

CAPÍTULO V

Otras propiedades de la realimentación

5.1 Introducción

En capítulos anteriores se han estudiado algunas de las características más importantes de los circuitos realimentados. Sin embargo, ellas no son las únicas que se obtienen debido a una realimentación, sino que, por el contrario, existen otras que en ciertas oportunidades el proyectista busca conseguir. Por ello, en este capítulo se analizarán, otras propiedades que se obtienen a partir de realimentaciones tanto de signo negativo como positivo.

5.2 Variación de la Transmitancia sin realimentar

Una de las características más importante de toda realimentación negativa es que el valor absoluto de la transmitancia T siempre es menor que el de la Transmitancia sin realimentar o del camino directo T_{cd} . Esta afirmación surge inmediatamente de analizar la expresión de T dada por la ecuación 2.16 que se repite en 5.1.

$$T = \frac{T_{cd}}{1 - G_L} + T_{cf} \quad (5.1)$$

En efecto, obsérvese que debido a la realimentación negativa, el denominador dado por $(1 - G_L)$ será siempre mayor que uno, por lo que el valor final de la transmitancia T resultará menor que el de la Transmitancia del camino directo T_{cd} .

Ello implica que cada vez que se desee diseñar un circuito realimentado, debe preverse un mayor valor de la Transmitancia de la cadena directa para compensar la pérdida producida por la realimentación negativa.

Sin embargo, gracias a los amplificadores operacionales, este inconveniente normalmente se minimiza debido a la sencillez y economía con que se consiguen altos valores de transmitancias de camino directo.

Obsérvese también que si la realimentación fuera positiva, el denominador de la expresión 5.1 sería menor que uno, y por ende la transmitancia T aumentaría de valor con respecto a la Transmitancia del camino directo T_{cd} . Esta particularidad a veces se la utiliza para conseguir filtros activos especiales.

5.3 Estabilización del valor de una transmitancia T para las realimentaciones negativas

Es sabido que una de las causas más importantes de las variaciones de una transmitancia son los cambios de comportamiento de los dispositivos activos debido tanto al envejecimiento de los mismos, como a las variaciones por efectos de temperatura, a la sustitución de componentes por alguna necesidad, etc.

Además, el armado en serie de circuitos electrónicos necesita asegurar de que las transmitancias que se obtengan para cada uno de ellos se encuentren dentro de una pequeña gama predeterminada de variación de los mismos, independientemente de la variación de los parámetros de los dispositivos activos utilizados.

Por tal motivo, con el objeto de conseguir estabildades duraderas de transmitancias con respecto a las variaciones de los parámetros de dispositivos activos, uno de los métodos de diseño más utilizado consiste en que tanto la Transmitancia del camino directo T_{cd} como la Ganancia del lazo G_L posean elevados valores comunes de ganancias.

Ello se puede deducir fácilmente a partir del diagrama de flujo de *figura 2.22* que se repite en la *figura 5.1*. y de la expresión general de la transmitancia T de la *ecuación 2.71* que se repite en la *expresión 5.2*.

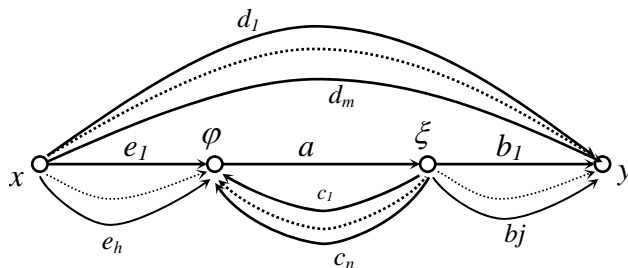


Fig. 5.1: Diagrama de flujo general de un circuito con varios caminos directos y lazos de realimentación

$$T = \frac{y}{x} = \frac{a \sum_{i=1}^h e_i \sum_{i=1}^j b_i}{1 - a \sum_{i=1}^n c_i} + \sum_{i=1}^m d_i \quad (5.2)$$

En las mismas, sin pérdida de generalidad, se puede asumir que:

- el generador controlado explicitado a es el que posee los altos valores de ganancia
- y que por simplicidad, la Transmitancia del camino de fuga T_{cf} es igual a cero (suponiendo que la realimentación no la puede modificar).

