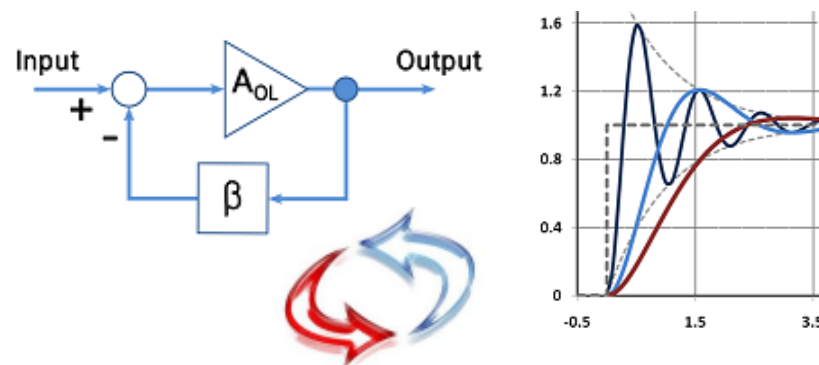




Electrónica Analógica

Capítulo 7: Estabilidad y compensación.



1. Estabilidad en amplificadores realimentados

- 1.1. Efectos de $L(\omega)$ sobre el signo de la Realimentación*
- 1.2. Estabilidad y respuesta temporal*
- 1.3. Criterio de estabilidad de Nyquist*
- 1.4. Obtención de $L(\omega)$: aplicación práctica*

2. Análisis de la estabilidad usando diagramas de Bode

- 2.1 Márgenes de ganancia y de fase*
- 2.2. Análisis de estabilidad con β constante*

3. Condiciones de estabilidad

Estabilidad en función del número de polos de $A(\omega)$

4. Métodos de compensación

- 4.1. Por desplazamiento de polo*
- 4.2. Por adición de polo*
- 4.3. Compensación Miller*

❑ Objetivo

- Identificar las causas y efectos de la inestabilidad de amplificadores realimentados.
- Conocer la relación existente entre la respuesta en frecuencia y la estabilidad de un amplificador.
- Analizar los márgenes de estabilidad de un amplificador dado.
- Determinar la compensación necesaria para ajustar las características de un amplificador al margen de estabilidad definido

❑ Conocimientos previos

■ Asignaturas previas:

- *Amplificador operacional. Subsistemas básicos basados en el AO ideal. Comportamiento básico en frecuencia. Efectos no ideales. Filtros básicos basados en AO.*

- *Análisis de circuitos: análisis de cuadripolos*

■ Tema de respuesta en frecuencia:

- *Polos y ceros. Diagramas de bode*
- *Concepto de polo dominante*

■ Tema de realimentación negativa:

- *Teoría de realimentación en circuitos ideales*
- *Teoría de realimentación en circuitos reales*



❑ Material de estudio:

■ Malik,

- *capítulo 9, sección 9.6. Teoría y ejercicios.*

→ **Presentación animada** (formato *.pps), disponible en el Aula Virtual:

- *importante para visualizar mejor las técnicas gráficas empleadas.*

❑ Material complementario

■ Sedra-Smith

- *capítulo 8, secciones 8.9 y 8.10. Estabilidad y ubicación de polos.*

■ Hambley,

- *capítulo 9, secciones 9.7 a 9.9. Ubicación de polos y compensación*

❑ Otros:

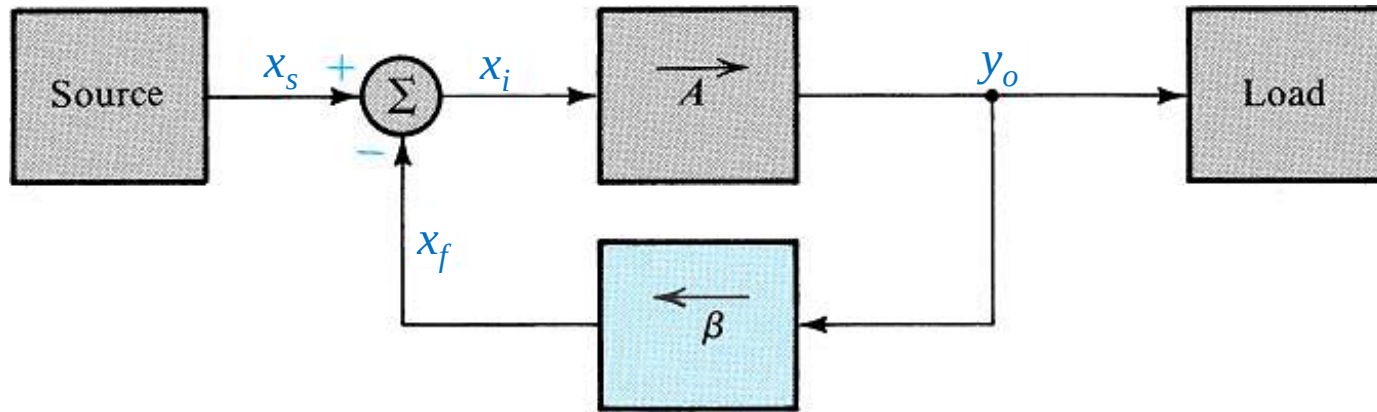
■ Gráficas extraídas de los textos detallados.

■ Trabajos de documentación y elaboración de materiales:

- *Profesores del Dpto. de Electrónica de la UAH (en colaboración con profesores del CEAN de la UPM)*



1.1. Dependencias con la frecuencia en A_f



- En general, tanto A como β pueden depender de ω

$$A_f(s) = \frac{y_o}{x_s} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 + L(s)} \xrightarrow{s = j\omega} A_f(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + L(\omega)}$$

- Si $L(\omega) \rightarrow$ podría haber frecuencias a las que: $L(\omega) = A\beta(\omega) < 0$
- Una $L(\omega)$ negativa provoca un **cambio de signo** adicional al del restador $\rightarrow$ **entonces** la realimentación (Re) pasa a ser **positiva**...
- Con **Re⁺**, la entrada x_i se **refuerza** $\rightarrow$ **riesgo de inestabilidad**
- A saber $\rightarrow$ ¿qué es una **respuesta inestable** en un amplificador?



1.2. Estabilidad y respuesta temporal

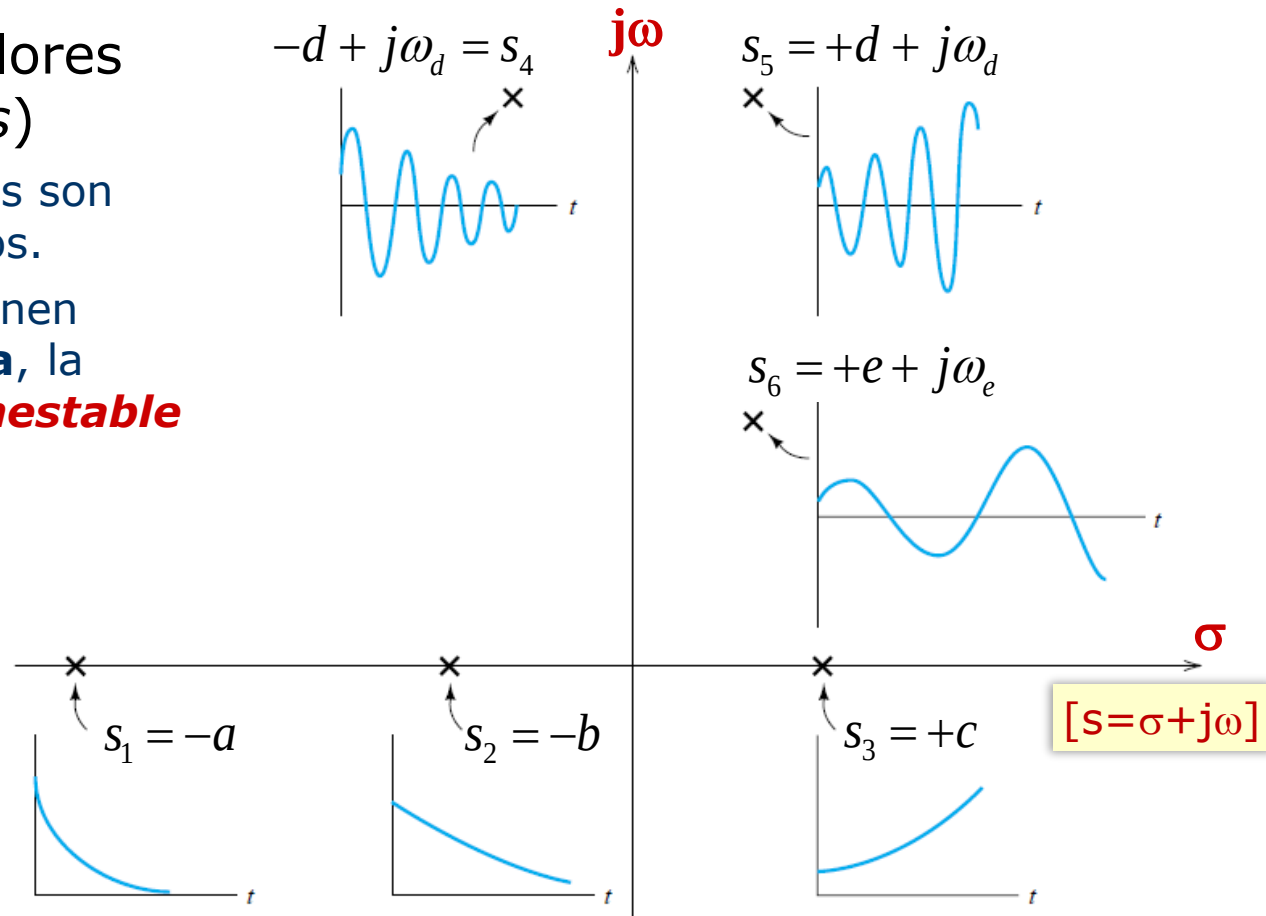
□ Fundamentos y justificación → en **Teoría de Control**

■ **Respuesta inestable** → ante un cambio en la excitación (régimen transitorio) la salida del amplificador es **creciente con el tiempo**.

□ Relación con los valores de los **polos** de $A(s)$

- En general, los polos son de valores complejos.
- Si los polos de A tienen **parte real positiva**, la respuesta en t es **inestable**

Ejemplos de respuestas en t para valores tipo de los polos de $A(s)$. Se representan en el plano $[s]$, de Laplace.





1.2. Estabilidad y respuesta temporal

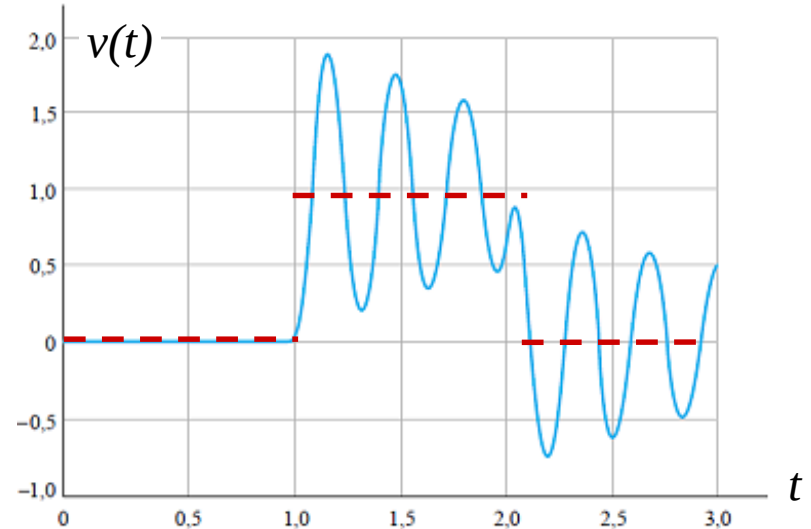
❑ ¿Es *buena* o *mala* la inestabilidad?

■ ¡**Depende** del objetivo final del amplificador realimentado!

❑ En **amplificación**

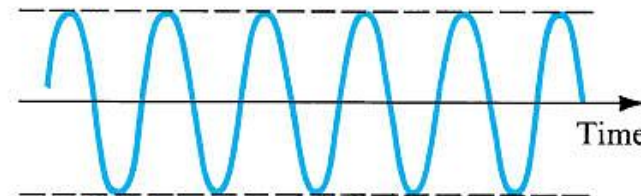
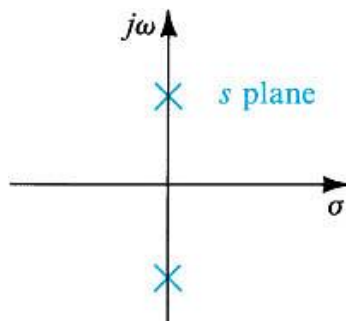
■ Es **indeseable**

■ Incluso siendo estable, el amplificador puede ser **insuficientemente estable** (tiene sobre-oscilaciones)



❑ En **generadores de señal**

■ Efecto buscado en **osciladores senoidales** (genera una señal a ω_0)





1.3. Criterio de estabilidad

❑ Criterio de estabilidad de Nyquist:

- Sobre la ganancia de lazo $L(\omega)$
- Inestabilidad $\rightarrow$ respuesta **creciente** *si la realimentación se hace positiva*
- Condición necesaria y suficiente para inestabilidad:

$$A_f(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + L(\omega)}$$

$$\exists \omega_0 \rightarrow |L(\omega_0)| \geq 1 \quad \text{con} \quad \varphi(L(\omega_0)) = \pm 180^\circ$$

❑ Se establecen dos condiciones simultáneas

- Condición de ganancia (módulo)
- Condición de fase

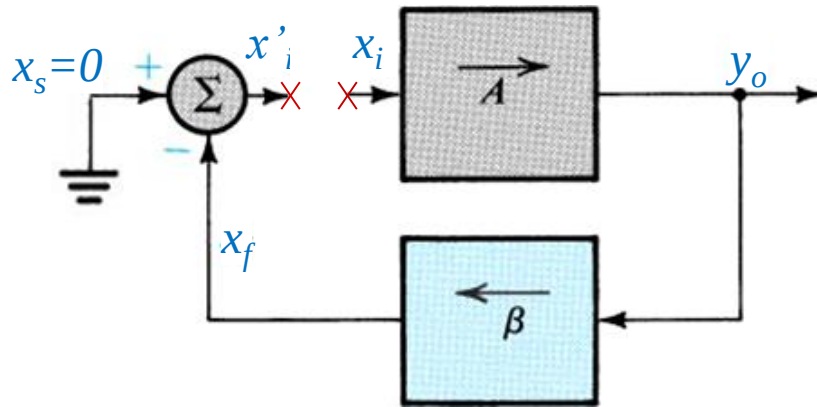
❑ Nótese que se define sobre la **ganancia de lazo, L**

- Aunque depende A y de β , **es solo L** la que determina si el amplificador es estable o no lo es.

