

CAPÍTULO 7

Amplificadores Realimentados

7.1	Introducción	429	7.4.5. Realimentación Corriente-Serie	470
7.2	La estructura del amplificador realimentado:	434	7.4.6. Realimentación Corriente-Paralelo	480
7.3	Algunas propiedades de la realimentación negativa	439		
7.4	Las cuatro topológicas básicas de realimentación	445		
7.4.1.	Topología Tensión-Paralelo	447		
7.4.2.	T-P por Método de Admitancias	452		
7.4.4.	Realimentación Tensión –Serie	462		

7.1 INTRODUCCION

La mayor parte de los sistemas físicos de actualidad incorporan alguna forma de retroalimentación o realimentación. Sin embargo esta técnica no fue descripta y desarrollada sino hace algunas décadas. Resulta interesante observar que los ingenieros en electrónica han desarrollado la teoría de la realimentación negativa en su búsqueda de métodos para el diseño de amplificadores que presentaran una ganancia estable para su utilización en repetidoras telefónicas: Harold Black, un ingeniero en electrónica de la Western Electric Company, invento en 1928 el amplificador realimentado. Desde entonces la técnica se ha usado ampliamente y es casi imposible pensar en circuitos electrónicos sin alguna forma de realimentación, implícita o explícita. Mas aun, el concepto de realimentación y su teoría asociada se usan actualmente en áreas distintas de la ingeniería como el modelado de sistemas biológicos.

En la mayoría de los circuitos amplificadores estudiados hasta el presente la señal solo puede transitar desde la malla de entrada o de excitación hacia la malla de salida o de carga, siguiendo un único camino a través del componente activo que se utilice, es decir que no hay otra vinculación entre estas dos mallas dinámicas, que no sea la que establecen los propios transistores. Esto ocurre en la casi totalidad de los circuitos estudiados, tanto monoetapa como aquellos de mas de un transistor, con excepción de los circuitos amplificadores seguidores (de emisor o de fuente) y aquellos amplificadores que hemos definido como “Re sin puentear”.

Salvo en esas excepciones la particularidad de los circuitos amplificadores estudiados hasta ahora es que la señal viaja solamente desde la entrada hacia la salida no existiendo la posibilidad de un retorno para que parte de la señal de salida vuelva sobre el circuito de entrada a fin de incorporar un mecanismo que en los circuitos amplificadores se denomina REALIMENTACIÓN.

Quiere decir entonces que todos los circuitos amplificadores estudiados hasta ahora, con las excepciones hechas, son Amplificadores No Realimentados, mientras que como veremos próximamente, los circuitos seguidores o con Re sin puentear son circuitos amplificadores realimentados, en los cuales la topología es tan sencilla que se han podido estudiar, tal como se ha hecho, mediante la teoría tradicional.

Pero en la práctica, además de los circuitos amplificadores hasta ahora estudiados, existe otra categoría de amplificadores en donde se introduce algún o algunos componentes con el objetivo de que la malla de salida y la malla de entrada queden vinculadas para la señal, de modo de establecer otro camino para ésta, además del que establecen los componentes activos, para que una parte de la señal de salida se reinyecte a la entrada produciéndose el efecto de la Realimentación.

A esta nueva categoría de circuitos se los denomina Amplificadores Realimentados y en tanto sus topologías resultan a veces más complicadas que la de los amplificadores estudiados hasta el presente, para su estudio desarrollaremos una nueva metodología, de modo de poder analizar sus características dinámicas de una manera relativamente sencilla.

Según que la parte de la señal de salida que se realimenta sobre la entrada se suma o se resta de la señal de excitación exterior la realimentación puede ser negativa (o degenerativa) o positiva (o regenerativa).

En los circuitos amplificadores lineales la realimentación negativa es utilizada dado que la misma introduce una serie de cambios y mejoras en las características dinámicas del amplificador básico, cambios y mejoras que resultan muy interesantes para alguna aplicación en particular. En cambio en los circuitos amplificadores lineales “de respuesta plana” (igual ganancia para todas las frecuencias de interés) la realimentación positiva no se utiliza o se trata de evitar.

En los estudios que haremos a continuación se continua limitando el rango de frecuencias de excitación a aquel comprendido entre la C.C. y una frecuencia lo suficientemente baja (o baja/media) como para poder seguir despreciando los parámetros reactivos intrínsecos de los elementos activos utilizados, de modo que sus circuitos equivalentes dinámicos de bajo nivel continúen siendo resistivos puros.

En el diseño de amplificadores la realimentación negativa se aplica para obtener una o mas de las siguientes propiedades:

1. Desensibilizar la ganancia: es decir, hacer que el valor de la ganancia pierda sensibilidad a las variaciones de los valores de los componentes del circuito, como los causados por los cambios en la temperatura.
2. Reducir la distorsión por alinealidad: es decir, hacer que la salida sea proporcional a la entrada (en otras palabras, hacer la ganancia constante, independientemente del nivel de la señal).

3. Reducir el efecto del ruido: es decir, hacer mínima la contribución de la salida de señales eléctricas no deseadas, generadas por los propios componentes del circuito o por interferencia externa.
4. Controlar la impedancia de entrada y salida: es decir, elevar o reducir las impedancias de entrada y de salida mediante la selección de una topología de realimentación apropiada.
5. Extender el ancho de banda del amplificador.

Todas las propiedades deseables enumeradas se obtienen a costa de una reducción de la ganancia. Se demostrará que el factor de reducción de la ganancia, denominada cantidad de realimentación o diferencia de retorno es la medida en que se desensibiliza el circuito, en que se modifican las impedancias de entrada y de salida del amplificador y en que se extiende el ancho de banda, etc. En resumen, la idea básica de la realimentación negativa es intercambiar ganancia por otras propiedades deseables. Este capítulo está dedicado al estudio del amplificador con realimentación negativa, su análisis, su diseño y sus características.

Dadas ciertas condiciones, la retroalimentación negativa de un amplificador puede volverse positiva y de magnitud tal que puede causar oscilación. De hecho en el capítulo 10 se estudiara el uso de la realimentación positiva en el diseño de osciladores. Sin embargo, en este capítulo lo que interesa es el diseño de amplificadores estables. Por lo tanto, se estudiara el problema de la estabilidad de los amplificadores realimentados negativamente y sus posibilidades de oscilación en dicho capítulo 10.

Antes de empezar el estudio de la realimentación negativa, recuérdese que ya se han encontrado en diversas aplicaciones efectos de realimentación negativa. Casi todos los circuitos con amplificador operacional la emplean. Otra aplicación ampliamente estudiada es el uso de la resistencia de emisor R_E para estabilizar el punto de polarización de los transistores bipolares y para aumentar las resistencias de entrada y de salida y la linealidad de un amplificador bipolar. Además los seguidores de fuente y de emisor emplean una gran cantidad de realimentación negativa. Entonces surge la pregunta acerca de la necesidad de estudiar de manera formal la realimentación: la respuesta es que existen muchas otras configuraciones amplificadoras mucho más complicadas que la emplean y para su estudio hace falta aplicar nuevas herramientas de análisis. Al mismo tiempo, previamente haremos una breve revisión acerca de los conceptos básicos del comportamiento dinámico de los circuitos amplificadores no realimentados y que en buena medida fueron estudiados en los Capítulos precedentes.

7.1.1.- Clasificación de los Circuitos Amplificadores no Realimentados:

En lo que va del presente trabajo hemos visto varias formas de clasificar a los circuitos amplificadores. Ahora nuestra intención es clasificarlos desde el punto de vista de su comportamiento dinámico en bajo nivel, poniendo especial atención en los niveles de resistencias de entrada y salida de los mismos así como en la transferencia que el sistema amplificador es capaz de mantener para el mayor número de aplicaciones.

De acuerdo con los estudios ya realizados, cualquier tipo de circuito amplificador, sea de una o más etapas, con transistores bipolares o unipolares, con acoplamiento de señal o acoplamiento de C.C., etc., puede ser representado por un modelo equivalente que tenga en cuenta sus parámetros dinámicos: Resistencia de Entrada del Amplificador (R_{iA}) que en adelante simplemente denominaremos R_i , Resistencia de Salida del Amplificador (R_{oA}) que desde aquí llamaremos R_o y la Transferencia Directa

de Señales Sin Considerar la Carga en alguna de sus cuatro dimensiones, a saber A_v - R_m - A_i - G_m medidas las dos primeras con la salida a circuito abierto y las dos últimas con la salida en corto circuito para las señales.

Por ejemplo, tal como se viera en el apartado 4.6.1. para un circuito amplificador emisor común se obtuvo:

$$R_i = h_{ie} // R_{BT} \quad - \quad R_o = r_o \quad \text{y con} \quad R_d' = r_o // R_C // R_L = r_o // R_d \quad ; \quad A_v = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_d' \quad \text{por lo que} \quad A_v = -g_m \cdot r_o$$

Con dichas definiciones, cualquier circuito amplificador, con su respectiva fuente de excitación y con su respectiva carga dinámica, por mas complicado que sea, puede ser representado por un circuito equivalente en base al parámetro transferencia Ganancia de Tensión, tal como se representa en la figura 7.1.a) En él, por definición:

$$A_v = A_{v(\text{con la salida a circuito abierto: } R_d = \infty)}$$

Si en base a este esquema el circuito amplificador bajo estudio es capaz de mantener una transferencia de tensiones del sistema A_{v_s} en un valor constante para el mayor número de aplicaciones (diferentes R_s y diferentes R_d), diremos que estamos en presencia de un **AMPLIFICADOR DE TENSIÓN**.

En el esquema de la figura 7.1.a), para que ello sea posible debe cumplirse que:

- a) la tensión a la salida debe ser: $V_o = A_v \cdot V_i$ para lo cual debe cumplirse que $R_o \ll R_d$
- b) mientras que en la entrada: $V_i = V_s$ a cuyo efecto la resistencia de entrada $R_i \gg R_s$

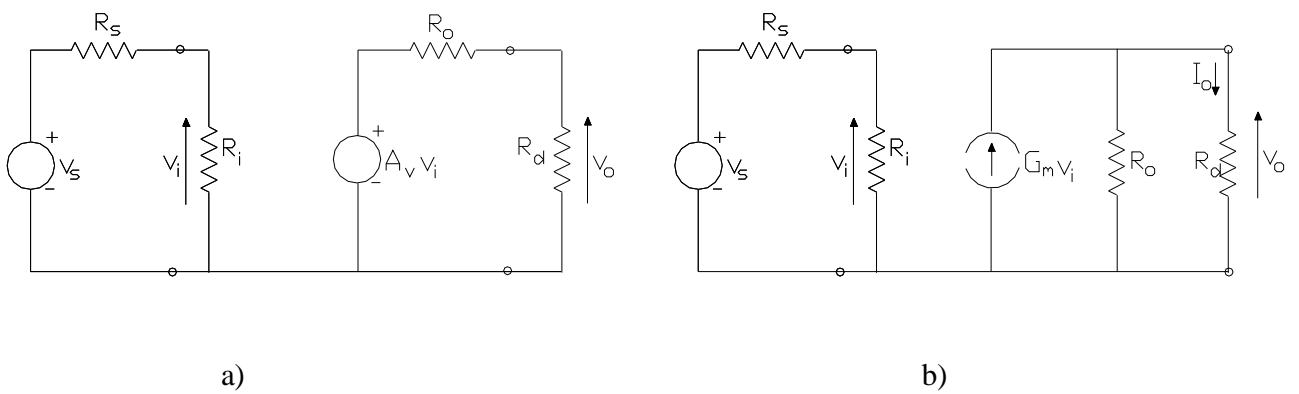


Figura 7.1 a) circuito equivalente dinámico del amplificador cargado y excitado para definir al Amplificador de Tensión; b) circuito equivalente del amplificador para definir el Amplificador de Transconductancia.

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

por lo que concluimos que un Amplificador Ideal de Tensión debe poseer Resistencia de Entrada Infinita y Resistencia de Salida Nula.

Asimismo, para la representación de cualquier circuito amplificador puede ser utilizado otro modelo equivalente, en este caso en base a la transferencia de conductancia o parámetro transconductancia, tal como lo llevamos a cabo en los estudios de los Capítulos precedentes, en cuyo caso el diagrama circuital que incluye el excitador y la carga se reproduce en la figura 7.1.b) En dicho circuito, el parámetro G_m por definición resulta ser:

$$G_m = G_M \text{ (con la salida en corto circuito: } R_d = 0) \quad \text{y} \quad \text{con} \quad G_M = \frac{I_o}{V_s}$$

Bajo tales condiciones si en dicho circuito se cumple que: $R_i \gg R_s$ y simultáneamente $R_o \gg R_d$ se tendrá un AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA ya que:

$$I_o = G_m \cdot V_s$$

con un valor constante independientemente de los valores de la resistencia de carga R_d y de la resistencia interna del excitador R_s . Por lo tanto un Amplificador Ideal de Transconductancia debe tener tanto su resistencia de entrada como su resistencia de salida de valor infinito.

De manera análoga, para representar a cualquier circuito amplificador real puede emplearse otro modelo equivalente, en este caso en base a la transferencia directa de corrientes, tal como se indica en la figura 7.2.a) Así, el circuito bajo estudio se comportará como un buen AMPLIFICADOR DE CORRIENTE siempre que la corriente por la carga no dependa ni de ésta (R_d) ni de la resistencia interna de la fuente de excitación (R_s). Puede comprobarse en el circuito que para que ello sea posible en el mismo debe cumplirse que:

$$R_i \ll R_s \quad \text{para que de esa forma} \quad I_i = I_s$$

y simultáneamente:

$$R_o \gg R_d \quad \text{de modo que} \quad I_o = A_i \cdot I_i = A_i \cdot I_s \quad \text{y en consecuencia} \quad A_{I_s} = A_i$$

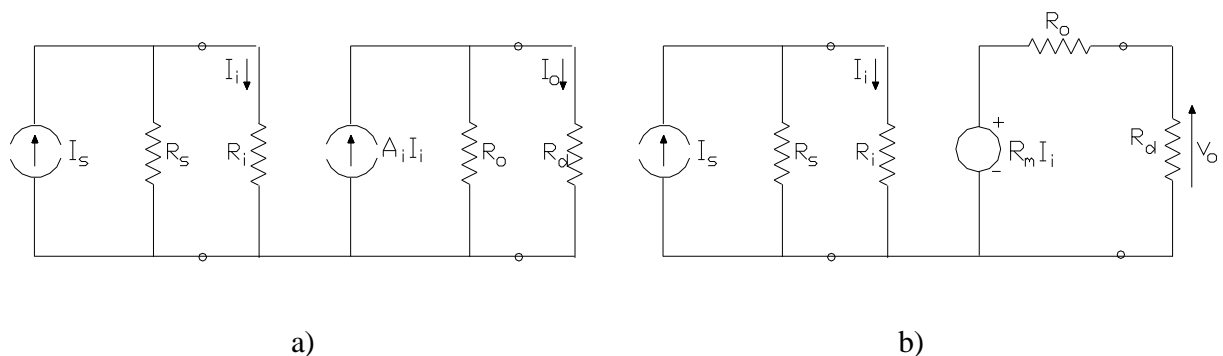


Figura 7.2 a) circuito equivalente dinámico del amplificador cargado y excitado para definir al Amplificador de Corriente; b) circuito equivalente del amplificador para definir el Amplificador de Transresistencia.

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

con un valor constante independientemente de los valores que adopten R_d y R_s , ya que $A_i = A_I$ (con la salida en corto circuito: $R_d = 0$) concluyéndose que un Amplificador Ideal de Corriente es aquel que dispone de una Resistencia de Entrada Nula y una Resistencia de Salida de Valor Infinito.

Por último, se puede emplear para la representación o el estudio de cualquier amplificador lineal un circuito equivalente tal como el que se representa en la figura 7.2.b), modelo que como se aprecia, utiliza al parámetro Transferencia de Resistencia o Transresistencia R_m . Dicho parámetro por definición resulta ser:

$$R_m = R_M \text{ (con la salida a circuito abierto: } R_d = \infty)$$

En este caso, si se cumple $R_i \ll R_s$ y simultáneamente $R_o \ll R_d$ se tendrá que en la carga: $V_o = R_m \cdot I_s$ con un valor independiente tanto de los valores de la resistencia de carga como de la resistencia interna de la fuente de excitación, por lo que estaremos presente ante un **AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA**. En consecuencia diremos que un Amplificador Ideal de Transresistencia es aquel que posea tanto Resistencia de Entrada como Resistencia de Salida Nulas.

En resumen, este estudio nos permite clasificar a los circuitos amplificadores de la siguiente manera:

- | | | | |
|-------------------------------------|---------------|---|---------------|
| -AMPLIFICADOR DE TENSIÓN: | $R_i \gg R_s$ | y | $R_o \ll R_d$ |
| -AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA: | $R_i \gg R_s$ | y | $R_o \gg R_d$ |
| -AMPLIFICADOR DE CORRIENTE: | $R_i \ll R_s$ | y | $R_o \gg R_d$ |
| -AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA: | $R_i \ll R_s$ | y | $R_o \ll R_d$ |

Salvo para el caso de las dos configuraciones ya mencionadas, del análisis de los resultados obtenidos en la resolución de los distintos problemas encarados en los Capítulos precedentes, ningún dispositivo con componentes activos transistores bipolares o unipolares y sin realimentar esta claramente definido como alguno de los tipos recientemente clasificados. Es justamente a través de la Realimentación Negativa que estudiaremos en este Capítulo que, entre otras cosas, al modificar los valores de Resistencias de Entrada y Salida, puede lograrse que un circuito amplificador cualquiera pueda parecerse más a alguno de los cuatro tipos de amplificadores recién detallados.

7.2. LA ESTRUCTURA DEL AMPLIFICADOR REALIMENTADO:

En la figura 7.3. se representa la estructura básica del amplificador realimentado. En dicha estructura en lugar de mostrar voltajes y corrientes, dado que esta constituido mediante la utilización de bloques de dos puertos, se utiliza la representación de flujos de señal, donde cada una de las cantidades x puede representar una tensión o una corriente de señal. El bloque denotado con A representa al amplificador básico sin realimentar o amplificador a lazo abierto y tiene una ganancia A . Por lo tanto su salida x_o esta relacionada con la entrada x_i mediante:

$$X_o = A \cdot X_i \quad (7.1)$$

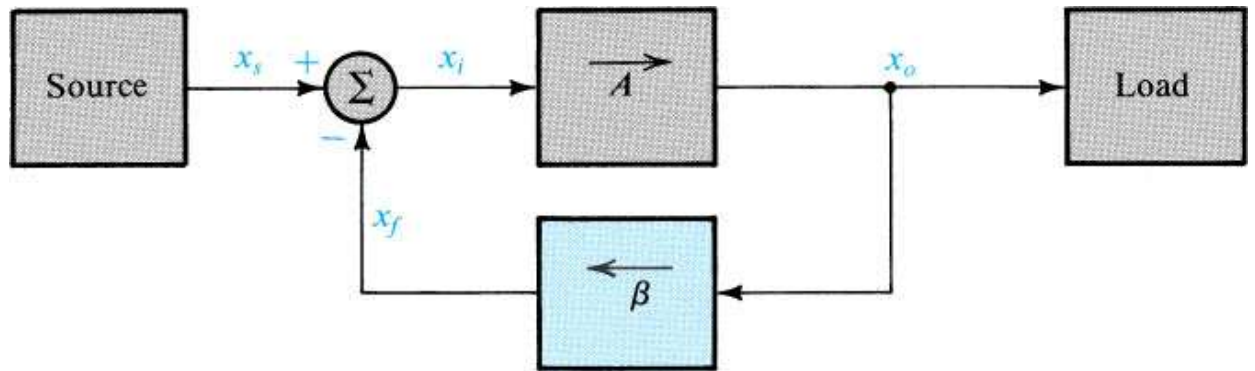


Figura 7.3 Estructura general del amplificador realimentado. Se trata de un diagrama de flujo de señal, y las Cantidades x de señal representan voltajes o señales de corriente.

La señal de salida x_o alimenta a la carga y también a la red de realimentación, la cual produce una muestra de la salida. Esta muestra, denominada x_f se relaciona con x_o mediante la transferencia de la red de realimentación β ,

$$X_f = \beta \cdot X_o \quad (7.2)$$

La señal realimentada x_f se mezcla en el sumador Σ restándose a la señal de excitación exterior x_s , que es la entrada del amplificador realimentado o de lazo cerrado, para producir la señal x_i , que es la señal de entrada al amplificador básico sin realimentar.

$$X_i = X_s - X_f \quad (7.3)$$

y si para el circuito amplificador realimentado, definimos su transferencia, o Transferencia a Lazo Cerrado “ A_f ” de tal manera que:

$$X_o = A_f \cdot X_s \quad (7.4)$$

En la figura 7.3. el amplificador básico puede estar integrado por uno o más transistores o etapas mientras que la red de realimentación es siempre una red pasiva y por lo general en los circuitos amplificadores de respuesta plana resistiva pura. Además a través de la expresión (7.3) se observa que esa resta hace que la retroalimentación sea negativa. En esencia, la realimentación negativa reduce la señal que aparece en la entrada del amplificador básico.

Si en la ecuación (7.1.) reemplazamos x_i por el resultado indicado en la expresión (7.3.) se tiene:

$$X_o = A \cdot (X_s - X_f)$$

y teniendo en cuenta la ecuación (7.2.):

$$X_o = A \cdot X_s - A \cdot \beta \cdot X_o \quad \text{operando: } X_o \cdot (1 + A \cdot \beta) = A \cdot X_s$$

por lo que de acuerdo a (7.4.):

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{A}{D} \quad (7.5.)$$

En la descripción anterior esta implícita la idea de que las redes de fuente, de carga y de realimentación no producen carga sobre el amplificador básico. Es decir, la ganancia A no depende de ninguna de estas tres redes. En la práctica no se registra ni se cumple este supuesto y por lo tanto se tendrá que encontrar un método para poder aplicar a un circuito real la estructura ideal que se describe en la figura 7.3. En ella también se implica que la transmisión directa ocurre por completo a través de amplificador básico A y que la transmisión inversa lo hace a través de la red de realimentación β mientras que en un circuito real tampoco este supuesto es 100 % cierto.

