

## TEMA 4

### Amplificadores realimentados

#### 4.1.- Introducción

La realimentación (*feedback* en inglés) negativa es ampliamente utilizada en el diseño de amplificadores ya que presenta múltiples e importantes beneficios. Uno de estos beneficios es la estabilización de la ganancia del amplificador frente a variaciones de los dispositivos, temperatura, variaciones de la fuente de alimentación y envejecimiento de los componentes. Otro beneficio es el de permitir al diseñador ajustar la impedancia de entrada y salida del circuito sin tener que realizar apenas modificaciones. La disminución de la distorsión y el aumento del ancho de banda hace que la realimentación negativa sea imprescindible en amplificadores de audio y etapas de potencia. Sin embargo, presenta dos inconvenientes básicos. En primer lugar, la ganancia del amplificador disminuye en la misma proporción con el aumento de los anteriores beneficios. Este problema se resuelve incrementando el número de etapas amplificadoras para compensar esa pérdida de ganancia con el consiguiente aumento de coste. El segundo problema está asociado con la realimentación al tener tendencia a la oscilación lo que exige cuidadosos diseños de estos circuitos.

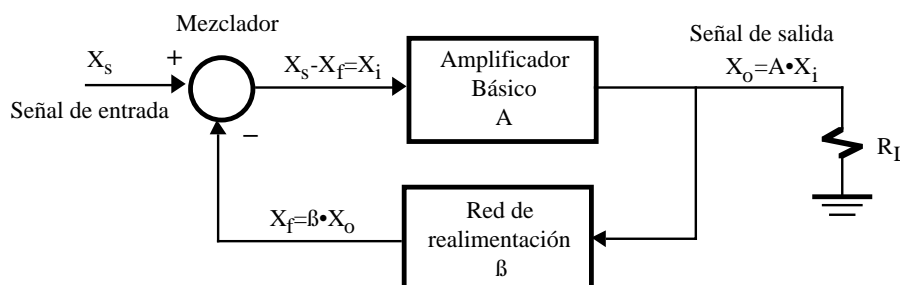


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un circuito realimentado.

#### 4.2.- Teoría básica de realimentación

La figura 4.1 describe el diagrama de bloques de un circuito realimentado constituido por un amplificador básico, una red de realimentación y un circuito mezclador o comparador. La señal de entrada  $X_s$  es restada en el mezclador con la señal  $X_f$  la cual es proporcional en un *factor de transmisión*  $\beta$  a la señal de salida  $X_o$  realimentada a través de la red de realimentación ( $X_f = \beta X_o$ ). La señal que llega al amplificador básico  $X_i$  es  $X_s - X_f$ . La denominación de realimentación negativa se debe a que el amplificador básico amplifica la señal de entrada restada con una parte de la señal de salida.

La ganancia del amplificador realimentado  $A_f$  se define

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} \quad (4.1)$$

pero como  $X_i = X_s - X_f$ ,  $A = X_o/X_i$  y  $\beta = X_f/X_o$ , fácilmente se comprueba que

$$\boxed{A_f = \frac{A}{1 + \beta A}} \quad (4.2)$$

La ganancia del amplificador realimentado  $A_f$  es la ganancia del amplificador básico  $A$  dividida por el *factor de desensibilidad*  $D=1+\beta A$ . La realimentación negativa se produce cuando  $\beta A > 0$ , luego  $A_f < A$  ya que  $D > 1$ . La realimentación positiva se produce cuando  $\beta A < 0$  y da lugar a circuitos no lineales.

La teoría de realimentación exige considerar una serie de suposiciones para que sean válidas las expresiones que se van a obtener seguidamente. Estas suposiciones son

- La señal de entrada se transmite a la salida a través del amplificador básico y no a través de la red de realimentación.
- La señal de realimentación se transmite de la salida a la entrada únicamente a través de la red de realimentación y no a través del amplificador básico.
- El factor  $\beta$  es independiente de la resistencia de carga ( $R_L$ ) y de la fuentes ( $R_S$ ).

En las dos primeras suposiciones se aplica el criterio de unidireccionalidad:  $X_s \rightarrow X_o$  a través de  $A$ ,  $X_o \rightarrow X_f$  a través de  $\beta$ . Estas suposiciones hacen que el análisis de circuitos aplicando teoría de realimentación y sin ella difieran mínimamente. Sin embargo, la teoría de realimentación simplifica enormemente el análisis y diseño de amplificadores realimentados y nadie aborda directamente un amplificador realimentado por el enorme esfuerzo que exige.

#### 4.2.1.- Estabilidad de la amplificación

Las variaciones debidas al envejecimiento, temperatura, sustitución de componentes, etc..., hace que se produzca variaciones en el amplificador básico y, por consiguiente, al amplificador realimentado. Este efecto puede ser analizado diferenciando la ecuación 4.2

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{(1 + \beta A) - \beta A}{(1 + \beta A)^2} \quad (4.3)$$

resolviendo y aplicando calculo incremental resulta

$$\boxed{\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{\Delta A}{A}} \quad (4.4)$$

Así, por ejemplo, si  $D=1+\beta A=100$  y  $A$  sufre una variación del 10% ( $\Delta A/A=0.1$ ) entonces la ganancia del amplificador realimentado sólo varía en un 0.1% ( $\Delta A_f/A_f=0.001$ ). Con ello, se estabiliza la ganancia del amplificador realimentado a variaciones del amplificador básico.

La ganancia de un amplificador puede hacerse totalmente dependiente de la red de realimentación e independiente del amplificador básico. Si,  $\beta A \gg 1$ , la ecuación 4.2 se puede simplificar en

$$A_f \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (4.5)$$

Los peores enemigos de la estabilidad suelen ser los elementos activos (transistores). Si la red de realimentación contiene solamente elementos pasivos estables se logra una alta estabilidad si se verifica la ecuación 4.5.

**4.2.2.- Reducción de la distorsión**

La realimentación negativa en amplificadores reduce las características no lineales del amplificador básico y, por consiguiente, reduce su distorsión. Como ejemplo, en la figura 4.2.a se muestra la característica de transferencia en tensión no-lineal de un amplificador que presenta dos ganancias  $A_1$  y  $A_2$ . La aplicación de una realimentación negativa reduce fuertemente esa distorsión tal como se describe en la figura 4.2.b. Más aún, si se verifica  $\beta A_1, \beta A_2 \gg 1$ , entonces la ecuación 4.5 indica que la distorsión puede ser eliminada al ser independiente de la ganancia del amplificador.

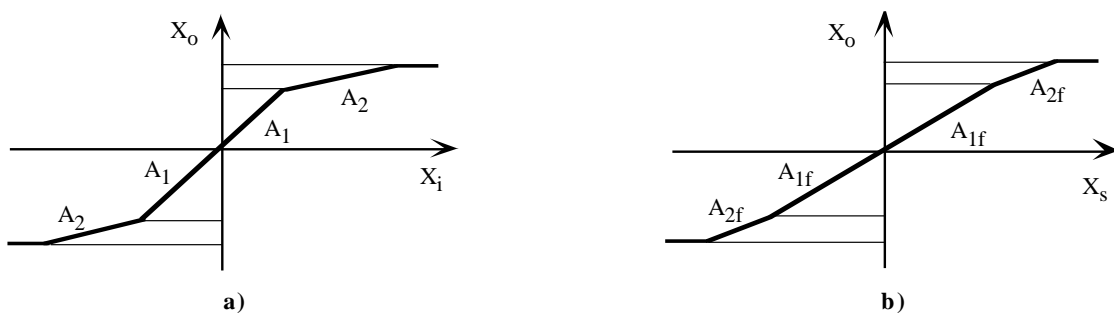


Figura 4.2. a) VTC del amplificador básico. b) VTC del amplificador realimentado.

**4.2.3.- Producto ganancia-ancho de banda**

Una de las características más importantes de la realimentación es el aumento del ancho de banda del amplificador que es directamente proporcional al factor de desensibilización  $1 + \beta A$ . Para demostrar esta característica, consideremos un amplificador básico que tiene una frecuencia de corte superior  $f_H$ . La ganancia de este amplificador se puede expresar como (ver apartado 3.6 del tema 3)

$$A = \frac{A_o}{1 + jf/f_H} \quad (4.6)$$

siendo  $A_o$  la ganancia a frecuencias medias y  $f$  la frecuencia de la señal de entrada. Sustituyendo (4.6) en la ecuación general (4.2) de un amplificador realimentado se obtiene

$$A_f = \frac{\frac{A_o}{1 + jf/f_H}}{1 + \frac{A_o}{1 + jf/f_H}} = \frac{A_{of}}{1 + jf/f_H} \quad (4.7)$$

siendo  $A_{of}$  la ganancia a frecuencias medias del amplificador realimentado y  $f_{Hf}$  su frecuencia de corte superior, de forma que

$$A_{of} = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} \quad \text{y} \quad f_{Hf} = f_H(1 + \beta A_o) \tag{4.8}$$

Se comprueba que la ganancia del amplificador realimentado a frecuencias medias ( $A_{of}$ ) es igual a la ganancia de amplificador básico a frecuencias medias ( $A_o$ ) dividida por  $1 + \beta A_o$ . Asimismo, la frecuencia de corte del amplificador realimentado ( $f_{Hf}$ ) es igual a la frecuencia de corte del amplificador básico ( $f_H$ ) multiplicado por  $1 + \beta A_o$ . De la misma manera, un amplificador realimentado, cuyo amplificador básico tenga una frecuencia de corte inferior  $f_L$ , tiene una frecuencia de corte inferior  $f_{Lf}$  definida por

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{(1 + \beta A_o)} \tag{4.9}$$

En el caso de verificar que  $f_H \gg f_L$ , y por consiguiente  $f_{Hf} \gg \gg f_{Lf}$ , el producto ganancia ancho de banda no se ha modificado por la presencia de la realimentación, es decir,

$$A_{of} f_{Hf} = A_o f_H = Cte \tag{4.10}$$

Las ecuaciones 4.8 y 4.9 quedan reflejadas en la gráfica de la figura 4.3. Sin realimentación, el ancho de banda es  $f_H - f_L$  y con ella es  $f_{Hf} - f_{Lf}$ ; se puede observar claramente que  $f_{Hf} - f_{Lf} > f_H - f_L$ , luego se aumenta el ancho de banda. Sin embargo, este aumento es proporcional a la disminución de la ganancia del amplificador realimentado ( $A_{of}$ ). Por ejemplo, si a un amplificador con una  $A_o = 1000$  con una  $f_H = 200\text{kHz}$  se le introduce una realimentación tal que  $1 + \beta A_o = 20$ , entonces su  $f_{Hf}$  aumenta hasta 4MHz aunque su ganancia disminuye a  $A_{of} = 50$ .

