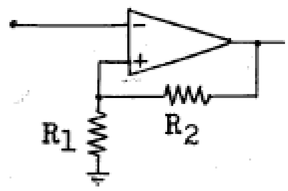
ESTABILIDAD DE AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

PROBLEMAS RESUELTOS

1) Estudiar la estabilidad de un comparador con histéresis



Solución:

Si se analiza el comparador con histéresis como un amplificador realimentado se tiene

$$a = -a_d \quad , \qquad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad .$$

El amplificador operacional puede considerarse aproximadamente como un amplificador de primer orden:

$$a_d = \frac{a_o}{1 + Ts} \quad ,$$

por lo cual la ganancia con realimentación es

$$A = \frac{a}{1 + a\beta} = \frac{-a_o}{1 - a_o\beta + Ts} = \frac{\dfrac{-a_o}{1 - a_o\beta}}{1 + \dfrac{T}{1 - a_o\beta}s} \quad .$$

Resulta así que si

$$a_o\beta > 1 \quad ,$$

es decir si

$$R_2 < (a_o - 1)R_1 \quad ,$$

el amplificador será inestable con una respuesta exponencial creciente del tipo

$$K\, e^{\frac{a_o\beta - 1}{T}t} \quad ,$$

donde K depende del valor inicial. De modo que el circuito tiende espontáneamente a saturarse en uno u otro sentido. Esta condición se cumple casi siempre, por la gran disparidad necesaria entre las resistencias para que no se cumpla. No obstante, si el circuito es estable, tendrá mayor ganancia y menor ancho de banda que el amplificador sin realimentar.

2) Un amplificador tiene 3 polos correspondientes a las frecuencias 1 MHz, 2 MHz, y 10 MHz, y ganancia ajustable entre 0 y 1000 con un potenciómetro. Se desea realimentarlo para tener ganancia en continua 20 y polos con igual parte real, estando los polos complejos a 45° del eje real negativo.

Solución:

A fin de normalizar las unidades, trabajaremos con la variable $u = s/2\pi 10^6$. La ganancia del amplificador básico es:

$$a = \frac{a_o}{(1 + u)(1 + u/2)(1 + u/10)} = \frac{a_o}{1 + 1{,}6u + 0{,}65u^2 + 0{,}05u^3} .$$

Como los polos resultantes están sujetos a dos condiciones (igual parte real y 45º), será necesario disponer de dos grados de libertad en la realimentación, por lo tanto

$$\beta = \beta_o\,(1 + Ts) = \beta_o\,(1 + Du) \quad ,$$

donde $D = 2\pi 10^6 T$. Al realimentar se tiene

$$A = \frac{a_o}{1 + a_o\beta_o + (1{,}6 + a_o\beta_o D)u + 0{,}65u^2 + 0{,}05u^3} .$$

Deberemos hallar a_o , β_o , y D para satisfacer las condiciones deseadas. Para ello determinaremos la ubicación requerida de los polos. Estos deberán ser de la forma

$$u_1 = r$$
$$u_2 = r(1 + j)$$
$$u_3 = r(1 - j)$$

Como la realimentación no afecta los coeficientes superiores, la suma de los polos no cambia, por lo cual

$$r + r(1 + j) + r(1 - j) = 3r = -1 - 2 - 10 \quad ,$$

resultando

$$r = -4{,}33 \quad .$$

El denominador de A debe coincidir con el polinomio cuyos ceros son u_1 , u_2 , y u_3 , y su coeficiente superior es igual al de A. Este polinomio es

$$0{,}05(u - r)(u - r - jr)(u - r + jr) = 0{,}05(-2r^3 + 4r^2u + 3ru^2 + u^3) =$$

$$= 8{,}137 + 3{,}755u + 0{,}65u^2 + 0{,}05u^3 \quad .$$

Igualando coeficientes se obtiene

$$1 + a_o\beta_o = 8{,}137$$
$$1{,}6 + a_o\beta_o D = 3{,}755 \quad .$$

Por otra parte, como la ganancia en continua debe ser 20 resulta

$$\frac{a_o}{1 + a_o\beta_o} = 20 \quad .$$

Resolviendo estas 3 ecuaciones se obtiene

$$a_o = 162,7$$
$$\beta_o = 0,04385$$
$$D = 0,3019$$

De la última,

$$T = 0,048\ \mu seg \quad .$$

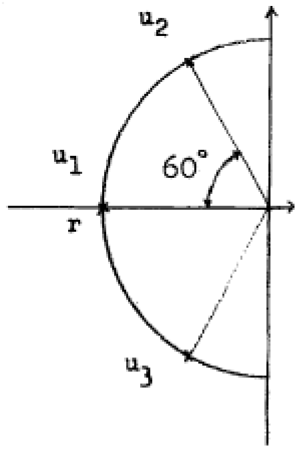
---

3) Realimentar el amplificador del problema anterior para tener ganancia en continua 20 y respuesta máximamente plana.