1.3. Determinación de la ganancia de lazo



□ En la práctica, la ganancia de lazo ***L*** es rápida de obtener



● Pasos:

- ✓ Anulamos el generador $\rightarrow x_s=0$
- ✓ Tomamos un punto de referencia (p.e. la entrada de *A*) y abrimos el circuito para introducir una señal x_i
- ✓ Recorremos **todo el bucle**, hasta volver al mismo punto $\rightarrow$ señal x'_i

$$x'_i = -x_f = -\beta \cdot y_o = -\beta \cdot (A \cdot x_i) = -L \cdot x_i \Rightarrow L = -\left(\frac{x'_i}{x_i}\right)$$

● Nótese que:

- ✓ ***L*** es adimensional: sea x_i una tensión o corriente, se divide por si misma.
- ✓ Hay una inversión de signo debida al restador de entrada.
- ✓ En **amplificadores reales**, hay que respetar los **efectos de carga...**

1.3. Determinación de la ganancia de lazo

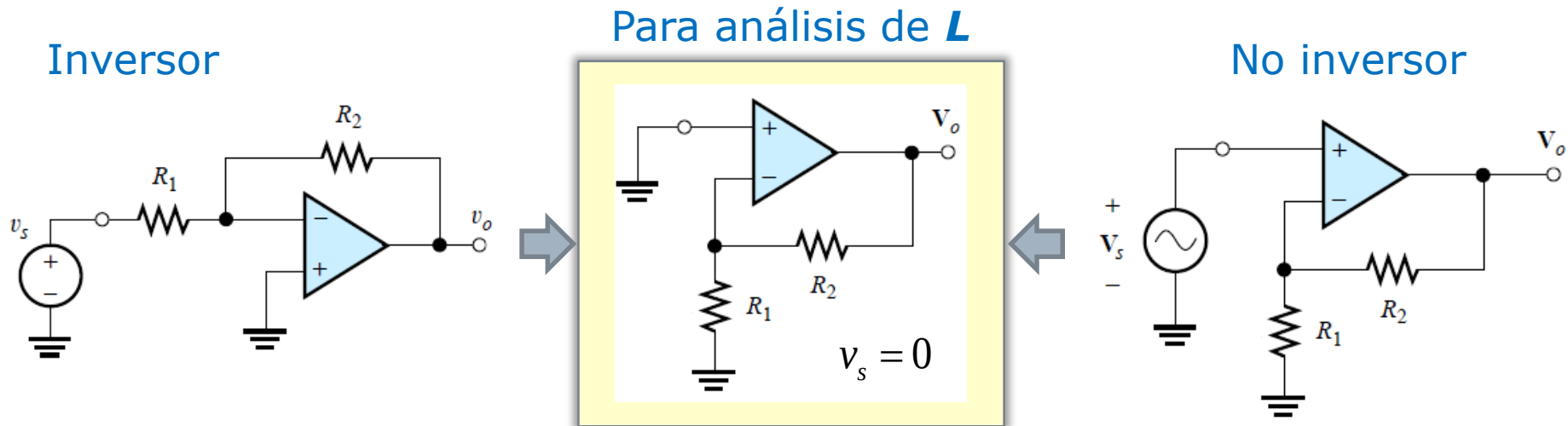


❑ Observación importante:

- Desde el punto de vista de un análisis de estabilidad, la topología de realimentación no es determinante $\rightarrow$ solo importa L
- Diferentes amplificadores pueden tener el mismo valor de L

❑ Ejemplo: amplificadores inversor y no-inversor, con AO's

- Recordemos que se puede determinar L directamente sobre el circuito tras anular la fuente de señal:

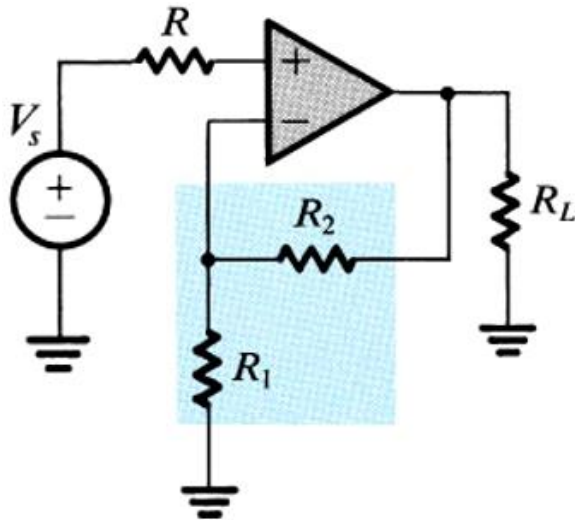


1.4. Obtención de L : ejemplo práctico (1/2)



□ Amplificador no-inversor con AO real

- Parámetros del AO: R_{id} , r_o y ganancia $A_d = \mu$ (V/V). Generador de tensión real (V_s y R) y carga R_L .
- Determine analíticamente el valor de la ganancia de lazo L y el sentido (*positivo* o *negativo*) de la realimentación.



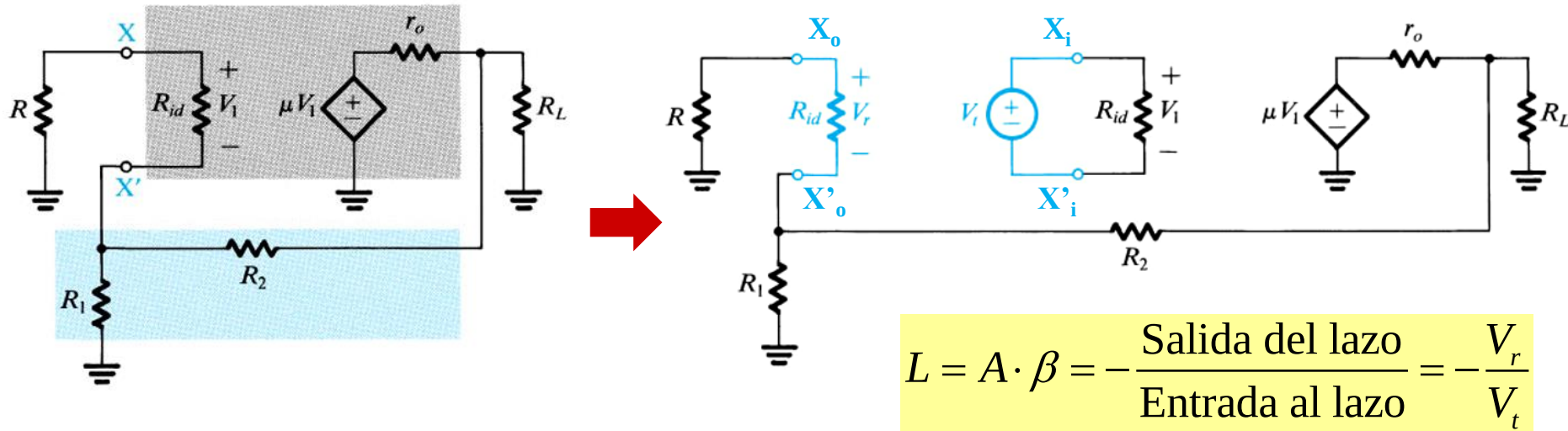
● Pasos para obtener L :

- ✓ Anulamos el generador $\rightarrow V_s = 0$
- ✓ Tomamos un punto de referencia oportuno (p.e. en la entrada del AO) para **abrir el circuito** (el lazo) y poder introducir una señal de prueba: V_t
- ✓ Recorremos **todo el bucle**, hasta volver al mismo punto relativo $\rightarrow$ entrada del AO. Medimos la señal obtenida: V_r
- ✓ ¡Ojo a **mantener los efectos de carga** en el punto de apertura del lazo!

1.4. Obtención de L : ejemplo práctico (2/2)



- La entrada de AO, entre los puntos ($X-X'$), es un sitio apropiado para **abrir el lazo** pues insertar un generador de prueba (V_t) y mantener la carga existente (R_{id}) en ese punto es inmediato.



- Solución:

$$V_r = -\mu V_t \cdot \frac{R_L}{r_o + R_L} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R + R_x} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + (r_o \parallel R_L)}$$

$$L = -\frac{V_r}{V_t} = +\mu_t \cdot \frac{R_L}{r_o + R_L} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R + R_x} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + (r_o \parallel R_L)}$$

→ L es *positiva*, por tanto la realimentación es **negativa**.

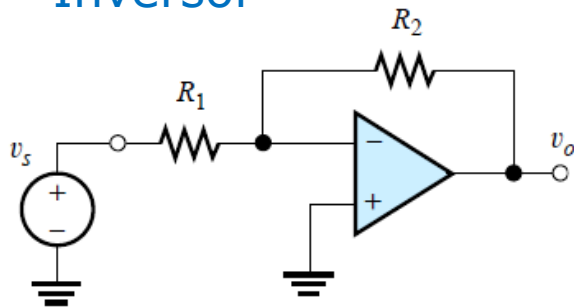


1.5. Conclusiones



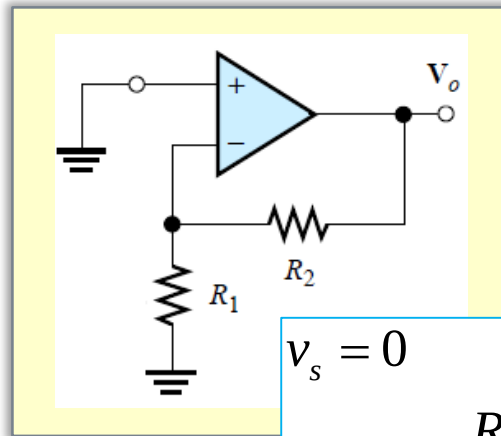
- En la *Teoría de Circuitos* se demuestra que los polos de $\mathbf{A}_f$ son los polos de la red con generadores independientes nulos. En consecuencia:
 - *Independientemente de la ubicación del generador de señal, la estabilidad se determina solo por los polos de $\mathbf{L}$.*
 - *Por tanto, sea cual sea la topología original, podemos estudiar la estabilidad a partir del **caso más sencillo** → con AO's, el **no-inversor**.*
 - *Extenderemos las conclusiones al **inversor**, teniendo en cuenta que la ganancia de ambas configuraciones depende de los mismos resistores:*

Inversor



$$G_{INV} = -\frac{R_2}{R_1} \approx 1 - \frac{1}{\beta_{NI}}$$

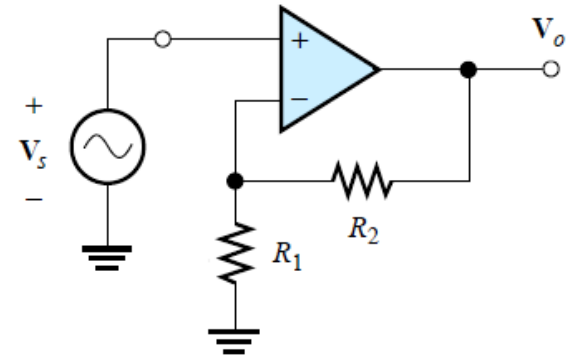
Análisis de **Estabilidad**



$$v_s = 0$$

$$\beta_{NI} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

No inversor



$$G_{NI} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta_{NI}}$$



2. Análisis de la estabilidad



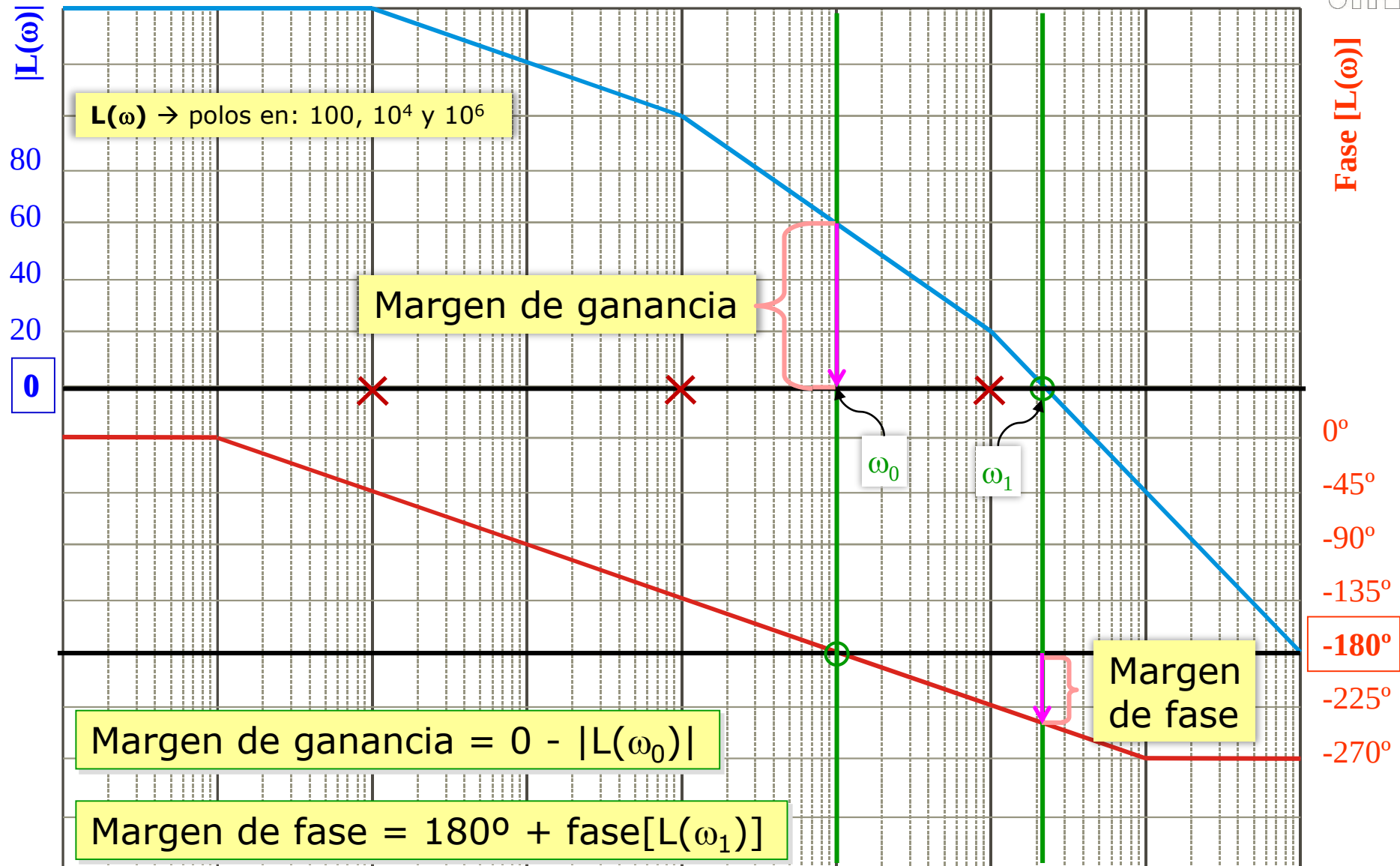
- ❑ En un determinado amplificador, queremos saber:
 - Si será **inestable** o no.
 - Caso de ser estable, si será **suficientemente estable**
 - *Criterio relacionado con su respuesta temporal como amplificador*
- ❑ Datos disponibles:
 - Ganancia del amplificador **A**
 - Cantidad de realimentación **β**
 - O alguna relación entre las anteriores (**L** , **A_f**)
- ❑ Análisis mediante diagramas de Bode:
 - Grado de (in)estabilidad: respecto al **criterio de Nyquist**

$|L(\omega_0)| \geq 1 \quad \text{con} \quad \phi(L(\omega_0)) = \pm 180^\circ$
 - Medidas:
 - **Margen de ganancia (MG)**

$MG = 0 - |L(\omega_0)| \leftarrow \phi_L(\omega_0) = 180^\circ$
 - **Margen de fase (MF)**

