_o}{dt} = cte. = \frac{2I_1}{C}$



Diagrama de Bode asintótico

$$A(jf) = \frac{1000}{(1 + j \frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp3})}$$

| | fp1 | fp2 | fp3 | |
|--------|-----|-----|-----|----|
| Polo 1 | -1 | -1 | | |
| Polo 2 | | -1 | -1 | |
| Polo 3 | | | -1 | -1 |
| Total | -1 | -2 | -2 | -1 |

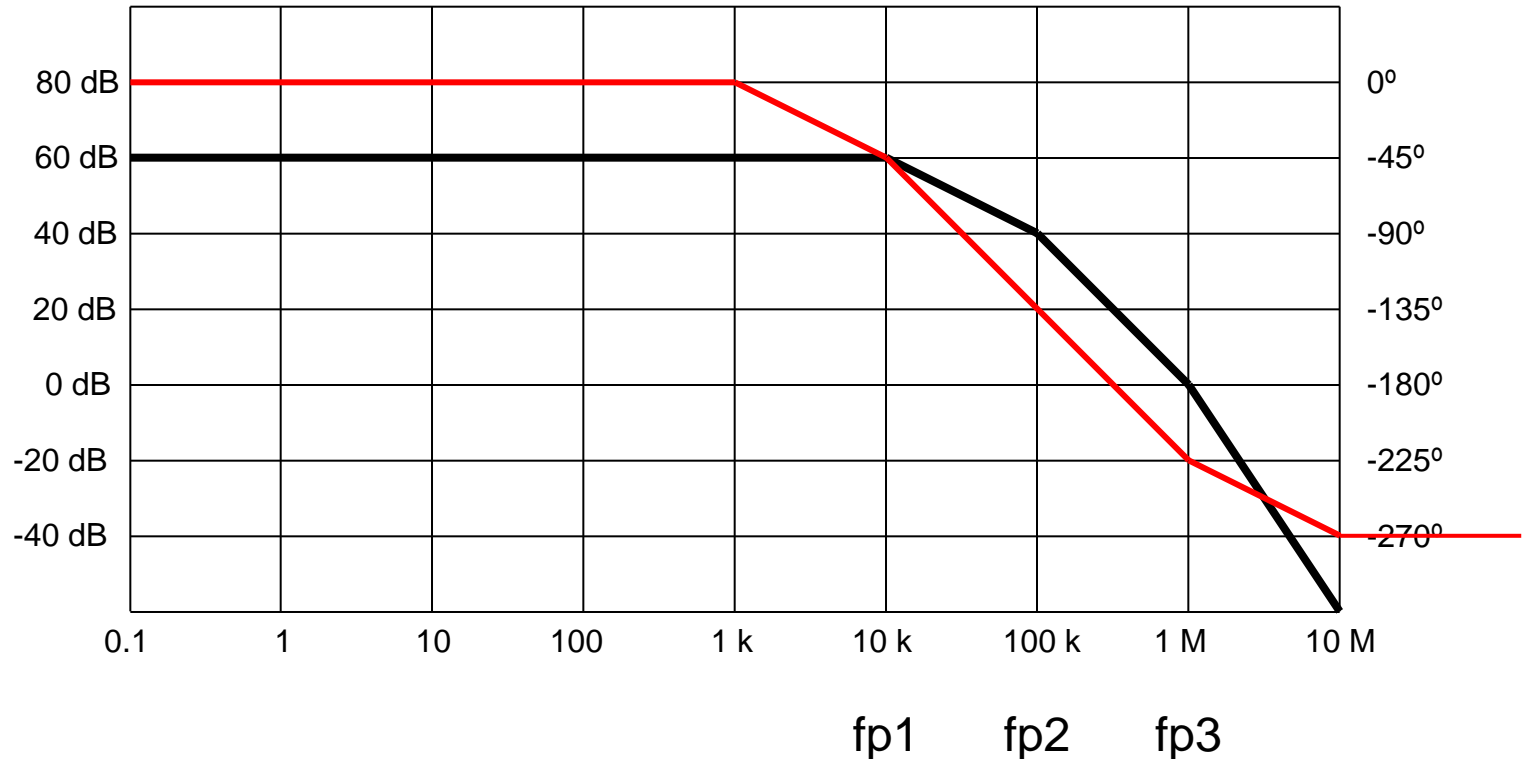


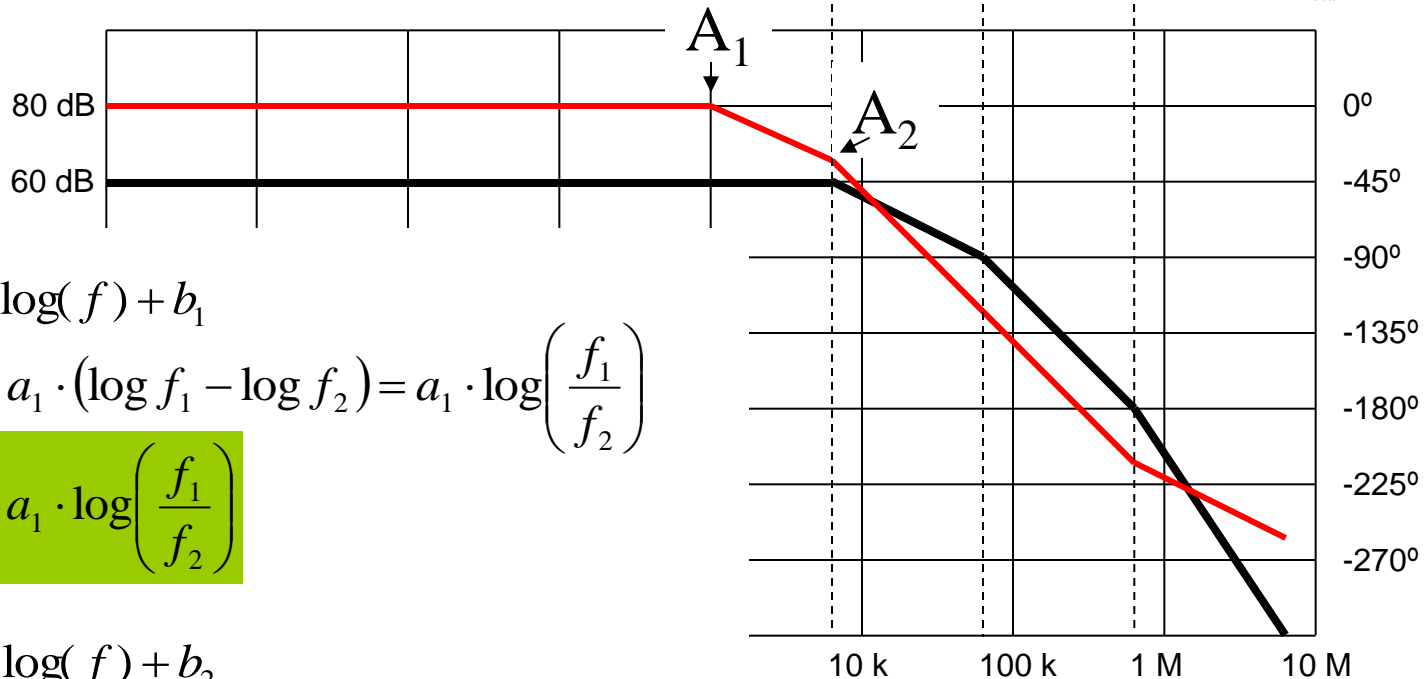


Diagrama de Bode asintótico

Cuando los polos no coinciden sobre las frecuencias de los marcadores

$$A(jf) = \frac{1000}{(1 + j \frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp3})}$$

| | fp1 | fp2 | fp3 | |
|--------|-----|-----|-----|----|
| Polo 1 | -1 | -1 | | |
| Polo 2 | | -1 | | |
| Polo 3 | | | -1 | |
| Total | | -2 | -2 | -1 |



$$A_{dB} = a_1 \cdot \log(f) + b_1$$

$$A_1 - A_2 = a_1 \cdot (\log f_1 - \log f_2) = a_1 \cdot \log\left(\frac{f_1}{f_2}\right)$$

$$A_1 - A_2 = a_1 \cdot \log\left(\frac{f_1}{f_2}\right)$$

$$\angle A = a_2 \cdot \log(f) + b_2$$

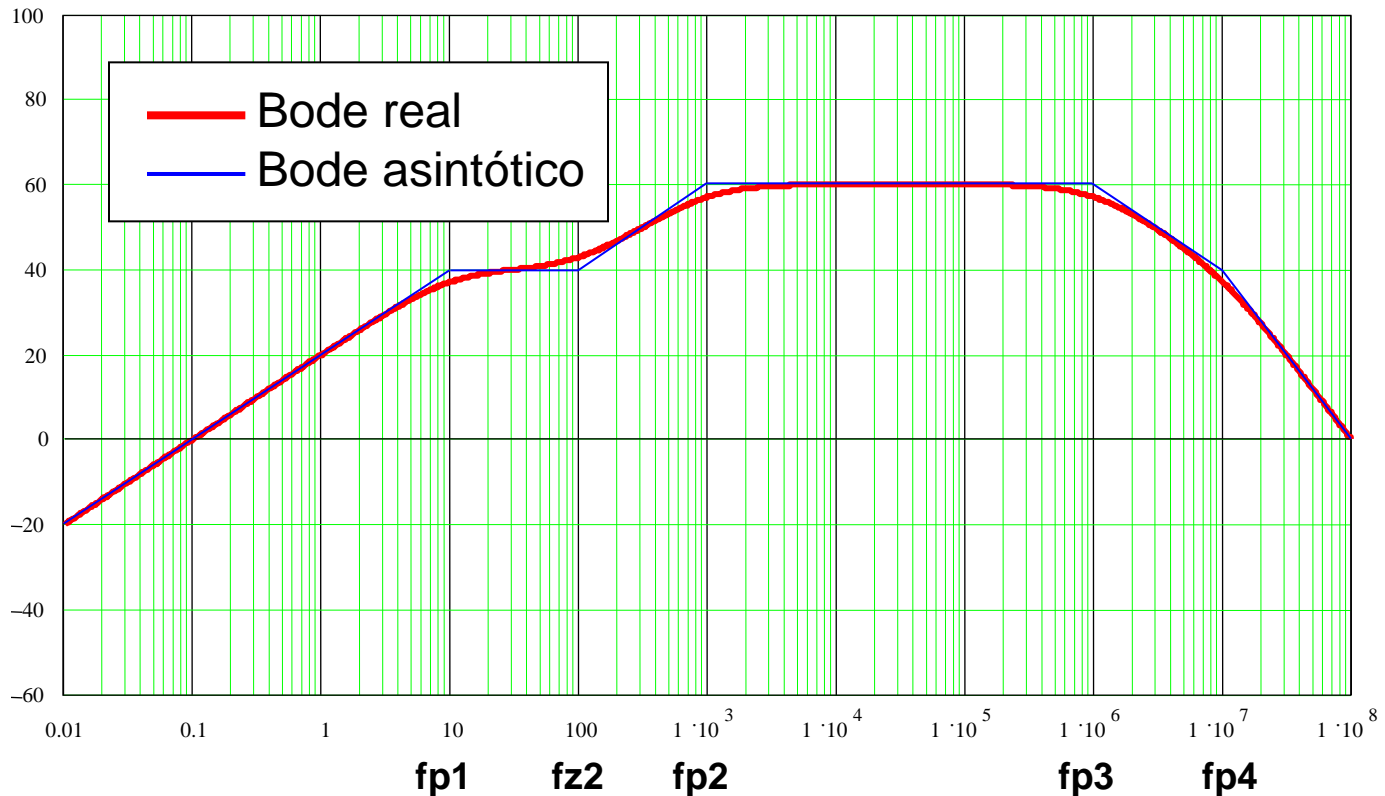
$$\angle A_1 - \angle A_2 = a_2 \cdot \log\left(\frac{f_1}{f_2}\right)$$



Ejemplo de trazado diagrama de Bode y Diagrama polar

$$A(jf) = \frac{10 \cdot jf \cdot (1 + j \frac{f}{fz1})}{(1 + j \frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp3}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp4})}$$

fz2 = 100Hz
fp1 = 10Hz
fp2 = 1kHz
fp3 = 1MHz
fp4 = 10MHz

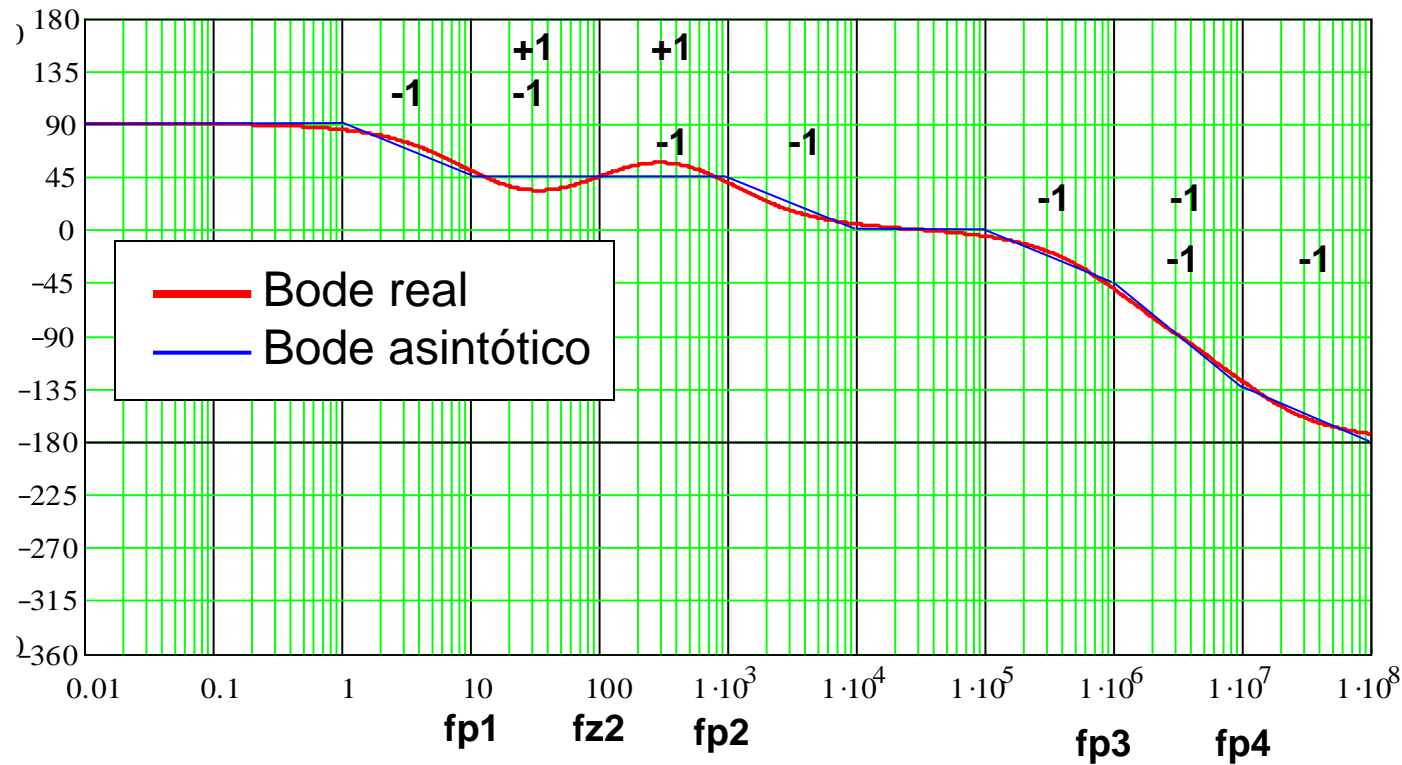




Ejemplo de trazado diagrama de Bode y Diagrama polar

$$A(jf) = \frac{10 \cdot jf \cdot (1 + j \frac{f}{fz1})}{(1 + j \frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp3}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp4})}$$

fz2 = 100Hz
fp1 = 10Hz
fp2 = 1kHz
fp3 = 1MHz
fp4 = 10MHz



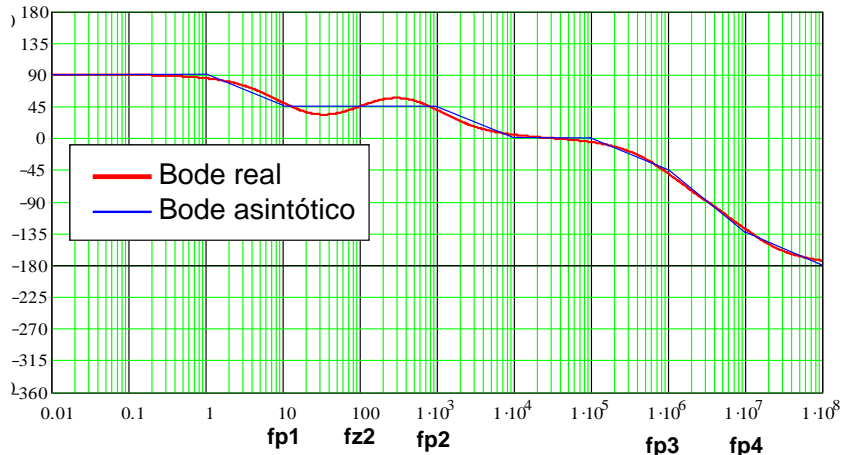
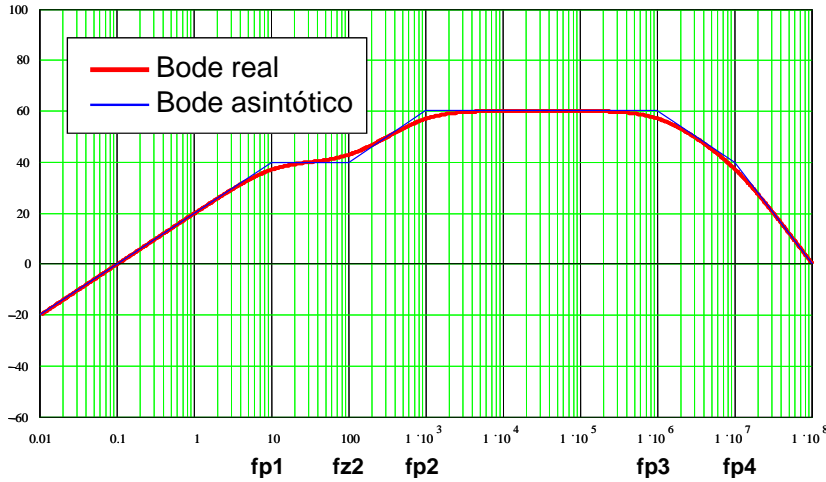
z2
p1
p2
p3
p4