En consecuencia, si el valor de la ganancia del lazo es elevado, equivale matemáticamente a tomar el límite para a tendiendo a infinito en la *expresión 5.2*, o sea:

$$\lim_{a \rightarrow \infty} T = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{a \sum_{i=1}^h e_i \sum_{i=1}^j b_i}{1 - a \sum_{i=1}^n c_i} = - \frac{\sum_{i=1}^h e_i \sum_{i=1}^j b_i}{\sum_{i=1}^n c_i} \quad (5.3)$$

con lo que la transmitancia T resulta independiente del valor del generador controlado explicitado.

Entonces, si los términos e_i , b_i y c_i de la *expresión 5.3* están formados por elementos pasivos estables en el tiempo, se obtendrá un circuito cuya transmitancia será estable, es decir, prácticamente independiente de las variaciones de los parámetros de tales dispositivos activos, ya sea por envejecimiento, reemplazo de los mismos, etc.

Obsérvese que para que la *expresión 5.3* pueda tener validez, es necesario en la práctica que tanto la transmitancia del camino directo T_{cd} como la ganancia del lazo G_L contengan elevados valores comunes de ganancia que permitan simplificarse entre sí, tal como se mostró matemáticamente en la *ecuación 5.3*.

Este es un recurso usado por muchos circuitos hoy en día, gracias a la facilidad con que se obtienen elevadas ganancias utilizando amplificadores operacionales.

Ejemplos de ello son los amplificadores inversor y no inversor estudiados en el capítulo dos, donde gracias a la alta ganancia de los amplificadores operacionales utilizados, se obtienen transmitancias que dependen únicamente de los elementos pasivos de las redes de realimentación, independizándose además de las imperfecciones de los A.O. tales como impedancia de entrada, de salida, etc.

Obsérvese nuevamente en la expresión (5.3), que la condición antedicha requiere que los términos e_i , b_i y c_i sean lo más estables posible, lo cual no implica que los mismos sean necesariamente formados con elementos pasivos estables y no puedan contener elementos activos. Esto es factible siempre y cuando:

- a) los dispositivos activos de los mismos estén adecuadamente realimentados tal que las transmitancias individuales a las cuales pertenecen cada uno de ellos puedan considerarse suficientemente estables,
- b) que los términos e_i y b_i contengan los mismos elementos activos que c_i , o sea que puedan simplificarse en la expresión (5.3).

5.4 Reducción de distorsiones no lineales, zumbidos, señales espurias, etc., cuando se usa realimentación negativa

Los circuitos electrónicos presentan distorsión a la salida cuando la señal de entrada excede los límites permitidos de linealidad, o cuando debido a su configuración interna generan armónicos de orden superior. De igual manera, el zumbido de fuente, la generación propia de ruido electrónico de las componentes activas y pasivas, etc. producen a la salida señales espurias no deseadas.

Una forma de analizar dichos efectos es suponer la presencia de generadores de señales no deseados que simulen aquellas imperfecciones y que los mismos entren por distintas partes al circuito.

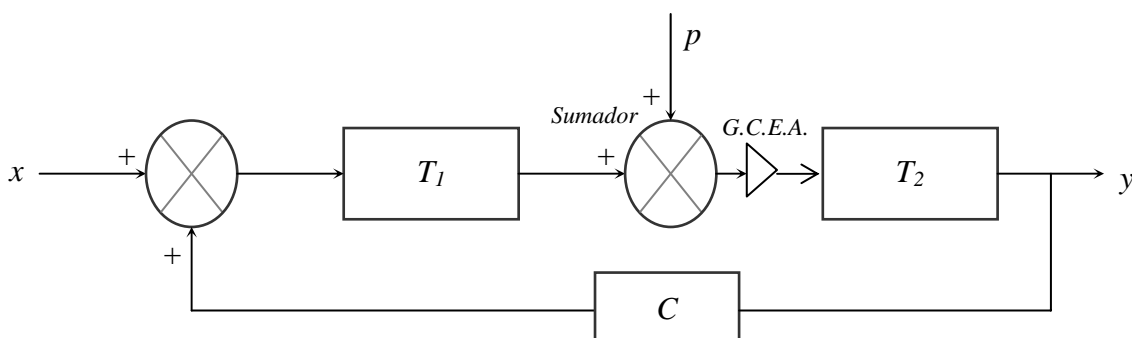


Fig. 5.2: Diagrama en bloques de un circuito realimentado al cual ingresa una perturbación P no deseada

Para estudiar el efecto que estas perturbaciones ocasionan, se utilizará el diagrama general en bloques de la figura 5.2, donde la señal de entrada p representa una perturbación no deseada que ingresa al circuito y T_1 y T_2 son las respectivas transmitancias del camino directo desde la puerta de entrada x hasta el Sumador, y desde la puerta de entrada de la perturbación p hasta la salida y . Por simplicidad se analiza solamente para el caso de un solo lazo de realimentación.