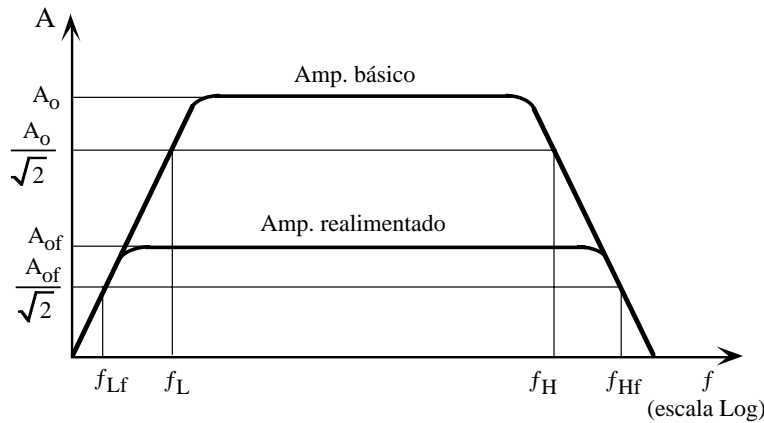


Figura 4.3. Respuesta en frecuencia de un amplificador sin y con realimentación.

### 4.3.- Clasificación de los amplificadores

La aplicación de la teoría de realimentación permite obtener cuatro tipos de modelos equivalentes de amplificadores: amplificador de tensión, amplificador de corriente o intensidad, amplificador de transconductancia y amplificador de transresistencia. Esta clasificación está basada en la magnitud de las impedancias de entrada y salida del amplificador en relación con las impedancias de la fuente y de carga respectivamente. Estos modelos

son equivalentes entre sí y están relacionados a través de unas ecuaciones que se van a describir a continuación.

- **Modelo equivalente en tensión.** La figura 4.4 muestra el modelo equivalente en tensión de un amplificador. Este modelo es adecuado cuando

$$\begin{aligned} Z_i &\gg R_S \\ Z_o &\ll R_L \end{aligned} \tag{4.11}$$

El amplificador de tensión ideal se caracteriza por  $Z_i = \infty$  y  $Z_o = 0$ . Las características de transferencia entre la entrada y salida sin resistencia de carga ( $A_v$ ) y con resistencia de carga ( $A_V$ ) se definen como

$$\boxed{A_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} \quad \text{y} \quad A_V = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_v} \tag{4.12}$$

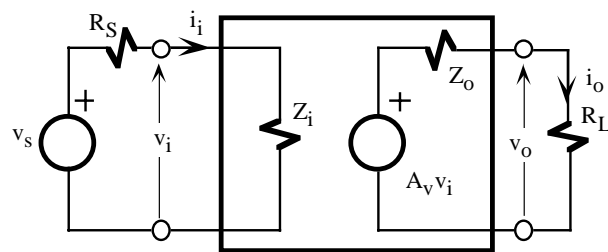


Figura 4.4. Modelo equivalente en tensión.

- **Modelo equivalente en corriente.** La figura 4.5 muestra el modelo equivalente en corriente o intensidad de un amplificador. Este modelo es adecuado cuando

$$\begin{aligned} Z_i &\ll R_S \\ Z_o &\gg R_L \end{aligned} \tag{4.13}$$

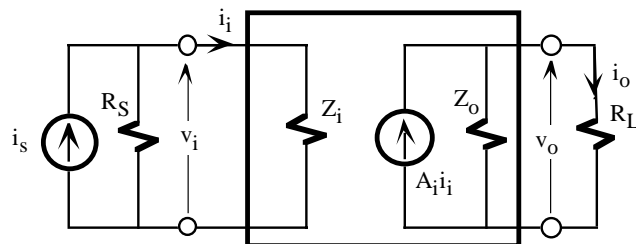


Figura 4.5. Modelo equivalente en corriente o intensidad.

El amplificador de corriente ideal se caracteriza por  $Z_i = 0$  y  $Z_o = \infty$ . Las características de transferencia entre la entrada y salida sin resistencia de carga ( $A_i$ ) y con resistencia de carga ( $A_I$ ) se definen como

$$\boxed{A_i = \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow 0} \quad \text{y} \quad A_I = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} A_i} \tag{4.14}$$

La relación entre  $A_i$  y  $A_v$ , y  $A_I$  y  $A_V$  es

$$\boxed{A_v = A_i \frac{Z_o}{Z_i} \quad \text{y} \quad A_V = A_I \frac{R_L}{Z_i}} \tag{4.15}$$

• **Modelo equivalente de transresistencia.** La figura 4.6 se muestra el modelo equivalente en transresistencia de un amplificador. Este modelo es adecuado cuando

$$\begin{aligned} Z_i &\ll R_S \\ Z_o &\ll R_L \end{aligned} \tag{4.16}$$

El amplificador de transresistencia ideal se caracteriza por  $Z_i=0$  y  $Z_o=0$ . Las características de transferencia entre la entrada y salida sin resistencia de carga ( $R_m$ ) y con resistencia de carga ( $R_M$ ) se definen como

$$R_m = \left. \frac{v_o}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} \quad \text{y} \quad R_M = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_m \tag{4.17}$$

La relación entre la  $R_m$  y  $A_v$ , y la  $R_M$  y  $A_V$  es

$$\boxed{R_m = \left. \frac{v_o}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{v_o}{v_i} \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = Z_i \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = Z_i A_v \quad \text{y} \quad R_M = Z_i A_V} \tag{4.18}$$

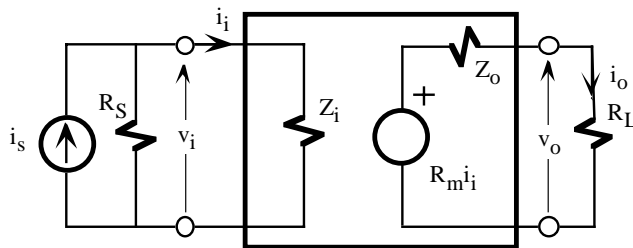


Figura 4.6. Modelo equivalente de transresistencia.

• **Modelo equivalente de transconductancia.** La figura 4.7 muestra el modelo equivalente en transconductancia de un amplificador. Este modelo es adecuado cuando

$$\begin{aligned} Z_i &\gg R_S \\ Z_o &\gg R_L \end{aligned} \tag{4.19}$$

El amplificador de transconductancia ideal se caracteriza por  $Z_i=\infty$  y  $Z_o=\infty$ . Las características de transferencia entre la entrada y salida sin resistencia de carga ( $G_m$ ) y con resistencia de carga ( $G_M$ ) se definen como

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow 0} \quad \text{y} \quad G_M = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} G_m \tag{4.20}$$

La relación entre la  $G_m$  y  $A_i$ , y  $G_M$  y  $A_I$  es

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L \rightarrow 0} = \left. \frac{i_o}{i_i Z_i} \right|_{R_L \rightarrow 0} = \frac{1}{Z_i} \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow 0} = \frac{A_i}{Z_i} \quad \text{y} \quad G_M = \frac{A_I}{Z_i} \quad (4.21)$$

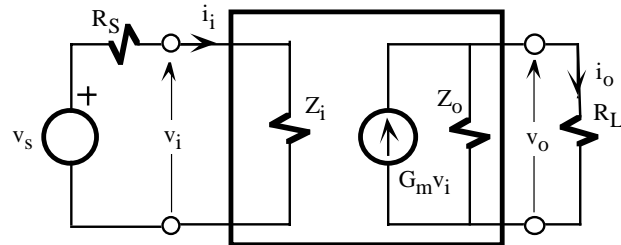


Figura 4.7. Modelo equivalente de transconductancia.

#### 4.4.- Configuraciones básicas de los amplificadores realimentados

Un amplificador es diseñado para responder a tensiones o corrientes a la entrada y para suministrar tensiones o corrientes a la salida. En un amplificador realimentado, el tipo de señal muestreada a la salida (corriente o tensión) y el tipo de señal mezclada a la entrada (tensión o corriente) dan lugar a cuatro tipos de topologías: 1) realimentación de tensión en serie o nudo-malla o nudo-serie, 2) realimentación de corriente en serie o malla-malla o malla-serie, 3) realimentación de corriente en paralelo o malla-nudo o malla-paralelo, y 4) realimentación de tensión en paralelo o nudo-nudo o nudo-paralelo.

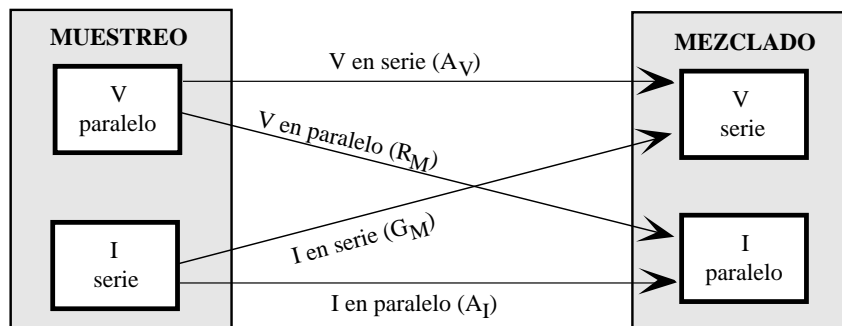
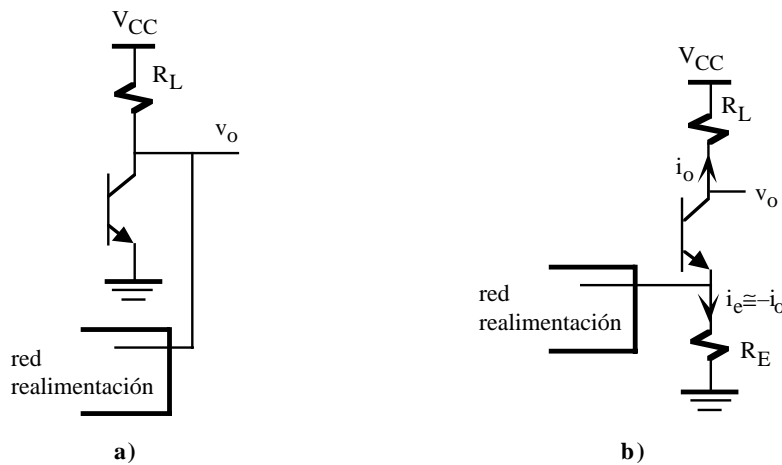


Figura 4.8. Topologías de amplificadores realimentados.

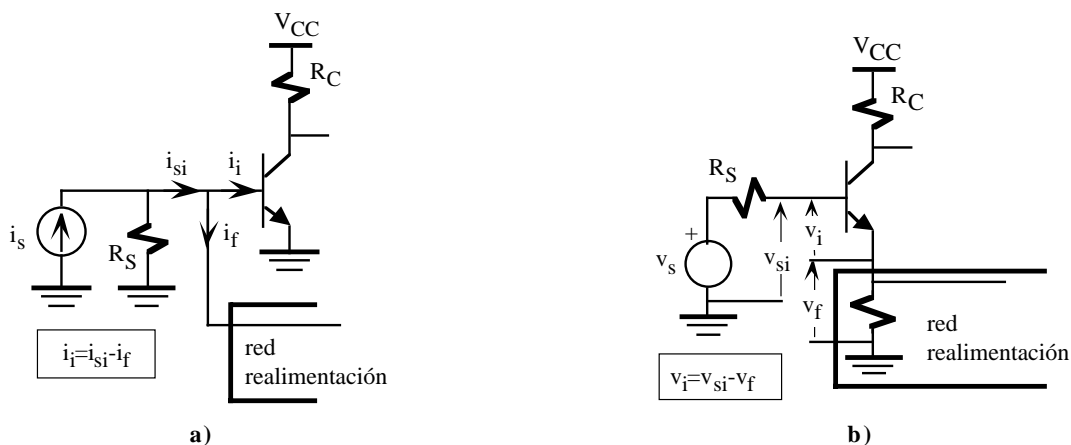
En la figura 4.8 se indica gráficamente las cuatro posibles topologías en función de la señal muestreada a la salida y la señal mezclada en la entrada. Además, cada una de las topologías condiciona el tipo de modelo de pequeña señal utilizado para el amplificador básico. Una realimentación V en serie utiliza el modelo equivalente de tensión ( $A_V$ ) del amplificador, una realimentación V en paralelo el modelo de transresistencia ( $R_M$ ), una realimentación I en serie el de transconductancia ( $G_M$ ) y una realimentación I en paralelo el de corriente ( $A_I$ ).