A la cantidad $A \cdot \beta$ se la denomina **ganancia del lazo**, nombre que se desprende de la figura 7.3. Para que la realimentación sea negativa, la ganancia del lazo $A \cdot \beta$ debe ser positiva; es decir la señal realimentada x_f debe tener el mismo signo que x_s , lo que da como resultado una señal diferencia x_i mas pequeña.

En la expresión (7.5) hemos introducido la definición de la **Diferencia de Retorno**: $D = 1 + A \cdot \beta$

puede observarse que con realimentación negativa ($A \cdot \beta > 0$) entonces $D > 1$ por lo tanto: $A_f < A$

en cambio con realimentación positiva ($A \cdot \beta < 0$) ello determina $D < 1$ y en consecuencia: $A_f > A$.

Se concluye entonces que el principio de esta metodología de estudio se fundamenta en determinar la transferencia a lazo cerrado (A_f) a partir del previo conocimiento de la transferencia del amplificador básico sin realimentar (A) y de la transferencia de la red de realimentación (β) y del cálculo previo de la diferencia de retorno (D), con lo que puede afirmarse que tal procedimiento resulta sumamente sencillo.

Asimismo cabe observar que si como en el caso de muchos circuitos, la ganancia del lazo $A \cdot \beta$ es grande, $A \cdot \beta \gg 1$, entonces de la ecuación (7.5) se desprende que $A_f = 1/\beta$, que es un resultado muy interesante: *la ganancia del amplificador con realimentación esta determinada casi por completo por la red de realimentación*. Debido a que esta red suele incluir componentes pasivos, que por lo general se eligen para que tengan la exactitud deseada, debe resultar evidente la ventaja de la realimentación negativa para obtener una ganancia exacta, predecible y estable (desensibilizada).

En otras palabras, la ganancia del amplificador realimentado dependerá poco de la ganancia del amplificador básico A , una propiedad deseable porque dicha ganancia suele ser una función de muchos parámetros de fabricación y de aplicación, algunos de los cuales pueden ser fuertemente dispersos. Ya se ha visto un ejemplo notable de todos estos efectos en circuitos con amplificador operacional (párrafo 6.11) en los que la ganancia a lazo cerrado (otro nombre de la ganancia con realimentación) esta determinada casi por completo por los elementos de la red de realimentación.

Es posible combinar las ecuaciones (7.1), (7.2) y (7.3) para obtener la siguiente expresión para la señal realimentada:

$$X_f = \frac{A \cdot \beta}{1 + A \cdot \beta} X_s \quad (7.6)$$

Por lo tanto, para $A \cdot \beta \gg 1$ se ve que $x_f = x_s$, lo que implica que la señal x_i en la entrada del amplificador básico esta reducida casi a cero. Por lo tanto, si se emplea una gran cantidad de realimentación negativa, la señal realimentada x_f se vuelve una replica casi idéntica de la señal de entrada o de excitación exterior x_s . De acuerdo a esto, combinando las expresiones (7.3) y (7.6) la señal x_i que suele denominarse como “señal de error” resulta:

$$X_i = \frac{1}{1 + A \cdot \beta} X_s \quad (7.7)$$

a partir de la cual es posible comprobar que para $A \cdot \beta \gg 1$, x_i se vuelve muy pequeña. Observe que la realimentación negativa reduce la señal que aparece en los terminales de entrada del amplificador básico en la cantidad de realimentación o diferencia de retorno $D = 1 + A \cdot \beta$.

EJERCICIO

- 7.1 La configuración de amplificador operacional no inversor que se muestra en la figura E7.1 constituye un dispositivo que encuadra directamente en la estructura de amplificador realimentado de la figura 7.3.
- a) suponga que el amplificador operacional tiene una resistencia de entrada infinita y una resistencia de salida nula. Encuentre una expresión para la transferencia de la red de realimentación β ; b) Si la ganancia de tensión de lazo abierto del operacional $A = 10^4$, encuentre R_2/R_1 para obtener una ganancia de tensión a lazo cerrado A_f de 10; c) Cual es la cantidad de realimentación en decibeles?; d) Si $V_s = 1$ V, encuentre V_o , V_f y V_i ; e) Si A disminuye un 20 %, cual es la disminución correspondiente en A_f ?

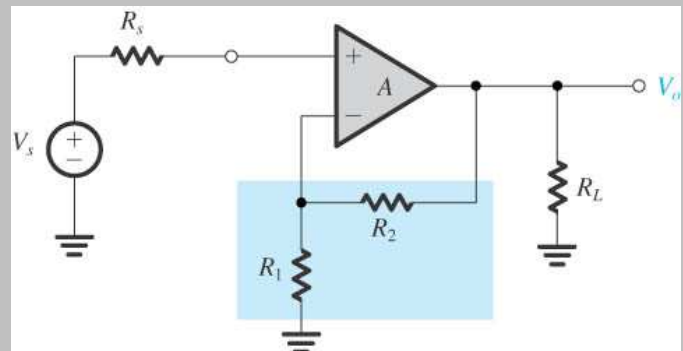


Figura E7.1 Circuito para el ejercicio 7.1.

Resp. A) $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$; b) 9,01; c) 60 dB; d) 10 V, 0,999 V, 0,001 V; e) 0,02%

7.2.1.- Método a aplicar e Hipótesis simplificadoras

La mayor dificultad o mejor dicho el mayor volumen de trabajo de este método reside en la necesidad de individualizar ambas partes o dipolos, a partir del circuito real, aunque como veremos, existen procedimientos bien definidos que nos permitirán simplificar tal tarea. Efectivamente, ya que las ecuaciones recién detalladas se fundamentan en una serie de hipótesis, la verificación del

cumplimiento de las mismas nos permitirán realizar una comprobación de los procedimientos empleados así como de los resultados parciales que se van determinando.

Las hipótesis a que se hace referencia se derivan del simple diagrama de la figura 7.3. y ya fueron descriptas recientemente, en su mayoría tienen que ver con los sentidos de circulación de las señales que en el mismo se hallan indicados:

a) la transferencia del amplificador básico sin realimentar (A) debe ser UNILATERAL ya que la señal de entrada al mismo (X_i) únicamente debe ser función de la señal de excitación exterior (X_s) y de la señal realimentada (X_f) que transita únicamente a través de la red de realimentación β .

b) la transferencia de la red de realimentación (β) también debe ser UNILATERAL ya que la señal de la salida que ella muestrea (X_o) únicamente debe depender de la señal de excitación del amplificador básico (X_i) a través de la constante de proporcionalidad A , no debiendo ella transferir nada desde la entrada hacia la salida del sistema amplificador.

En la práctica, el más simple amplificador básico es un transistor bipolar o unipolar y por lo general las redes de realimentación son pasivas y casi siempre resistivas puras, de lo que se deduce que con total exactitud ninguna de las dos hipótesis previamente detalladas se cumplen. Recordemos por un lado que un modelo exacto del transistor bipolar por ejemplo, incluye en su parte de entrada un término ($h_{re} \cdot v_{ce}$) que representa una diferencia de potencial en la entrada que depende de la tensión de salida (el cuadripolo transistor bipolar representado por el modelo exacto de parámetros híbridos es bilateral).

Pero si en los estudios que preceden al presente Capítulo la mayoría de los circuitos amplificadores con transistor bipolar pudieron ser estudiados con la utilización de un modelo de parámetros híbridos aproximado ($h_{re} = 0$), con la misma cuota de error para el análisis de los amplificadores realimentados con transistor bipolar podremos seguir suponiendo que dicho componente activo es unilateral.

En cuanto a las redes de realimentación, cualquier red pasiva es naturalmente bilateral, solo que aquellas que se utilicen como redes de realimentación tendrán aplicadas en la salida de un amplificador un nivel de señal mucho más grande que aquel de la entrada del amplificador básico, por lo que aún considerada como red bilateral, la cantidad de señal que viaje por la red de realimentación en el sentido inverso al establecido en el esquema de la figura 7.3. es totalmente despreciable y suponerlo nulo significa aceptar una cuota de error similar al que toleramos al unilateralizar al transistor bipolar.

Otras hipótesis intrínsecamente establecidas en el diagrama de la figura 7.5. se derivan del hecho que en el mismo tanto los circuitos de excitación exterior (que provee X_s) como el circuito de carga (en donde se recibe X_o) son entidades ideales, mientras que en la práctica la interpretación más simplificada de una fuente de excitación es a través del modelo equivalente de Thevenin o el de Northon (en ambos casos con su respectiva resistencia interna R_s) y la de un circuito de carga es la resistencia equivalente de entrada del dispositivo que recibe la señal X_o (resistencia de carga R_d), por ello es que:

c) Tanto la resistencia interna de la fuente de excitación R_s como la resistencia de carga R_d deben ser consideradas e incluidas como parte del amplificador básico, de modo que la transferencia

del amplificador básico sin realimentar A debe ser calculada teniendo en cuenta su dependencia respecto de la resistencia de carga y de la resistencia interna de la fuente de excitación. Recordemos que para este tipo de transferencia hemos utilizado la notación: A_{Vs} , A_{Is} , G_{Ms} , R_{Ms} . Como consecuencia de ello, la transferencia de la red de realimentación β no debe depender ni de la carga R_d ni de la resistencia interna de la fuente de excitación R_s .

Por ultimo, atento a que del dipolo red de realimentación solo hemos considerado su transferencia, la presencia de sus resistencias de entrada y salida (tal como se definen en cualquier cuadripolo, además de su transferencia) también se las debemos atribuir al amplificador básico, tal como ocurrió con R_s y con R_d , de modo tal que para su determinación, previamente y a partir del circuito original realimentado debe hallarse un circuito auxiliar que corresponde al circuito amplificador básico sin realimentar, pero cargado con la red β , con la carga R_d y que tenga presente a R_s , tal como veremos mas adelante.

7.3.- ALGUNAS PROPIEDADES DE LA REALIMENTACION NEGATIVA:

Las propiedades de la realimentación negativa se mencionaron en la introducción de este capítulo. A continuación se consideraran algunas de ellas de manera mas detallada y para tal fin estableceremos permanentes comparaciones entre determinada característica de un amplificador realimentado negativamente y la misma característica del amplificador sin realimentar. Para tal fin convendremos que tales comparaciones las llevaremos a cabo bajo la condición de igual señal de salida ($X_o = \text{CONSTANTE}$). Así, dado que al realimentar:

$$X_o = A_f \cdot X_s \quad \text{con} \quad A_f = \frac{A}{D}$$

para que $X_o = A \cdot X_i$ permanezca constante, debe cumplirse que al realimentar: $X_s = D \cdot X_i$ (7.8)

7.3.1. De sensibilización de la ganancia:

En un amplificador no realimentado la ganancia de dicho circuito, al ser función de los parámetros de los componentes activos, es sensible a los cambios en las condiciones de operación bajo las cuales operan tales componentes debido a que frente a dichos cambios los valores de esos parámetros dinámicos se modifican. Las razones que determinan esta sensibilidad son variadas pudiéndose citar; a la dispersión de fabricación, a modificaciones en las condiciones estáticas de operación, a cambios de la temperatura ambiente de operación, al envejecimiento, a radiaciones ultravioletas intensas, etc.

Esta alta sensibilidad de un amplificador no realimentado es posible disminuirla e inclusive llegar a inhibirla incorporándole una realimentación negativa ya que su efecto, tal como veremos seguidamente, es disminuir el grado de dependencia de las transferencias respecto de los parámetros dinámicos de los elementos activos. Para comprobarlo, tomemos la expresión (7.5.) y derivemos respecto de A :

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{(1 + \beta \cdot A) - \beta \cdot A}{(1 + \beta \cdot A)^2} = \frac{1}{(1 + \beta \cdot A)^2} = \frac{1}{D^2} \quad \text{o bien:} \quad dA_f = \frac{1}{D^2} \cdot dA$$

y dividiendo ambos miembros por A_f , expresado por la (7.5.):

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{D} \cdot \frac{dA}{A} \tag{7.9}$$

resultado este último que expresa que mientras en el amplificador sin realimentar la variación relativa de la ganancia o sensibilidad es (dA/A) , cuando se realimenta dicha sensibilidad, ahora en el amplificador realimentado (dA_f/A_f) , se reduce D veces, es decir que mediante el uso de la realimentación negativa se logra una de sensibilización de magnitud D .

Por ejemplo si un amplificador sin realimentar cuya ganancia es de 1000 veces posee una sensibilidad de 20 % y mediante la realimentación negativa se desea mejorar esta característica de modo que la variación relativa de su transferencia se reduzca a solo 1 % deberá hacerse que:

$$\frac{(dA / A)}{(dA_f / A_f)} = D = \frac{20}{1} = 20 \quad \text{por lo tanto} \quad D = 1 + \beta \cdot A = 20$$

$$\beta = \frac{D - 1}{A} = \frac{20 - 1}{1000} = \frac{19}{1000} = 0,019 \quad \text{y} \quad A_f = \frac{A}{D} = \frac{1000}{20} = 50$$

y si bien la ganancia bajó veinte veces (de 1000 á 50) la de sensibilización lograda también es de veinte veces ya que la sensibilidad bajo del 20 % al 1 %. Más aún, si en la ecuación (7.5.) consideramos que la ganancia a lazo abierto (A) es lo suficientemente alta como para poder aceptar que en

$$A_f = \frac{1}{(1/A) + \beta} \quad \text{se cumple que} \quad \frac{1}{A} \ll \beta \quad , \quad \text{entonces} \quad A_f = \frac{1}{\beta}$$

y se habrá logrado una de sensibilización total de la transferencia, ya que A_f solo depende de la red de realimentación β que, como hemos dicho es pasiva y normalmente resistiva pura y por lo tanto puede ser tan estable como sean sus componentes integrantes que por supuesto lo son en mucho mayor medida que los componentes activos. En nuestro ejemplo numérico:

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,019} = 52,6 \quad \text{comparado con 50 que es el resultado exacto.}$$

7.3.2.- Reducción del Ruido

La realimentación negativa puede emplearse para reducir el ruido o la interferencia en un amplificador o, de manera mas precisa, para aumentar la relación entre la señal y el ruido. Sin embargo, como se explicara ahora, este proceso de reducción de ruido solo es posible en ciertas condiciones. Considérese

la situación que se ilustra en la figura 7.4. En la figura 7.4.a) se muestra un amplificador con una ganancia A_1 , una señal de entrada V_s y ruido, o interferencia, V_n . Se supone que por alguna razón este amplificador experimenta ruido y que este se introduce en la entrada del amplificador. La **relación entre la señal y el ruido S/N** para este amplificador es:

$$S/N = V_s / V_n \tag{7.10}$$

A continuación considere el circuito de la figura 7.4.b). Aquí se supone que es posible construir otra etapa de amplificador con ganancia A_2 que no experimenta problemas de ruido. Si este es el caso,

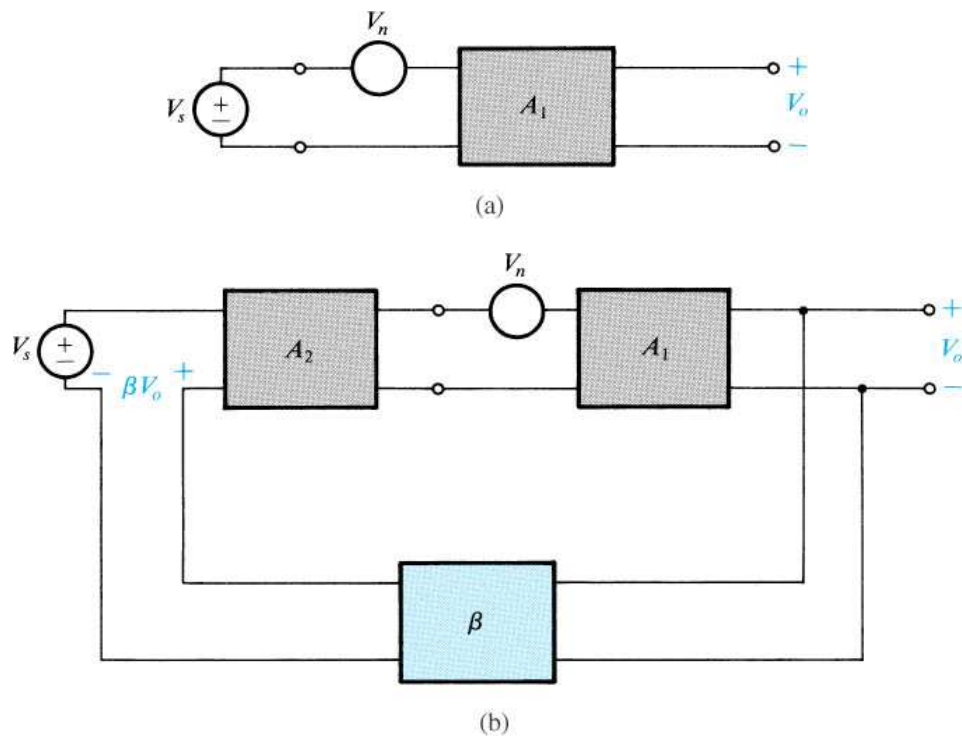


Figura 7.4 Ilustración de la aplicación de la realimentación negativa para mejorar la relación entre señal y ruido en amplificadores.

entonces es posible conectar como etapa previa a A_1 la etapa amplificadora sin ruido A_2 y aplicar realimentación negativa abarcando toda la cascada con una cantidad de realimentación tal que permita mantener constante la ganancia general. La tensión de salida del circuito de la figura 7.4.b) puede encontrarse mediante superposición y así obtener:

$$V_o = V_s \frac{A_1 \cdot A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} + V_n \frac{A_1}{1 + A_1 A_2 \beta} \tag{7.11}$$

Por lo tanto, la relación entre señal y ruido en la salida del amplificador realimentado negativamente se transforma en:

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s}{V_n} \cdot A_2 \quad (7.12)$$

que es A_2 veces mas alta que en el caso original.

Se debe resaltar una vez mas que la mejora en la relación entre señal y ruido mediante la aplicación de realimentación solo es posible si se puede anteponer a la etapa de ruido con otra (relativamente) libre de ruido. Sin embargo esta situación no es poco común en la practica. El mejor ejemplo se encuentra en la etapa de salida del amplificador de potencia de un amplificador de audio. Este tipo de etapa suele experimentar un problema conocido como **zumbido de fuente de alimentación**. El problema surge debido a las grandes corrientes que este tipo de etapa toma de la fuente de alimentación y la dificultad para utilizar filtros suficientemente adecuados y de bajo costo para la fuente de alimentación. Como es sabido, la etapa de salida de potencia es necesaria para proporcionar gran ganancia de potencia pero poca o ninguna ganancia de tensión. Por lo tanto, es factible anteponer a la etapa de salida de potencia con un amplificador de pequeña señal que proporcione una gran ganancia de tensión, y aplicar una gran cantidad de realimentación negativa, restaurando así la ganancia de tensión a su valor original. Debido a que el amplificador de pequeña señal puede ser alimentado por otra fuente de alimentación menos robusta (y por lo tanto, mejor regulada) no experimentaran los problemas de zumbido mencionados. Entonces, el zumbido en la salida se vera reducido por el valor de la ganancia de tensión de este **preamplificador** agregado.

7.3.3.- Reducción de la distorsión por alinealidad

Tomaremos como ejemplo la curva a) de la figura 7.5 que representa la característica de transferencia de un amplificador. Como se indica, dicha característica es lineal solo por tramos, y la ganancia cambia de 1000 a 100 y luego a 0. Tal como ya hemos visto con anterioridad, es de esperar que esta característica de transferencia no lineal cause que este amplificador genere una gran cantidad de distorsión por alinealidad (distorsión armónica e ínter modulación).

La característica de transferencia del amplificador puede ser considerablemente **linealizada** (es decir, hacerse menos alineal) mediante la aplicación de realimentación negativa. Esto no debe sorprender mucho, porque ya se ha visto que la realimentación negativa reduce la dependencia entre la ganancia total del amplificador a lazo cerrado y la ganancia de lazo abierto del amplificador básico.

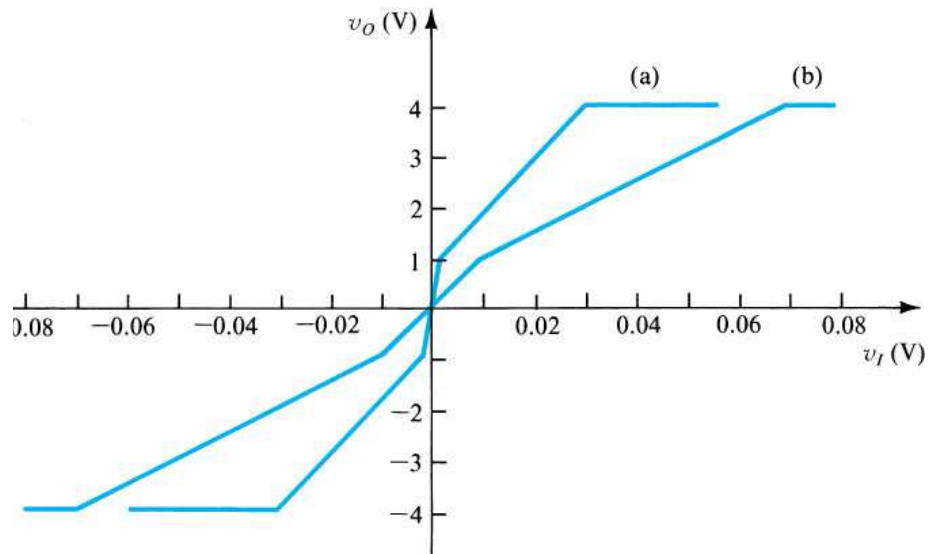


Figura 7.5 Ilustración de la aplicación de la realimentación negativa para reducir la distorsión por alinealidad en amplificadores. La curva a) muestra la característica de transferencia sin realimentación. La curva b) muestra la misma con realimentación $\beta=0,01$

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Por lo tanto, los cambios grandes en la ganancia de lazo abierto (de 1000 a 100 en este caso) dan lugar a cambios correspondientes mucho más pequeños en la ganancia de lazo cerrado.

