

CAPÍTULO III

Signo de una realimentación. Tipos y modos de realimentación. Sus características

3.1 Introducción

Se ha visto en el capítulo anterior una forma de analizar circuitos analógicos que facilitan el cálculo de sus transmitancias y que también permiten conocer características que se consideran importantes tanto para su funcionamiento como para el diseño.

Pudo observarse también que toda realimentación consiste físicamente en tomar información de una o más partes de un circuito o sistema para reinyectarla en otra u otras anteriores en el esquema de circulación del flujo mayoritario de señal, es decir, que la señal de realimentación proviene de parte o partes del circuito que están *más adelante*. En particular, un punto para tomar información puede ser la salida de un circuito, pero en ningún momento debe considerarse que en una realimentación obligatoriamente la señal a realimentar sea coincidente con parámetros de la información disponible en bornes de salida. Al contrario, quede bien en claro que la información a realimentar puede provenir de cualquier punto intermedio del sistema.

Más aún, tampoco es necesario que la información de realimentación deba introducirse a la entrada del sistema. Este es un caso particular, aunque frecuente en circuitos electrónicos.

Pudo observarse también que para el cálculo de las transmitancias de los circuitos, no ha sido necesario tener en cuenta si la o las realimentaciones eran de signo positivo o negativo, circunstancias que condicionan fuertemente el comportamiento de los sistemas.

Pero también, como es dable esperar, cada vez que exista una realimentación se producirán modificaciones en las características de los circuitos que dependerán tanto de si la realimentación es positiva o negativa, de la información que se realimenta (*tipo de realimentación*), como de la forma en que dicha información se realimenta (*modo de realimentación*) y que como consecuencia afectará a todos los puntos por los que la información del lazo o de los lazos de realimentación circulen.

En particular, en este capítulo se analizarán características resultantes debido al signo de la realimentación y a los tipos y modos de realimentación.

3.2 Signo de una realimentación

Es conocido que los ceros del denominador de una transmitancia son los polos del sistema, o sea que, a través de ellos, se puede determinar, entre otras cosas, el comportamiento estático y dinámico de un sistema lineal. En consecuencia, para la expresión general de una transmitancia T dada por la ecuación (2.16) del capítulo anterior y que se repite a continuación

$$T = \frac{T_{cd}}{1 - G_L} + T_{cf} \quad (3.1)$$

los ceros del denominador dados por la ecuación

$$[1 - G_L] = 0 \quad (3.2)$$

determinarán los n polos p_i del sistema, con n igual al orden del denominador de la Ganancia del Lazo G_L .

También es conocido, y dentro del campo de la teoría de los sistemas lineales, que la presencia de polos que tengan parte real negativa hará que se considere al sistema como estable, mientras que si existen polos que posean parte real positiva, es decir, polos ubicados en el semiplano derecho del plano complejo "s", se dirá generalmente que el sistema es inestable, pudiendo interpretarse físicamente como que una señal es de crecimiento infinito.

Por otra parte, en la teoría de sistemas realimentados, es frecuente que un estudio de estas situaciones se efectúe a lazo abierto, es decir, analizando solamente la Ganancia del Lazo G_L en lugar de la expresión a lazo cerrado dado por la ecuación (3.2), circunstancia que permite obtener ciertas ventajas. Para ello, uno de los primeros pasos a realizar en un análisis, es definir el concepto del signo de una realimentación, que genera los conocidos casos de *realimentación positiva* y de *realimentación negativa*.

Estos dos conceptos están fuertemente relacionados con el signo de la ganancia del lazo G_L para señales de *corriente continua*, ya que un análisis físico de esta situación permite interpretar claramente el significado de dichos conceptos.

En efecto, para ello se utiliza el esquema de la figura (2.6) que se repite como figura (3.1).

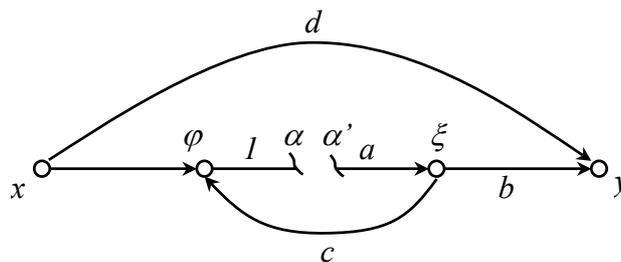


Fig. 3.1: Diagrama de flujo para mostrar el signo de una realimentación.

Si se supone que por α' ingresa una señal unitaria positiva de corriente continua cuando la entrada x al sistema es igual a cero, la misma circulará por el lazo de realimentación retornando al borne α , con un valor que dependerá de la Ganancia del lazo $G_L = a \cdot c$. Si el signo así obtenido de la señal en el punto α resultara negativo, ésta se opondrá a la señal de partida α' y se dice en consecuencia que la *realimentación es negativa*. Por el contrario, si el signo de la señal que retorna al extremo α es positivo, esta señal que retorna se sumará a la señal de origen en α , considerándose entonces que la *realimentación es positiva*.