Una de las dificultades más importantes que surgen en el análisis de amplificadores realimentados es identificar correctamente la topología o tipo de amplificador realimentado. Un error en esta fase inicial origina un incorrecto análisis del circuito. La figura 4.9 describe dos estructuras típicas de muestreo de la señal de salida. En el muestreo de tensión o paralelo o nudo (figura 4.9.a) la red de realimentación se encuentra conectada directamente al nudo de salida. En el muestreo de corriente o serie o malla (figura 4.9.b) se realiza aprovechando

la propiedad de que en un transistor en la región lineal la intensidad de colector y emisor son prácticamente idénticas. De esta manera, el muestreo de la corriente de salida ( $i_o$ ) se realiza a través de la corriente de emisor ( $i_e$ ) del transistor de salida ( $i_e \approx i_o$ ).



**Figura 4.9.** Estructuras típicas para muestrear la señal de salida de un amplificador realimentado: **a)** muestreo tensión o paralelo y **b)** muestreo corriente o serie.



**Figura 4.10.** Estructuras típicas para mezclar la señal de entrada de un amplificador realimentado: **a)** corriente o paralelo y, **b)** compensación de tensión o serie.

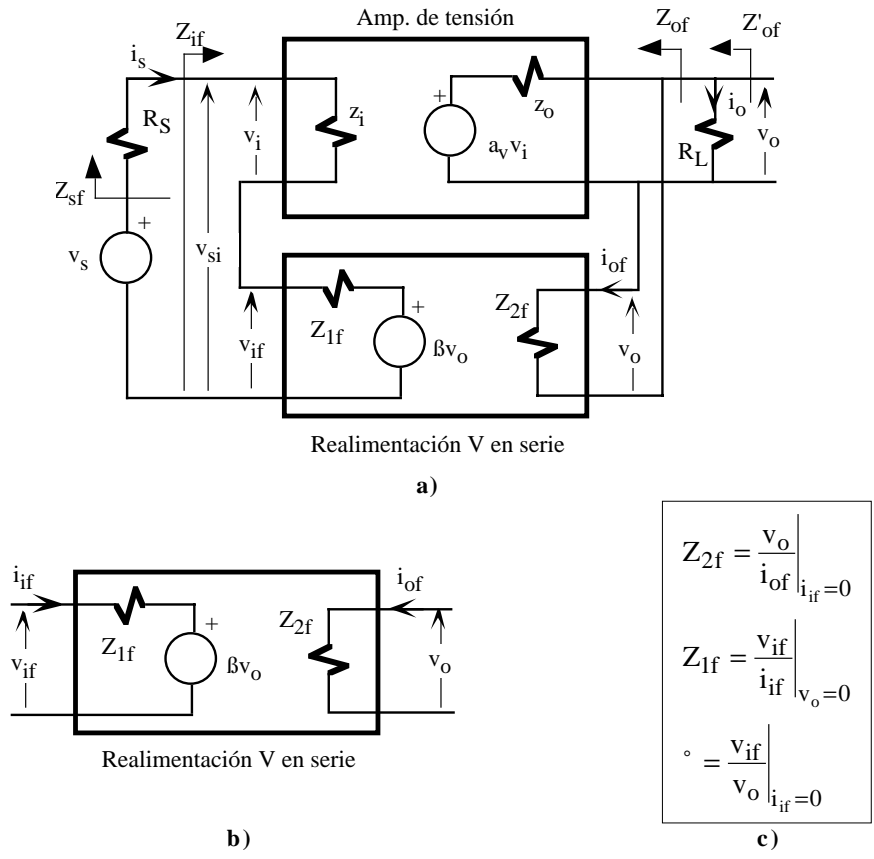
En la figura 4.10 se indican dos estructuras típicas que permiten mezclar la señal de entrada con la señal de la red de realimentación. En la estructura de corriente o nudo o paralelo (figura 4.10.a) la red de realimentación mezcla la corriente de entrada ( $i_{si}$ ) con la corriente realimentada ( $i_f$ ) de forma que la corriente de entrada al amplificador básico es  $i_i = i_{si} - i_f$ . En la estructura de tensión o malla o serie (figura 4.10.b) la red de realimentación mezcla la tensión de entrada ( $v_{si}$ ) con la tensión realimentada ( $v_f$ ) de forma que la tensión de entrada al amplificador básico es  $v_i = v_{si} - v_f$ .

#### 4.5.- Realimentación de tensión en serie

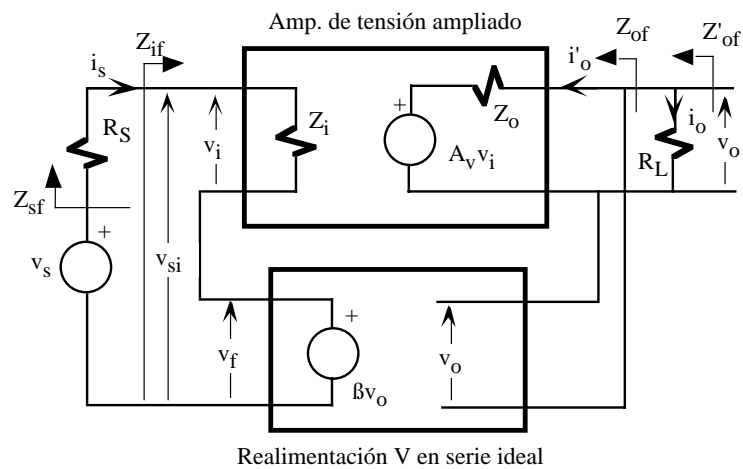
En la figura 4.11.a se muestra la topología de un amplificador realimentado con muestreo de tensión y mezclado de tensión o serie, es decir, se trata de un amplificador realimentado de tensión en serie. El amplificador básico tiene modelo equivalente en tensión constituido por  $z_i$ ,  $z_o$  y  $a_v$ . La red de realimentación se modela a través de la red bipuerta (figura. 4.11.b) constituido por los parámetros  $Z_{1f}$ ,  $Z_{2f}$  y  $\beta$  que se obtienen al aplicar las



ecuaciones de la figura 4.11.c. Este modelo bipuerta no incluye el parámetro de transferencia entrada→salida ya que se aplican las suposiciones descritas en el apartado 2; en este caso la señal de salida se transmite a la entrada a través de la red de realimentación y no viceversa. Normalmente, es imposible separar el amplificador básico de la red de realimentación al formar un único circuito. En este caso, se construye el amplificador básico ampliado en el cual se incorpora los parámetros  $Z_{1f}$  y  $Z_{2f}$  al amplificador básico tal como se muestra el circuito de la figura 4.12. A continuación se van a analizar y extraer las ecuaciones de comportamiento del un amplificador realimentado de la figura 4.12.



**Figura 4.11.** Topología ideal de un amplificador realimentado de tensión en serie. a) amplificador realimentado, b) y c) modelo bipuerta de la red de realimentación.



**Figura 4.12.** Nueva topología de un amplificador realimentado de tensión en serie.

• **Impedancia de entrada.** La impedancia de entrada del amplificador realimentado es  $Z_{if} = v_{si} / i_i$  y  $Z_{sf} = R_s + Z_{if}$ . Esta relación se obtiene fácilmente analizando el circuito equivalente de la figura 4.12 que permite extraer las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} v_{si} = v_i + v_f \\ v_i = i_i Z_i \\ v_f = v_o \\ A_V = \frac{v_o}{v_i} = A_v \frac{R_L}{R_L + Z_o} \end{cases} \quad (4.22)$$

Resolviendo (4.22) se comprueba que

$$Z_{if} = \frac{v_{is}}{i_i} = Z_i (1 + A_V) \quad (4.23)$$

siendo

$$A_V = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_v \quad (4.24)$$

Luego la impedancia de entrada de un amplificador realimentado con tensión en serie aumenta la impedancia de entrada del amplificador básico en  $(1 + \beta A_V)$ .

• **Ganancia en tensión.** La ganancia en tensión del amplificador realimentado se define  $A_{Vf} = v_o / v_{si}$  y  $A_{Vsf} = v_o / v_s$ . Esta relación se obtiene fácilmente resolviendo las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} v_{si} = v_i + v_f \\ v_f = v_o \\ A_V = \frac{v_o}{v_i} = A_v \frac{R_L}{R_L + Z_o} \end{cases} \quad (4.25)$$

resultando que

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_{si}} = \frac{A_V}{1 + A_V} \quad \text{y} \quad A_{Vsf} = \frac{v_o}{v_s} = A_{Vf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_s} \quad (4.26)$$

• **Impedancia de salida.** La impedancia de salida  $Z_{of}$  y  $Z_{of}^{\circ}$  se define

$$Z_{of} = \left. \frac{v_o}{i_o^{\circ}} \right|_{v_s=0} \quad \text{y} \quad Z_{of}^{\circ} = Z_{of} \parallel R_L \quad (4.27)$$

La expresión de estas impedancias se obtienen resolviendo

$$\begin{aligned} v_i &= \pm \frac{Z_i}{Z_i + R_s} v_o \quad \text{para} \quad v_s = 0 \\ v_o &= i_o^{\circ} Z_o + A_v v_i \end{aligned} \quad (4.28)$$

cuyo resultado es

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \cdot A_v} \quad \text{o} \quad Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + A_v} \quad \text{si } R_S = 0 \quad (4.29)$$

De forma que

$$Z_{of}^{\circledast} = Z_{of} \parallel R_L = \frac{Z_{of} R_L}{Z_{of} + R_L} = \frac{Z_o \parallel R_L}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \cdot A_v} \quad \text{o} \quad Z_{of}^{\circledast} = \frac{Z_o \parallel R_L}{1 + A_v} \quad \text{si } R_S = 0 \quad (4.30)$$

en donde  $A_v$  y  $A_v$  están relacionadas por la ecuación 4.25. Luego la impedancia de salida ( $Z_{of}$ ) de un amplificador realimentado con tensión en serie reduce la impedancia de salida ( $Z_o$ ) del amplificador básico.

**4.5.1.- Ejemplo de un amplificador realimentado V en serie**

Los conceptos teóricos desarrollados en los anteriores apartados van a ser aplicados en el análisis del amplificador realimentado de la figura 4.13. Se pretende determinar la amplitud de la tensión de salida  $v_o$  para la tensión de entrada  $v_s=10\text{mV}$  senwt. Se trata de un amplificador básico de dos etapas que tiene una red de realimentación constituida por las resistencias  $R_{f1}$  y  $R_{f2}$ . El tipo de realimentación es tensión en serie.

