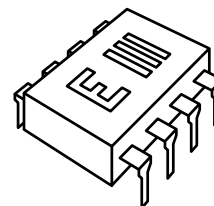




Universidad Nacional de Rosario  
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura  
Escuela de Ingeniería Electrónica  
Departamento de Electrónica

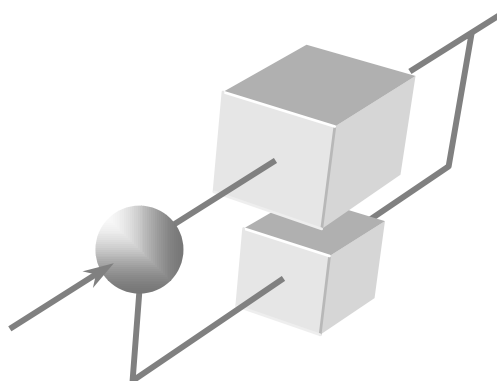


## ELECTRÓNICA III

---

# AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

Federico Miyara



**Segunda Edición - 2005**

B01.01

Código interno de publicación: B01.01  
Primera edición: 1988  
Digitalización 2002: Silvia Saavedra  
Segunda edición corregida y ampliada: 2005  
Publicado en Internet  
Rosario, Argentina  
Año 2005  
<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/realim.pdf>

# AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

## 1. Introducción

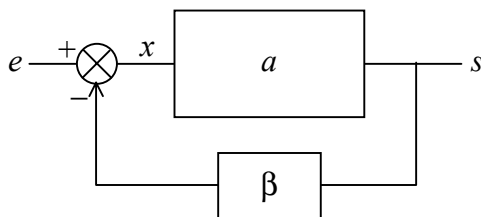
Los elementos activos utilizados en los amplificadores electrónicos, tales como válvulas, transistores bipolares, o transistores de efecto de campo, presentan, junto a la ventaja de permitir obtener una gran ganancia, varios defectos que entorpecen su aplicación, a saber:

- a) Una considerable dispersión de parámetros entre elementos nominalmente iguales, que hace que la ganancia tenga un valor indefinido, especialmente en los amplificadores fabricados en cantidad, o al reemplazar un dispositivo por otro.
- b) La variación o deriva de dichos parámetros con la temperatura, o por envejecimiento, o por cambio en las condiciones de polarización, que ocasiona fluctuaciones en la ganancia.
- c) La no linealidad de sus características de transferencia. Las más comunes son las saturaciones y cortes, y el efecto que producen es una distorsión no lineal, es decir, con agregado de componentes armónicas que no están presentes en la señal original.
- d) Una respuesta en frecuencia insuficiente o inadecuada. También produce distorsiones, aunque en este caso de carácter lineal, vale decir que las frecuencias ya existentes en la señal se atenúan o amplifican de un modo no uniforme.
- e) Niveles de impedancia de entrada y salida que en general no se adaptan a las impedancias de la fuente de señal y de la carga respectivamente. La desadaptación a la entrada se traduce en un empeoramiento de la relación señal/ruido, y la de la salida en un desperdicio de potencia y de amplificación.

Un amplificador ideal debería producir a la salida una señal exactamente proporcional a la señal de entrada a través de un factor fijo y definido. Las no idealidades de los amplificadores reales hacen que ello no suceda sino aproximadamente. En 1934, H. S. Black aplicó el concepto de realimentación, propio de los sistemas de control, a los amplificadores, logrando solucionar en gran medida los inconvenientes mencionados. Previamente había investigado una solución más compleja mediante técnicas conocidas como *feedforward* (ver Apéndice 1).

## 2. Sistemas realimentados

Antes de estudiar su aplicación a los amplificadores, analizaremos el concepto de realimentación en un sistema genérico. Un sistema con una entrada y una salida se dice que está realimentado cuando se toma una parte de la salida y se la reinyecta en la entrada. Consideremos el diagrama de bloques de la figura 1. Consta de tres partes. El sistema básico, cuya función de transferencia es  $a$ , el bloque de realimentación, con transferencia  $\beta$ , y el bloque comparador, que resta la señal realimentada de la señal de entrada.



**Figura 1.** Diagrama de bloques de un sistema realimentado

La diferencia entre la señal de entrada y la señal realimentada, o *señal de error*, es

$$x = e - \beta s,$$

$$s = ax,$$

de donde puede calcularse la función de transferencia  $A$  del sistema realimentado:

$$A = \frac{s}{e} = \frac{a}{1 + a\beta}. \quad (1)$$

Esta importante fórmula nos permitirá obtener numerosas conclusiones. Antes de continuar llamemos *ganancia de lazo* al producto  $a\beta$ , y *diferencia de retorno* al denominador  $1 + a\beta$ . La ganancia de lazo representa la ganancia del sistema y su bloque de realimentación cuando se desconecta el comparador, y la diferencia de retorno es el factor por el que queda dividida la señal de entrada al atravesar el comparador.

### 3. Propiedades básicas de la realimentación

Analizaremos ahora algunas importantes consecuencias de la ecuación anterior.

#### 3.1. Consideraciones de diseño

Si  $a\beta \gg 1$ , entonces

$$A \cong 1/\beta. \quad (2)$$

Esto muestra que si  $a\beta$  es grande, la ganancia del sistema realimentado depende casi exclusivamente de la realimentación. Desde el punto de vista del diseño del amplificador, interesa determinar  $a$  y  $\beta$  para obtener determinado valor  $A$  de la ganancia a lazo cerrado. Deberá ser, aproximadamente,

$$\beta = 1/A. \quad (3)$$

Si se pretende que el error sea pequeño, deberá cumplirse la condición mencionada, que puede reescribirse como  $a \gg 1/\beta$ , o también,

$$a \gg A, \tag{4}$$

Es decir que para lograr independizarse de la ganancia del sistema sin realimentar, ésta deberá ser mucho mayor que la que se desea obtener. Esta situación se presenta por ejemplo en los amplificadores operacionales, y es por ello que los circuitos con operacionales funcionan casi idealmente.

Como la realimentación se realiza en general con elementos pasivos, sus parámetros son mucho más constantes y tienen tolerancias significativamente menores que los dispositivos activos. De ahí la ventaja de que la ganancia a lazo cerrado dependa de la realimentación y no de parámetros del sistema básico.

### 3.2. Insensibilización

Analicemos la insensibilización frente a la dispersión o a las derivas de la ganancia  $a$ . Supongamos que  $a$  sufre un incremento  $\Delta a$ . Podemos calcular el incremento  $\Delta A$  de la ganancia del sistema realimentado por propagación de errores:

$$\Delta A \cong \frac{\partial A}{\partial a} \Delta a = \frac{1}{(1 + a\beta)^2} \Delta a. \tag{5}$$

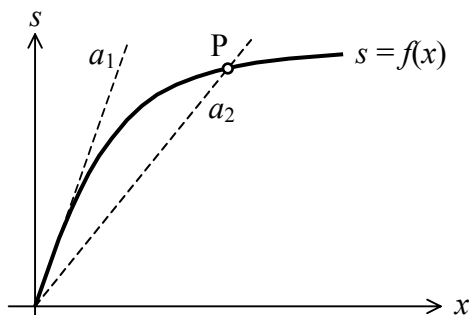
Más interesante es la variación relativa. Dividiendo por  $A$  resulta

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{1 + a\beta} \frac{\Delta a}{a}. \tag{6}$$

Vemos que cuanto mayor sea la diferencia de retorno  $1 + a\beta$ , más se reduce la variación relativa de la ganancia. Ésta es una forma cuantitativamente más precisa de justificar el hecho de que la realimentación permite independizarse de la ganancia básica.

### 3.3. Linealización

La fórmula anterior permite también analizar el problema de la distorsión. En efecto, la no linealidad de una característica de transferencia se puede interpretar como una variación de la ganancia estática con la amplitud de la señal, como se puede ver en la figura 2.



**Figura 2.** Interpretación de la no linealidad como un cambio de ganancia estática en función de la amplitud de la señal.

Si la amplitud de la salida es pequeña, la ganancia estática vale  $a_1$ . Si, en cambio, la salida es grande, de modo que se alcanza el punto P de la gráfica, la ganancia estática (es decir, la ganancia aparente) vale  $a_2$ , es decir, es menor. La variación relativa

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{a_2 - a_1}{a_1} \quad (7)$$

puede utilizarse como una medida del grado de no linealidad que presenta el sistema. Al realimentar, dicha alinealidad se reduce en la proporción  $1 + a\beta$ :

$$\frac{A_2 - A_1}{A_1} = \frac{a_2 - a_1}{a_1} \frac{1}{1 + a\beta}, \quad (8)$$

o, lo que es lo mismo, la realimentación actúa linealizando al sistema. Desde el punto de vista del diseño, si se requiere que el porcentaje de alinealidad no supere determinado valor y se conoce la alinealidad del sistema básico, de la ecuación (8) podrá determinarse la mínima diferencia de retorno que permite resolver el problema. En general la distorsión aparece en las *etapas de potencia*, ya que en ellas se recurre a todo el rango dinámico del dispositivo, y allí se ponen de manifiesto sus alinealidades. Por ello en estos casos casi siempre se recurre a la realimentación. En el Apéndice 2 se incluye un estudio más detallado de la relación entre la realimentación y la distorsión.

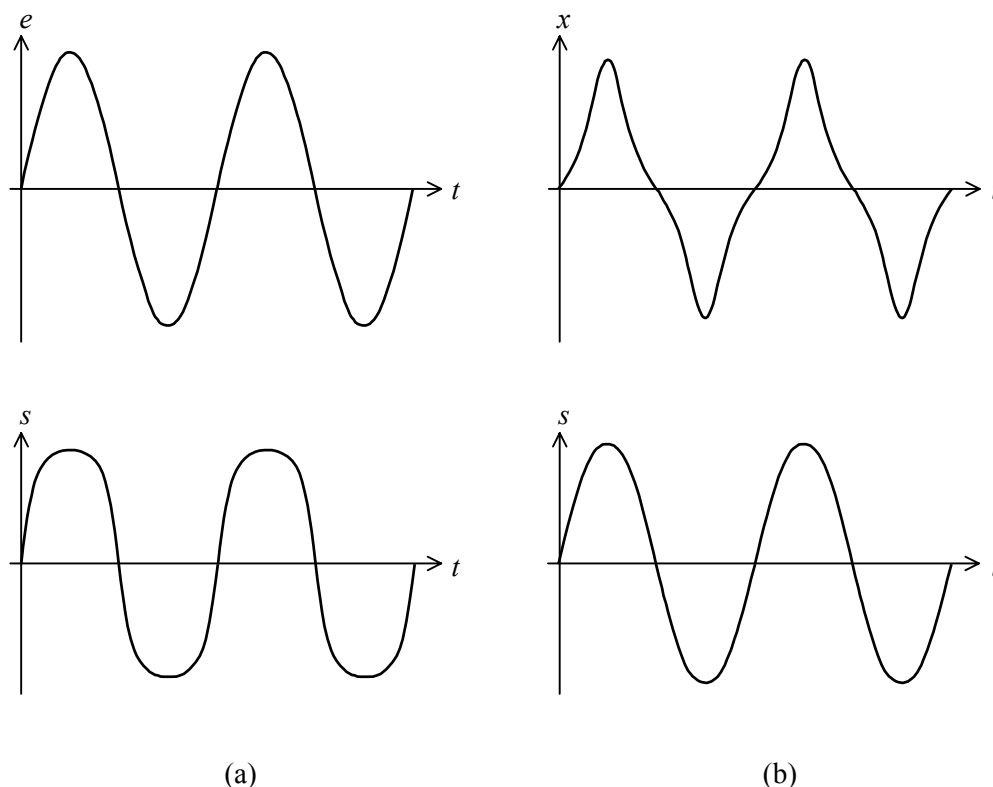
### 3.4. Distorsiones a la entrada

La realimentación, cuando actúa linealizando un sistema, produce distorsión en la entrada del sistema básico. En efecto, la realimentación linealiza al sistema ya realimentado, pero no puede modificar las alinealidades intrínsecas del sistema básico. Por consiguiente, éste sigue siendo no lineal, de modo que para poder entregar una señal senoidal su entrada no puede ser senoidal. En otras palabras, la realimentación se encarga de modificar la señal de entrada de modo que al llegar al sistema básico éste la distorsione hasta lograr una señal sin distorsión (figura 3).

Esta distorsión a la entrada del sistema a veces es bastante pronunciada, es decir, tiene un importante contenido armónico de alta frecuencia que podría, por ejemplo, introducirse en la línea de alimentación o producir otros trastornos. Esto debería tenerse en cuenta en casos severos a fin de prever sus consecuencias. Los amplificadores de gran ganancia y gran ancho de banda son potencialmente capaces de exhibir este comportamiento cuando la señal es llevada muy cerca de la saturación.

### 3.5. Reducción de la ganancia

Debe señalarse que, simultáneamente con la mejora de la linealidad, la ganancia se ha reducido en la misma proporción  $1 + a\beta$ , de modo que si se requiere que la salida siga alcanzando el punto P de la característica de la figura 2, la señal de entrada deberá ser mayor. En un caso práctico de amplificador, la amplitud de la entrada está determinada por el generador de señal con el que se está trabajando (micrófono, antena, termocupla, etc.), de modo que debe optarse por una de dos soluciones:

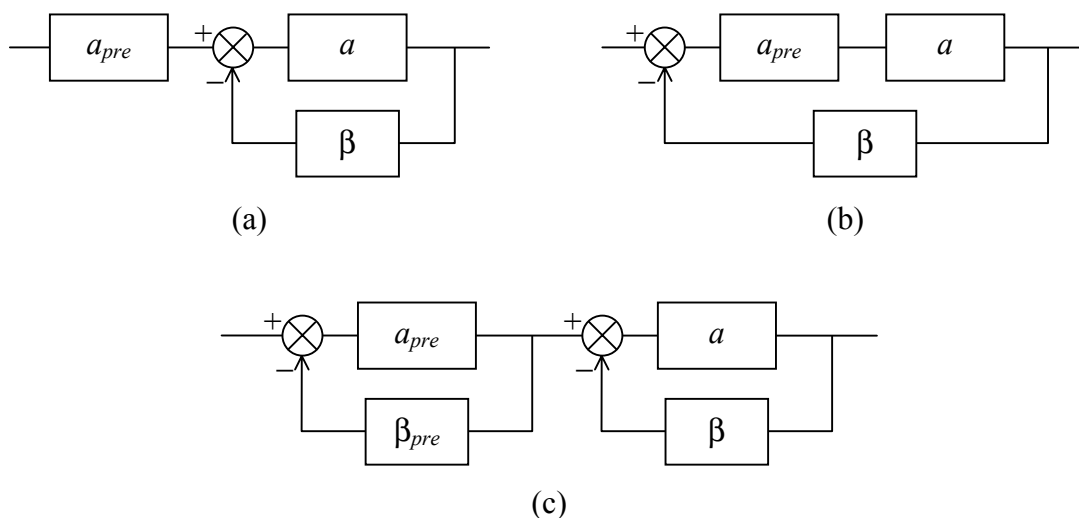


**Figura 3.** (a) Formas de onda a la entrada y a la salida del amplificador básico sin realimentar. (b) Formas de onda a la entrada y a la salida del amplificador básico con realimentación.

a) Agregar una etapa amplificadora previa que permita recuperar la ganancia perdida a causa de la realimentación. En dicha etapa, denominada usualmente *preamplificador*, no existe el problema de la distorsión ya que la señal a su salida todavía es suficientemente pequeña. (Figura 4a)

b) Aumentar la ganancia del amplificador básico insertando alguna etapa adicional, por ejemplo antes de la primera etapa original. La diferencia con el caso anterior reside en que la etapa agregada en este caso queda dentro del lazo de realimentación (Figura 4b).

La segunda alternativa parecería más beneficiosa, ya que al colocar la etapa agregada *dentro* del camino de la realimentación se reduce también la influencia de la variación de sus parámetros. Sin embargo, esta solución aumenta considerablemente el peligro de inestabilidad, como veremos oportunamente, ya que la nueva etapa agrega polos de alta frecuencia e incrementa la ganancia de lazo (ver “Estabilidad de amplificadores realimentados”). Por otra parte, el problema de la variación de parámetros del preamplificador se resuelve fácilmente utilizando para ello un amplificador a su vez realimentado (Figura 4c).