Solución:

La respuesta máximamente plana se obtiene, para un orden dado, con el correspondiente polinomio de Butterworth. Para orden 3 corresponde a polos sobre una semicircunferencia, de modo que los polos complejos estén a 60º con el eje real negativo. Los polos serán, entonces:

$$u_1 = r$$
$$u_2 = r(\cos 60° + j\mathrm{sen} 60°)$$
$$u_3 = r(\cos 60° - j\mathrm{sen} 60°)$$



Para lograr esto se requieren 2 grados de libertad, por lo cual nuevamente se debe realimentar con un cero. Los coeficientes superiores no se alteran, por consiguiente

$$r(1 + 2\cos 60°) = 2r = -1 - 2 - 10 \ ,$$

de donde

$$r = -6,5 \quad .$$

Nuevamente construimos el polinomio con estos ceros y coeficiente superior coincidente con el del denominador de A, que resulta

$$0,05(-r^3 + 2r^2u - 2ru^2 + u^3) = 13,73 + 4,225u + 0,65u^2 + 0,05u^3 \quad .$$

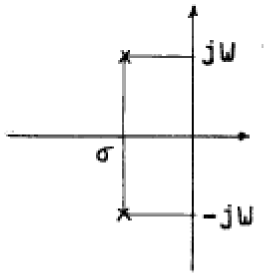
Con el mismo procedimiento anterior, se obtiene

$$a_o = 274,6$$
$$\beta_o = 0,04635$$
$$T = 0,0328\ \mu seg \quad .$$

4) Se requiere realimentar el amplificador del problema 2) para obtener ganancia 20, y compensarlo de modo que los transitorios sean de frecuencia no menor que 5 MHz y se extingan en 0,2 μseg

---

Solución: Las características dinámicas de los transitorios dependen de la ubicación de los polos en el plano complejo. Dado un par de polos complejos



$$\sigma \pm jW \quad ,$$

los transitorios serán de la forma

$$K\, e^{\sigma t} \operatorname{sen}(Wt + \phi)$$

y dado un polo real σ , los transitorios serán

$$K\, e^{\sigma t} \quad .$$

De modo que la rapidez de extinción depende de la parte real de los polos y la frecuencia de la parte imaginaria. Empleando la variable $u = s/2\pi 10^6$ resulta

$$|\operatorname{Im} u_{2,3}| \geqslant 5 \qquad (1)$$

Con respecto a la extinción, podemos considerar que se produce cuando el transitorio se reduce al 1% de su valor en $t = 0$ (este criterio no es el único posible, dependiendo de la aplicación específica). Entonces, debe ser

$$e^{\sigma\, 0,2 \mu\mathrm{seg}} \leqslant 0,01$$

de donde

$$\sigma \leqslant -23,03 \cdot 10^6 \quad ,$$

o, en la variable u,

$$\operatorname{Re} u \leqslant -3,665 \quad . \qquad (2)$$

Dado que la suma de los polos debe coincidir con la suma de los polos originales, debe ser

$$\operatorname{Re} u_1 + 2\operatorname{Re} u_{2,3} = -1 - 2 - 10 \quad . \qquad (3)$$

La desigualdad (2) debe cumplirse para los 3 polos. En realidad conviene tomar un margen de seguridad por posibles dispersiones. Puede adoptarse

$$\operatorname{Re} u_1 = -4$$

de donde

$$\operatorname{Re} u_{2,3} = -4,5 \quad .$$

Asimismo, elegimos

$$|\operatorname{Im} u_{2,3}| = 6 \quad .$$

Entonces el denominador es de la forma

$$0,05(u + 4)(u + 4,5 + j6)(u + 4,5 - j6) =$$
$$= 11,25 + 4,6125u + 0,65u^2 + 0,05u^3 \quad .$$