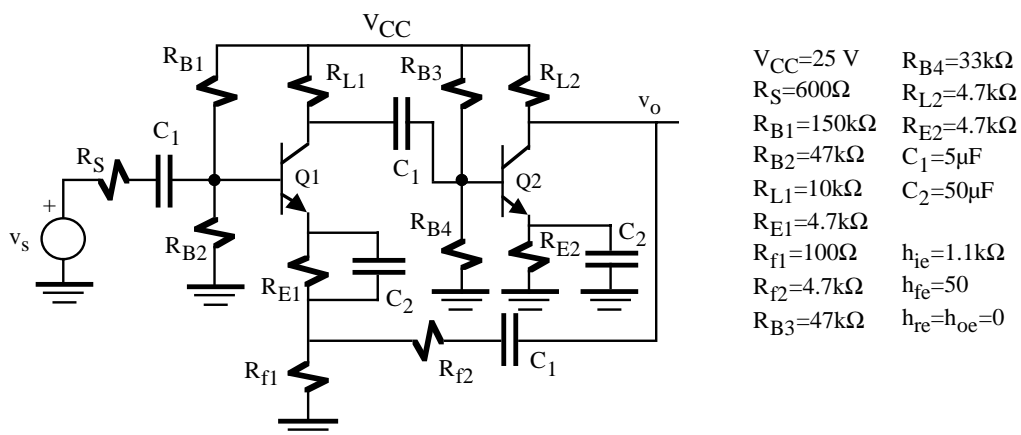


Figura 4.13. Amplificador realimentado de V en serie.

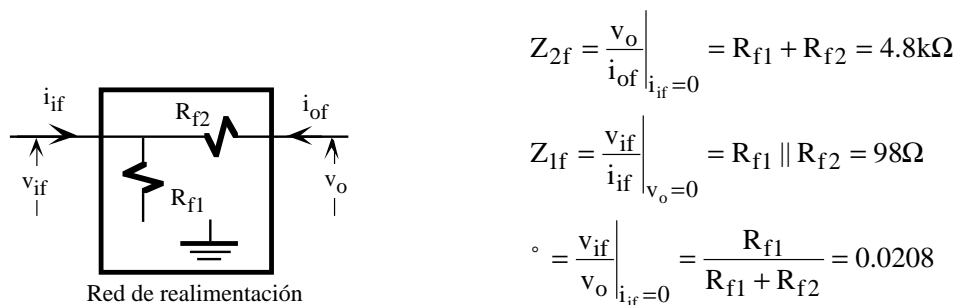


Figura 4.14. Parámetros de la red de realimentación.

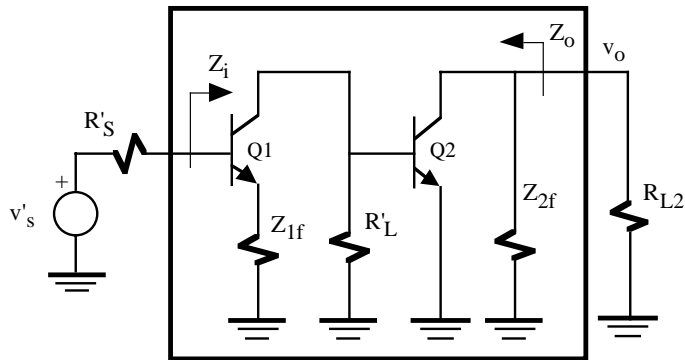
- **Análisis de la red de realimentación.** La inserción de una red de realimentación constituida por resistencias produce necesariamente una modificación de las características en el amplificador básico. Para estudiar este efecto, se obtiene en primer lugar el modelo bipuerta de la red de realimentación. En la figura 4.14 se describe los parámetros de la red de realimentación:  $\beta$  constituye el factor de realimentación y  $Z_{1f}$  y  $Z_{2f}$  son las impedancias equivalentes de entrada y salida.

- **Amplificador básico ampliado.** En la figura 4.15 se indica el circuito equivalente del amplificador básico que tiene incorporado las impedancias de entrada y salida ( $Z_{1f}$ ,  $Z_{2f}$ ) de la red de realimentación. Por ello, a este circuito se le denomina amplificador básico ampliado descrito en la topología del circuito de la figura 4.12. La realimentación ha sido eliminada haciendo  $\beta=0$  y, por consiguiente, anulando la fuente de tensión dependiente de la tensión de salida  $v_o$ ; el amplificador básico ampliado no tiene realimentación. Además,  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  aunque sean resistencias de polarización de Q1 no pertenecen al amplificador básico. De esta manera, el circuito de entrada está constituido por el equivalente Thevenin de  $R_S$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  y  $v_s$ .

$$R_L^{\textcircled{C}} = R_{L1} \parallel R_{B3} \parallel R_{B4} = 6.7\text{k}\Omega$$

$$R_S^{\textcircled{C}} = R_S \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} = 0.59\text{k}\Omega$$

$$v_s^{\textcircled{C}} = \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{R_S + R_{B1} \parallel R_{B2}} v_s \cong v_s$$



Amplificador ampliado sin realimentación

Figura 4.15. Amplificador básico ampliado sin realimentación.

El modelo equivalente en tensión del amplificador básico ampliado es:

$$Z_i = h_{ie1} + (1 + h_{fe1})Z_{1f} = 6.1\text{k}\Omega$$

$$Z_o = Z_{2f} = 4.8\text{k}\Omega$$

$$A_v = \frac{h_{fe1}R_L^{\textcircled{C}}}{h_{ie1} + (1 + h_{fe1})Z_{1f}} \frac{h_{ie2}}{h_{ie2} + R_L^{\textcircled{C}}} h_{fe2} \frac{Z_{2f}}{h_{ie2}} = 1690$$

$$A_v = \frac{R_{L2}}{Z_o + R_{L2}} A_v = 835$$

- **Análisis del amplificador realimentado.** Las características del amplificador realimentado se obtienen utilizando las ecuaciones 4.23, 4.26, 4.29 y 4.30:

$$Z_{if} = Z_i(1 + A_v) = 112\text{k}\Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S^{\textcircled{C}}} A_v} = 145\Omega$$

$$Z_{of}^{\circ} = Z_{of} \parallel R_L = 140\Omega$$

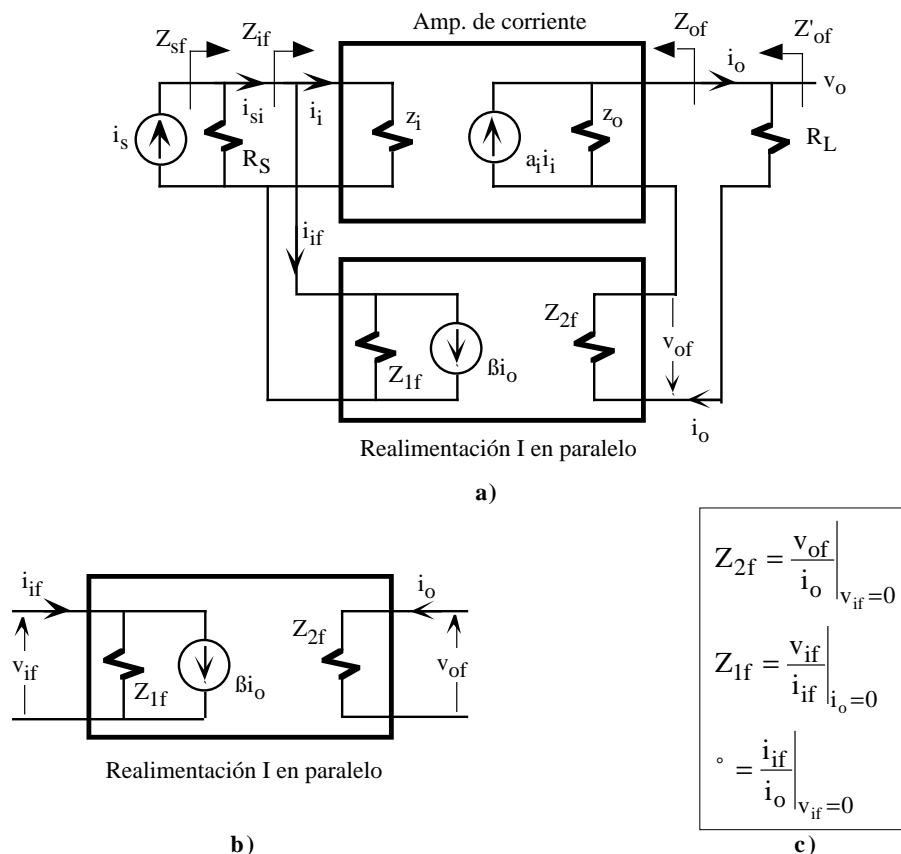
$$A_{Vf} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = 45.4$$

$$A_{Vsf} = \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S^{\circ}} A_{Vf} \approx A_{Vf} = 45.4$$

Luego, el dato que se pide en este problema es  $v_o = A_{Vsf} v_s' \approx A_{Vf} v_s = 45.4 \cdot 10 \text{ mV} = 0.454 \text{ V}$  (amplitud).

**4.6.- Realimentación de corriente en paralelo**

En la figura 4.16.a se muestra la topología de un amplificador realimentado con muestreo de corriente y mezclado de corriente o paralelo, es decir, se trata de un amplificador realimentado de corriente en paralelo. Similar al desarrollo del anterior apartado, con el amplificador ( $z_i$ ,  $z_o$  y  $a_i$ ) y la red de realimentación (figura 4.16.b) se construye el amplificador básico ampliado ( $Z_i$ ,  $Z_o$  y  $A_i$ ) tal como se muestra el circuito de la figura 4.17 que incluye el efecto de la realimentación a través de la fuente dependiente  $\beta i_o$ . A continuación se van a analizar y extraer las ecuaciones de comportamiento del amplificador realimentado de la figura 4.17.



**Figura 4.16.** Topología ideal de un amplificador realimentado de I en paralelo. a) Amplificador realimentado, b) y c) modelo bipuerta de la red de realimentación.

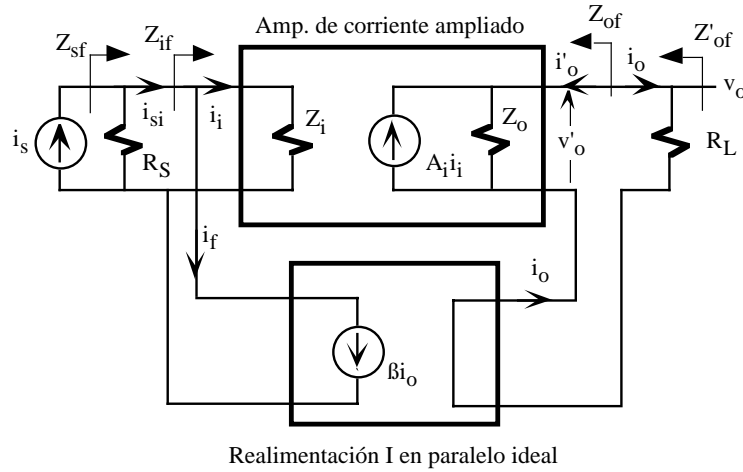


Figura 4.17. Nueva topología de un amplificador realimentado de I en paralelo.