**Figura 4.** Tres formas de recuperar la ganancia perdida por la realimentación. (a) Agregando un preamplificador sin realimentar. (b) Agregando un preamplificador dentro del lazo de realimentación. (c) Agregando un preamplificador a su vez realimentado.

### 3.6. Representación frecuencial

La fórmula de la ganancia del sistema realimentado dada en la ecuación (1) es válida también en el dominio transformado de Laplace, debido a la linealidad del trabajo con bloques, de modo que valen:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)\beta(s)}, \tag{9}$$

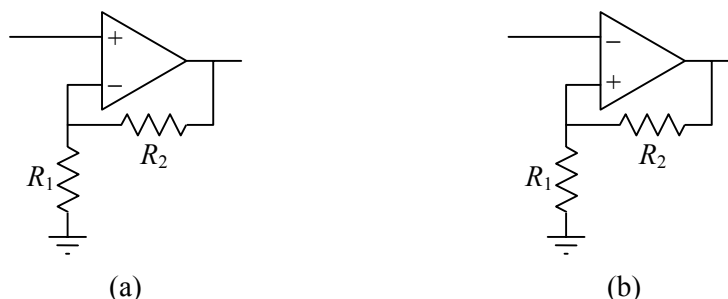
$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + a(j\omega)\beta(j\omega)}. \tag{10}$$

Estas fórmulas son particularmente útiles para el análisis de la estabilidad y el cálculo de la respuesta en frecuencia del sistema realimentado.

### 3.7. Realimentación positiva y negativa

En las secciones anteriores supusimos tácitamente que  $a\beta > 0$ , pero no siempre es así. Cuando  $a\beta > 0$  se dice que la realimentación es *negativa*, mientras que cuando  $a\beta < 0$  se dice que es *positiva*. Cuando se estudian sistemas dependientes de la frecuencia, las condiciones anteriores deben plantearse para  $\omega = 0$ . En otras palabras, la realimentación será negativa si  $a(0)\beta(0) > 0$  y positiva si  $a(0)\beta(0) < 0$ . El carácter de la realimentación se determina en general directamente por inspección del sistema, realizando un análisis de incrementos. En la figura 5 se muestran dos ejemplos.





**Figura 5.** (a) Realimentación negativa. (b) Realimentación positiva

En el caso de la figura 5a, un incremento en la tensión de salida implica un incremento de la tensión del terminal inversor, debido al divisor resistivo de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$ . A su vez, esto implica un decremento de la tensión de salida debido al carácter inversor del terminal. Este decremento se opone al incremento inicial, luego la realimentación es *negativa*. En el caso de la figura 5b, es el terminal *no inversor* el que sufre un incremento, por lo cual la salida tiende a aumentar aún más. La realimentación es, en este caso, *positiva*.

### 3.8. Realimentación regenerativa y degenerativa

No siempre se cumple que  $\Delta A/A < \Delta a/a$  o, más precisamente, que  $|\Delta A/A| < |\Delta a/a|$ . Ello depende de si  $|1 + a\beta|$  es mayor o menor que la unidad. Introduciremos la siguiente terminología:

Si  $|1 + a\beta| > 1$  se dice que hay *realimentación degenerativa*.

Si  $|1 + a\beta| < 1$  se dice que hay *realimentación regenerativa*.

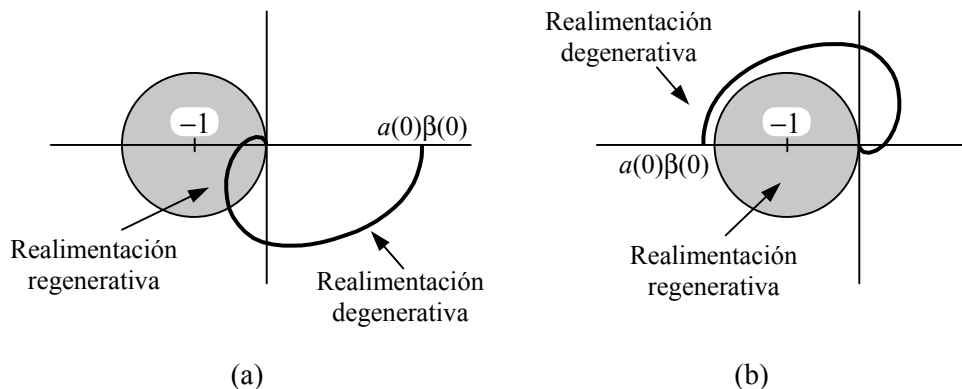
Puede verificarse que las conclusiones anteriores sobre insensibilización respecto a parámetros y reducción de la ganancia valen solamente cuando la realimentación es degenerativa. Para realimentación regenerativa las conclusiones son opuestas: aumenta la ganancia y la influencia de la variación de los parámetros se acentúa. Éste es uno de los motivos por los cuales la realimentación regenerativa se emplea raras veces.

Un caso interesante de realimentación regenerativa se da cuando se emplea una realimentación positiva suficientemente débil como para que  $|a(0)\beta(0)| < 1$ . Es el caso de los antiguos amplificadores operacionales a válvulas. Se empleaba esta realimentación con el objeto de obtener gran ganancia con poca cantidad de elementos activos.

### 3.9. Estabilidad

Vinculado con la respuesta en frecuencia de un sistema está el problema de la estabilidad dinámica del sistema realimentado. Si bien esta importante cuestión será tratada específicamente en otro capítulo, es conveniente incluir unos breves comentarios al respecto.

El análisis de la estabilidad puede efectuarse mediante el lugar de Nyquist, definido como el lugar ocupado en el plano complejo por los valores complejos de  $a(j\omega)\beta(j\omega)$ . Dicho lugar se ilustra en la figura 6 para un mismo sistema con realimentación negativa y positiva.



**Figura 6.** Diagrama de Nyquist de (a) una realimentación negativa, (b) una realimentación positiva.

Antes de abocarnos a la cuestión de la estabilidad, notemos que dentro del círculo de radio 1 centrado en  $-1$  la realimentación es regenerativa y, fuera de él, degenerativa. En el caso de la figura 6a, para baja frecuencia la realimentación es degenerativa, en tanto para alta frecuencia es regenerativa.<sup>1</sup> En el caso de la figura 6b, la realimentación es degenerativa en todo el rango de frecuencias, pero si se redujera levemente el producto  $a(0)\beta(0)$  resultaría regenerativa en baja frecuencia.

El criterio de Nyquist establece que al cerrar el lazo el sistema será estable si el lugar de Nyquist *no* rodea al *punto crítico*  $-1$ . Vemos que una misma respuesta en frecuencia básica tiene más posibilidades de ser inestable al realimentarla positivamente que al realimentarla negativamente. A pesar de ello, tanto la realimentación positiva como la negativa pueden conducir a una respuesta estable o inestable según la magnitud de la realimentación. Así, si en el caso (a) se multiplica  $\beta(0)$  por 4 el sistema realimentado negativamente se torna inestable. Similarmente, dividiendo  $\beta(0)$  por 3 en el caso (b) el sistema realimentado positivamente se estabiliza.

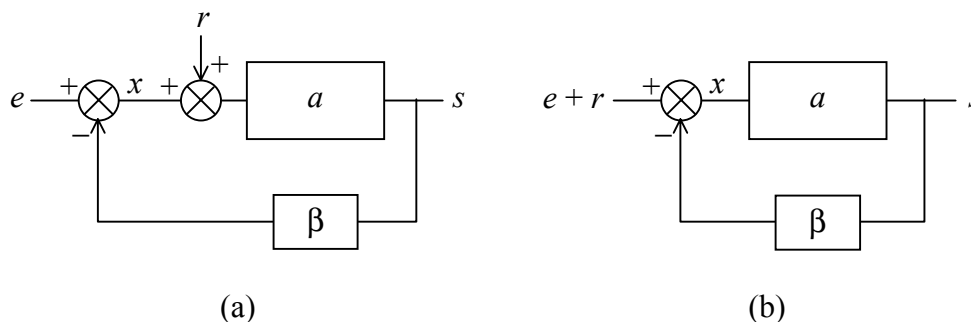
La realimentación negativa es más utilizada porque además de ser menos propensa a la inestabilidad, cuando la inestabilidad es inevitable se puede recurrir a técnicas de compensación que estabilizan al sistema.

### 3.10. Realimentación y ruido

La realimentación no tiene ningún efecto sobre la relación señal/ruido del sistema. En efecto, supongamos que el sistema básico introduce cierto ruido propio  $r(t)$ . Pode-

<sup>1</sup> Nótese que el hecho de ser la realimentación regenerativa implica que la ganancia con realimentación es *mayor* que la que se tiene sin realimentación en dicho rango de frecuencia. Sin embargo, debido a los polos, la ganancia sin realimentación en esa banda es mucho menor que en continua, por lo que aun con el efecto regenerativo la ganancia resultante es bastante menor que a baja frecuencia. Existen casos en los que el incremento de ganancia es suficiente como para compensar la reducción debida a los polos y en ese caso se tiene una resonancia.

mos modelizarlo como si fuera una señal que ingresa sumándose su la señal de entrada. El diagrama de bloques correspondiente se muestra en la figura 7a.



**Figura 7.** (a) Diagrama de bloques de un sistema realimentado que incluye el modelo de ruido del sistema básico referido a su entrada. (b) Diagrama de bloques equivalente con el generador de ruido desplazado fuera del lazo de realimentación.

Debido a que la suma es asociativa y conmutativa, el diagrama puede reordenarse como se indica en la figura 7b, donde al quedar tanto la señal como el ruido fuera de la red de realimentación se verifica que la presencia de ésta no introduce ningún cambio en la relación señal/ruido. De hecho, tanto la señal como el ruido se reducen a la salida por el mismo factor  $1 + a\beta$  con respecto al caso del sistema sin realimentar.

Sin embargo, éste es un análisis simplificado. En primer lugar, la red de realimentación puede en sí misma generar ruido,<sup>2</sup> por lo que la relación señal/ruido podría inclusive desmejorar al realimentar el sistema. En segundo lugar, específicamente en el caso de amplificadores, la reducción de ganancia que normalmente acompaña a una realimentación permite la inclusión de un preamplificador, como ya se comentó en la sección 3.5. Por ser de pequeña señal, es posible diseñar dicho preamplificador de manera que su relación señal/ruido sea mucho mejor que la del amplificador original,<sup>3</sup> con lo cual la relación señal/ruido global mejora.<sup>4</sup> En tercer lugar, la realimentación influye, según veremos más adelante, en la impedancia de entrada, por lo que es posible una mejor adaptación entre la entrada y la fuente de señal, lo cual también repercute favorablemente en la relación señal/ruido.

### 3.11. Realimentaciones parásitas

En los elementos activos utilizados en los amplificadores suelen presentarse también realimentaciones *parásitas* no deseadas, tales como la capacidad entre colector y base,  $C_{cb}$  y la fuente de Early,  $h_{re}$ , de los transistores bipolares. Éstas son, en general, perjudiciales y en algunos casos hasta pueden ser causa de inestabilidad aun a lazo

<sup>2</sup> Por ejemplo, los componentes pasivos que forman la red de realimentación poseen ruido térmico (que se estudiará oportunamente).

<sup>3</sup> El ruido de un amplificador está fuertemente ligado a la magnitud de las corrientes de polarización. Un amplificador de pequeña señal en general requiere corrientes de polarización menores.

<sup>4</sup> El ruido propio del amplificador básico será atenuado por la ganancia del preamplificador, por lo cual conviene que ésta sea alta (por ejemplo, 100)

abierto (o más precisamente, sin una realimentación intencional). Otro ejemplo lo constituyen las realimentaciones a través de la fuente de alimentación en el caso de los amplificadores operacionales. Esta situación se da cuando el amplificador entrega corrientes importantes y la línea de alimentación no es ideal. En ese caso, las variaciones de corriente de carga producen caídas de tensión en la tensión de alimentación que pueden aparecer en la entrada en la forma de variaciones del offset de tensión si el factor de rechazo a la fuente de alimentación no es muy alto. A menudo este problema se da en frecuencias relativamente altas (ya que es allí donde la línea de alimentación presenta una impedancia considerable debido a efectos inductivos) y se soluciona desacoplando la fuente a masa mediante un capacitor.

## 4. Modelos cuadripolares de los amplificadores

Nos proponemos ahora aplicar el concepto de realimentación a los amplificadores electrónicos. En este caso, el modelo *unifilar* de la figura 1 deberá modificarse, ya que en los amplificadores tanto la entrada como la salida constan de dos terminales y no sólo uno. Por otra parte, tanto la entrada como la salida están caracterizadas por dos variables y no una: tensión y corriente. Según el caso la variable de interés puede ser una tensión o una corriente.

El modelo más apropiado para trabajar con amplificadores es el *cuadripolo*. Recordemos que un cuadripolo es una red eléctrica con dos terminales de entrada y dos terminales de salida. La diferencia entre un cuadripolo y una red genérica de cuatro terminales reside en que la corriente que entra por uno de los terminales de entrada es igual a la que sale por el otro, y análogamente para la salida. En la mayoría de los casos, el hecho de que una red de cuatro terminales se comporte o no como cuadripolo depende fuertemente de lo que se le conecte.

Llamaremos *red de muestreo* a la conexión entre la salida y la red de realimentación y *red de comparación* a la parte del circuito donde se realiza la comparación o resta entre la señal de entrada y la señal realimentada. El hecho de que la variable de interés a la entrada y a la salida pueda ser tanto una tensión como una corriente da origen a dos tipos de red de muestreo y dos tipos de red de comparación.

En lo que sigue supondremos que tanto el amplificador básico como la red de realimentación son cuadripolos.

### 4.1. Redes de muestreo

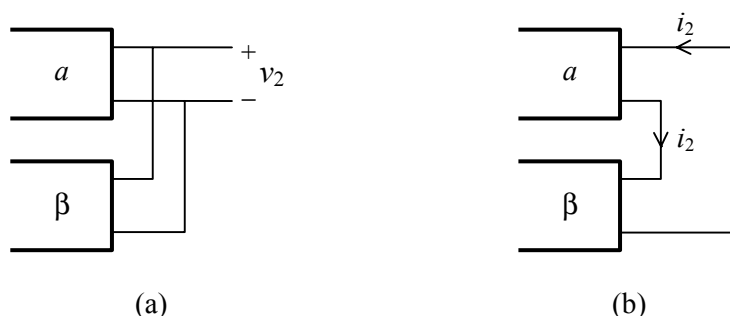
a) Si se desea muestrear la tensión de salida, la red de realimentación debe ver la misma tensión que hay a la salida del amplificador. En consecuencia, la conexión a la salida debe ser en paralelo. En otras palabras, la magnitud común a ambos bloques a la salida es la tensión:

$$v_{2a} = v_{2\beta} = v_2. \quad (11)$$

b) Si se desea muestrear la corriente de salida, la red de realimentación debe recibir la misma corriente que circula por la salida del amplificador. En consecuencia, la conexión a la salida debe ser en serie. En otras palabras, la magnitud común a ambos bloques a la salida es la corriente:

$$i_{2a} = i_{2\beta} = i_2. \quad (12)$$

En la figura 8 se muestra la topología de ambas redes.



**Figura 8.** (a) Red de muestreo de tensión. (b) Red de muestreo de corriente

## 4.2. Redes de comparación

a) Si se desea comparar tensiones a la entrada, se requiere alguna conexión que responda a la siguiente ecuación:

$$v_{1a} = v_1 - v_{1\beta}, \quad (13)$$

donde  $v_1$ ,  $v_{1a}$  y  $v_{1\beta}$  son, respectivamente, las tensiones de entrada del amplificador realimentado, del amplificador básico y de la red de realimentación. Reordenando dicha ecuación,

$$v_1 = v_{1a} + v_{1\beta}, \quad (14)$$

de donde se concluye que las entradas del amplificador y la realimentación deben estar en serie

b) Si se desea comparar corrientes a la entrada, se requiere una conexión que responda a la siguiente ecuación:

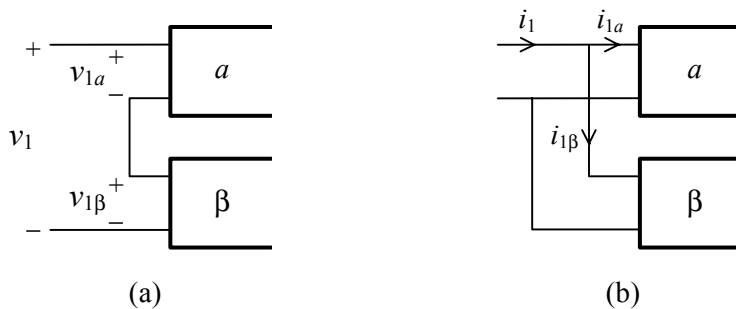
$$i_{1a} = i_1 - i_{1\beta}, \quad (14)$$

donde  $i_1$ ,  $i_{1a}$  y  $i_{1\beta}$  son, respectivamente, las corrientes de entrada del amplificador realimentado, del amplificador básico y de la red de realimentación. Reordenando,

$$i_1 = i_{1a} + i_{1\beta}, \quad (15)$$

Por lo tanto las entradas del amplificador y la realimentación deben estar en paralelo.