$MF = 180^\circ + \phi(\omega_1) \leftarrow L(\omega_1) = 0\text{dB}$

2.1. Márgenes de ganancia y fase: en $L(\omega)$

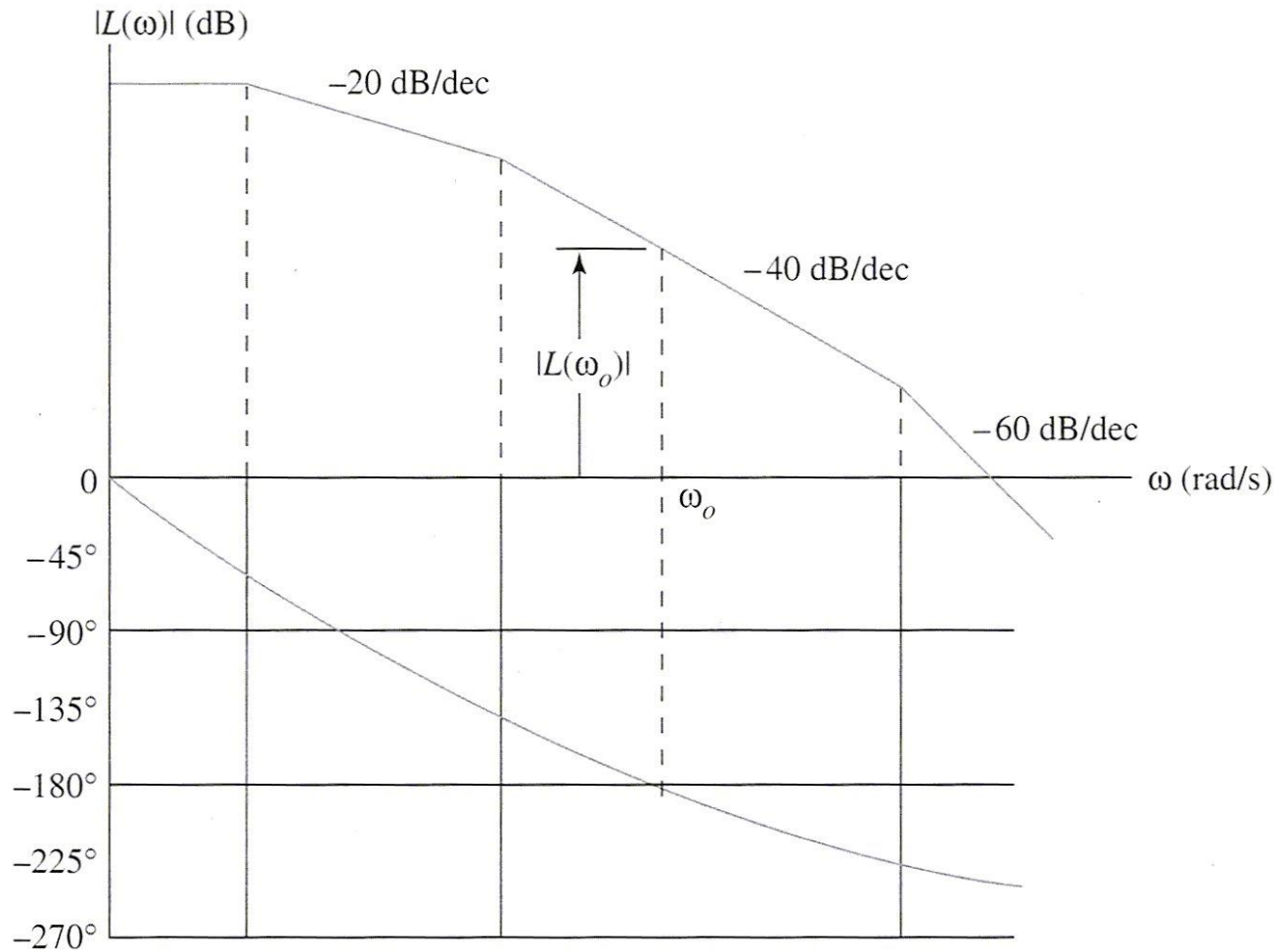




2.1. Criterio: la ganancia de lazo $L(\omega)$



- ❑ Ejercicio 1: justifique si este amplificador es estable



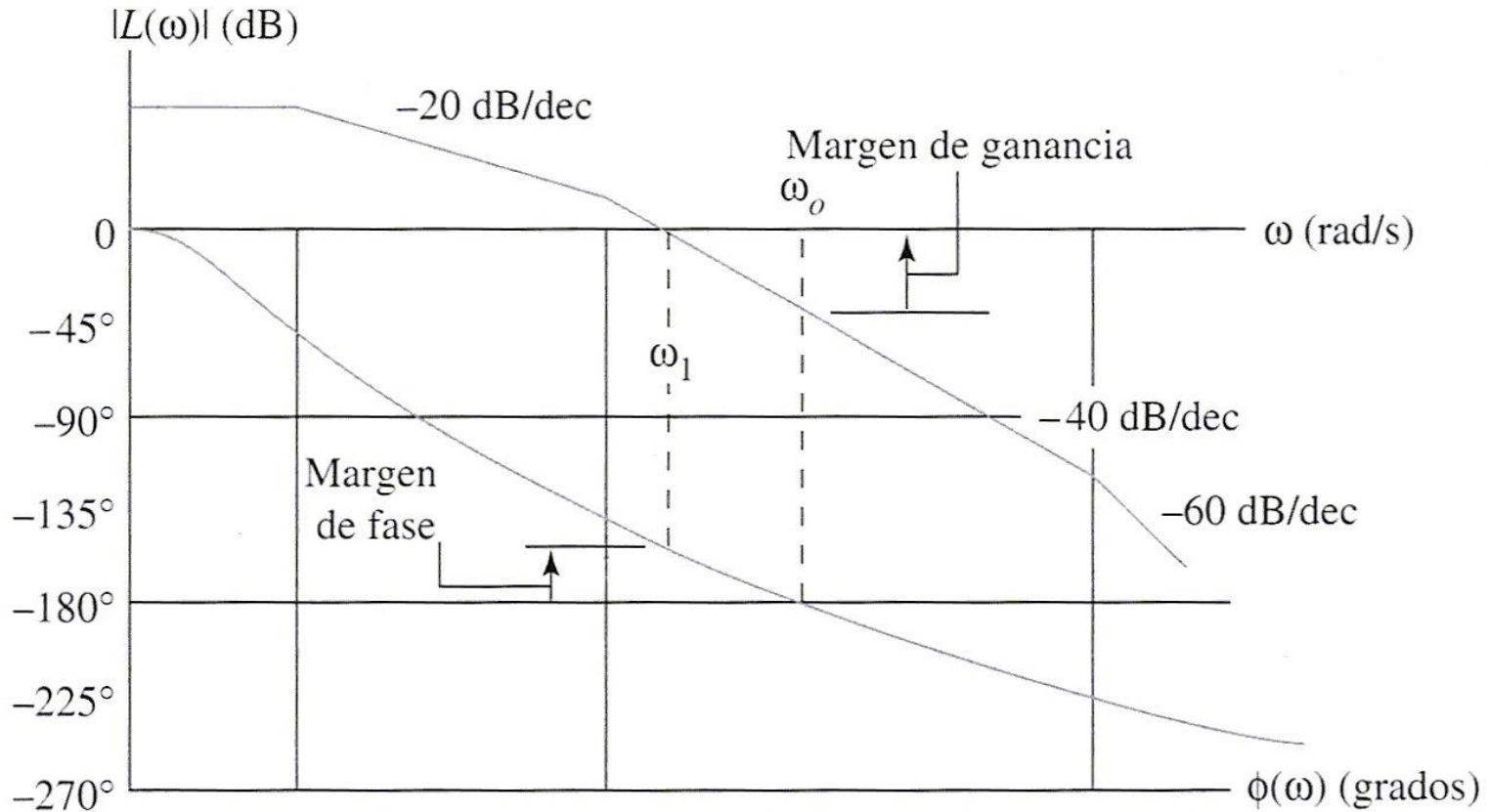
(a)



2.1. Criterio: la ganancia de lazo $L(\omega)$



- ❑ Ejercicio 2: justifique si este amplificador es estable



(b)

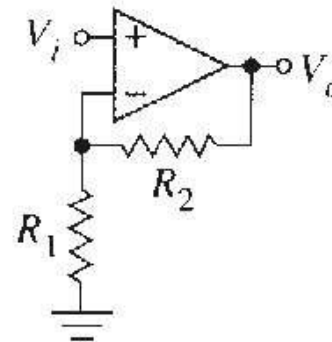
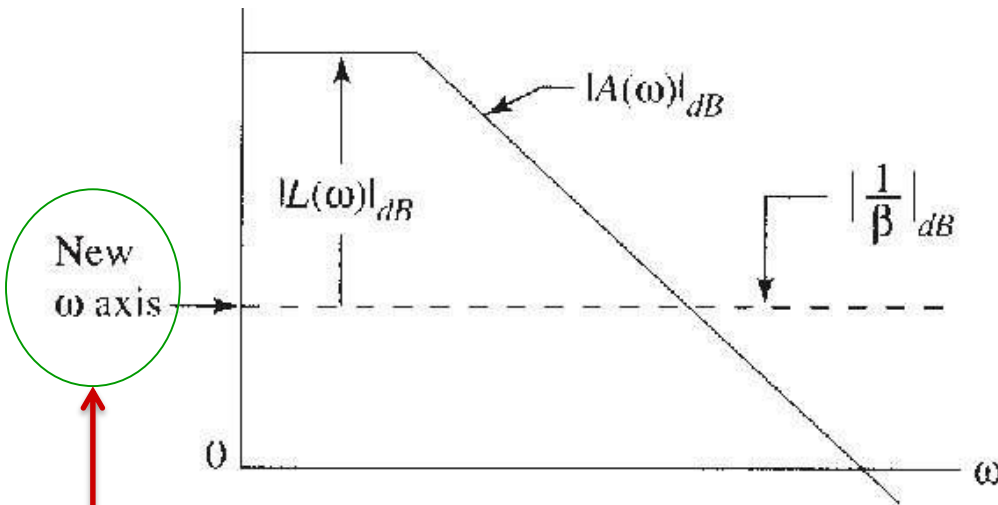


2.2. Análisis con β constante



- ❑ En muchos casos, la red β es constante (resistores)
 - Se puede conocer $L(\omega)$ directamente con $A(\omega)$ y la $A_{f, mid}$ objetivo

$$L(\omega) = A(\omega)\beta \Rightarrow L(\omega)|_{dB} = A(\omega)|_{dB} + \beta|_{dB} = A(\omega)|_{dB} - \frac{1}{\beta}|_{dB}$$



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



$$A_{f, mid}|_{A\beta \gg 1} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

- ❑ Con β constante, $L(\omega)$ sólo se diferencia de $A(\omega)$ en la posición del eje a 0dB.
- ❑ Conclusión $\rightarrow$ *isólo cambiamos el eje 0dB!*



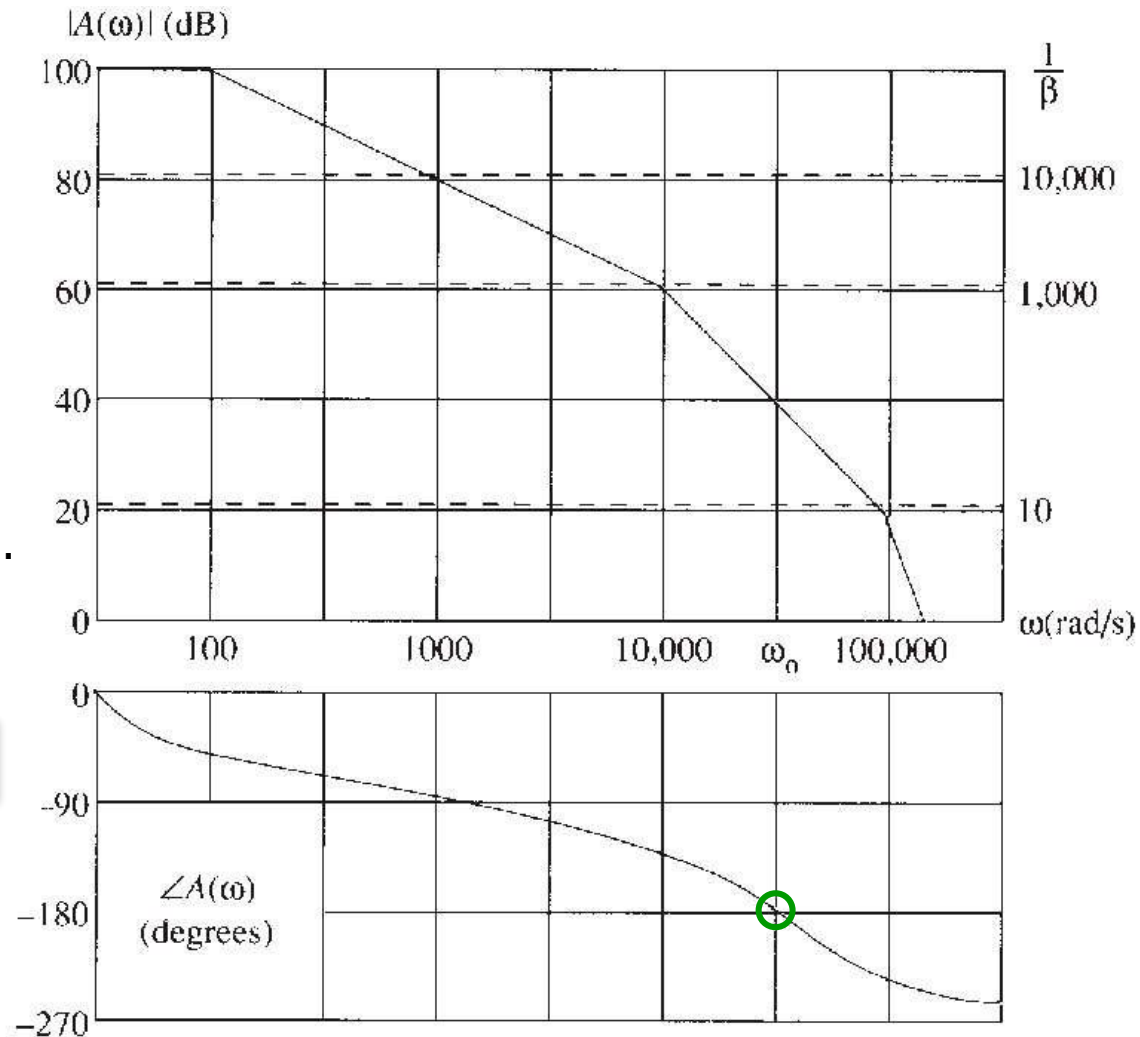
2.2. Análisis con β constante



Ejemplo 9.11

- ❑ Queremos saber el grado de estabilidad de un amplificador en función del valor de β .
- ❑ Observaremos el *Margen de Ganancia*.

Fase = 180°



Inestabilidad. ¿peor caso para ganancias A_f grandes o pequeñas?



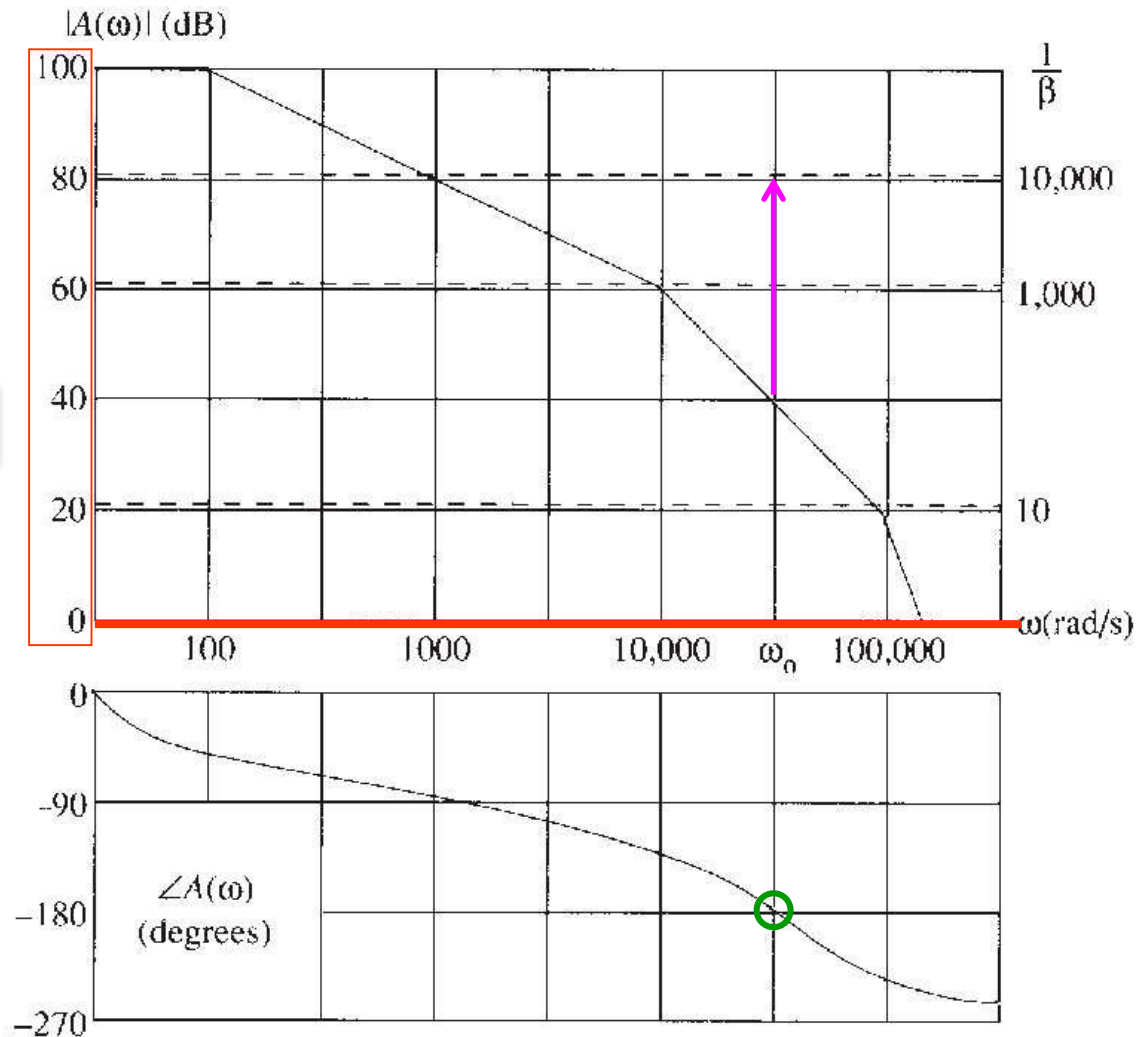
2.2. Análisis con β constante



Ejemplo 9.11

$$A_f = 10.000 \approx \frac{1}{\beta}$$

MG = +40dB → OK



Inestabilidad. ¿peor caso para ganancias A_f grandes o pequeñas?