Procediendo como anteriormente se obtiene

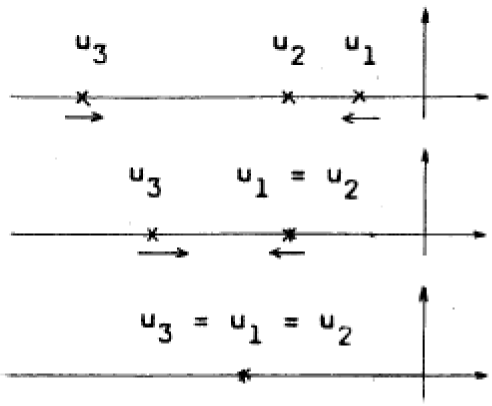
$a_o = 225$ $\qquad \beta_o = 0,0455$ $\qquad T = 0,0468\ \mu$seg.

5) Se desea realimentar el amplificador del problema 2) para tener ganancia en continua 20, transitorios no oscilantes, y el máximo ancho de banda posible.

Solución:

Dado que los transitorios no deben ser oscilantes, los polos serán reales. Para hallar la ubicación de los polos que hace máximo el ancho de banda emplearemos un enfoque intuitivo. Como anteriormente, trabajaremos con la variable $u = s/2\pi 10^6$.

Si consideramos 3 polos reales u_1, u_2, u_3, el ancho de banda dependerá del polo más próximo al origen, u_1, por lo tanto el ancho de banda aumentará si se desplaza u_1 hacia la izquierda. Si, por ejemplo, u_2 se mantiene fijo, u_3 se desplazará hacia la derecha (pues por el tipo de realimentación que estamos utilizando el centro de masas se conserva). En cierto momento se será $u_1 = u_2$ o bien $u_3 = u_2$. Supongamos, como en este caso, que $u_1 = u_2$. Si $|u_1|$ sigue aumentando el ancho de banda quedará limitado por u_2, por lo tanto convendrá a partir de entonces mover simultáneamente u_1 y u_2 hacia la izquierda. Mientras tanto, u_3 continuará avanzando hacia la derecha (ahora más rápidamente). El máximo ancho de banda se logrará cuando $u_1 = u_2 = u_3$, ya que un ulterior aumento de $|u_1|$ y $|u_2|$ ocasionará una reducción de $|u_3|$ y por lo tanto del ancho de banda.



Como la suma de polos debe ser igual a la original, resulta

$$u_1 = u_2 = u_3 = -\ 13/3 = -\ 4,33\ .$$

El denominador será entonces, igualando el coeficiente de u^3 con el del denominador original:

$$4,068 + 2,817u + 0,65u^2 + 0,05u^3.$$

Igualando coeficientes con la forma realimentada, y resolviendo, se obtiene:

$$a_o = 81,37$$
$$\beta_o = 0,0377$$
$$T = 0,0631\ \mu seg\ .$$

6) Realimentar el amplificador de los problemas anteriores para tener ganancia en continua 20, una insensibilizadión de por lo menos 15 veces, y polos a 60° o menos.

Solución:

Dado que la insensibilización puede expresarse como

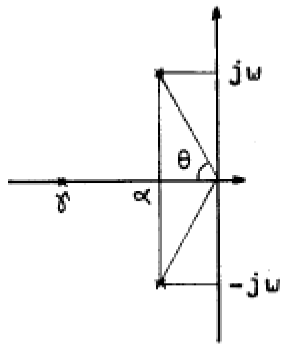
$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{1 + a_o \beta_o} \frac{\Delta a}{a}\ ,$$

será suficiente con que

$$1 + a_o\beta_o = 15$$

Nos proponemos obtener polos a 60^o. Puede utilizarse en este caso la tabla que vincula las raíces con los coeficientes para la ecuación

$$b_0 + b_1u + b_2u^2 + b_3u^3 = 0 \quad .$$



Para un ángulo de 60^o se tiene:

$$-4\alpha^2\gamma b_3 = b_0$$

$$-\gamma - 2\alpha = b_2/b_3$$

$$\alpha = -b_1/2b_2 \quad .$$

Teniendo en cuenta que

$$b_0 = 1 + a_o\beta_o \quad ,$$

resulta la siguiente ecuación cúbica:

$$0,4\alpha^3 + 2,6\alpha^2 - 15 = 0 \quad ,$$

cuyas raíces son:

$$\alpha_1 = 2,089$$

$$\alpha_2 = -3,589$$

$$\alpha_3 = -5$$

La primera se descarta por corresponder a un sistema inestable. Las otras dos proporcionan

$$\gamma_2 = -5,821 \qquad b_{12} = 4,666$$

$$\gamma_3 = -3 \qquad b_{13} = 6,5 \quad .$$

La segunda solución proporciona un ancho de banda mayor que la tercera, por lo tanto la elegimos. Resulta entonces

$$\alpha = -3,589$$

$$\gamma = -5,821$$

$$b_1 = 4,666 = 1,6 + a_o\beta_o\mathrm{T}$$

$$b_0 = 15 = 1 + a_o\beta_o$$

$$A_o = 20 = a_o/(1 + a_o\beta_o) \quad ;$$

de donde

$$a_o = 300$$

$$\beta_o = 0,0467$$

$$\mathrm{T} = 0,0349 \ \mu seg \quad .$$

7) Se requiere realimentar el amplificador del problema 2) para tener ganancia. 20.
a) Compensar por polo dominante optimizando la compensación para la realimentación que se va a emplear.
b) Compensar por polo dominante bajo la condición de que el amplificador debe ser estable aún con realimentacíon unitaria.

Solución:
Dado que β_o es casi independiente del valor de a_o que se elija, pues

$$\beta_o \cong 1/A_o \quad ,$$

cuanto mayor sea a_o mayor será $a_o\beta_o$ y por lo tanto mayores los beneficios de la realimentación, tales como la insensibilización de los parámetros o la linealización. Por lo tanto adoptamos

$$a_o = 1000 \quad .$$

Entonces, para obtener ganancia realimentada $A_o = 20$ deberá ser

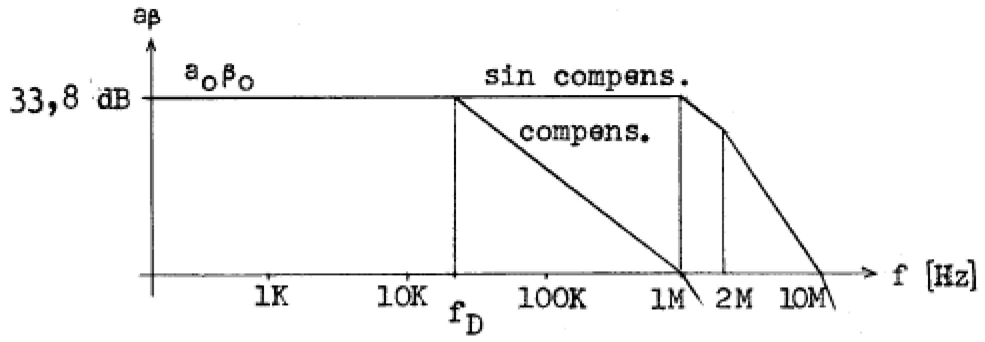
$$a_o\beta_o = \frac{a_o}{A_o} - 1 = 49 \qquad (33,8 \text{ dB}) \ .$$

El polo dominante deberá ubicarse a una frecuencia f_D tal que a la frecuencia del primer polo la ganancia de lazo $a\beta$ sea 1. Como sobre la asíntota del polo dominante el producto ganancia por frecuencia es constante, debe ser

$$a_o\beta_o f_D = 1 \cdot f_1$$

donde f_1 es la frecuencia del primer polo original.

a) En el primer caso, como se indica en la figura, empleamos el valor de $a_o\beta_o$ calculado.



De la ecuación anterior resulta

$$f_D = \frac{1}{49} \text{ MHz} = 20,4 \text{ KHz} \quad .$$

El producto ganancia por ancho de banda del amplificador resultante es

$$GB = 1000 \cdot 20,4 \text{ KHz} = 20,4 \text{ MHz} \quad .$$

Es interesante comparar este valor con el producto ganancia por ancho de banda del amplificador original (sin compensar)