En la figura 9 se ilustran ambas redes de comparación.

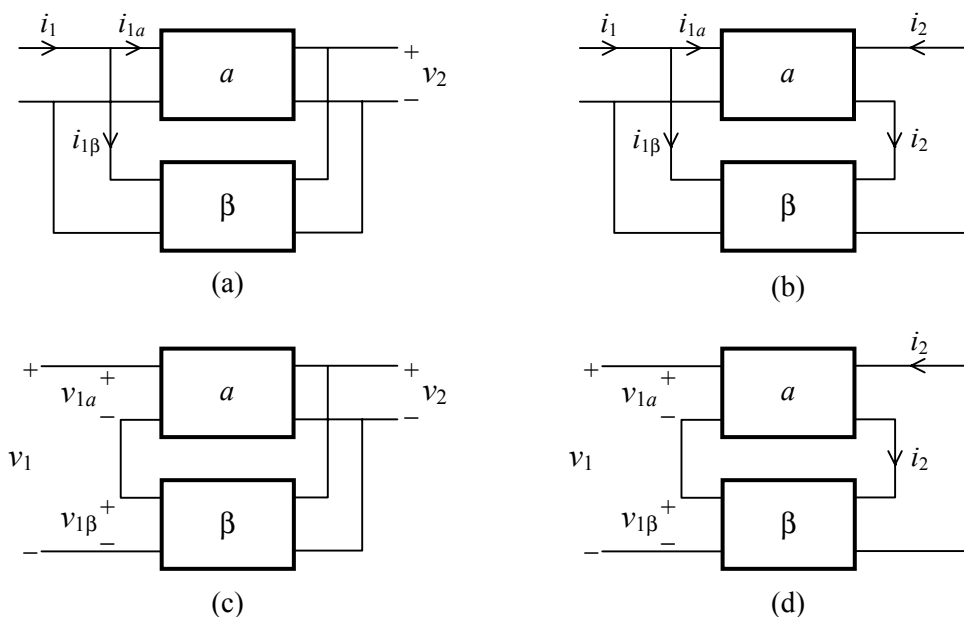


**Figura 9.** (a) Red de comparación de tensión. (b) Red de comparación de corriente

### 4.3. Configuraciones básicas de realimentación

Combinando las dos variantes de redes de muestreo con las dos variantes de redes de comparación se obtienen cuatro configuraciones básicas de realimentación, según se muestra en la figura 10. Ellas son:

- |                        |   |
|------------------------|---|
| a) Paralelo - paralelo | Muestrea tensión<br>Compara corriente   |
| b) Paralelo - serie    | Muestrea corriente<br>Compara corriente |
| c) Serie - paralelo    | Muestrea tensión<br>Compara tensión     |
| d) Serie - serie       | Muestrea corriente<br>compara tensión   |



**Figura 10.** Las cuatro configuraciones de realimentación. (a) Paralelo-paralelo. (b) Paralelo-serie. (c) Serie-paralelo. (d) Serie-serie.

Existen otras denominaciones para estas configuraciones, pero no son tan claras e inequívocas como éstas. Por ejemplo, la paralelo-paralelo se llama también *realimentación de tensión en paralelo*, aludiendo a que la variable muestreada es una tensión y la comparación en paralelo.

En un amplificador existen cuatro tipos de ganancias posibles:<sup>5</sup>

$$\text{Ganancia de tensión} \quad a_v = \frac{v_2}{v_1} \quad (16)$$

$$\text{Ganancia de corriente} \quad a_i = \frac{i_2}{i_1} \quad (17)$$

$$\text{Ganancia de transimpedancia} \quad a_z = \frac{v_2}{i_1} \quad (18)$$

$$\text{Ganancia de transadmitancia} \quad a_y = \frac{i_2}{v_1} \quad (19)$$

El uso de una u otra depende fundamentalmente de qué tipo son las variables de interés a la entrada y a la salida, lo cual a su vez está determinado por la aplicación. Por ejemplo, si el generador de señal es un fototransistor, que se comporta como una fuente de corriente, y la salida debe conectarse a un conversor analógico digital que convierte valores de tensión, entonces convendrá considerar la ganancia de transimpedancia.

En cada una de las configuraciones anteriores de realimentación conviene utilizar, para el amplificador básico, la ganancia que sea el cociente entre la variable muestreada y la variable comparada. En cambio para la red de realimentación será el cociente entre la variable comparada y la muestreada. Por ejemplo, para la configuración serie-serie, dado que la variable muestreada es la corriente y la variable comparada es la tensión, la ganancia deberá ser el cociente entre la corriente de salida y la tensión de entrada, es decir,  $a_y$ , mientras que la realimentación será el cociente entre la tensión de entrada y la corriente da salida, es decir,  $\beta_z$ .<sup>6</sup>

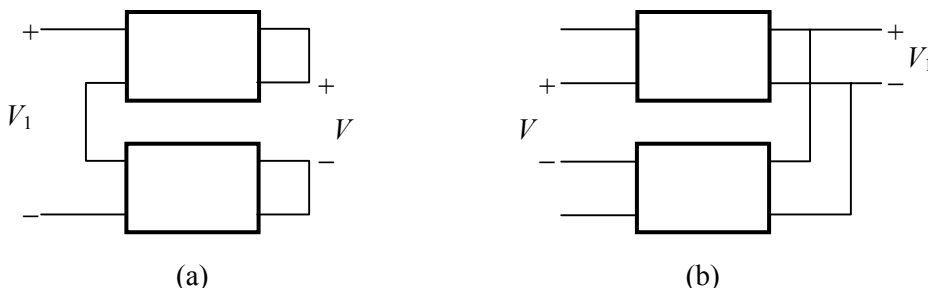
#### 4.4. Limitaciones de la interconexión de cuadripolos

Al interconectar los cuadripolos como se vio, pueden surgir dos inconvenientes de distinta índole. El primero es que, como ya se dijo, el hecho de que una red de cuatro terminales se comporte como cuadripolo o no depende de qué elementos externos se le conecten, por lo cual podría ocurrir que al interconectar dos cuadripolos alguno de ellos (o ambos) dejara de funcionar como tal. Existe, para cada configuración, un criterio para determinar si la interconexión es posible en el sentido de no alterar el carácter cuadripolar de ambas redes. Dichos criterios son las denominadas *Pruebas de Brune*. A modo de ejemplo, enunciaremos la prueba para el caso serie paralelo.

<sup>5</sup> Para evitar ambigüedades es conveniente colocar un subíndice a la ganancia que indique su tipo.

<sup>6</sup> A veces puede provocar confusión el hecho de que la *salida* de la red de realimentación esté ubicada del lado de la entrada del amplificador y su *entrada*, del lado de la salida del amplificador. Salvo que se usen específicamente frases como “la salida de la realimentación”, se considerará que prevalece la designación de entrada o salida que le corresponde al amplificador.

**Prueba de Brune (caso serie-paralelo):** En la conexión serie-paralelo ambos cuádrupolos siguen funcionando como tales si y sólo si sucede que en las dos conexiones indicadas en la figura 11 la tensión  $V$  es nula.



**Figura 11.** Prueba de Brune para interconexión de cuádrupolos serie-paralelo. La tensión  $V$  debe ser nula en ambos casos.

En el caso de las restantes topologías la idea es similar, verificando en cada caso la anulación de las tensiones entre conductores a conectar.

El segundo inconveniente es que, aun conservándose el carácter cuádrupolar puede ocurrir que la ganancia del amplificador básico cambie al realizar la conexión debido a la influencia de las impedancias de carga, de la fuente de señal y de la propia red de realimentación. Este inconveniente es en realidad demasiado frecuente, por lo que será necesario desarrollar una metodología de trabajo que lo contemple. Analizaremos primero el caso más simple en que la ganancia es independiente de lo que se conecte al cuádrupolo.

### 4.5. Parámetros cuádrupolares

El comportamiento externo de un cuádrupolo lineal puede describirse a través de las corrientes y tensiones de entrada y salida. De estas cuatro variables sólo dos son independientes. En general puede adoptarse cualquier par de ellas como independientes resultando ser las restantes combinaciones lineales de aquéllas. Los coeficientes de dichas combinaciones lineales constituyen un juego de *parámetros cuádrupolares*. Existen seis juegos de parámetros, según se indica en la tabla 1.

**Tabla 1.** Juegos de parámetros cuádrupolares

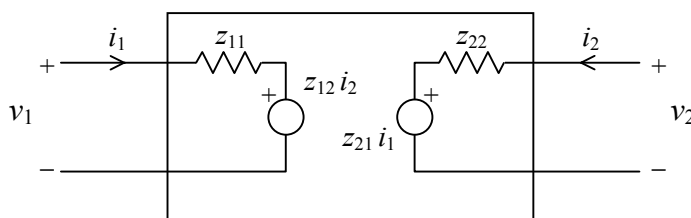
Parámetros	Designación	Variables independientes	
$z$	Impedancia	$i_1$	$i_2$
$y$	Admitancia	$v_1$	$v_2$
$h$	Híbridos	$i_1$	$v_2$
$k$		$v_1$	$i_2$
$\gamma$	Fundamentales	$i_2$	$v_2$
$\gamma_i$		$i_1$	$v_1$



Tomando, por ejemplo,  $i_1$  e  $i_2$  como variables independientes, resulta el siguiente sistema de dos ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_1 &\cong z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \\ v_2 &\cong z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \end{aligned} \tag{20}$$

Estas ecuaciones pueden interpretarse circuitalmente por medio de un modelo con fuentes dependientes denominado *modelo de impedancia* del cuadripolo, como se muestra en la figura 12.



**Figura 12.** Modelo de impedancia de un cuadripolo

La selección de uno u otro juego depende de varios factores. Si los parámetros se deben determinar experimentalmente a través de mediciones (como en el caso de los transistores), a menudo se eligen los parámetros que permiten la disposición de medición más simple o que ofrece menor incertidumbre. Si constituyen un recurso analítico se suelen adoptar los que permiten simplificar los cálculos u obtener conclusiones más sencillas.

En el caso de la interconexión de cuadripolos, conviene describirlos a través del juego de parámetros cuyas variables independientes coinciden con las variables comunes a ambos cuadripolos, ya que de esa forma los parámetros del cuadripolo resultante son la suma de los parámetros homólogos<sup>7</sup> de los cuadripolos interconectados.

#### 4.6. Análisis del caso ideal de realimentación

Para simplificar el análisis inicial de la realimentación mediante cuadripolos, consideremos las siguientes condiciones ideales:

- a) El amplificador básico es *unilateral*, es decir, con transferencia inversa (parámetro 1,2) nula. Esto significa que no contiene realimentaciones internas.
- b) Realimentación ideal, es decir que sólo es diferente de 0 la transferencia inversa. Los restantes parámetros son nulos.
- c) Carga ideal, es decir, un cortocircuito si la variable común a la salida es la corriente y un circuito abierto si es la tensión.
- d) Fuente de señal ideal (sin impedancia interna), de tensión si se comparan tensiones y de corriente si se comparan corrientes.

<sup>7</sup> Los parámetros *homólogos* son aquellos que ocupan una misma posición relativa en el modelo (por ejemplo, impedancia de entrada). Se caracterizan por iguales pares de subíndices.

Desarrollaremos el caso de realimentación serie-serie. En este caso las variables comunes son las corrientes de entrada y salida, de modo que emplearemos los parámetros  $z$ . Por otra parte, dado que en una configuración serie-serie se muestrea corriente y se realimenta tensión, la ganancia a considerar será el cociente entre la corriente de salida y la tensión de entrada, es decir, una ganancia de transadmitancia.

Analizaremos primero la ganancia  $a_y$ , las impedancias de entrada y salida  $z_{ent}$  y  $z_{sal}$  y la realimentación  $\beta_z$ . En la figura 13 se indican los modelos de ambos cuadripolos.

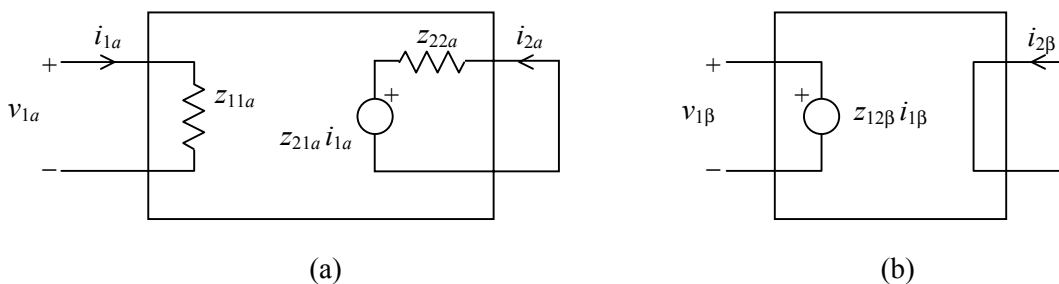


Figura 13. Modelos cuadripolos (a) del amplificador básico con carga ideal y (b) de la red de realimentación.

#### 4.6.1. Cálculo de $a_y$

$$a_y = \frac{i_{2a}}{v_{1a}} = -\frac{z_{21a} i_{1a}}{z_{22a} v_{1a}} = -\frac{z_{21a}}{z_{22a} z_{11a}}. \tag{21}$$

#### 4.6.2. Cálculo de $z_{ent}$ y $z_{sal}$

$$z_{ent} = \frac{v_{1a}}{i_{1a}} = z_{11a}. \tag{22}$$

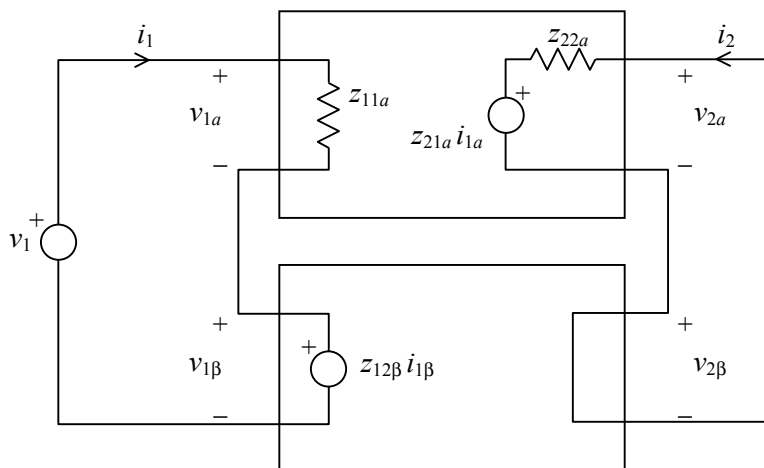
$$z_{sal} = \left. \frac{v_{2a}}{i_{2a}} \right|_{v_{1a}=0} = z_{22a}. \tag{23}$$

#### 4.6.3. Cálculo de $\beta_z$

$$\beta_z = \frac{v_{1\beta}}{i_{2\beta}} = z_{12\beta}. \tag{24}$$

Ahora calcularemos la ganancia  $A_y$  y las impedancias de entrada y salida  $Z_{ent}$  y  $Z_{sal}$  del amplificador realimentado. Nótese que estamos utilizando letras minúsculas para los parámetros del amplificador básico y mayúsculas para los del amplificador realimentado.

En la figura 14 se muestra la configuración serie-serie con los cuadripolos reemplazados por sus respectivos modelos.



**Figura 14.** Modelo cuadripolar de una realimentación ideal en configuración serie-serie.

**4.6.4. Cálculo de  $A_y$**

Como la realimentación es ideal, la ganancia del amplificador básico no se altera. Además, la red de muestreo y la red de comparación realizan exactamente las funciones a las que se han destinado, por lo cual es posible reducir el modelo al del caso unifilar, de donde puede aplicarse la ecuación (1):

$$A_y = \frac{a_y}{1 + a_y \beta_z} = \frac{\frac{-z_{21a}}{z_{22a} z_{11a}}}{1 + \frac{-z_{21a}}{z_{22a} z_{11a}} z_{12\beta}} \tag{25}$$

Se podría arribar al mismo resultado por cálculo directo, lo cual sería más trabajoso. Esta simplificación es la principal virtud del método de realimentación.