Para ilustrar lo anterior aplique una realimentación negativa con $\beta = 0,01$ al amplificador cuya característica de transferencia de tensiones a lazo abierto se describe en la figura 7.5. La característica de transferencia resultante del amplificador a lazo cerrado se muestra en la figura 7.5.b). Aquí la pendiente del segmento más inclinado está dada por:

$$Af_1 = \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0,01} = 90,9$$

y la pendiente del siguiente segmento está dada por

$$Af_2 = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0,01} = 50$$

Por lo tanto, el cambio en el orden de magnitud de la pendiente se ha reducido de manera considerable (de diez veces cuando no se realimenta a algo menos de dos veces cuando el amplificador se realimenta con $\beta = 0,01$). El precio pagado, por supuesto, es una reducción en la ganancia de tensión. Por ello, si la ganancia global tiene que restaurarse, entonces debe agregarse un preamplificador. Este no debe presentar un fuerte problema de distorsión no lineal porque estará tratando con señales más pequeñas.

Por último, debe tenerse en cuenta que la realimentación negativa no puede hacer nada en relación con la saturación del amplificador, porque en saturación la ganancia es muy pequeña (casi cero) y, por lo tanto, la cantidad de realimentación también es muy pequeña (casi cero).

7.3.4.- Modificación de las Resistencias de Entrada:

Se verificó ya que ningún dispositivo amplificador no realimentado, realizado con componentes activos reales, está claramente definido como alguno de los tipos de amplificadores recientemente clasificados. Entre los cambios que es capaz de producir la realimentación negativa, sobre las características dinámicas del amplificador básico, pueden citarse las modificaciones de los valores de Resistencia de Entrada y de Resistencia de Salida que constituye una nueva ventaja cuando lo que se pretende es hacer que el amplificador básico se parezca más a alguno de los cuatro tipos de amplificadores reconocidos, es decir de Tensión, de Corriente, de Transconductancia o de Transresistencia.

Para comenzar a estudiar este efecto, particularizaremos la red de mezcla esquematizada en la figura 7.3. como un sumador, de modo que ahora, al tratar con cuadripolos, la parte de entrada del amplificador básico dispondrá de un par de terminales lo mismo que la salida de la red de realimentación. En consecuencia como red de mezcla se pueden identificar dos alternativas para la conexión de los dos pares de terminales recién mencionados: la mezcla por efecto de un Nodo de Conexión, en donde ambos cuadripolos en la entrada del amplificador se conectan en paralelo, también llamada MEZCLA PARALELO o MEZCLA DE CORRIENTES (que es lo que se puede mezclar en un

nodo) o bien la mezcla por acción de una malla o MEZCLA SERIE o de TENSIONES para lo cual ambos cuadripolos se conectan en serie en la entrada del amplificador.

Esta segunda alternativa se representa en la figura 7.6. en donde como puede verse, no se ha particularizado aún, la forma de conexión en la salida del amplificador básico. Asimismo se observa que con la finalidad del estudio de esta forma de mezcla, la fuente de excitación se ha debido representar mediante un generador equivalente de Thevenin, es decir el generador de tensión V_s con su respectiva resistencia interna R_s que por lo dicho con anterioridad, debe incorporársela como parte integrante del amplificador básico, ya que son las tensiones las que pueden mezclarse en un circuito serie o malla cerrada.

En consecuencia:

$$V_i = V_s - V_f$$

diferencia ésta que debe producirse necesariamente de modo que la realimentación sea efectivamente negativa.

La resistencia de entrada de cualquier circuito amplificador, tal como se vio se halla definida como:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_i} = R_s + R_i \quad (7.12.)$$

Cuando se realimenta, dado que la transferencia a lazo cerrado (A_f) baja D veces respecto de la que le corresponde al amplificador básico A y teniendo en cuenta la expresión (7.8) para mantener constante

la señal de salida X_o debe hacerse $V_s = D \cdot V_i$, de modo que la Resistencia entrada del amplificador realimentado (R_{isf}) definida según:

$$R_{isf} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{D \cdot V_i}{I_i} = D \cdot R_{is} \quad (7.13)$$

concluyéndose que cuando se realimenta negativamente con Mezcla Serie, se aumenta la resistencia de entrada en D veces vale decir que mediante este tipo de realimentación se tiende a hacer que el amplificador a lazo cerrado se parezca más a uno de Tensión u otro de Transconductancia ya que en ambos tipos idealmente la resistencia de entrada debe ser infinita.

La mezcla paralelo se esquematiza en la figura 7.7. y en la misma, la primer Ley de Kirchoff en el nodo de mezcla establece que:

$$I_i = I_s - I_f$$

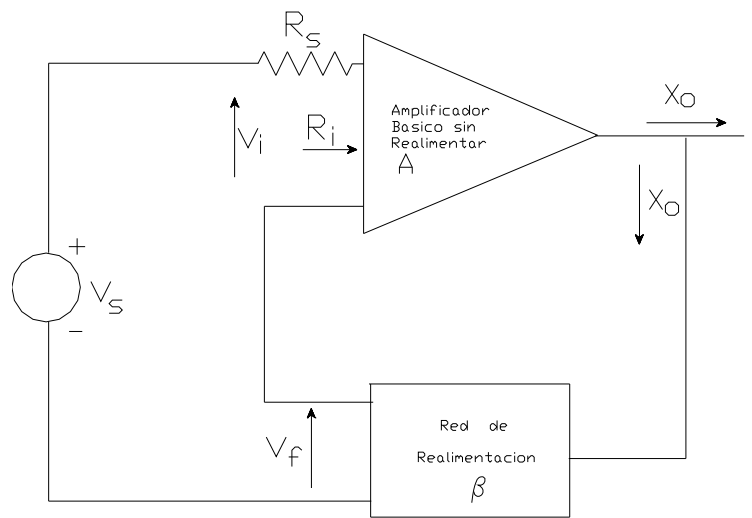


Figura 7.6 Topología de realimentación con mezcla tipo serie o de tensiones.

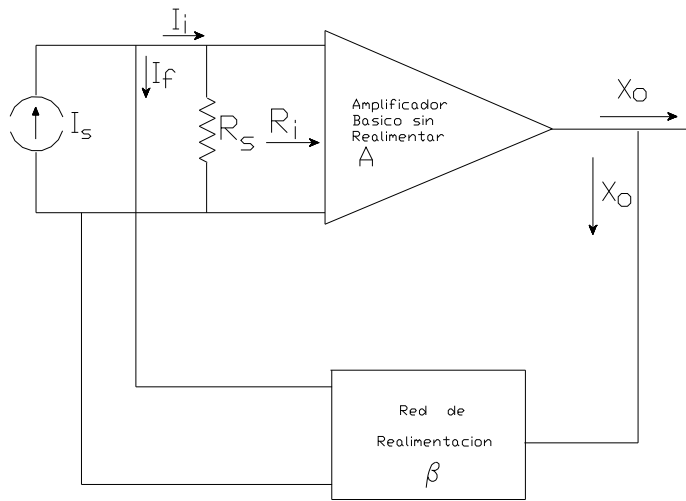


Figura 7.7 Topología de realimentación con mezcla tipo paralelo o de corrientes.

debiendo observarse que para que la realimentación sea efectivamente negativa, con los sentidos de referencia adoptados las tres corrientes deben tener igual fase (todas positivas o las tres negativas).

A lazo abierto la definición de su resistencia de entrada nos lleva a la misma expresión (7.12), en tanto que para el lazo cerrado y a igual señal de salida, como ahora para que X_o sea constante $I_s = D \cdot I_i$:

$$R_{isf} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{V_i}{D \cdot I_i} = \frac{R_{is}}{D} \quad (7.14)$$

Cuando se mezcla en paralelo, la realimentación negativa hace bajar la resistencia de entrada en el amplificador a lazo cerrado en D veces por lo que topologías con redes de mezcla como éstas (paralelo) contribuirán a hacer que el amplificador básico se parezca más a un Amplificador de Corriente o de Transresistencia.

Dejaremos pendiente la comprobación de las otras propiedades de la realimentación negativa para avanzar ahora en la metodología de estudio que emplearemos para estudiar un amplificador realimentado.

7.4. LAS CUATRO TOPOLOGÍAS BÁSICAS DE REALIMENTACIÓN

Continuando con el detalle de mayor precisión del esquema de la figura 7.3. a continuación pasaremos a particularizar el tipo de conexión entre el par de terminales de salida del cuadripolo amplificador y el par correspondiente a la entrada de la red de realimentación. Es decir que lo que se desea identificar ahora es el modo en que se halla conectada la red de realimentación con respecto a la salida del amplificador y a la carga, con el objetivo de individualizar cual es el tipo de señal que se muestrea; si la tensión de salida o bien la corriente de salida.

Nuevamente se plantean dos alternativas: si la conexión es del tipo paralelo, en cuyo caso se estará muestreando la tensión de salida V_o , la salida del amplificador básico debe ser considerada a través de algún modelo que se represente por un generador de tensión en serie con la respectiva resistencia de salida de dicho amplificador básico por lo que el parámetro transferencia que controla a dicho generador será o bien la Ganancia de Tensión medida con la salida a circuito abierto (A_{vs}) o bien la Transresistencia con la salida a circuito abierto (R_{ms}) dependiendo ello del tipo de mezcla utilizado.

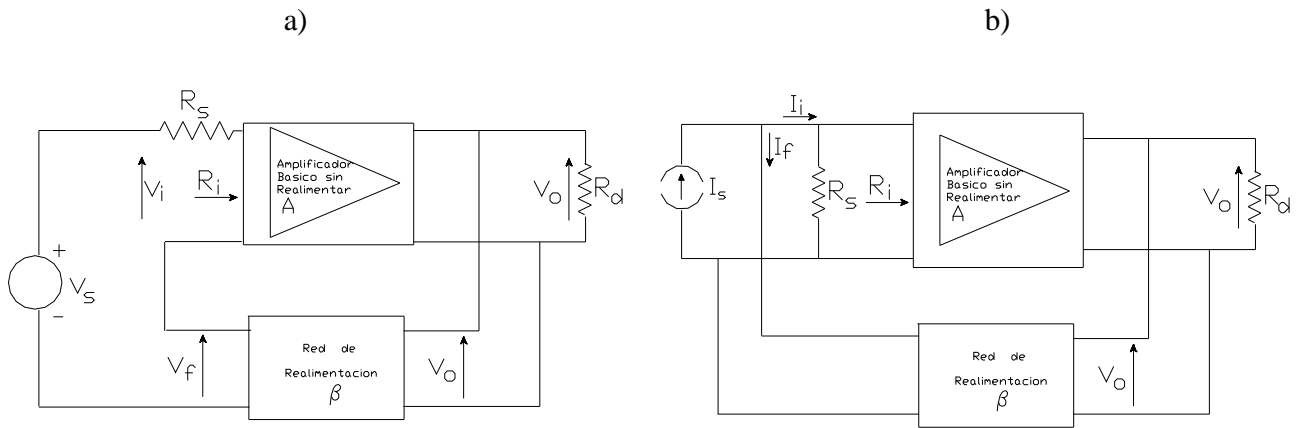


Figura 7.8 a) Topología de realimentación con muestreo de tensión y mezcla tipo serie
 b) Topología de realimentación con muestreo de tensión y mezcla paralelo.

La situación comentada se refleja en las figuras 7.8.a) o 7.8.b) y como demostraremos más adelante, el efecto de la realimentación negativa es el de hacer que se mantenga con mayor constancia la señal que se muestrea, en este caso la tensión V_o con un superior grado de independendia respecto de las variaciones de la carga R_d . Es decir que esta forma de muestreo hace que a lazo cerrado la resistencia de salida del amplificador realimentado sea inferior que la del amplificador básico sin realimentar. Se concluye entonces en que la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir la resistencia de salida del amplificador.

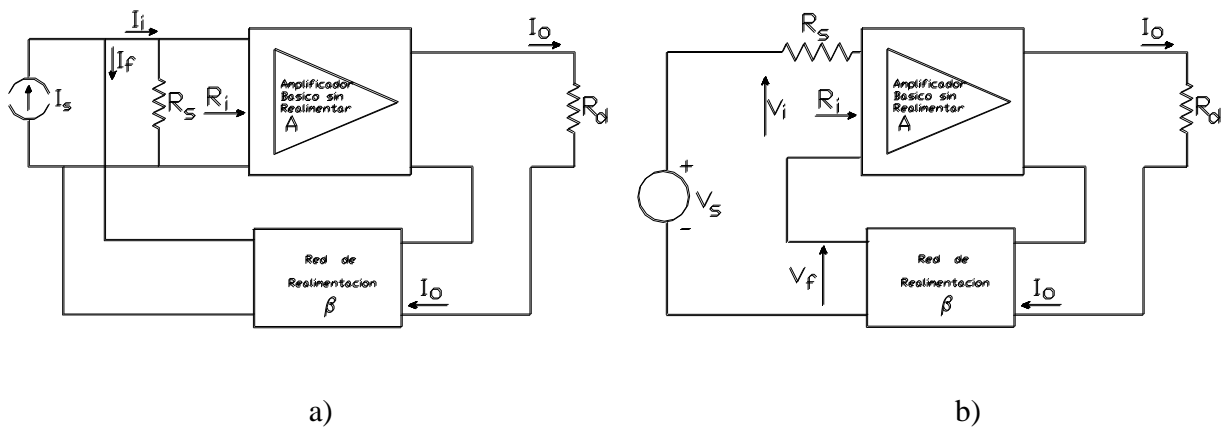


Figura 7.9 a) Topología de realimentación con muestreo de corriente y mezcla tipo paralelo
 b) Topología de realimentación con muestreo de corriente y mezcla serie.

La conexión tipo serie entre la salida del amplificador básico, la carga y la entrada de la red de realimentación produce un muestreo de la corriente de salida I_o . En este caso la salida del amplificador básico debe ser representada a través de un modelo equivalente representado por un generador de corriente en paralelo con su respectiva resistencia de salida de dicho amplificador básico y entonces el parámetro que controla a dicho generador será o bien la Ganancia de Corriente medida con la salida en cortocircuito (A_{is}) o bien la Transconductancia con la salida en corto circuito (G_{ms}), dependiendo ello nuevamente, del tipo de mezcla que se este usando, tal como se representa en las figuras 7.9.a) y 7.9.b).

Demostremos más adelante que el efecto de la realimentación negativa en estos casos es tender hacia una constancia en dicha corriente de salida I_o con una mayor independencia respecto de las variaciones de la carga, lo cual significa que produce un incremento en el valor de la resistencia de salida del amplificador a lazo cerrado comparada con la correspondiente al amplificador básico sin realimentar. En otras palabras, la realimentación negativa con muestreo de corriente hace que la salida del amplificador se parezca más a un generador independiente o ideal de corriente.

En lo que precede, al particularizar el tipo de conexionado con el que se ejecutan los muestreos de la señal de salida y las mezclas de la señal realimentada con la excitación exterior se han definido dos formas de muestreo y también dos formas de mezcla. La combinación de ellas, de a dos, da lugar a las cuatro posibles topologías o tipos de realimentación. Para la denominación de dichas topologías se nombran sucesivamente el tipo de señal muestreada (Tensión o Corriente) y la forma de mezcla (Serie o Paralelo) resultando así:

Topologías de Realimentación:

Tensión - Paralelo (T-P)
 Tensión - Serie (T-S)
 Corriente - Serie (C-S)
 Corriente - Paralelo (C-P)

Cada uno de estos esquemas circuitales de realimentación producen cambios bien definidos y particulares de esa configuración. Al propio tiempo la metodología de estudio que adoptaremos también requiere de la utilización de recursos bien definidos según el tipo de realimentación de que se trate, por lo que a continuación estudiaremos a cada una de ellas en particular.

7.4.1.- Realimentación Tensión -Paralelo:

En esta configuración se muestrea una tensión a la salida y se mezcla en paralelo vale decir que a la entrada existe un nodo de mezcla en donde se mezclan corrientes. En consecuencia, para representar al amplificador básico utilizaremos un modelo equivalente en base al parámetro transferencia que definen dichas señales de entrada y salida, es decir una Transresistencia en este caso. Asimismo y atento a dicha mezcla de corrientes, como fuente de excitación exterior emplearemos el modelo equivalente de Norton para su representación.

En la figura 7.10 se presenta el esquema a que se hace referencia precedentemente, en donde se puede observar que a título de ejemplo, como red de realimentación, se ha incorporado la red resistiva pura mas elemental que permite llevar a cabo la reinyección de la corriente I_f en base al muestreo de la tensión V_o (otra alternativa seria el cuadripolo resistivo tipo T).

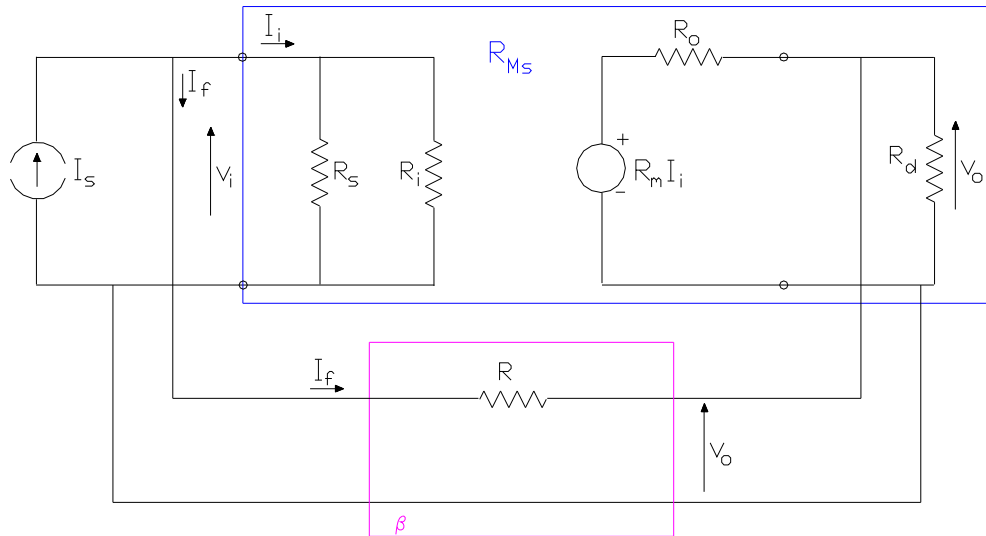


Figura 7.10 Topología de realimentación con muestreo de tensión y mezcla tipo paralelo

indicados en la figura 7.10 deben respetar a aquellos que considera el esquema de la figura 7.3. Asimismo debe asegurarse que sobre el circuito real la realimentación incorporada sea negativa, en cuyo caso en la figura 7.10, con los sentidos de referencia adoptados debe efectivamente cumplirse que:

$$I_i = I_s - I_f .$$

La red de realimentación se analiza a través de su transferencia directa definida en esta topología como:

$$\beta = \frac{I_f}{V_o} \quad \text{mientras que del circuito resulta:} \quad I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

Ya que tratamos con un amplificador, es razonable suponer que: $V_i \ll V_o$ por lo que para esta red

$$\beta = \frac{-1}{R}$$

De acuerdo a lo anticipado, la resolución del problema y el consecuente cálculo de la transferencia a lazo cerrado lo efectivizaremos mediante la determinación de la diferencia de retorno D y la utilización de la expresión (7.5) por lo que será necesario el cálculo de la Resistencia de Transferencia como transferencia del amplificador básico A , definida por:

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_i}$$

En tal sentido y atento a que del cuadripolo realimentación solo hemos considerado su transferencia, la presencia de sus resistencias de entrada y salida (como se definen en cualquier cuadripolo, además de su transferencia) también se las debemos atribuir al amplificador básico, tal como ocurrió con R_s y con R_d , de modo tal que para su determinación, previamente y a partir del circuito original realimentado debe hallarse un circuito auxiliar que corresponde al circuito amplificador básico sin realimentar, cargado con la red β , con la carga R_d y que tenga presente a R_s .

Con esa finalidad, partiendo del circuito amplificador real se puede poner en práctica un mecanismo que, aunque un tanto abstracto, resulta muy simple de aplicar, consistente en : a) Para hallar la malla de entrada del circuito auxiliar, sobre el circuito real se debe anular la señal muestreada, en nuestro caso la tensión V_o , y recorrer todas las ramas que integran dicha malla de entrada bajo tal condición; b) Anulando el efecto de mezcla en la entrada del circuito real recorrer todas las ramas que forman parte de la malla de salida del circuito real. En el paso b) anular el efecto de mezcla en una mezcla serie en la que se tiene una malla de mezcla significa abrir dicha malla, es decir hacer $I_i = 0$, mientras que si la topología de mezcla es paralelo, tal como en nuestro caso, anular el efecto de mezcla significa poner a potencial de masa al nodo de mezcla, es decir hacer $V_i = 0$.