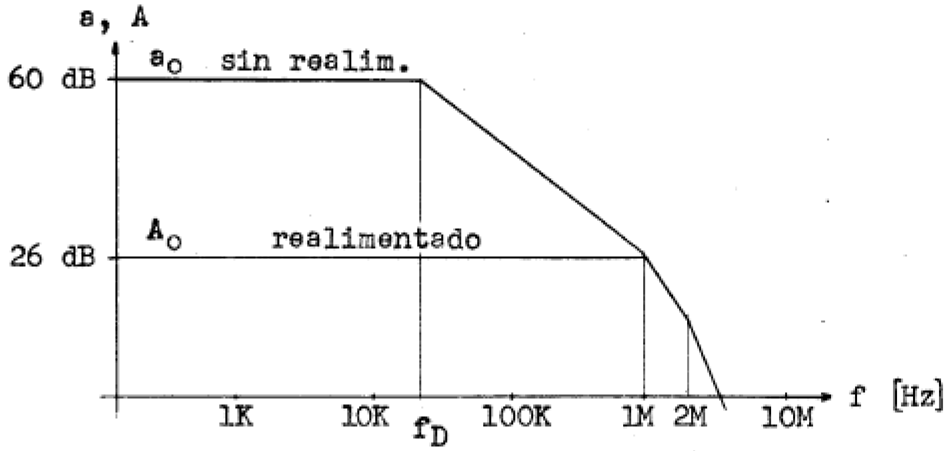
$$GB_{\text{sin compens.}} = 1000 \cdot 1 \text{ MHz} = 1000 \text{ MHz}$$

El ancho de banda B al realimentar el amplificador compensado se obtiene de

$$20 \cdot B \cong 20{,}4 \text{ MHz}$$

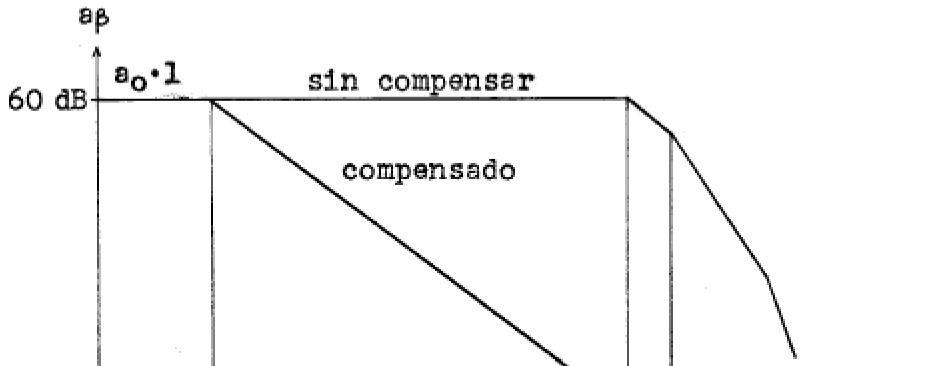
$$B \cong 1 \text{ MHz}$$

El resultado es sólo aproximado ya que la frecuencia de corte es



timada está superpuesta prácticamente con el polo de 1 MHz original, que por lo tanto influye bastante.

b) La única diferencia consiste en que si bien la realimentación se hará con $\beta_o = 0{,}049$ (el mismo valor anterior), la compensa



ción se hará como si la realimentación fuera $\beta_o = 1$, ya que la compensación debe calcularse para la máxima realimentación posible, ya que ese es el caso más comprometido desde el punto de vista de la estabilidad. Por consiguiente, para la realimentación que efectivamente se utilizará se tendrá una sobrecompensación cuyas consecuencias se analizarán luego.

Entonces

$$a_o \cdot 1 \cdot f_D = 1 \cdot f_1$$

$$f_D = \frac{1}{1000}\ \text{MHz} = 1\ \text{KHz} \quad .$$

El producto ganancia por ancho de banda del amplificador resultante será

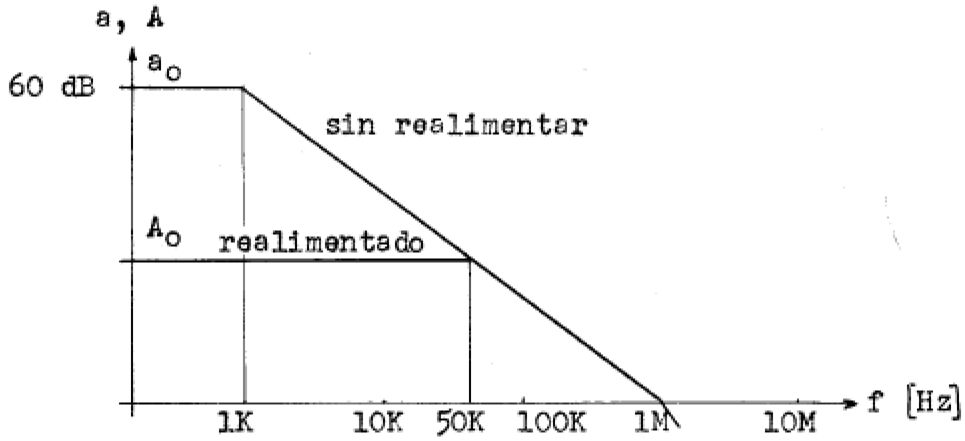
$$GB = 1000 \cdot 1\ \text{KHz} = 1\ \text{MHz} \quad .$$