**4.6.5. Cálculo de  $Z_{ent}$**

$$Z_{ent} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_1}{v_{1a}} \frac{v_{1a}}{i_1} = \frac{v_1}{v_{1a}} z_{ent}$$

Pero según se vio al definir la diferencia de retorno,  $v_{1a}$  es  $v_1$  atenuado por la diferencia de retorno  $1 + a_y \beta_z$ , de modo que

$$Z_{ent} = z_{ent} (1 + a_y \beta_z) \tag{26}$$

#### 4.6.6. Cálculo de $Z_{sal}$

Para realizar este cálculo se debe pasivar la fuente de señal y reemplazar el cortocircuito a la salida por una fuente de tensión. Se puede ver que la disposición es similar a la anterior, intercambiando  $z_{21a}$  con  $z_{12\beta}$  y  $z_{11a}$  con  $z_{22a}$ . La diferencia de retorno

$$1 + a_y\beta_z = 1 + z_{12\beta} \frac{-z_{21a}}{z_{11a}z_{22a}} \quad (27)$$

no se altera ante dichos cambios ya que los pares de parámetros que se intercambian aparecen multiplicados. Resulta, por lo tanto,

$$Z_{sal} = z_{sal} (1 + a_y\beta_z). \quad (28)$$

#### 4.6.7. Conclusiones y observaciones

a) La fórmula de realimentación válida para el caso unifilar de la figura 1 sigue valiendo en el caso de realimentación cuadripolar.

b) La diferencia de retorno  $1 + a\beta$ , que jugaba un importante papel en cuanto a la modificación de la ganancia y su insensibilización, también es el factor que permite modificar las impedancias de entrada y salida.

c) Si la realimentación es degenerativa, es decir, si  $|1 + a\beta| > 1$ , entonces las impedancias de entrada y salida aumentan. Otra forma de verlo es que para una misma tensión de entrada, la resistencia de entrada del amplificador básico está sometida a una tensión menor debido a la presencia del retorno de la realimentación. Esta tensión es precisamente la *tensión de error* que, según vimos, es la tensión de entrada dividida por  $1 + a\beta$ . Por ello la corriente es  $1 + a\beta$  veces menor que sin realimentación, resultando una impedancia aparente  $1 + a\beta$  veces mayor.

d) Esto permite, por ejemplo, emplear la realimentación para aumentar las impedancias de entrada y salida en caso de ser necesario.

e) Para las otras configuraciones de realimentación el análisis es formalmente similar, observándose la siguiente regla:

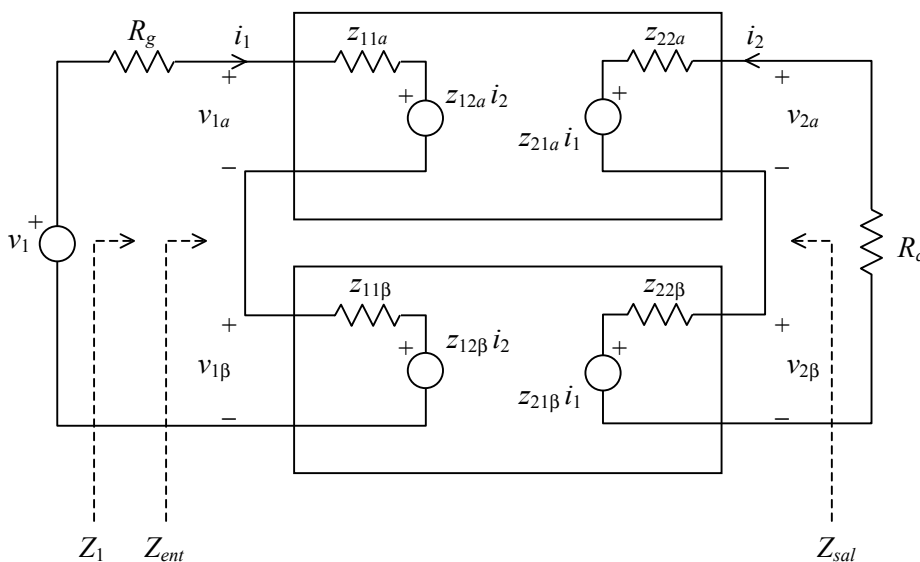
Si la conexión es en serie, ya sea a la entrada o a la salida, la impedancia queda multiplicada por  $1 + a\beta$ . Si la conexión es en paralelo, no importando si es a la entrada o a la salida, la impedancia se divide por  $1 + a\beta$ .

Otra forma de verlo es que si la realimentación es degenerativa la impedancia aumenta para la conexión serie y disminuye para la conexión en paralelo, como cabría esperar en un circuito pasivo. Finalmente, si en vez de hablar de impedancia hablamos de *inmitancia*, es decir, el parámetro de entrada correspondiente a la configuración bajo análisis (por ejemplo  $h_{11}$  en la interconexión serie-paralelo), entonces siempre vale que al realimentar la inmitancia se multiplica por  $1 + a\beta$ .

f) Generalizando d), la propiedad anterior permite elegir la configuración adecuada para modificar las impedancias de entrada y salida a voluntad. Por ejemplo, si se desea aumentar la impedancia de entrada y reducir la de salida, convendrá emplear una realimentación serie-paralelo, es decir que muestree tensión y realimente tensión.

### 4.7. Análisis del caso real de realimentación

Consideraremos ahora la configuración serie-serie con toda generalidad, vale decir que supondremos que todos los parámetros, tanto del amplificador básico como de la red de realimentación, son no nulos, que la carga es una resistencia y que la fuente de señal tiene una resistencia no nula. En la figura 15 se muestra la interconexión con los cuadripolos sustituidos por sus modelos completos.



**Figura 15.** Modelo cuadripolar de una realimentación real en configuración serie-serie.

Los cuadripolos responden a los sistemas de ecuaciones que se indican a continuación:

$$v_{1a} = z_{11a} i_1 + z_{12a} i_2 \tag{29a}$$

$$v_{2a} = z_{21a} i_1 + z_{22a} i_2 \tag{29b}$$

$$v_{1\beta} = z_{11\beta} i_1 + z_{12\beta} i_2 \tag{30a}$$

$$v_{2\beta} = z_{21\beta} i_1 + z_{22\beta} i_2 \tag{30b}$$

A estas las ecuaciones se agregan las condiciones impuestas por el conexionado externo, a saber

$$v_1 = v_{1a} + v_{1\beta} + R_g i_1, \quad (31)$$

$$v_2 = v_{2a} + v_{2\beta} = -R_c i_2. \quad (32)$$

Reemplazando los primeros miembros de las ecuaciones (29a) y (30a) en (31) y los primeros miembros de (29b) y (30b) en (32) resulta, después de reordenar

$$v_1 = (z_{11a} + z_{11\beta} + R_g) i_1 + (z_{12a} + z_{12\beta}) i_2 \quad (33a)$$

$$0 = (z_{21a} + z_{21\beta}) i_1 + (z_{22a} + z_{22\beta} + R_c) i_2. \quad (33b)$$

Para mayor simplicidad reemplacemos las sumas de coeficientes por valores  $Z_{jk}$  definidos como

$$Z_{11} = z_{11a} + z_{11\beta} + R_g \quad (34a)$$

$$Z_{12} = z_{12a} + z_{12\beta} \quad (34b)$$

$$Z_{21} = z_{21a} + z_{21\beta} \quad (34c)$$

$$Z_{22} = z_{22a} + z_{22\beta} + R_c \quad (34d)$$

Resulta

$$v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2 \quad (35a)$$

$$0 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2. \quad (35b)$$

#### 4.7.1. Cálculo de $A_y$

Del sistema anterior puede despejarse  $i_2$  en función de  $v_1$ , y de allí puede calcularse la ganancia  $A_y$ :

$$A_y = \frac{1}{Z_{12} - \frac{Z_{11}Z_{22}}{Z_{21}}} = \frac{\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}}}{1 + \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}}Z_{12}}. \quad (36)$$

La última expresión tiene casi exactamente la misma forma que la (25), que puede abreviarse como

$$A_y = \frac{a_y'}{1 + a_y'\beta_z'}, \quad (37)$$

donde

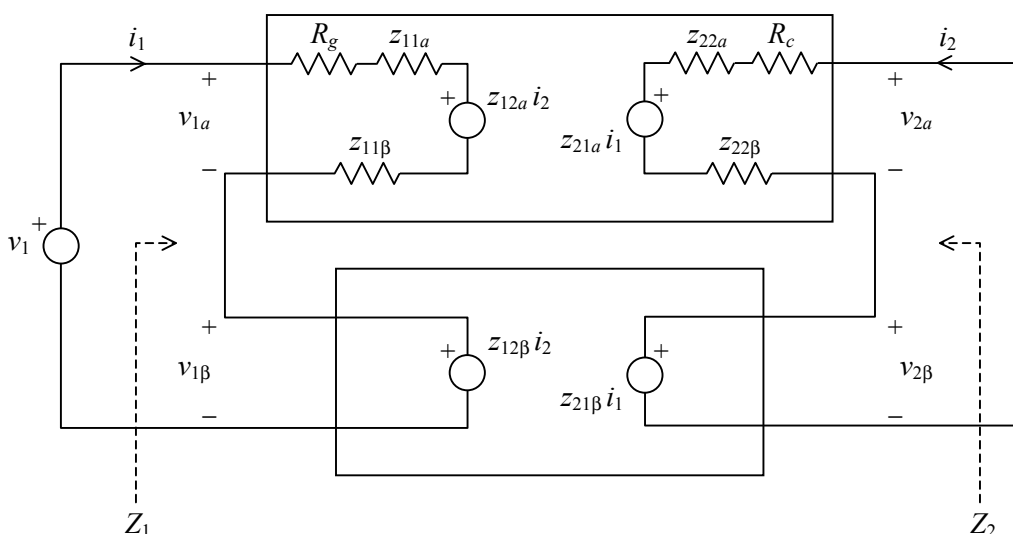
$$a_y' = \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}}, \quad (38)$$

$$\beta_z' = Z_{12}. \quad (39)$$

La ecuación (37) es formalmente análoga a la de la ganancia de un amplificador realimentado. Sin embargo, a diferencia de la fórmula original (ecuación (1)), no tenemos hasta el momento garantías de que  $a_y'$  sea realmente la ganancia del amplificador básico ni de que  $\beta_z'$  sea la transferencia de la realimentación. Es por ello, en realidad, que hemos tomado la precaución de escribir  $a_y'$  y  $\beta_z'$  en lugar de  $a_y$  y  $\beta_z$ .

Más aún, si observamos la forma de  $a_y'$  dada en la ecuación (38) y tenemos en cuenta las ecuaciones (34) que definen a las  $Z_{jk}$ , notaremos que  $a_y'$  depende de parámetros no sólo del amplificador básico sino también de la red de realimentación y de la carga y el generador de señal. Análogamente,  $\beta_z'$  depende no sólo de la red de realimentación sino también del amplificador básico. Intentaremos remediar esta situación.

El primer paso consistirá en modificar el amplificador básico incorporando en él las impedancias de entrada y salida de la red de realimentación y las impedancias de la fuente de señal y de la carga, como se muestra en la figura 16.



**Figura 16.** Modificación del amplificador básico incorporándole las impedancias de la red de realimentación, la carga y el generador de señal.

Este corrimiento de impedancias se denomina restitución de impedancias, y tiene la ventaja de que puede realizarse fácilmente en un circuito real a través de unas pocas reglas sencillas. Como resultado de restituir impedancias,  $Z_{11}$  y  $Z_{22}$  pasan a ser las impedancias de entrada y salida de la nueva versión del amplificador básico.

Queda aún el inconveniente de que  $Z_{21}$  y  $Z_{12}$  no pertenecen exclusivamente al amplificador y a la realimentación respectivamente. Puede solucionarse observando dos hechos. En primer lugar, normalmente, la transferencia directa del amplificador es mucho mayor que la de la realimentación, ya que el amplificador es un dispositivo activo y la realimentación, pasivo, vale decir que tiene tendencia a atenuar. Esta condición, llamada *primera condición de unilateralidad*, puede enunciarse como

$$|z_{21a}| \gg |z_{21\beta}|. \tag{40}$$

En segundo lugar, por lo general la transferencia inversa de la red de realimentación es mucho mayor que la del amplificador básico, es decir que la realimentación intencional se elige mucho mayor que la realimentación interna parásita del amplificador. Esta *segunda condición de unilateralidad* se enuncia como

$$|z_{12a}| \ll |z_{12\beta}|. \quad (41)$$

Con estas condiciones de unilateralidad, valen las siguientes aproximaciones:

$$Z_{21} \cong z_{21a}, \quad (42)$$

$$Z_{12} \cong z_{12\beta}, \quad (43)$$

con lo cual también se cumplen:

$$a_{y'} \cong \frac{-z_{21a}}{Z_{11}Z_{22}}, \quad (44)$$

$$\beta_z' \cong z_{12\beta}. \quad (45)$$

Hemos logrado, así, que la ganancia que supuestamente describe al amplificador incluya sólo parámetros de éste, y lo mismo con respecto a la red de realimentación. Sin embargo, subsiste aún la duda de si  $a_{y'}$  es *realmente* la ganancia del amplificador básico (por supuesto con las impedancias restituidas), y análogamente la realimentación  $\beta_z'$ .

Con respecto al amplificador básico, su verdadera ganancia  $a_y$  puede calcularse con el mismo procedimiento utilizado para calcular  $A_y$ , sustituyendo  $Z_{21}$  por  $z_{21a}$  y  $Z_{12}$  por  $z_{12a}$ :

$$a_y = \frac{\frac{-z_{21a}}{Z_{11}Z_{22}}}{1 + \frac{-z_{21a}}{Z_{11}Z_{22}}z_{12a}}. \quad (46)$$

Comparando (46) con (44) vemos que  $a_y$  difiere de  $a_{y'}$  por la presencia del término  $-z_{12a}z_{21a}/Z_{11}Z_{22}$  en el denominador. Si podemos verificar que éste término es despreciable, entonces ambas ganancias serán aproximadamente iguales. Para ello debe cumplirse la *tercera condición de unilateralidad*, expresada como

$$|z_{12a}z_{21a}| \ll |Z_{11}Z_{22}|, \quad (47)$$

resultando

$$a_{y'} \cong a_y. \quad (48)$$

Para el caso de la realimentación, teniendo en cuenta que

$$\beta_z = \left. \frac{v_{1\beta}}{i_{2\beta}} \right|_{i_{1\beta}=0}, \quad (49)$$



se tiene que

$$\beta_z = z_{12}\beta. \quad (50)$$

de donde, comparando con (45),

$$\beta_z' \cong \beta_z. \quad (51)$$

Si se cumplen las tres condiciones de unilateralidad podemos escribir

$$A_y \cong \frac{a_y}{1 + a_y\beta_z}. \quad (52)$$

donde, ahora sí,  $a_y$  es la ganancia de transadmitancia del amplificador básico con las impedancias restituidas y  $\beta_z$  la transferencia de transimpedancia de la red de realimentación, en ambos casos tal como se calcularía directamente sobre los respectivos circuitos.

La expresión (52) tiene las siguientes características:

- Permite calcular la ganancia como si se tratara de un esquema unifilar.
- Permite obtener los parámetros que aparecen en ella directamente del amplificador básico (con impedancias restituidas) y de la red de realimentación.
- Tiene validez *solamente* si se cumplen las *condiciones de unilateralidad*. Con respecto a esto podemos preguntarnos si la validez de las dos primeras no garantiza la tercera. La respuesta es que no, ya que las dos primeras establecen comparaciones entre parámetros del amplificador y la red de realimentación, en tanto que la tercera expresa esencialmente una comparación entre las ganancias directa e inversa del amplificador. Por ejemplo, la ganancia inversa del amplificador podría ser despreciable frente a la de la realimentación, pero no frente a la propia ganancia directa, en el sentido de la tercera condición.