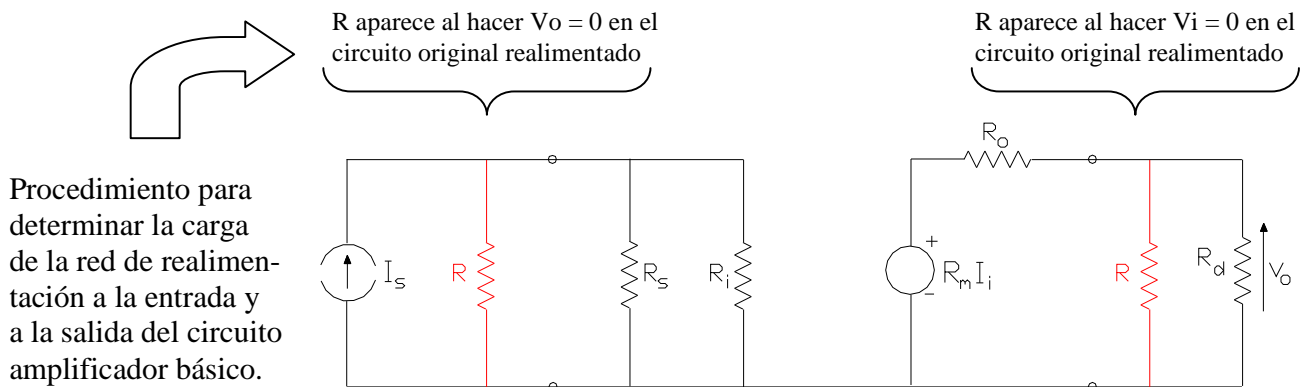


Figura 7.11 Circuito amplificador básico adecuadamente excitado, cargado con R_d y cargado con la red de realimentación

Todo ello nos asegura eliminar la realimentación del circuito original y su aplicación sobre el circuito de la figura 7.10 que se encuentra bajo estudio, nos lleva al circuito auxiliar representado en la figura 7.11. Puede observarse la aparición de R en paralelo con la carga R_d y también a R en paralelo a R_s lo cual representa la carga de la red β tanto a la salida como a la entrada del amplificador básico.

En este circuito auxiliar, ya que se anuló la realimentación : $I_f = 0$; en la entrada se tiene ahora $I_i = I_s$ y la determinación de su transferencia se encara definiendo:

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{V_o}{I_i}$$

por lo que a partir del circuito se tiene:

$$V_o = R_m \cdot I_i \cdot \frac{(R_d // R)}{(R_d // R) + R_o} \quad \text{de modo que} \quad R_{Ms} = R_m \cdot \frac{(R_d // R)}{(R_d // R) + R_o}$$

Además de este mismo circuito auxiliar es de donde obtendremos las resistencia de entrada y salida del circuito amplificador básico de modo que por simple asociación serie/paralelo:

$$R_{is} = R // R_s // R_i \quad \text{y} \quad R_{os} = R // R_d // R_o$$

Concluidos estos cálculos, el circuito de la figura 7.11 o circuito auxiliar pierde utilidad por lo que retornamos nuevamente sobre el circuito original.

En este circuito:

$$D = 1 + \beta \cdot R_{Ms} ; \quad R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} \quad \text{y} \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

A esta altura conviene marcar ciertos procedimientos de auto control que dispone esta metodología con la finalidad de comprobar su consistencia y/o corregir errores que su pudieran haber cometido:1) en primer lugar debe observarse que la ganancia del lazo ($\beta \cdot R_{Ms}$) debe sumar a un numero en la diferencia de retorno D, por lo que debe tratarse de una cantidad adimensional y si como en este ejemplo β resulto ser una transconductancia (Siemens) entonces nos debemos asegurar que la cantidad R_{Ms} posea unidades de transresistencia (Ohm); 2) por otra parte si sobre el circuito del amplificador realimentado original ya hemos comprobado que el signo de la realimentación es negativo, como para este caso D debe ser mayor que la unidad, si como en este caso β arrojó un resultado negativo, la transferencia R_{Ms} por consecuencia también debe ser negativa (o a la inversa si el β nos diera positivo).

Finalmente si con la finalidad de determinar la resistencia de salida del amplificador realimentado a lazo cerrado y tal como se realizara ya en otras oportunidades, procedemos a quitar la carga del circuito original, desactivamos el generador real de excitación del mismo y colocamos un generador de prueba en el lugar de la carga definiremos la resistencia de salida del amplificador realimentado sin carga (R_{of}) como el cociente entre la tensión y la corriente del generador de prueba. Dicho circuito de prueba se puede observar en la figura 7.12.

En dicho circuito, la corriente en la salida, que ahora preferimos llamar I_x en lugar de I_o , despreciando la que se drena a través la red de realimentación resulta:

$$I_x = \frac{V_x - R_{ms} \cdot I_i}{R_o}$$

pero al haber desactivado el generador de excitación: $I_i = -I_f$ y a su vez: $I_f = \beta \cdot V_x$ por lo que reemplazando en la anterior:

$$I_x = \frac{V_x + R_{ms} \cdot \beta \cdot V_x}{R_o} = \frac{V_x}{R_o} \cdot (1 + R_{ms} \cdot \beta)$$

y como la resistencia de salida del amplificador realimentado, sin tener en cuenta la carga es:

$$R_{of} = \frac{V_x}{I_x}; \text{ lo anterior}$$

determina que:

$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + R_{ms} \cdot \beta)}$$

en donde, como se recordará R_{ms} es la transresistencia con la salida a circuito abierto, es decir:
 $R_{ms} = R_{Ms}$ (con $R_d = \infty$)

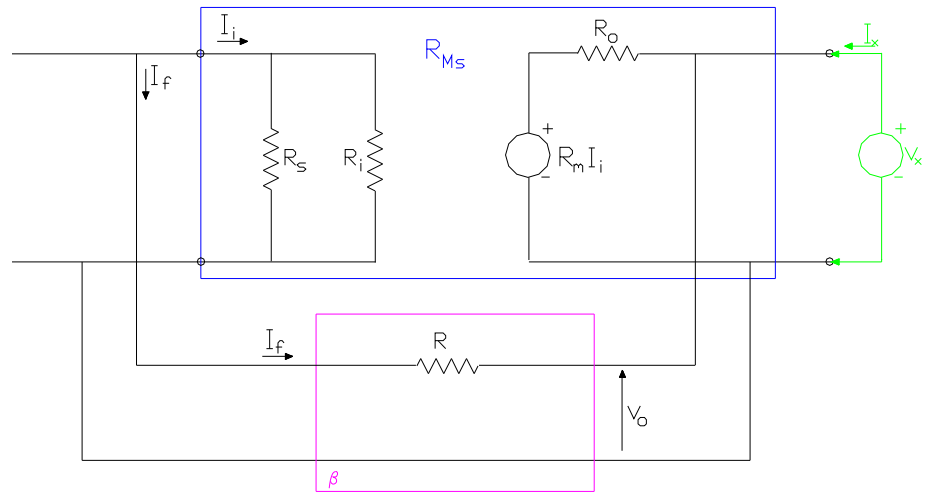


Figura 7.12 Circuito amplificador realimentado adecuadamente des excitado, y preparado para la medición de la resistencia de salida a lazo cerrado R_{of} .

La conclusión es que **la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir la resistencia de salida del amplificador**, vale decir que el cambio que opera sobre el amplificador es hacer aparentar su salida como una fuente independiente o ideal de tensión - generador de tensión con menor resistencia interna.

A continuación se quita el generador de prueba y en su lugar se restituye la carga. La resistencia de salida del sistema amplificador realimentado, incluyendo la resistencia de carga será:

$$R_{osf} = \frac{R_{of} \cdot R_d}{R_{of} + R_d} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d + R_{ms} \cdot \beta \cdot R_d} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot R_{ms} \cdot \frac{R_d}{R_o + R_d}} = R_{os} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot R_{Ms}}$$

por lo que en definitiva:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \tag{7.15}$$

lo cual indica que la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir D veces la resistencia de salida del sistema amplificador básico sin realimentar.

Por ultimo si tenemos en cuenta la expresiones (7.14) y (7.15) podemos afirmar que esta topología de realimentación Tensión-Paralelo (T-P) contribuye a convertir al amplificador básico en otro amplificador (el realimentado) mas parecido al amplificador ideal de transresistencia.

7.4.2.- Estudio de la topología Tensión-Paralelo por el Método de las Admitancias:

Antes de pasar a estudiar otras topologías de realimentación y con la finalidad de comprobar la eficacia del método de estudio empleado en el análisis precedente, así como de justificar plenamente ciertos procedimientos un tanto abstractos de dicho método, reconsideraremos la misma topología del amplificador realimentado procediendo a estudiarla mediante otro método, basado en el empleo de los parámetros admitancia.

Para tal fin, al mismo amplificador realimentado que se representó en la figura 7.10 ahora lo consideramos a través del circuito a base de los cuadripolos admitancia, tal como se observa en la figura 7.13. En dicho circuito, los parámetros con subíndice “A” corresponden al circuito amplificador básico sin realimentar, mientras los que se identifican con el subíndice “R” corresponden a la red de realimentación mientras que:

Seguidamente estableceremos las relaciones de estos parámetros con la transferencia, resistencia de entrada y la resistencia de salida del amplificador realimentado, así representado. Para tal fin consideramos la primera ley de Kirchoff aplicada a los nodos de entrada (i) y salida (o) dando origen a las siguientes ecuaciones:

$$G_s = \frac{1}{R_s} \quad \text{y} \quad G_d = \frac{1}{R_d}$$

$$I_s = (G_s + y_i + y_{iR}) V_i + (y_{fA} + y_{fR}) V_o \quad (i)$$

$$0 = (y_{fA} + y_{fR}) V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) V_o \quad (o)$$

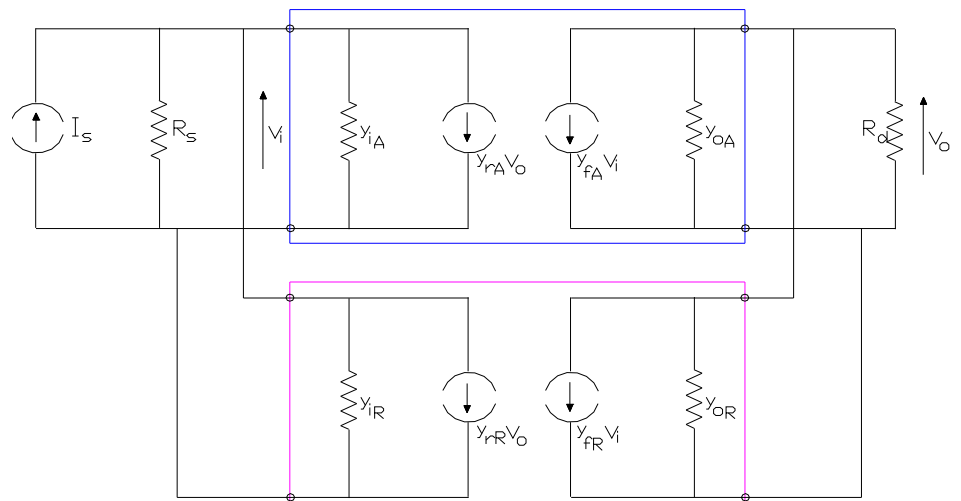


Figura 7.13 Circuito amplificador realimentado T-P analizado mediante la teoría de Cuadripolos lineales con los parámetros admitancia (conexión paralelo)

llamando

$$Y_{os} = (G_d + y_{oA} + y_{oR})$$

y despejando V_i a partir de la ecuación del nodo de salida (o) se tiene:

$$V_i = \frac{- Y_{os} \cdot V_o}{y_{fA} + y_{fR}} \quad (7.16)$$

llamando $Y_{is} = (G_s + y_{iA} + y_{iR})$, reemplazando la (7.16) en la ecuación del nodo de entrada (i) y operando matemáticamente:

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

$$I_s = \frac{-Y_{os} \cdot Y_{is}}{y_{fA} + y_{fR}} \cdot V_o + (y_{rA} + y_{rR}) \cdot V_o = \frac{-Y_{os} \cdot Y_{is} + (y_{fA} + y_{fR}) \cdot (y_{rA} + y_{rR})}{y_{fA} + y_{fR}} \cdot V_o$$

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{y_{fA} + y_{fR}}{-Y_{os} Y_{is} + (y_{fA} + y_{fR}) \cdot (y_{rA} + y_{rR})} = \frac{-\frac{y_{fA} + y_{fR}}{Y_{os} Y_{is}}}{1 - \frac{y_{fA} + y_{fR}}{Y_{os} Y_{is}} \cdot (y_{rA} + y_{rR})} \quad (7.17)$$

si definimos ahora como:

$$R_{Ms} = \frac{-(y_{fA} + y_{fR})}{Y_{os} Y_{is}} \quad \text{y} \quad \beta = (y_{rA} + y_{rR}) \quad \text{y reemplazamos en la ecuación (7.17) la misma}$$

queda tal como se indica a continuación:

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{R_{Ms}}{1 + R_{Ms} \cdot \beta} \quad (7.17')$$

La ecuación (7.17') arroja el resultado exacto de la Transresistencia a lazo cerrado del amplificador considerado, utilizando el método de análisis de los cuadripolos admitancia y muestra que con las interpretaciones hechas sobre la ecuación (7.17) dicho resultado es coincidente con lo propuesto en el estudio anterior. Si ahora a este resultado exacto le aplicamos las mismas hipótesis simplificativas que se contemplaron antes, es decir, por un lado unilateralidad del cuadripolo amplificador básico:

y unilateralidad de la red de realimentación:

$$y_{rA} \ll y_{rR}$$

$$y_{fA} \gg y_{fR}$$

la interpretación de la ecuación (7.17) nos lleva a:

$$R_{Ms} = \frac{-y_{fA}}{Y_{os} Y_{is}} \quad (7.18) \quad \text{y} \quad \beta = y_{rR} \quad (7.19)$$

y la transresistencia con realimentación es:

$$R_{Msf} = \frac{-\frac{y_{fA}}{Y_{os} Y_{is}}}{1 + \frac{-y_{fA}}{Y_{os} Y_{is}} \cdot y_{rR}} \quad (7.20)$$

A los efectos de establecer una equivalencia circuital entre ambos métodos, en la figura 7.14. realizamos el circuito equivalente que corresponde a la ecuación (7.18) para R_{Ms}

Puede comprobarse que dicho esquema de circuito corresponde al amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red de realimentación, tanto a la entrada (y_{iR}) como a la salida (y_{oR}), cargado con la resistencia de carga R_d y que tiene en cuenta además a la resistencia interna de la fuente de excitación R_s . Esto justifica que por el procedimiento utilizado anteriormente, para hallar la transferencia R_{Ms} debamos determinar el circuito auxiliar que consiste en el amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red β .

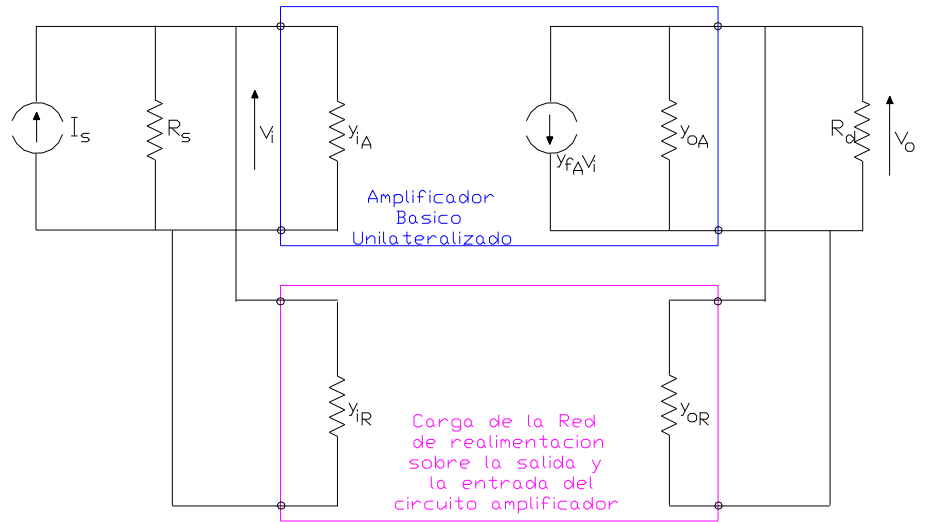


Figura 7.14 Circuito amplificador básico unilateralizado y cargado con la red β esta ultima sin transmisión (amplificador básico cargado con la red b)

Para verificar la consistencia de este circuito planteamos nuevamente las ecuaciones de los nodos de entrada y de salida con la finalidad de determinar su R_{Ms} .

$$(i) \quad I_s = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \cdot V_i$$

$$(o) \quad y_{fA} \cdot V_i = -(G_d + y_{oA} + y_{oR}) \cdot V_o$$

o bien, introduciendo las definiciones de Y_{is} e Y_{os} :

$$I_s = Y_{is} \cdot V_i \quad (i)$$

$$y_{fA} \cdot V_i = -Y_{os} \cdot V_o \quad (o)$$

A partir de la ultima ecuación (i):

$$V_i = \frac{I_s}{Y_{is}} \quad (7.21)$$

y reemplazando (7.21) en la ultima ecuación (o) resulta:

$$\frac{y_{fA} \cdot I_s}{Y_{is}} = -Y_{os} \cdot V_o$$

por lo que despejando el cociente $\frac{V_o}{I_s}$ obtenemos la transresistencia: $R_{Ms} = \frac{-y_{fA}}{Y_{is} \cdot Y_{os}}$

Observamos que la última ecuación obtenida es idéntica a la expresión (7.18) por lo que se verifica que el circuito antes descrito representa al amplificador sin realimentar y cargado con R_s , R_d , y_{iR} e y_{oR} .

Por otra parte debe repararse que la definición en dicho circuito de la Y_{is} es coincidente a la inversa de la resistencia de entrada R_{is} que también se obtenía en el circuito amplificador básico cargado con la red β . Igual observación corresponde realizar para la admitancia Y_{os} .

La observación hecha precedentemente, respecto al circuito auxiliar en donde se debe analizar R_{Ms} , R_{is} y R_{os} se refuerza si comprobamos que de la red de realimentación solo consideramos su transferencia β es decir que de la matriz de parámetros admitancia solo nos queda la admitancia de transferencia inversa medida con la entrada en corto circuito, es decir:

$$\beta = y_{rR} = \left. \frac{I_f}{V_o} \right|_{\text{con } V_i = 0}$$

lo cual justifica la aproximación que asumimos cuando se determinó β suponiendo que $V_i \ll V_o$

Atento todo lo analizado, el amplificador realimentado completo, identificadas las partes recién definidas y con las hipótesis simplificativas se observa en la figura 7.15.

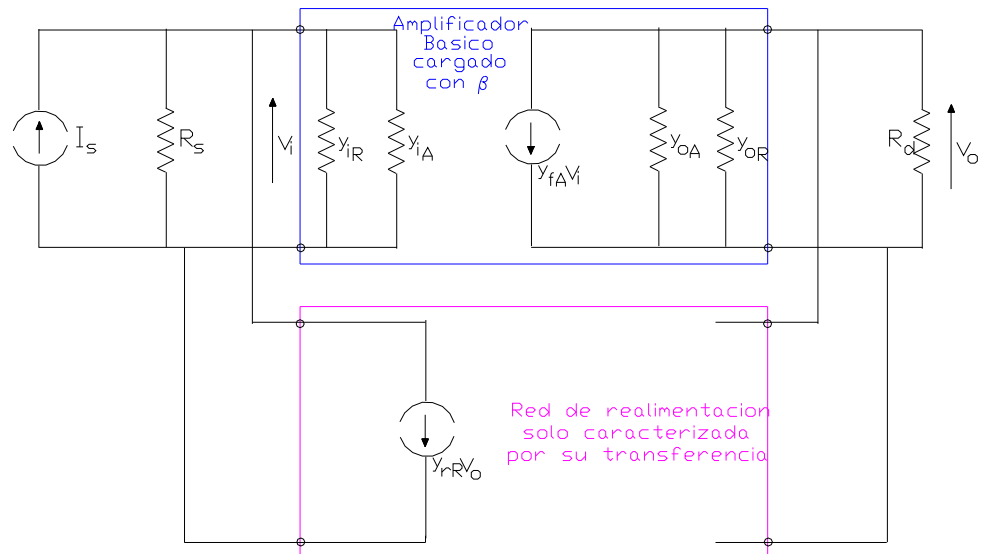
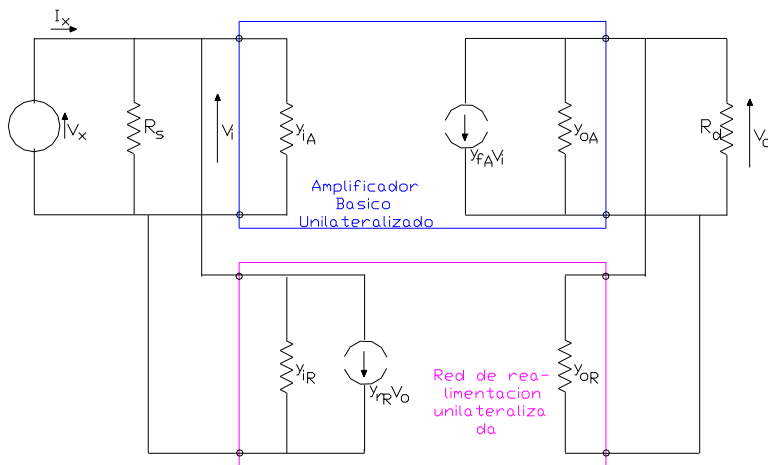


Figura 7.15 Circuito amplificador realimentado, simplificado y considerado como propone el método sistemático basado en el esquema de la figura 7.3

A continuación realizaremos el estudio de las resistencias de entrada y de salida del sistema amplificador realimentado. Para tal fin consideraremos el circuito original simplificado con las hipótesis de unilaterialidad de ambos cuadripolos y colocando un generador de prueba en la entrada, tal como se indica en el circuito de la figura 7.16. Así, en dicho circuito, estableciendo el cociente entre la tensión del generador de prueba y la corriente que el mismo le entregue al circuito puede evaluarse la admitancia de entrada del sistema a lazo cerrado definiendo:



$$Y_{isf} = \frac{I_x}{V_x}$$

Nuevamente, las ecuaciones de los nodos de entrada y de salida de este circuito resultan:

$$I_x = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \cdot V_x + y_{rR} \cdot V_o \quad y$$

$$0 = y_{fA} \cdot V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) \cdot V_o$$

a las cuales incorporándoles las definiciones de Y_{is} e Y_{os} :

$$I_x = Y_{is} \cdot V_x + y_{rR} \cdot V_o \quad (7.22)$$

$$0 = y_{fA} \cdot V_i + Y_{os} \cdot V_o \quad (7.23)$$

Figura 7.16 Circuito amplificador realimentado, simplificado y preparado para el calculo de la admitancia de entrada.

y ya que en (7.23) $V_i = V_x$, de la misma obtenemos:

$$V_o = \frac{- y_{fA} \cdot V_x}{Y_{os}} \quad (7.24)$$

luego reemplazando (7.24) en la expresión (7.22) :

$$I_x = Y_{is} \cdot V_x + y_{rR} \cdot \frac{- y_{fA}}{Y_{os}} \cdot V_x$$

por lo que:

$$Y_{isf} = \frac{I_x}{V_x} = Y_{is} - \frac{y_{rR} \cdot y_{fA}}{Y_{os}} \quad (7.25)$$

Por otra parte, dado que el producto de las ecuaciones (7.18) y (7.19) es:

$$\beta \cdot R_{Ms} \cdot Y_{is} = - \frac{y_{rR} \cdot y_{fA}}{Y_{os}} \quad (7.26)$$

reemplazando (7.26) en (7.25) se tiene:

$$Y_{isf} = Y_{is} + \beta \cdot R_{Ms} \cdot Y_{is} \quad \text{o sea:} \quad Y_{isf} = D \cdot Y_{is} \quad \text{o bien} \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

cuyo resultado es coincidente con el obtenido por el otro método con anterioridad.