Se adoptará un Generador Controlado Explicitado Auxiliar (G.C.E.A.) de ganancia unitaria colocado antes del cuadripolo de Transmitancia T_2 que cumple con las condiciones exigibles, tal como se muestra en la figura 5.2.

Aplicando el principio de superposición de los sistemas lineales y considerando por simplicidad a la Transmitancia del camino de fuga del sistema igual a cero resulta:

$$y = \frac{T_1 \times 1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} x + \frac{1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} p = \frac{T_2}{1 - G_L} \times (T_1 x + p) \quad (5.4)$$

donde la Ganancia del Lazo para entrada nula G_L es igual a $1 \times T_2 \times C \times T_1$.

De la *expresión 5.4* se puede observar que la diferencia de los efectos a la salida entre la entrada x y la perturbación p estará dada solamente por el valor de transmitancia T_1 del primer bloque.

En consecuencia, si el valor de la Transmitancia T_1 es próximo al valor unitario, o sea reducido frente al de la Transmitancia T_2 , o lo que equivale a decir que la perturbación ingresa al sistema cerca de la puerta de entrada, el circuito considerará a la perturbación p como una entrada adicional prácticamente del mismo nivel de jerarquía que la señal de entrada x y la realimentación negativa no proporcionará ninguna ventaja de reducción de la Transmitancia de la perturbación p con respecto a la Transmitancia de la señal de entrada x . Ello se ve claramente en la *expresión 5.4*, al hacer el valor de la Transmitancia T_1 igual a uno.

Por el contrario, cuando el valor de la Transmitancia T_1 sea mucho mayor que la unidad, menor será en la salida la proporción de la influencia originada por la perturbación p frente a la originada por la señal de entrada x . Ello equivale a decir que para toda perturbación que ingrese cerca de la salida, la realimentación negativa actúa como un filtro, cuya calidad dependerá del valor del denominador $(1 - G_L)$. Esta circunstancia se ve claramente en la *expresión 5.4*, cuando la Transmitancia T_1 se hace suficientemente mayor que uno.

Esta particularidad de la realimentación negativa generalmente obliga en los diseños a que las primeras etapas de bajo nivel de un sistema electrónico sean de muy baja distorsión, ruido, etc., y con un buen filtrado de las tensiones de alimentación.

Quede bien en claro entonces que la realimentación negativa no siempre elimina los efectos de perturbaciones y/o distorsiones en un circuito.

5.5 Efecto de la realimentación negativa sobre señales exteriores que circulan parcialmente por tramos del lazo

Es interesante estudiar aquí lo que sucede en el caso de aquellos circuitos que poseen caminos de señales espurias como de información que no pasan por el generador controlado explicitado que se haya adoptado, pero que sin embargo, parte de su trayectoria lo hacen a lo largo de algún tramo del lazo y/o lazos de realimentación del circuito.

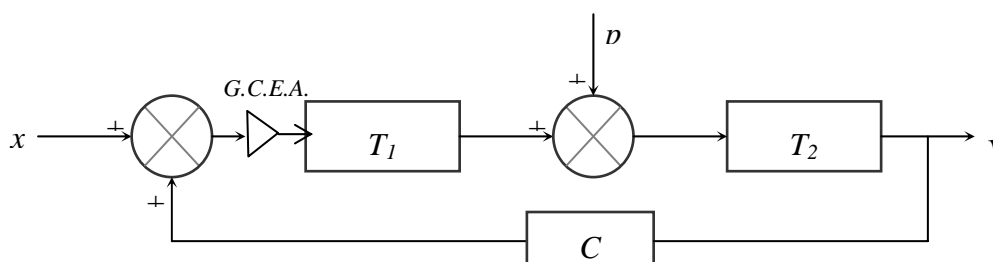


Figura 5.3

Por simplicidad, este caso se muestra en el esquema de circuito de la *figura 5.3* con un solo lazo de realimentación, en donde el Generador Controlado Explicitado Auxiliar de Ganancia Unitaria está ubicado en el primer tramo de la transmitancia del camino directo, es decir, entre la entrada x y el lugar de ingreso de la señal p . Obsérvese en el mismo que el camino directo T_{cd} entre la entrada x y la salida y contiene al Generador Controlado Explicitado Auxiliar, mientras que el camino directo de la señal p hacia la salida y no lo contiene.