2.2. Análisis con β constante

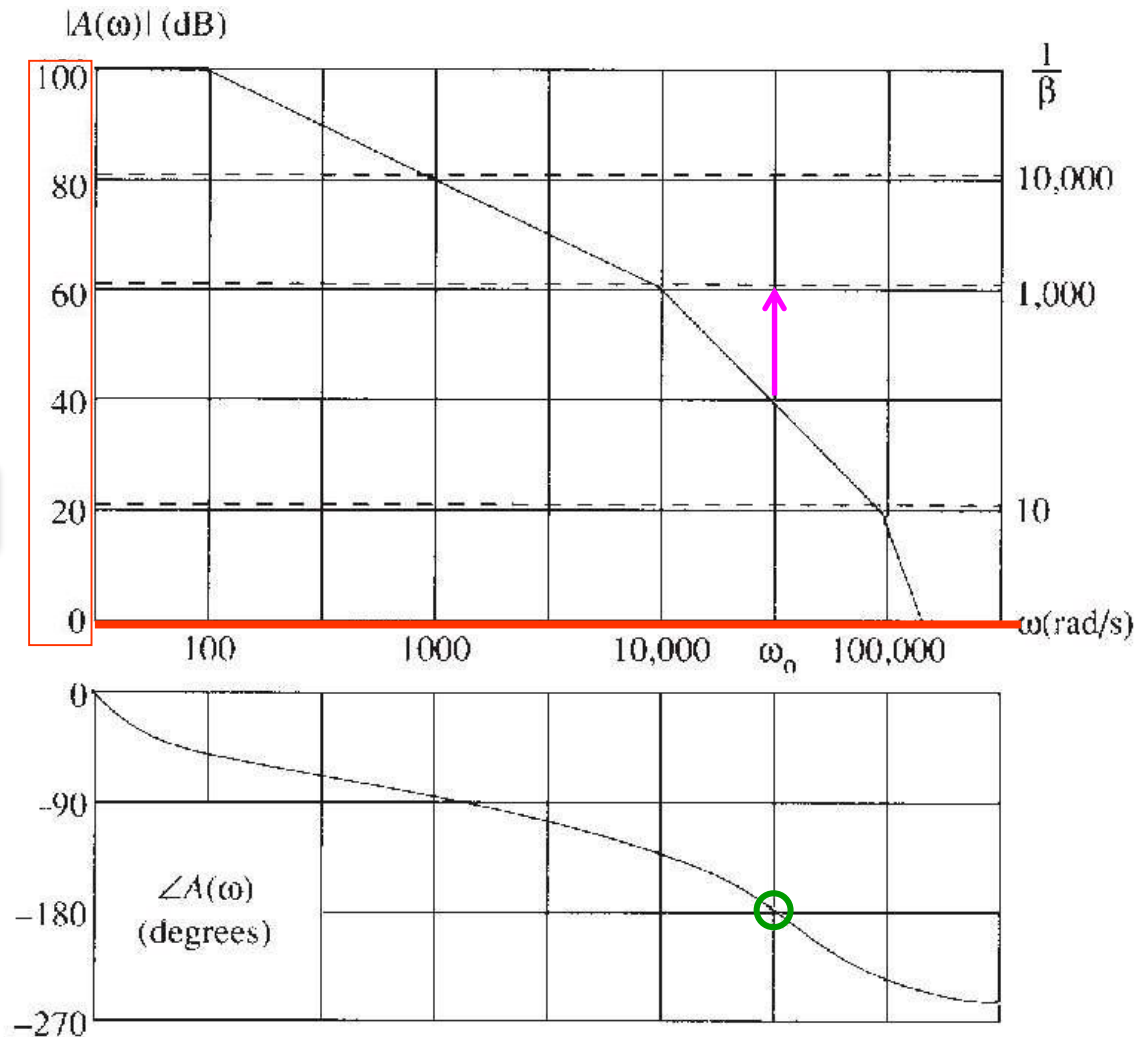


Ejemplo 9.11

$$A_f = 1.000 \approx \frac{1}{\beta}$$



MG = +20dB → OK



Inestabilidad. ¿peor caso para ganancias A_f grandes o pequeñas?



2.2. Análisis con β constante

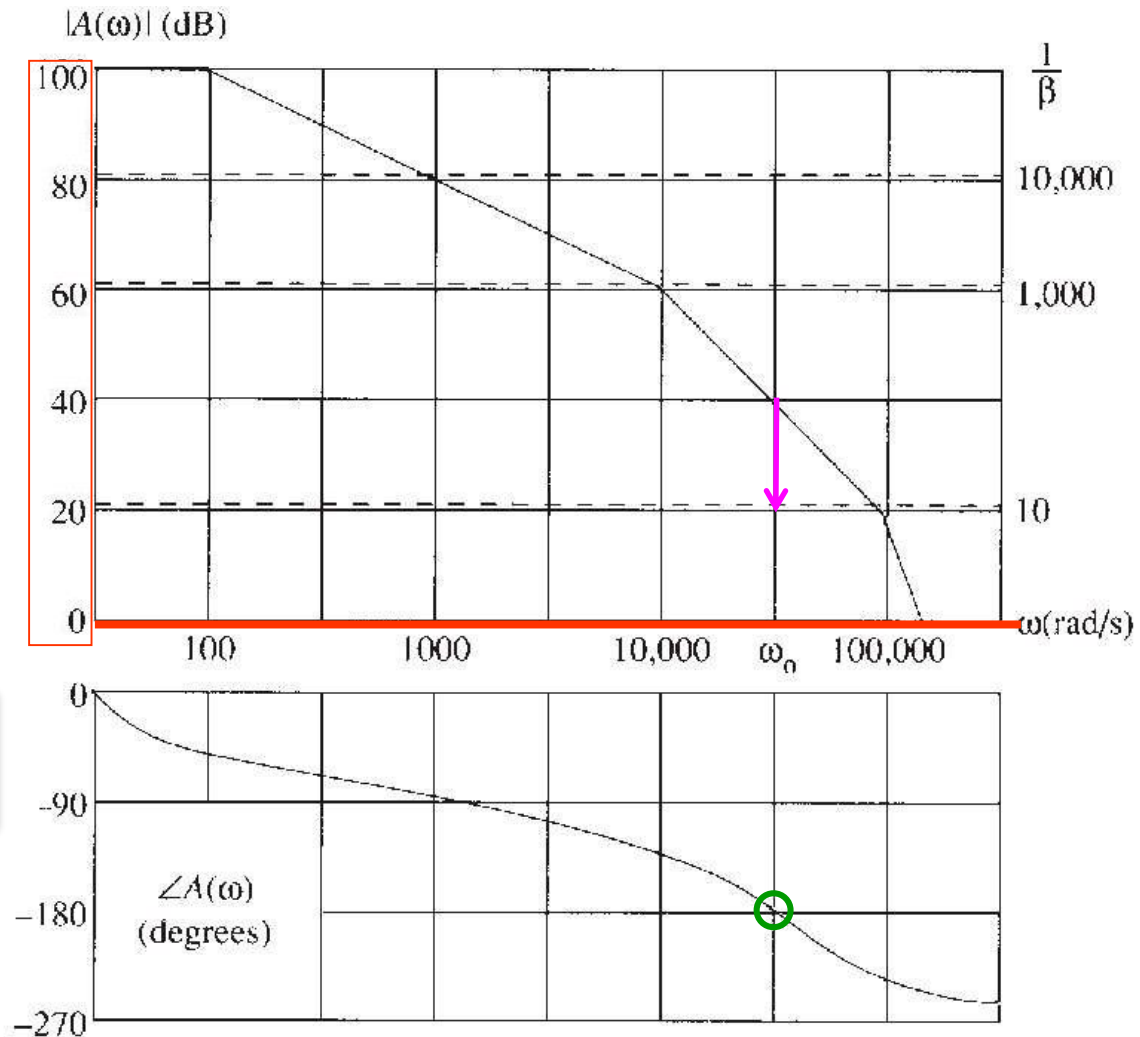


Ejemplo 9.11

$$A_f = 10 \approx \frac{1}{\beta}$$



MG = **-20dB**
→ **iInestable!**



Inestabilidad. ¿peor caso para ganancias A_f grandes o pequeñas?



2.2. Análisis con β constante

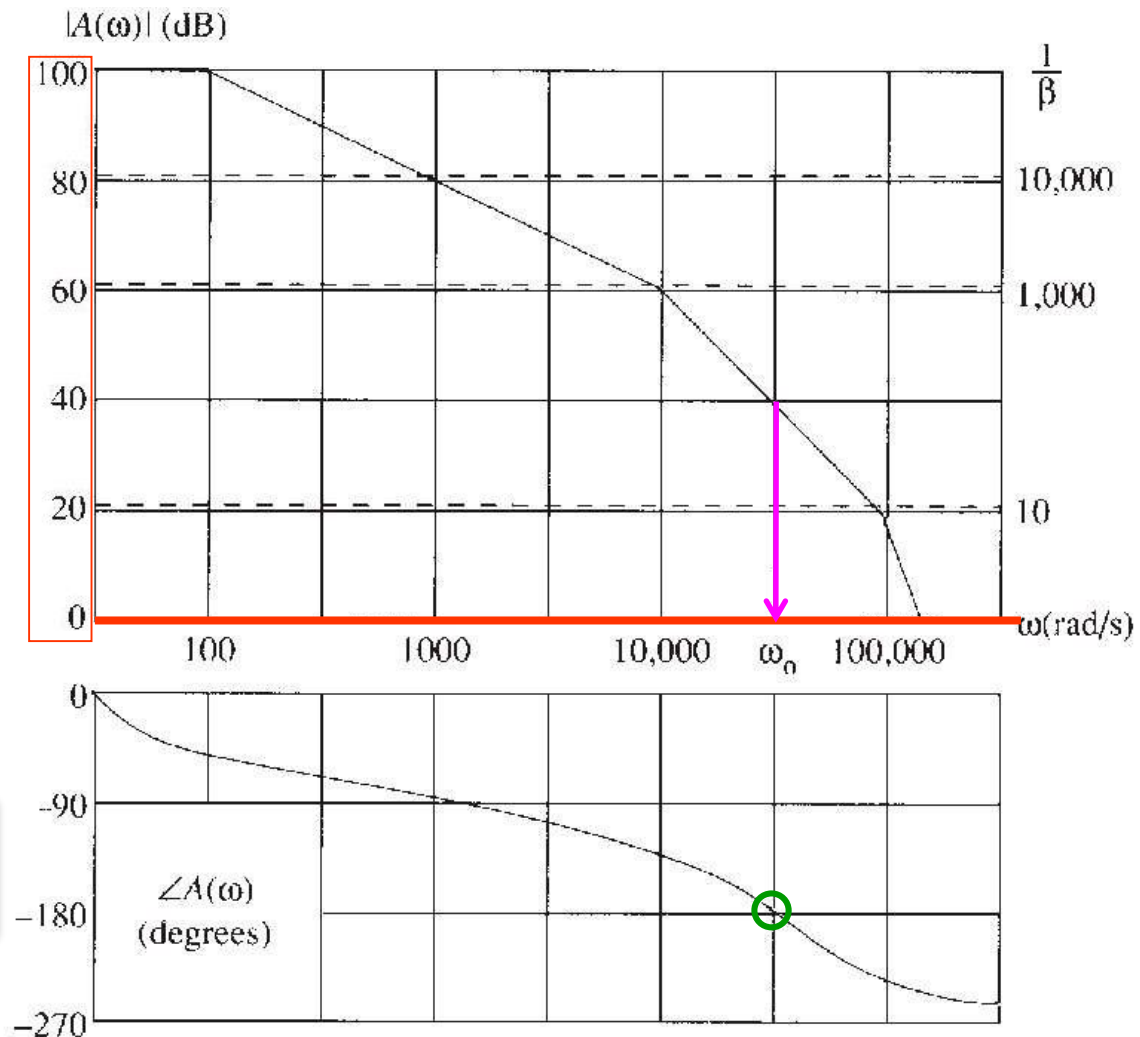


Ejemplo 9.11

$$A_f = 1 \approx \frac{1}{\beta}$$



MG = -40dB
→ ¡Inestable!



Inestabilidad. ¿peor caso para ganancias A_f grandes o pequeñas?



3. Condiciones de estabilidad



- En general, la estabilidad de un amplificador depende de β :

- β = cantidad de realim.

- Amplificador incondicionalmente estable:

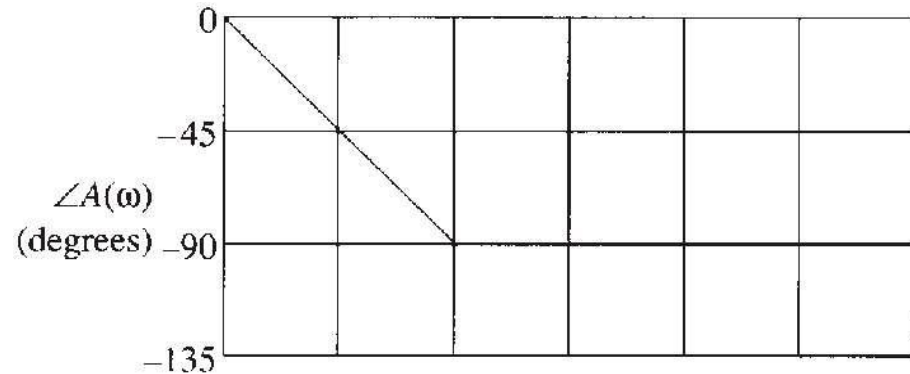
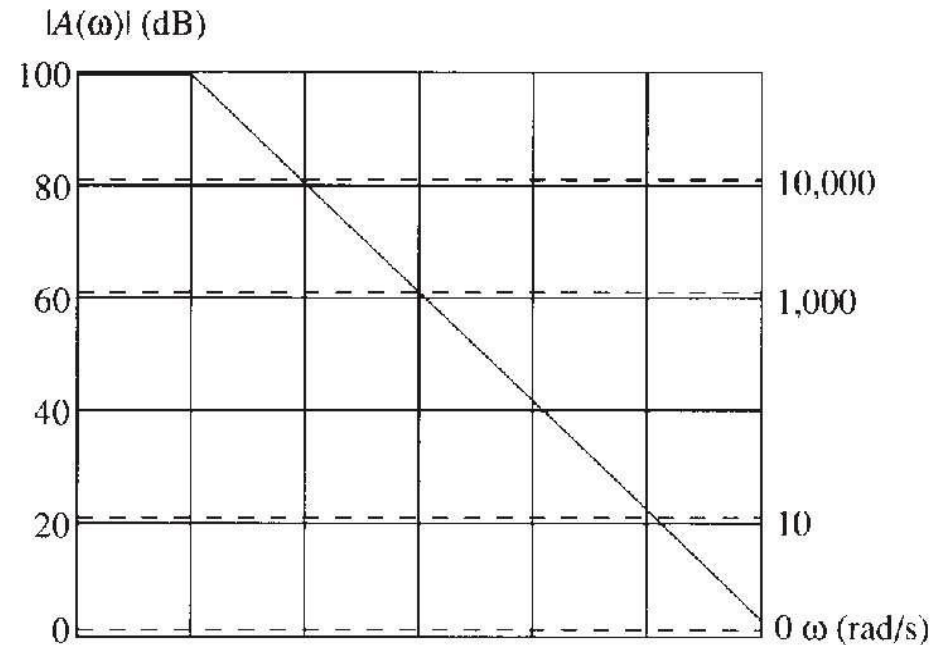
- ¡Para cualquier β !
 - Un único polo dominante
 - ...o al menos hasta $A=0\text{dB}$

- Problema:

- Reducimos el ancho de banda de **A...**

- ...pero sabemos que **A_f** tiene un BW mayor:

si **G** ↓ ↔ **BW** ↑

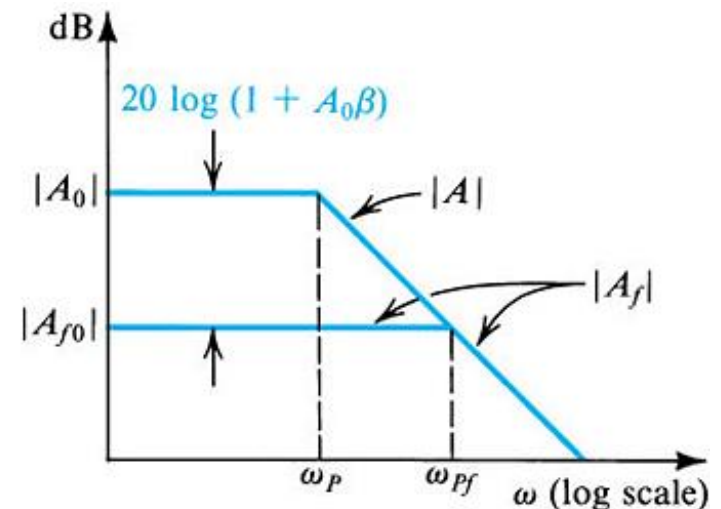
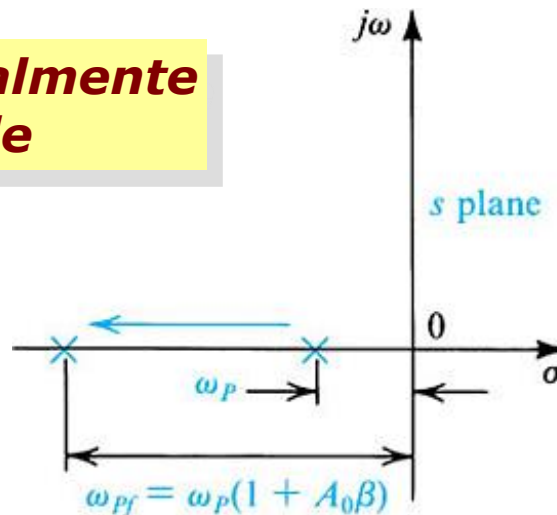




3.1. Condiciones de estabilidad: 1 polo

- ❑ Los polos de $\mathbf{A_f}$ determinan la respuesta del amplificador
 - Si alguno tiene parte real positiva ($\sigma \geq 0$), es inestable
- ❑ Los polos de $\mathbf{A_f}$ dependen de los de $\mathbf{A}$ y de la cantidad de realimentación β
 - Basta estudiar la evolución de los polos de A en función de β
- ❑ Casos tipo: amplificador A de un solo polo...