Si ahora conectamos el generador de prueba sobre la salida y desactivamos la entrada ($I_s = 0$) tal como se realiza en la figura 7.17, planteando nuevamente el sistema de dos ecuaciones de los nodos

y operando matemáticamente se puede determinar la admitancia de salida del amplificador realimentado.

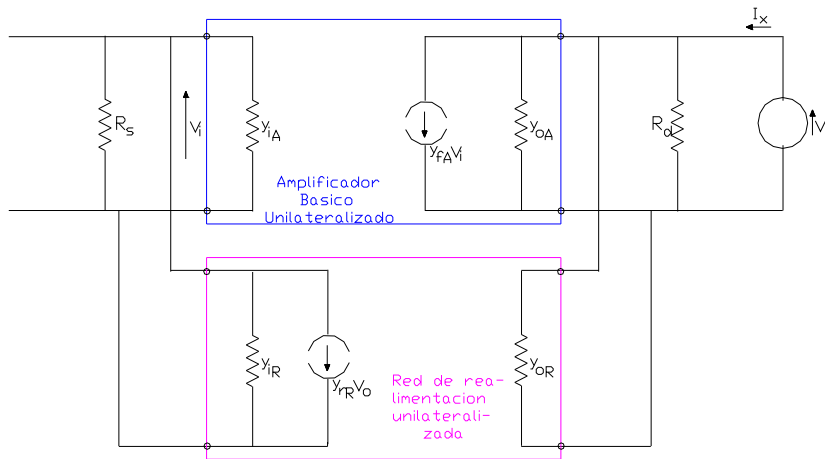


Figura 7.17 Circuito amplificador realimentado, simplificado y preparado para el calculo de la admitancia de salida.

$$0 = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \cdot V_i + y_{iR} \cdot V_x$$

o bien $0 = Y_{is} \cdot V_i + y_{iR} \cdot V_x$ y

$$\text{así: } V_i = - \frac{y_{iR} \cdot V_x}{Y_{is}} \quad (7.27)$$

$$I_x = y_{fA} \cdot V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) \cdot V_x$$

e $I_x = y_{fA} \cdot V_i + Y_{os} \cdot V_x$ (7.28)

por lo que reemplazando (7.27) en (7.28):

$$I_x = y_{fA} \cdot \frac{-y_{iR} \cdot V_x}{Y_{is}} + Y_{os} \cdot V_x$$

por lo que ahora, al ser $Y_{osf} = \frac{I_x}{V_x}$

y dado que de la expresión (7.26) también se deduce que: $Y_{os} \cdot \beta \cdot R_{Ms} = \frac{-y_{fA} \cdot y_{iR}}{Y_{is}}$

$$I_x = (Y_{os} + \beta \cdot R_{Ms} \cdot Y_{os}) \cdot V_x = Y_{os} \cdot (1 + \beta \cdot R_{Ms}) \cdot V_x \quad \text{y por lo tanto: } Y_{osf} = Y_{os} \cdot D \quad \text{ó} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$$

pudiéndose concluir nuevamente que el resultado obtenido es totalmente coincidente con los que surgieron en el estudio precedente con el otro método, motivo por el cual, dada su mayor simplicidad, para los estudios de las topologías que siguen continuaremos aplicando el método basado en el diagrama de la figura 7.3. con exclusividad.

EJEMPLO 7.1

Un ejemplo típico de circuito amplificador realimentado con topología Tensión-Paralelo se representa en la figura E.7.18., en donde vamos a suponer que los tres transistores son idénticos y a la corriente de reposo de 10 mA posee un ganancia $h_{fe} = 60$. Asimismo supondremos que:

$$R_s = R_d = 50 \, \Omega \quad \text{y} \quad R_{C1} = R_{C2} = 700 \, \Omega \quad \text{mientras que} \quad R = 52 \, K\Omega$$

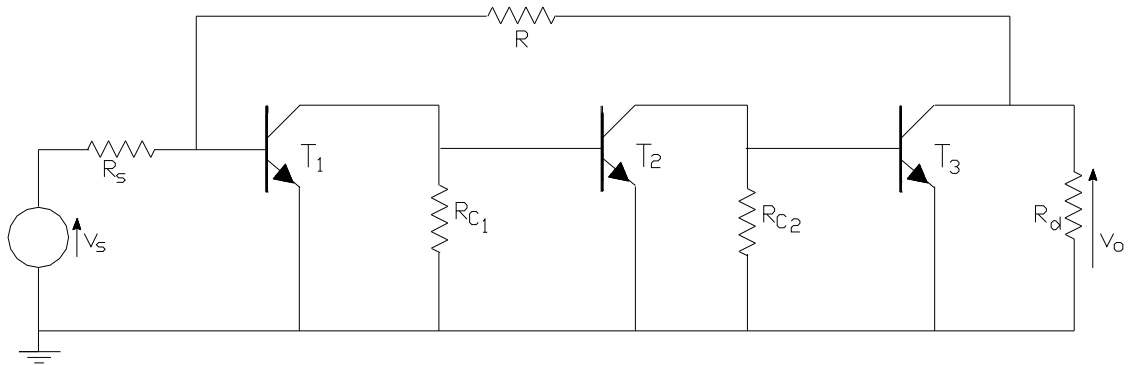


Figura E.7.18 Circuito amplificador realimentado del Ejemplo 7.1

A partir de estos datos, para el transistor bipolar se puede determinar que:

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m = 40 I_{CQ} = 0,4 \text{ (A/V)} \quad \text{y} \quad h_{ie} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{60}{0,4} = 150 \text{ } \Omega.$$

Se puede comprobar que en este ejemplo se está utilizando la misma red de realimentación introducida en el estudio previo, es decir un simple resistor en serie conectado entre la salida del amplificador básico (en este caso el último colector o colector de T_3) y la entrada del mismo (la primera base en este ejemplo o base de T_1). Imaginándose al cuadripolo β integrado además por la línea de referencia de masa, puede apreciarse la conexión paralelo del mismo tanto con la salida como con la entrada del amplificador básico. La topología es efectivamente con muestreo de Tensión y con mezcla Paralelo. Por este motivo para llevar a cabo su estudio es preciso cambiar el modelo equivalente de la fuente de excitación por el modelo de Norton. Ello se ha llevado a cabo en el circuito de la figura E.7.19.

Al considerar la fase de la transferencia de este circuito amplificador, sea ésta A_{V_s} o bien R_{M_s} (y siempre que se tenga un número impar de etapas emisor común en cascada) se observa que las mismas resultan inversoras, vale decir que en el circuito de la figura E.7.19., para una corriente I_s positiva y por ende también positivas V_i e I_i , en la salida del mismo se obtendrá una V_o negativa. Atento a que también en este circuito:

$$I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

con las fases de V_i y V_o recién consideradas surgirá una corriente I_f positiva.

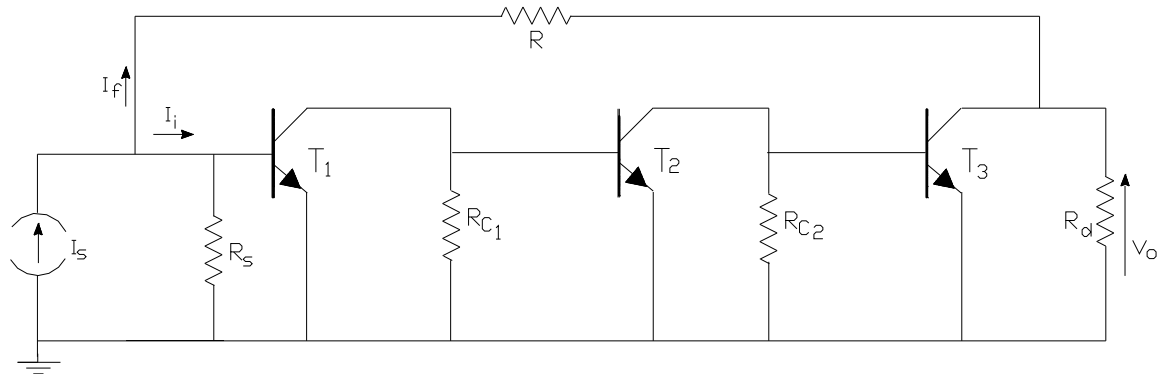


Figura E.7.19 Circuito amplificador realimentado con el excitador adecuado

En consecuencia, en el nodo de mezcla se tendrá que efectivamente: $I_i = I_s - I_f$ por lo que se verifica que la realimentación es efectivamente negativa. A continuación determinamos la transferencia de la red de realimentación:

$$I_f = \frac{-V_o}{R} \quad \text{por lo que} \quad \beta = \frac{-1}{R} = \frac{-1}{52000}$$

y más tarde, haciendo $V_o = 0$ sobre el circuito original determinamos la malla de entrada del circuito amplificador básico cargado con β pero sin realimentar. Asimismo luego haciendo $V_i = 0$ determinamos su malla de salida también, y reemplazando los transistores por su modelo híbrido simplificado llegamos al circuito equivalente de la figura E.7.20.

Se puede comprobar en este último que la resistencia de la red de realimentación R queda en paralelo, tanto en la entrada como en la salida del amplificador aclarando que su finalidad es la obtención de R_{Ms} , R_{is} y R_{os} .

$$R_{is} = R_s // R // h_{ie} = 50 // 52000 // 150 = 37,5 \Omega$$

$$R_{d1} = R_{C1} // h_{ie2} = 700 // 150 = 123,5 \Omega \quad R_{d2} = R_{d1} = 123,5 \Omega$$

$$R_{d3} = R // R_d = 52000 // 50 = 50 \Omega \quad \text{y} \quad R_{os} = R_{d3} = 50 \Omega$$

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_s} = \left(\frac{V_o}{V_3}\right) \cdot \left(\frac{V_3}{V_2}\right) \cdot \left(\frac{V_2}{V_1}\right) \cdot \left(\frac{V_1}{I_s}\right)$$

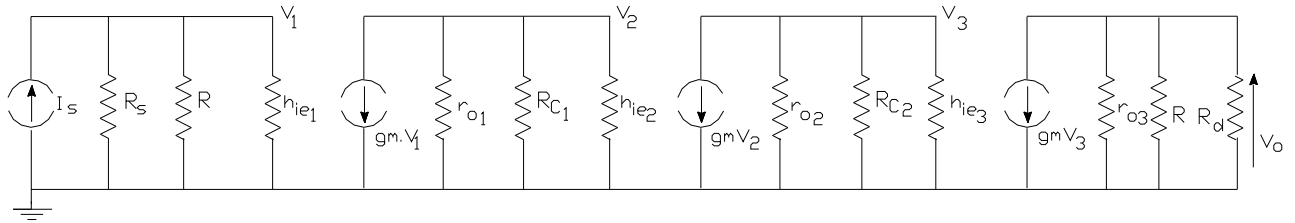


Figura E.7.20 Circuito amplificador sin realimentar, con el excitador adecuado cargado con la red β y ya dispuesto para la determinación de R_{Ms} , R_{is} y R_{os}

$$R_{Ms} = (-gm_3 \cdot R_{d3}) \cdot (-gm_2 \cdot R_{d2}) \cdot (-gm_1 \cdot R_{d1}) \cdot R_{is} = -gm^3 \cdot R_{d1}^2 \cdot R_{d3} \cdot R_{is}$$

$$R_{Ms} = -(0,4)^3 \cdot (123,5)^2 \cdot 50 \cdot 37,5 = -1,83 \text{ M}\Omega$$

Concluidos estos cálculos el circuito auxiliar pierde utilidad por lo que retornamos al circuito amplificador realimentado y en el calculamos la diferencia de retorno:

$$D = 1 + \beta \cdot R_{Ms} = 1 + 19,2 \cdot 10^{-6} \cdot 1,83 \cdot 10^6 = 36,1$$

- la transferencia a lazo cerrado:

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = \frac{-1,83 \cdot 10^6}{36,1} = -50693 \text{ }\Omega$$

observemos que

$$\frac{1}{\beta} = -R = -52000 \text{ }\Omega \quad \text{es bastante aproximado al resultado obtenido.}$$

- la Resistencia de Entrada del sistema realimentado:

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{37,5}{36,1} = 1,04 \text{ }\Omega$$

y a la entrada del amplificador realimentado, es decir la que se le presenta al generador real de excitación de tensión, que llamamos R_{if} surgirá de descontar la R_s del circuito equivalente paralelo, es decir:

$$R_{if} = \frac{R_s \cdot R_{isf}}{R_s - R_{isf}} = \frac{50 \cdot 1,04}{50 - 1,04} = 1,06 \text{ }\Omega$$

con lo que el generador ideal de tensión de excitación verá una resistencia equivalente de entrada del amplificador realimentado igual a:

$$R_{entf} = R_s + R_{if} = 50 + 1,04 = 51,04 \text{ }\Omega \quad \text{prácticamente igual a } R_s .$$

- mientras que la Resistencia de Salida del sistema realimentado será:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{50}{36,1} = 1,4 \Omega$$

y si deseáramos la de salida del amplificador realimentado, sin incluir la carga, que llamaremos R_{of} :

$$R_{of} = \frac{R_d \cdot R_{osf}}{R_d - R_{osf}} = \frac{50 \cdot 1,4}{50 - 1,4} = 1,45 \Omega$$

Esquemáticamente el circuito estudiado se puede representar por un esquema equivalente tal como se indica en la figura VII.23. en donde se han indicado las resistencias de entrada y salida recién definidas. Asimismo se puede determinar la ganancia de tensión:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_N \cdot R_s} = \frac{R_{Ms}}{R_s}$$

si como transresistencia tomamos el valor aproximado

$$R_{Msf} = \frac{1}{\beta} = -R$$

dicha ganancia de tensión a lazo cerrado resulta:

$$A_{Vsf} = \frac{-R}{R_s}$$

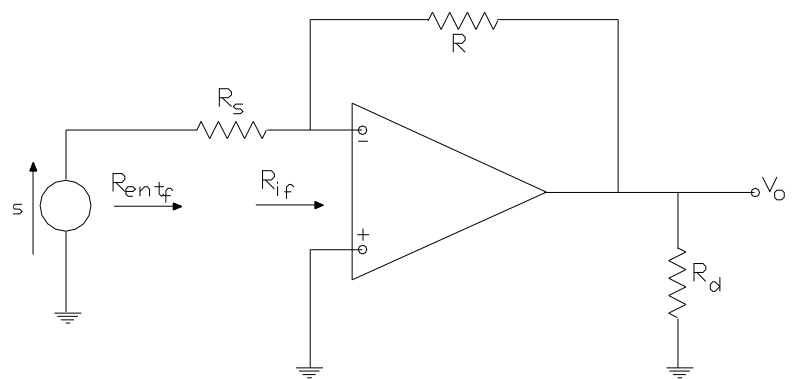


Figura E.7.21 Circuito esquemático del amplificador con el excitador original con indicación de las resistencias de entrada calculadas R_{if} y R_{entf}

mientras que $R_{entf} = R_{if} + R_s = R_s$

A continuación variaremos tanto a R_s como a R_d con la finalidad de verificar numéricamente en que medida esta topología de realimentación convirtió al amplificador básico en un buen amplificador de transresistencia observando la sensibilidad de este parámetro transferencia del amplificador realimentado frente a dichos cambios. Para tal fin, en primer lugar duplicaremos la resistencia interna del generador de excitación, es decir hacemos $R_s = 100 \Omega$ y volvemos a recalcular R_{Ms} , R_{is} , D , R_{Msf} , y R_{isf} , obteniéndose:

$$R_{Ms} = -2,93 \text{ M}\Omega \quad , \quad R_{is} = 60 \Omega \quad \text{mientras que al no variar } \beta \text{ se obtiene un } D = 57,23$$

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = -51197 \Omega \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = 1,05 \Omega$$

Se verifica que ambas características del amplificador realimentado se mantienen prácticamente en el mismo valor anterior (solo se incluye un 1 % de diferencia). En cambio si consideramos A_{Vsf} este parámetro al resultar inversamente proporcional a R_s se reducirá prácticamente a la mitad de su valor anterior, situación que se repetiría con G_{Msf} ya que este también depende de R_s .

Si más tarde duplicamos el valor de la resistencia de carga R_d es decir hacemos $R_d = 100 \text{ Ohm}$, ya que R_{d3} y R_{os} resultan ahora:

$$R_{d3} = 100 \Omega \quad \text{y} \quad R_{os} = 100 \Omega$$

$$R_{Ms} = - (0,4)^3 \cdot (123,5)^2 \cdot 100 \cdot 37,5 = - 3,66 \text{ M} \Omega$$

$$D = 1 + \beta \cdot R_{Ms} = 1 + 19,2 \cdot 10^{-6} \cdot 3,66 \cdot 10^6 = 71,272$$

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = \frac{- 3,66 \cdot 10^6}{71,272} = - 51353 \Omega$$

Nuevamente se obtiene un valor prácticamente igual al que resultó para una resistencia de carga igual a la mitad de esta última con lo que se comprueba la característica de buen amplificador de Transresistencia.

7.4.4.- Realimentación Tensión -Serie:

En esta configuración se muestrea una tensión a la salida como ocurría en la anterior, pero ahora se mezcla en serie en la entrada, vale decir que allí existirá una malla de mezcla en donde se mezclan tensiones. En consecuencia, para representar al amplificador básico utilizaremos un modelo equivalente en base al parámetro transferencia que definen dichas señales de entrada y salida, es decir la Ganancia o Amplificación de tensión en este caso. Asimismo y atento a dicha mezcla de tensiones, como fuente de excitación exterior emplearemos el modelo equivalente de Tevenin para su representación.

En la figura 7.22 se presenta el esquema a que se hace referencia precedentemente, en donde se puede observar que a título de ejemplo, como red de realimentación, se ha incorporado la red resistiva pura mas elemental que permite llevar a cabo la reinyección de la tensión V_f en base al muestreo de la tensión V_o , es decir un simple divisor de tensión en este caso. Para esta red se obtiene:

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

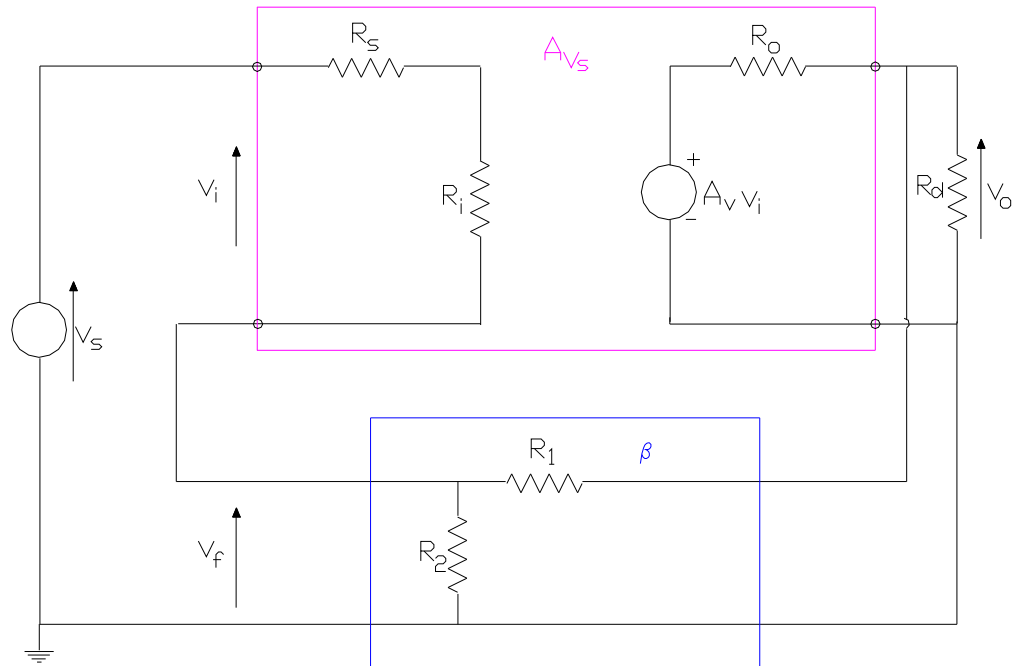


Figura 7.22 Topología de realimentación tipo Tensión – Serie (T-S)

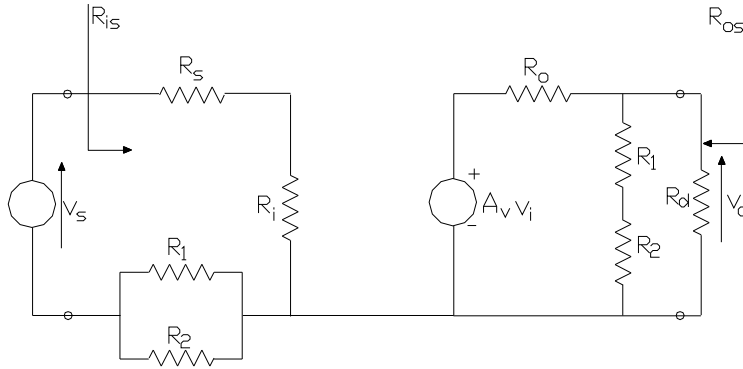
Volvemos a insistir con la importancia que tiene para el mecanismo de análisis que describen las ecuaciones de D y (7.5) los sentidos de referencia de corrientes y tensiones indicados en la figura 7.22 ya que deben respetar a aquellos que considera el esquema de la figura 7.3 Asimismo debe asegurarse que sobre el circuito real la realimentación incorporada sea negativa, en cuyo caso en la figura 7.22, con los sentidos de referencia adoptados debe efectivamente cumplirse que:

$$V_i = V_s - V_f$$

Para hallar la transferencia A_{V_s} previamente se debe hallar el circuito correspondiente al amplificador básico sin realimentar pero cargado tanto con R_s como con R_d y con la Red β , tanto a la entrada como a la salida. Para hallarlo procedemos de la siguiente manera:

- para hallar la malla de entrada del circuito amplificador básico anulamos la señal muestreada en el circuito original, es decir que en este caso hacemos $V_o = 0$;
- anulamos el efecto de mezcla en la entrada, en este caso, al ser mezcla serie en una malla, procedemos anular su efecto abriendo dicha malla, es decir haciendo $I_i = 0$ y de este modo determinamos la malla de salida del amplificador básico cargado con la red de realimentación.