© Antonio Lázaro Blanco 2010-2013



Ejemplo de trazado diagrama de Bode y Diagrama polar

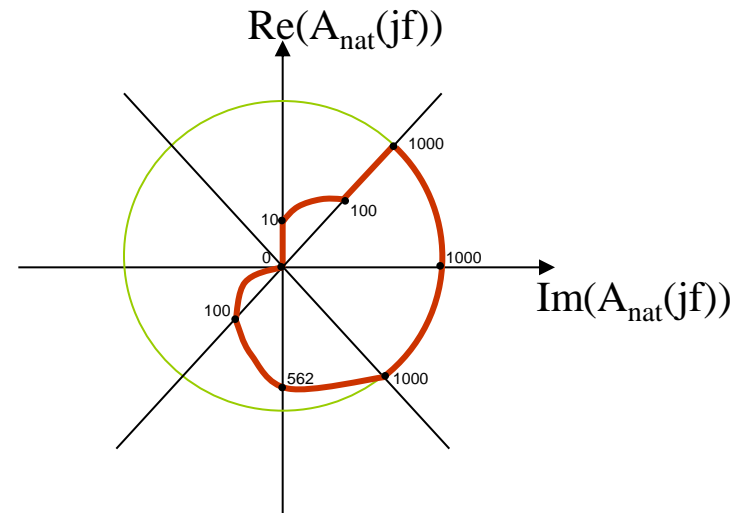
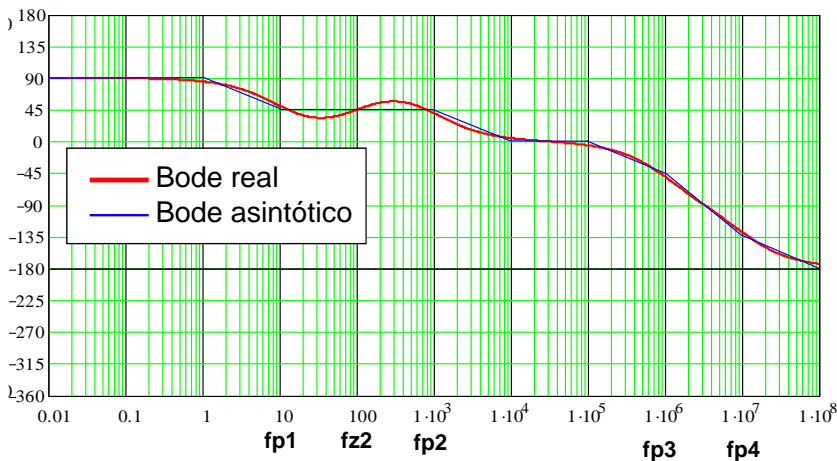
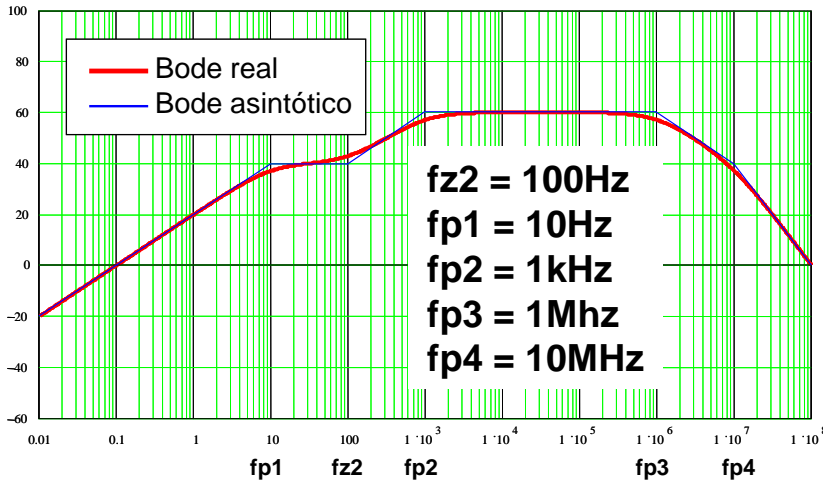
$fz2 = 100\text{Hz}$
 $fp1 = 10\text{Hz}$
 $fp2 = 1\text{kHz}$
 $fp3 = 1\text{MHz}$
 $fp4 = 10\text{MHz}$



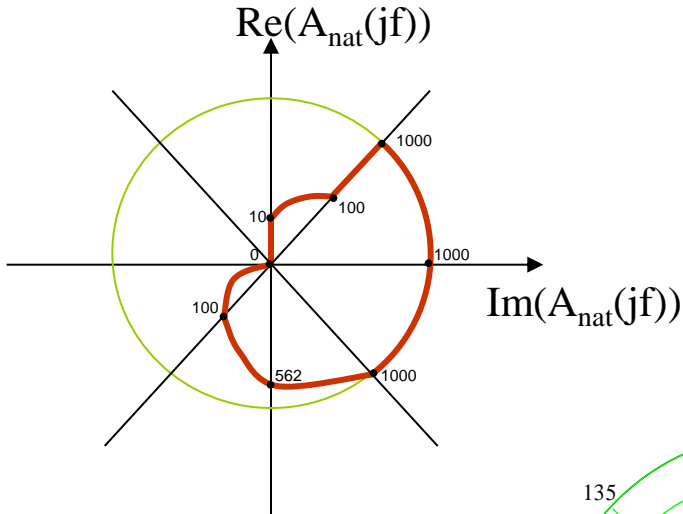
| $A_{dB}(\text{dB})$ | $A_{nat}(\text{V/V})$ | Fase ($^{\circ}$) |
|---------------------|-----------------------|---------------------|
| $-\infty$ | 0 | +90 |
| 20 | 10 | +90 |
| 40 | 100 | +45 |
| 60 | 1000 | +45 |
| 60 | 1000 | 0 |
| 60 | 1000 | -45 |
| 40 | 100 | -135 |
| 0 | 1 | -180 |

Ejemplo de trazado diagrama de Bode y Diagrama polar

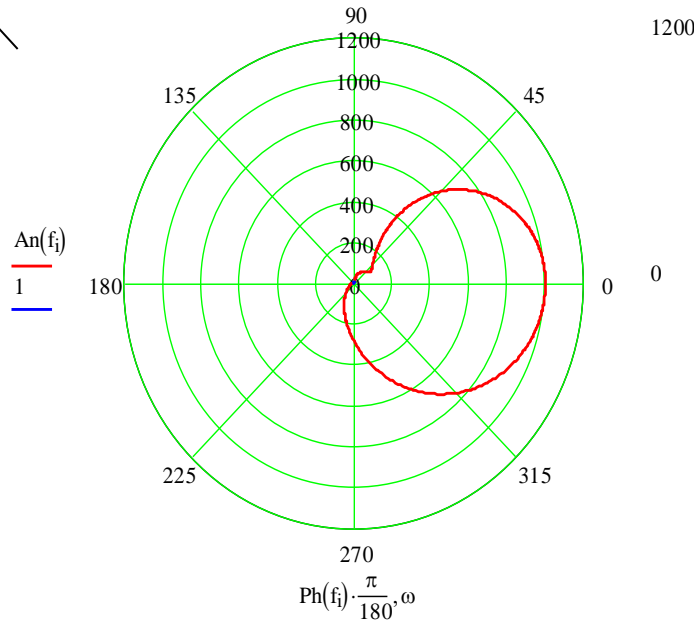
| $A_{dB}(dB)$ | $A_{nat}(V/V)$ | Fase ($^{\circ}$) |
|--------------|----------------|---------------------|
| $-\infty$ | 0 | +90 |
| 20 | 10 | +90 |
| 40 | 100 | +45 |
| 60 | 1000 | +45 |
| 60 | 1000 | 0 |
| 60 | 1000 | -45 |
| 40 | 100 | -135 |
| 0 | 1 | -180 |




Ejemplo de trazado diagrama de Bode y Diagrama polar



| $A_{dB}(dB)$ | $A_{nat} (V/V)$ | Fase ($^{\circ}$) |
|--------------|-----------------|---------------------|
| $-\infty$ | 0 | +90 |
| 20 | 10 | +90 |
| 40 | 100 | +45 |
| 60 | 1000 | +45 |
| 60 | 1000 | 0 |
| 60 | 1000 | -45 |
| 40 | 100 | -135 |
| 0 | 1 | -180 |



1. Dinámica de los sistemas realimentados
 - 1.1 Función de transferencia
 - 1.2 Dinámica en bucle abierto y en bucle cerrado
2. Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados
 - 2.1 Función de transferencia y Respuesta en frecuencia
 - 2.2 Diagrama de Bode y Diagrama Polar
 - 2.3 Respuesta transitoria y la Respuesta en frecuencia
 - 2.4 Respuesta en frecuencia en bucle cerrado
 - 2.5 Producto Ganancia x Ancho de banda
 - 2.6 Respuesta en frecuencia de amplificadores con varios polos
 - 2.7 “*Slew-rate*” de amplificadores realimentados
 - 2.8 Diagrama asintótico de Bode y Ejemplo de trazado D. Bode y D. polar
-  3. Estudio de la estabilidad
 - 3.1 Efectos de la realimentación negativa
 - 3.2 Concepto inestabilidad
 - 3.2 Inestabilidad en el diagrama de Bode
 - 3.3 Inestabilidad en el diagrama polar. Criterio estabilidad Nyquist
 - 3.4 La realimentación negativa se vuelve positiva
 - 3.5 Margen de Fase y Margen de Ganancia
 - 3.6 Estudio de la estabilidad en un amplificador real
 - 3.7 Estudio de $A\beta(j\omega)$ a partir de $A(j\omega)$
 - 3.8 La red β y la estabilidad
4. Técnicas de compensación
 - 4.1 Compensación por polo dominante – Imposición MF
 - 4.2 Compensación por polo dominante – Imposición MG
 - 4.3 Compensación polo - cero



Efectos de la realimentación negativa en amplificadores

A cambio de una **reducción de ganancia** se obtienen importantes contraprestaciones:

El amplificador tiende hacia sus características ideales:
Reducción de la sensibilidad de la ganancia en bucle abierto:

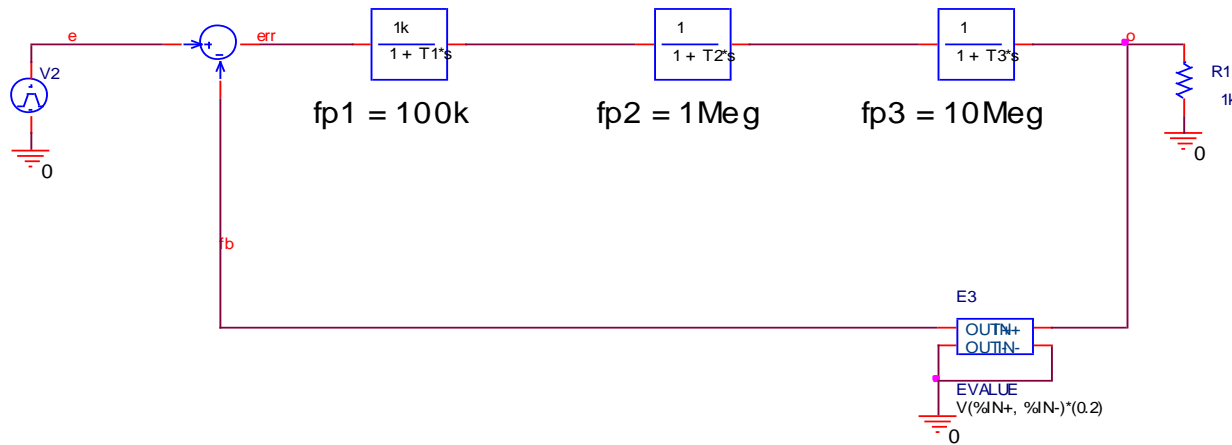
- Mejora (reducción) de la sensibilidad de la ganancia.
- Mejora (reducción) de la distorsión y otras perturbaciones
- Mejora de las impedancias de entrada y salida
- Mejora (aumento) del ancho de banda.

Se potencian si **$A\beta$ aumenta**

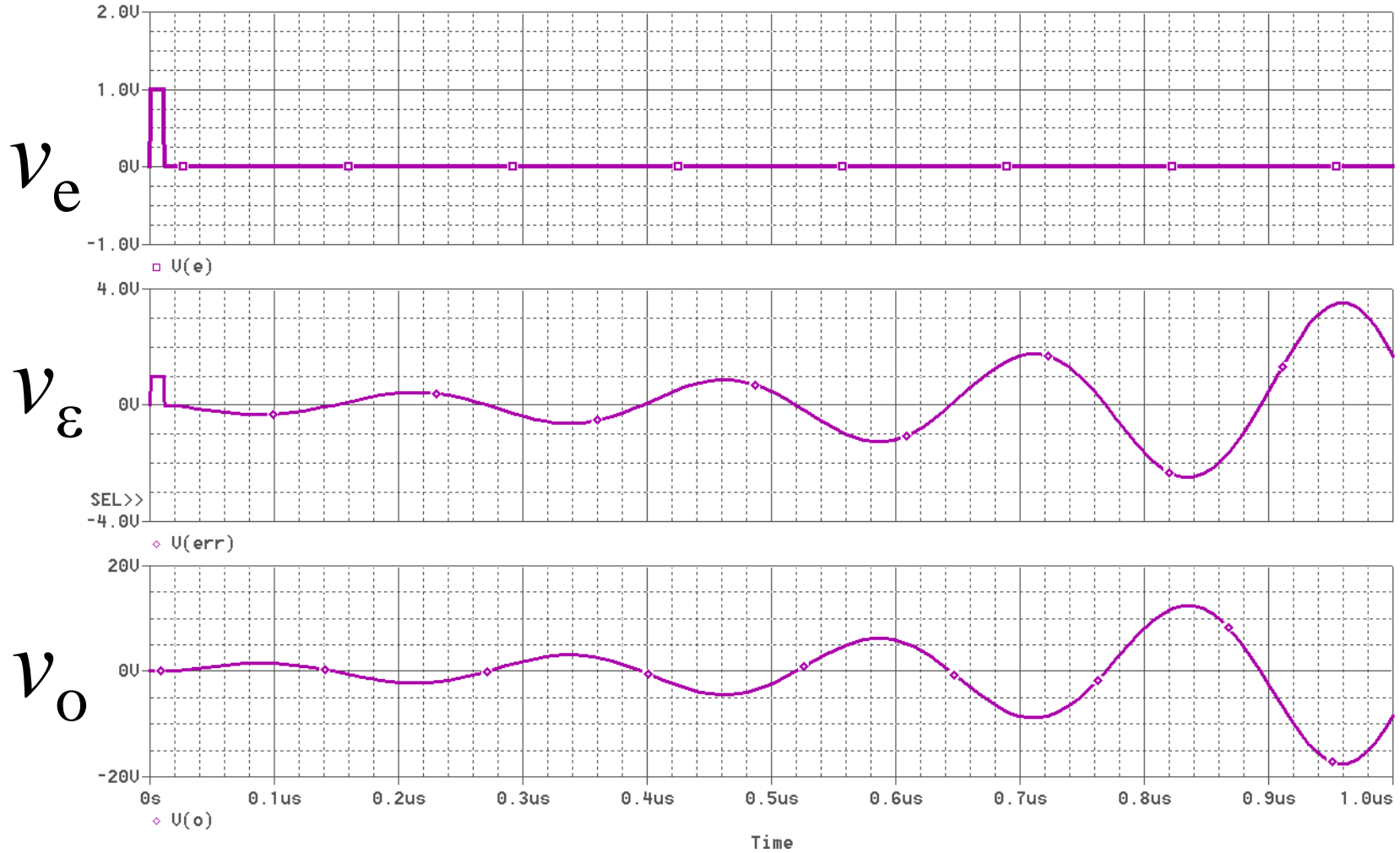
... pero ¿puede crecer indefinidamente la ganancia del lazo?...

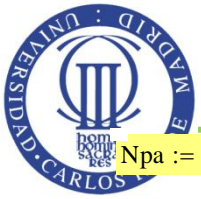
$A_o=1000$

PARAMETERS:
 $T1 = \{1/(6.28*(fp1))\}$
 $T2 = \{1/(6.28*(fp2))\}$
 $T3 = \{1/(6.28*(fp3))\}$



$B=0,2$





$N_{pa} := 20$

$A_a := 100$

$\beta_a := 0.005$

$V_g = 1$

$p := 0..N_{pa} - 1$

$q := 1..6$

Concepto inestabilidad

¿Qué ha pasado?

$q =$ $V_e(N_{pa}, A_a, \beta_a)_q = V_\epsilon(N_{pa}, A_a, \beta_a)_q =$

| | | |
|---|---|-------|
| 1 | 1 | 1 |
| 2 | 1 | 0.5 |
| 3 | 1 | 0.75 |
| 4 | 1 | 0.625 |
| 5 | 1 | 0.688 |
| 6 | 1 | 0.656 |

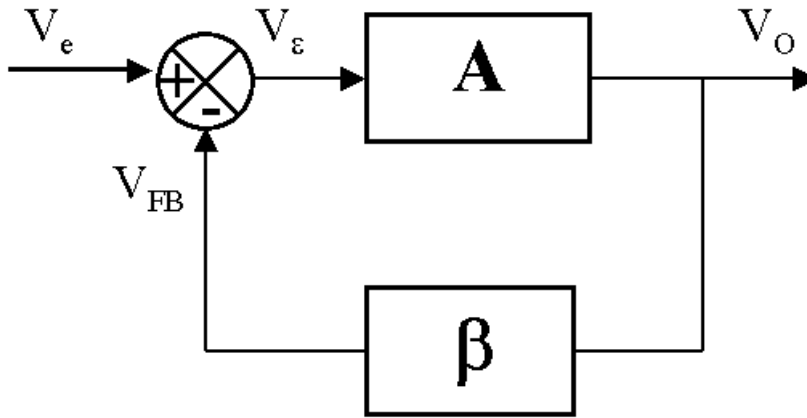
$V_o(N_{pa}, A_a, \beta_a)_q =$

| |
|--------|
| 100 |
| 50 |
| 75 |
| 62.5 |
| 68.75 |
| 65.625 |

$A_a = 100$

$A_a \cdot \beta_a = 0.5$

$$\frac{A_a}{(1 + A_a \cdot \beta_a)} = 66.667$$



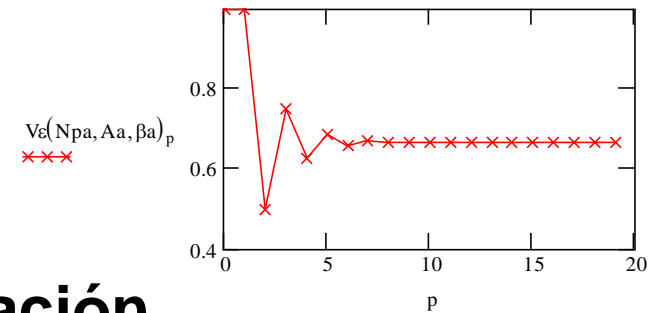
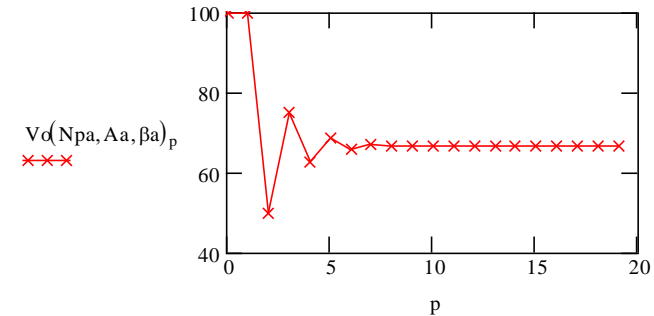
$V_{fb}(N_{pa}, A_a, \beta_a)_q =$

| |
|-------|
| 0.5 |
| 0.25 |
| 0.375 |
| 0.313 |
| 0.344 |
| 0.328 |

$\beta_a = 5 \times 10^{-3}$

$$A \cdot \beta > 0$$

Realimentación Negativa





Npa := 20

Aa := -100

βa := 0.005

Vg = 1

p := 0..Npa - 1

q := 1..6

Concepto inestabilidad

¿Qué ha pasado?