En este caso, el valor de la salida y con respecto a la señal de entrada x está dado por:

$$y = \frac{1 \times T_1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} x = \frac{T_1 \times T_2}{1 - G_L} x \quad (5.5)$$

similar al obtenido parcialmente en la *expresión 5.4*.

Pero para el cálculo de la influencia de la señal p a la salida es necesario considerar al Generador Controlado Explicitado Auxiliar de Ganancia Unitaria ubicado en el tramo entre la entrada de la señal p y la salida y , para poder cumplir con las condiciones indicadas en el punto 2.5 del capítulo 2, tal cual se calculó utilizando el esquema de la *figura 5.2*. Por lo tanto, el valor de la salida y con respecto a la señal p será:

$$y = \frac{1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} p \quad (5.6)$$

Obsérvese que el valor total de la señal de salida y es la suma de las expresiones (5.5) y (5.6) que conforman una expresión final igual a la dada por (5.4) o sea:

$$y = \frac{1 \times T_1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} x + \frac{1 \times T_2}{1 - 1 \times T_2 \times C \times T_1} p = \frac{T_2}{1 - G_L} \times (T_1 x + p) \quad (5.7)$$

En consecuencia, puede deducirse entonces que cualquier información que no pase por el generador controlado explicitado pero que circule por tramos de caminos comunes con la señal de la Ganancia del Lazo, sufrirá también modificaciones al quedar afectada por la realimentación en el valor $(1 - G_L)$.

Un ejemplo interesante de aplicación de este concepto, es cuando se analiza en el ejemplo del circuito amplificador inversor de la *figura 2.3* del capítulo 2, el efecto del camino de fuga sobre la tensión de salida v_s (ya estudiado oportunamente en los puntos 2.5.h) y 2.5.i) de dicho capítulo).

En la *figura 5.3* repite por comodidad dicho circuito.

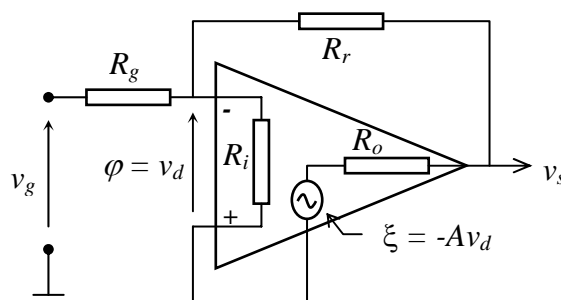


Fig. 5.4: Amplificador inversor

En efecto, se puede considerar a la señal de fuga como una señal perturbadora espuria que ingresa al circuito a la salida del mismo (ver el esquema de la *figura 2.2*) y que no pasa por el generador controlado explicitado *A*.

Entonces, como la información de la señal a realimentar se toma precisamente en el borne de salida, equivale decir:

- que la señal perturbadora ingresa al camino del lazo de realimentación en el borne de salida
- que existe un punto de camino común entre la señal perturbadora y la salida del circuito
- que la transmitancia del camino directo T_2 de la señal perturbadora o de fuga hacia la salida es igual a uno.

En consecuencia, el valor de la reducción de la señal de fuga estará dada por el término $(1-GL)$, y si el módulo de G_L tiende a infinito, la influencia de la perturbación de fuga será nula, tal como se vio en el *capítulo 2*.

En efecto, la ecuación de la Transmitancia del Camino de Fuga está dada por la *expresión 2.15* a saber:

$$T_{cf} = \frac{y}{x} \Big|_{\xi=0} = \frac{v_{fuga}}{v_g} \Big|_{\xi=0} = 1 \times \frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} \times \frac{R_o}{R_o + R_r} \quad (5.8)$$

y la Ganancia del Lazo por la expresión

$$G_L = \varphi \Big|_{\substack{v_g=0 \\ \xi=-A \cdot 1}} = 1 \times (-A) \times \left(\frac{R_g \parallel R_i}{R_g \parallel R_i + R_r + R_o} \right) \quad (5.9)$$

Por lo tanto, el valor total de la transmitancia T_f debido a la fuga será:

$$T_f = \frac{\frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} \times \frac{R_o}{R_o + R_r}}{1 - (-A) \left(\frac{R_g \parallel R_i}{R_g \parallel R_i + R_r + R_o} \right)} \quad (5.10)$$

que para Ganancia del Lazo tendiendo a infinito es:

$$T_f = 0 \quad (5.11)$$

tal lo estudiado oportunamente.