Ello muestra que el signo de una realimentación está dado entonces por *el signo de la ganancia del lazo para una señal de corriente continua*.

En la práctica, tal como se verá más adelante, cuando se desea conocer el signo de una realimentación, bastará que en la expresión de la ganancia del lazo G_L :

- se eliminen, si hubiera, las expresiones de "s" debidas a las singularidades en el origen (polos y ceros en el origen),
- se verifique el signo resultante para $s = 0$.

A partir de la definición anterior de signo de una realimentación, obsérvense las distintas situaciones que se pueden plantear, siempre suponiendo el análisis en corriente continua:

- a) *La realimentación es negativa, o sea que el signo de la Ganancia del Lazo G_L es negativo:* En este caso, el denominador de la Transmitancia T dada por la ecuación $[1 - G_L]$, resultará en un número positivo y mayor que uno. Como consecuencia, uno de los efectos de la realimentación negativa (entre otros) será, en la expresión final de T , el de **reducir el valor de la Transmitancia del Camino Directo T_{cd} .**
- b) *La realimentación es positiva, pero el valor de la Ganancia del Lazo G_L es menor que uno:* En este caso el valor del denominador de la Transmitancia T dado por la ecuación $(1 - G_L)$, resultará mayor que cero pero menor que uno. Como consecuencia, uno de los efectos de la realimentación positiva será, en la expresión final de T , el de **aumentar el valor de la Transmitancia del Camino Directo T_{cd} .**
- c) *La realimentación es positiva, pero el valor de la Ganancia del Lazo G_L es igual a uno:* En este caso, el denominador de la Transmitancia T dado por la ecuación $(1 - G_L)$ será igual a cero, lo que se interpreta como de inestabilidad al quedar el valor final teórico de la *Transmitancia T del sistema igual a infinito.*
- d) *La realimentación es positiva, pero el valor de G_L es mayor que uno:* Esta situación no tiene una interpretación física en el terreno de la teoría lineal para los circuitos reales. Solo se considera que el sistema resulta inestable pues se interpreta como que la señal de retorno en el extremo α del lazo de realimentación aumenta indefinidamente en el tiempo, con respecto a la de origen α' .

Quede bien en claro que esta interpretación física del signo de una realimentación desarrollada hasta aquí es válida **en el campo de las señales de corriente continua**. La misma, aunque no sea exhaustiva, sirve para entender el fenómeno de la realimentación en los sistemas lineales. Para un análisis más completo de la estabilidad se utiliza el Criterio de Nyquist, tal como se verá más adelante.

También es importante dejar claramente establecido que la realimentación positiva, si bien es cierto que puede llevar más fácilmente a los sistemas a que sean inestables tal como se vio en los puntos c) y d) anteriores, *no quiere decir que necesariamente resulte en una condición de inestabilidad*, sino que el sistema puede ser estable tal como se indica en el punto b). Más aún, en los sistemas analógicos suelen encontrarse circuitos o sistemas que utilizando realimentación positiva consiguen características importantes que con la realimentación negativa es difícil de obtener. Un ejemplo es el circuito analizado en el punto 2.6.4 del capítulo anterior.

3.3 Modos de realimentación

Se denomina modo de realimentación a la forma en que la señal que se realimenta es reintroducida en el circuito.

Existen dos formas básicas de realimentar, ambas coincidentes con las leyes elementales de Kirchhoff, a saber:

- en una malla de tensión o modo serie, o
- en un nodo de corriente o modo paralelo.

El *modo serie* de realimentar se esquematiza en la figura (3.2) donde se muestra la malla de tensiones en serie que se forma con las señales de entrada o de información v_g , de realimentación v_r y la de diferencia o error v_d .

Recordando que la operación matemática de comparar es la resta, se observa que la malla de Kirchhoff es precisamente el comparador buscado, pues se puede escribir que:

$$\begin{aligned} v_g &= v_r + v_d \\ \text{luego} & \quad (3.1) \\ v_d &= v_g - v_r \end{aligned}$$

O sea que la señal de error v_d que continúa con el flujo de señal del camino directo es la que resulta de comparar la señal incidente v_g con la de realimentación v_r .

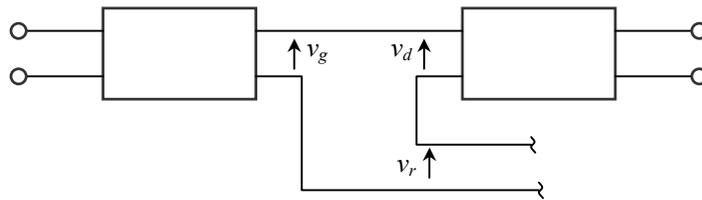


Fig. 3.2: Forma esquemática de representación de realimentación modo serie.
 v_g = tensión de entrada o de la información, v_r = tensión de realimentación,
 v_d = tensión diferencia ($v_g - v_r$).