q = Ve(Npa, Aa, βa)_q = Vε(Npa, Aa, βa)_q =

| |
|---|
| 1 |
| 2 |
| 3 |
| 4 |
| 5 |
| 6 |

| |
|---|
| 1 |
| 1 |
| 1 |
| 1 |
| 1 |
| 1 |

| |
|-------|
| 1 |
| 1.5 |
| 1.75 |
| 1.875 |
| 1.938 |
| 1.969 |

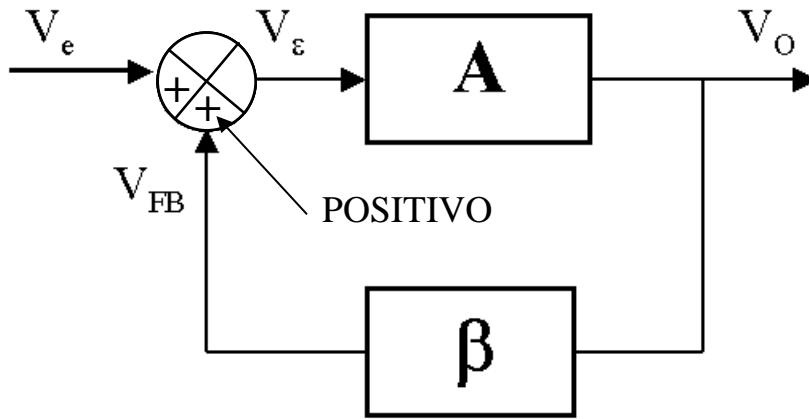
Vo(Npa, Aa, βa)_q =

| |
|----------|
| -100 |
| -150 |
| -175 |
| -187.5 |
| -193.75 |
| -196.875 |

Aa = -100

Aa·βa = -0.5

$$\frac{Aa}{(1 + Aa \cdot \beta a)} = -200$$



Vfb(Npa, Aa, βa)_q =

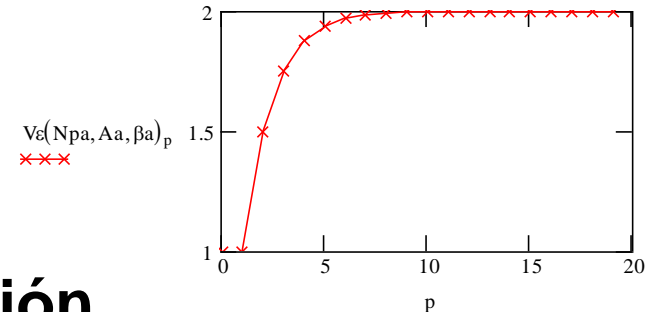
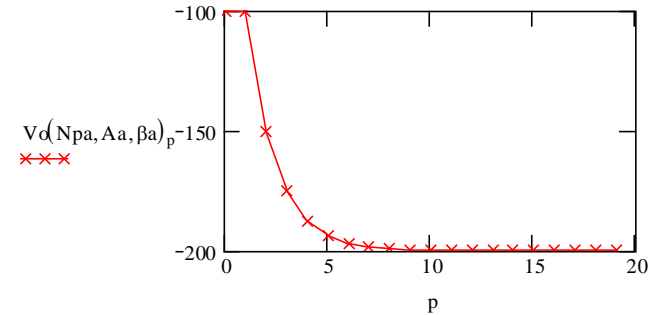
| |
|--------|
| -0.5 |
| -0.75 |
| -0.875 |
| -0.938 |
| -0.969 |
| -0.984 |

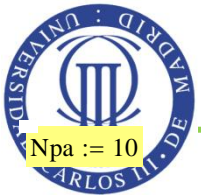
βa = 5 × 10⁻³

$$|A \cdot \beta| < 1$$

$$A \cdot \beta < 0$$

**Realimentación
positiva estable**





Npa := 10

Aa := -100

βa := 0.05

Vg = 1

p := 0..Npa - 1

q := 1..6

Concepto inestabilidad

¿Qué ha pasado?

$$q = \text{Ve}(Npa, Aa, \beta a)_q = \text{V}\epsilon(Npa, Aa, \beta a)_q =$$

| | | |
|---|---|-------------------------|
| 1 | 1 | 1 |
| 2 | 1 | 6 |
| 3 | 1 | 31 |
| 4 | 1 | 156 |
| 5 | 1 | 781 |
| 6 | 1 | 3.906 · 10 ³ |

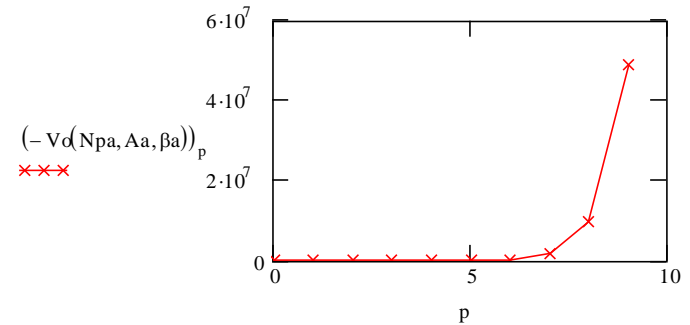
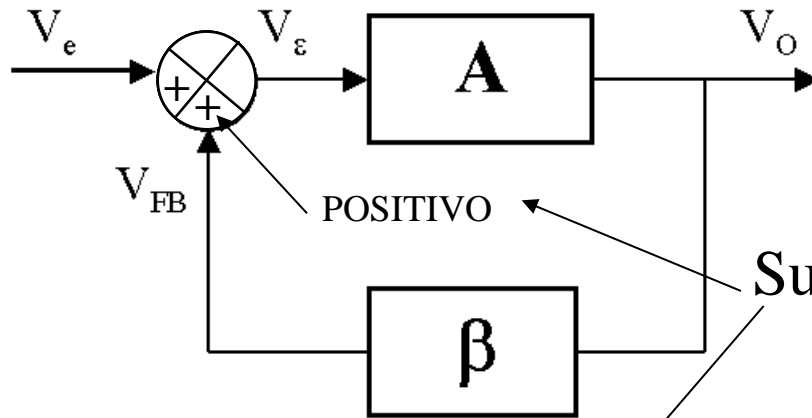
$$\text{Vo}(Npa, Aa, \beta a)_q =$$

| |
|--------------------------|
| -100 |
| -600 |
| -3.1 · 10 ³ |
| -1.56 · 10 ⁴ |
| -7.81 · 10 ⁴ |
| -3.906 · 10 ⁵ |

Aa = -100

Aa · βa = -5

$$\frac{Aa}{(1 + Aa \cdot \beta a)} = 25$$



Suponer una frecuencia en la que

**Realimentación positiva
INESTABLE**

$$\text{Vfb}(Npa, Aa, \beta a)_q =$$

| |
|--------------------------|
| -5 |
| -30 |
| -155 |
| -780 |
| -3.905 · 10 ³ |
| -1.953 · 10 ⁴ |

$$|A \cdot \beta| > 1$$

$$A \cdot \beta < 0$$

Cualquier señal se amplifica indefinidamente en pasadas sucesivas por el lazo

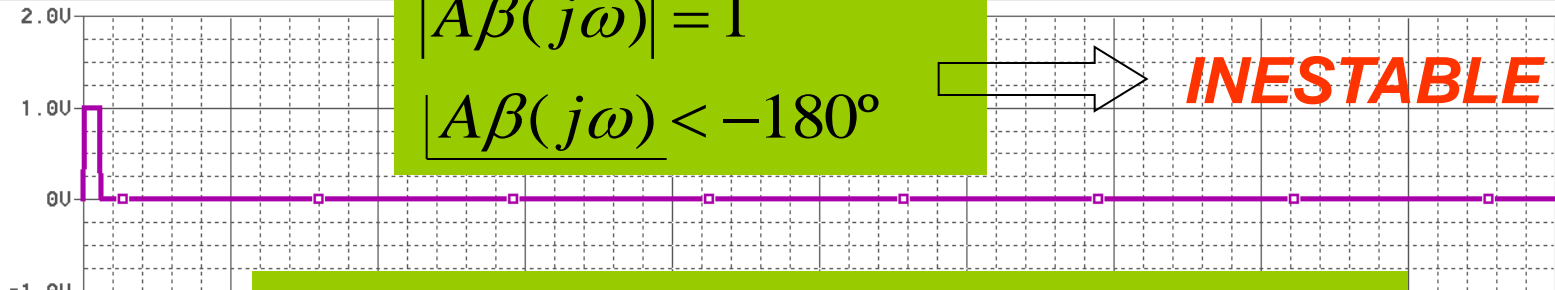
¿Qué ha pasado? Alguna de las frecuencias contenidas en la entrada cumple la condición:

$$|A\beta(j\omega)| = 1$$

$$A\beta(j\omega) < -180^\circ$$

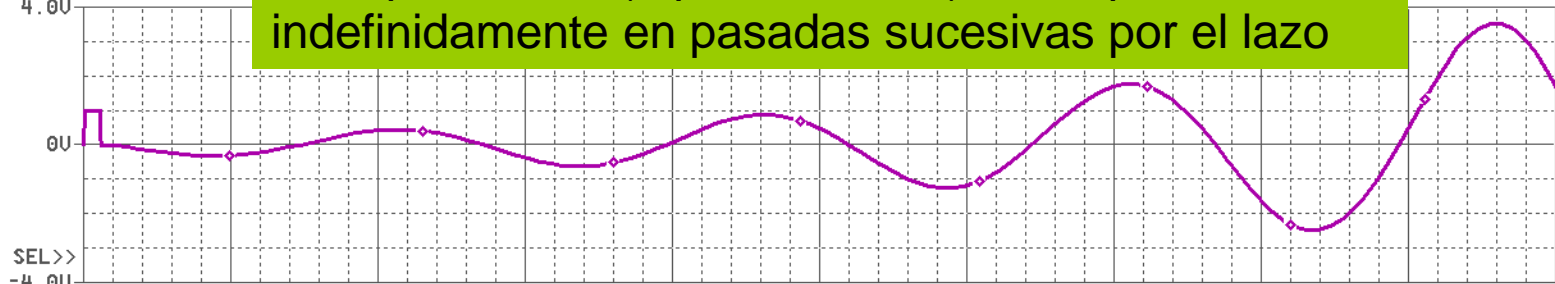
INESTABLE

v_e

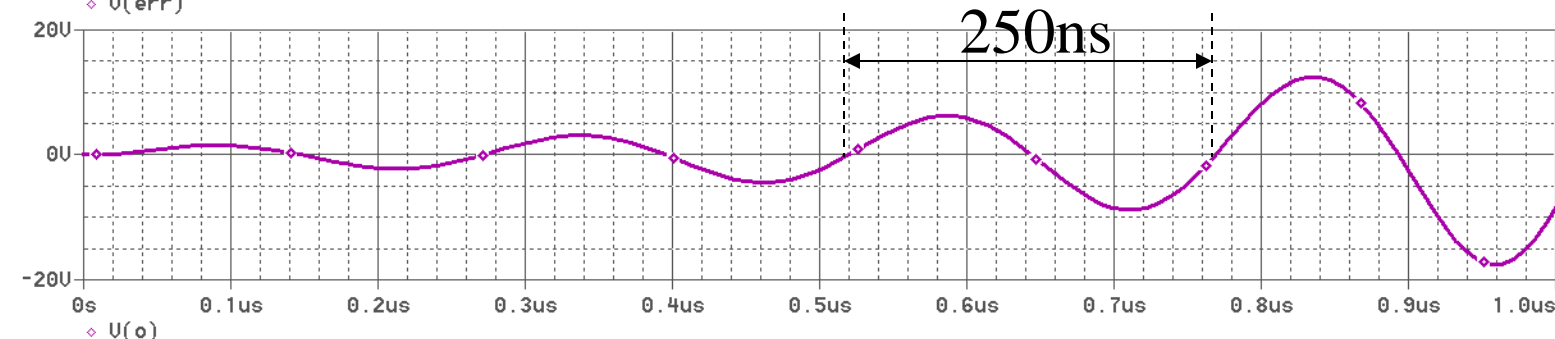


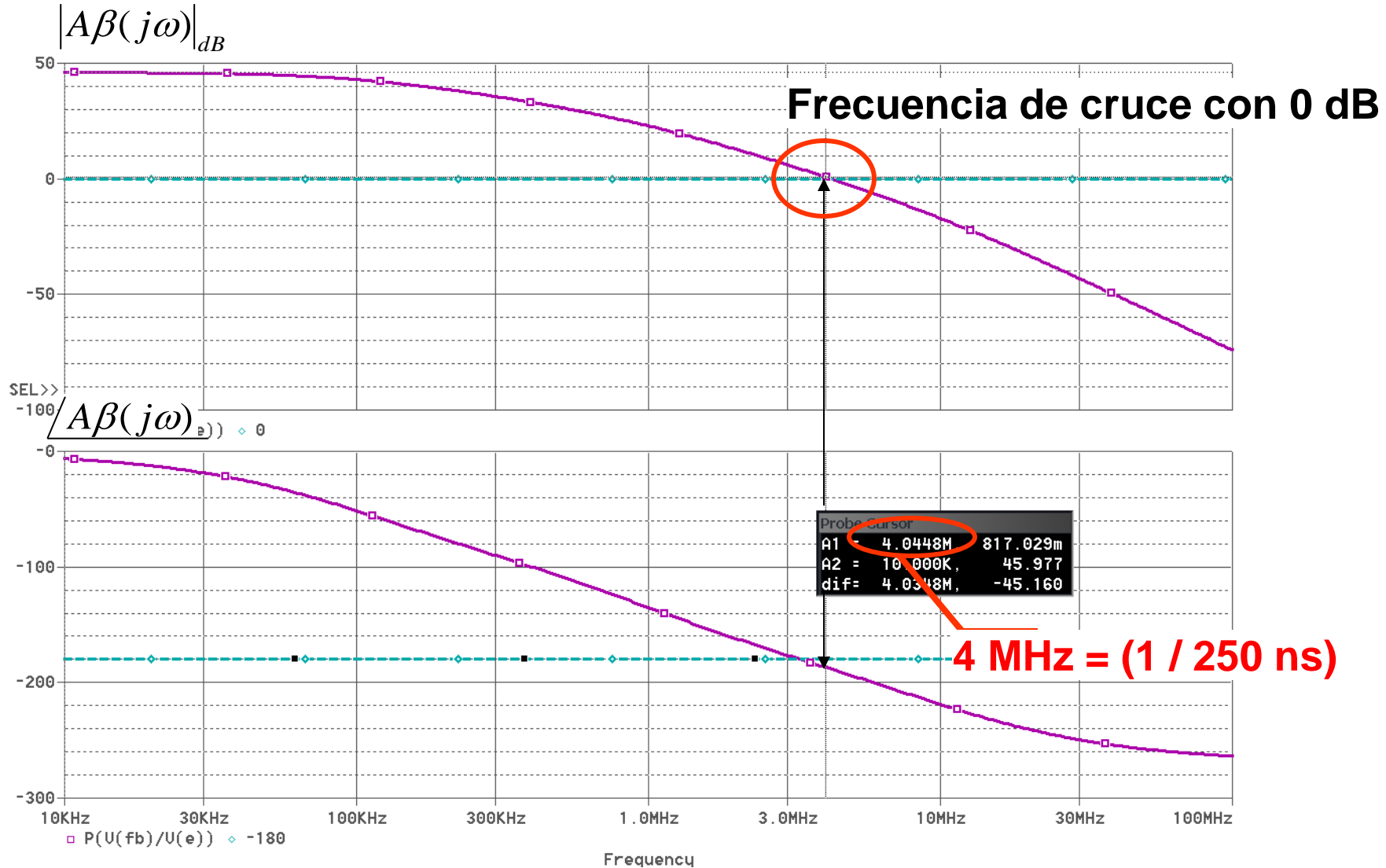
Cualquier señal (1 pulso o ruido) se amplifica indefinidamente en pasadas sucesivas por el lazo

v_ε

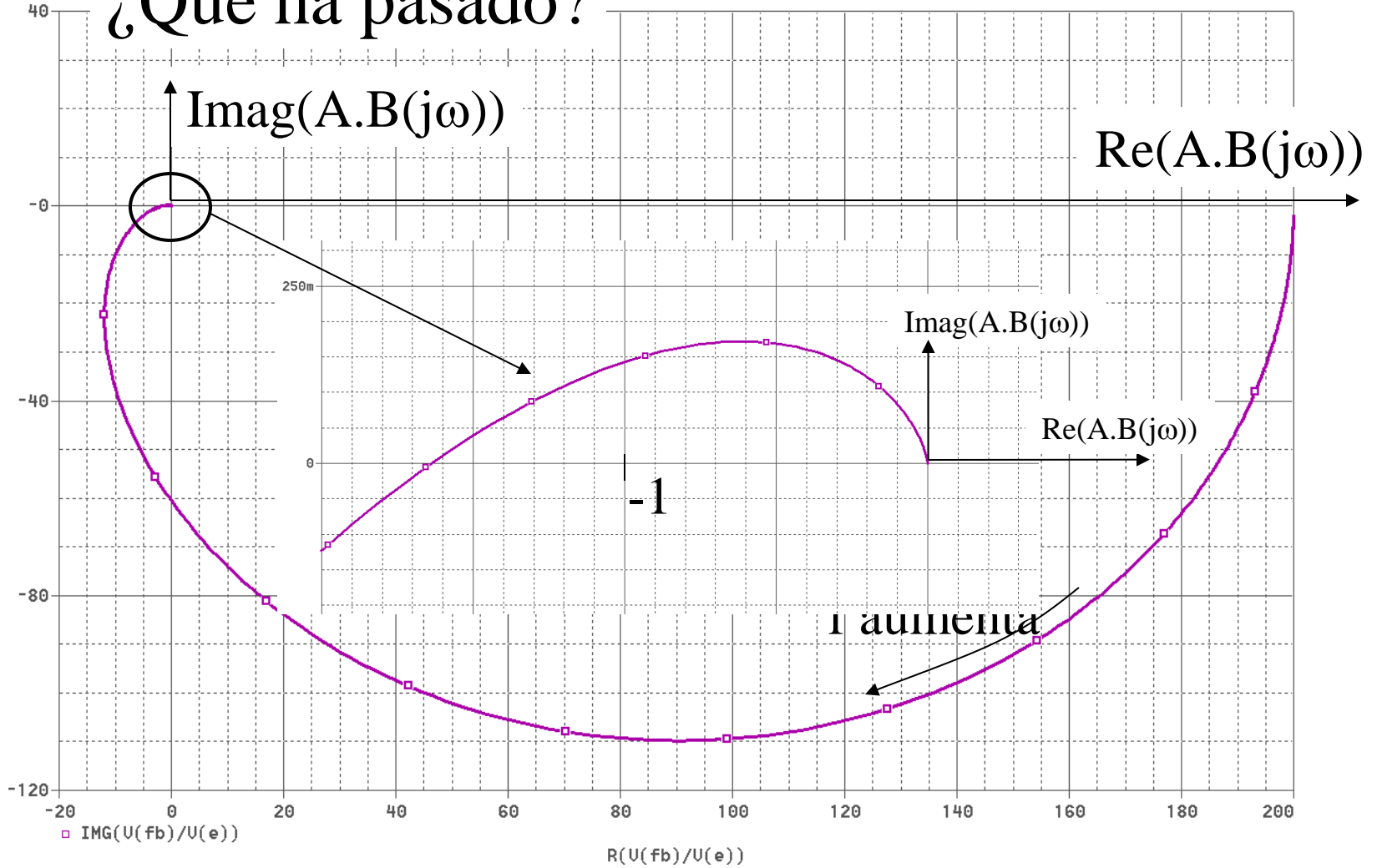


v_c





¿Qué ha pasado?



¿Qué ha pasado?