5.6 Sensibilidad de circuitos realimentados

Es conocido que la realimentación negativa reduce en muchos casos la sensibilidad de la transmitancia T debido a las variaciones de los elementos activos que componen el circuito. Un estudio más general y completo que involucra también a las características ya analizadas en los *puntos 5.3* y *5.4* se efectúa considerando la función sensibilidad, o sea el grado de dependencia de la transmitancia T con respecto a algún elemento en particular. Para ello es necesario disponer de una medida matemática de la misma, que se desarrolla a continuación.

5.6.1 Definición de sensibilidad

La sensibilidad S de una transmitancia T con respecto a un parámetro k se define:

$$S_k^T = \frac{d \ln T}{d \ln k} \quad (5.12)$$

Esta definición puede entenderse físicamente si se desarrolla el segundo término de (5.12), es decir:

$$S_k^T = \frac{dT/T}{dk/k} \approx \frac{\Delta T/T}{\Delta k/k} \quad (5.13)$$

donde puede interpretarse a la sensibilidad S_k^T como la variación porcentual de la transmitancia T con respecto a la variación porcentual del elemento k que causa el cambio en T , suponiendo que las variaciones de T y de k son pequeñas.

A partir de la expresión (5.13), se entiende entonces que cuando menor es la influencia de la variación del parámetro k en la Transmitancia T , el valor de la sensibilidad será menor, y para que un sistema sea ideal, insensible, debe ser $S_k^T = 0$.

Operando con la expresión (5.13), S_k^T puede describirse (sin rigurosidad matemática), como:

$$S_k^T = \frac{k}{T} \frac{dT}{dk} \quad (5.14)$$

De allí se deduce que S_k^T igual a cero solo indica que la primera derivada de la transmitancia T con respecto a k es cero. En ningún momento, la sensibilidad S_k^T toma en cuenta derivada segunda ni otras de mayor orden.

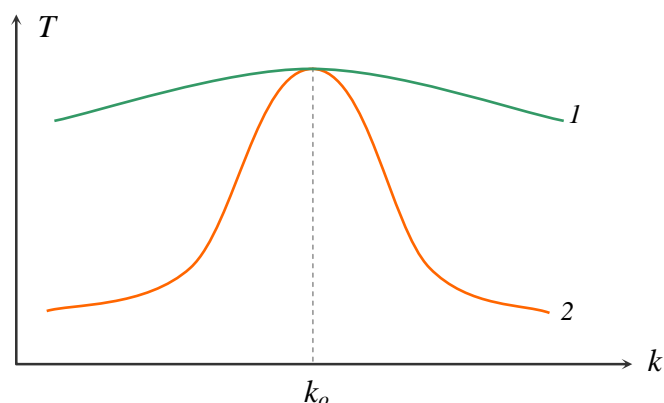


Fig. 5.5: Dos curvas $T = f(k)$ para dos circuitos distintos que poseen $S_k^T = 0$ para $k = k_0$

Por ejemplo, si dos circuitos distintos tienen curvas de Transmitancia $T = f(k)$ como las representadas en la figura 5.5, en ambas se verificará que para el punto de operación $k = k_0$, la sensibilidad S_k^T resulta igual a cero, pues para ambas curvas es $dT/dk = 0$.

Sin embargo, es fácilmente observable que el circuito de la *curva 1* resulta más estable, pues la sensibilidad se mantendrá baja para variaciones de k en rangos más amplios que para el caso del circuito de la *curva 2*.

En consecuencia, el solo estudio de la sensibilidad según las expresiones (5.13) o (5.14) no podrá garantizar un comportamiento adecuado del circuito, si no se efectúa un análisis más exhaustivo. A pesar de ello en la práctica, pocas veces se realizan debido a su complejidad.