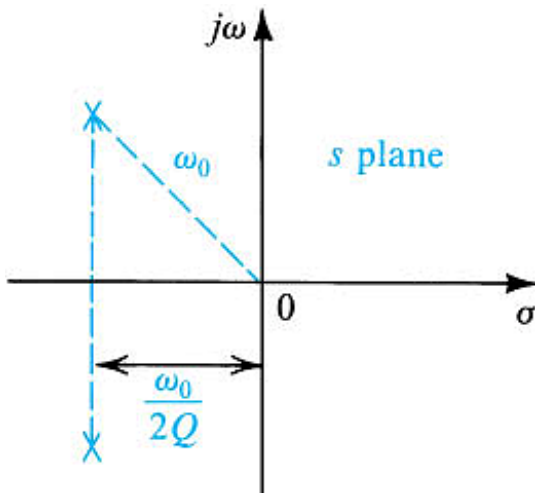
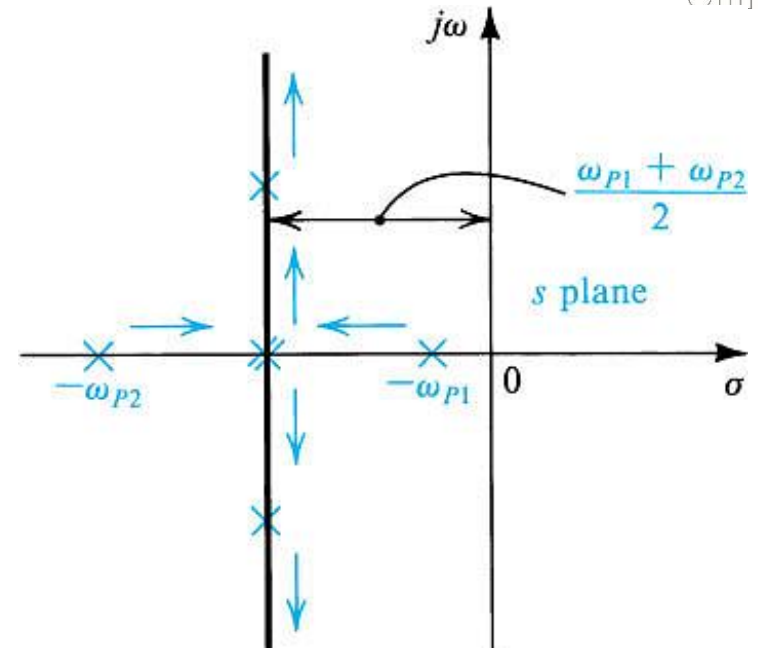
incondicionalmente estable



3.2. Condiciones de estabilidad: 2 polos



- ❑ Amplificador A de dos polos reales
 - Al realimentar, los polos pueden hacerse complejos...
 - ...pero nunca pasan a la "parte derecha" ($\sigma \geq 0$)
- ❑ A_f es siempre estable, pero...
 - ...puede no serlo **suficientemente** si los polos tienen "demasiada" parte compleja



❑ ¿Criterio de **estabilidad**?

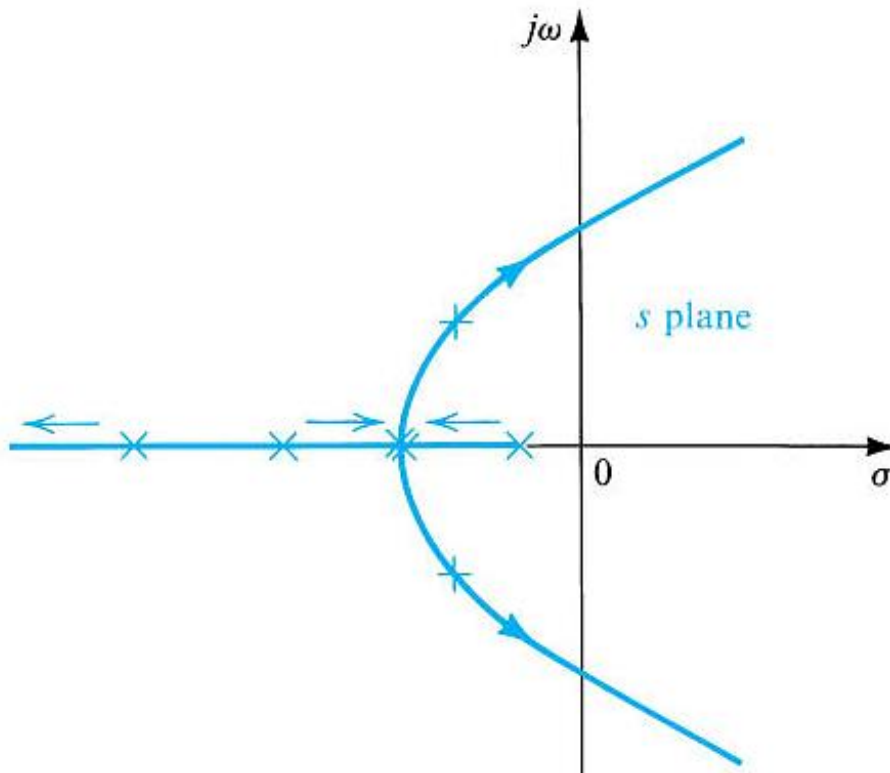
- Respuesta temporal sin sobreimpulsos
- Se corresponde con un **Q** $\approx 0,7...$
- ...o un **Margen de Fase de 45°**



3.3. Condiciones de estabilidad: +3 polos



- ❑ Amplificador A con tres (o más) polos reales
 - Según sube la cantidad de realimentación, β , los polos...
 - *Convergen, pasan a ser complejos e incluso pasan al semiplano derecho*
 - El amplificador A_f podrá ser inestable



Ha de ser objeto de un estudio de su estabilidad en función de β

- Ver anexo: estudio de la estabilidad de un amplificador con Matlab y PSpice



4. Compensación



- ❑ Problema:
 - La ganancia tiene un módulo aún grande cuando su fase se aproxima a los 180° [$\rightarrow$ *MG y MF pequeños o negativos*]
- ❑ Solución conceptual:
 - Hacer que el módulo de $L(\omega)$ sea menor o caiga “*más deprisa*”...
- ❑ ¿Opciones? Por ejemplo, **modificar** la forma de $A(\omega)$:
 - Bajando la ganancia A
 - *Por ejemplo con atenuador resistivo en red A*
 - **Añadiendo un polo dominante** en red A
 - *Ojo que esto implicará cambios adicionales ...*
 - ¿Qué pasa con la fase?...
 - ¿Qué pasa con el ancho de banda?...
 - **Desplazando un polo de la red A** hacia una frecuencia más baja (compensación polo-cero)



4. Compensación



- ❑ Criterio de diseño:
 - Imponiendo un cierto margen de fase
 - Imponiendo un cierto margen de ganancia
- ❑ Dificultad del diseño de una **compensación**
 - Al añadir o desplazar polos (o ceros) la respuesta en frecuencia cambia
 - *Hay que estimar este cambio antes de realizarlo, si es posible...*
- ❑ Ejemplo 1: compensación por **desplazamiento** de polo.
 - Disponemos de un Amp. de ganancia en lazo abierto $A_{mid} = 75dB$
 - *Tres polos, en 10^3 , 10^4 y $5 \cdot 10^4$ Hz.*
 - Ganancia del amplificador realimentado: $A_f = 40dB$
 - Compensar con margen de fase **45°**
 - *Criterio **adecuado** desde el punto de vista de la respuesta temporal*
 - *Fácil de identificar: **fase exacta de 45° en un polo aislado***
 - Técnica usada → **desplazamiento de polo.**



4.1. Ejemplo: desplazamiento de polo (1)



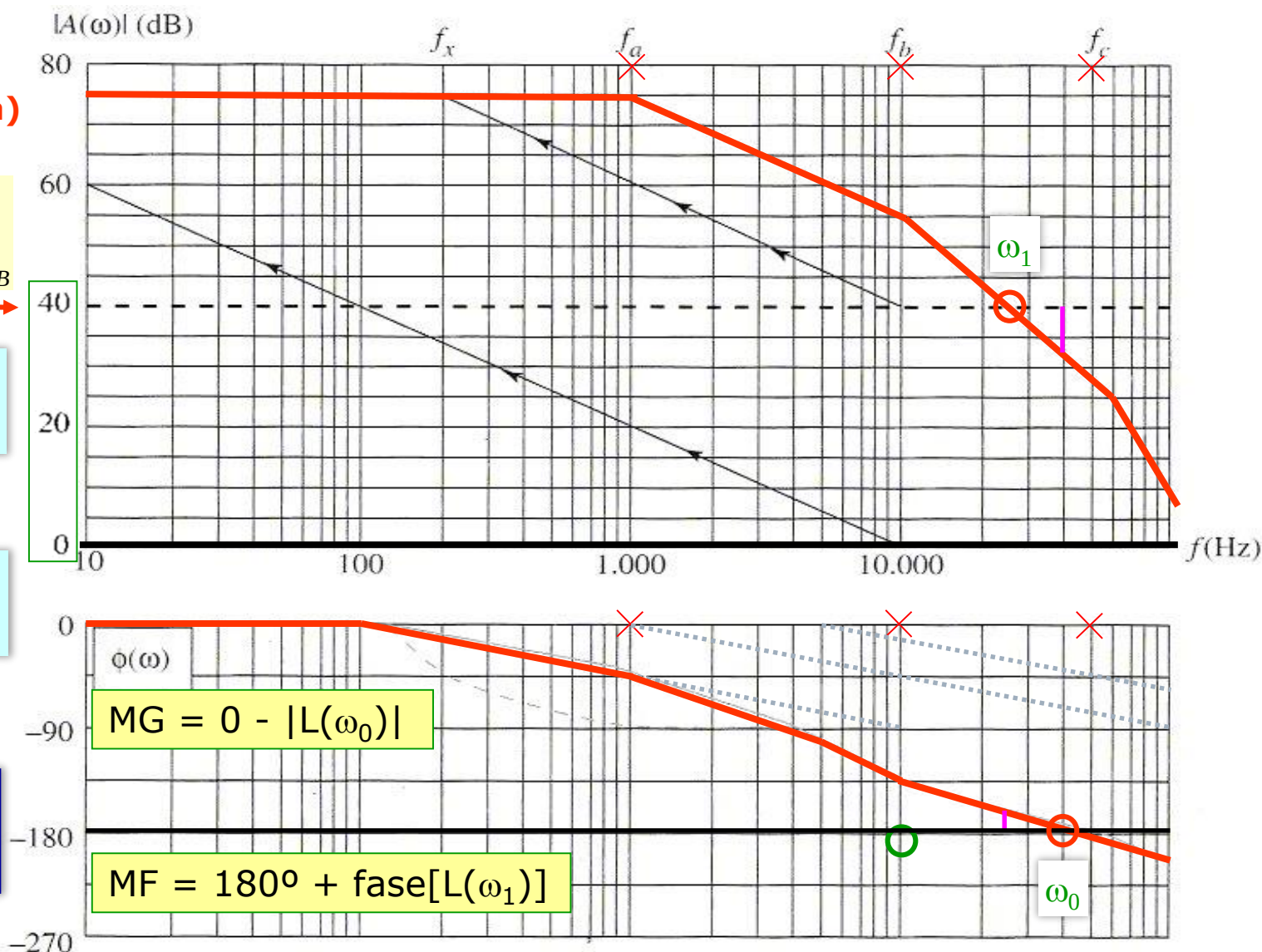
**Respuesta Original
(no compensada)**

$$A_f = 40\text{dB} \approx \frac{1}{\beta} \Big|_{\text{dB}}$$

MG $\approx$ 8dB
Estable...

MF $\approx$ 20°
Insuficiente

Objetivo:
MF = 45°





4.1. Ejemplo: desplazamiento de polo (2)



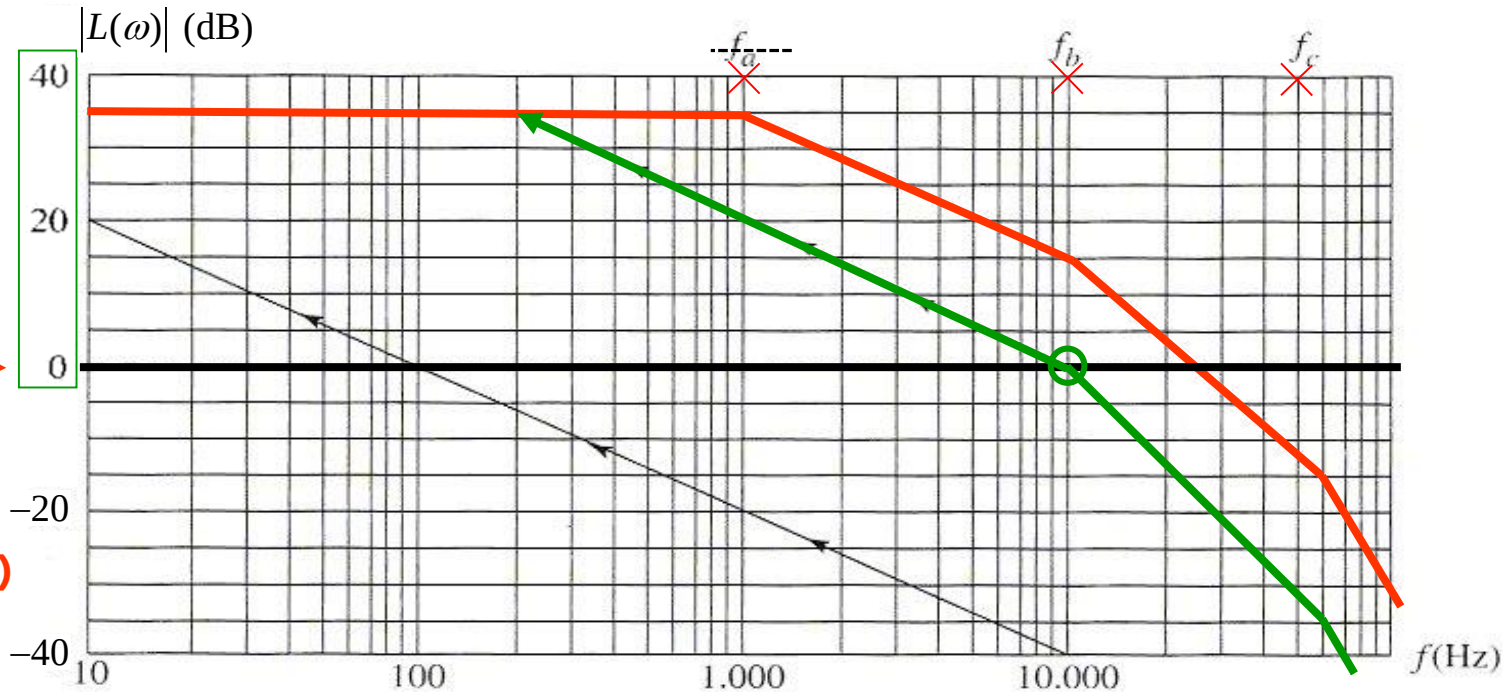
Objetivo:

MF = 45°

$$A_f = 40\text{dB} \approx \frac{1}{\beta} \Big|_{\text{dB}}$$

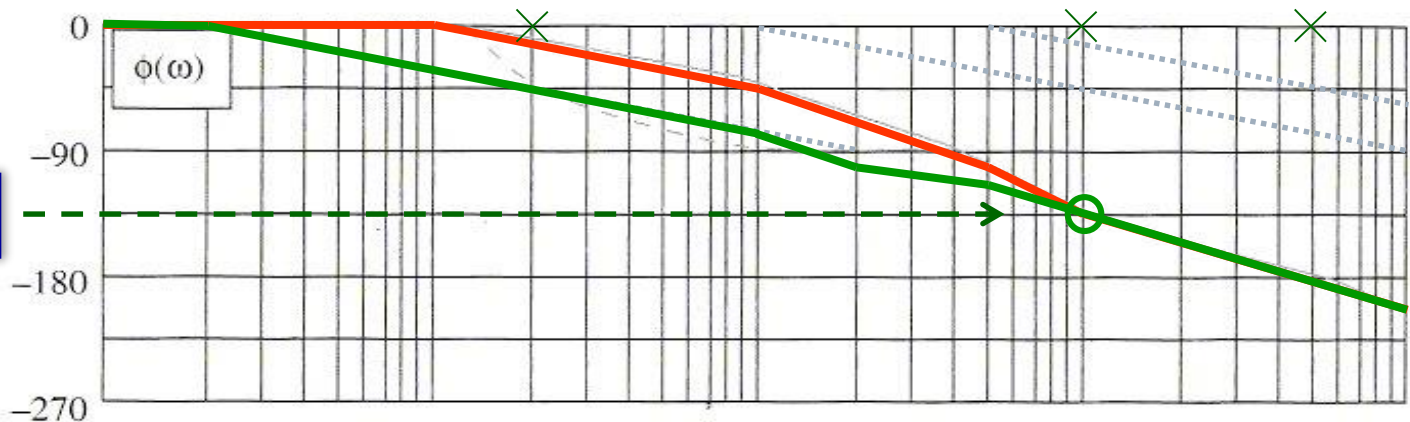


**Respuesta Original
(no compensada)**



Compensada

MF $\approx 45^\circ$





4.1. Ejemplo: desplazamiento de polo (3)



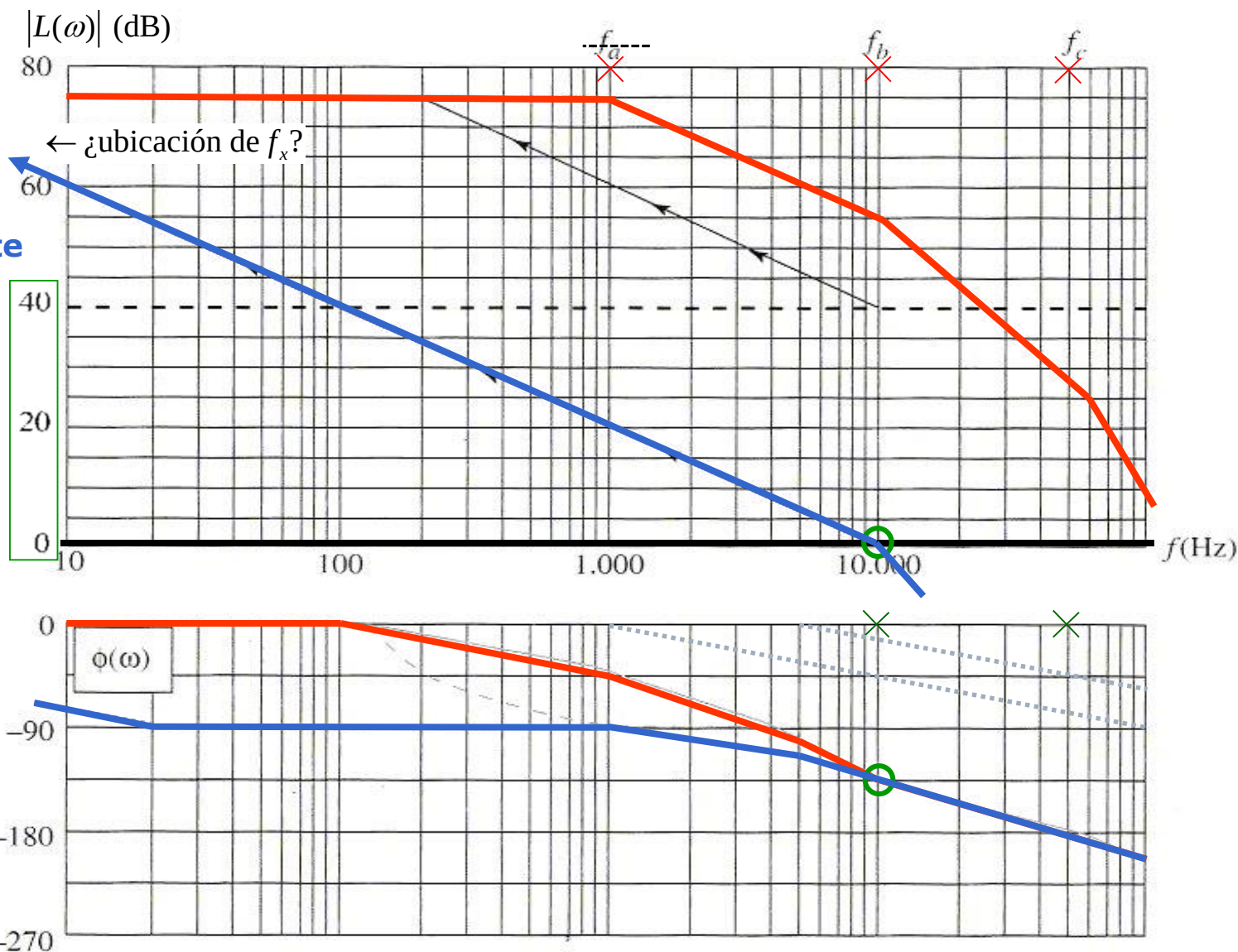
Objetivo:
MF = 45°

Compensada
incondicionalmente

Para cualquier
valor de β .
Peor caso:

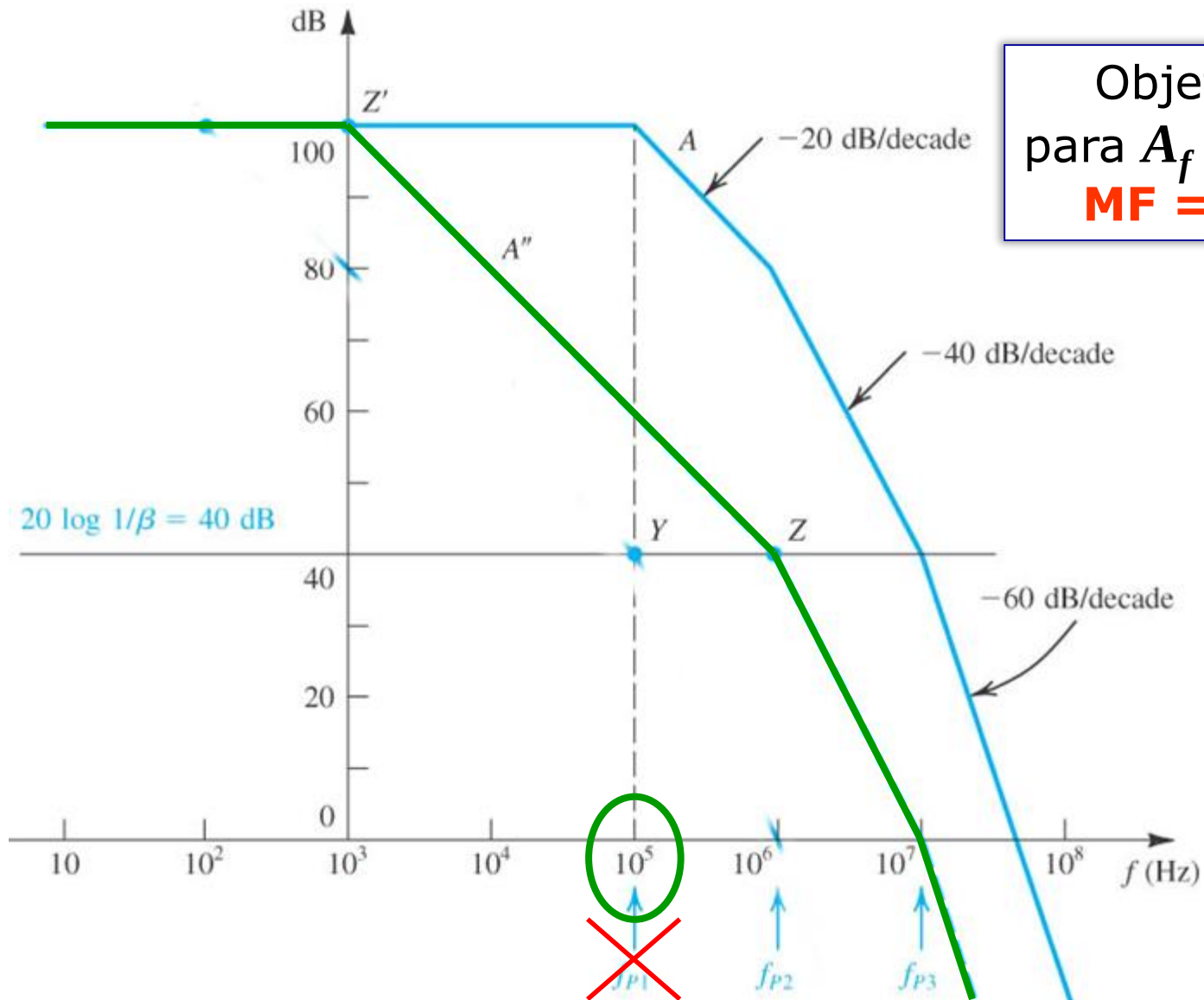
$$\left. \frac{1}{\beta} \right|_{dB} = 0 \Rightarrow \beta = 1$$

$$f_x \approx 1,8\text{Hz}$$





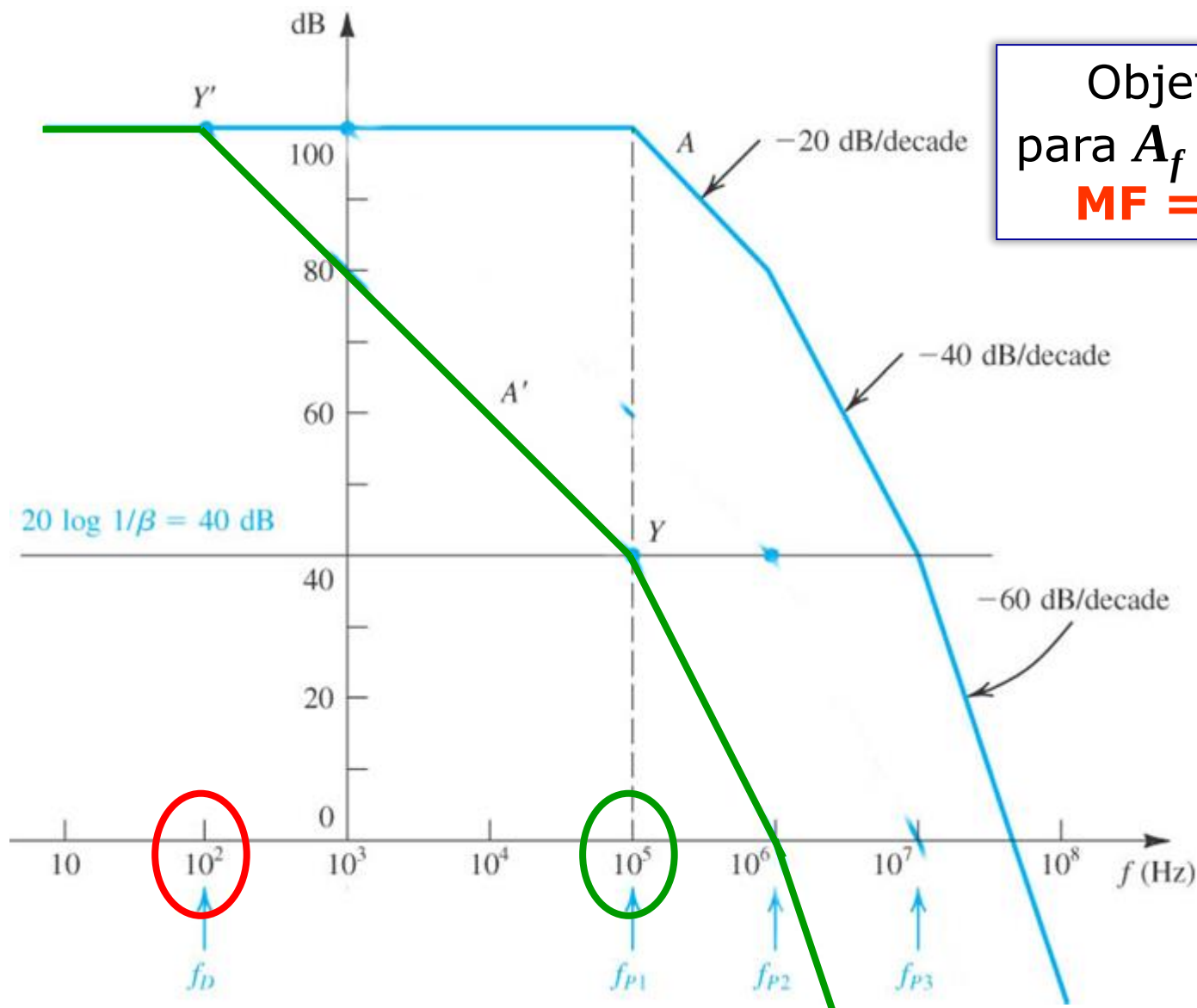
4.1. Ejemplo 2: desplazamiento de polo



Objetivo:
para $A_f = 40$ dB
MF = 45°



4.2. Compensación por adición de polo



Objetivo:
para $A_f = 40 \text{ dB}$
MF = 45°



Ejercicio (1/4)



- ❑ **PROBLEMA 12.-** Un cierto amplificador operacional tiene una $A_o = 80\text{dB}$ y polos en 1, 10 y 200kHz.
- a) Represente en el diagrama de Bode adjunto sus curvas aproximadas de ganancia y fase. ¿Cuál es su producto Ganancia-Ancho de Banda en lazo abierto?
 - b) Con este operacional se construye un amplificador no-inversor. ¿Qué ganancia del mismo correspondería a un margen de fase de cero grados?
 - c) Se pretende construir un amplificador no-inversor con ganancia de 50dB en lazo cerrado. Éste se compensa mediante desplazamiento de polos. ¿A qué frecuencia se debe encontrar el polo desplazado para que el margen de fase sea de 45° ? ¿Qué producto Ganancia-Ancho de Banda se obtiene en este caso?