- ***Hemos pensado un circuito para que tenga realimentación negativa, pero...***
... a una determinada frecuencia se vuelve positiva.
- ***Esto se debe a la inversión de fase que se produce a frecuencias suficientemente grandes.***

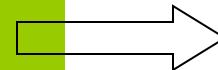


Hay que tratar de evitar:

“ ... que a la frecuencia para la que la ganancia de lazo se hace igual a la unidad ($A\beta = 0\text{dB}$) su fase sea menor o igual a -180° ...”

$$|A\beta(j\omega)| = 1$$

$$\angle A\beta(j\omega) < -180^\circ$$



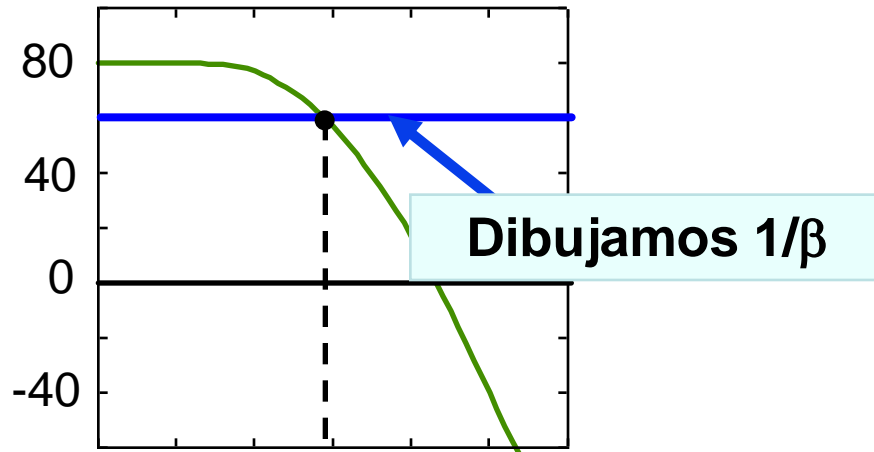
INESTABLE



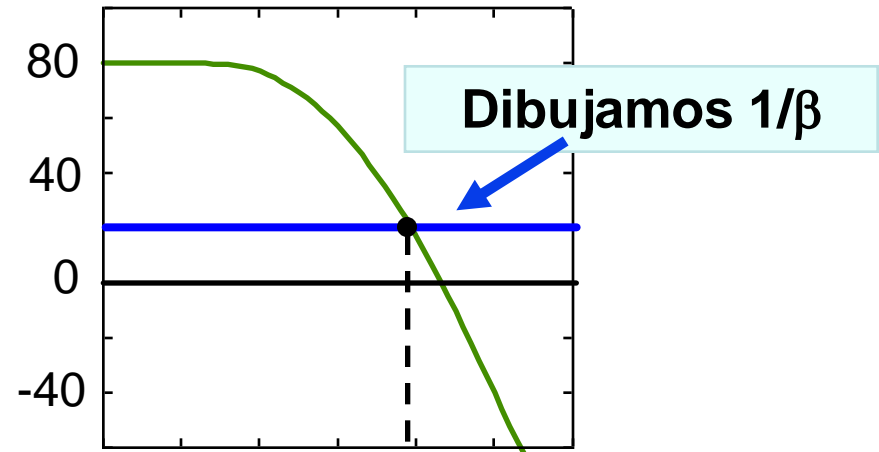
Margen de fase y Margen de ganancia

Método sistemático de analizar la estabilidad

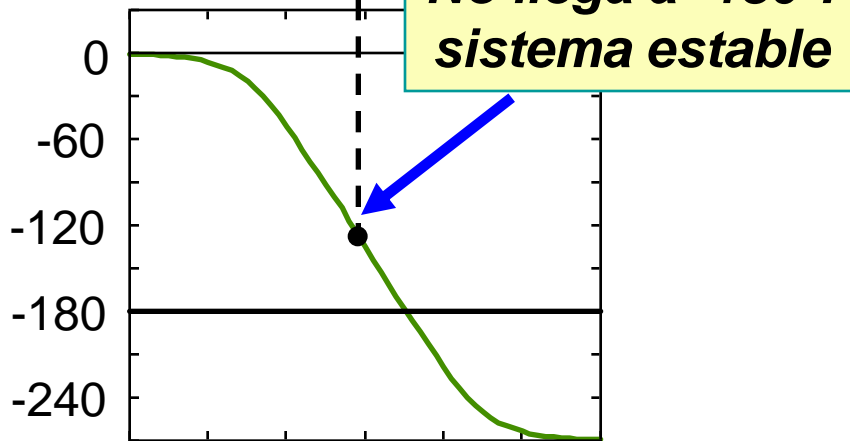
$|A|$ [dB]



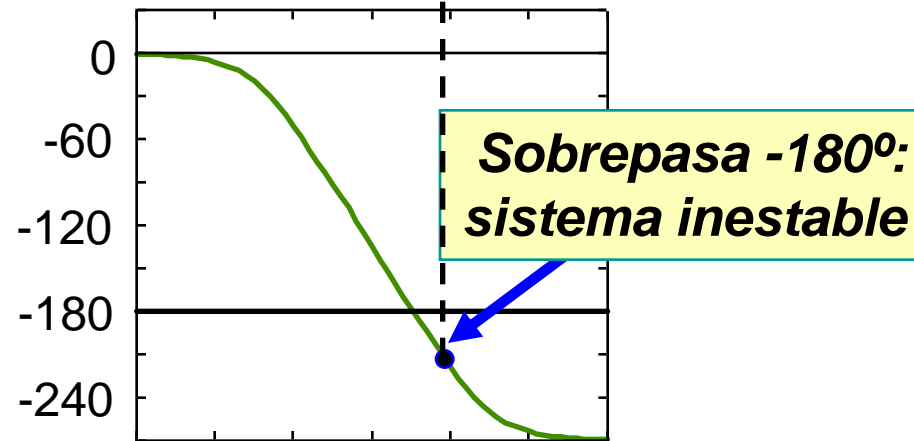
$|A|$ [dB]



A [°]



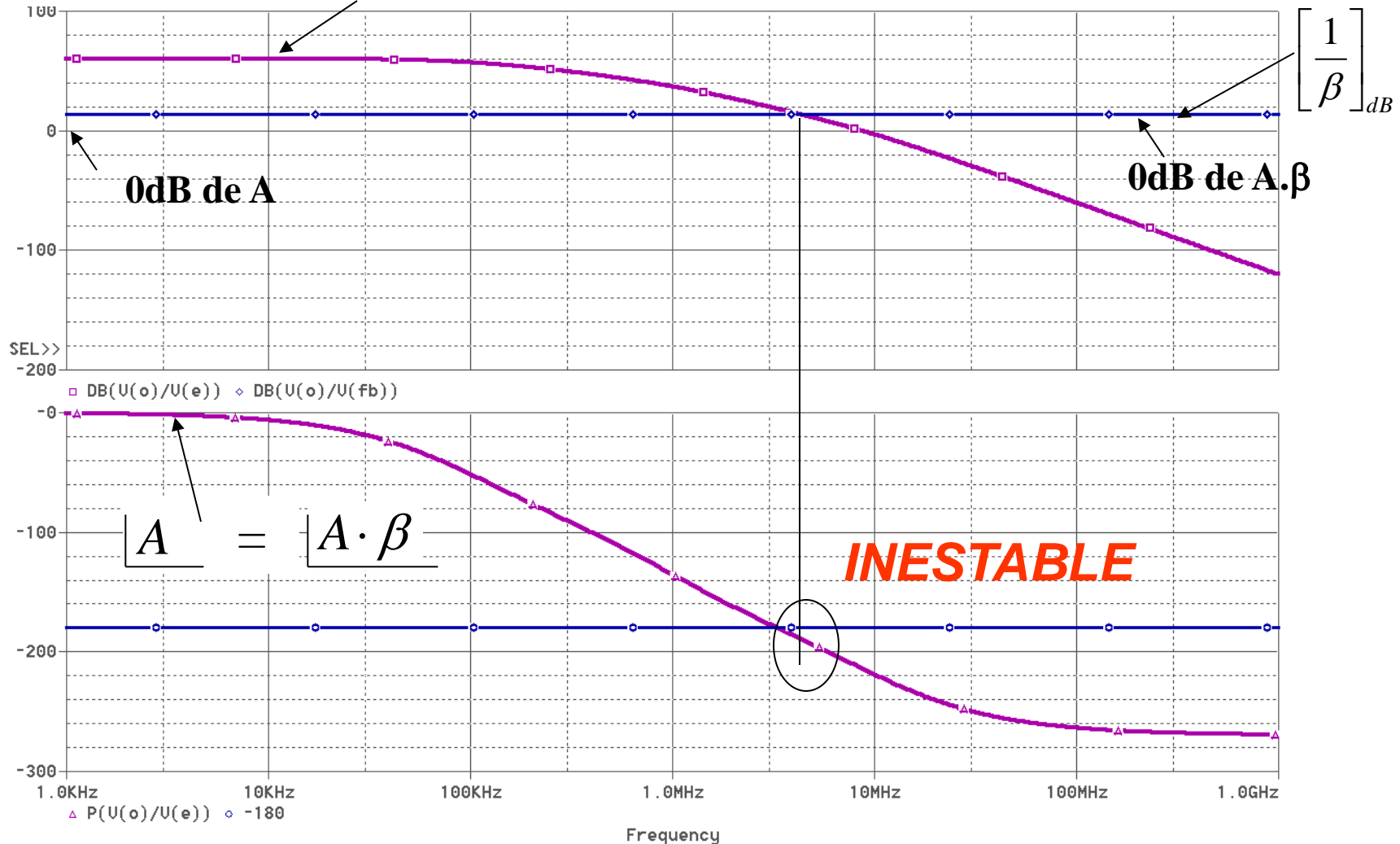
A [°]



© Antonio Lázaro Blanco 2010-2013

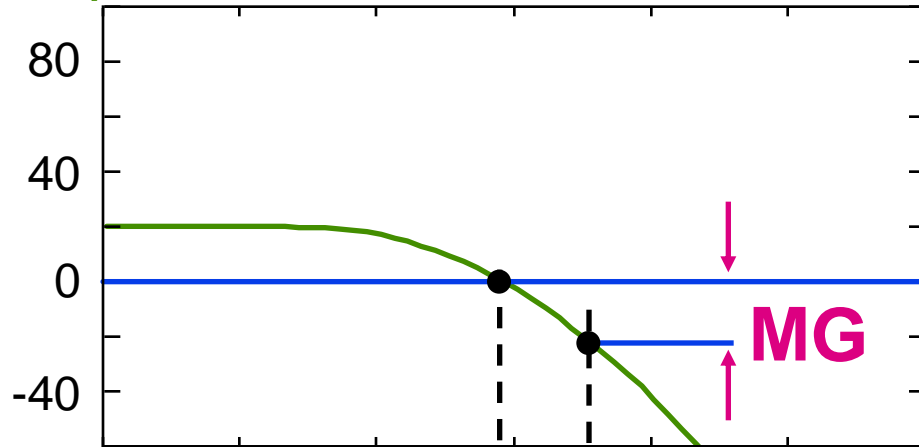
Para el ejemplo de amplificador con tres polos

$|A|_{dB}$ pasa a ser $|A \cdot \beta|_{dB}$



Conceptos útiles en sistemas estables

$|A-\beta|$ [dB]

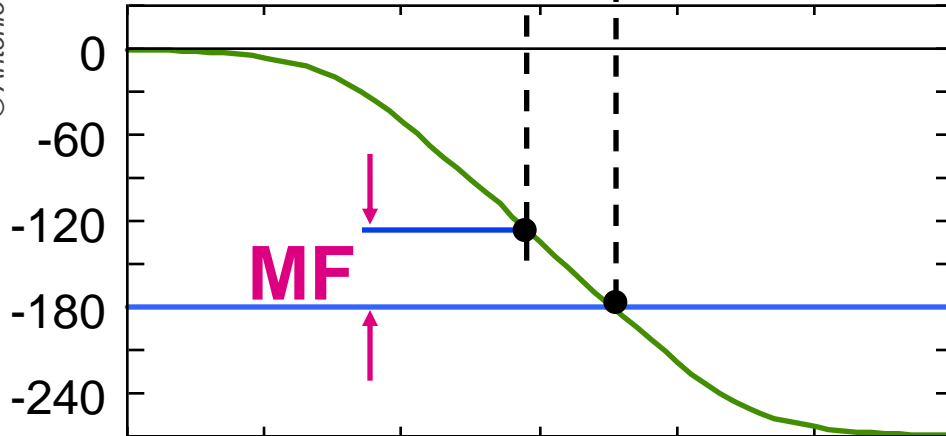


MG: *margen de ganancia*

MF: *margen de fase*

Ambos parámetros miden la distancia a las condiciones de inestabilidad, valorada como aumento posible de ganancia y fase.

$A-\beta$ [°]

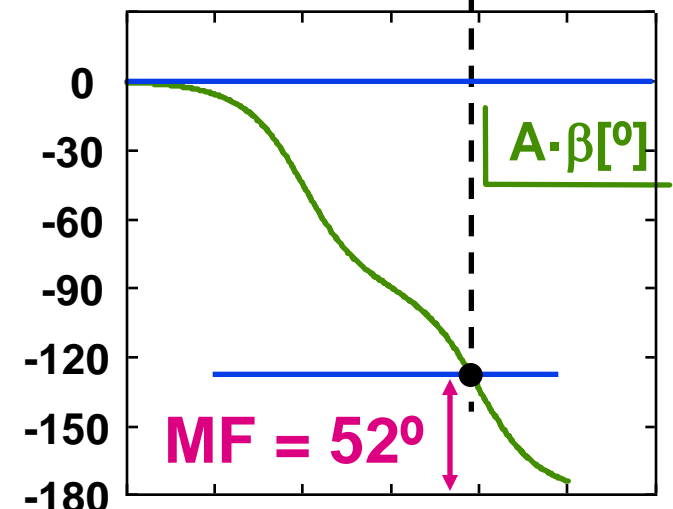
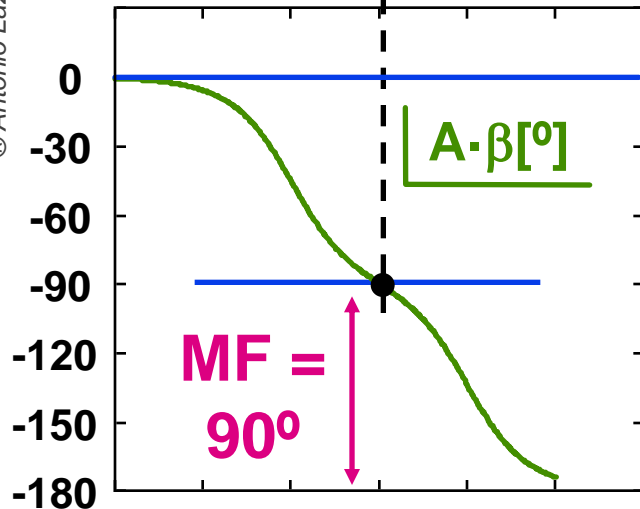
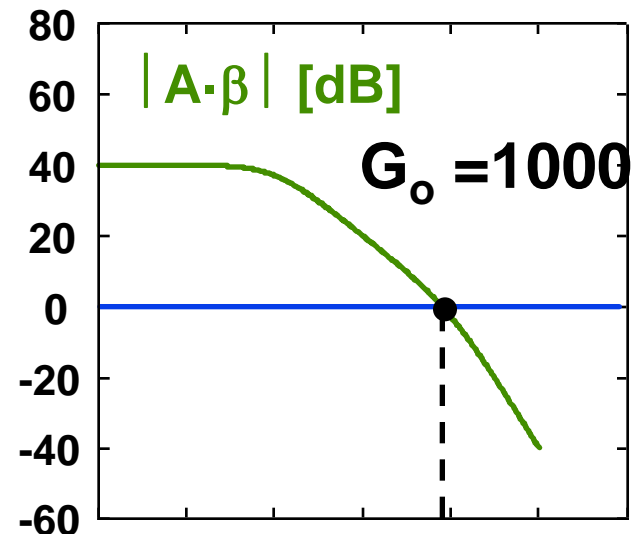
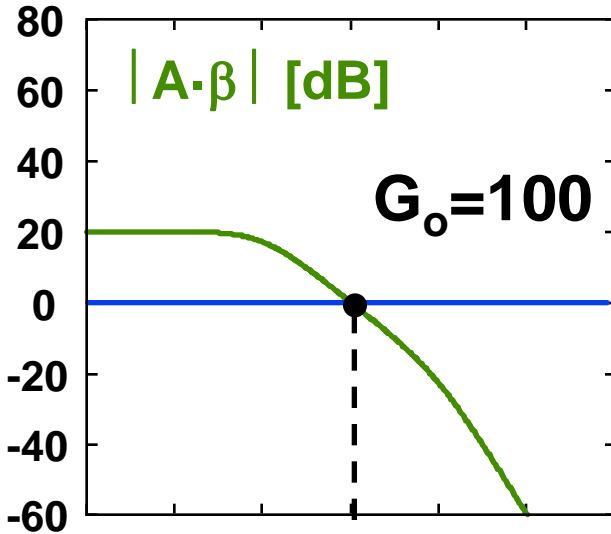
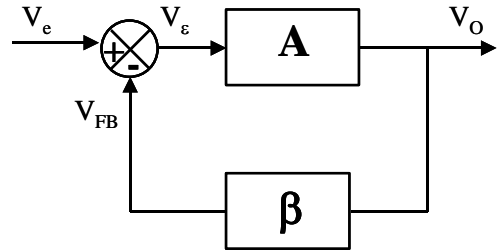


1 10² 10⁴ 10⁶



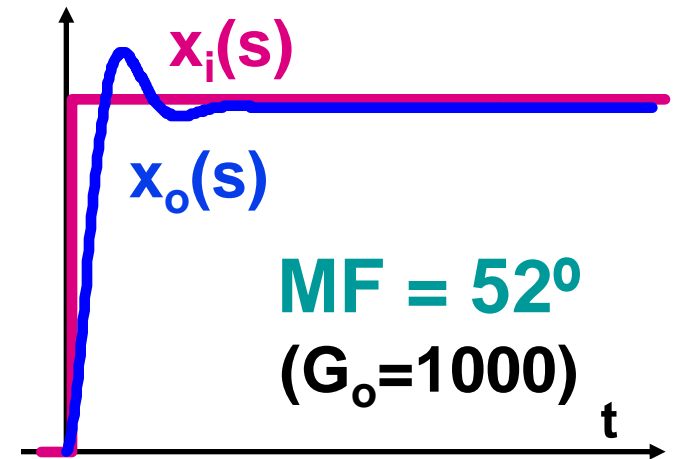
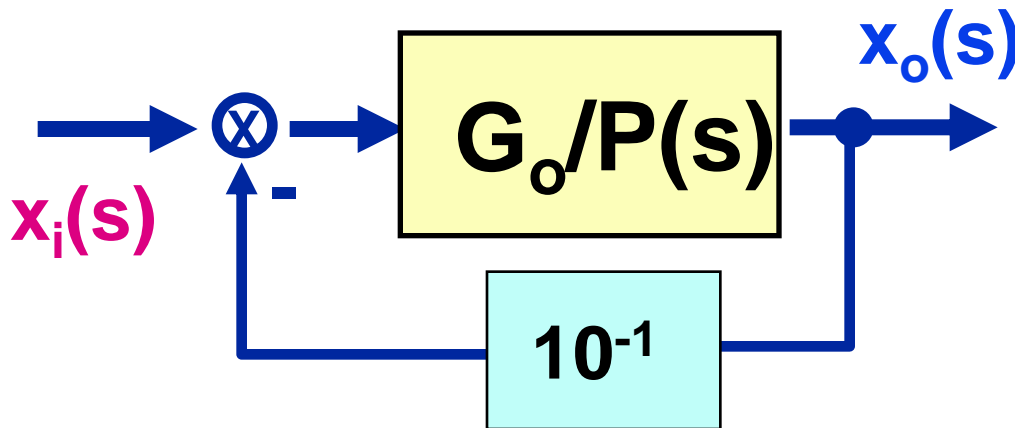
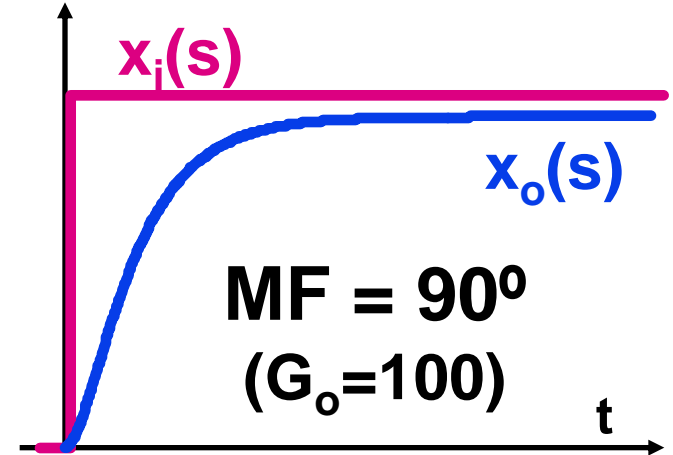
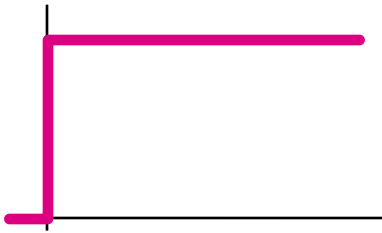
Margen de fase y Margen de ganancia

Dos ejemplos con distinto MF y MG



Dos ejemplos con distinto MF y MG

Respuesta temporal ante un escalón



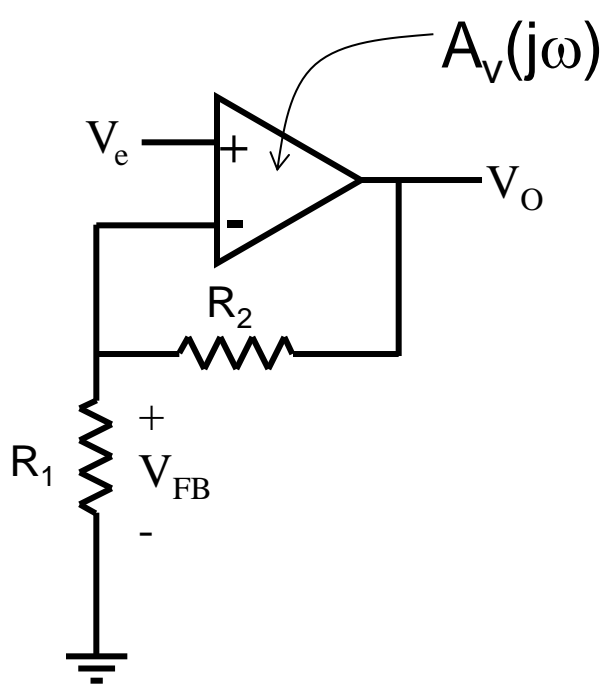
Repaso de definiciones:

- **A**: Ganancia de un amplificador sin realimentar
- **A'**: Ganancia del amplificador conteniendo todos los efectos de carga: los suyos propios, los del generador, los de la carga y los de la red β expresada como cuadripolo. Se obtiene tras aplicar el método práctico y en su expresión aparece la ganancia del amplificador sin realimentar, A.
- **G**: Ganancia en bucle cerrado. Se ha obtenido aplicando las expresiones de realimentación ideal tras haber empleado el método práctico.
- **β_{12}** : Ganancia ideal de la red β expresada como cuadripolo (relación entre la magnitud que comparo en la entrada de A' y la que realimento de la salida de A').

$$G = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta_{12}}$$

Muy importante:

El estudio de la estabilidad siempre hay que hacerlo sobre $A'\beta(j\omega)$, nunca sobre $A(j\omega)$.