#### 4.7.2. Cálculo de $Z_{ent}$ y $Z_{sal}$

En el modelo general de la figura 15 nos proponemos calcular  $Z_{ent}$  y  $Z_{sal}$ . Observemos que  $Z_{ent}$  no incluye la resistencia de la fuente de señal,  $R_g$ , y  $Z_{sal}$  tampoco incluye la resistencia de carga  $R_c$ . Pasando al modelo con impedancias restituidas de la figura 16, puede verse que

$$Z_{ent} = Z_1 - R_g, \quad (53)$$

$$Z_{sal} = Z_2 - R_c. \quad (54)$$

Calcularemos  $Z_1$  y  $Z_2$ , ya que se asemejan al caso ideal de realimentación en el cual la fuente de señal y la carga son ideales.

Para calcular  $Z_1$  recurriremos nuevamente al sistema de ecuaciones (35)

$$v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2,$$

$$0 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2.$$

De la segunda ecuación se despeja  $i_2$  y se reemplaza en la primera, de donde resulta

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = Z_{11} \left( 1 + \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}} Z_{12} \right), \quad (55)$$

o bien, en términos de  $a_y'$  y  $\beta_z'$ ,

$$Z_1 = Z_{11} (1 + a_y' \beta_z'). \quad (56)$$

Esta expresión tiene la forma buscada, pero los parámetros que intervienen en ella no son los que se esperaría. Si se cumplen las condiciones de unilateralidad, vimos que  $a_y'$  y  $\beta_z'$  pueden reemplazarse por  $a_y$  y  $\beta_z$  respectivamente, por lo cual sólo debemos preocuparnos por la posible interpretación de  $Z_{11}$ . Si el amplificador básico tuviera transferencia inversa nula ( $z_{12a} = 0$ ), entonces  $Z_{11}$  sería precisamente la impedancia de entrada del amplificador básico con impedancias restituidas. Como estamos analizando el caso general, ello no ocurre.

Podemos calcular la impedancia de entrada  $z_1$  del amplificador básico con el mismo procedimiento anterior, por la similitud formal, reemplazando  $Z_{12}$  por  $z_{12a}$  y  $Z_{21}$  por  $z_{21a}$ . Se obtiene:

$$z_1 = Z_{11} \left( 1 + \frac{-z_{21a}}{Z_{11}Z_{22}} z_{12a} \right). \quad (57)$$

Nos encontramos con que si se cumple la tercera condición de unilateralidad resulta la siguiente aproximación:<sup>8</sup>

$$z_1 \cong Z_{11}. \quad (58)$$

De manera que si valen *las tres* condiciones de unilateralidad, es lícito aproximar

$$Z_1 \cong z_1 (1 + a_y \beta_z). \quad (59)$$

Esta expresión coincide con la obtenida en el caso de realimentación ideal.

Para  $Z_2$  se procede en forma similar, arribando a la misma conclusión. Si  $z_2$  es la impedancia de salida del amplificador básico con impedancias restituidas y se cumplen las tres condiciones de unilateralidad, entonces vale la aproximación siguiente:

$$Z_2 \cong z_2 (1 + a_y \beta_z). \quad (59)$$

### 4.7.3. Conclusiones y observaciones

a) Las fórmulas que dan la ganancia y las impedancias de entrada y salida en el caso de realimentación ideal siguen siendo válidas con bastante aproximación para el caso de una realimentación real, siempre que se restituyan las impedancias al amplificador básico y se cumplan las condiciones de unilateralidad.

<sup>8</sup> Por esta razón la tercera condición de unilateralidad se denomina también *condición de independencia de la impedancia de entrada de la carga*.

b) Una vez obtenidas las impedancias de entrada y salida con las impedancias restituidas, pueden obtenerse las correspondientes al amplificador propiamente dicho restando las impedancias de la fuente de señal y la carga respectivamente:

$$Z_{ent} = z_1(1 + a_y \beta_z) - R_g, \quad (60)$$

$$Z_{sal} = z_2(1 + a_y \beta_z) - R_c. \quad (61)$$

c)  $Z_{ent}$  no depende de  $R_g$  (aunque por la fórmula parecería que sí). En efecto, la impedancia de un dipolo (en este caso el amplificador realimentado visto desde sus terminales de entrada) no depende de lo que se le conecte. La aparente dependencia de  $R_g$  según la fórmula no es tal, por dos razones. En primer lugar  $a_y$  también depende de  $R_g$ , y en segundo lugar es una fórmula aproximada.

En cambio  $Z_{ent}$  sí depende de la resistencia de carga  $R_c$ , a través de  $a_y$ . La independencia de la impedancia de carga que tenía la resistencia de entrada del amplificador básico se pierde en el amplificador realimentado.

d) Análogamente,  $Z_{sal}$  no depende de  $R_c$ , pero sí depende de  $R_g$ , también a través de  $a_y$ .

e) En cambio, la ganancia  $A_y$  es casi independiente de las impedancias  $R_g$  y  $R_c$ , ya que  $R_g$  y  $R_c$  influyen en  $a_y$  y no en  $\beta_z$ , y según hemos visto, la realimentación insensibiliza con respecto a variaciones de  $a_y$ . Por este motivo se dice que en esta configuración serie-serie, la *ganancia estabilizada* es  $A_y$ .

f) Pueden calcularse en forma sencilla otras ganancias para el mismo amplificador realimentado. Por ejemplo, supongamos que queremos hallar la ganancia de tensión  $A_v$ . Entonces:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{i_2} \frac{i_2}{v_1} = -R_c A_y. \quad (62)$$

Vemos que esta ganancia no es independiente de la resistencia de carga, de modo que no está estabilizada (señalemos que la palabra “estabilizada” no se usa aquí en el sentido de hacer estable al amplificador sino de “estabilizar” o fijar el valor del parámetro ganancia).

g) Generalizando e), para todas las configuraciones de realimentación la ganancia estabilizada es aquella que es el cociente entre la variable muestreada y la variable realimentada. Por ejemplo para estabilizar la ganancia de tensión debe muestrearse y realimentarse tensión, lo cual se logra con una configuración serie-paralelo.

h) Las condiciones de unilaterialidad para las otras conexiones son formalmente idénticas, cambiando sólo el juego de parámetros utilizado. Por ejemplo, para serie-paralelo son

$$|h_{21a}| \gg |h_{21\beta}|, \quad (63)$$

$$|h_{12a}| \ll |h_{12\beta}|, \quad (64)$$

$$|h_{12a} h_{21a}| \ll |H_{11} H_{22}|. \quad (65)$$

**Nota:** En los transistores se emplean, en lugar de los subíndices numéricos, subíndices literales correspondientes a las iniciales de las palabras inglesas evocativas de la función de cada parámetro: 11  $\equiv$  *i* (*input* = entrada), 12  $\equiv$  *r* (*reverse* = inverso), 21  $\equiv$  *f* (*forward* = directo), 22  $\equiv$  *o* (*output* = salida).

i) Si bien el modelo teórico utilizado en los desarrollos anteriores fue el de parámetros cuadripolares, las fórmulas obtenidas para la ganancia y las impedancias de entrada y salida pueden aplicarse sin recurrir explícitamente a dichos parámetros. Más aún, es recomendable *no* trabajar con los parámetros, pues en general el cálculo directo de la ganancia y las impedancias del amplificador básico es menos laborioso que su obtención a través de los parámetros, al evitar el cálculo de éstos.

En realidad, a pesar de que los parámetros son una excelente herramienta teórica para trabajar con cuadripolos, resultan poco prácticos por dos razones: la dificultad de su cálculo y la falta de una interpretación práctica como la tienen la ganancia y las impedancias de entrada y salida. En efecto, éstas describen al amplificador en sus condiciones reales de funcionamiento, mientras que los parámetros equivalen a ganancias e impedancias en condiciones ideales y no reales de carga.

#### 4.7.4. Validez de las condiciones de unilateralidad

En general, a baja frecuencia las condiciones de unilateralidad se cumplen muy satisfactoriamente, especialmente para los amplificadores de varias etapas (entre los que se encuentran los operacionales). En amplificadores de una sola etapa, si bien pueden considerarse bastante unilaterales (en el sentido de que su transferencia inversa es despreciable), quedan expuestos al hecho de que la red de realimentación no es unilateral, y por lo tanto puede fallar la segunda condición de unilateralidad. Ello ocurre, por ejemplo, cuando en una realimentación serie-serie la resistencia de realimentación supera a la de salida del transistor, o cuando en una disposición paralelo-paralelo la resistencia es baja comparada con la resistencia de entrada del transistor.

En alta frecuencia hay dos fenómenos que atentan contra la validez de estas condiciones: la reducción de ganancia del amplificador por respuesta en frecuencia y la variación de los parámetros de la red de realimentación que pueden dejar de ser, entonces, despreciables. Por ejemplo, si se considera un transistor en conexión de emisor común con una realimentación capacitiva entre colector y base (paralelo-paralelo), el cálculo aproximado introduce un polo adicional de alta frecuencia. Esto se debe a que en frecuencias elevadas el capacitor tiene impedancia mucho menor que la  $h_{ie}$  del transistor y, por lo tanto, según puede verificarse no se cumple la segunda condición de unilateralidad.

Por otra parte, debemos señalar que el método de realimentación no es ni pretende ser un método de cálculo exacto. Es, en cambio, una potente herramienta conceptual que permite proponer soluciones para lograr determinadas especificaciones en problemas de diseño, con la ventaja adicional de obtener con bastante aproximación (la mayoría de las veces es suficiente) datos cuantitativos sobre la solución propuesta.

### 4.8. Método sistemático de análisis de amplificadores realimentados

Se expondrá ahora la metodología práctica para aplicar la teoría vista.

a) Identificar la fuente de señal, determinando si es de tensión o corriente, y la carga, cuidando de agrupar dentro de la carga todas las impedancias que estén circuitalmente en paralelo con ésta.

b) Determinar cuáles son las variables de entrada y salida de interés y, por lo tanto, qué tipo de ganancia se requiere calcular.

c) Establecer claramente desde qué par de terminales se desea calcular la impedancia de entrada y desde qué par la impedancia de salida.

d) Identificar la configuración de realimentación:

a) Identificar la variable muestreada (tensión o corriente). Si al abrir la carga desaparece la realimentación, la variable muestreada es la corriente. Si en cambio la realimentación se interrumpe al cortocircuitar la carga, entonces la variable muestreada es la tensión.

b) Identificar la variable realimentada (tensión o corriente). Si la realimentación entra al amplificador en el mismo punto que la señal de entrada, es decir, en paralelo, se realimenta corriente. De lo contrario se realimenta tensión.

e) Determinar el tipo de ganancia y de realimentación que corresponden a la configuración. Las unidades de  $a$  se obtienen como cociente entre las unidades de la variable muestreada y las de la variable realimentada. Las unidades de  $\beta$ , en cambio, se obtienen como cociente entre las unidades de la variable realimentada y las de la variable muestreada.

f) Reemplazar la fuente de señal, de ser necesario, por su modelo de Thévenin si la conexión a la entrada es en serie, o por su modelo de Norton si la conexión a la entrada es en paralelo (pues suele ocurrir que la fuente de señal en su versión original no coincide con la requerida).

g) Determinar qué elementos (resistencias, capacitores, etc.) conforman la red de realimentación.

h) Reordenar el circuito en el papel de modo que quede de manifiesto la interconexión de los cuadripolos según la configuración hallada en d).

i) Determinar las impedancias con que la red de realimentación carga al amplificador:

1) A la entrada: Si la salida es en paralelo, cortocircuitar los terminales de la red de realimentación del lado de la salida del amplificador y si es en serie abrirlos. Luego obtener la impedancia vista desde la entrada.

2) A la salida: Si la entrada es en paralelo, cortocircuitar los terminales de la red de realimentación del lado de la entrada del amplificador y si es en serie, abrirlo. Luego obtener la impedancia vista desde la salida.

En todos los casos se está anulando la variable común a ambos cuadripolos del lado contrario a aquél del cual se va a obtener la impedancia.

j) Restituir impedancias: A tal efecto redibujar el amplificador básico con el agregado de las impedancias anteriores y las de la fuente de señal y la carga según corresponda. Tanto a la entrada como a la salida, si la conexión es en serie, las impedancias se agregan en serie, y si es en paralelo, se agregan en paralelo.

k) Calcular la ganancia  $a$ , la impedancia de entrada  $z_1$  y la impedancia de salida  $z_2$  en la versión del amplificador básico con las impedancias restituidas.

l) Calcular la realimentación  $\beta$  como cociente entre la variable de entrada y la variable de salida. Para ello excitar desde la salida con una fuente de corriente si la salida es en serie, o con una fuente de tensión si es en paralelo; y calcular, a la entrada, la tensión en vacío si la entrada es en serie, o la corriente en cortocircuito si la entrada es en paralelo.

Estas reglas aseguran que se esté calculando el parámetro de transferencia inversa correspondiente a la configuración que se está analizando.

II) Realizar los cálculos correspondientes al amplificador realimentado:

$$A = \frac{a}{1 + a\beta},$$

$$Z = z(1 + a\beta) \quad (\text{serie}),$$

$$Z = \frac{z}{1 + a\beta} \quad (\text{paralelo}),$$

valiendo estas últimas tanto para la entrada como para la salida.

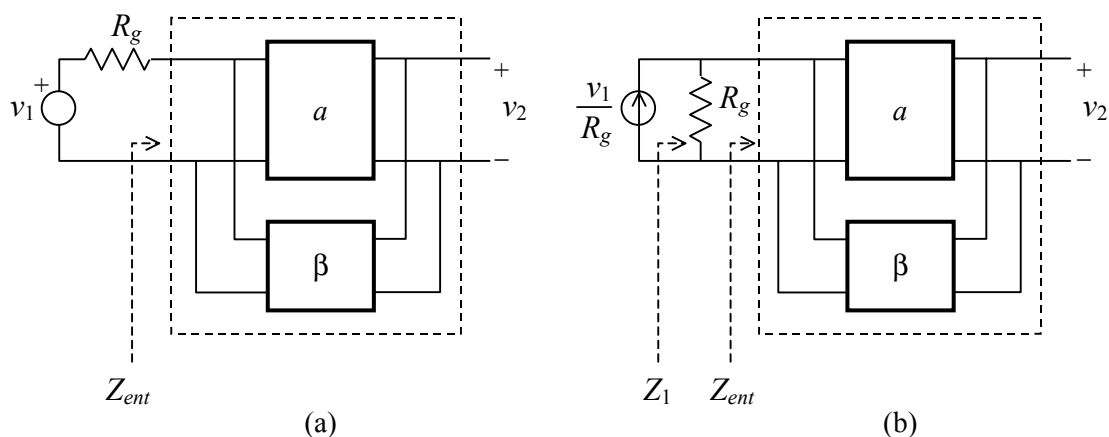
m) Convertir a los parámetros de interés. Lo ilustraremos con un ejemplo. Supongamos una configuración paralelo-paralelo en la cual nos interesa la ganancia de tensión y la impedancia de entrada vista dejando afuera la resistencia  $R_g$  de la fuente de señal, como se muestra en la figura 17. Los valores calculados son:

$$A_z = \frac{v_2}{i_1}, \quad (66)$$

$$Z_1 = \frac{z_1}{1 + a_z\beta_y}. \quad (67)$$

La ganancia de tensión,  $A_v$ , puede obtenerse así:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{i_1 R_g} = \frac{A_z}{R_g}. \quad (68)$$



**Figura 17.** Conversión de parámetros. (a) Circuito original. (b) Circuito en el que la fuente de interés (fuente de tensión) fue convertida a la que corresponde a la configuración (fuente de corriente). La  $Z_{ent}$  no se ve modificada por ello pues desde el amplificador ambas fuentes son equivalentes.