El ancho de banda B al realimentar el amplificador sobrecompensado

$$20 \cdot B = 1\ \text{MHz}$$

$$B = 50\ \text{KHz} \quad .$$

En este caso la aproximación es mucho mejor, pues en las proximi



dades del corte el polo f_1 prácticamente no influye.

<u>Comentarios</u>: i) La sobrecompensación reduce el producto ganancia por ancho de banda, y consecuentemente el ancho de banda del amplificador realimentado. Sólo se justifica cuando se desea compensar para diversas posibles compensaciones.
ii) Si se repiten los cálculos hechos con una ganancia menor, por ejemplo $a_o = 100$, resulta:

a)	$a_o\beta_o = 4$		b)	$a_o\beta_o = 4$	
	$f_D = 250$ KHz			$f_D = 10$ KHz	
	$GB = 25$ MHz			$GB = 1$ MHz	
	$B \cong 1{,}25$ MHz			$B \cong 50$ KHz	

Se observa que para el caso de compensación óptima se logra alguna mejora en cuanto a ancho de banda. Ello se debe en realidad a que la realimentación a aplicar es menor y por lo tanto la compensación requerida es también menor, afectando menos severamente a la respuesta en frecuencia. Sin embargo esta mejora es escasa frente al gran desmejoramiento de los beneficios de la realimentación debido a la reducción de la ganancia de lazo $a\beta$.

8) Repetir el problema anterior con compensación polo-cero

Solución:

En este caso, en lugar de agregar únicamente un polo dominante, se agregará primero un cero de frecuencia f_c que cancele el primer polo (f_1), y luego se colocará un polo dominante con el criterio habitual, teniendo en cuenta que ahora el primer polo es el correspondiente a la frecuencia f_2 (al desaparecer f_1). Entonces:

$$f_c = f_1 = 1 \text{ MHz}$$

$$a_o \beta_o f_D = 1 \cdot f_2$$

a) En el primer caso (compensación óptima), $a_o\,{}_o = 49$. Entonces

$$f_D = 2 \text{ MHz} / 49 = 40{,}8 \text{ KHz}$$

El producto ganancia por ancho de banda del amplificador compensado es

$$GB = 1000 \cdot 40{,}8 = 40{,}8 \text{ MHz}$$

y el ancho de banda

$$B = 40{,}8 \text{ MHz} / 20 \cong 2 \text{ MHz}$$

b) En este caso, $\beta_o = 1$, por lo cual resulta

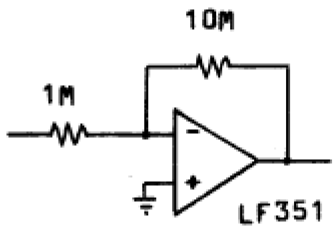
$$f_D = 2 \text{ MHz} / 1000 = 2 \text{ KHz}$$

$$GB = 1000 \cdot 2 \text{ KHz} = 2 \text{ MHz}$$

$$B = 2 \text{ MHz} / 20 = 100 \text{ KHz}$$

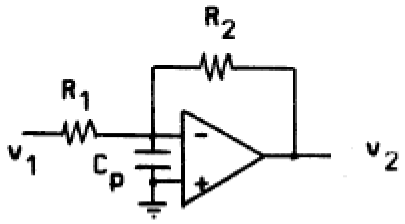
Se verifica así una mejora de una octava (en ambos casos) respecto a la compensación que sólo agrega un polo dominante. Ello se debe a que el segundo polo original está a una octava de diferencia del primero.

9) Se desea compensar el amplificador de la figura respecto al polo generado por la realimentación. Suponer que el cableado introduce una capacidad en los terminales de entrada de 3 pF.