$A_V(j\omega)$ El amplificador operacional tiene una respuesta en frecuencia $A_V(j\omega)$

¿Se estudia la estabilidad con $A_V \cdot \beta$?

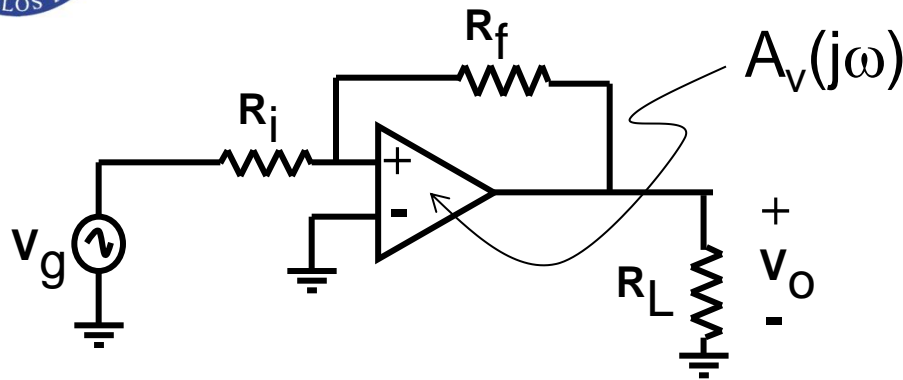
Muy importante:

El estudio de la estabilidad siempre hay que hacerlo sobre $A' \beta(j\omega)$, nunca sobre $A_V(j\omega)$.

Esto se debe a que la expresión del lazo cerrado G habla de $A' \beta$ no de $A_V \beta$

$$G = \frac{A'}{1 + A' \cdot \beta_{12}}$$

Estudio de la estabilidad en un amplificador real



El amplificador operacional tiene una respuesta en frecuencia $A_v(j\omega)$

El amplificador operacional es un amplificador de tensión.

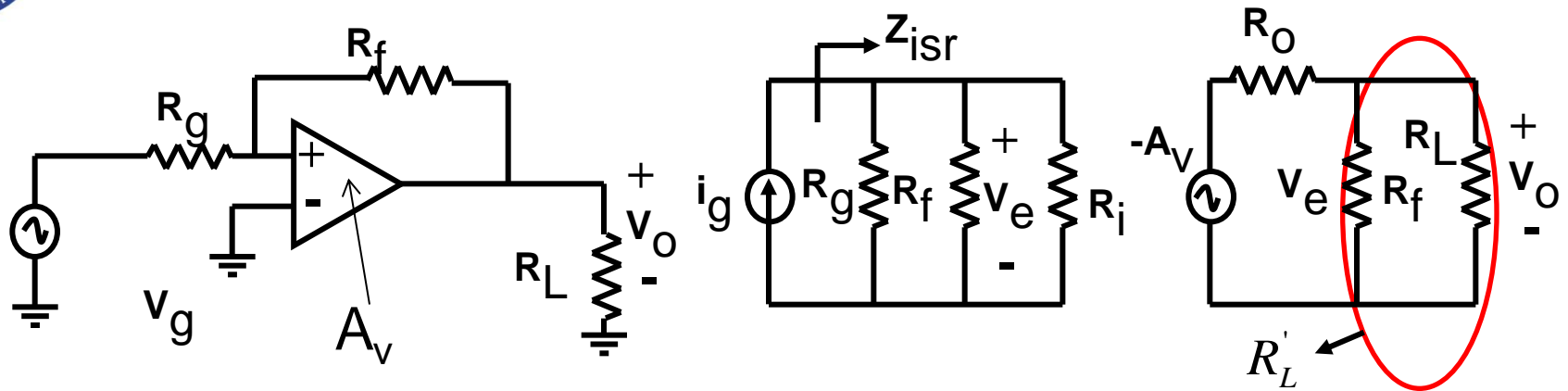
Sin embargo en esta caso presenta una realimentación **paralelo – paralelo**, que estabiliza una ganancia de **transimpedancia**

El estudio de la estabilidad siempre habrá que hacerlo sobre $A_Z' \beta_Y(j\omega)$, nunca sobre $A_v \beta(j\omega)$.

Esto se debe a que la expresión del lazo cerrado G habla de $A_Z' \beta_Y$ no de $A_v \beta$

$$G_Z = \frac{A'_Z}{1 + A'_Z \cdot \beta_Y}$$

Estudio de la estabilidad en un amplificador real



$$\beta_{11} = \frac{1}{R_f} \quad \beta_{12} = \beta_Y = -\frac{1}{R_f} \quad \beta_{22} = \frac{1}{R_f}$$

$$A'_Z = \frac{V_o}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_e} \cdot \frac{V_e}{R_g} \quad \text{Donde:} \quad \frac{V_e}{i_g} = Z_{isr}, \quad \frac{V_1}{V_e} = -A_v, \quad \frac{V_o}{V_1} = \frac{R'_L}{R'_L + R_o}$$

Quedando $A'_Z = Z_{isr} \cdot (-A_v) \cdot D_o$ Siendo $D_o = \frac{R'_L}{R'_L + R_o}$



Estudio de la estabilidad en un amplificador real

Aplicando las expresiones de la realimentación ideal:

$$G_z = \frac{V_o}{i_g} = \frac{A'_z}{1 + A'_z \cdot \beta_{12}} = \frac{-Z_{isr} \cdot A_v \cdot D_o}{1 + Z_{isr} \cdot A_v \cdot D_o \cdot \frac{1}{R_f}}$$

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{i_g} \cdot \frac{i_g}{V_g} = G_z \cdot \frac{1}{R_g}$$

$$G_v = G_z \cdot \frac{1}{R_g} = \frac{-Z_{isr} \cdot A_v \cdot D_o \cdot \frac{1}{R_g}}{1 + Z_{isr} \cdot A_v \cdot D_o \cdot \frac{1}{R_f}}$$

Se conoce $A_v(j\omega) = \frac{A_o}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_{pd}})}$

Estudio de la estabilidad como transimpedancia

$$G_z = \frac{A'_z}{1 + A'_z \cdot \beta_y} \begin{cases} \nearrow A'_z \cdot \beta_y \gg 1 \longrightarrow G_z = \frac{1}{\beta_y} = R_f \\ \searrow A'_z \cdot \beta_y \ll 1 \longrightarrow G_z = A'_z \end{cases}$$

¿Cómo es A'_z ?

$$A'_z = Z_{isr} \cdot [\ominus A_v(j\omega)] \cdot D_o$$

etapa inversora

Asumiendo que $D_o \approx 1$ nos quedaría :

$$A'_z = Z_{isr} \cdot (-1) \cdot A_v(j\omega) = -Z_{isr} \cdot \frac{A_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$$

$$A'_z = -\frac{A_o \cdot Z_{isr}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} = -\frac{A_{zo}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$$

Donde : $A_{zo} = A_o \cdot Z_{isr}$

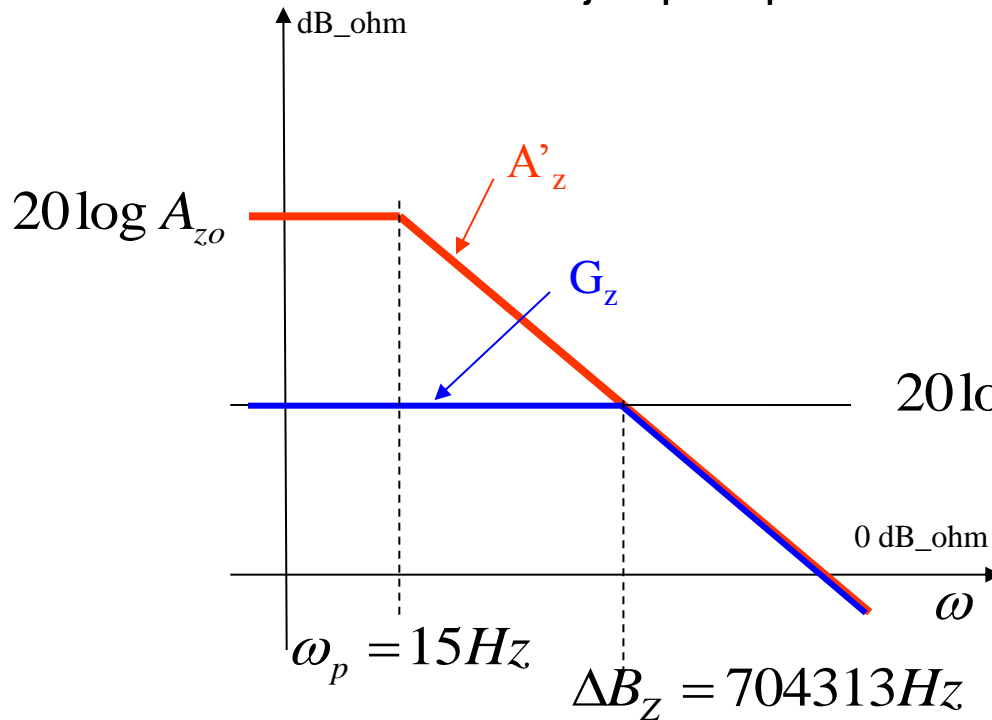
Estudio de la estabilidad como transimpedancia

Ejemplo aplicado: $R_g = 10k$ $R_f = 50k$ $Z_{isr} = 8.33k$

$$A_o = 109dB \equiv 281838$$

$$A_{zo} = A_o \cdot Z_{isr} = 187.41dB$$

$$\omega_p = 15Hz$$



$$20 \log R_f = 20 \log(50k) = 94dB_ohm$$

Aplicando $G \times \Delta B = cte.$

$$\Delta B_z = \frac{281838 \cdot 8.33 \cdot 10^3 \cdot 15}{50 \cdot 10^3} = 704313Hz$$

Expresión del valor de una impedancia en dB_ohm. Es el valor en dB normalizado respecto a 1Ω .

$$Z|_{dB_ohm} = 20 \log \left(\frac{Z}{1\Omega} \right)$$



Estudio de la estabilidad en un amplificador real

Estudio de la estabilidad como transtensión

$$G_v = G_z \cdot \frac{1}{R_g} = \frac{\frac{A'_z}{R_g}}{1 + A'_z \cdot \beta_y} \Rightarrow \beta_y = -\frac{1}{R_f} \begin{cases} \nearrow A'_z \cdot \beta_y \gg 1 \longrightarrow G_v = \frac{1}{\beta_y \cdot R_g} = -\frac{R_f}{R_g} \\ \searrow A'_z \cdot \beta_y \ll 1 \longrightarrow G_v = A'_z \cdot \frac{1}{R_g} = A'_v \end{cases}$$

¿Cómo es A'_v ?

$$A'_v = A'_z \cdot \frac{1}{R_g} = Z_{isr} \cdot [-A_v(j\omega)] \cdot D_o \cdot \frac{1}{R_g}$$

Asumiendo que $D_o \approx 1$ nos quedaría :

$$A'_v = \frac{Z_{isr}}{R_g} \cdot [-A_v(j\omega)] = -\frac{Z_{isr}}{R_g} \cdot \frac{A_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad A'_o = -\frac{A_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$$

$$\text{Donde : } A'_v = -\frac{Z_{isr}}{R_g} \cdot A_o$$

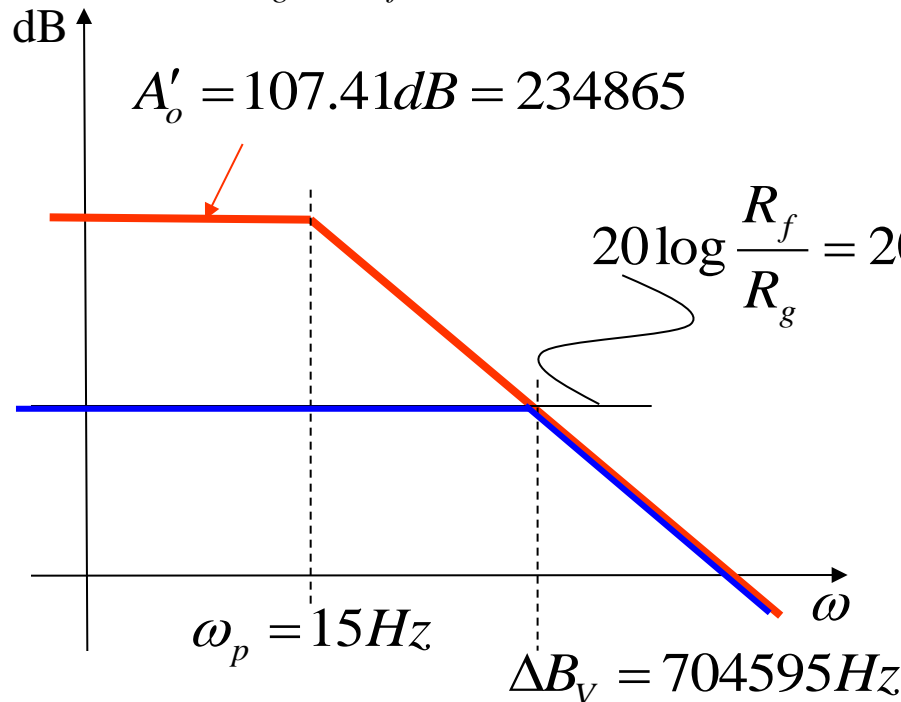
Estudio de la estabilidad en un amplificador real

Lo aplicamos al mismo ejemplo anterior teniendo en cuenta:

$$Z_{isr} \approx \frac{R_g \cdot R_f}{R_g + R_f}$$

$$A'_o = \frac{R_g \cdot R_f}{R_g + R_f} \cdot \frac{1}{R_g} \cdot A_o$$

$$A'_o = \frac{R_f}{R_g + R_f} \cdot A_o = \frac{50k}{10k + 50k} \cdot 281838 = 234865 = 107.41dB$$

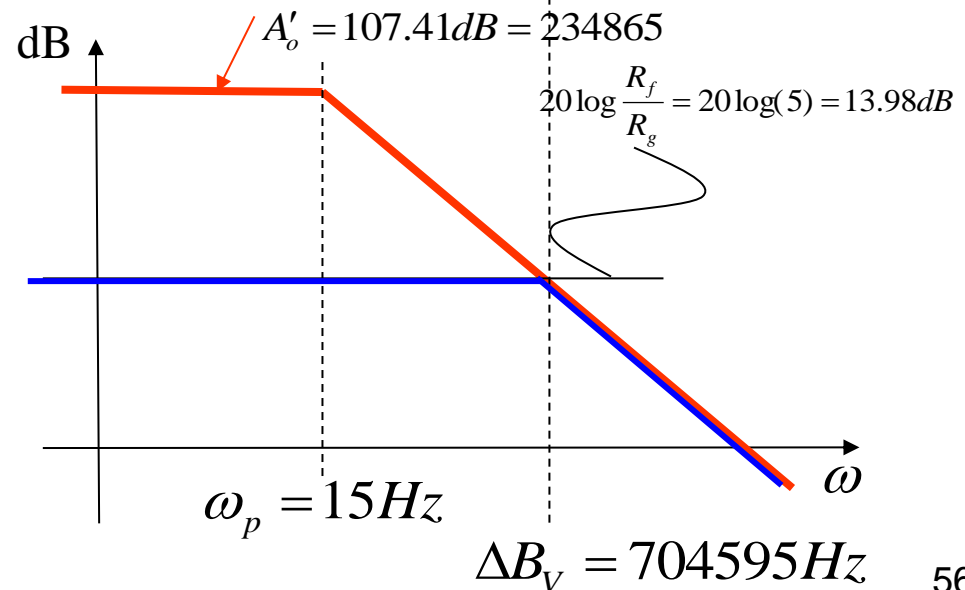
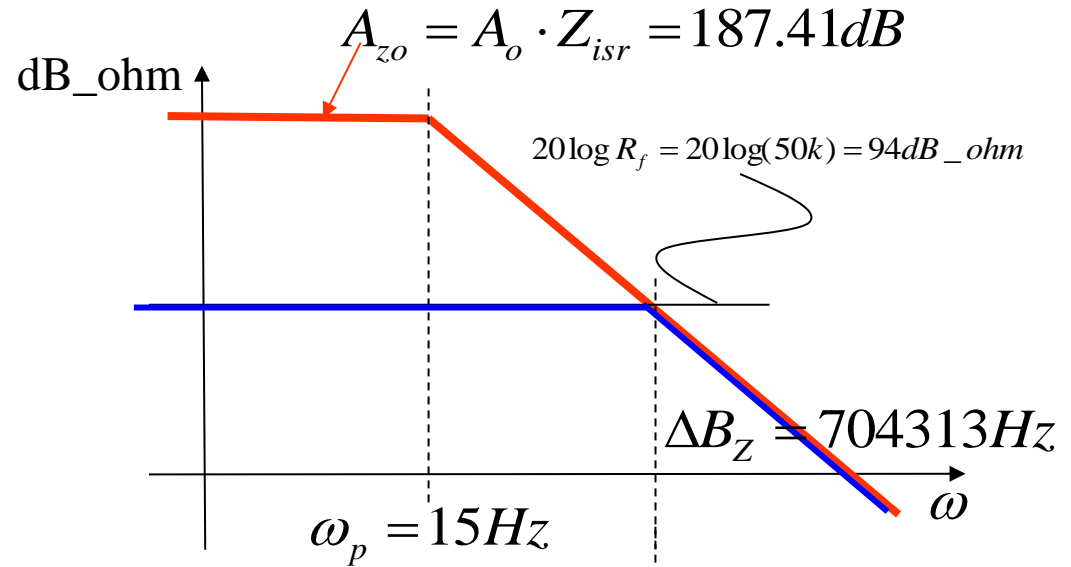


Aplicando $G \times \Delta B = cte.$

$$\Delta B_v = \frac{234865 \cdot 15}{5} = 704595Hz$$

Comparación G_Z y G_V

Las escalas se han modificado, pero el polo dominante y el ancho de banda se conservan