Ejercicio (2/4)



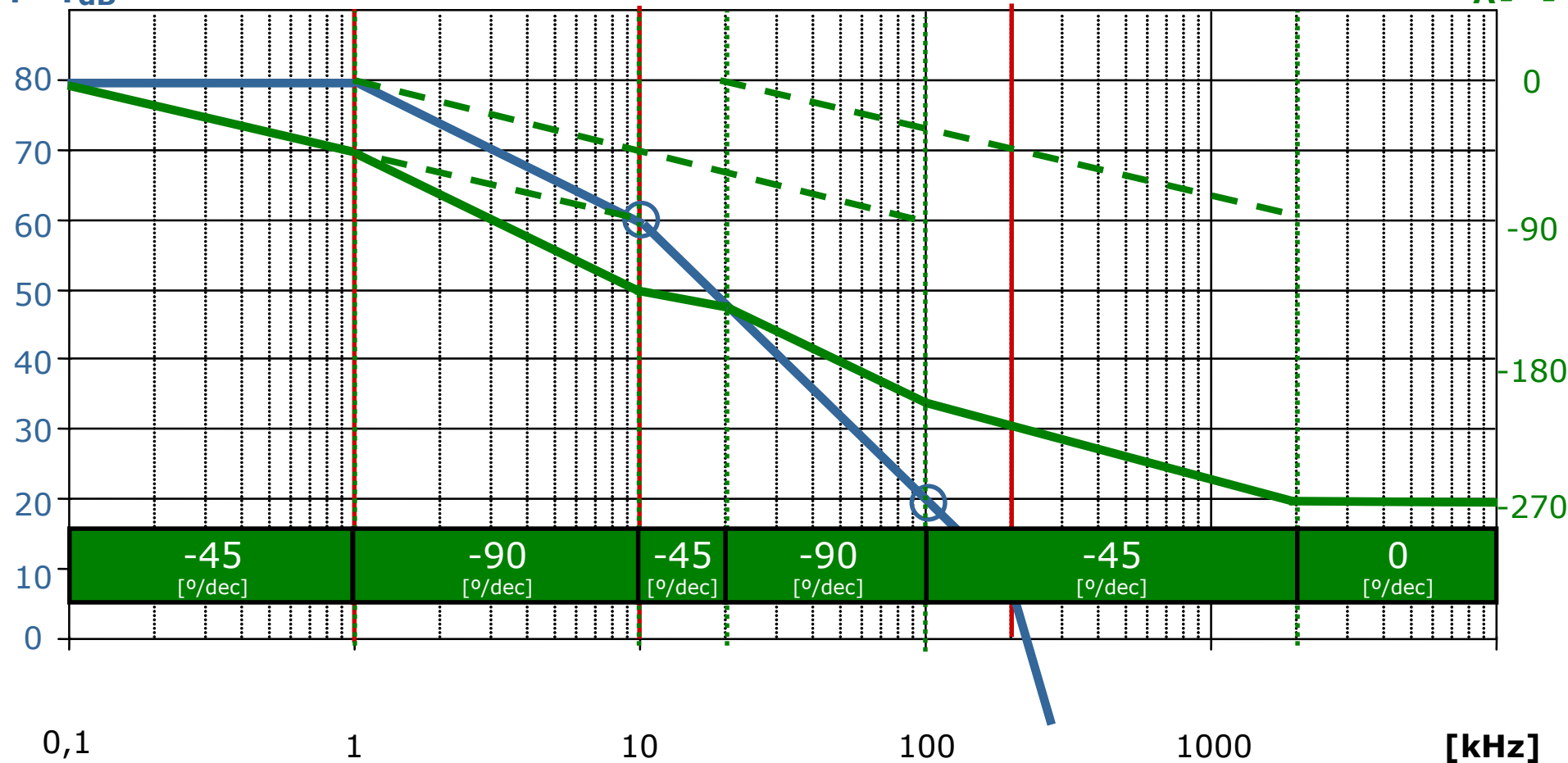
■ a) Representación del diagrama de Bode

$f_a: 1\text{kHz}$ $f_b: 10\text{kHz}$ $f_c: 200\text{kHz}$

$|A_0| = 80\text{dB}$

$|A|_{\text{dB}}$

$\Phi_A [^\circ]$

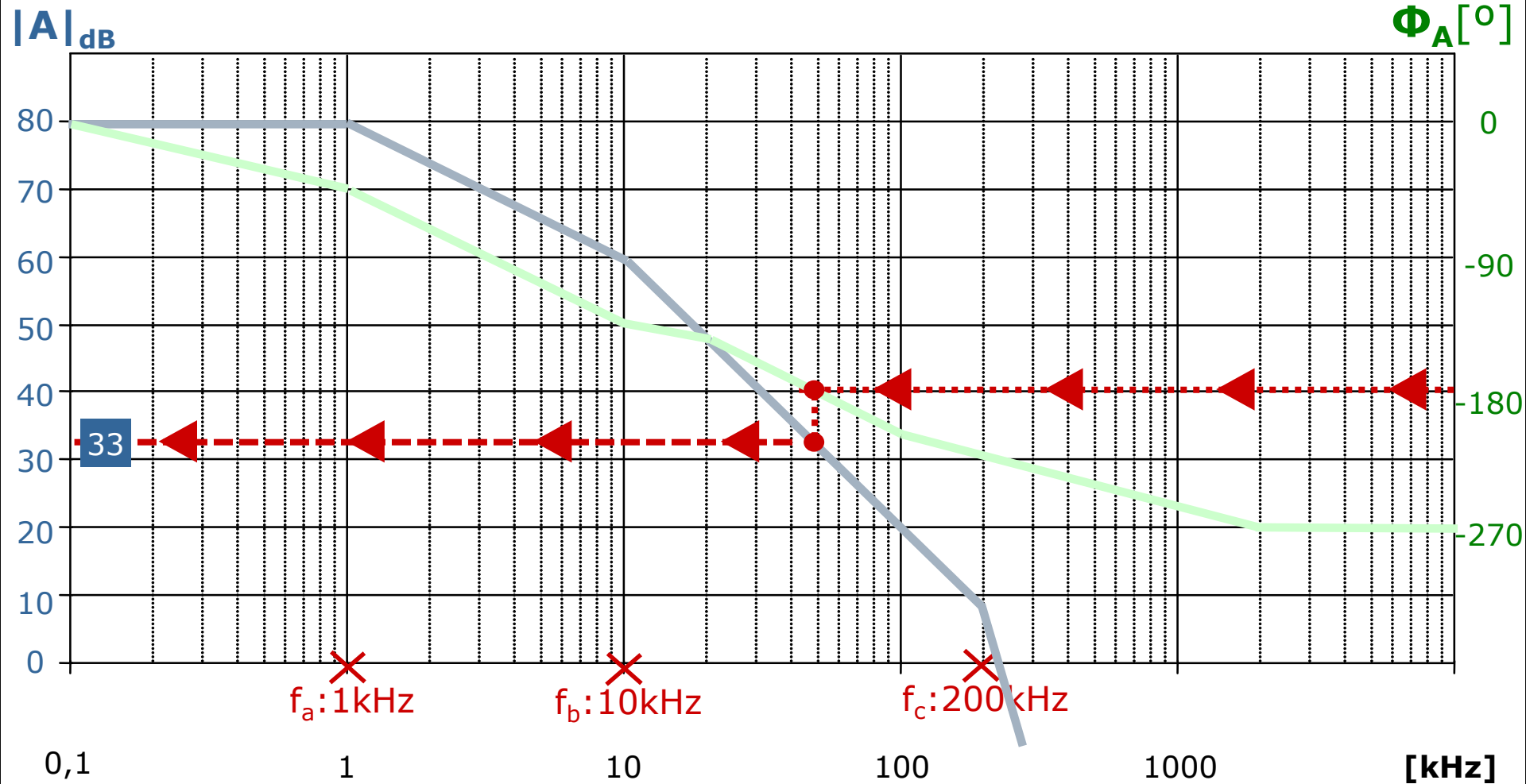




Ejercicio (3/4)



■ b)

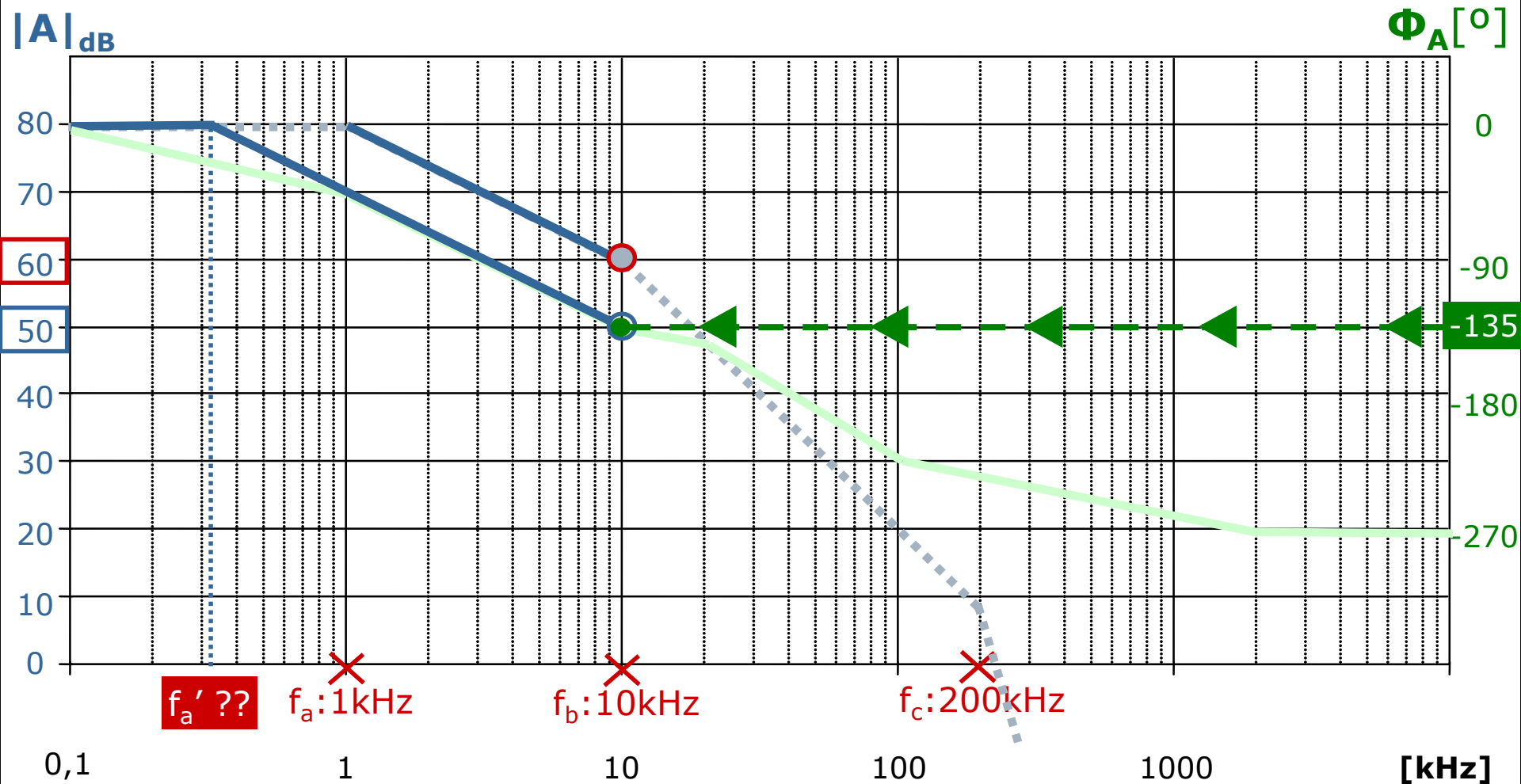




Ejercicio (4/4)



■ c)





4.3. Compensación: ¿por qué es necesaria?

- ❑ Al realimentar mejoramos las propiedades del amplificador
 - Mayor ancho de banda $\leftarrow \omega = 1/\tau \rightarrow$ amplificadores más rápidos
 - Pero corremos el riesgo de tener una respuesta inestable
- ❑ Caso típico: amplificadores contruidos con AO's
 - Desde el punto de vista de la estabilidad $\rightarrow$ dos tipos de AO's,
 - **Compensados:** $\mu A741$, LM311, TL081, ...
 - **Ventajas** $\rightarrow$ muy **fáciles de usar**, son incondicionalmente estables al fabricarse con un polo dominante interno.
 - **Problemas** $\rightarrow$ Menor ancho de banda, más lentos en 't'
 - **No Compensados:** LM301, LMH6624, ...
 - **Ventajas** $\rightarrow$ **mayor ancho de banda**, más **rápidos** en 't'
 - **Problemas** $\rightarrow$ pueden ser inestables, dependiendo de la Ganancia final que queramos poner $\rightarrow$ deben ser compensados por el diseñador
- ❑ Cuestión **clave** $\rightarrow$ **¿cómo compensaremos estos amplificadores?**



4.3. Compensación: ¿Cómo lo hacemos?

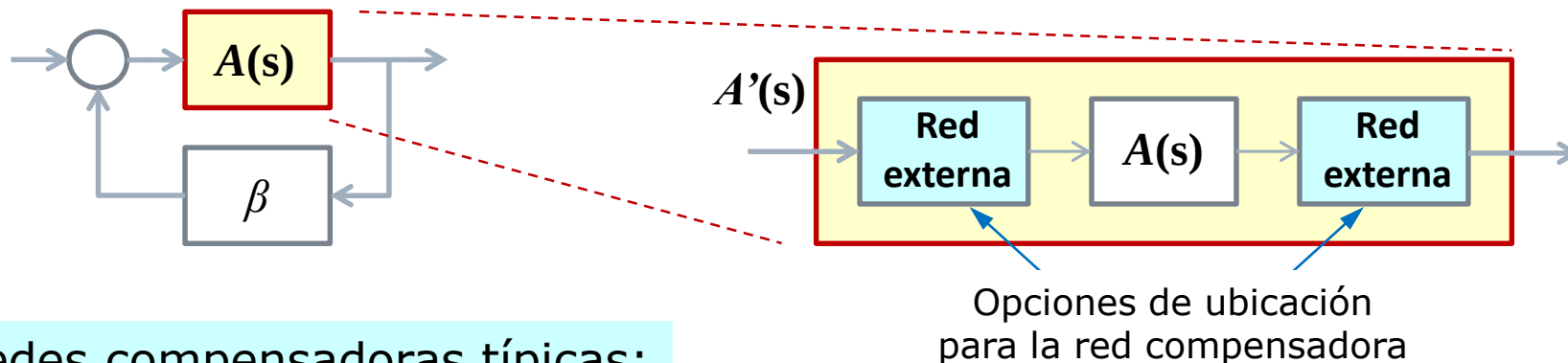


- ❑ Realización práctica de la compensación
 - Mediante técnicas gráficas, estudiando $L(\omega)$ determinamos:
 - Si es necesario, reduciremos la ganancia $A(\omega)$
 - Si la técnica es "adición de polo", dónde hay que meter **un nuevo polo**
 - Si la técnica es "desplazamiento de polo", habría que **mover ese polo**.
 - El proceso, entonces, se reduce a cómo **modificar** los polos presentes en la función $L(\omega)$.
- ❑ Como ajustar y/o modificar la respuesta y/o los polos de $L(\omega)$
 - Si sabemos y/o podemos actuar sobre los elementos físicos, internos o externos (R , C , L ...) que determinan dichos polos...
 - Los podemos modificar y/o ajustar, según su naturaleza (añadiendo C 's en paralelo, cambiando el punto de trabajo, etc.)
 - Si lo anterior no es posible o no es conveniente...
 - Podemos añadir redes externas que nos permitan ajustar la respuesta de la ganancia de lazo $L(\omega)$

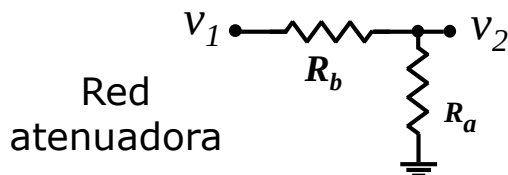


4.3. Compensación con redes externas

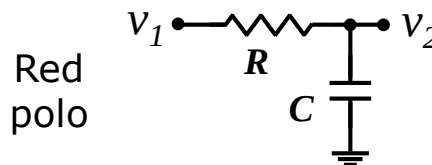
- ❑ Caso general: amplificador $A(s)$ realimentado con β constante
 - Actuaremos modificando A *no-compensado* $\rightarrow A'(s)$ compensado



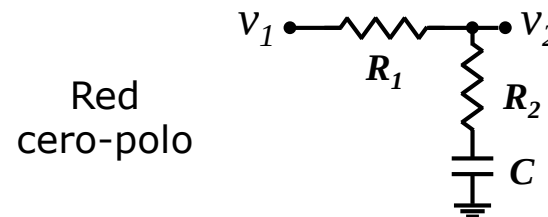
Redes compensadoras típicas:



$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{R_a}{R_a + R_b}$$



$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + s \cdot RC}$$
$$\omega_p = \frac{1}{RC}$$



$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1 + sR_2C}{1 + s(R_1 + R_2)C}$$
$$\omega_z = \frac{1}{R_2C} ; \quad \omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2)C}$$



4.3. Compensación en los AO's

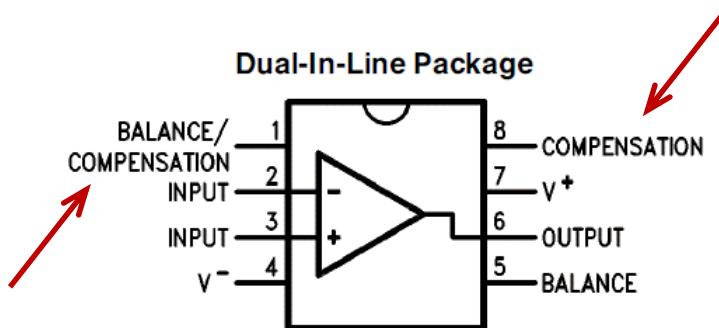


❑ En AO's no compensados, el proceso es más simple: en las *data-sheet* el fabricante indica cómo realizar la compensación

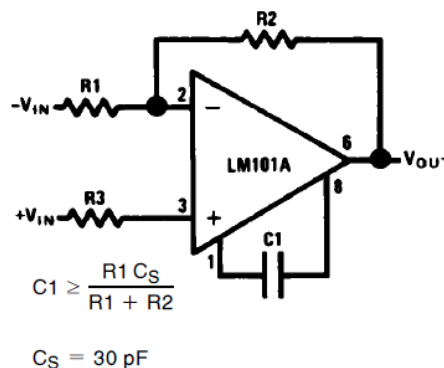
- En la mayoría de los casos, mediante la adición de una capacidad o una red *RC* en terminales específicos del AO para esta función.