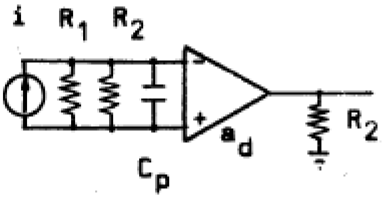
Solución:

La capacidad de entrada en paralelo con la debida a los cables es:



$$C_p = C_{ent} + C_{cables} = 6 \text{ pF}$$

Analizando el circuito desde el punto de vista de realimentación, se encuentra que el amplificador básico es un amplificador de trasconductancia cuya ganancia, luego de restituir la impedancia de la realimentación es



$$a_z = - \frac{R_1//R_2}{1 + R_1//R_2 C_p s} a_d$$

Además, la realimentación vale

$$\beta_y = - 1/R_2$$

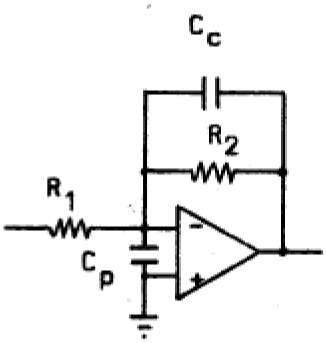
Resulta entonces que a la ganancia original se agrega un polo de frecuencia dada por

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_1//R_2 C_p} = 29{,}2 \text{ KHz}$$

Este polo es de baja frecuencia, provocando peligro cierto de inestabilidad, ya que agrega una rotación de fase adicional de 90°. Se debe compensar, por consiguiente, colocando un cero en la realimentación que lo cancele, para lo cual se agrega un capacitor de compensación en paralelo con R_2. Realizando el mismo análisis anterior, se obtiene

$$a_z = - \frac{R_1//R_2}{1 + (R_1//R_2)(C_p//C_c)s} a_d$$

$$\beta_y = - (1 + R_2C_cs)/R_2$$



Obsérvese que a causa de C_c, el polo debido a la realimentación se modifica. Para que el polo de a_z y el cero de β_y se cancelen, deberá ser

$$(R_1//R_2)(C_p//C_c) = R_2C_c$$

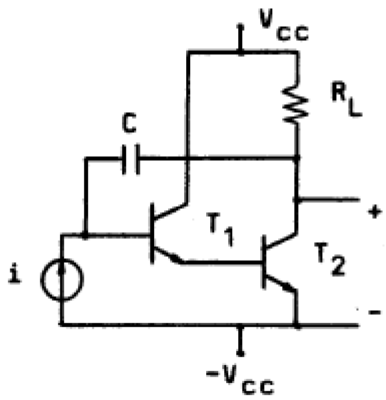
de donde

$$C_c = \frac{R_1}{R_2} C_p = 0{,}6 \text{ pF}$$

Este valor es difícil de conseguir comercialmente. Sin embargo, en realidad es suficiente con que el cero se encuentre antes / que el polo, ya que de ese modo la fase no llega a atrasarse , sino que más bien se adelanta, lo cual es beneficioso al incre mentar el margen de fase. Puede adoptarse, entonces,

$$C_c = 1 \text{ pF}$$

10) La etapa de ganancia de un amplificador operacional integrado es la que se indica en la figura esquemáticamente. C es un capacitor de compensación.



a) Calcular C para obtener un polo dominante ubicado a una frecuencia de 5 Hz.

b) Si la máxima corriente de salida de la etapa anterior es de 20 μA, calcular el Slew rate del amplificador.

c) Verificar que el producto ganancia por ancho de banda resultante para la etapa es casi independiente de los parámetros de los transistores.

$h_{ie1} = 75\ K\Omega$ $\quad h_{ie2} = 10\ K\Omega$

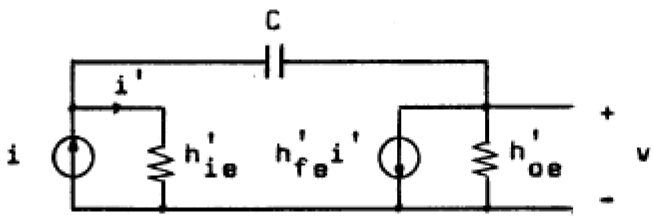
$h_{fe1} = 50$ $\quad h_{fe2} = 250$

$h_{oe1} = 0{,}15\ \mu S$ $\quad h_{oe2} = 5\ \mu S$

$R_L = 150\ K\Omega$

Solución:

El modelo en señal puede reducirse a



donde

$$h'_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1})h_{ie2}//(1/h_{oe1})$$

$$h'_{fe} = (1 + h_{fe1})h_{fe2}$$

$$h'_{oe} = h_{oe2} + 1/R_L$$

La ganancia de este circuito es

$$\frac{v}{i} = \frac{h'_{fe}}{h'_{oe}} \frac{1 - C(h'_{ie}/h'_{fe})s}{1 + ((1 + h'_{fe})/h'_{oe} + h'_{ie})Cs}$$

Observemos que las capacidades propias de los transistores no tienen ninguna importancia en este caso, ya que se trata de un

polo ubicado en una frecuencia muy baja. Más aún, el cero positivo también puede despreciarse, ya que su frecuencia resultará muy elevada (del orden de 100 MHz).
El polo dominante creado por C tiene una frecuencia

$$f_D = \frac{1}{2\pi C((1 + h'_{fe})/h'_{oe} + h'_{ie})}$$

de donde puede obtenerse C

$$C = \frac{1}{2\pi f_D((1 + h'_{fe})/h'_{oe} + h'_{ie})} \cong 29 \text{ pF}$$

Los parámetros de los transistores dados corresponden a los que exhibe un amplificador del tipo del 741. Vemos que el valor de capacidad concuerda muy bien con la capacidad de compensación de dichos amplificadores (30 pF).

b) El fenómeno de slew rate se origina al saturarse el diferencial de entrada, ya que entonces queda fija la corriente que puede cargar al capacitor C. En forma simplificada, dicha corriente será la máxima que puede entregar la etapa. Entonces, considerando que la tensión de entrada es casi fija ($2V_{be}$), la rapidez de crecimiento de v coincide con la de la tensión en el capacitor. Así,

$$\frac{dv}{dt} = \frac{dv_C}{dt} \leq \frac{I_{máx}}{C}$$

de donde

$$SR = \frac{I_{máx}}{C} = \frac{20\ \mu A}{29\ pF} \cong 0{,}7\ V/\mu seg$$

<u>Nota 1</u>: Este resultado puede confirmarse calculando la pendiente inicial de la respuesta a un escalón de valor $I_{máx}$. Despreciando la influencia de todos los efectos de alta frecuencia, esta respuesta vale

$$v(t) = \frac{h'_{fe}}{h'_{oe}}(1 - e^{-t/\tau})I_{máx}$$

donde

$$\tau = ((1 + h'_{fe})/h'_{oe} + h'_{ie})C$$

La derivada para $t = 0$ es

$$\frac{dv}{dt}(0) = \frac{h'_{fe}}{h'_{oe}} \frac{1}{\tau} i_{máx} \cong \frac{I_{máx}}{C}$$

Nota 2: Es interesante observar que si la salida del amplificador no tuviera saturación, o saturara después de que el diferencial de entrada alcanzara su corriente máxima, la salida del amplificador llegaría a un valor final

$$V_{máx} = (h'_{fe}/h'_{oe})\ I_{máx} \cong 22\ KV$$

siguiendo una evolución exponencial. Como la salida satura mucho antes, sólo se alcanza a apreciar el comienzo de la exponencial, de allí el crecimiento casi lineal.

c) El producto ganancia por ancho de banda de la etapa es

$$GB = \frac{h'_{fe}}{h'_{oe}} f_D \cong \frac{h'_{fe}}{h'_{oe}} \frac{h'_{oe}}{2\pi C h'_{fe}} = \frac{1}{2\pi C}$$

Vemos entonces que la ganancia por ancho de banda prácticamente no depende de los parámetros de los transistores, por lo cual no es necesario sobrecompensar exageradamente para prevenir las grandes dispersiones existentes en los parámetros de los transistores.

Nota 3: Lo anterior se complementa con el hecho de que la ganancia de trasconductancia de la primera etapa tampoco es sensible a los parámetros de sus transistores, ya que su valor depende sólo de las condiciones de operación (corriente de colector y temperatura), que son bastante fijas. Resulta entonces que el producto ganancia por ancho de banda de un amplificador operacional es un parámetro más fundamental que su ganancia a lazo abierto en continua, o que su ancho de banda a lazo abierto, ya que ambos dependen esencialmente de parámetros del transistor que están sujetos a mucha dispersión.