Si se requiriera la ganancia de tensión  $A_v'$  desde los terminales de entrada del amplificador, en lugar de desde  $v_1$ , bastaría con tener en cuenta el divisor de tensión formado por  $R_g$  y  $Z_{ent}$ :

$$A_v' = \frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_{ent}}{Z_{ent} + R_g} \cdot \frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_{ent}}{Z_{ent} // R_g} \cdot A_z \tag{69}$$

Para aplicar el método de realimentación, la fuente original debió sustituirse por su modelo equivalente con fuente de corriente. Esto no modifica, sin embargo, la impedancia  $Z_{ent}$ , de modo que se tiene:

$$Z_1 = R_g // Z_{ent}, \tag{70}$$

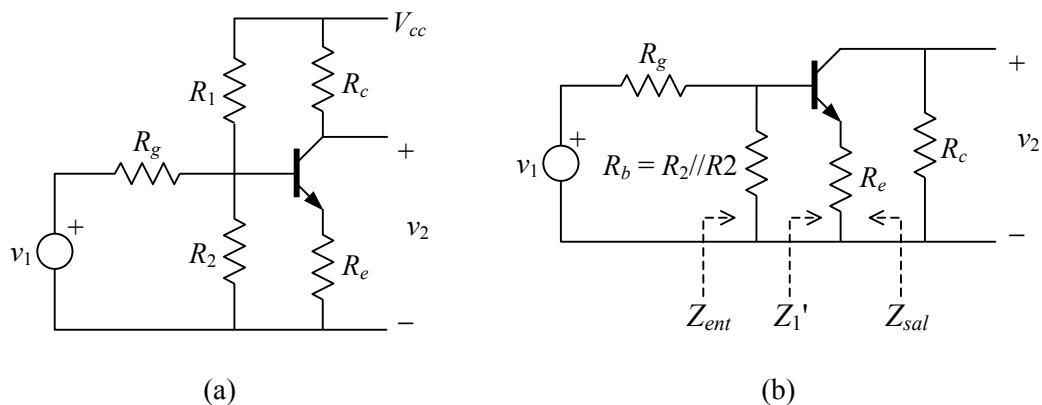
de donde, despejando, resulta

$$Z_{ent} = \frac{Z_1 R_g}{R_g - Z_1}. \tag{71}$$

Podría suceder también que la variable de salida no coincidiera con la variable muestreada. En ese caso se aplican también los criterios anteriores, consistentes en tratar de expresar la variable de interés en función de la variable muestreada, que es la que interviene en la ganancia calculada en II).

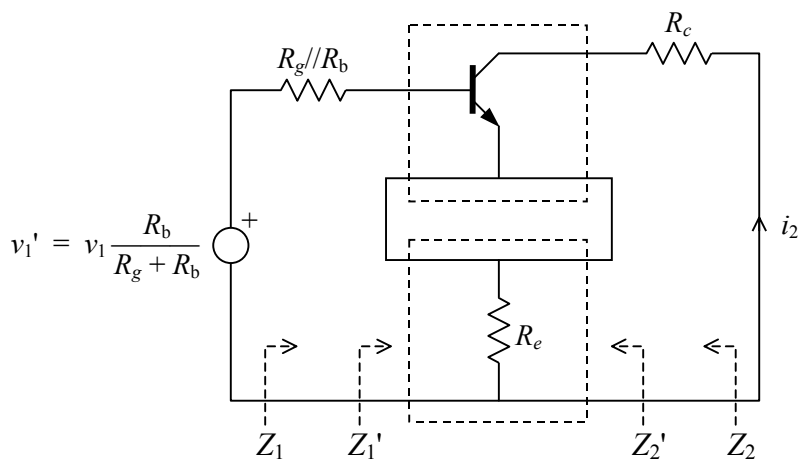
### 4.8.1. Ejemplo 1: Transistor realimentado por emisor

En la figura 18 se muestra un transistor bipolar realimentado por emisor y el correspondiente circuito en señal, luego de pasivar la alimentación.



**Figura 18.** Etapa a transistor bipolar realimentada por resistencia de emisor.

La fuente de señal es  $v_1$ , con resistencia interna  $R_g$ , y la carga es  $R_c$ . La variable de entrada de interés es  $v_1$  y la de la salida,  $v_2$ . En el circuito en señal se indican las impedancias  $Z_{ent}$  y  $Z_{sal}$ . Si se abre la carga ( $R_c = \infty$ ) se interrumpe la realimentación al no haber corriente por  $R_e$ , por lo tanto se muestra corriente. La realimentación, efectuada a través de  $R_e$ , no entra en el mismo nudo que la señal (la base del transistor), de modo que se realimenta tensión. En consecuencia la configuración es de tipo serie-serie y se deben utilizar las ganancias  $a_y$  y  $\beta_z$ . La fuente de señal está en paralelo con la resistencia  $R_b = R_1 // R_2$ , así que debe sustituirse por su modelo de Thévenin. El circuito, reordenado para explicitar la interconexión se muestra en la figura 19.



**Figura 19.** Etapa a transistor bipolar de la figura 18 en la que se ha explicitado la interconexión de cuadripolos.

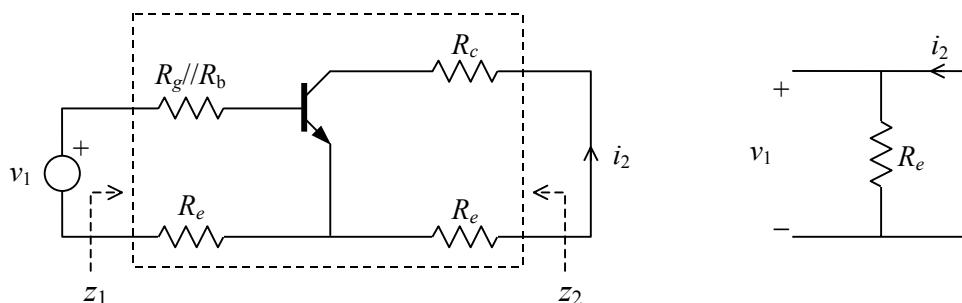
Para determinar cómo carga la red de realimentación al amplificador, en cada caso se anula la variable común del lado contrario. En este caso la carga es  $R_e$  tanto desde la salida como desde la entrada, ya que ambas variables comunes son corrientes y, por lo tanto, debe abrirse el circuito en ambos casos, como se muestra en la figura 20.





**Figura 20.** Determinación de la impedancia con que la red de realimentación carga al amplificador básico anulando en cada caso la variable común (corriente) del lado contrario.

En la figura 21 se ha dibujado el amplificador básico con las impedancias de la realimentación, de la fuente de señal y de la carga restituidas.



**Figura 21.** Disposición del amplificador básico con las impedancias restituidas y la red de realimentación para el cálculo de sus respectivas ganancias.

En el amplificador se calculan la ganancia  $a_y = i_2 / v_1$  y las impedancias de entrada y salida  $z_1$  y  $z_2$  (se omiten los detalles por ser un circuito estándar de sencilla resolución). En la red de realimentación se determina  $\beta_z = v_1 / i_2$ . Luego se aplican las fórmulas de realimentación obteniéndose,

$$A_y = \frac{a_y}{1 + a_y \beta_z},$$

$$Z_1 = z_1 (1 + a_y \beta_z),$$

$$Z_2 = z_2 (1 + a_y \beta_z).$$

Por último se obtienen los parámetros de interés,  $A_v$ ,  $Z_{ent}$  y  $Z_{sal}$  como sigue. De la figura 19 puede plantearse

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{i_2 R_c}{v_1 \frac{R_b + R_g}{R_b}} = A_y R_c \frac{R_b + R_g}{R_b}.$$

Esta expresión permite calcular  $A_v$  a partir de  $A_y$ . Con respecto a la impedancia de entrada, de la figura 19 se observa que

$$Z_1' = Z_1 - R_g // R_b.$$

Luego, de la figura 18(b),

$$Z_{ent} = R_b // Z_1' = R_b // (Z_1 - R_g // R_b).$$

Por último,

$$Z_{sal} = Z_2 - R_c.$$

### 4.8.2. Ejemplo 2: Transistor con realimentación colector-base

En la figura 22 se ilustra una etapa de un transistor con realimentación entre colector y base, y su correspondiente circuito en señal.

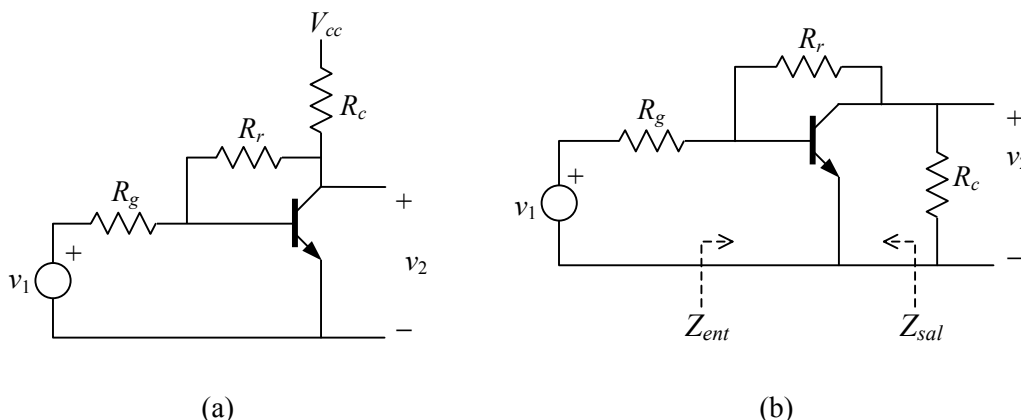
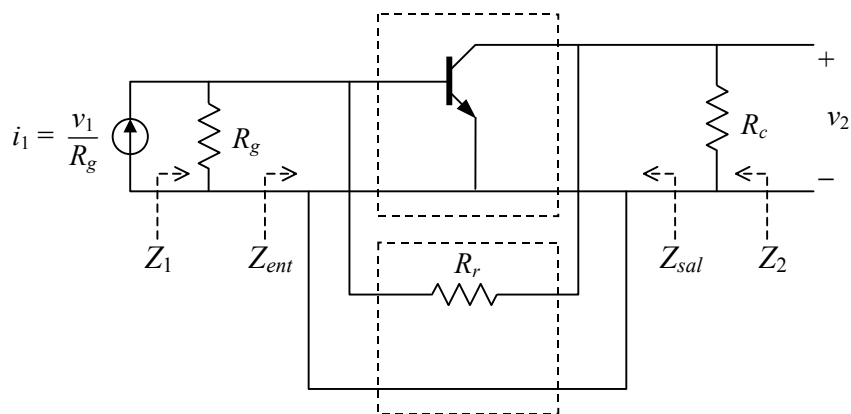


Figura 22. Etapa a transistor bipolar realimentada entre colector y base.

La variable de entrada es  $v_1$  y la de salida,  $v_2$ . Se muestrea tensión, ya que al cortocircuitar la carga ( $R_c = 0$ ) desaparece la realimentación (la única variable libre que queda, la corriente por el cortocircuito, ya no tiene ningún efecto sobre la entrada). Asimismo, se compara o realimenta corriente ya que la resistencia de realimentación entra en el mismo nudo que la señal (el correspondiente a la base del transistor). Por lo tanto es una configuración paralelo-paralelo y corresponde calcular ganancia  $a_z$  y realimentación  $\beta_y$ . Como a la entrada se requiere una fuente de corriente en lugar de una de tensión, debe reemplazarse la fuente de señal original por su modelo equivalente de Norton. En la figura 23 se muestra el circuito reordenado y con la conversión de fuente.

Para determinar cómo carga la red de realimentación al amplificador básico, nuevamente anulamos la variable común del lado contrario a aquél que se quiere analizar. En este caso, tanto desde la entrada como desde la salida se tiene una impedancia  $R_r$ , ya que las dos variables comunes son tensiones y, por lo tanto, corresponde cortocircuitarlas, como se indica en la figura 24.

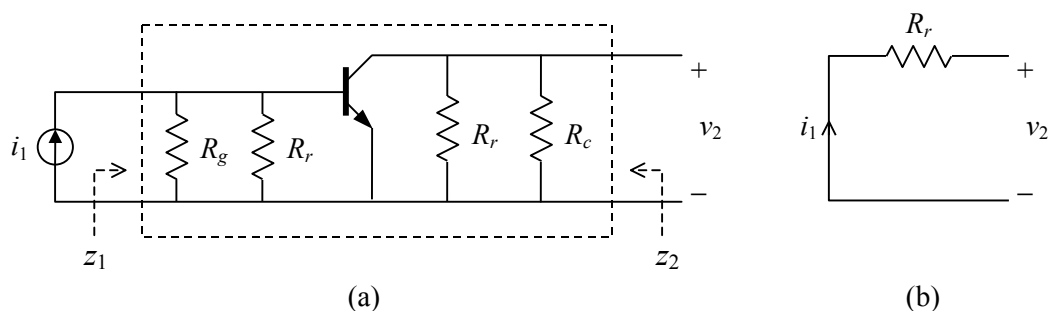


**Figura 23.** Etapa con realimentación colector-base de la figura 22, en la que se ha explicitado la interconexión de cuadripolos.



**Figura 24.** Determinación de la impedancia con que la red de realimentación carga al amplificador básico anulando en cada caso la variable común (tensión) del lado contrario.

En la figura 25 se muestra el amplificador básico con impedancias restituidas y la red de realimentación dispuestos para el cálculo de las respectivas ganancias así como las impedancias de entrada y salida de la primera.



**Figura 25.** Disposición del amplificador básico con las impedancias restituidas y la red de realimentación para el cálculo de sus respectivas ganancias.

Observemos que no se ha colocado aquí la expresión de la fuente de corriente de Norton. Es así porque esta fuente se usa sólo como auxiliar de cálculo para poder obte-

ner  $a_z = v_2 / i_1$ . En este circuito calculamos también  $z_1$  y  $z_2$ , y en la red de realimentación  $\beta_y = i_1 / v_2$ . Aplicando las fórmulas de realimentación, en este caso

$$A_z = \frac{a_z}{1 + a_z \beta_y},$$

$$Z_1 = \frac{z_1}{1 + a_z \beta_y},$$

$$Z_2 = \frac{z_2}{1 + a_z \beta_y},$$

se determinan los parámetros del amplificador realimentado correspondientes a la configuración dada. Finalmente, debemos retornar a las variables de interés originales, es decir  $A_v$ ,  $Z_{ent}$  y  $Z_{sal}$ . Para ello,

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_2}{R_g i_1} = \frac{A_z}{R_g}.$$

A su vez, de la figura 23 resulta

$$Z_1 = Z_{ent} // R_g,$$

por lo cual

$$Z_{ent} = \frac{R_g Z_1}{R_g - Z_1}.$$

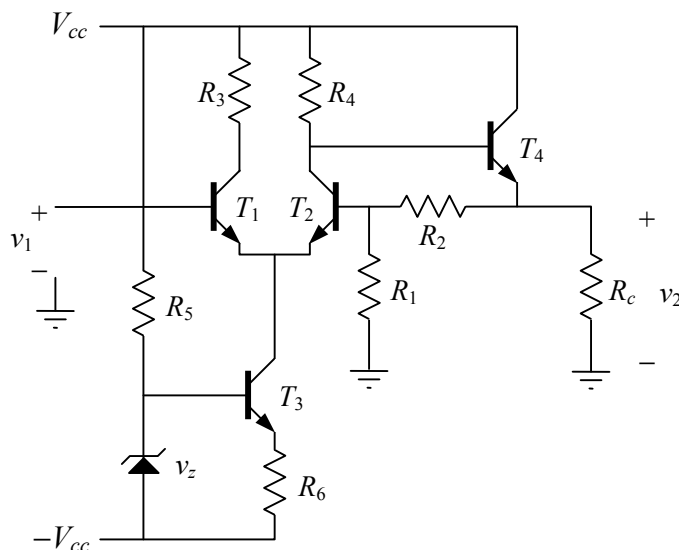
Similarmente,

$$Z_{sal} = \frac{R_g Z_2}{R_g - Z_2}.$$

Obsérvese que no se emplearon en ningún momento parámetros cuadripolares. Si se hubiera requerido una verificación de las condiciones de unilateralidad, habría sido necesario el cálculo de los parámetros para poder realizar las comparaciones. Sin embargo, para las configuraciones usuales ya se ha establecido la validez de dichas condiciones para los rangos típicos de los elementos activos y, por lo tanto, sólo excepcionalmente puede ser necesario trabajar con los parámetros directamente.

### 4.8.3. Ejemplo 3: Amplificador diferencial realimentado

El circuito de la figura 26 es un amplificador diferencial cuya salida simple está reforzada con un seguidor de tensión ( $T_4$ ). Debido a la fuente de corriente constituida por  $T_3$ ,  $V_z$  y  $R_6$ , el factor de rechazo al modo común es suficientemente alto como para despreciar los efectos de modo común. Ello implica que los emisores del amplificador diferencial pueden considerarse como si estuvieran a potencial 0 a los efectos del cálculo de la ganancia, lo cual permitirá la bisección del circuito.