5.6.2 Algunas propiedades de la función sensibilidad

La función sensibilidad posee, entre otras, las siguientes propiedades:

- 1- Si la Transmitancia T no es función de k :

$$S_k^T = 0 \quad (5.15)$$

- 2- Si la Transmitancia $T = K * k$ donde K es una constante:

$$S_k^T = 1 \quad (5.16)$$

- 3- Propiedad de la inversa:

$$S_k^T = \frac{d \ln T}{d \ln k} = - \frac{d \ln \frac{1}{T}}{d \ln k} = -S_k^{\frac{1}{T}} \quad (5.17)$$

- 4- Sensibilidad del producto de dos transmitancias $T_1 * T_2$:

$$S_k^{T_1 T_2} = \frac{d \ln(T_1 \times T_2)}{d \ln k} = - \frac{d \ln T_1 + d \ln T_2}{d \ln k} = S_k^{T_1} + S_k^{T_2} \quad (5.18)$$

- 5- Si el elemento k aparece en T elevado a la n ésima potencia es:

$$S_{k^n}^T = \frac{d \ln T}{d \ln k^n} = \frac{d \ln T}{d n \ln k} = \frac{1}{n} S_k^T \quad (5.19)$$

5.6.3 Efecto de la realimentación negativa en la sensibilidad

Para estudiar el efecto de la realimentación negativa en la sensibilidad, se utilizará el diagrama de flujo de la *figura 2.2* (que se repite en *figura 5.6*) con un solo lazo de realimentación sin que ello signifique una pérdida de generalidad en los conceptos a desarrollar. Se tiene

$$T = \frac{e a b}{1 - a c} + d \quad (5.20)$$

Si se supone que $d = 0$ (por simplicidad) es:

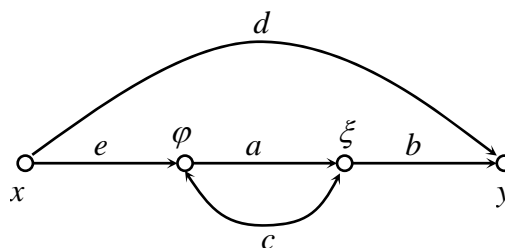


Fig. 5.6: Diagrama de flujo básico

$$T = \frac{eab}{1-ac} \quad (5.21)$$

A partir de la expresiones (5.14) y (5.21), se analizarán los siguientes casos:

5.6.3.1 Considerando como parámetro variacional al generador controlado explicitado a , es S_a^T :

$$S_a^T = \frac{a}{\frac{eab}{1-G_L}} \frac{eb(1-ac) - (-c)eab}{(1-G_L)^2} = \frac{1}{1-ac} = \frac{1}{1-G_L} \quad (5.22)$$

que indica que la realimentación negativa disminuye las variaciones porcentuales de T con respecto a las variaciones porcentuales del generador controlado explicitado a en $(1 - G_L)$. Este es un buen motivo para buscar siempre elevados valores absolutos de la ganancia del lazo G_L tal como se vio en el punto 5.3.

5.6.3.2 Considerando al parámetro c como variacional es:

$$S_c^T = \frac{c}{\frac{eab}{1-G_L}} \frac{aeab}{(1-ac)^2} = \frac{ac}{1-ac} = \frac{G_L}{1-G_L} \quad (5.23)$$

Obsérvese que a medida que aumenta la ganancia del lazo G_L en valor absoluto, aumenta la sensibilidad en valor absoluto, hasta que S_c^T toma el valor unitario.

Aparentemente, es un efecto no deseado. Se debe a que a medida que G_L aumenta, la transmitancia T comienza a ser más y más dependiente del camino de retorno c y menos de los otros parámetros e y b , o sea de la transmitancia del camino directo T_{cd} . Ello también puede interpretarse como que *la realimentación negativa traslada la responsabilidad de la sensibilidad a la rama c de realimentación*, o en otras palabras, a la red de realimentación. Por supuesto, es precisamente allí donde el proyectista cuenta con los elementos más confiables para diseñar, por lo que se puede obtener así circuitos muy estables.

Queda para el lector justificar utilizando la expresión de la sensibilidad, que la realimentación negativa no tiene ninguna influencia sobre los elementos que no estén comprometidos con el lazo de realimentación.

5.6.4 Ejemplos de aplicación

5.6.4.1 Se posee dos etapas amplificadoras T_1 y T_2 con las cuales se necesita construir una Transmitancia T a un dispositivo, con T mayor que T_1 y T_2 individualmente. Se desea saber bajo el punto de vista de la sensibilidad, si cual de las dos siguientes posibilidades es la mejor: a) que cada amplificador esté realimentado por separado ó b) efectuar una sola realimentación que abarque a ambos amplificadores.

Se tiene:

$T_1 =$ Transmitancia del amplificador 1 sin realimentar.