• **Impedancia de entrada.** La impedancia de entrada del amplificador realimentado es  $Z_{if} = v_i / i_{si}$  y  $Z_{sf} = R_S + Z_{if}$ . Esta relación se obtiene resolviendo las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} i_{si} = i_i + i_f \\ v_i = i_i Z_i \\ i_f = i_o \\ A_I = \frac{i_o}{i_i} = A_i \frac{Z_o}{R_L + Z_o} \end{cases} \tag{4.31}$$

De forma que

$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_{si}} = \frac{Z_i}{(1 + A_I)} \tag{4.32}$$

siendo

$$A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_I \tag{4.33}$$

Luego la impedancia de entrada de un amplificador realimentado con I en paralelo reduce la impedancia de entrada del amplificador básico en  $(1 + \beta A_I)$ .

• **Ganancia en corriente.** Se define  $A_{if} = i_o / i_{si}$  y  $A_{isf} = i_o / i_s$ . Esta relación se obtiene fácilmente resolviendo las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} i_{si} = i_i + i_f \\ i_f = i_o \\ A_I = \frac{i_o}{i_i} = A_i \frac{Z_o}{R_L + Z_o} \end{cases} \tag{4.34}$$

resultando que

$$A_{If} = \frac{i_o}{i_{si}} = \frac{A_I}{1 + A_I} \quad \text{y} \quad A_{Isf} = \frac{i_o}{i_s} = A_{If} \frac{R_s}{Z_{if} + R_s} \tag{4.35}$$

- **Impedancia de salida.** Las impedancias de salida  $Z_{of}$  y  $Z'_{of}$  se definen

$$Z_{of} = \left. \frac{v_o^{\circledast}}{i_o^{\circledast}} \right|_{i_s=0} \quad \text{y} \quad Z_{of}^{\circledast} = Z_{of} \parallel R_L \quad (4.36)$$

Las expresiones de estas impedancias se obtienen resolviendo las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} i_i = \pm \frac{R_S}{Z_i + R_S} i_f = \pm \frac{R_S}{Z_i + R_S} i_o \quad \text{para} \quad i_s = 0 \\ i_o = -i_o^{\circledast} \\ v_o^{\circledast} = (A_i i_i + i_o^{\circledast}) Z_o \end{cases} \quad (4.37)$$

cuyo resultado es

$$Z_{of} = Z_o \left( 1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} A_i \right) \quad \text{o} \quad Z_{of} = Z_o (1 + A_i) \quad \text{si} \quad R_S = 0 \quad (4.38)$$

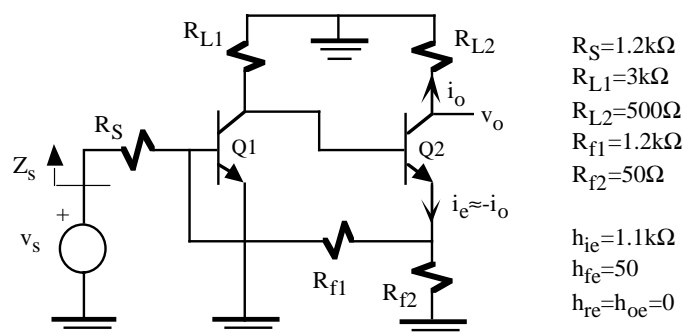
De forma que

$$Z_{of}^{\circledast} = Z_{of} \parallel R_L = Z_o \parallel R_L \frac{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} A_i}{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} A_i} \quad \text{o} \quad Z_{of}^{\circledast} = Z_o \parallel R_L \frac{1 + A_i}{1 + A_i} \quad \text{si} \quad R_S = 0 \quad (4.39)$$

Luego la impedancia de salida ( $Z_{of}$ ) de un amplificador realimentado con I en paralelo aumenta la impedancia de salida ( $Z_o$ ) del amplificador básico.

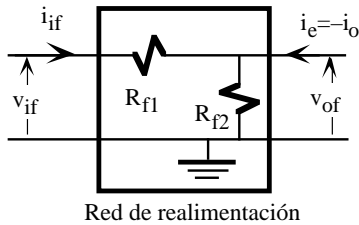
#### 4.6.1.- Ejemplo de un amplificador realimentado I en paralelo

En la figura 4.18 se muestra el circuito equivalente de pequeña señal de un amplificador realimentado I en paralelo. Se va a aplicar la teoría de realimentación para calcular la ganancia en tensión  $A_{Vsf} = v_o/v_s$  y la impedancia  $Z_s$ .



**Figura 4.18.** Circuito equivalente de pequeña señal de un amplificador realimentado de I en paralelo.

• **Análisis de la red de realimentación.** Se obtiene el modelo equivalente de la red de realimentación aplicando las ecuaciones de la figura 4.19. Es importante destacar que la red de realimentación no muestrea directamente la  $i_o$ , sino que utiliza la propiedad del transistor bipolar por la cual  $i_e \approx -i_o$  al desprejarse la corriente de base frente a la de colector. Luego, el parámetro de realimentación  $\beta$  debe ser referido a  $i_o$ .



$$Z_{2f} = \left. \frac{v_{of}}{i_e} \right|_{v_{if}=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} \cong R_{f2} = 50\Omega$$

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{i_e=0} = R_{f1} + R_{f2} = 1.25k\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_{if}}{i_e} \right|_{v_{if}=0} = -\frac{R_{f2}}{R_{f2} + R_{f1}} = -0.04$$

Pero referida a  $i_o$

$$\beta = \left. \frac{i_{if}}{i_e} \right|_{v_{if}=0} = -\left. \frac{i_{if}}{i_o} \right|_{v_{if}=0} = +\frac{R_{f2}}{R_{f2} + R_{f1}} = 0.04$$

Figura 4.19. Parámetros de la red de realimentación.

• **Amplificador básico ampliado.** La figura 4.20 indica el circuito equivalente del amplificador básico que tiene incorporado las impedancias equivalentes ( $Z_{1f}$ ,  $Z_{2f}$ ) de la red de realimentación. Además, se utiliza el equivalente Norton del circuito de entrada por compatibilidad con el modelo equivalente en corriente que se va a obtener a continuación. Los parámetros del modelo equivalente en corriente del amplificador básico ampliado de la figura 4.20 son

$$Z_o = \infty$$

$$Z_i = Z_{1f} \parallel h_{ie1} = 585\Omega$$

$$A_i = h_{fe1}h_{fe2} \frac{R_{L1}}{R_{L1} + h_{ie1} + (1 + h_{fe1})Z_{2f}} \frac{Z_{1f}}{h_{ie1} + Z_{1f}} = 600$$

$$A_I = A_i \text{ al ser } Z_o = \infty$$

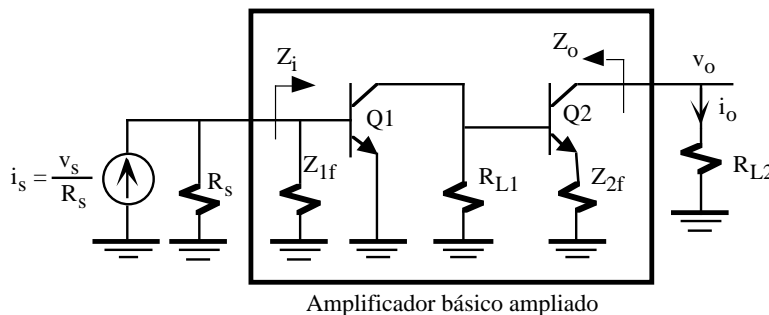


Figura 4.20. Amplificador básico ampliado sin realimentación.

• **Análisis del amplificador realimentado.** Las características del amplificador realimentado se obtienen utilizando las ecuaciones 4.32, 4.35, 4.38 y 4.39:



$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta A_I} = 23.4\Omega$$

$$Z_{of} = \infty \quad \text{y} \quad Z_{of}^{\circ} = R_{L2} = 500\Omega$$

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I} = 24$$

Una vez calculado la  $A_{If}$ , se obtiene la  $A_{Vsf}$  mediante la ecuación 4.15:

$$A_{Vf} = A_{If} \frac{R_{L2}}{Z_{if}} = 512.8$$

$$A_{Vsf} = \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S} A_{Vf} = 9.8$$

$$Z_s = R_S + Z_{if} = 1223.4\Omega$$

y la  $Z_s$

$$Z_s = R_S + Z_{if} = 1223.4\Omega$$

#### 4.7.- Realimentación de tensión en paralelo

En la figura 4.21.a se muestra la topología de un amplificador realimentado con muestreo de tensión y mezclado de corriente o paralelo, es decir, se trata de un amplificador realimentado de tensión en paralelo. Similar en desarrollo a los anteriores apartados, con el amplificador básico ( $z_i$ ,  $z_o$  y  $r_m$ ) y la red de realimentación (figura 4.21.b) se construye el amplificador básico ampliado ( $Z_i$ ,  $Z_o$  y  $R_M$ ) tal como se indica en el circuito de la figura 4.22 que incluye la realimentación en la fuente dependiente  $\beta v_o$ . A continuación se van a analizar y extraer las ecuaciones de este amplificador realimentado.

- **Impedancia de entrada.** La impedancia de entrada del amplificador realimentado es  $Z_{if} = v_i / i_{si}$  y  $Z_{sf} = R_S || Z_{if}$ . Fácilmente se puede comprobar que

$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_{is}} = \frac{Z_i}{(1 + \beta R_M)} \quad (4.40)$$

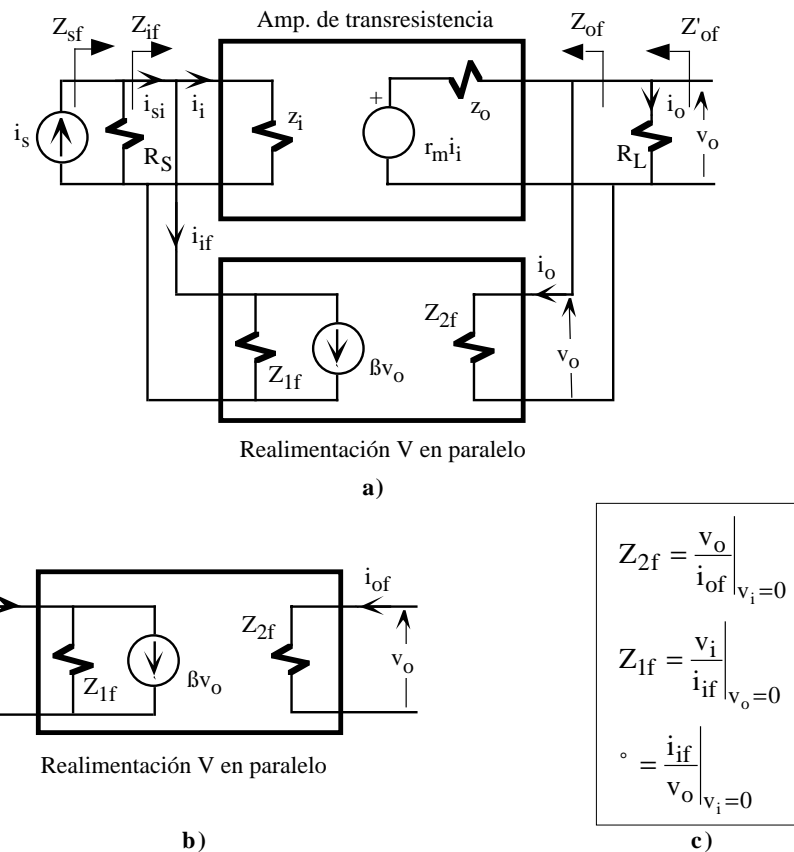
siendo

$$R_M = \frac{R_L}{Z_o + R_L} R_m \quad \text{y} \quad R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} R_M \quad (4.41)$$