**Figura 26.** Amplificador diferencial realimentado.

La fuente de señal es la fuente que se conectaría a la entrada fijando una tensión  $v_1$ . La carga es la resistencia  $R_c$ . Las variables de entrada y salida de interés son la misma tensión  $v_1$  y la tensión  $v_2$ . La impedancia de entrada es la que ve la fuente  $v_1$ , y la de salida la vista desde la resistencia de carga hacia el amplificador. La realimentación está materializada por  $R_1$  y  $R_2$  y, como se puede apreciar, al cortocircuitar la carga la corriente de carga no afecta al resto del circuito, por lo cual se muestra tensión. Por otra parte, el punto de ingreso de la realimentación (la base del transistor  $T_2$ ) no es el mismo por el que ingresa la entrada, por lo cual se compara tensión. En consecuencia el amplificador posee una estructura de realimentación serie-paralelo, a la que corresponde una ganancia  $a_v$  y una realimentación  $\beta_v$ . No es necesario reemplazar la fuente de tensión por ningún equivalente dado que coincide con la que corresponde a la estructura. La estructura se muestra en forma explícita en la figura 27.

Para determinar las impedancias con que la realimentación carga al amplificador (figura 28) procedemos primero a anular la variable común a la salida (tensión), lo cual implica cortocircuitarla, dando una resistencia vista desde la entrada igual a  $R_1 // R_2$ . A continuación anulamos la variable común a la entrada (corriente), es decir, la dejamos en vacío, resultando una resistencia vista desde la salida igual a  $R_1 + R_2$ .

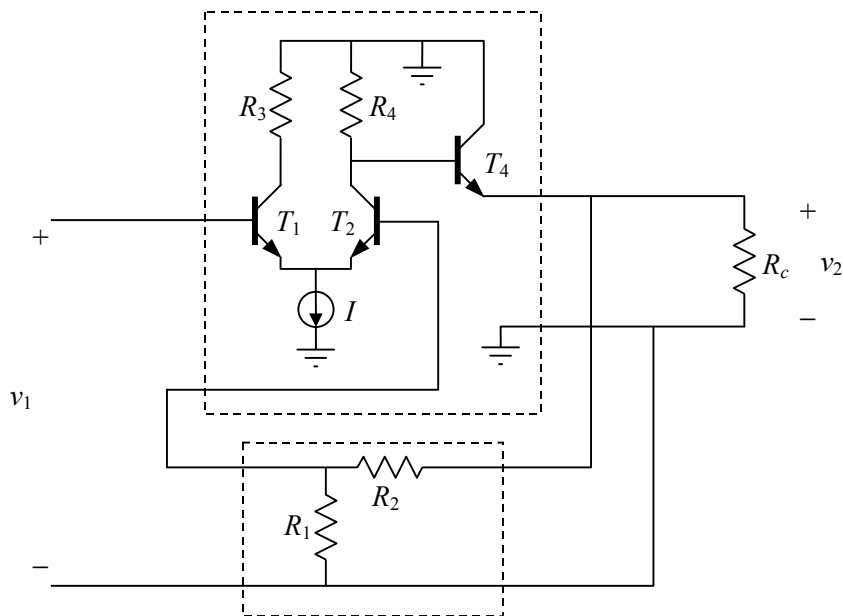
En la figura 29 se muestra el modelo con la etapa diferencial bisecada, y las impedancias restituidas. Obsérvese que la resistencia  $R_1 // R_2$  fue dividida por 2. Esto es para mantener la simetría de ambos lados de la bisección. La impedancia de entrada que se calcule deberá multiplicarse por 2, y la ganancia deberá dividirse por 2. La realimentación resulta ser, simplemente, la atenuación del divisor de tensión formado por  $R_1$  y  $R_2$ :

$$\beta_v = \frac{v_1}{v_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

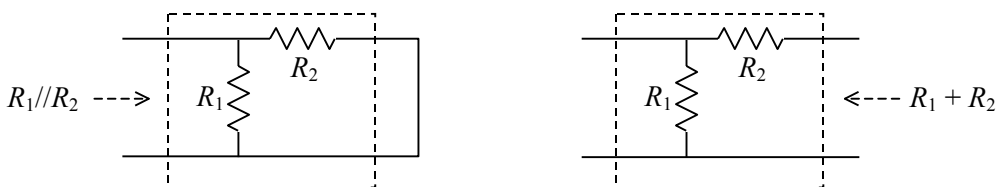
Si puede asegurarse que  $a_v \beta_v \gg 1$ , entonces se tendrá, aproximadamente,

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

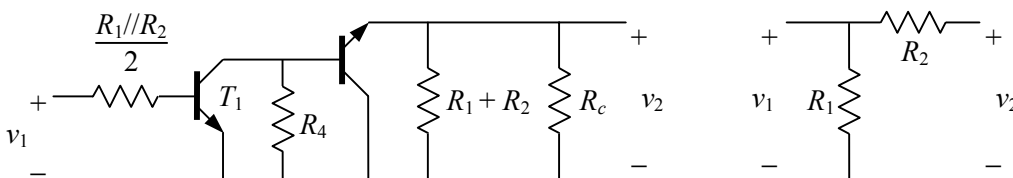
es decir, la misma ecuación que para un amplificador operacional en configuración no inversora. Esto se debe a que el amplificador no inversor es un caso límite de esta



**Figura 27.** Estructura de bloques del amplificador diferencial realimentado.



**Figura 28.** Determinación de la impedancia con que la red de realimentación carga al amplificador básico anulando en un caso la variable común a la salida (tensión) y en el otro la variable común a la entrada (corriente).



**Figura 29.** Modelos del amplificador básico (bisechado) y de la realimentación para el cálculo de  $a_v$  y  $\beta_v$ .

configuración en el que  $a_v \rightarrow \infty$ . En el presente caso es dudoso que la ganancia de tensión pueda resultar demasiado alta, ya que se trata de una sola etapa con ganancia de tensión (la etapa seguidora sólo proporciona ganancia de corriente). Podría aumentarse la ganancia del amplificador básico agregando una nueva etapa en emisor común entre el diferencial y el seguidor de salida (configuración sugestivamente parecida a la de un rudimentario amplificador operacional).

Sin abundar en ulteriores derivaciones de este circuito, es interesante resaltar lo siguiente. Al enfocar el análisis desde el punto de vista de la realimentación no sólo estuvimos en condiciones de obtener un resultado aproximado casi sin hacer cálculo alguno, sino que además logramos una clara imagen de la importancia relativa de los diversos elementos. Así, por ejemplo, podemos ver que una modificación de  $V_z$  o de  $R_6$  sólo alteraría la corriente de operación del par diferencial, cuya consecuencia podría ser un moderado cambio del  $h_{fe}$  de los transistores. Como este parámetro interviene en la ganancia, el concepto de insensibilización (materializado en la ecuación (6)) implica que su influencia en el valor de la ganancia con realimentación es despreciable. Lo mismo puede decirse, hasta cierto punto, del valor de las resistencias  $R_3$  y  $R_4$ . Tampoco la resistencia de carga incide significativamente, ya que está separada de la etapa de ganancia por el seguidor. Además pudimos proponer una mejora del circuito (en el sentido de mejorar la insensibilización y la linealidad, por ejemplo) a través del eventual agregado de una etapa de ganancia adicional.

Estas observaciones muestran el valor del análisis sistemático de un amplificador realimentado, más allá de la mera simplificación de los cálculos en muchos casos, como potente herramienta de análisis. En este sentido es una herramienta cualitativamente diferente del análisis por computadora. En efecto, este último permite una simulación muy precisa del funcionamiento de un circuito, siempre y cuando el mismo esté completamente diseñado en cuanto a valores de los parámetros circuitales; pero no permite proponer modificaciones al circuito que mejoren cualitativamente su funcionamiento.

## 4.9. Método de sustitución de cuadripolo

Se presenta a menudo la circunstancia de que una realimentación no puede tratarse estrictamente con el procedimiento cuadripolar visto anteriormente ya que uno de los dos bloques principales que intervienen no se comporta como cuadripolo y, por consiguiente, no puede describirse por medio de parámetros cuadripolares. En muchos de tales casos, no obstante, la red de realimentación sí funciona como cuadripolo y entonces puede sustituirse por un modelo con inmitancias (impedancias o admitancias según el caso). Una vez hecho esto se puede llevar a cabo la restitución de impedancias y, analizando cada caso particular, puede despreciarse la transferencia directa de la realimentación. A partir de allí el resto del procedimiento es análogo al caso en el que la red amplificadora sí es un cuadripolo, siempre y cuando la configuración de entrada siga comportándose como un comparador de tensiones o corrientes.

### 4.9.1. Ejemplo 4: Par realimentado

En la figura 30 se muestra la configuración de un par realimentado en señal. En este caso se muestrea corriente, ya que si se cortocircuita la carga, a pesar de que la tensión de salida se hace 0 sigue circulando corriente por  $R_{c2}$ , de donde surge la señal que luego se realimenta a través de  $R_r$ . Por otra parte, se comparan también corrientes, por lo

que resulta una configuración paralelo-serie. Debido a que la fuente original es de tensión y la estructura requiere una de corriente, se debe efectuar la conversión a su modelo de Norton.

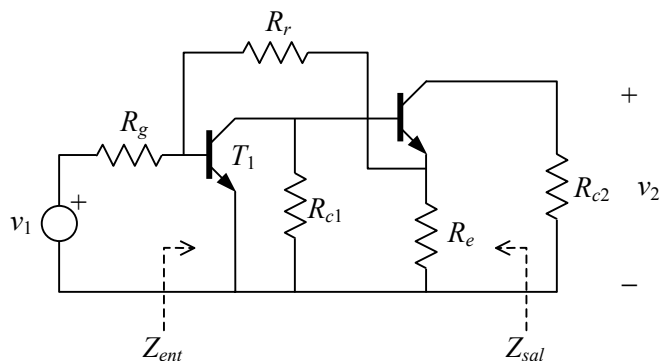


Figura 30. Modelo en señal de un par realimentado.

En la figura 31 se ha transformado la fuente de señal y se ha reordenado el circuito para poner en evidencia la estructura inherente de la realimentación.

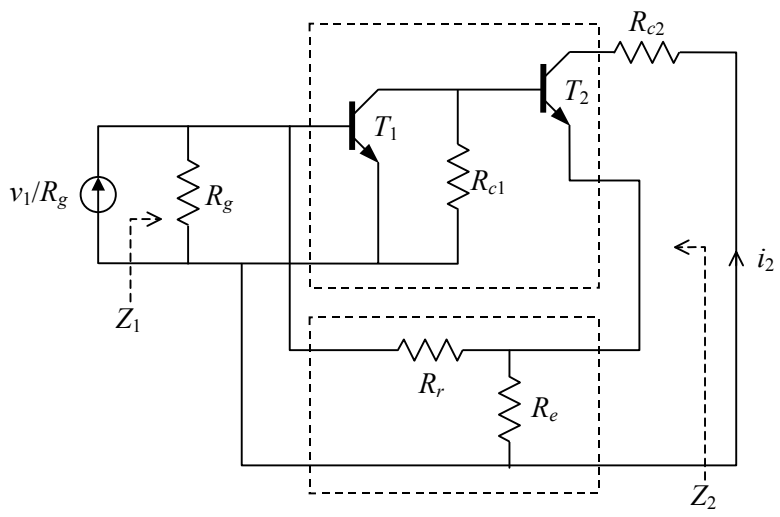


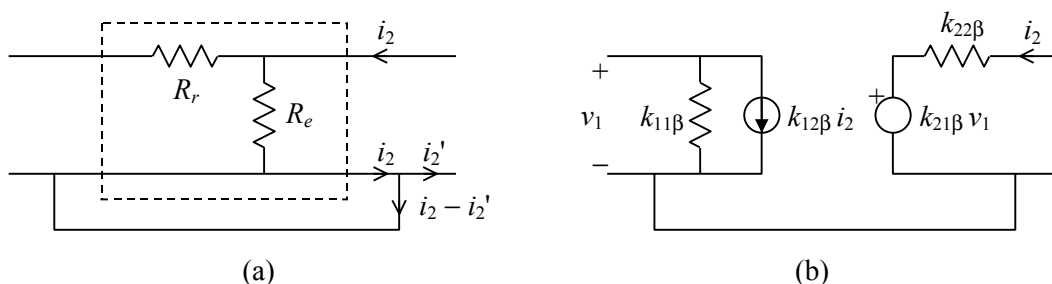
Figura 31. Estructura de realimentación del par realimentado.

Como se puede apreciar, el amplificador básico no se comporta como cuadripolo ya que la corriente de colector no es igual a la de emisor. La diferencia puede parecer pequeña, ya que se reduce a sólo la corriente de base, que es del orden de un 1 % de la corriente de colector (suponiendo  $h_{fe} \cong 100$ ). Sin embargo, esa “pequeña” diferencia también debe existir entre los terminales de entrada (debido a la ley de Kirchhoff generalizada) donde el orden de magnitud de las corrientes es mucho menor. Por ese motivo no es posible ni siquiera aproximadamente considerar el amplificador como cuadripolo.

Esta falta de cuadripolaridad se traslada también a la red de realimentación, dado que recibe las mismas corrientes diferentes del lado de la salida. En este caso, sin embargo, cabe la posibilidad, ilustrada en la figura 32a, de proveer un camino alternativo para la circulación de la diferencia de corrientes mediante el agregado de un conductor.

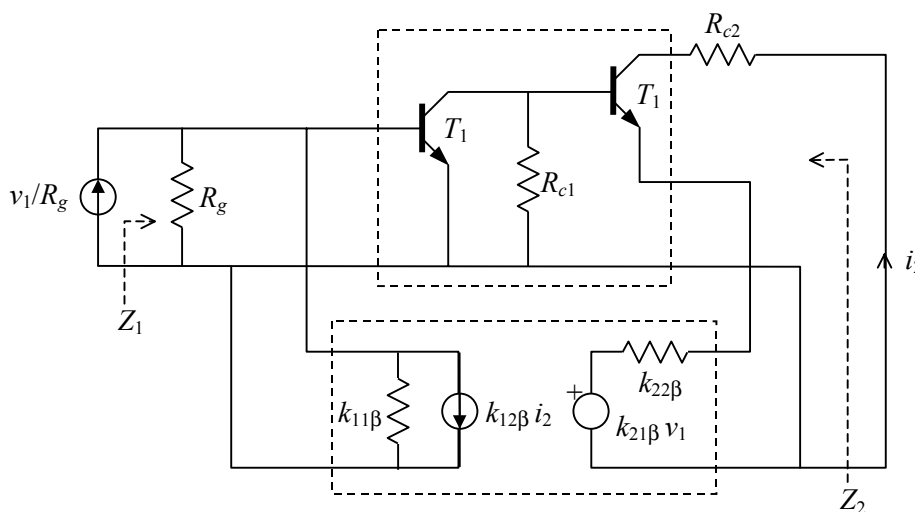


Como el mismo es equipotencial con el conductor original, desde el punto de vista de la teoría de circuitos ambos forman un divisor de corriente indeterminado. Asignamos arbitrariamente un reparto de corrientes que asegure el comportamiento cuadripolar de la realimentación. Cuando el circuito real se reemplaza por su modelo cuadripolar (figura 32b) la indeterminación desaparece.



**Figura 32.** (a) Transformación de la realimentación en cuadripolo mediante la provisión de un camino para la diferencia de corrientes. (b) Sustitución por un cuadripolo representado por sus parámetros híbridos  $k$ .

Podemos redibujar el circuito de la figura 31 con esta transformación, resultando el de la figura 33.

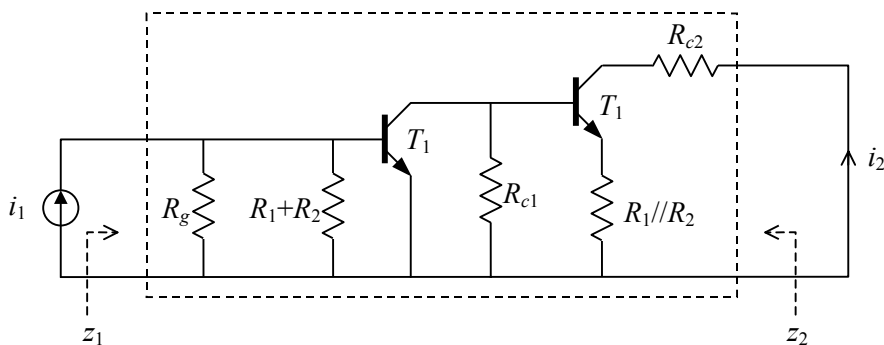


**Figura 33.** Estructura de realimentación del par realimentado con la realimentación sustituida por el circuito de la figura 32b.