$T_2 =$ Transmitancia del amplificador 2 sin realimentar.

$T =$ Transmitancia necesaria (menor que $A_1 * A_2$).

Para el caso a), la Transmitancia total T valdrá, si se supone ambos amplificadores iguales:

$$T = \left(\frac{A}{1 - A c_1} \right)^2 \quad (5.24)$$

y la sensibilidad S con respecto al valor de A será:

$$S_{a_A}^T = \frac{2}{1 - A c_1} \quad (5.25)$$

de acuerdo a la expresión (5.18).

Para el caso b) es:

$$T = \frac{A^2}{1 - A^2 c_2} \quad (5.26)$$

y la expresión de $S_{b_A}^T$:

$$S_{b_A}^T = \frac{2}{1 - A^2 c_2} \quad (5.27)$$

Comparando (5.24) con (5.26) resulta:

$$(1 - A c_1)^2 = 1 - A^2 c_2 \quad (5.28)$$

Remplazando en (5.27) resulta:

$$S_{b_A}^T = \frac{2}{(1 - A c_1)^2} \quad (5.29)$$

de donde se deduce que la configuración b) provee una menor sensibilidad con respecto a la ganancia A , que la configuración a).

5.6.4.2 Se desea expresar la sensibilidad de un circuito con respecto a su generador controlado explicitado, utilizando la diferencia de retorno para salida nula F'_a , cuando $T_{cf} \neq 0$ en el diagrama de flujo de la figura 5.6.

De (4.7)

$$F'_a = F_a + \frac{T_{cd}}{T_{cf}}$$

De (4.1)

$$F_a = 1 - G_L = 1 - ac$$

Luego:

$$\begin{aligned} S_k^T &= \frac{a}{\frac{eab}{1-ac} + d} \left[\frac{eb(1-ac) - (-c)eab}{(1-ac)^2} + 0 \right] = \\ &= \frac{T_{cd}}{F_a} \frac{1}{T_{cd} + d F_a} = \frac{\frac{T_{cd}}{T_{cf}}}{F_a \left(\frac{T_{cd}}{T_{cf}} + F_a \right)} = \frac{\frac{T_{cd}}{T_{cf}}}{F_a F'_a} = \\ &= \frac{\frac{T_{cd}}{T_{cf}}}{F_a F'_a} = \frac{F'_a - F_a}{F_a F'_a} = \frac{1}{F_a} - \frac{1}{F'_a} \end{aligned} \quad (5.30)$$

Esta forma de la expresión de la sensibilidad resulta en algunos casos más sencilla de aplicar que utilizando la ecuación (5.14).

5.6.4.3 Se desea conocer de las dos configuraciones típicas de un amplificador operacional, inversora y no inversora, cual posee la menor sensibilidad con respecto a la ganancia A diferencial del amplificador operacional.

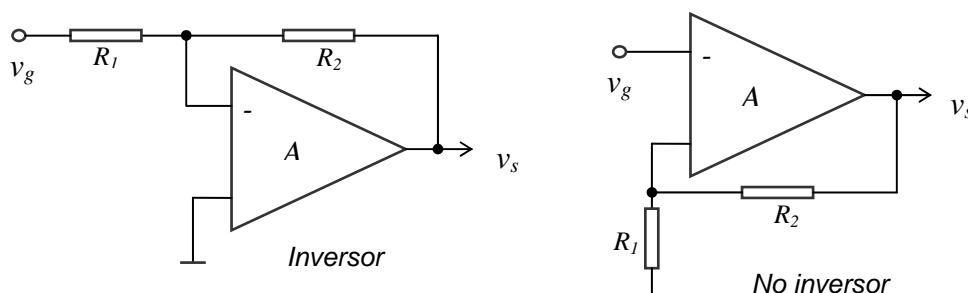


Fig. 5.7

Las configuraciones a analizar aparecen en la figura 5.7. De la expresión (5.22) se sabe que:

$$S_A^T = \frac{1}{1 - G_L} \quad (5.31)$$

por lo que bastará calcular la Ganancia del lazo para entrada nula G_L para las dos configuraciones. En ambos casos es:

$$G_L = -A \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.32)$$

En consecuencia, la sensibilidad de la transmitancia T para los amplificadores inversor y no inversor, con respecto a la ganancia A del amplificador operacional son iguales. Sin embargo, debe tenerse en cuenta, que para una misma transmitancia en valor absoluto de bajo valor, la Ganancia del la-

zo del amplificador no inversor es mayor que para el inversor, tal como se verá más adelante.