Los cero dB de $A'\beta(j\omega)$

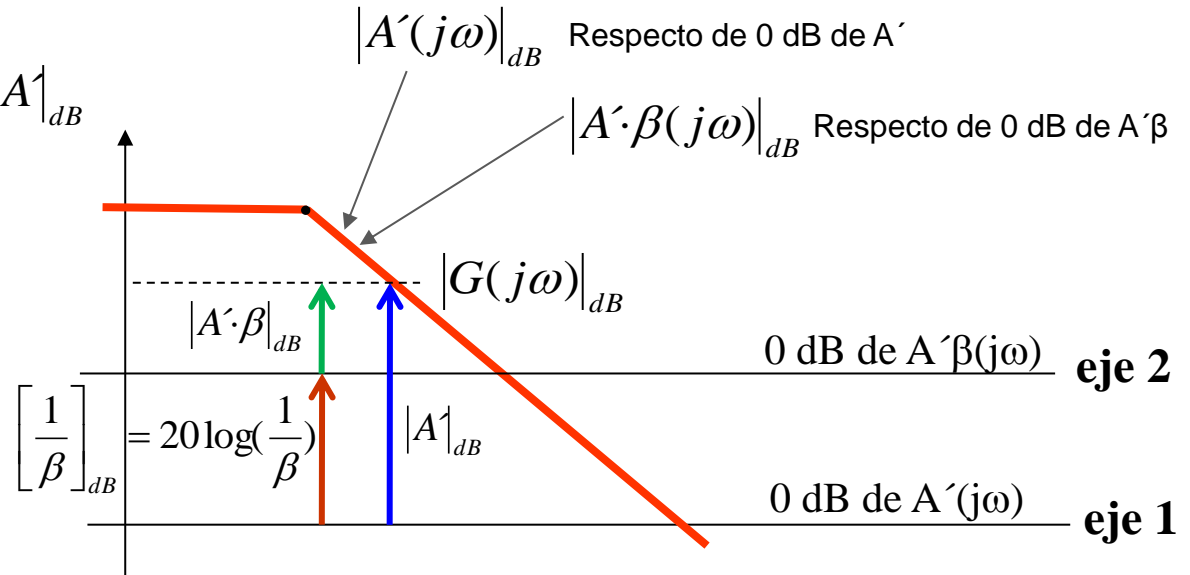
La estabilidad se estudia a partir de $A'\beta(j\omega)$, sin embargo el dato que se conoce a priori es $A(j\omega)$, ni siquiera $A'(j\omega)$. Por tanto se trata de representar gráficamente $A'\beta(j\omega)$ a partir de $A(j\omega)$. **¿Qué modificación supone β ?**

$$|A'\beta|_{dB} = |A'|_{dB} + 20 \cdot \log(\beta) = |A'|_{dB} + \text{constante}$$

Esta constante supone un cambio de eje

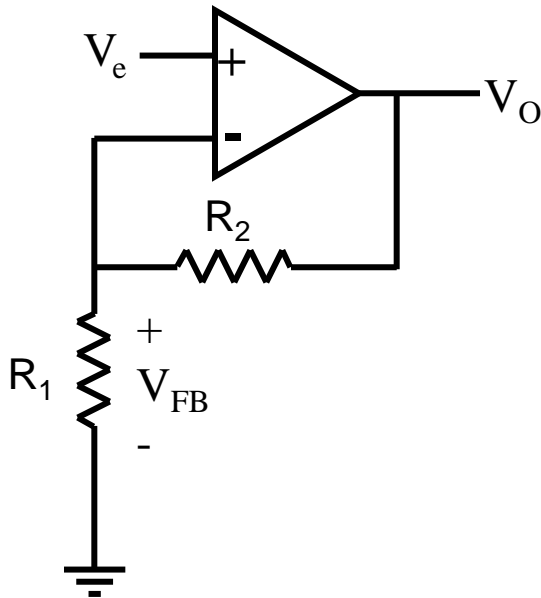
$$|A'\beta|_{dB} - 20 \cdot \log(\beta) = |A'|_{dB}$$

$$|A'\beta|_{dB} + 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\beta}\right) = |A'|_{dB}$$



En los amplificadores la red de realimentación siempre se implementa con resistencias. Por tanto β no depende de la frecuencia, es un número real.

¿Cual es la red β más desfavorable de cara a la estabilidad?



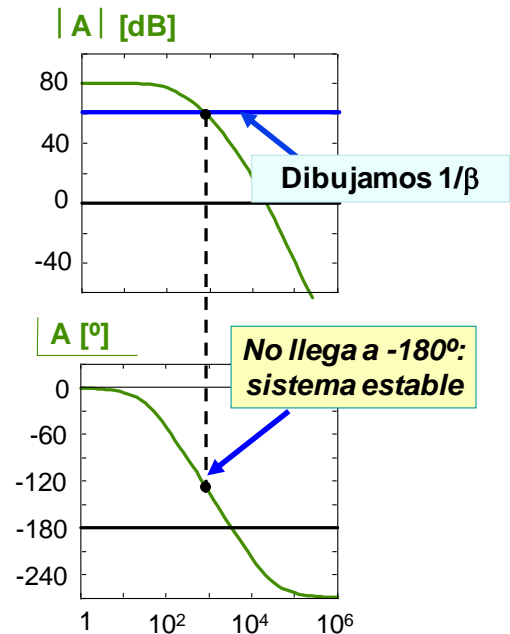
Si para este amplificador queremos una ganancia de 3 en bucle cerrado, G , elegiremos por ejemplo $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ dado que:

$$G = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

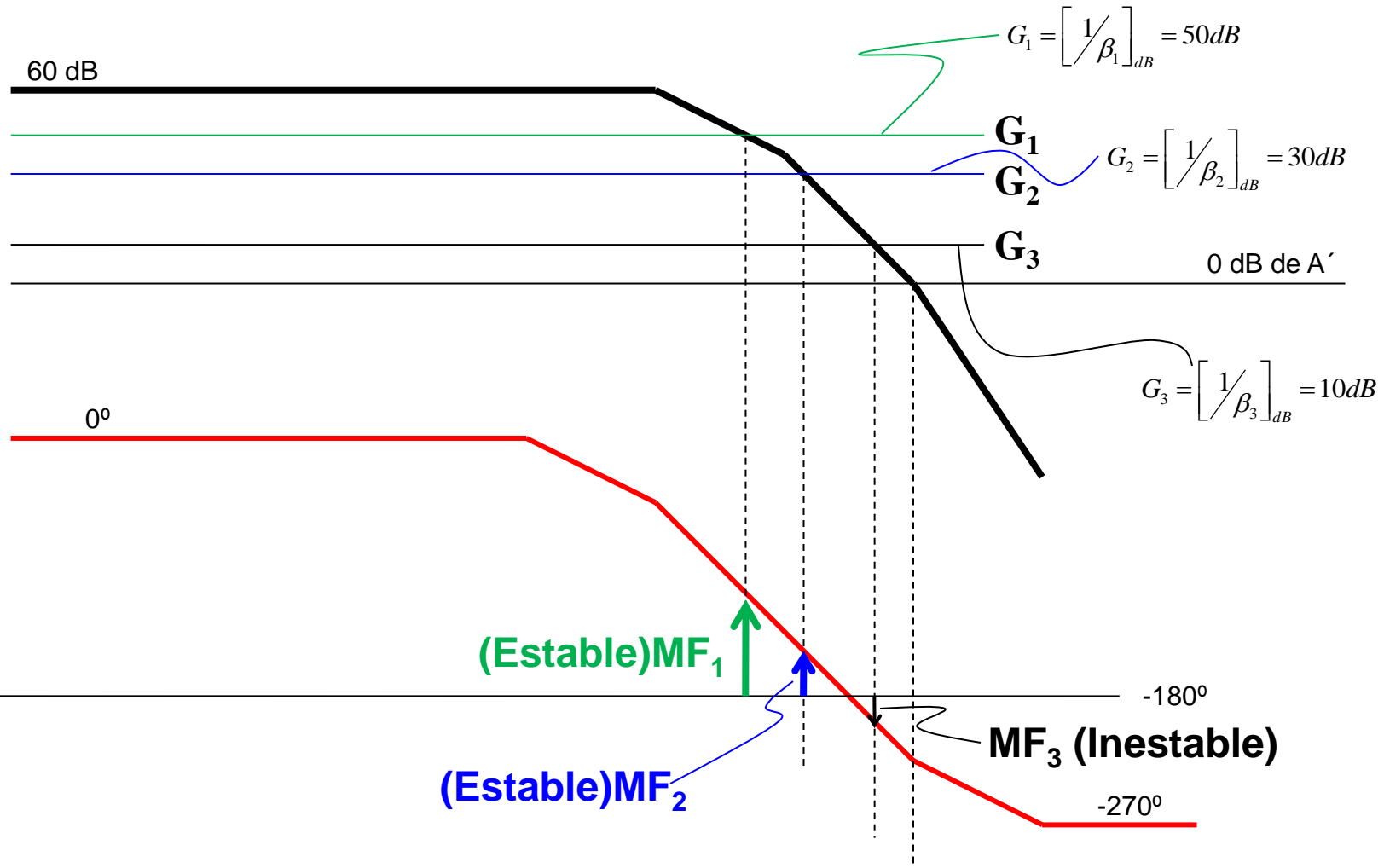
$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_O} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Al imponer G se impone el valor de $1/\beta$. ¿Qué valor de G o de $1/\beta$ acerca más al amplificador a la inestabilidad?

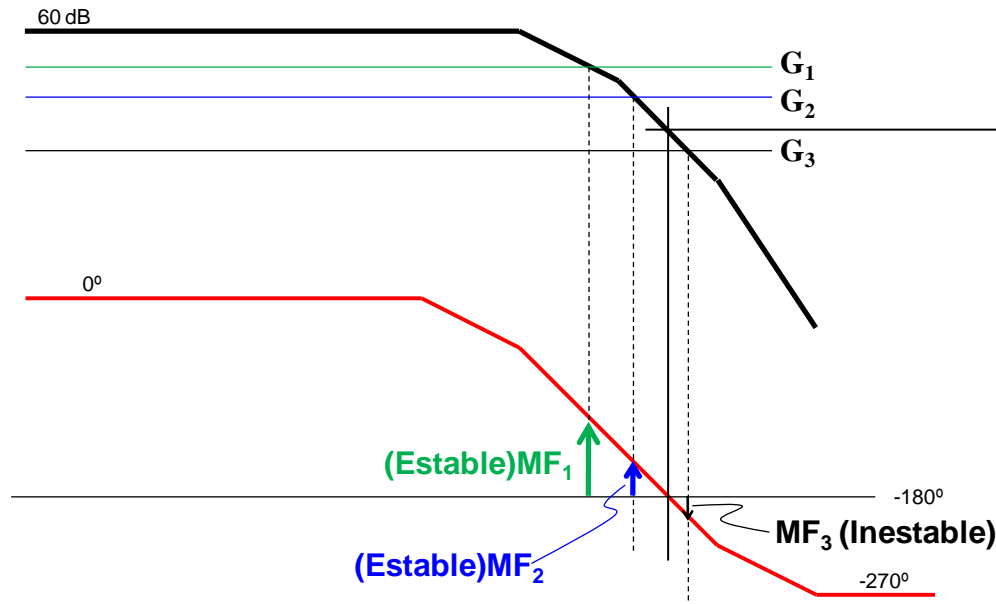
$$\left[\frac{1}{\beta} \right]_{dB} = 20 \cdot \log\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$



¿Cual es la red β más desfavorable de cara a la estabilidad?



¿Cual es la red β más desfavorable de cara a la estabilidad?

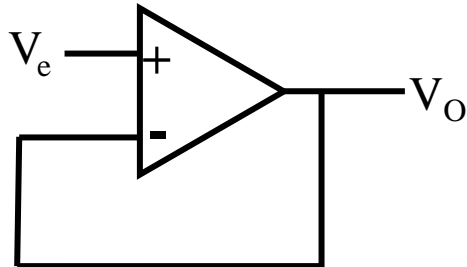


G_{LIM} Este es el valor de la ganancia límite. Para valores de G inferiores, el amplificador ya no es estable.

Muy importante:

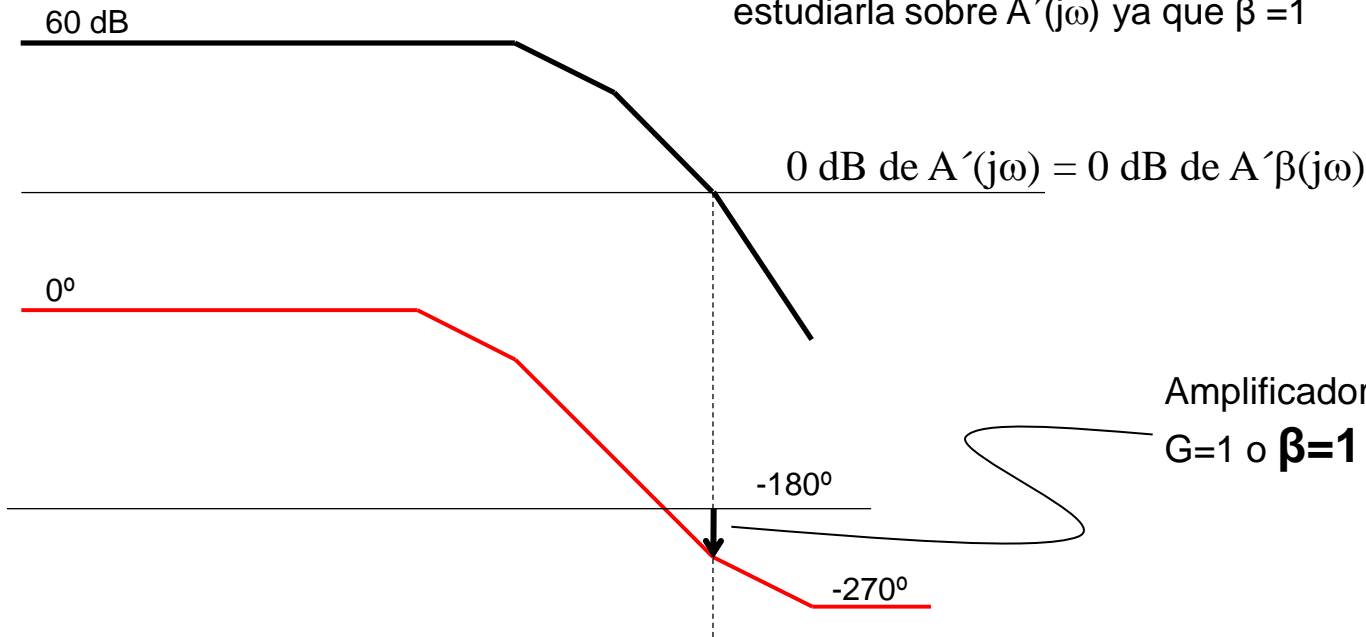
- Conforme G se reduce, se reduce también el margen de fase
- Puede ocurrir que por debajo de una determinada ganancia (G_{LIM}) el amplificador no sea estable
- La ganancia que más acerca al amplificador a la inestabilidad es $G=1$ o $\beta=1$

¿Cual es la red β más desfavorable de cara a la estabilidad?




$$G=1 \rightarrow \beta=1$$

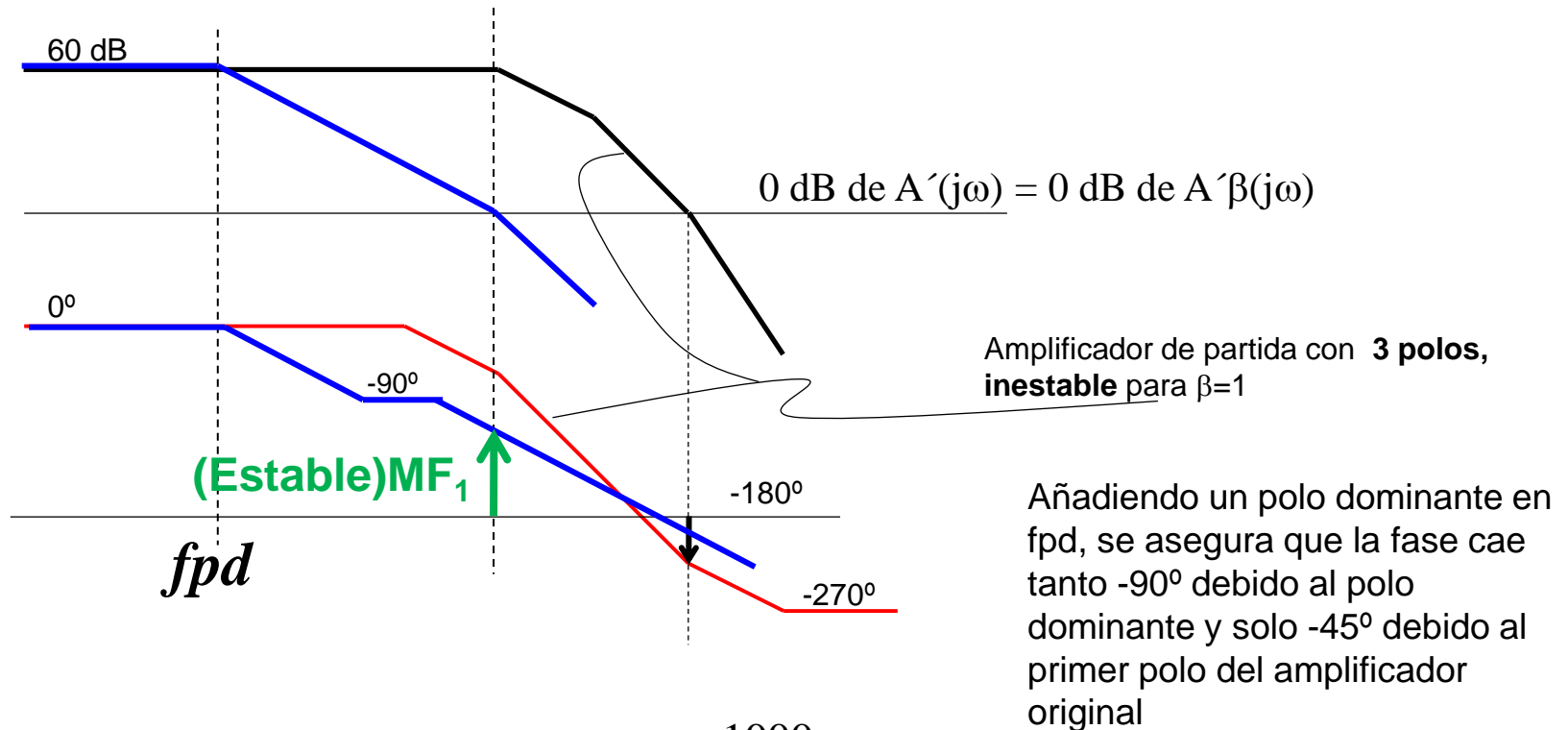
- **El seguidor de tensión** es el peor caso desde el punto de vista de la estabilidad.
- Si se asegura la estabilidad para este caso, se asegurará para cualquier otro valor de β 0 dB de A'
- Ahora estudiar la estabilidad sobre $A'\beta(j\omega)$ es lo mismo que estudiarla sobre $A'(j\omega)$ ya que $\beta=1$



Amplificador **inestable** para $G=1$ o $\beta=1$

1. Dinámica de los sistemas realimentados
 - 1.1 Función de transferencia
 - 1.2 Dinámica en bucle abierto y en bucle cerrado
2. Respuesta en frecuencia de amplificadores realimentados
 - 2.1 Función de transferencia y Respuesta en frecuencia
 - 2.2 Diagrama de Bode y Diagrama Polar
 - 2.3 Respuesta transitoria y la Respuesta en frecuencia
 - 2.4 Respuesta en frecuencia en bucle cerrado
 - 2.5 Producto Ganancia x Ancho de banda
 - 2.6 Respuesta en frecuencia de amplificadores con varios polos
 - 2.7 “*Slew-rate*” de amplificadores realimentados
 - 2.8 Diagrama asintótico de Bode y Ejemplo de trazado D. Bode y D. polar
3. Estudio de la estabilidad
 - 3.1 Efectos de la realimentación negativa
 - 3.2 Concepto inestabilidad
 - 3.2 Inestabilidad en el diagrama de Bode
 - 3.3 Inestabilidad en el diagrama polar. Criterio estabilidad Nyquist
 - 3.4 La realimentación negativa se vuelve positiva
 - 3.5 Margen de Fase y Margen de Ganancia
 - 3.6 Estudio de la estabilidad en un amplificador real
 - 3.7 Estudio de $A'\beta(j\omega)$ a partir de $A(j\omega)$
 - 3.8 La red β y la estabilidad
-  4. Técnicas de compensación
 - 4.1 Compensación por polo dominante – Imposición MF
 - 4.2 Compensación por polo dominante – Imposición MG
 - 4.3 Compensación polo - cero

¿Cómo podemos asegurar que este amplificador con tres polos sea estable incluso para $\beta=1$?



$$A'\beta(jf)\Big|_{\beta=1} = A'(jf) = \frac{1000}{(1 + j\frac{f}{f_{pd}}) \cdot (1 + j\frac{f}{f_{p1}}) \cdot (1 + j\frac{f}{f_{p2}}) \cdot (1 + j\frac{f}{f_{p3}})}$$

Pasos para imponer un margen de fase

Calcular la frecuencia de cruce con los 0 dB del nuevo Bode que incluye el polo dominante, f_{cruce}

$$\angle A' \beta \cdot P_D = \angle P_D + \angle A' + \angle \beta = -180^\circ + MF$$

$-90^\circ \nearrow$ $0^\circ \nearrow$

$$\angle A'(j \cdot f_{cruce}) = -90^\circ + MF \Rightarrow f_{cruce}$$

Identificar el nº de polos a la izquierda de f_{cruce}

1 solo polo, el polo dominante, ya que a la f_{cruce} la fase solo ha podido bajar hasta -135° si $MF=45^\circ$. El P_D contribuye con -90° por tanto el polo 1 solo puede añadir -45° . ¿A que frecuencia añade el polo 1 -45° ? Justo a f_{p1} .