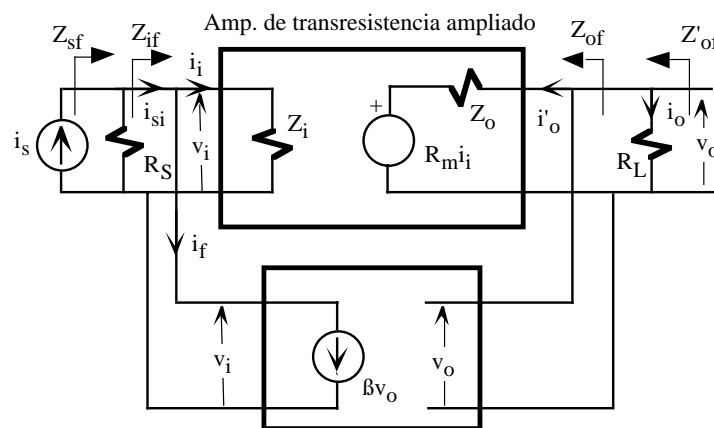
Luego la impedancia de entrada de un amplificador realimentado con V en paralelo reduce la impedancia de entrada del amplificador básico en  $(1 + \beta R_M)$ .

- **Ganancia en transresistencia.** Se define  $R_{Mf} = v_o / i_{si}$  y  $R_{MSf} = v_o / i_s$ . Estas relaciones son

$$R_{Mf} = \frac{v_o}{i_{si}} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M} \quad \text{y} \quad R_{MSf} = \frac{v_o}{i_s} = R_{Mf} \frac{R_S}{Z_{if} + R_S} \quad (4.42)$$



**Figura 4.21.** Topología ideal de un amplificador realimentado de V en paralelo. **a)** Amplificador realimentado, **b)** y **c)** modelo bipuerta de la red de realimentación.



**Figura 4.22.** Nueva topología de un amplificador realimentado de V en paralelo.

- **impedancia de salida.** La impedancia de salida  $Z_{of}$  y  $Z'_{of}$  se define

$$Z_{of} = \left. \frac{V_o}{I_o^\circ} \right|_{I_s=0} \quad \text{y} \quad Z_{of}^\circ = Z_{of} \parallel R_L \tag{4.43}$$

La expresión de estas impedancias son

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \cdot R_m} \quad \text{o} \quad Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + R_m} \quad \text{si } R_S = 0$$

(4.44)

De forma que

$$Z_{of}^{\circledast} = Z_{of} \parallel R_L = \frac{Z_o \parallel R_L}{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \cdot R_M} \quad \text{o} \quad Z_{of}^{\circledast} = \frac{Z_o \parallel R_L}{1 + R_M} \quad \text{si } R_S = 0$$

(4.45)

Luego la impedancia de salida ( $Z_{of}$ ) de un amplificador realimentado con V en paralelo reduce la impedancia de salida ( $Z_o$ ) del amplificador básico.

**4.7.1.- Ejemplo de un amplificador realimentado de V en paralelo**

La figura 4.23.a indica el esquema de un amplificador realimentado basado en el amplificador operacional  $\mu A741$ . Este amplificador tiene el modelo equivalente (figura 4.23.b) cuyos valores son:  $z_i=2M\Omega$ ,  $z_o=75\Omega$  y  $a_v=200000$ ; nótese la polaridad de la entrada del amplificador. Se pretende obtener la relación entre  $v_o/i_i$  y las impedancias de entrada y salida.

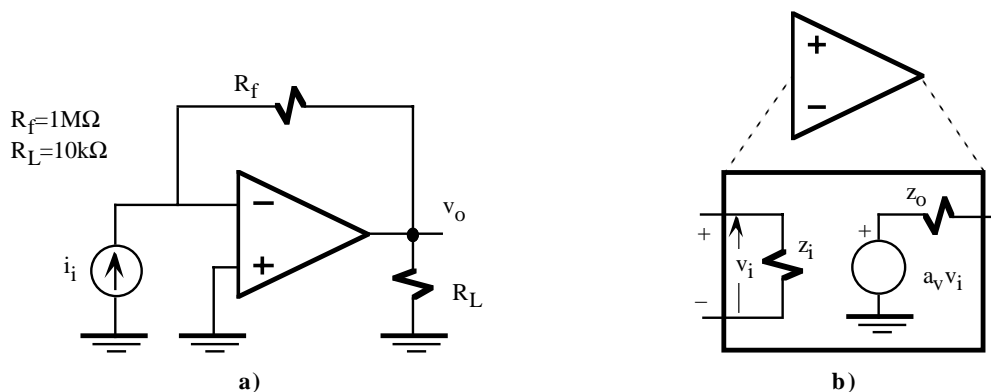


Figura 4.23. a) Amplificador realimentado basado en el  $\mu A741$  y b) modelo equivalente de  $\mu A741$ .

• **Análisis de la red de realimentación.** La realimentación es V en paralelo. La red de realimentación está constituida por  $R_f$  y el circuito equivalente de esta red se describe en la figura 4.24.

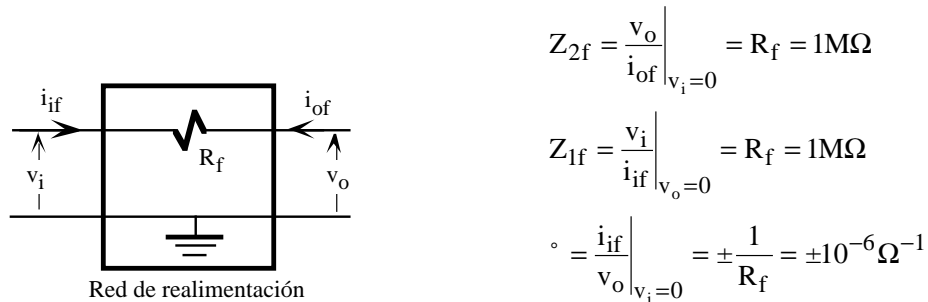
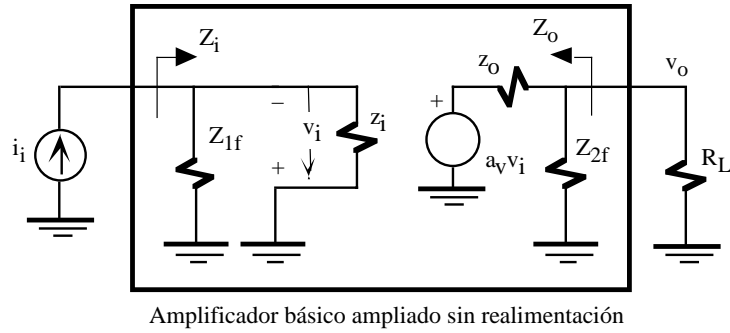


Figura 4.24. Parámetros de la red de realimentación.

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_o}{i_{of}} \right|_{v_i=0} = R_f = 1M\Omega$$

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_i}{i_{if}} \right|_{v_o=0} = R_f = 1M\Omega$$

$$\rho = \left. \frac{i_{if}}{v_o} \right|_{v_i=0} = \pm \frac{1}{R_f} = \pm 10^{-6} \Omega^{-1}$$



**Figura 4.25.** Amplificador básico ampliado sin realimentación.

• **Amplificador básico ampliado y análisis del amplificador realimentado.** La figura 4.25 indica el circuito equivalente del amplificador básico que tiene incorporado las impedancias equivalentes ( $Z_{1f}, Z_{2f}$ ) de la red de realimentación. Aplicando teoría de realimentación fácilmente se demuestra que

$$Z_i = z_i \parallel Z_{1f} \cong 666.7k\Omega$$

$$Z_o = z_o \parallel Z_{2f} \cong z_o = 75\Omega$$

$$R_m = \left. \frac{v_o}{i_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = \pm \frac{Z_{2f} Z_i}{Z_{2f} + z_o} a_v = \pm 1.33 \cdot 10^{11} \Omega$$

$$R_M = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_m \cong R_m \cong \pm 1.33 \cdot 10^{11} \Omega$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{(1 + \beta R_M)} = 5 \Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta R_m} = 0.564m\Omega$$

$$Z_{of}^{\circledast} = Z_{of} \parallel R_L \cong 0.564m\Omega$$

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{(1 + \beta R_M)} \cong \frac{1}{\beta} = -1M\Omega$$

#### 4.8.- Realimentación de intensidad en serie

La figura 4.26.a indica la topología de un amplificador realimentado con muestreo de intensidad y mezclado de tensión o serie, es decir, se trata de un amplificador realimentado de intensidad en serie. El amplificado básico ( $z_i, z_o$  y  $g_m$ ) y la red de realimentación (figura 4.26.b) se construye el amplificador básico ampliado ( $Z_i, Z_o$  y  $G_m$ ) tal como se muestra el circuito de la figura 4.27 que incluye la realimentación en la fuente dependiente  $\beta i_o$ . A continuación se van a analizar y extraer las ecuaciones de comportamiento del amplificador realimentado de la figura 4.27.

• **Impedancia de entrada.** La impedancia de entrada del amplificador realimentado es  $Z_{if} = v_{si} / i_i$  y  $Z_{sf} = R_S + Z_{if}$ . Fácilmente se puede comprobar que

$$Z_{if} = \frac{v_{si}}{i_i} = Z_i(1 + \beta G_M)$$

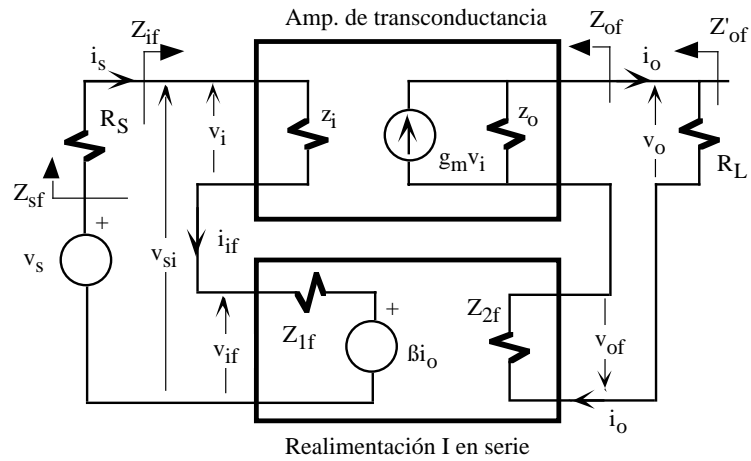
(4.46)

siendo

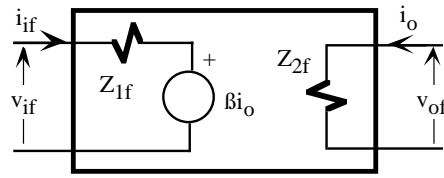
$$G_M = \frac{i_o}{v_i} = G_m \frac{Z_o}{R_L + Z_o} \quad \text{y} \quad G_m = \lim_{R_L \rightarrow 0} G_M$$

(4.47)

Luego la impedancia de entrada de un amplificador realimentado con I en serie aumenta la impedancia de entrada del amplificador básico en  $(1 + \beta G_M)$ .



a)



Realimentación I en serie

b)

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_{of}}{i_o} \right|_{i_{if}=0}$$

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{i_o=0}$$

$$\beta = \left. \frac{v_{if}}{i_o} \right|_{i_{if}=0}$$

c)

**Figura 4.26.** Topología ideal de un amplificador realimentado de I en serie. a) Amplificador realimentado, b) y c) modelo bipuerta de la red de realimentación.