5.6.5 Efecto del camino de fuga T_{cf}

En los puntos anteriores, se analizó el valor de la sensibilidad de circuitos cuando la transmitancia del camino de fuga T_{cf} es igual a cero. Aunque en la práctica esa es una situación frecuente, es interesante estudiar el caso con la Transmitancia del camino de fuga $T_{cf} \neq 0$, para el parámetro k como el generador controlado explicitado.

Entonces:

$$S_a^T = \frac{a}{T} \frac{dT}{da} = \frac{a}{\frac{eab}{1-ac} + d} \left[\frac{eb(1-ac) - (-c)eab}{(1-ac)^2} \right] = \quad (5.33)$$

$$= \frac{eab}{T(1-ac)^2} = \frac{1}{(1-ac)T} \left(\frac{eab}{1-ac} + d - d \right) = \frac{1}{1-G_L} \left(1 - \frac{T_{cf}}{T} \right)$$

Obsérvese en la *expresión* (5.33) el doble efecto del camino de fuga. Para que efectivamente la sensibilidad disminuya, tanto T_{cf} como T deben tener el mismo signo. Es decir, puede haber una mejora de la sensibilidad de la transmitancia (*caso de los amplificadores tipo no inversor, cuando la impedancia de entrada diferencial del amplificador es distinta de infinito*). Por el contrario, si T_{cf} posee signo distinto a T , la sensibilidad aumenta (*amplificadores tipo inversor*).

Obsérvese también que cuando T_{cf} es igual a cero, la *expresión* (5.33) es igual a la *expresión* (5.22).

Como ejemplo sea el circuito de la *figura* 2.9.a) que se repite en la *figura* 5.8 en la que se supone $R_g = 1k\Omega$, $R_r = 22k\Omega$, $R_e = 1k\Omega$, $R_c = 10k\Omega$, $R_L = 1k\Omega$, $h_{ie1} = h_{ie2} = 2k\Omega$, $h_{fe1} = h_{fe2} = 200$.

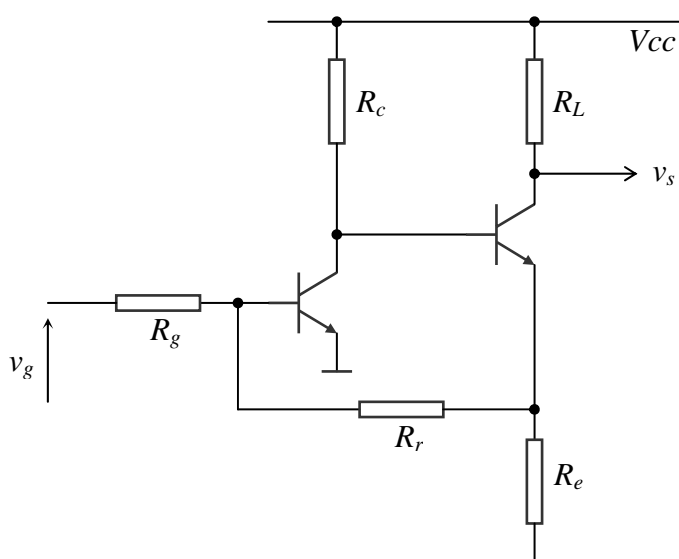


Fig.: 5.8

De las *ecuaciones* 2.22, 2.23 y 2.25 se tiene:

$$G_L = -\frac{h_{fe1} R_c R_g}{(R_g + h_{ie1}) R_r} = \frac{200 \times 10 \times 1}{(1 + 2) \times 22} = -30,3 \quad (5.34)$$

$$T_{cf} = \frac{h_{ie1} R_L}{(R_g + h_{ie1}) R_r} = \frac{2 \times 1}{(1 + 2) \times 22} = 0,03 \quad (5.35)$$

$$T \approx \frac{R_L R_r}{R_g R_e} = \frac{1 \times 22}{1 \times 1} = 22 \quad (5.36)$$

En consecuencia, de (5.33) resulta:

$$S_{h_{ie1}}^T = \frac{1}{-29,3} \left(1 - \frac{0,03}{22} \right) = \frac{-1}{29,3} (1 - 0,0014) \approx -0,034 \quad (5.37)$$

Nótese en este caso la pobre contribución del camino de fuga en mejorar la sensibilidad, en solo un 1,4 ‰.