El circuito resultante se observa en la figura 7.23. En él, al ser $V_f = 0$, la tensión de entrada al amplificador básico, que según su definición es $V_i = V_s - V_f$ resulta por lo tanto $V_i = V_s$ y en consecuencia se obtiene:



$$R_{is} = \frac{V_i}{I_i} = R_s + R_i + (R_1 // R_2)$$

$$R_{os} = R_o // (R_1 + R_2) // R_d \quad y$$

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i}{V_s}$$

con lo que la transferencia será:

$$A_{Vs} = A_v \frac{(R_1 + R_2) // R_d}{R_o + [(R_1 + R_2) // R_d]}$$

Figura 7.23 Amplificador básico de la topología T-S cargado con β .

Respecto a este último resultado cabe señalar que normalmente se busca que la red de realimentación no cargue por lo menos en forma apreciable, para lo cual debe satisfacerse la condición:

$$(R_1 + R_2) \gg R_d \quad \text{por lo que las expresiones se reducen a: } A_{Vs} = A_v \cdot \frac{R_d}{R_o + R_d} \quad y \quad R_{os} = R_o // R_d$$

Luego retornando al circuito realimentado, para esta topología se deberá determinar:

$$D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} \quad A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} \quad \text{y, según vimos, para la mezcla serie: } R_{isf} = D \cdot R_{is}$$

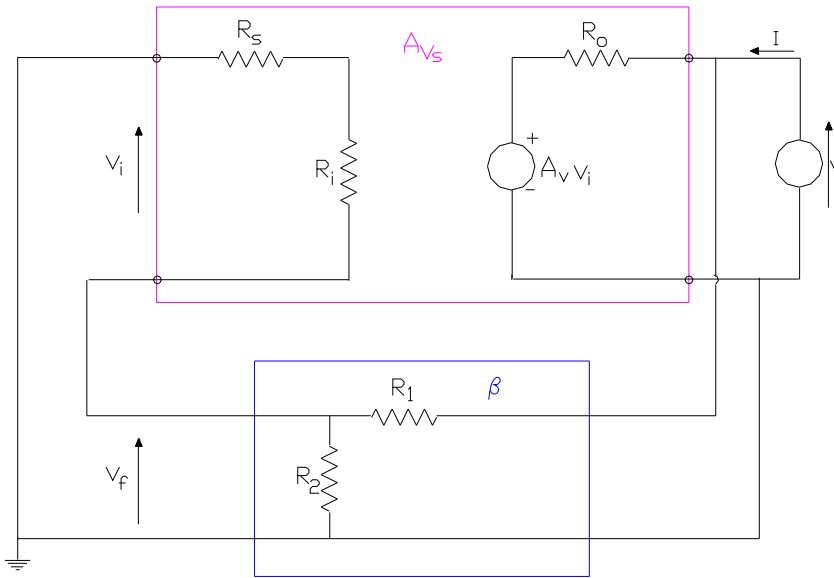
Para hallar la resistencia de salida a lazo cerrado tomamos el circuito realimentado, lo desactivamos a la entrada y lo excitamos desde la salida con un generador de prueba, midiendo su tensión y corriente, quitando para tal fin la carga R_d . Este circuito de prueba se representa en la figura 7.24. y en él planteamos:

$$R_{of} = \frac{V}{I}$$

Suponiendo que la red de realimentación no toma corriente de la salida, plantamos la segunda ley de Kirchoff en dicha malla, obteniéndose que:

$$I = \frac{(V - A_v \cdot V_i)}{R_o} \quad \text{pero } V_i = -V_f \quad y \quad V_f = \beta \cdot V, \text{ así reemplazando en la anterior:}$$

$$I = \frac{(V + A_v \cdot \beta \cdot V)}{R_o} \quad \text{con lo que} \quad R_{of} = \frac{R_o}{(1 + A_v \cdot \beta)} \quad (7.29)$$



lo que nos permite concluir en que el muestreo de tensión hace bajar la resistencia de salida del amplificador.

Teniendo en cuenta ahora la carga R_d consideraremos

$$R_{osf} = R_{of} // R_d$$

y reemplazando por la (7.29.):

$$R_{osf} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d \cdot (1 + A_v \cdot \beta)}$$

Figura 7.24 Amplificador realimentado con el excitador pasivado y excitado con un generador de prueba en el lugar de la carga.

Desarrollando el producto del denominador y operando:

$$R_{osf} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot A_v \cdot [R_d / (R_o + R_d)]} \quad \text{por lo que}$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{1 + \beta \cdot A_{Vs}} \quad \text{o bien :} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \quad (7.30)$$

Concluimos finalmente observando que al realimentar muestreando la Tensión de Salida se disminuye D veces la resistencia de salida del sistema amplificador realimentado comparada con la del amplificador sin realimentar. La realimentación con topología TENSION-SERIE hace aumentar la resistencia de entrada y disminuir la de salida por lo que convierte al amplificador en uno de tensión, en donde:

$$\text{con} \quad D = 1 + A_{Vs} \cdot \beta \quad A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} \quad \text{independiente de las variaciones tanto de } R_s \text{ como de } R_d.$$

EJEMPLO 7.2

Se presenta a continuación un ejemplo típico de circuito amplificador realimentado con topología TENSION-SERIE: Se dispone de un circuito amplificador realimentado en configuración Tensión-Serie, en base a un conjunto (Array) de transistores tipo CA3086 (amplificador diferencial y fuente de corriente) y un transistor tipo PNP discreto, tal como se observa en la figura E.7.25.

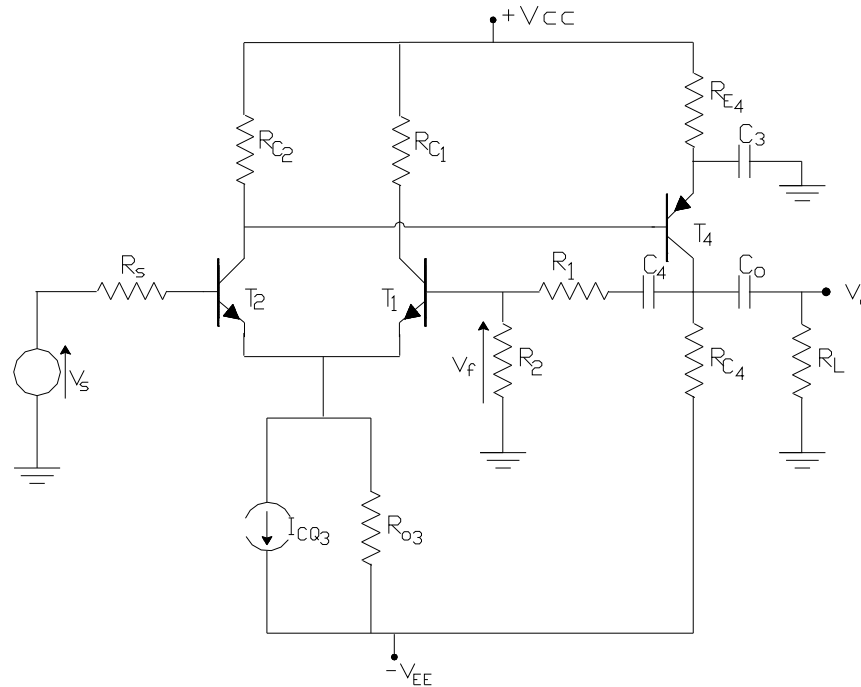


Figura E.7.24 Circuito amplificador realimentado con topología T-S del ejemplo 7.2.-

Se observa en el mismo que mientras a una de las bases del amplificador diferencial se encuentra conectada la fuente de excitación exterior V_s , en la otra entrada se ha conectado un circuito que recoge una fracción de la tensión de salida del conjunto (V_f) y dada la característica de funcionamiento de esta etapa, en la salida de la misma se tendrá una señal proporcional a la diferencia:

$$V_d = V_s - V_f$$

Esto significa que la etapa amplificadora diferencial se comporta naturalmente como una red de mezcla serie. Se observa además que con un V_s positivo, la salida por colector de T_2 resultará negativa y luego V_o será positiva debido a la acción del emisor común realizada por T_4 , con lo cual también V_f es positiva y entonces la realimentación resulta negativa.

Se muestrea la tensión de salida V_o y se mezcla en serie en la entrada, por lo que la configuración de realimentación es Tensión-Serie.

Desde el punto de vista estático y dado que en dicho circuito:

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

$V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$; $R_{C1} = R_{C2} = 8,2 \text{ K}\Omega$; $R_{C4} = 4,7 \text{ K}\Omega$; $R_{E4} = 3,9 \text{ K}\Omega$; $R_1 = 1,2 \text{ K}\Omega$;
 $R_2 = 12 \text{ K}\Omega$; $I_{CQ3} = 2 \text{ mA}$; $R_s = 1 \text{ K}\Omega$; $R_L = 5 \text{ K}\Omega$.

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{CT1-2} = V_{CC} - I_{CQ1-2} \cdot R_C = 10 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3 = 1,8 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_{ET} = -V_{BEu} = -0,6 \text{ V}$$

por lo que: $V_{CEQ1-2} = V_{CT1-2} - V_{ET}$ o sea $V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 1,8 - (-0,6) = 2,4 \text{ V}$

Asimismo: $V_{BT4} = V_{CT2} = 1,8 \text{ V}$ así $V_{ET4} = V_{BT4} + V_{EBu4} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ V}$

entonces:
$$I_{CQ4} = \frac{V_{CC} - V_{ET4}}{R_{E4}} = \frac{10 - 2,4}{3,9 \cdot 10^3} = 1,95 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ4} = V_{CC} + V_{EE} - I_{CQ4} \cdot (R_{C4} + R_{E4}) = 20 - 1,95 \cdot (4,7 + 3,9) = 3,2 \text{ V}$$

Para el análisis dinámico y ya que se trata de un amplificador realimentado, lo primero que es necesario realizar es el circuito correspondiente al amplificador básico sin realimentar pero, tal como el método de estudio lo requiere, cargado con R_s , R_L y con la red de realimentación tanto a la entrada como a la salida. Un procedimiento práctico para encontrar este circuito consiste en realizar la malla de entrada anulando la señal muestreada a la salida, es decir haciendo $V_o = 0$ en este caso, para luego hallar la malla de salida anulando el efecto de mezcla en la entrada, en este circuito haciendo $I_i = 0$. Dichos procedimientos aseguran anular la realimentación del circuito original. En nuestro caso el resultado puede observarse en el circuito de la figura E.7.25.

En dicho circuito:

$$R'_s = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1200 \cdot 12 \cdot 10^3}{12000 + 1200} = 1 \text{ K}\Omega \quad \text{observando la simetría respecto a } R_s = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R'_d = (R_1 + R_2) // R_{C4} // R_L = 2,05 \text{ K}\Omega$$

Por una parte, debemos calcular la transferencia de este circuito, que en este caso es la ganancia A_{Vs} . Para ello consideraremos que por tratarse de una etapa diferencial y otra del tipo emisor común:

$$A_{Vs} = A_{Vd} \cdot A_{VE.C.} \quad \text{en donde:}$$

$$A_{Vd} = \frac{-h_{fe1-2} \cdot (R_{C2} // h_{ie4})}{2 \cdot (R_s + h_{ie1-2})} \quad \text{y} \quad A_{VE.C.} = \frac{-h_{fe4} \cdot R'_d}{h_{ie4}}$$

Dado que a partir de las hojas de datos, para los puntos de reposo previamente verificados se obtiene:

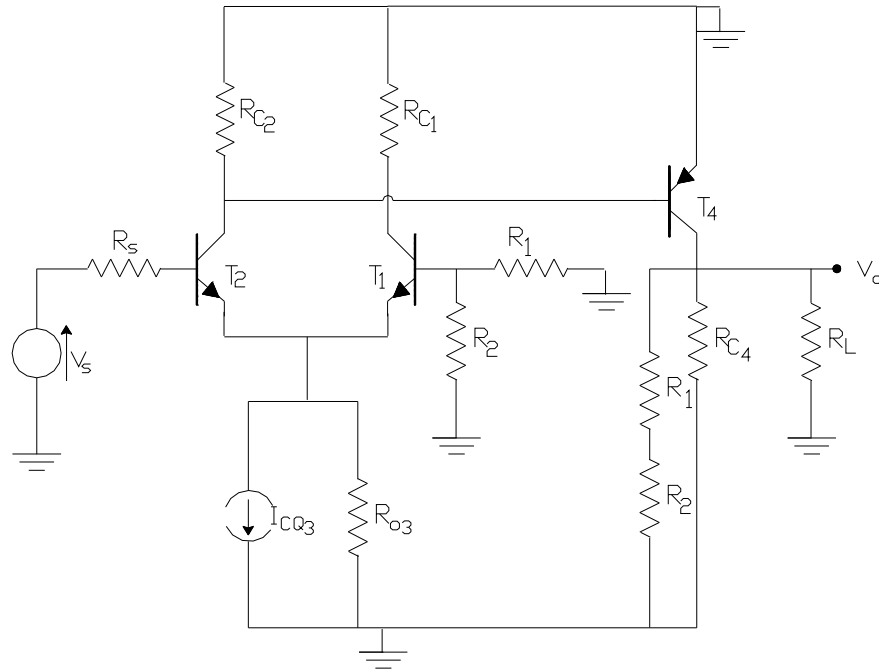


Figura E.7.25 Circuito amplificador sin realimentar cargado con la red β del ejemplo 7.2.-

$$\begin{array}{ll} h_{ie1-2} = 3,5 \text{ K}\Omega & - \quad h_{fe1-2} = 100 \\ h_{ie4} = 1 \text{ K}\Omega & - \quad h_{fe4} = 200 \end{array}$$

al reemplazar en las ecuaciones precedentemente indicadas se obtiene:

$$A_{Vd} = \frac{-100 \cdot 825}{2(1000 + 3500)} = \frac{-82,5}{9} = -9,2 \quad \text{y} \quad A_{VE.C.} = \frac{-200 \cdot 2050}{1000} = -410$$

y en consecuencia la ganancia del amplificador básico resulta: $A_{Vs} = (-9,2) \cdot (-410) = 3772$

Puede verificarse que si variamos R_s , por ejemplo hacemos $R_s = 5,5 \text{ K}\Omega$, la ganancia A_{Vd} y en consecuencia también la A_{Vs} se reducen a la mitad. Esto nos está indicando que dicho amplificador básico no es un buen amplificador de tensión.

En segundo lugar, haciendo el cálculo de la R_{is} , se tiene: $R_{is} = R_s + 2 \cdot h_{ie1-2} + R'_s$ y como para balancear siempre debe hacerse $R_s = R'_s$:

$$R_{is} = 2 \cdot (h_{ie1-2} + R_s) = 2 \cdot (3500 + 1000) = 9 \text{ K}\Omega$$

reconociéndose también que si analizamos su valor para el R_s de $5,5 \text{ K}\Omega$ (aquel que arroja la mitad de ganancia), la nueva resistencia de entrada resulta:

$$R_{is} = 2 \cdot (3500 + 5500) = 18 \text{ K}\Omega$$

Asimismo, si consideramos que $h_{oe4}^{-1} \gg R'_d$ la resistencia de salida del sistema amplificador básico resulta:

$$R_{os} = R'_d = 2 \text{ K}\Omega$$

Por último podemos observar que si se modifica el valor de R_L , por ejemplo si lo bajamos a $1,4 \text{ K}\Omega$, dado que R'_d se reduce a $1 \text{ K}\Omega$ y en consecuencia $A_{VE.C.}$ y también A_{Vs} se disminuyen a la mitad del valor calculado, al igual que R_{os} . Esto ratifica nuestra precedente conclusión: el amplificador básico considerado no es un buen amplificador de tensión ya que la ganancia de tensión del mismo depende de los valores de R_s y de R_L .

Pasando ahora al circuito realimentado, en primer lugar la red de realimentación presenta una transferencia que resulta:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1,2}{12 + 1,2} = 0,09 \quad \text{con lo que} \quad D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} = 1 + 0,09 \cdot 3772 = 350$$

en consecuencia:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} = \frac{3772}{350} = 10,8 \quad \text{aproximadamente} \quad \frac{1}{\beta} = 11$$

$$R_{isf} = R_{is} \cdot D = 9 \cdot 10^3 \cdot 350 = 3,15 \text{ M}\Omega$$

$$R_{if} = R_{isf} - R_s = R_{isf} = 3,15 \text{ M}\Omega$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R'_d}{D} = \frac{2000}{350} = 5,7 \text{ }\Omega$$

Se puede verificar ahora el grado de independencia frente a las variaciones de R_s que se alcanzó a expensas de la realimentación negativa que incorpora el circuito amplificador. Hemos visto ya que si R_s varía desde el valor original de $1 \text{ K}\Omega$ a un nuevo valor $R_s^* = 5,5 \text{ K}\Omega$ en el amplificador sin realimentar se tenía:

$$A_{Vs}^* = 1886 \quad \text{y} \quad R_s^* = 18 \text{ K}\Omega \quad (\text{mitad y doble respectivamente, de los valores originales})$$

mientras que en el amplificador realimentado:

$$D^* = 1 + \beta \cdot A_{Vs}^* = 1 + 0,09 \cdot 1886 = 170,7$$

$$A_{Vsf}^* = \frac{A_{Vs}^*}{D^*} = \frac{1886}{170,7} = 11,05 \quad \text{nuevamente} \quad \frac{1}{\beta} = 11$$

$$R_{isf}^* = R_{is}^* \cdot D^* = 18 \cdot 10^3 \cdot 170,7 = 3,07 \text{ M}\Omega$$

$$R_{if}^* = R_{isF}^* - R_s^* = R_{isf}^* = 3,23 \text{ M}\Omega$$

Se verifica entonces que prácticamente dentro de ciertos límites, las características del amplificador realimentado se independizan de las variaciones de R_s , además el amplificador posee buena A_{Vsf} , alta R_{isf} y baja R_{osf} , o sea que mediante este tipo de realimentación se esta disponiendo de un buen amplificador de tensión.

El mismo efecto en A_{Vs} y A_{Vsf} lo podemos verificar si variamos R_L desde su valor original de $5 \text{ K}\Omega$ a un nuevo valor de $R_L^* = 1,4 \text{ K}\Omega$, ya que A_{Vs} se reduce nuevamente a los valores A_{Vs}^* y consecuentemente también en D^* , mientras que A_{Vsf}^* sigue manteniéndose en el mismo valor. Por su parte con el nuevo $R_{os}^* = 1 \text{ K}\Omega$ se sigue obteniendo:

$$R_{osf}^* = \frac{R_{os}^*}{D^*} = \frac{1000}{170,7} = 5,85 \text{ }\Omega$$

Por último, si deseamos obtener las otras tres transferencias del circuito amplificador realimentado se tendrá:

$$G_{Msf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o}{R'_d} \cdot \frac{1}{V_s} = \frac{A_{Vsf}}{R'_d} = \frac{11}{2000} = 5,5 \text{ mA/V} \text{ que depende de la carga } R_L \text{ a través de } R'_d$$

$$A_{Isf} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o}{R'_d} \cdot \frac{R_{isf}}{V_s} = A_{Vsf} \cdot \frac{R_{isf}}{R'_d} = 11 \cdot \frac{3,15 \cdot 10^6}{2000} = 17320 \text{ que depende } R_s \text{ y de } R_L.$$

y finalmente:

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{V_s} \cdot R_{isf} = A_{Vsf} \cdot R_{isf} = 11 \cdot 3,15 \cdot 10^6 = 34,65 \cdot 10^6 \text{ que depende } R_s.$$

7.4.5.- Realimentación CORRIENTE-SERIE (C-S) o Corriente-Tensión:

En este caso, el modelo equivalente a estudiar puede ser el representado en la figura 7.26. Se utiliza un modelo apropiado para la representación del amplificador básico, en función de la transferencia de conductancia o transconductancia ya que se muestrea la corriente I_o en la salida y se mezclan tensiones (V_s y V_f) en serie en la entrada, mientras que para la red de realimentación nuevamente se ha escogido una red típica, resistiva pura y con conformación de cuadripolo tipo "pi".