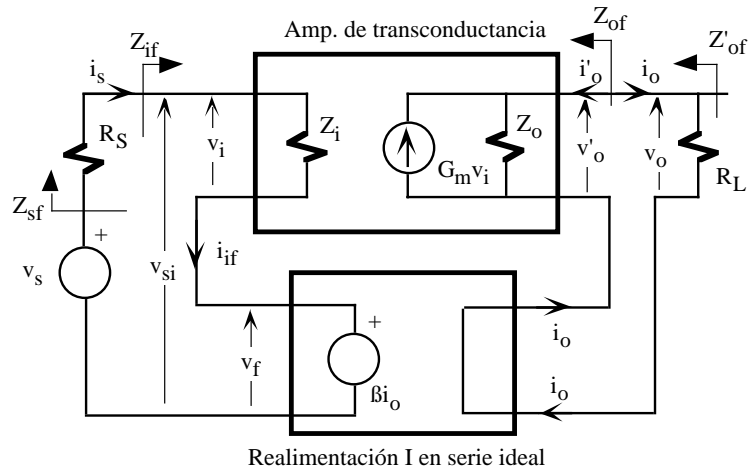


Figura 4.27. Nueva topología de un amplificador realimentado de I en serie.

- **Ganancia en transconductancia.** Se define  $G_{Mf=i_o/v_{si}}$  y  $G_{MSf=i_o/v_s}$ . Estas relaciones están definidas como

$$G_{Mf} = \frac{i_o}{v_{si}} = \frac{G_M}{1 + \beta_o G_M} \quad \text{y} \quad G_{MSf} = \frac{i_o}{v_s} = G_{Mf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S} \tag{4.48}$$

- **Impedancia de salida.** La impedancia de salida  $Z_{of}$  y  $Z'_{of}$  se define

$$Z_{of} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_s=0} \quad \text{y} \quad Z_{of}^{\odot} = Z_{of} \parallel R_L \tag{4.49}$$

La expresión de estas impedancias son

$$Z_{of} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_s=0} = Z_o \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta_o G_m \right) \quad \text{o} \quad Z_{of} = Z_o (1 + \beta_o G_m) \text{ si } R_S = 0 \tag{4.50}$$

De forma que

$$Z_{of}^{\odot} = Z_{of} \parallel R_L = \frac{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta_o G_m}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta_o G_M} \quad \text{o} \quad Z_{of}^{\odot} = (Z_o \parallel R_L) \frac{1 + \beta_o G_m}{1 + \beta_o G_M} \text{ si } R_S = 0 \tag{4.51}$$

Luego la impedancia de salida ( $Z_{of}$ ) de un amplificador realimentado con I en serie aumenta la impedancia de salida ( $Z_o$ ) del amplificador básico.

4.8.1.- Ejemplo de un amplificador realimentado de I en serie

En la figura 4.28 se muestra el modelo equivalente de pequeña señal de un amplificador realimentado multietapa. Se pretende obtener el modelo equivalente de transconductancia de este amplificador.

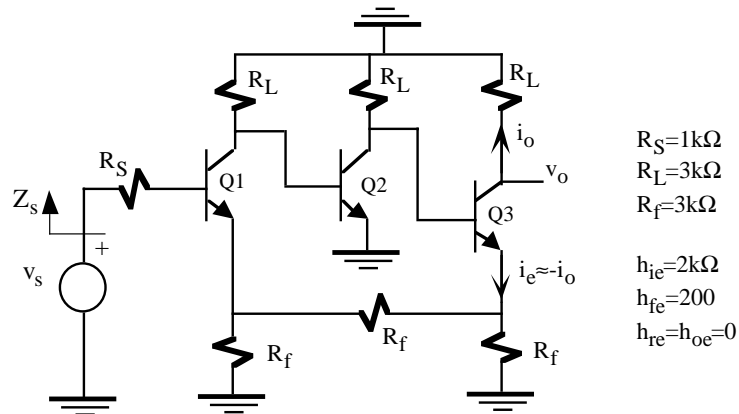


Figura 4.28. Ejemplo de un amplificador realimentado de I en serie.

• **Análisis de la red de realimentación.** La realimentación es de I en serie. La red de realimentación está constituido por las resistencias de valor  $R_f$ . El circuito equivalente bipuerta de esta red se describe en la figura 4.29.

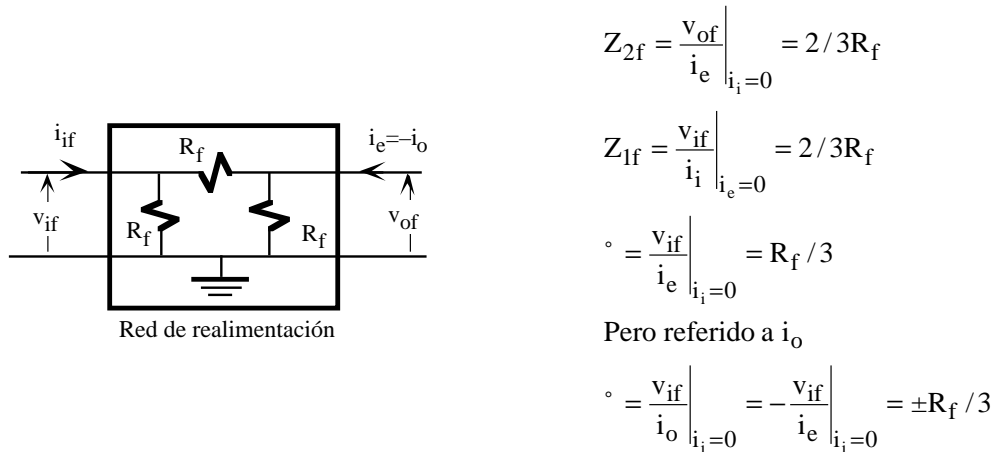


Figura 4.29. Parámetros de la red de realimentación.

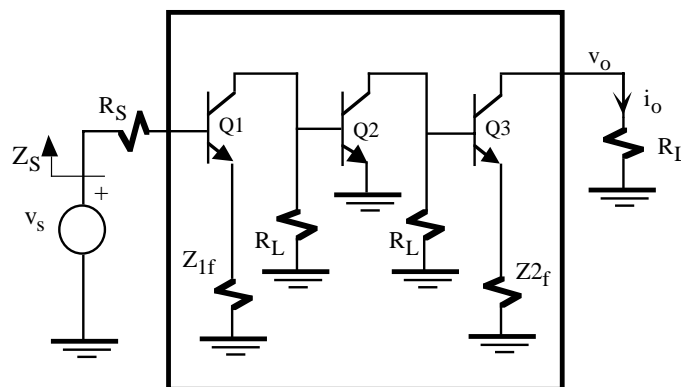


Figura 4.30. Amplificador básico ampliado sin realimentación.

• **Amplificador básico ampliado y análisis del amplificador realimentado.** La figura 4.30 describe el circuito equivalente del amplificador básico que tiene incorporado las impedancias equivalentes ( $Z_{1f}, Z_{2f}$ ) de la

red de realimentación. Aplicando teoría de realimentación fácilmente se demuestra que

$$Z_o = \infty$$
$$Z_i = h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_{1f} = 404k\Omega$$

El parámetro de transconductancia del amplificador ampliado se puede aproximar a

$$G_m \approx \pm h_{fe} \frac{R_L^2}{R_L + h_{ie}} \frac{1}{Z_{2f}Z_{1f}} = \pm 90m\Omega^{-1}$$

si se realizan las siguientes aproximaciones

$$h_{ie} \ll (1 + h_{fe})Z_{1f}$$
$$R_L + h_{ie} \ll (1 + h_{fe})Z_{2f}$$
$$h_{fe} \gg 1$$

Luego, utilizando las ecuaciones y expresiones de este tipo de amplificador realimentado se puede comprobar que

$$G_M = G_m \quad \text{al ser } Z_o = \infty$$
$$Z_{if} = Z_i(1 + G_M) = 36.76M\Omega$$
$$Z_s = R_s + Z_{if} \approx Z_{if}$$
$$Z_{of} = \infty \quad \text{y} \quad Z_{of}^{\circ} = R_L = 3k\Omega$$
$$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + G_M} \approx \frac{1}{\circ} = 1m\Omega^{-1}$$
$$G_{Mfs} = \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_s} G_{Mf} \approx G_{Mf}$$

#### **4.9.- Tabla resumen de amplificadores realimentados**

En la tabla 4.1 se resumen todas las ecuaciones y características de los amplificadores realimentados desarrolladas en los apartados 5 al 8.