Si

$MF \geq 45$

No

$f_{cruce} = f_{p1}$ para $MF = 45^\circ$
 $f_{cruce} < f_{p1}$ para $MF > 45^\circ$

2 polos: el polo dominante y el polo 1, ya que si $MF < 45^\circ$, a la f_{cruce} la fase habrá debido caer por debajo de -135° . El P_D contribuye con -90° por tanto el polo 1 ha de añadir más de -45° lo cual sólo ocurre más allá de f_{p1} .

$f_{cruce} > f_{p1}$ para $MF < 45^\circ$

Trazar desde los 0dB de $A' \beta \cdot P_D$ subiendo (de dcha. a izq.) con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante **f_{pd}**

Trazar desde los 0dB de $A' \beta \cdot P_D$ subiendo (de dcha. a izq.) con 40 dB/dec hasta f_{p1} . Después subir con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante **f_{pd}**

Compensación por polo dominante. Requisito cumplir MF

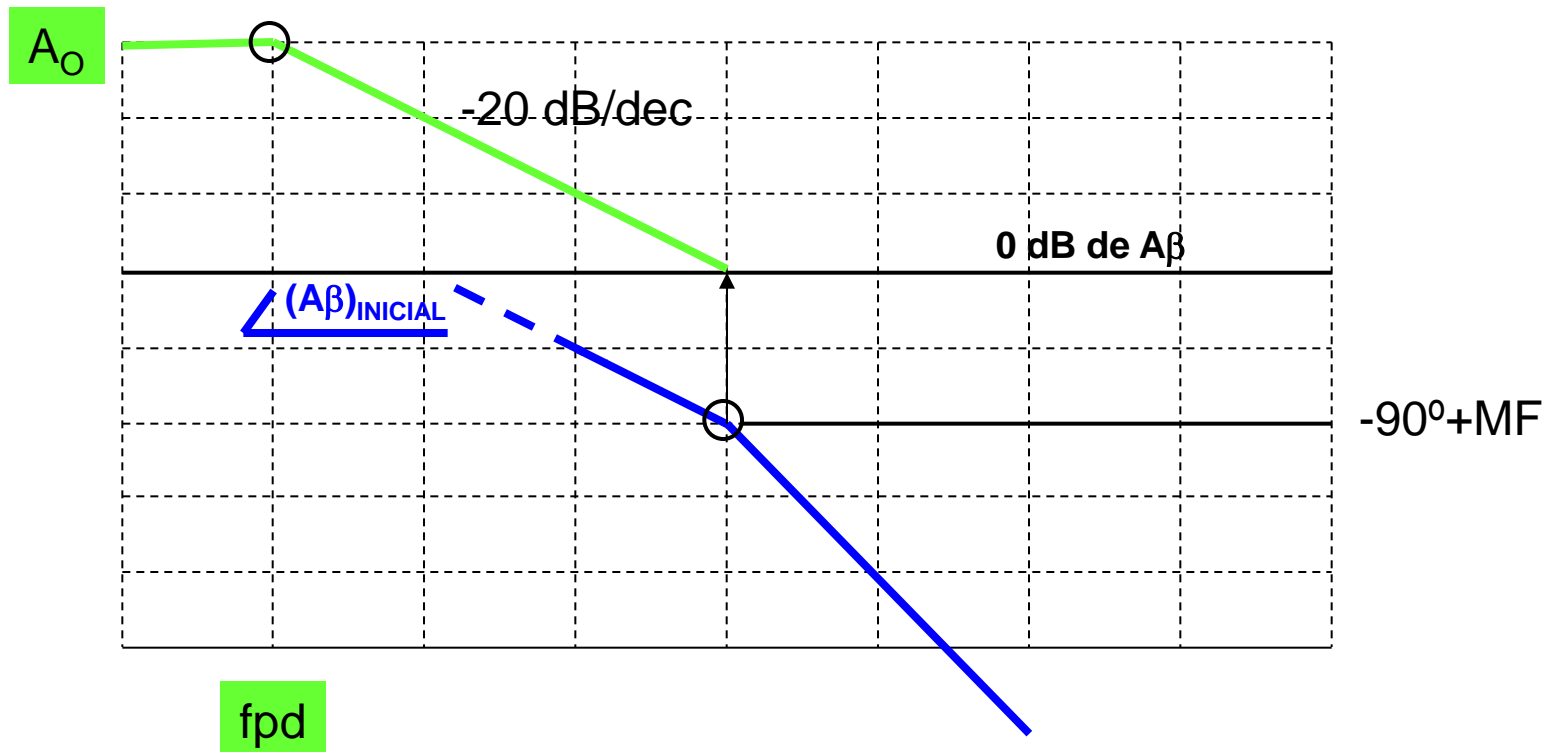
Compensación para obtener un determinado MF

$$\angle A\beta \cdot P_D = \angle P_D + \angle(A\beta)_{INICIAL} = -180^\circ + MF$$

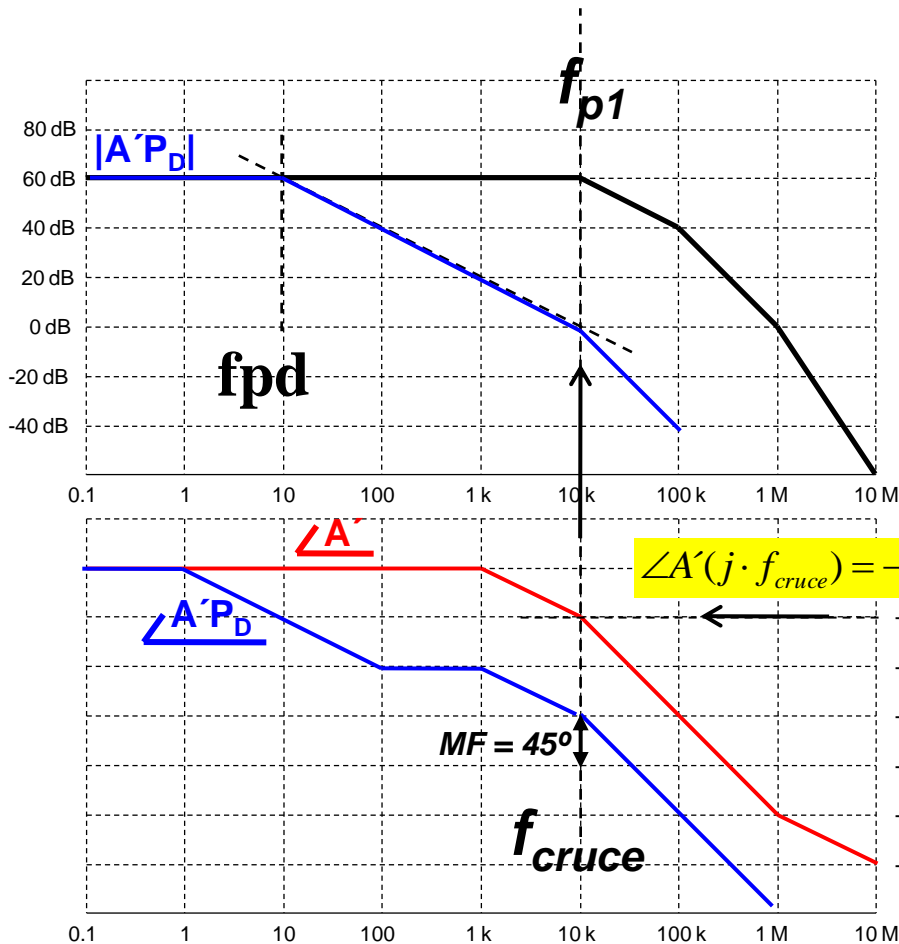
$-90^\circ \rightarrow \angle(A\beta)_{INICIAL} = -90^\circ + MF$

A la frec. A la que se cumple esta condición se ha de cumplir:

$$|A\beta \cdot P_D| = 0dB$$

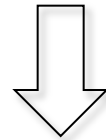


Ejemplo 1: Imponer un margen de fase de 45° , para $\beta=1$



¿Cuántos polos hay a la izquierda de f_{cruce} ?

1 solo polo, el polo dominante, ya que a la f_{cruce} la fase solo ha podido bajar hasta -135° si $MF=45^\circ$. El P_D contribuye con -90° por tanto el polo 1 solo puede añadir -45° . ¿A que frecuencia añade el polo 1 -45° ? Justo a f_{p1} .

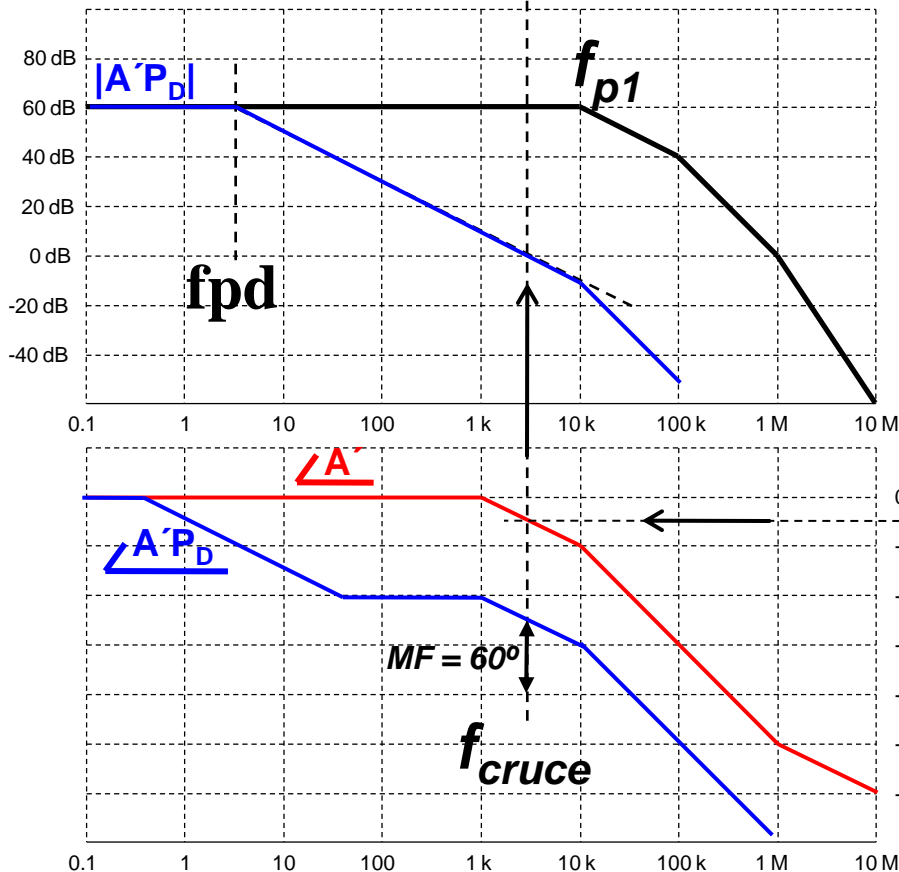


Trazar desde los 0dB de $A'\beta.P_d$ subiendo (de dcha. a izq.) con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia.

En la intersección está la frecuencia del polo dominante **f_{pd}**

$$f_{cruce} = f_{p1} \text{ para } MF = 45^\circ$$

Ejemplo 2: Imponer un margen de fase $> 45^\circ$, para $\beta=1$



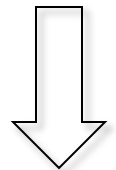
¿Cuántos polos hay a la izquierda de f_{cruce} ?

1 solo polo, el polo dominante, ya que a la f_{cruce} la fase solo ha podido bajar hasta -120° si $MF=60^\circ$. El P_D contribuye con -90° por tanto el polo 1 solo puede añadir -30° . Esto ocurre sólo ocurre antes de f_{p1} .

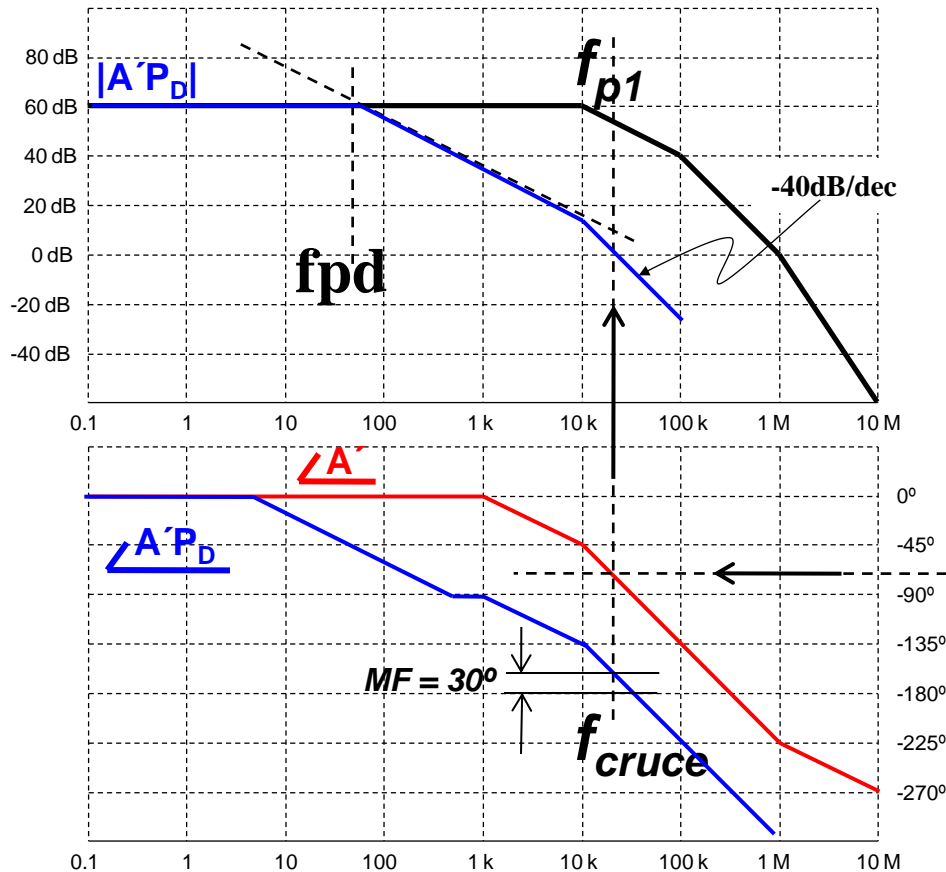
$$f_{cruce} < f_{p1} \text{ para } MF > 45^\circ$$

$$\angle A'(j \cdot f_{cruce}) = -90^\circ + MF$$

Trazar desde los 0dB de $A' \beta \cdot P_D$ subiendo (de dcha. a izq.) con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante f_{pd}



Ejemplo 3: Imponer un margen de fase $< 45^\circ$, para $\beta=1$



¿Cuántos polos hay a la izquierda de f_{cruce} ?

2 polos: el polo dominante y el polo 1, ya que si $MF = 30^\circ$, a la f_{cruce} la fase habrá debido caer hasta -150° . El P_D contribuye con -90° por tanto el polo 1 ha de -60° lo cual sólo ocurre más allá de f_{p1} .

$f_{cruce} > f_{p1}$ para $MF < 45^\circ$

$$\angle A'(j \cdot f_{cruce}) = -90^\circ + MF$$

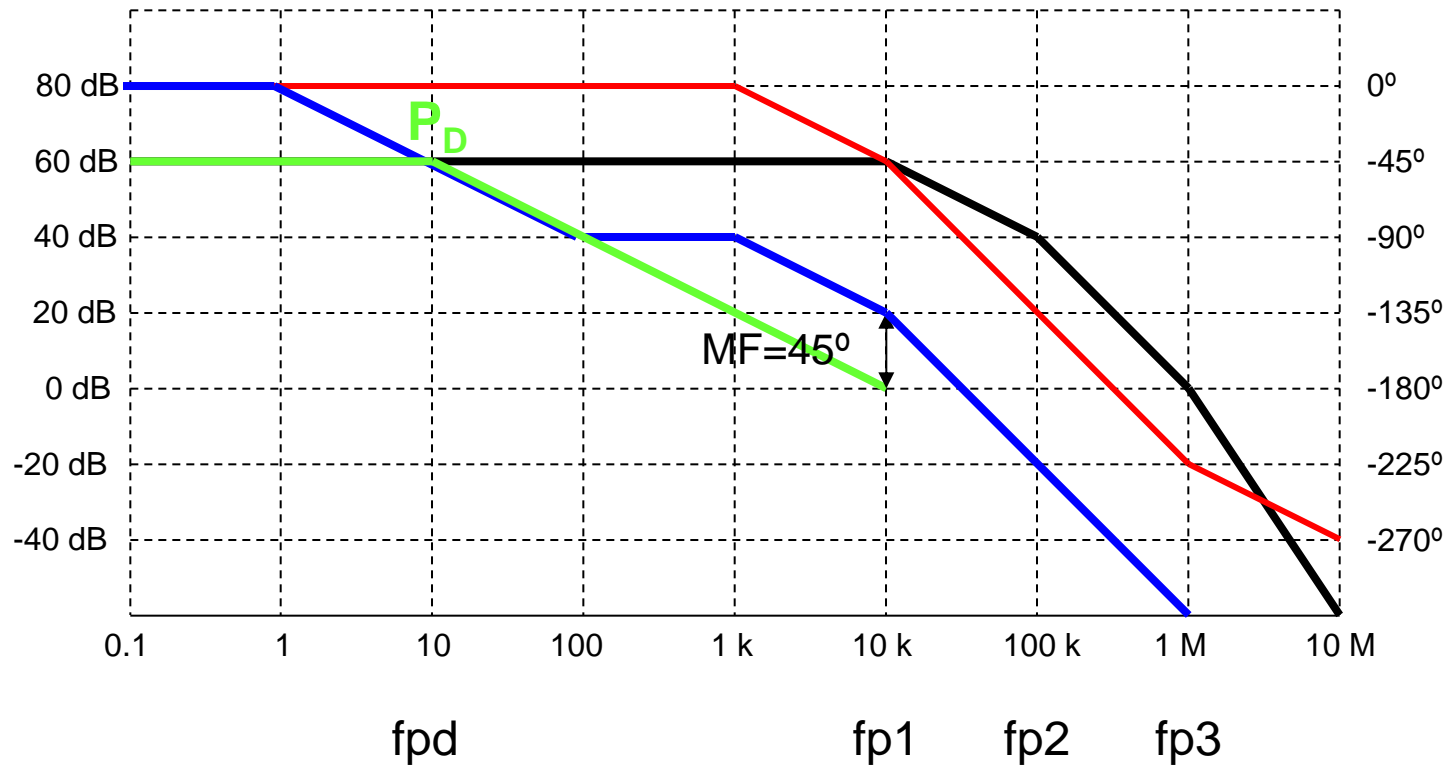
Trazar desde los 0dB de $A' \cdot \beta \cdot P_D$ subiendo (de dcha. a izq.) con 40 dB/dec hasta f_{p1} . Después subir con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante **f_{pd}**