❑ Ejemplo:

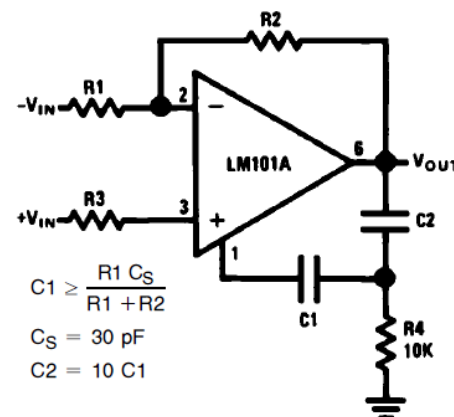
- Compensación del AO tipo **LM301**: en los terminales 1 y/o 8.



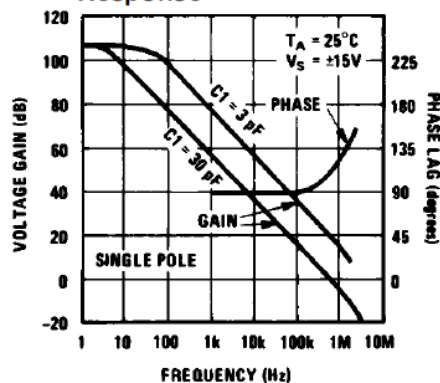
Single Pole Compensation



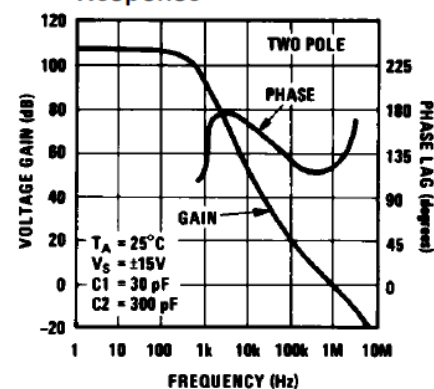
Two Pole Compensation



Open Loop Frequency Response

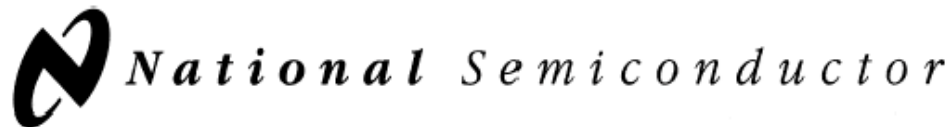


Open Loop Frequency Response





- ❑ Hojas de características:
 - Incondicionalmente estable



August 2000

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range, instead of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

LM741 Operational Amplifier

Apéndice 1: el 741, un AO compensado (2/3)



□ Hojas de características:

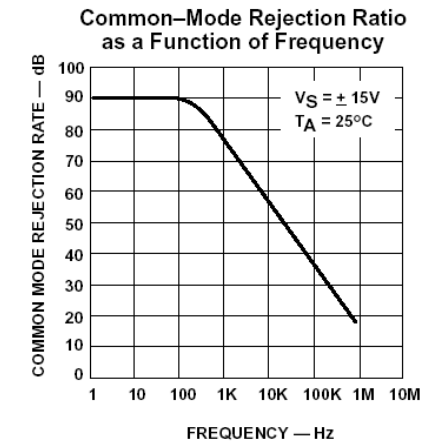
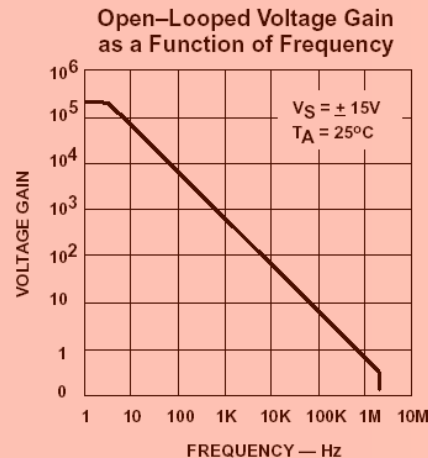
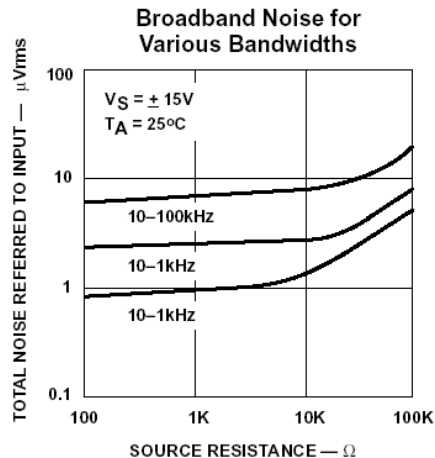
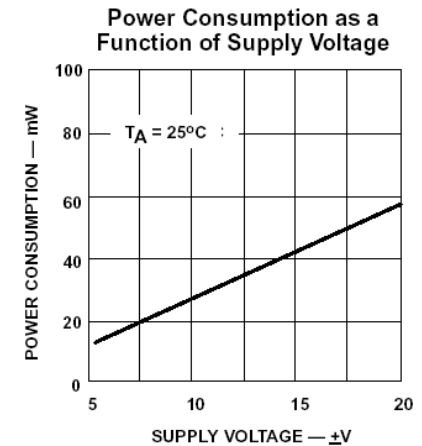
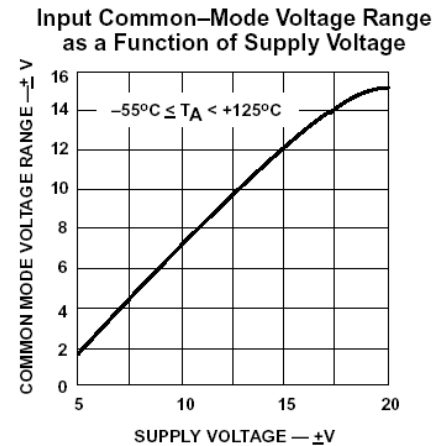
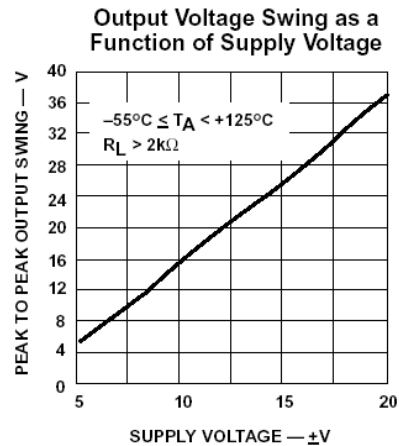
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150							mW mW
	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Apéndice 1: el 741, un AO compensado (3/3)



□ Hojas de características:

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

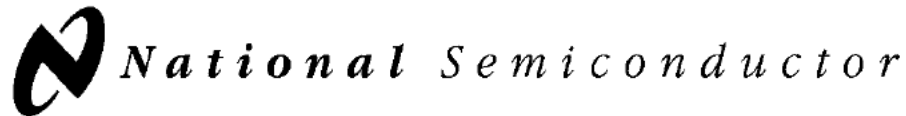




Apéndice 2: LM301. AO no compensado (1/2)



- ❑ Puede ser inestable: compensación → ver en sus *data-sheet*



December 1994

LM101A/LM201A/LM301A Operational Amplifiers

General Description

The LM101A series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. Advanced processing techniques make possible an order of magnitude reduction in input currents, and a redesign of the biasing circuitry reduces the temperature drift of input current. Improved specifications include:

- Offset voltage 3 mV maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Input current 100 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Offset current 20 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Guaranteed drift characteristics
- Offsets guaranteed over entire common mode and supply voltage ranges
- Slew rate of 10V/ μ s as a summing amplifier

~~This amplifier offers many features which make its application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is ex-~~

ceeded, and freedom from oscillations and compensation with a single 30 pF capacitor. It has advantages over internally compensated amplifiers in that the frequency compensation can be tailored to the particular application. For example, in low frequency circuits it can be overcompensated for increased stability margin. Or the compensation can be optimized to give more than a factor of ten improvement in high frequency performance for most applications.

In addition, the device provides better accuracy and lower noise in high impedance circuitry. The low input currents also make it particularly well suited for long interval integrators or timers, sample and hold circuits and low frequency waveform generators. Further, replacing circuits where matched transistor pairs buffer the inputs of conventional IC op amps, it can give lower offset voltage and a drift at a lower cost.

The LM101A is guaranteed over a temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM201A from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM301A from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.



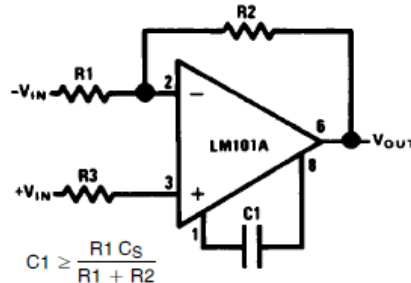
Apéndice 2: LM301. AO no compensado (2/2)



- Con la adecuada compensación, se logra **ajustar** la respuesta a las especificaciones y necesidades de la aplicación
- Observe las diferentes respuestas temporales a una señal cuadrada

Typical Performance Characteristics for Various Compensation Circuits **

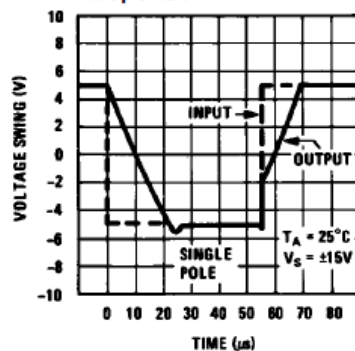
Single Pole Compensation



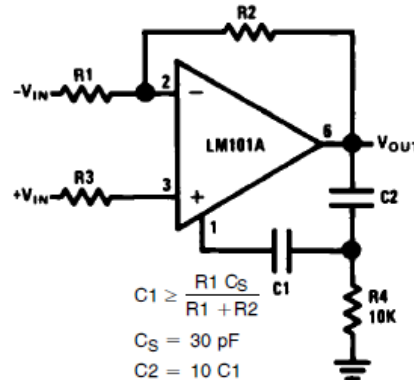
$$C1 \geq \frac{R1 C_S}{R1 + R2}$$

$$C_S = 30 \text{ pF}$$

Voltage Follower Pulse Response



Two Pole Compensation

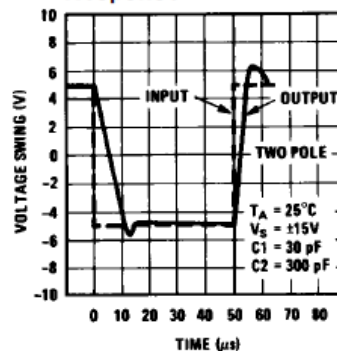


$$C1 \geq \frac{R1 C_S}{R1 + R2}$$

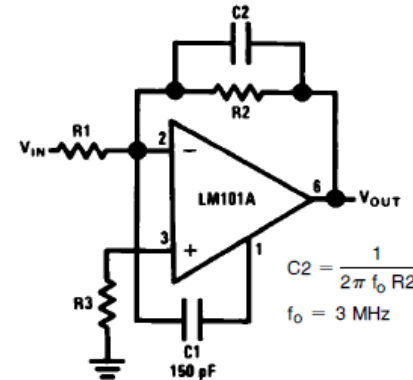
$$C_S = 30 \text{ pF}$$

$$C2 = 10 C1$$

Voltage Follower Pulse Response



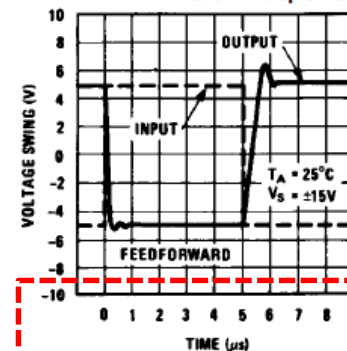
Feedforward Compensation



$$C2 = \frac{1}{2\pi f_o R2}$$

$$f_o = 3 \text{ MHz}$$

Inverter Pulse Response



Apéndice 3: LMH6624, Wideband AO



- Es un amplificador de *Alta Velocidad*, con el que podemos diseñar amplificadores con BW de centenares de MHz

LMH6624 and LMH6626 Single/Dual Ultra Low Noise Wideband Operational Amplifier

1 Features

- $V_S = \pm 6\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $A_V = 20$ (Typical Values Unless Specified)
- Gain Bandwidth (LMH6624) 1.5 GHz
- Input Voltage Noise $0.92\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Input Offset Voltage (limit over temp) $700\text{ }\mu\text{V}$
- Slew Rate $350\text{ V}/\mu\text{s}$
- Slew Rate ($A_V = 10$) $400\text{ V}/\mu\text{s}$
- Supply Voltage Range (Dual Supply) 2.5 V to 6 V
- Supply Voltage Range (Single Supply) 5 V to 12 V
- Improved Replacement for the CLC425 (LMH6624)
- Stable for Closed Loop $|A_V| \geq 10$

2 Applications

- Instrumentation Sense Amplifiers
- Ultrasound Pre-amps
- Magnetic Tape & Disk Pre-amps
- Wide Band Active Filters
- Professional Audio Systems
- Opto-electronics
- Medical Diagnostic Systems

3 Description

The LMH6624 and LMH6626 devices offer wide bandwidth (1.5 GHz for single, 1.3 GHz for dual) with very low input noise ($0.92\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $2.3\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) and ultra-low dc errors ($100\text{ }\mu\text{V}$ V_{OS} , $\pm 0.1\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift) providing very precise operational amplifiers with wide dynamic range. This enables the user to achieve closed-loop gains of greater than 10, in both inverting and non-inverting configurations.

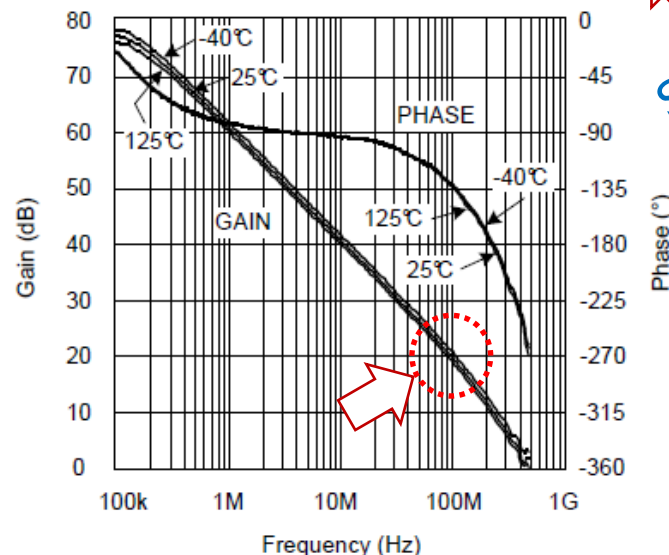


Figure 7. Open Loop Frequency Response



Control de revisiones



- 2016-11-16: versión inicial.