## Problemas

	Tensión en serie	Corriente en serie	Corriente en par.	Tensión en par.
<b>Señal compensada a la entrada</b>	Tensión o serie	Tensión o serie	Corriente o paralelo	Corriente o paralelo
<b>Señal muestreada a la salida</b>	Tensión o paralelo	Corriente o serie	Corriente o serie	Tensión o paralelo
<b>Fuente de la señal de entrada</b>	Thevenin	Thevenin	Norton	Norton
<b>Tipo de amplificador</b>	$A_v = \frac{v_o}{v_i} \Big _{R_L \rightarrow \infty}$	$G_m = \frac{i_o}{v_i} \Big _{R_L \rightarrow 0}$	$A_i = \frac{i_o}{i_i} \Big _{R_L \rightarrow 0}$	$R_m = \frac{v_o}{i_i} \Big _{R_L \rightarrow \infty}$
	$A_v = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_{v\infty}$	$G_m = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} G_{m\infty}$	$A_i = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} A_{i\infty}$	$R_m = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_{m\infty}$
	$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_v$	$G_m = \lim_{R_L \rightarrow 0} G_m$	$A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_i$	$R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} R_m$
<b>Relaciones entre los diferentes tipos de amplificadores</b>	$A_v = A_i \frac{Z_o}{Z_i}$	$G_m = \frac{A_i}{Z_i}$ $G_M = \frac{A_I}{Z_i}$	$A_v = A_I \frac{R_L}{Z_i}$	$R_m = Z_i A_v$ $R_M = Z_i A_V$
<b>Red de realimentación (<math>\beta</math>)</b>	$\frac{v_{if}}{v_{of}} \Big _{i_{if}=0}$	$\frac{v_{if}}{i_o} \Big _{i_i=0}$	$\frac{i_{if}}{i_o} \Big _{v_{if}=0}$	$\frac{i_{if}}{v_o} \Big _{v_i=0}$
<b>Ganancia del amplificador realimentado</b>	$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v}$	$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M}$	$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I}$	$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M}$
	$A_{vsf} = A_{vf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S}$	$G_{Msf} = G_{Mf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S}$	$A_{Isf} = A_{If} \frac{R_S}{Z_{if} + R}$	$R_{MSf} = R_{Mf} \frac{R_S}{Z_{if} + R_S}$
<b>Impedancia de entrada (<math>Z_{if}</math>)</b>	$Z_i (1 + \beta A_v)$	$Z_i (1 + \beta G_m)$	$\frac{Z_i}{(1 + \beta A_i)}$	$\frac{Z_i}{(1 + \beta R_m)}$
<b>Impedancia de salida (<math>Z_{of}</math>)</b> $Z'_{of} = Z_{of} \parallel R_L$	$R_S \neq 0$ $\frac{Z_o}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta A_v}$	$Z_o \left( 1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta G_m \right)$	$Z_o \left( 1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \beta A_i \right)$	$\frac{Z_o}{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \beta R_m}$
	$R_S = 0$ $\frac{Z_o}{1 + \beta A_v}$	$Z_o (1 + \beta G_m)$	$Z_o (1 + \beta A_i)$	$\frac{Z_o}{1 + \beta R_m}$

**Tabla 4.1.** Tabla resumen de amplificadores realimentados.

**P4.1** Un amplificador tiene una VTC como la mostrada en la figura 4.2.a con  $A_1=500$ ,  $A_2=300$ . Si a este amplificador se le introduce una realimentación con  $\beta=0.1$ , determinar la VTC del amplificador realimentado.

**P4.2** Un amplificador tiene una ganancia de 100 que disminuye en un 5% cuando la tensión de salida es alta. Determinar el valor de  $\beta$  para que la ganancia del amplificador realimentado no varíe en un 0.5%.

**P4.3** El amplificador de la figura 4.4 tiene los siguientes valores:  $R_S=1k\Omega$ ,  $R_L=1k\Omega$ ,  $Z_i=200\Omega$ ,  $Z_o=200\Omega$ ,  $A_v=1000$ . Obtener los modelos equivalentes de corriente, de transresistencia y de transconductancia. ¿Cual es el modelo equivalente más adecuado para este circuito y por qué?.

- P4.4** Para el circuito de la figura P4.4, se pide:
- Ganancia en corriente  $A_{I_s}=i_L/i_s$ .
  - Ganancia en tensión  $A_{V_s}=v_o/v_s$ , siendo  $v_s=i_s R_S$ .
  - Transconductancia  $G_{M_s}=i_L/v_s$ .
  - Transresistencia  $R_{M_s}=v_o/i_s$ .
  - Impedancia de entrada  $Z_i$ .
  - Impedancia de salida  $Z_o$ .

Datos:  $h_{ie}=2.1k\Omega$ ,  $h_{fe}=100$ ,  $h_{re}=h_{oe}=0$ .

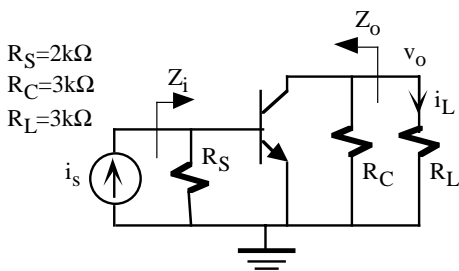


Figura P4.4

**P4.5** El amplificador básico de la figura P4.5 tiene una realimentación externa con un factor de realimentación  $\beta=0.01$ . Determinar la variación de ganancia del amplificador completo para los siguientes valores de la  $h_{fe}$  del transistor:

200(min), 300(typ), 400(max).

Dato:  $h_{ie}=2k\Omega$ ,  $h_{re}=h_{oe}=0$ .

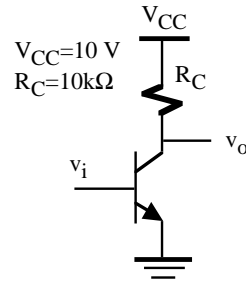


Figura P4.5

**P4.6** Del amplificador realimentado de la figura P4.6 se conoce el modelo equivalente en tensión del amplificador básico ( $z_i=100\Omega$ ,  $z_o=100\Omega$ ,  $a_v=-1000$ ). Calcular la  $R_{Mf}$ ,  $A_{Vf}$ ,  $Z_{if}$ ,  $Z_{of}$ ,  $Z'_{of}$  de este amplificador. Datos:  $R_1=R_2=R_3=10k\Omega$ ,  $R_L=20k\Omega$ .

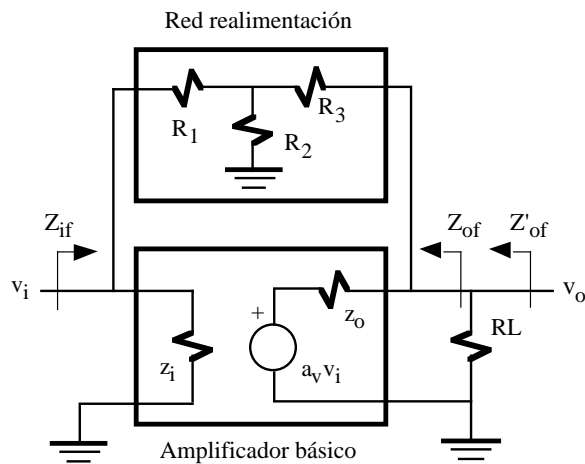


Figura P4.6

**P4.7** Obtener el modelo equivalente en corriente del amplificador realimentado de la figura P4.7. Repetir el problema para  $R_F=R_E=50\Omega$ . Datos:  $h_{fe}=50$ ,  $h_{ie}=1.1k\Omega$ . Despreciar  $h_{re}$ ,  $h_{oe}$  y  $R_B$ .

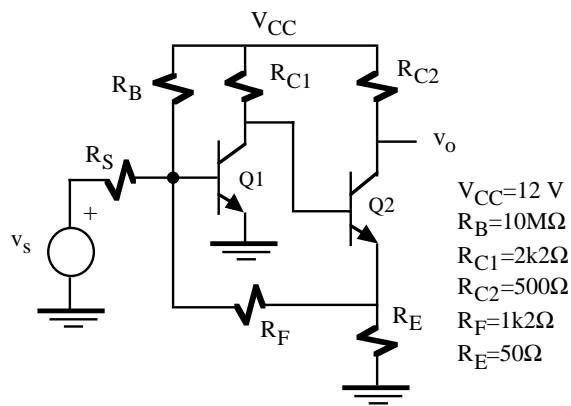


Figura P4.7

P4.8 Proponer un valor a  $R_F$  del circuito de la figura P4.8 para que  $Z_i < 300\Omega$ .

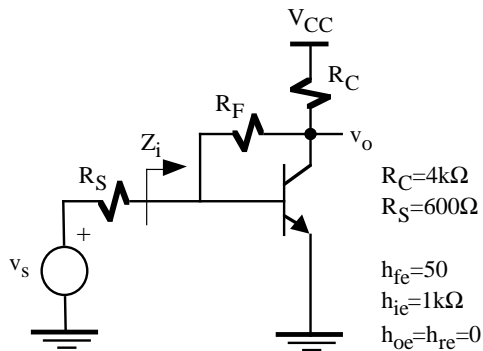


Figura P4.8

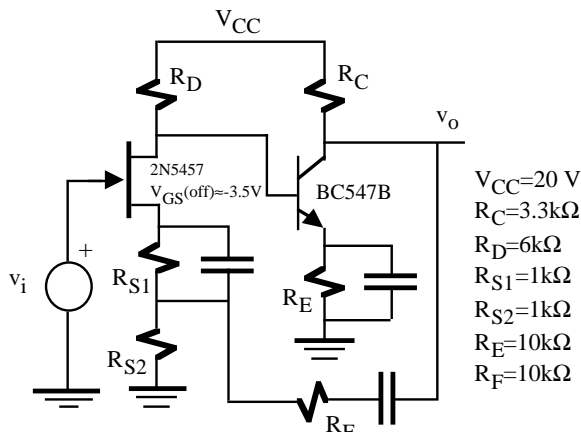


Figura P4.9

P4.9 En la figura P4.9 se muestra un amplificador constituido por dos etapas, una etapa amplificadora básica basada en el N-JFET 2N5457 y otra en el transistor bipolar BC547B. Para este circuito, se pide:

- Determinar utilizando gráficas el punto de trabajo ( $I_{DQ}$ ,  $V_{DSQ}$ ,  $V_{GSQ}$ )

del transistor N-JFET.

- Calcular el punto de trabajo del transistor bipolar ( $I_{CQ}$ ,  $I_{BQ}$ ,  $V_{CEQ}$ )
- Obtener la  $A_V$ ,  $Z_i$  y  $Z_o$  ( $h_{re}=h_{oe}=0$ ).

P4.10 Suponiendo que la ganancia de lazo del circuito de la figura P4.10 sea mucho mayor que la unidad ( $\beta A \gg 1$ ), comprobar que la ganancia de tensión del amplificador realimentado viene dada por

$$A_{Vf} \cong -\frac{R_3(R_4 + R_F + R_5)}{R_4 R_5}$$

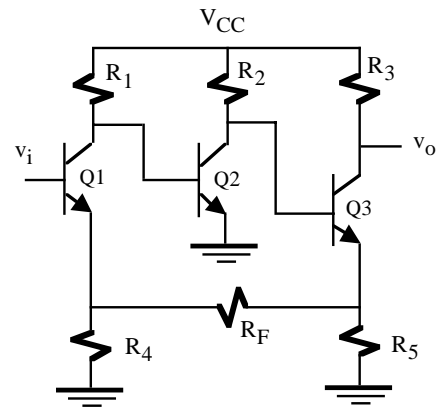


Figura P4.10

P4.11 Obtener el modelo equivalente referido a la entrada  $v_s$  del amplificador realimentado de la figura P4.11.

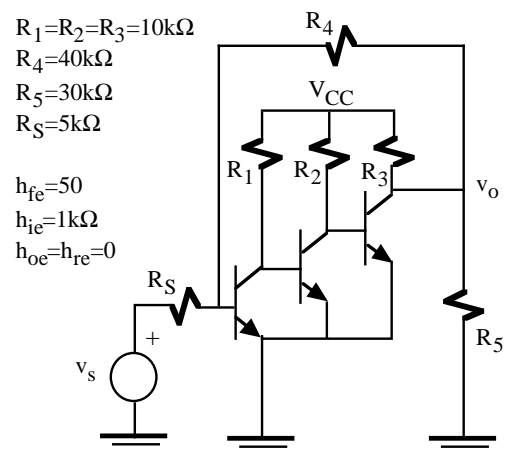


Figura P4.11