Debemos recordar que en dicha figura:

$$G_m = G_{Ms} \text{ (medido con la salida en corto circuito: } R_L = 0 \text{)}$$

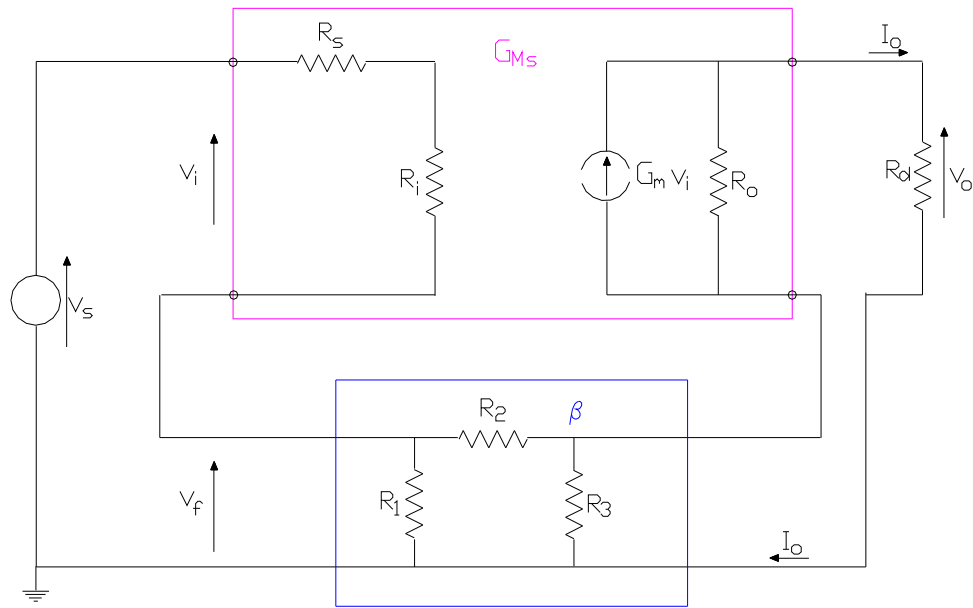


Figura 7.26 Circuito amplificador realimentado en configuración CORRIENTE-SERIE.

además, nuevamente en este esquema $V_i = V_s - V_f$ pero ahora, al muestrearse la corriente de salida, la transferencia de la red de realimentación resulta:

$$\beta = \frac{V_f}{I_o}$$

La obtención de este último parámetro en función de la configuración circuital elegida la realizaremos bajo el supuesto de que esta red no carga la entrada del circuito amplificador, es decir suponiendo que al no derivar corriente de la malla de entrada (unilateralidad), la tensión V_f es solo dependiente de la corriente de la salida del amplificador (I_o). Así entonces, la diferencia de potencial en extremos de R_3 , que llamamos V' , es :

$$V' = -I_o \cdot \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_3 + R_1 + R_2} \quad \text{por lo tanto} \quad I_1 = \frac{V'}{R_1 + R_2} = -I_o \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_1 + R_2}$$

y en consecuencia:

$$V_f = -I_o \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad \text{con lo cual} \quad \beta = \frac{-R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \tag{7.31}$$

Empleando idéntico procedimiento a los ya descritos en las topologías antes estudiadas podrá hallarse el circuito amplificador básico sin realimentar, cargado con R_s , R_L y con la red de realimentación.

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Observar que en esta configuración, para hallar la malla de entrada deberá anularse la corriente I_o y para encontrar la malla de salida deberá anularse la corriente I_i . Resulta de esta manera el circuito equivalente indicado en la figura 7.27.

A partir de este circuito determinamos:

$$G_{Ms} = \frac{I_o}{V_s}$$

$$R_{is} = R_s + R_i + [R_1 // (R_2 + R_3)]$$

$$R_{os} = R_d // \{R_o + [R_3 // (R_1 + R_2)]\}$$

Luego, volviendo al amplificador realimentado, con:

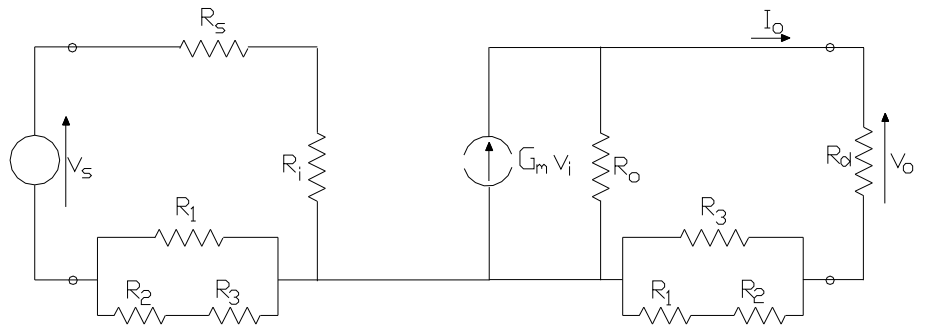


Figura 7.27 Circuito amplificador no realimentado y cargado con la red de realimentación.

$D = 1 + \beta \cdot G_{Ms}$ se obtiene:

$$G_{Msf} = \frac{G_{Ms}}{D} \quad \text{y} \quad R_{isf} = D \cdot R_{is}$$

Para hallar la resistencia de salida del sistema realimentado se emplea una metodología totalmente similar a la puesta en práctica con motivo de su determinación para los muestreos de tensión. Así el circuito de prueba, luego de haber desactivado la entrada y excitado desde la salida con previo retiro de la carga resulta el indicado en la figura 7.28.

En esta última figura $V_f + V_i = 0$ por lo tanto $V_i = -V_f$. Además, dado que $I = -I_o$ por lo que:

$$\beta = \frac{V_f}{I_o} = \frac{V_f}{-I} \quad \text{con lo cual} \quad V_f = -\beta \cdot I \quad \text{y finalmente} \quad V_i = \beta \cdot I$$

como la red se conecta en serie con la carga, normalmente su resistencia de entrada es muy pequeña, por lo que la ecuación del nodo de salida puede aproximarse a:

$$I = \frac{V}{R_o} - G_m \cdot V_i \quad \text{I} = \frac{V}{R_o} - G_m \cdot \beta \cdot I$$

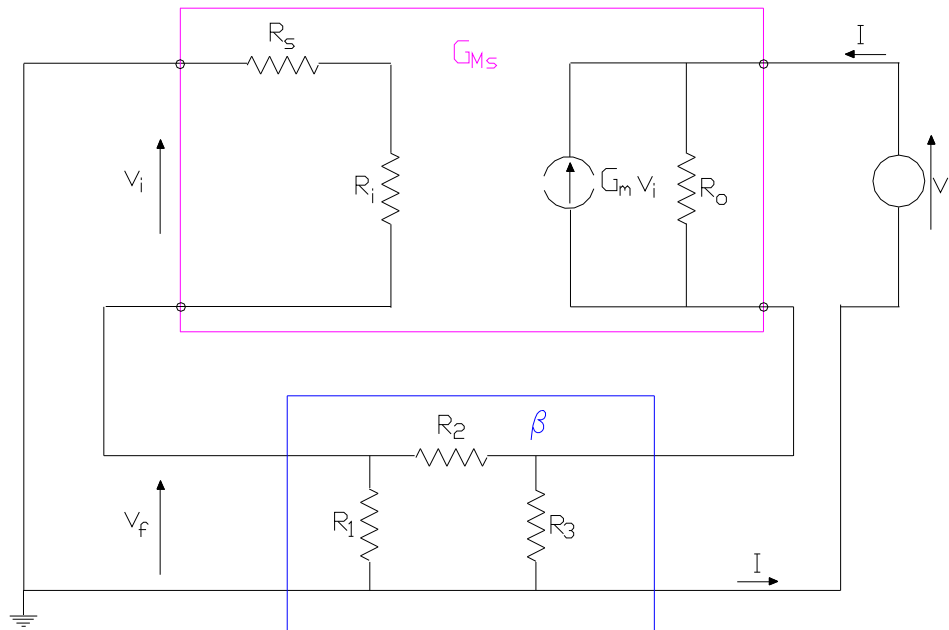


Figura 7.28 Circuito amplificador no realimentado con el excitador pasivo y predispuerto Para la medición de su resistencia de salida a lazo cerrado.

agrupando y sacando factor común I:

$$I \cdot (1 + G_m \cdot \beta) = \frac{V}{R_o} \quad \text{y como} \quad R_{of} = \frac{V}{I}$$

la resistencia de salida del amplificador realimentado y sin carga resulta:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta) \tag{7.32}$$

La conclusión es que la realimentación con muestreo de corriente aumenta la resistencia de salida del amplificador, vale decir que hace que éste se parezca más a una fuente independiente o ideal de corriente. Además, si deseamos expresar esta característica de la realimentación en términos de la resistencia de salida del sistema realimentado, o sea aquella que incluye a la carga, se puede hacer:

$$R_{osf} = \frac{R_d \cdot R_{of}}{R_d + R_{of}} = \frac{R_d \cdot R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta)}{R_d + R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta)} = \frac{R_d \cdot R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta)}{R_d + R_o + R_o \cdot G_m \cdot \beta}$$

con lo cual:

$$R_{osf} = \frac{R_d \cdot R_o}{R_d + R_o} \cdot \frac{(1 + G_m \cdot \beta)}{1 + G_m \cdot \beta [R_o / (R_o + R_L)]}$$

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

finalmente, dado que

$$R_{os} = \frac{R_d \cdot R_o}{R_d + R_o} ; \quad G_{Ms} = G_m \cdot \frac{R_o}{R_d + R_o} \quad \text{y} \quad D = 1 + G_{Ms} \cdot \beta$$

$$R_{osf} = R_{os} \cdot \frac{(1 + G_m \cdot \beta)}{D} \tag{7.33}$$

Una configuración muy simple que responde a esta topología y que ya fuera ampliamente estudiada por la teoría tradicional es la que se representa en la figura 7.29. En la figura 7.30. el mismo circuito se ha redibujado con la finalidad de una mejor interpretación del tipo de realimentación por individualización de ambos cuadripolos y su forma de conexión, tanto a la salida (muestreo de corriente) como a la entrada (mezcla serie).

La red de realimentación en este caso presenta una transferencia que según su definición es:

$$\beta = \frac{V_f}{I_o}$$

mientras que en el circuito:

$$V_f = -I_o \cdot R_e$$

por lo que $\beta = -R_e$

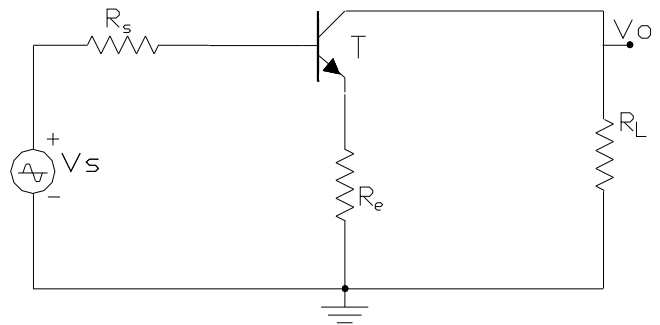


Figura 7.29 Ejemplo de circuito amplificador realimentado C-S.

y el amplificador básico, cargado con la red de realimentación pasiva se representa en la figura 7.31. por lo que del mismo se desprende que con $r_o = h_{oe}^{-1}$:

$$I_o = -gm \cdot V' \cdot \frac{r_o}{r_o + R_L + R_e} \quad \text{y} \quad V' = V_s \cdot \frac{h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e}$$

si como se aproximó ya $r_o \gg (R_L + R_e)$ y en consecuencia:

$$I_o = -gm \cdot V_s \cdot \frac{h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e} \quad \text{y} \quad G_{Ms} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_s} \quad G_{Ms} = \frac{-gm \cdot h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e} \tag{7.34}$$

$$R_{is} = R_s + h_{ie} + R_e \quad \text{y} \quad R_o = r_o + R_e$$

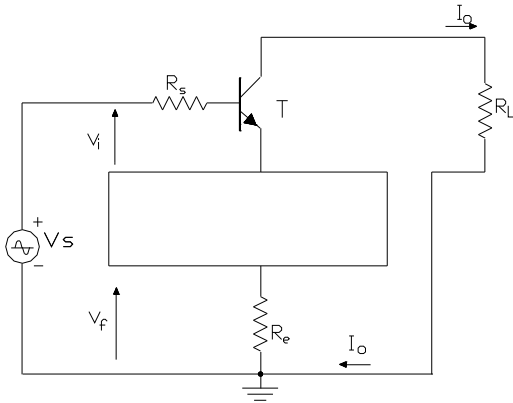


Figura 7.30 Circuito amplificador realimentado C-S redibujado

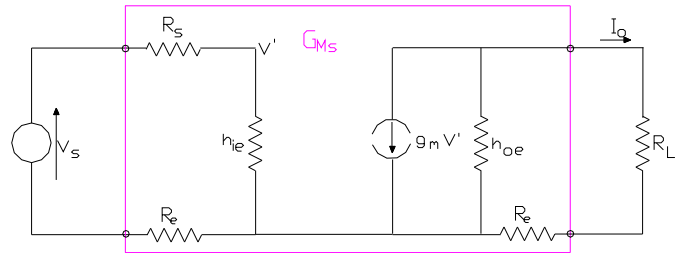


Figura 7.31 Circuito amplificador básico cargado con la red de realimentación.

Así, en el circuito realimentado se tiene:

$$D = 1 + \beta \cdot G_{Ms} = 1 + (-R_e) \cdot \frac{-g_m \cdot h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e} = 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e} = \frac{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e}$$

Entonces:

$$G_{Msf} = \frac{G_{Ms}}{D} \quad G_{Msf} = \frac{-h_{fe}}{R_s + h_{ie} + R_e} \cdot \frac{R_s + h_{ie} + R_e}{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e} \quad \text{o sea:}$$

$$G_{Msf} = \frac{-h_{fe}}{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e} \quad \text{mientras que:}$$

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o \cdot R_L}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_L \quad \text{vale decir:} \quad A_{Vsf} = \frac{-h_{fe} R_L}{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}$$

resultado este último, totalmente coincidente con lo obtenido oportunamente con la teoría tradicional. Por otra parte:

$$R_{isf} = D \cdot R_{is} = \frac{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e} \cdot (R_s + h_{ie} + R_e) = R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e$$

$$\text{y con} \quad R_{if} = R_{isf} - R_s \quad \text{resulta} \quad R_{if} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e$$

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

resultado este que también coincide con el verificado con anterioridad para este circuito. Finalmente en relación con la resistencia de salida:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta) \quad \text{pero} \quad G_m = G_{Ms}$$

ya que como puede comprobarse en la ecuación (7.34) G_{Ms} no depende de R_L , por lo que:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + G_{Ms} \cdot \beta) = R_o \cdot D \quad \text{en consecuencia:}$$

$$R_{of} = (r_o + R_e) \cdot \frac{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e} = (r_o + R_e) \cdot \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e}\right)$$

y como regularmente $r_o \gg R_e$

$$R_{of} = r_o \cdot \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_s + h_{ie} + R_e}\right)$$

resultado al cual también hemos llegado por el análisis tradicional.

EJEMPLO 7.3

Como ejemplo de un sistema amplificador con entrada diferencial en base a un conjunto de transistores tipo CA 3086 y con una realimentación corriente-serie, consideraremos el circuito que se indica en la figura E.7.32. En dicho circuito:

$T_1 = T_2 = T_3 = T_4$ integrados en la misma pastilla tipo CA3086, $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$, $I_{CQ3} = 2 \text{ mA}$, $R_s = 1,1 \text{ K}\Omega$

$R_L = 50 \text{ K}\Omega$, $R_{C1-2} = 8,2 \text{ K}\Omega$, $R_{C4} = 6,8 \text{ K}\Omega$, $R_e = R_1 = 1,2 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 12 \text{ K}\Omega$

En primer lugar resolveremos las condiciones de funcionamiento estático:

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = 1 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CT1-2} = V_{CC} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3 = 1,8 \text{ V}$$

$$V_{ET1-2} = -V_{BEu1-2} = -0,6 \text{ V} \quad ; \quad V_{CEq1-2} = V_{CT1-2} - V_{ET1-2} = 1,8 - (-0,6) = 2,4 \text{ V}$$

$$V_{ET4} = V_{CT2} - V_{BEu4} = 1,8 - 0,6 = 1,2 \text{ V} \quad ; \quad I_{CQ4} = \frac{V_{ET4}}{R_e} = \frac{1,2 \text{ V}}{200 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{CT4} = V_{CC} - I_{CQ4} \cdot R_{C4} = 10 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 6,8 \cdot 10^3 = 3,2 \text{ V} \quad ; \quad V_{CEQ4} = V_{CT4} - V_{ET4} = 3,2 - 1,2 = 2 \text{ V}$$

pudiéndose constatar que todos los transistores operan en la zona activa y lineal, es decir como amplificadores.

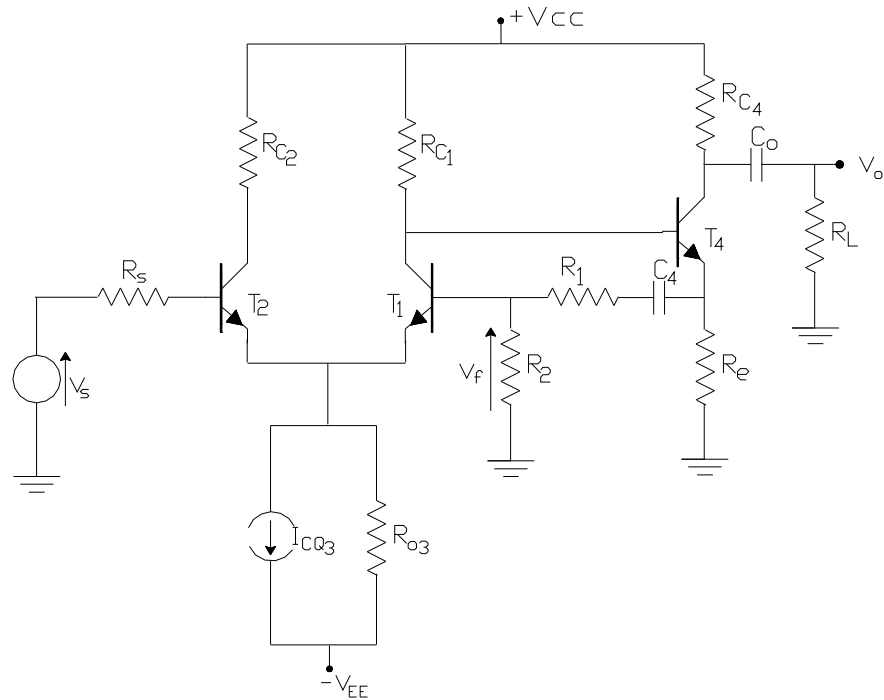


Figura E7.32 Circuito amplificador realimentado C-S del Ejemplo 7.3.

Por otra parte surge que para una excitación V_s positiva, la corriente I en la red de realimentación y la tensión realimentada V_f , con el sentido asignado también son positivas por lo que, al responder el amplificador diferencial a la excitación de modo diferencial ($V_d = V_i = V_s - V_f$), se deduce que la realimentación es negativa. Para la red de realimentación tipo “pi” utilizada en este amplificador, se vió ya que su transferencia es:

$$\beta = \frac{-R_1 \cdot R_e}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{-1,2 \cdot 1,2 \cdot 10^3}{1,2 + 1,2 + 12} = -100 \Omega$$

y para obtener el circuito amplificador básico, cargado con la red de realimentación procedemos de modo que:

- a) la malla de entrada se consigue anulando la señal tomada para el muestreo en la salida ($I_o = -I_{c4}$) ya que como carga debe considerarse aquella resistencia equivalente por donde circula la misma corriente que lo hace por la entrada de la red de realimentación, es decir $R_d = R_{C4} // R_L$. Consecuentemente dicha malla de entrada se conforma con el amplificador diferencial en el cual en la base de T_1 se tiene una resistencia equivalente R'_s resultante de la asociación:

$$R'_s = \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_e)}{R_1 + R_2 + R_e} = \frac{1,2 \cdot (1,2 + 12) \cdot 10^3}{1,2 + 1,2 + 12} = 1,1 \text{ K} \Omega$$

como para balancear la malla de entrada dinámica de T_2 que en su base tiene conectada una $R_s = 1,1 \text{ K} \Omega$.

Además calculamos: $R_d = R_{C4} // R_L = \frac{6,8 \cdot 50 \cdot 10^3}{6,8 + 50} = 6 \text{ K}\Omega$

b) para determinar cómo carga la red de realimentación en la salida del amplificador en la mezcla de tensiones en la entrada, anulamos la corriente I_i , es decir que abrimos el terminal de base de T_1 . Luego en emisor de T_4 se tendrá una resistencia total equivalente R_{e4} que es:

$$R_{e4} = \frac{R_e \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{1,2 \cdot (1,2 + 12) \cdot 10^3}{1,2 + 1,2 + 12} = 1,1 \text{ K}\Omega$$

En forma esquemática podemos representar el resultado obtenido en los puntos a y b que preceden, mediante el circuito equivalente indicado en la figura E.7.33. La continuación del problema de verificación requiere la obtención de la conductancia de transferencia y las resistencias de entrada y de salida de este último circuito.

Pero en este circuito auxiliar se puede observar otro lazo de realimentación, también en topología C-S en el transistor T_4 que conforma la etapa de salida y que a diferencia de la anterior, tiene características localizadas en dicha etapa. Según este razonamiento diremos que el sistema amplificador que estamos estudiando posee una realimentación externa (que es la primera en detectarse), desde la etapa de salida hacia la de entrada, y otra realimentación local en la segunda etapa, interior al lazo precedente y que se detecta en segundo término.