Compensación por polo dominante

$$A\beta(jf) = \frac{1000}{(1 + j\frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j\frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j\frac{f}{fp3})}$$

| | fp1 | fp2 | fp3 | |
|--------|-----|-----|-----|----|
| Polo 1 | -1 | -1 | | |
| Polo 2 | | -1 | -1 | |
| Polo 3 | | | -1 | -1 |
| Total | -1 | -2 | -2 | -1 |



$$A_O \times fpd = 1 \times fp1$$

1 solo polo $\Rightarrow G \times \Delta B = cte$



Compensación por polo dominante

Pasos para imponer un margen de ganancia

Calcular la frecuencia de cruce con los -180° del nuevo Bode que incluye el polo dominante, f_{180}

$$\angle A' \beta \cdot P_D = \angle P_D + \angle A' + \angle \beta = -180^\circ$$

$-90^\circ \quad \quad \quad 0^\circ$

$$\angle A'(j \cdot f_{180}) = -90^\circ \Rightarrow f_{180}$$

A la frecuencia f_{180} el nuevo Bode debe cumplir: $|A' \beta \cdot P_D| = -MG$

A la frecuencia f_{180} se el módulo del nuevo Bode vale $-MG_{dB}$

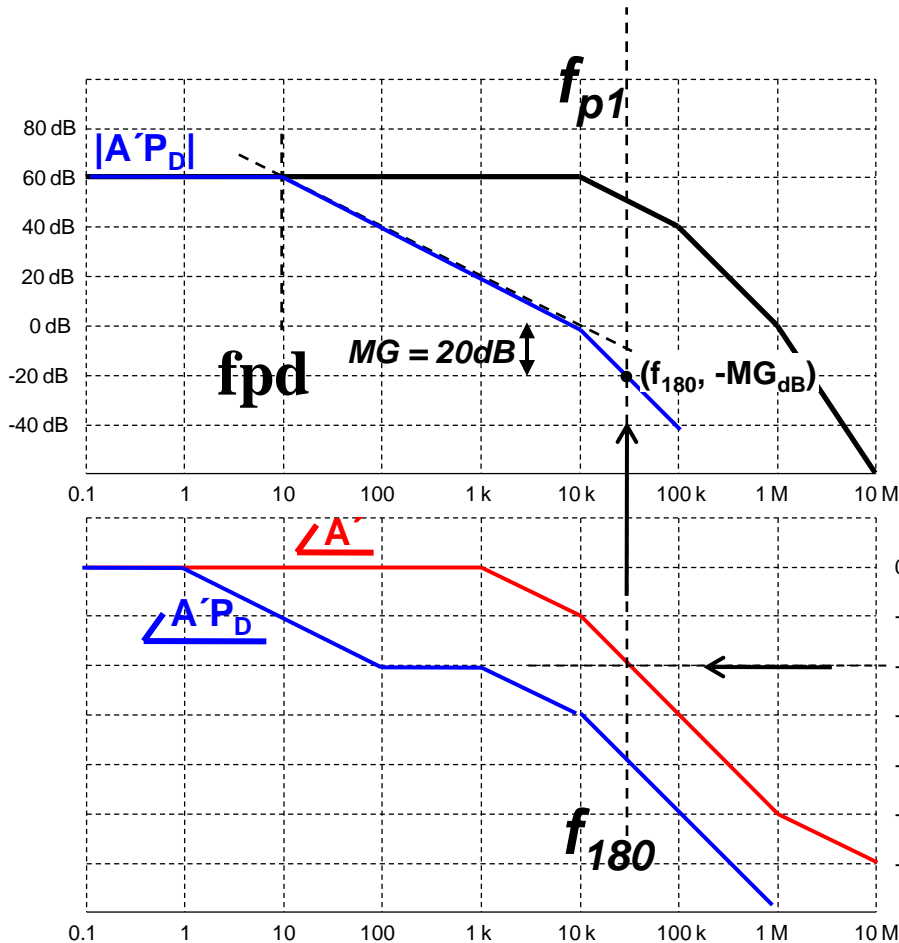
$$f_{180} \geq 10f_{p1} \text{ para imponer } MG$$

Identificar el nº de polos a la izquierda de f_{180}

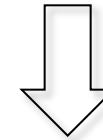
Al menos 2 polos: el polo dominante y el polo 1, ya que si la fase de A' ha alcanzado los -90° , esto solo ocurre para frecuencias iguales o superiores a $10f_{p1}$.

Dibujar el punto $(f_{180}, -MG_{dB})$. Desde este punto, trazar de dcha. a izq. con 40 dB/dec hasta f_{p1} . Después subir con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante f_{pd}

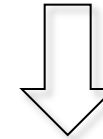
Ejemplo 4: Imponer un margen de ganancia, MG, para $\beta=1$



$$\angle A'(j \cdot f_{180}) = -90^\circ \Rightarrow f_{180}$$

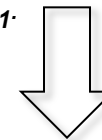


Dibujar el punto $(f_{180}, -MG_{dB})$.



¿Cuántos polos hay a la izquierda de f_{cruce} ?

Al menos 2 polos: el polo dominante y el polo 1, ya que si la fase de A' ha alcanzado los -90° , esto solo ocurre para frecuencias iguales o superiores a $10f_{p1}$.



Desde el punto $(f_{180}, -MG_{dB})$, trazar de dcha. a izq. con 40 dB/dec hasta f_{p1} . Después subir con 20 dB/dec hasta cortar a la ganancia a baja frecuencia. En la intersección está la frecuencia del polo dominante **f_{pd}**

Compensación por polo dominante. Requisito cumplir MG

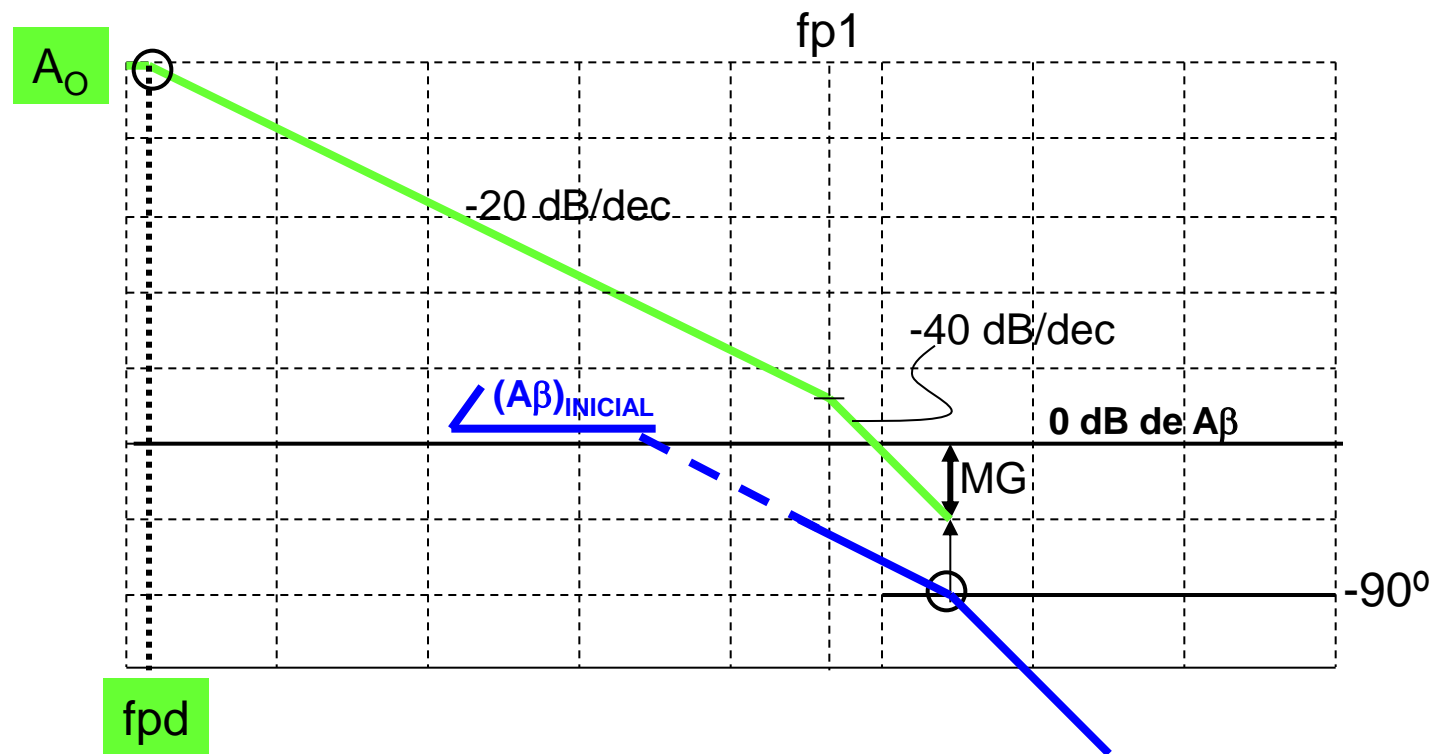
Compensación para obtener un determinado MG

$$\angle A\beta \cdot P_D = \angle P_D + \angle (A\beta)_{INICIAL} = -180^\circ$$

$\swarrow -90^\circ$
 $\angle (A\beta)_{INICIAL} = -90^\circ$

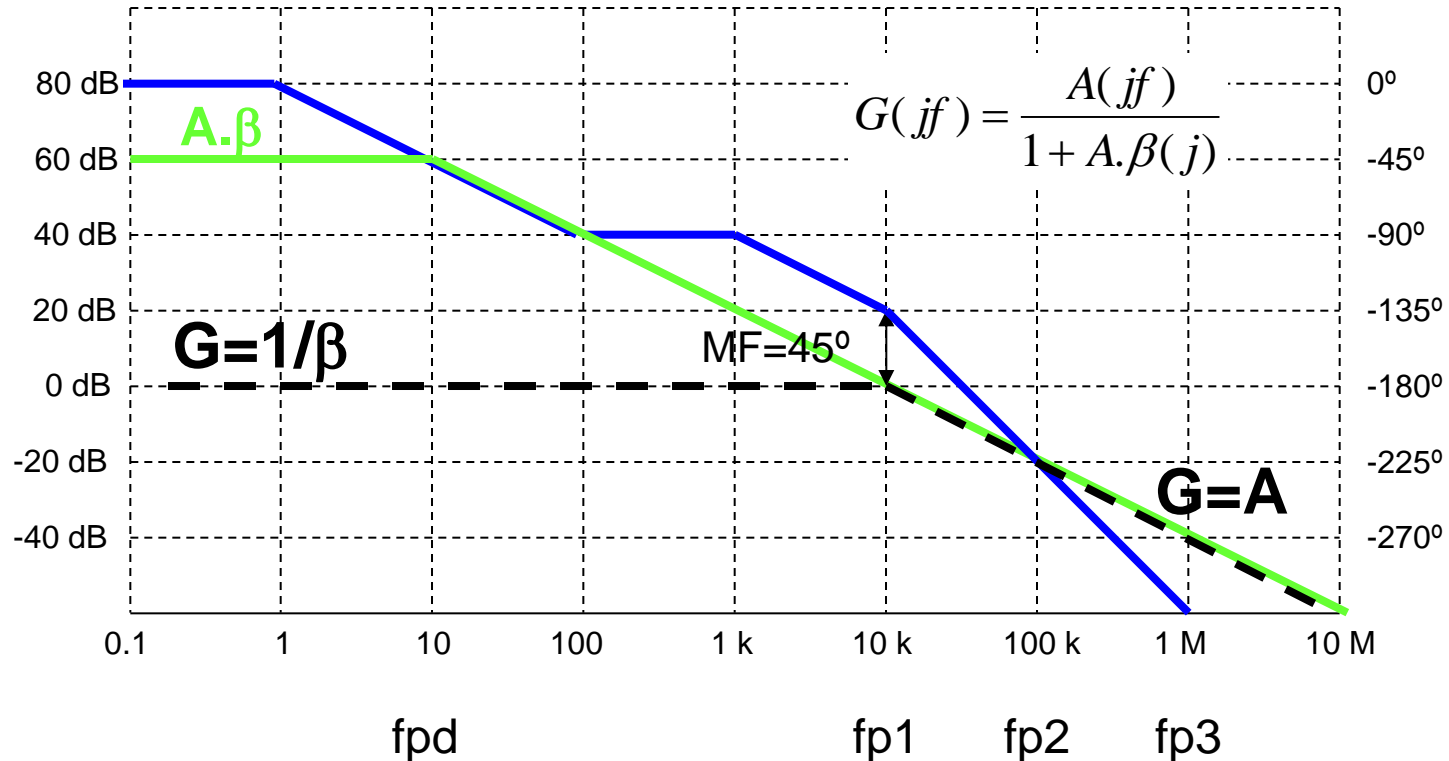
A la frecuencia a la que se cumple esta condición se ha de cumplir:

$$|A\beta \cdot P_D| = -MG$$



© Antonio Lázaro Blanco 2010-2013

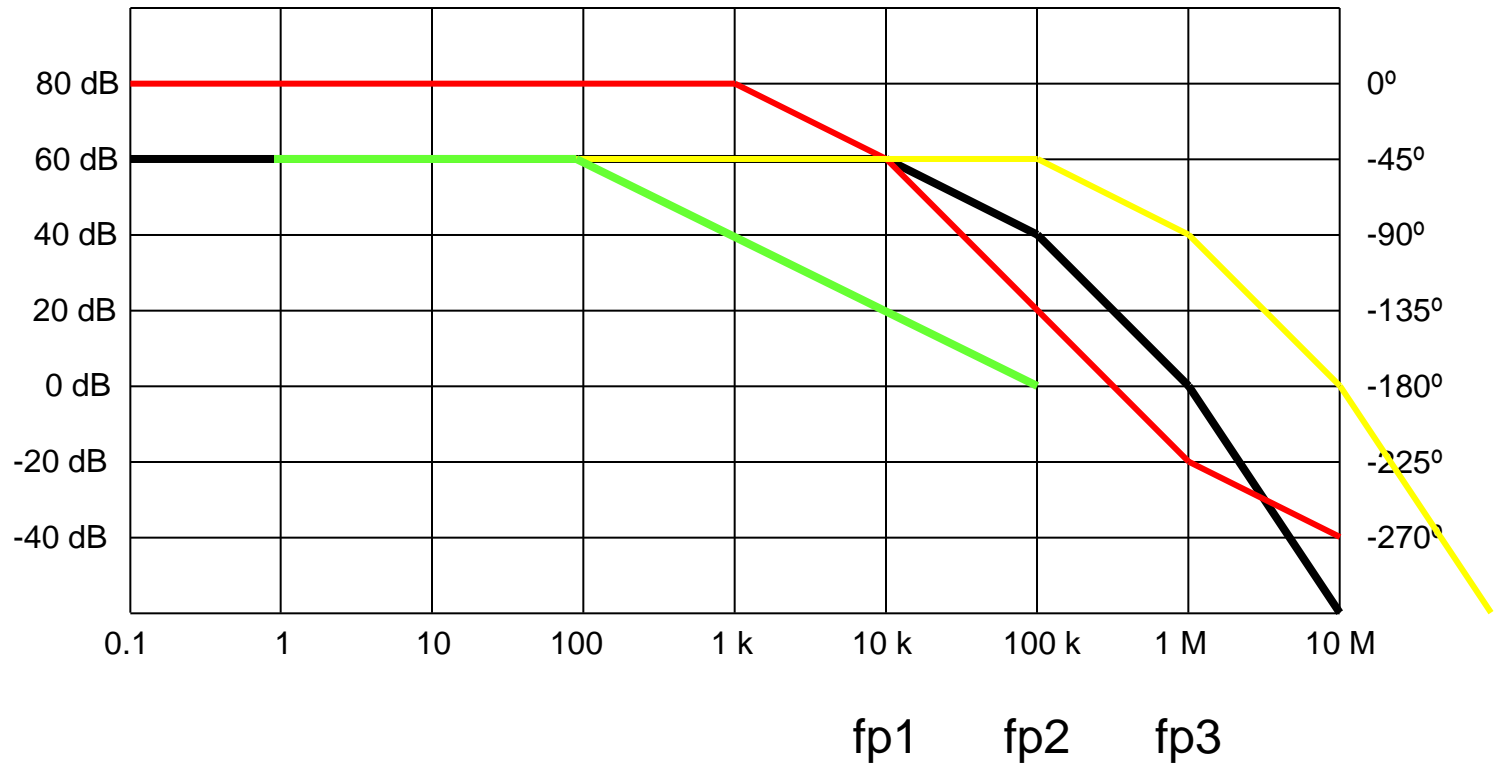
ΔB del amplificador en bucle cerrado



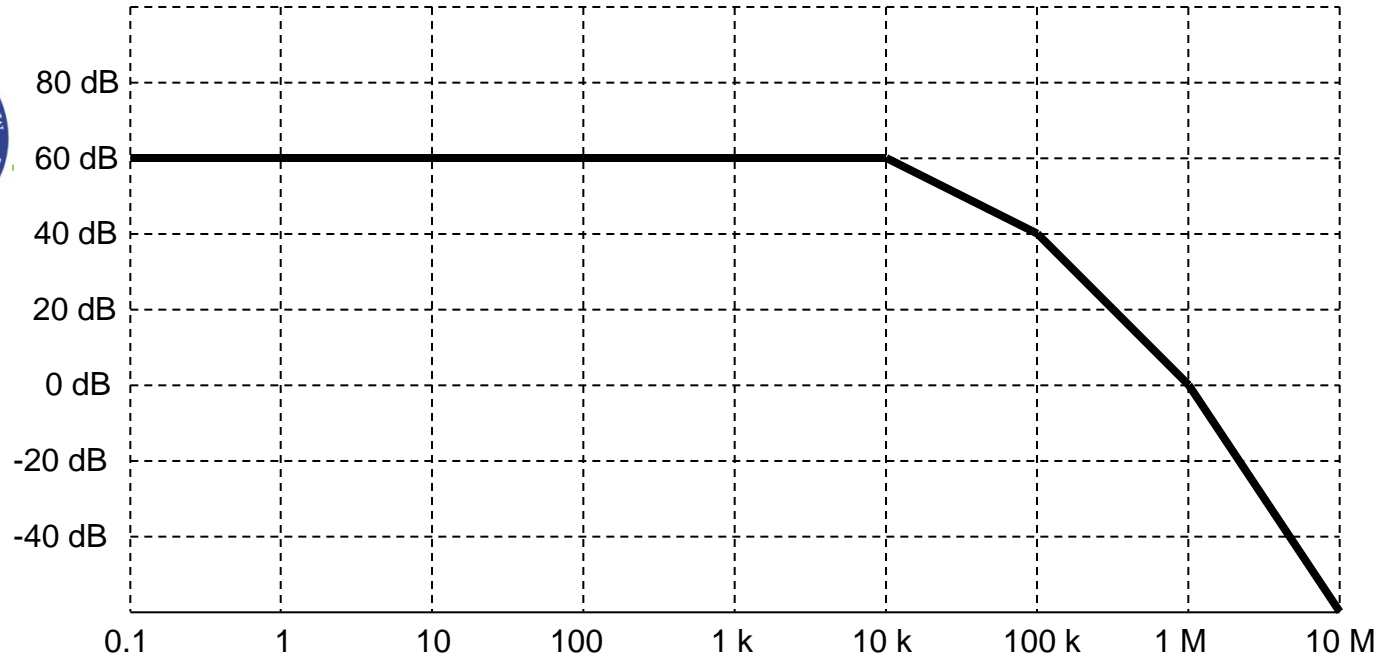
Se ha **reducido** el ΔB de 1 MHz a 10 KHz

$$A(jf) = \frac{1000 \cdot (1 + j \frac{f}{fp1})}{(1 + j \frac{f}{fpd}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp1}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp2}) \cdot (1 + j \frac{f}{fp3})}$$

$$A_O \times fpd = 1 \times fp2$$



Se ha ganado un $\Delta B = fp2 - fp1$



Imprimir para ensayar