El próximo paso consiste en observar que  $k_{21\beta}$  puede despreciarse frente a la ganancia de tensión de la primera etapa ( $T_1$ ) más el seguidor ( $T_2$ ). Luego se procede a restituir las impedancias, dadas por  $k_{11\beta}$  y  $R_g$  en el circuito de entrada y  $k_{22\beta}$  y  $R_{c2}$  en el de salida, donde

$$k_{11\beta} = R_r + R_e, \quad k_{22\beta} = R_r // R_e.$$

En la figura 34 se muestra el amplificador restituido.



**Figura 34.** Amplificador básico con las impedancias restituidas para el cálculo de la ganancia de corriente y las impedancias de entrada y salida.

Sobre el circuito resultante se calculan la ganancia de corriente  $a_i$  y las impedancias de entrada y salida,  $z_1$  y  $z_2$ . La realimentación  $\beta_i$ , es decir,  $k_{12\beta}$ , se calcula mediante el divisor de corriente formado por  $R_1$  y  $R_2$ . Con dichos parámetros se aplican las fórmulas de realimentación y luego se procede a reconstruir los parámetros de interés ( $A_v$ ,  $Z_{ent}$ ,  $Z_{sal}$ ).

Como observación final, nótese que la ganancia que queda estabilizada por la realimentación es la correspondiente al cociente de la corriente de *emisor* por la corriente del generador de señal. Al reconstruir la tensión de salida, no es dicha corriente la que circula por la carga  $R_{c2}$  sino la de *colector*, que está afectada por un factor  $h_{fe}/(1 + h_{fe})$ . Aunque probablemente este detalle no sea significativo desde el punto de vista numérico, sí lo es conceptualmente.

### 4.10. Conclusiones

Los elementos activos que se emplean en los amplificadores tienen varias imperfecciones que dificultan su uso cuando se requiere circuitos con algún grado de precisión. Muchas consecuencias de esas imperfecciones se solucionan realimentando el amplificador. Cuando la realimentación es suficientemente intensa, lo cual sucede cuando  $a\beta \gg 1$ , se logran mejoras como la insensibilización con respecto a dispersión y derivas de los parámetros, la linealización de las características y la modificación de las impedancias de entrada y salida. Simultáneamente se observa una tendencia a la inestabilidad que se examinará en detalle en el próximo capítulo.

Se plantea luego la necesidad de considerar la carga que la red de realimentación, así como la impedancia del generador de señal y de la carga, representan para el amplificador. Ello se debe a que tanto la ganancia como otros parámetros pueden cambiar como consecuencia del efecto carga. Para tener en cuenta dicho efecto se identifican las impedancias y se restituyen al amplificador.

Del análisis de las consecuencias de la realimentación se deduce la importancia de la diferencia de retorno,  $1 + a\beta$ , y se desarrolla un método sistemático (basado en la teoría de cuádrupolos) que permite calcularla, junto con los demás parámetros necesarios tales como la ganancia e impedancias de entrada y salida. Ocurre a veces que los parámetros obtenidos por aplicación del método no coinciden con los de interés. Sin embar-

go, a partir de los parámetros calculados (por ejemplo la ganancia de corriente) resulta sencillo recuperar los de interés (por ejemplo, la ganancia de tensión).

La validez del método está sujeta al cumplimiento de ciertas condiciones de *unilateralidad* del amplificador y la red de realimentación, que en la generalidad de los casos se cumplen. Una característica del método es que los resultados cuantitativos son sólo aproximados, aunque la aproximación es más que suficiente en general. Al margen del aspecto cuantitativo, el enfoque por realimentación permite obtener una perspectiva valiosa de los circuitos que no sólo ayuda a comprender mejor su funcionamiento sino que permite un análisis heurístico con el objeto de mejorar su performance.

Por último, el método puede extenderse a casos en los que el amplificador no se comporta como cuadripolo, reemplazando para ello la red de realimentación por la combinación de un cuadripolo más un conductor adicional que permita el balance de corrientes que la estructura no provee.

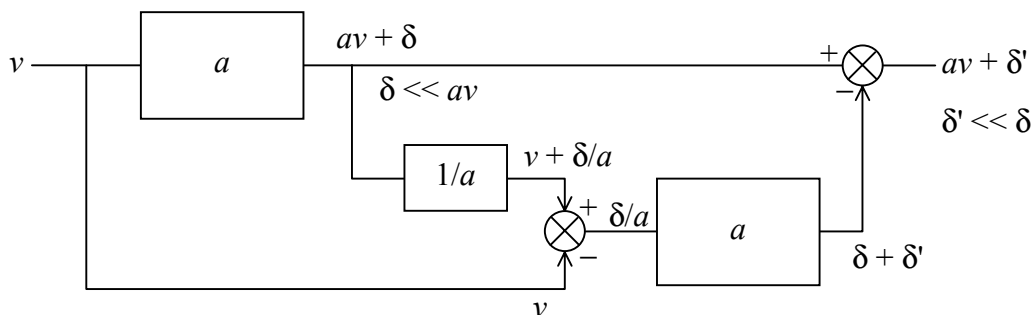
## Bibliografía

- Gray, Paul; Mayer, Robert. "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits". Editorial John Wiley & Sons. Singapur, 1993 (Hay versión castellana)
- Millman, Jacob; Halkias, Christos. "Integrated Electronics". Editorial McGrawHill.
- Miyara, Federico. "Estabilidad de amplificadores realimentados". Publicación de la Cátedra de Electrónica III. Disponible en Internet: <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/estab.pdf>
- Thornton, Searle, Pederson, Adler, Angelo. "Circuitos Multietapa a transistores". Serie SEEC, tomo 5. Editorial Reverté. Buenos Aires, 1971
- National Semiconductor. Linear Databook. 1995
- National Semiconductor. Audio Radio Handbook. 1980
- National Semiconductor. Linear Application Handbook. 1986

## APÉNDICE 1

### Teoría básica de *feedforward*

Antes de introducirse el concepto de realimentación en amplificadores se había investigado la posibilidad de reducir la alinealidad de los mismos restando a la salida una señal igual a la diferencia entre la señal distorsionada y la señal deseada (sin distorsión). Esta técnica se conoce como *feedforward*.<sup>9</sup> La implementación se llevaba a cabo mediante el diagrama de bloques de la figura A1.1.



**Figura A1.1.** Diagrama de bloques de una configuración *feedforward*.

La señal a restar se obtiene comparando la entrada con una versión atenuada de la salida con distorsión. En la figura se ha denotado el error por distorsión con  $\delta$ . Se supone que dicho error es mucho menor que la propia señal amplificada  $av$ . La señal obtenida de esa comparación es el error por distorsión atenuado mediante un atenuador pasivo en una proporción igual a la ganancia. Ahora se amplifica nuevamente con un amplificador idéntico al principal. Como la entrada es pequeña, si bien el segundo introduce una pequeña distorsión  $\delta'$ , resulta ésta mucho menor que la original.

Este esquema no presenta problemas de estabilidad, pero en cambio tiene problemas de fase, ya que el amplificador principal no sólo amplifica la señal sino que le aplica un defasaje según su propia respuesta en frecuencia. El atenuador debería compensar exactamente este error de fase mediante una apropiada respuesta en frecuencia. Aun así, el segundo amplificador vuelve a defasar el error, con el agravante de que dicho error tiene componentes de alta frecuencia cuyo defasaje podría comprometer la óptima cancelación buscada en el último bloque restador. Por otra parte, el segundo amplificador requiere estar cuidadosamente apareado con el primero.

El costo y las dificultades mencionadas hicieron que rápidamente se sustituyera esta técnica por la de realimentación.

<sup>9</sup> *Feedforward* significa, literalmente, *alimentación hacia adelante*, así como *feedback* significa *alimentación hacia atrás*. Los términos *feedback* y *feedforward* son complementarios en inglés, pero si bien existen dos traducciones elegantes para *feedback*, a saber, realimentación y retroalimentación, no existe una traducción similar para *feedforward*, razón por la cual conservamos el término original en inglés.

## APÉNDICE 2

### Análisis detallado de la distorsión

Supongamos un amplificador con entrada  $x$  y salida  $y$ , cuya excursión de entrada es  $-X_M \leq x \leq X_M$ , a la cual le corresponde una excursión de salida  $-Y_M \leq y \leq Y_M$ . Supongamos que en su rango de trabajo tiene una leve distorsión simétrica que puede representarse mediante una relación entrada-salida de tercer grado, como

$$y = a x \left( 1 - k \left( \frac{x}{X_M} \right)^2 \right), \quad (\text{A2.1})$$

donde  $k < 1$  es un factor de distorsión y  $a$  es la ganancia a lazo abierto en pequeña señal. Si se aplica una entrada senoidal como

$$x(t) = X \operatorname{sen} \omega t, \quad (\text{A2.2})$$

la salida será, por consiguiente:

$$y(t) = aX \operatorname{sen} \omega t - ak \frac{X^3}{X_M^2} \operatorname{sen}^3 \omega t. \quad (\text{A2.3})$$

Recordando la relación trigonométrica

$$\operatorname{sen}^3 z = \frac{3}{4} \operatorname{sen} z - \frac{1}{4} \operatorname{sen} 3z \quad (\text{A2.4})$$

podemos escribir

$$y(t) = aX \left( 1 - \frac{3}{4} k \left( \frac{X}{X_M} \right)^2 \right) \operatorname{sen} \omega t - aX \frac{1}{4} k \left( \frac{X}{X_M} \right)^2 \operatorname{sen} 3\omega t. \quad (\text{A2.5})$$

Podemos calcular ahora la distorsión armónica  $DTH$  como el cociente entre el valor eficaz de los armónicos superiores (en este caso sólo el tercero) y el valor eficaz del primer armónico:

$$DTH = \frac{k \left( \frac{X}{X_M} \right)^2}{4 - 3k \left( \frac{X}{X_M} \right)^2}. \quad (\text{A2.6})$$

Como era de esperar, vemos que la distorsión crece con la amplitud. Para la máxima amplitud, es decir,  $X = X_M$ , resulta

$$DTH_{\text{máx}} = \frac{k}{4 - 3k} \quad (\text{A2.7})$$

Analicemos ahora el caso en que se realimenta  $y(x)$  con una realimentación  $\beta$ . Llamando a la entrada  $e(t)$ , supongamos que ingresamos con

$$e(t) = E \text{ sen } \omega t. \quad (\text{A2.8})$$

La señal de error estará dada por

$$x = e - \beta ax \left( 1 - \left( \frac{x}{X_M} \right)^2 \right)$$

Agrupando de un solo lado las  $x$  y reordenando resulta

$$\frac{x}{X_M} - \frac{a\beta}{1 + a\beta} k \left( \frac{x}{X_M} \right)^3 = \frac{1}{1 + a\beta} \frac{e}{X_M}. \quad (\text{A2.9})$$

Sustituyendo

$$\xi = \frac{x}{X_M}, \quad \varepsilon = \frac{1}{1 + a\beta} \frac{e}{X_M}, \quad (\text{A2.10})$$

resulta

$$\xi - \frac{a\beta}{1 + a\beta} k \xi^3 = \varepsilon. \quad (\text{A2.11})$$

Quisiéramos poder expresar la función implícita  $\xi$  en función de  $\varepsilon$ . Si bien es posible utilizar la resolvente de tercer grado, resulta preferible realizar la siguiente aproximación,

$$\xi \cong \varepsilon + \frac{a\beta}{1 + a\beta} k \varepsilon^3, \quad (\text{A2.12})$$

válida para valores pequeños de  $k$ .<sup>10</sup> Sustituyendo nuevamente los valores de (A2.10),

$$x = \frac{e}{1 + a\beta} + \frac{a\beta}{1 + a\beta} \frac{k}{X_M^2} \left( \frac{e}{1 + a\beta} \right)^3 \quad (\text{A2.13})$$

Reemplazando  $e$  según (A2.8) y luego el seno al cubo según (A2.4) se puede determinar la distorsión armónica en la entrada del amplificador básico:

$$DTH_x = \frac{\frac{a\beta}{1 + a\beta} k \left( \frac{E}{(1 + a\beta)X_M} \right)^2}{4 - 3 \frac{a\beta}{1 + a\beta} k \left( \frac{E}{(1 + a\beta)X_M} \right)^2} \quad (\text{A2.14})$$

<sup>10</sup> Puede verificarse, reemplazando este valor de  $\xi$  en (A1.10), que se llega a una identidad salvo términos de orden 2 o mayor en  $k$ .

Vemos que para  $a\beta \gg 1$  la distorsión es similar a la que se tiene en el caso sin realimentación para una amplitud de entrada que produzca amplitud de salida máxima.<sup>11</sup>

Verifiquemos, finalmente, que la distorsión a la salida es considerablemente menor. Para ello apliquemos a la ecuación (A2.13) la ecuación (A2.1) y retengamos sólo hasta el término cúbico en  $e/(1 + a\beta)$ . Resulta:

$$\begin{aligned}
 y &\cong \frac{a}{1 + a\beta}e + a\frac{a\beta}{1 + a\beta}\frac{k}{X_M^2}\left(\frac{e}{1 + a\beta}\right)^3 - \frac{ak}{X_M^2}\left(\frac{e}{1 + a\beta}\right)^3 = \\
 &= \frac{a}{1 + a\beta}e - k\frac{a}{1 + a\beta}\frac{1}{X_M^2}\left(\frac{e}{1 + a\beta}\right)^3
 \end{aligned}
 \tag{A2.15}$$

Los dos términos cúbicos son de valores similares, por lo que su diferencia es pequeña. Reemplazando la expresión de la señal de entrada de la ecuación (A2.8) y recurriendo nuevamente a la (A2.4) para el seno al cubo, se obtiene una expresión de la que se puede obtener la distorsión armónica. Resulta

$$DTH = \frac{\frac{k}{1 + a\beta}\left(\frac{E}{(1 + a\beta)X_M}\right)^2}{4 - 3\frac{k}{1 + a\beta}\left(\frac{E}{(1 + a\beta)X_M}\right)^2}.
 \tag{A2.16}$$

Comparando con la ecuación (A2.14), vemos que la distorsión a la salida ha quedado reducida aproximadamente en un factor  $a\beta$  con respecto a la distorsión a la entrada, y comparando con la (A2.6) comprobamos la reducción en un factor  $1 + a\beta$  con respecto a la distorsión sin realimentación.

El análisis aquí realizado es coherente con el de la sección 3.3. Para verlo notemos que el factor de distorsión  $k$  coincide en valor absoluto con la variación relativa de ganancia estática. En efecto, la ganancia  $a_1$  obtenida en pequeña señal es precisamente  $a$ , mientras que la ganancia estática  $a_2$  en gran señal ( $x = X_M$ ) es

$$a_2 = \frac{aX_M\left(1 - k\left(\frac{X_M}{X_M}\right)^2\right)}{X_M} = a(1 - k),
 \tag{A2.17}$$

de modo que

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{a_2 - a_1}{a_1} = -k.
 \tag{A2.18}$$

En las ecuaciones (A2.6), (A2.14) y (A2.16), el segundo término del denominador puede despreciarse si la distorsión no es muy alta. En ese caso dichas ecuaciones pue-

<sup>11</sup> Recordar que  $E / (1 + a\beta)$  es la señal que aparece, después del comparador, en la entrada del amplificador básico.

den simplificarse considerablemente, ofreciendo una relación muy simple entre la distorsión total armónica y la variación relativa de ganancia. En el caso del amplificador sin realimentar,

$$DTH \cong \frac{1}{4} \frac{\Delta a}{a}; \quad (\text{A2.19})$$

en el caso de la entrada del amplificador básico de un amplificador realimentado,

$$DTH_x \cong \frac{1}{4} \frac{a\beta}{1 + a\beta} \frac{\Delta a}{a} \cong \frac{1}{4} \frac{\Delta a}{a}; \quad (\text{A2.20})$$

y, en el caso de la salida de un amplificador realimentado,

$$DTH \cong \frac{1}{4} \frac{1}{1 + a\beta} \frac{\Delta a}{a} = \frac{1}{4} \frac{\Delta A}{A}. \quad (\text{A2.21})$$

Nótese que si bien estas fórmulas fueron deducidas fijando  $x = X_M$ , no hace falta considerar la amplitud máxima siempre y cuando se considere la variación relativa de ganancia correspondiente a la amplitud seleccionada. Cuando la amplitud sea pequeña, la variación relativa también lo será (ya que el término cúbico de la ganancia se torna despreciable frente al término lineal) y, en consecuencia, la distorsión será muy baja.