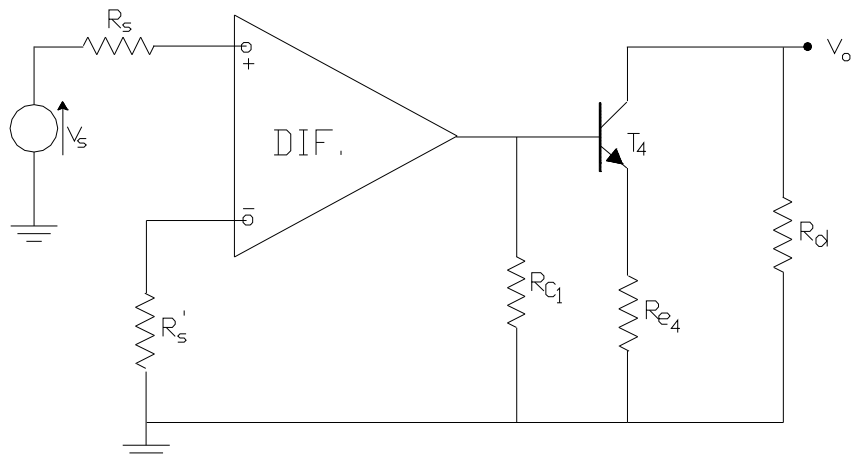


Figura E7.33 Circuito esquemático del amplificador básico cargado con la red de realimentación

Es el caso típico del Nido de Realimentaciones, en este ejemplo una exterior tipo C-S. y la otra interna también C-S. A esta última debe resolverse prioritariamente a fin de cumplimentar el estudio del circuito auxiliar de la figura E.7.33. Para dicho fin la realimentación local en T_4 puede ser estudiada mediante el mismo método que estamos desarrollando o si se prefiere, para mayor simplicidad aplicar el método tradicional. Optando por esta última alternativa, el circuito auxiliar de la figura E.7.33. puede llevarse a un esquema equivalente tal como lo indica el circuito de la figura E.7.34.

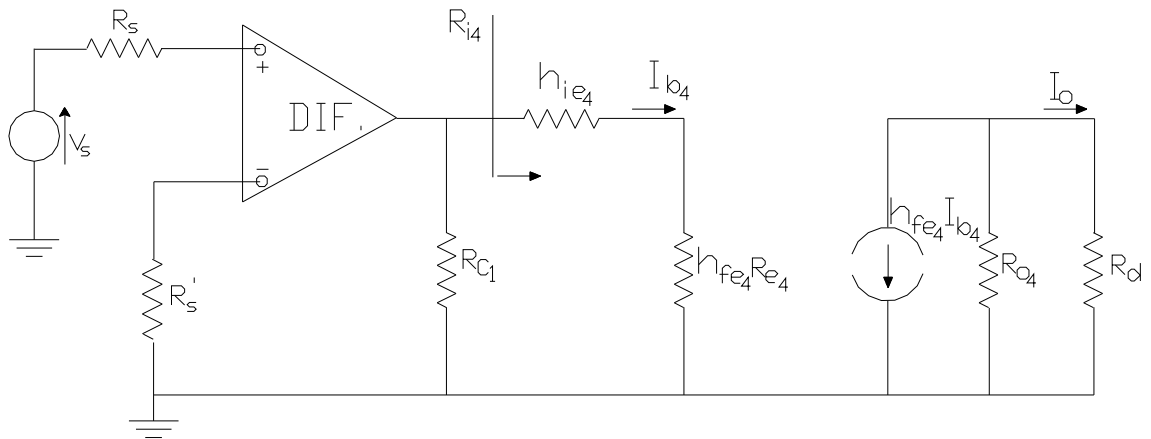


Figura E7.34 Circuito equivalente del amplificador básico cargado con la red de realimentación que considera la realimentación local en T_4

A partir de las hojas de datos del CA3086, y para 1 mA obtenemos:

$$h_{ie} = 3,5 \text{ K } \Omega \quad - \quad h_{fe} = 100 \quad - \quad h_{oe} = 15,6 \text{ } \mu\text{A/V}$$

con lo cual en la etapa de salida:

$$R_{i4} = h_{ie4} + h_{fe4} \cdot R_{e4} = 3500 + 100 \cdot 1100 = 113,5 \text{ K } \Omega$$

$$R_{O4} = r_{O4} \cdot \left(1 + \frac{h_{fe4} \cdot R_{e4}}{R_{C2} + h_{ie4} + R_{e4}}\right) = 64,1 \cdot 10^3 \cdot \left(1 + \frac{100 \cdot 1,1}{6,8 + 3,5 + 1,1}\right) = 682,6 \text{ K } \Omega$$

$$A_{V4} = \frac{V_o}{V_{o1}} = \frac{-h_{fe4} \cdot R_d}{h_{ie4} + h_{fe4} \cdot R_{e4}} = \frac{-100 \cdot 6 \cdot 10^3}{113,5 \cdot 10^3} = -5,29$$

mientras que para la etapa diferencial:

$$R_{d1} = \frac{R_{C1} \cdot R_{i4}}{R_{C1} + R_{i4}} = \frac{8,2 \cdot 113,5 \cdot 10^3}{8,2 + 113,5} = 7,65 \text{ K } \Omega$$

$$A_{Vd} = \frac{V_{o1}}{V_d} = \frac{h_{fe1} \cdot R_{d1}}{2 \cdot (h_{ie1} + R_s)} = \frac{100 \cdot 7,64 \cdot 10^3}{2 \cdot (3,5 + 1,1) \cdot 10^3} = 83,04$$

$$R_{ids} = 2 \cdot h_{ie1} + R_s + R'_s = 2 \cdot 3,5 \cdot 10^3 + 1,1 \cdot 10^3 + 1,1 \cdot 10^3 = 9,2 \text{ K } \Omega$$

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

luego para las dos etapas:

$$A_{Vs} = A_{Vd} \cdot A_{V4} = 83,04 \cdot (-5,29) = -439,28$$

y la transconductancia será:

$$G_{Ms} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o}{R_d} \cdot \frac{1}{V_d} = \frac{A_{Vs}}{R_d} = \frac{-439,28}{6 \cdot 10^3} = -73,21 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

retornando ahora al amplificador realimentado:

$$D = 1 + \beta \cdot G_{ms} = 1 + 100 \cdot 0,07321 = 8,32 \quad G_{Msf} = \frac{G_{Ms}}{D} = \frac{-0,07321}{8,32} = -8,8 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

como esta realimentación es de mezcla serie:

$$R_{isf} = D \cdot R_{ids} = 8,32 \cdot 9,2 \cdot 10^3 = 76,54 \text{ K}\Omega \quad \text{y} \quad R_{if} = R_{isf} - R_s = 76,54 \cdot 10^3 - 1,1 \cdot 10^3 = 75,44 \text{ K}\Omega$$

y debido al muestreo de corriente:

$$R_{of} = R_{o4} \cdot (1 + G_m \cdot \beta) \quad \text{pero como } G_{Ms} \text{ no depende de } R_d \quad R_{of} = R_{o4} \cdot D$$

en consecuencia:

$$R_{of} = 682,6 \cdot 10^3 \cdot 8,32 = 5,68 \text{ M}\Omega, \quad \text{luego} \quad R_{osf} = R_{of} // R_d \quad \text{y como } R_d = 6 \text{ K}\Omega \quad R_{osf} = 6 \text{ K}\Omega$$

En cuanto al análisis de la sensibilidad de las transferencias de esta topología, frente a cambios en R_d o en R_s podemos verificar que G_{Msf} es la única transferencia que prácticamente no cambia con respecto a dichas variaciones, en cambio si evaluamos las otras comprobamos que:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o \cdot R_d}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_d = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^3 = -52,8 \quad \text{que depende de } R_d \text{ o sea de } R_L.$$

$$A_{Isf} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_{isf}}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_{isf} = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 76,54 \cdot 10^3 = -673,59 \quad \text{que depende de } R_s \text{ a través de } R_{isf}.$$

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_d \cdot R_{isf}}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_d \cdot R_{isf} = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 76,54 \cdot 10^3 = -4,04 \text{ M}\Omega$$

7.4.6.- Realimentación con topología CORRIENTE-PARALELO (C-P):

En la figura 7.35. se realiza la representación gráfica del esquema equivalente al que debe ser llevado cualquier circuito amplificador realimentado en base a esta topología, como se ha venido haciendo hasta aquí, utilizando un modelo apropiado para representar al amplificador básico. Como en los otros ejemplos se ha utilizado una red de realimentación típica.

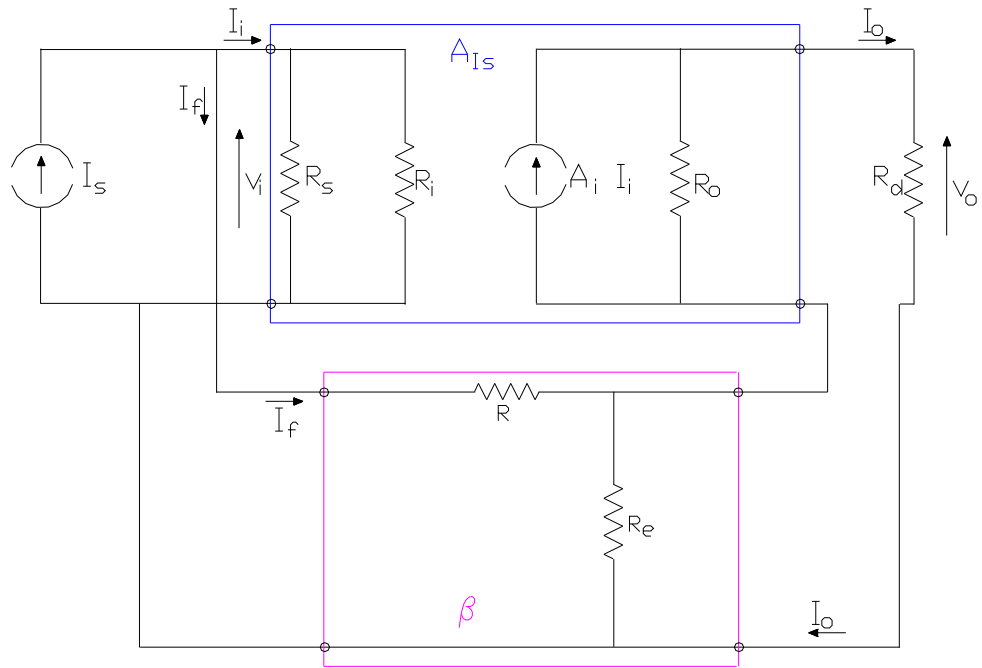


Figura 7.35 Circuito amplificador realimentado en configuración C-P.

Como quedó demostrado precedentemente, para este tipo de muestreo de corriente y la clase de mezcla que esta configuración incorpora, se tendrá:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + A_i \cdot \beta) \quad \text{y} \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

en donde ahora:

$$D = 1 + A_{Is} \cdot \beta \quad \text{siendo} \quad A_{Is} = \frac{I_o}{I_i} \quad \text{y} \quad \beta = \frac{I_f}{I_o}$$

mientras que en el circuito sin realimentar:

$$A_{Is} = \frac{I_o}{I_s} \quad \text{y} \quad A_i = A_{Is} \text{ con la salida en corto circuito}$$

Veamos como ejemplo el circuito representado en la figura 7.36. Como se puede observar, en la segunda etapa, mediante R_{e2} se toma una muestra de la corriente en la carga I_o y se la inyecta en la entrada de la primera etapa en una conexión paralelo.

Se debe verificar si la realimentación es negativa: V_{i2} esta desfasada 180° respecto de V_i , mientras que V_{e2} está en fase con V_{i2} , por lo que V_{e2} se halla en contrafase con respecto a V_i . Dado que:

$$I_f = \frac{(V_i - V_{e2})}{R'} \quad \text{y teniendo en cuenta que} \quad V_i \ll V_{e2} \quad I_f = \frac{-V_{e2}}{R'}$$

por lo que para un I_s positivo, o sea V_i positivo (al ser V_{e2} negativo) resultará un I_f también positivo y en consecuencia I_i será efectivamente la diferencia entre I_s e I_f y la realimentación negativa.

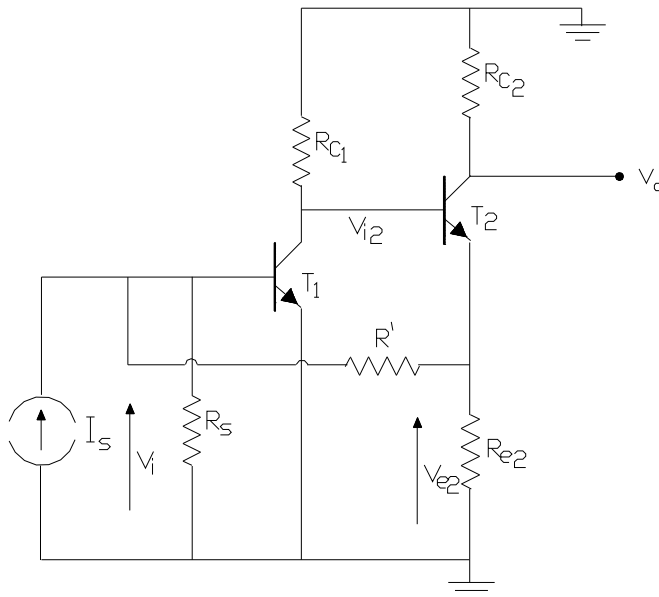


Figura 7.36 Ejemplo de amplificador realimentado en configuración C-P

Supongamos que en este circuito se tengan los siguientes datos:

$$R_{c1} = 3 \text{ K}\Omega ; R_{c2} = 0,5 \text{ K}\Omega ; R_{e2} = 50 \Omega$$

$$R' = R_s = 1,2 \text{ K}\Omega ; h_{fe} = 100 \text{ y } h_{ie} = 1 \text{ K}\Omega$$

y queremos verificar su transferencia así como sus resistencias de entrada y de salida.

En primer término, la determinación de la transferencia de la red de realimentación la efectivizamos considerando que en el circuito $V_i \ll V_{e2}$, a tal punto que si suponemos $V_i = 0$ se tiene:

$$- I_f \cdot R' = I_o \cdot R_{e2} - I_o \cdot R_{e2}$$

o sea:

$$I_f \cdot (R_{e2} + R') = I_o \cdot R_{e2} \quad \text{con lo cual} \quad \beta = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + R'}$$

por lo que reemplazando valores:

$$\beta = \frac{50}{50 + 1200} = 0,04$$

Mas tarde anulando I_o determinamos la malla de entrada del circuito amplificador básico sin realimentar y posteriormente anulando V_i también hallamos su malla de salida, resultando el circuito equivalente que se aprecia en la figura 7.37. En este circuito se tiene:

$$R = \frac{R_s \cdot (R' + R_{e2})}{R_s + R' + R_{e2}} = \frac{1,2 \cdot (1200 + 50) \cdot 10^3}{1200 + 1200 + 50} = 666,7 \text{ Ohm}$$

$$R'_{e2} = \frac{R' \cdot R_{e2}}{R' + R_{e2}} = \frac{1,2 \cdot 50 \cdot 10^3}{1200 + 50} = 48 \text{ Ohm}$$

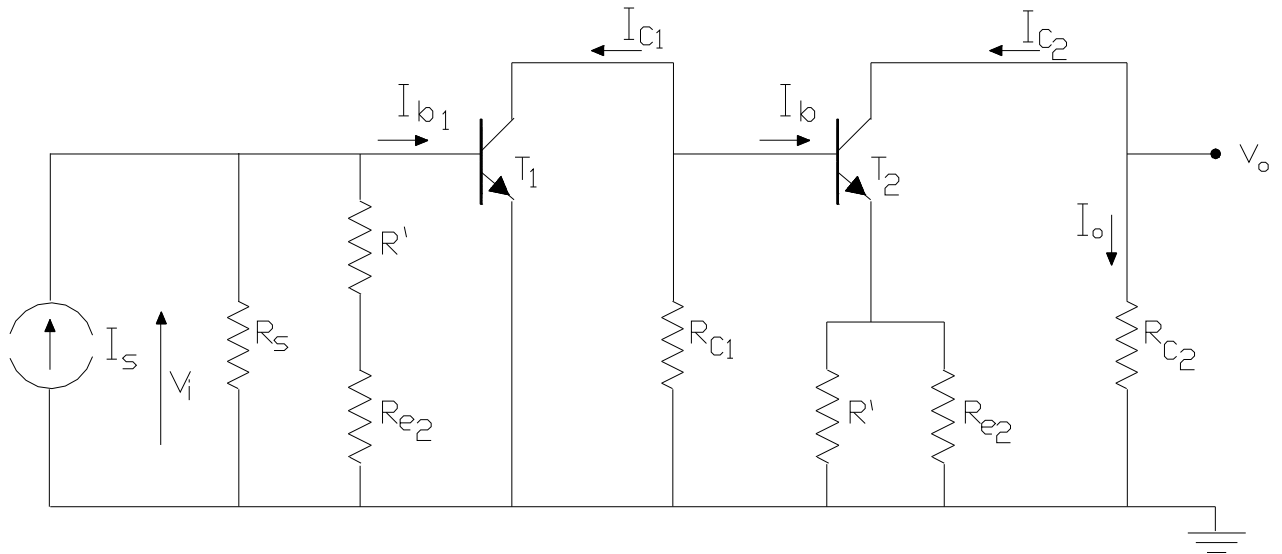


Figura 7.37 Amplificador básico sin realimentar y cargado con la red b, en Donde se aprecia la realimentación local en T₂ del tipo C-S.

$$A_{I_s} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{I_o}{I_{c2}} \cdot \frac{I_{c2}}{I_{b2}} \cdot \frac{I_{b2}}{I_{c1}} \cdot \frac{I_{c1}}{I_{b1}} \cdot \frac{I_{b1}}{I_s}$$

en donde los cocientes:

$$\frac{I_{c2}}{I_{b2}} = h_{fe2} = 100 \quad \text{e} \quad \frac{I_{c1}}{I_{b1}} = h_{fe1} = 100 \quad \text{con} \quad \frac{I_o}{I_{c2}} = -1$$

Como puede observarse en el circuito de la figura 7.37, la segunda etapa presenta una realimentación local tipo C-S ya estudiada por lo que la representaremos mediante su resistencia de entrada que como sabemos es afectada por dicha realimentación local:

$$R_{i2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R'_{e2} = 10 + 101 \cdot 48 = 5848 \Omega$$

Luego, el circuito equivalente de la primera etapa con su correspondiente carga (sin realimentación externa) queda tal como se indica en la figura 7.38, del que extraemos los restantes cocientes:

$$\frac{I_{b2}}{I_{c1}} = \frac{-R_{c1}}{R_{c1} + R_{i2}} = \frac{-3 \cdot 10^3}{(3 + 5,848) \cdot 10^3} = -0,34$$

$$\frac{I_{b1}}{I_s} = \frac{R}{R + h_{ie1}} = \frac{666,7}{(666,7 + 1000)} = 0,4$$

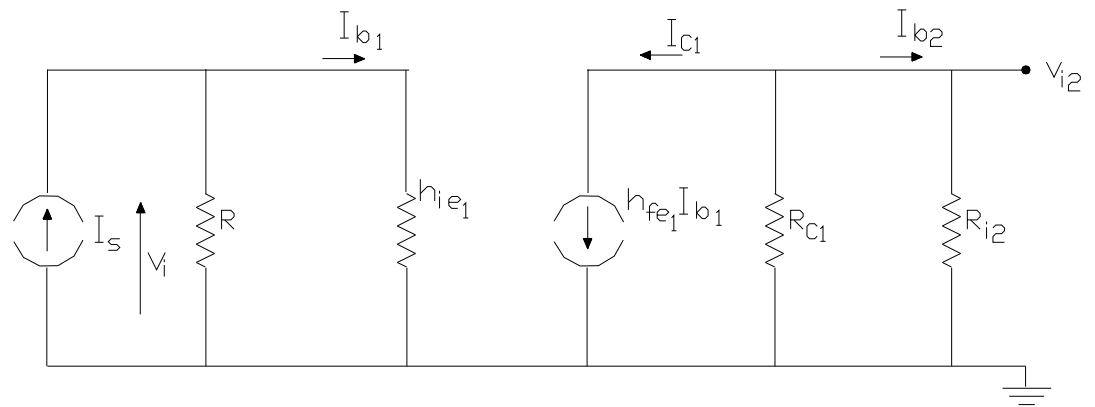


Figura 7.38 Circuito equivalente de la primera etapa. La segunda etapa fue reemplazada por su resistencia de entrada a lazo cerrado.

En consecuencia reemplazando en la ecuación de la ganancia de corriente se obtiene:

$$A_{Is} = (-1) h_{fe2} \cdot \frac{-R_{c1}}{R_{c1} + R_{i2}} \cdot h_{fe1} \cdot \frac{R}{R + h_{ie1}} = 100 \cdot 0,34 \cdot 100 \cdot 0,4 = 1360$$

siendo además:

$$R_{is} = \frac{R \cdot h_{ie1}}{R + h_{ie1}} = \frac{666,7 \cdot 1000}{666,7 + 1000} = 400 \Omega$$

$$R_{os} = R_{c2} = 500 \Omega$$

Finalmente en el circuito realimentado tendremos:

$$D = 1 + A_{Is} \cdot \beta = 1 + 1360 \cdot 0,04 = 55,4$$

$$A_{Isf} = \frac{A_{Is}}{D} = \frac{1360}{55,4} = 24,55 \quad \text{prácticamente} \quad \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,04} = 25$$

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{400}{55,4} = 7,2 \Omega$$

mientras que la resistencia de salida del sistema realimentado:

CAPITULO 7 AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

$$R_{osf} = \frac{R_{os} \cdot (1 + A_i \cdot \beta)}{D} \quad \text{y como } A_{Is} \text{ no depende de } R_{c2} \quad R_{osf} = R_{os} = R_{c2} = 500 \Omega$$

debiendo interpretarse que tal valor es el resultado de una resistencia de salida del amplificador realimentado sin carga tan alta que incluyendo la carga (paralelo) la resistencia de salida del sistema realimentado queda dominada por la resistencia de carga R_{c2} .