Un ejemplo conocido de este modo de realimentación serie es el del circuito no inversor de un amplificador operacional como el de la figura (3.3).

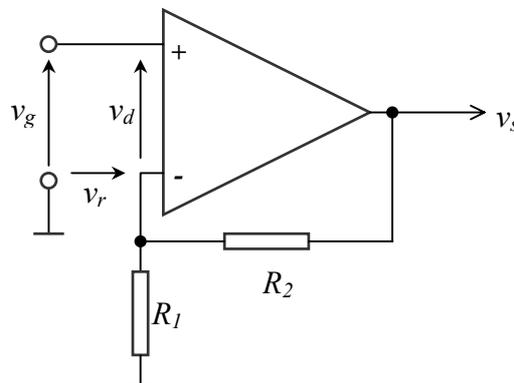


Fig. 3.3: Modo serie de realimentar un amplificador operacional.

En efecto, suponiendo por simplicidad un *A.O.* ideal al que se toma como generador controlado explicitado resulta:

$$v_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s \quad (3.2)$$

y

$$v_d = v_g - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s \quad (3.3)$$

Es frecuente encontrar en la bibliografía a este modo, figurando como *de tensión*, debido a que se comparan tensiones en una malla serie de Kirchhoff. Sin embargo, el autor estima que la denominación *serie* es la más apropiada pues evitará posibles confusiones cuando se analicen los tipos de realimentación más adelante.

Análogamente a lo comentado para el modo serie, el modo paralelo de realimentación, se presenta en un nodo de Kirchoff tal cual lo esquematiza la figura (3.4).

En efecto, la corriente resultante diferencia o error i_d que entra al bloque siguiente, es la diferencia entre la corriente de la señal de entrada i_g y la de realimentación i_r .

$$i_d = i_g - i_r \quad (3.4)$$

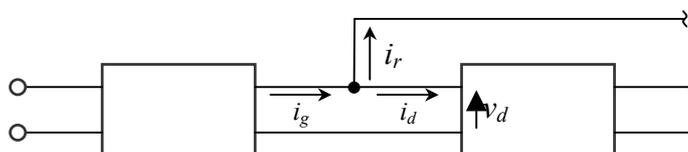


Fig. 3.4: Forma esquemática de representar la realimentación modo paralelo. i_g = corriente de entrada o de información; i_r = corriente de realimentación; i_d = corriente diferencia ($i_g - i_r$).

El ejemplo más común es el de la figura (3.5 a) de un amplificador operacional ideal en configuración inversora, donde el nodo de realimentación es el punto A .

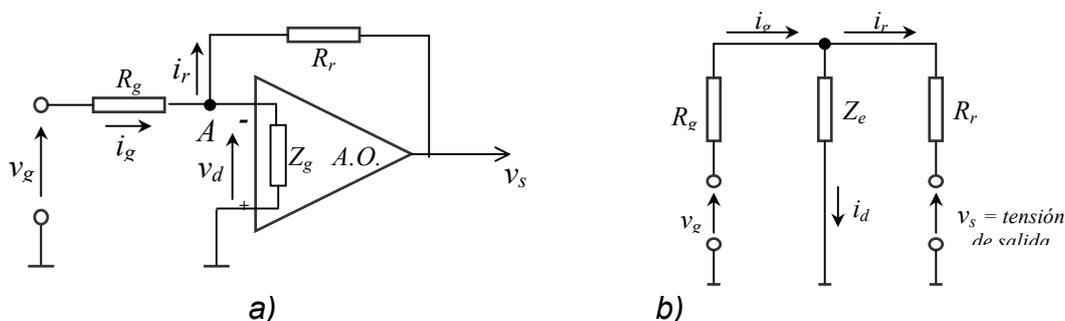


Fig. 3.5: a) Modo paralelo de realimentar un amplificador operacional. b) Esquema de realimentación del modo paralelo para ilustrar el origen de su nombre.

El nombre de modo paralelo proviene de suponer un esquema circuital de realimentación dibujado en la forma de la figura (3.5 b), que si bien no es muy feliz, permite proporcionar un nombre al modo de realimentación en contraposición al modo serie visto anteriormente.

También en la bibliografía se lo conoce como modo de corriente debido a las señales que se manejan, pero por razones de claridad en el presente texto adoptaremos en adelante el término de *modo paralelo*.

3.4 Tipos de realimentación

Se denomina tipo de realimentación a la información que se desea realimentar, es decir, si aquella es proporcional a una tensión o a una corriente determinada. Por lo tanto, tenemos así los dos tipos de realimentación a saber: a) de tensión y b) de corriente respectivamente.

Se llama *tipo tensión* cuando la información a realimentar es proporcional a alguna tensión del circuito. En la figura (3.6) aparecen tres circuitos con realimentación *tipo tensión* donde la señal a realimentar es precisamente la tensión de salida.

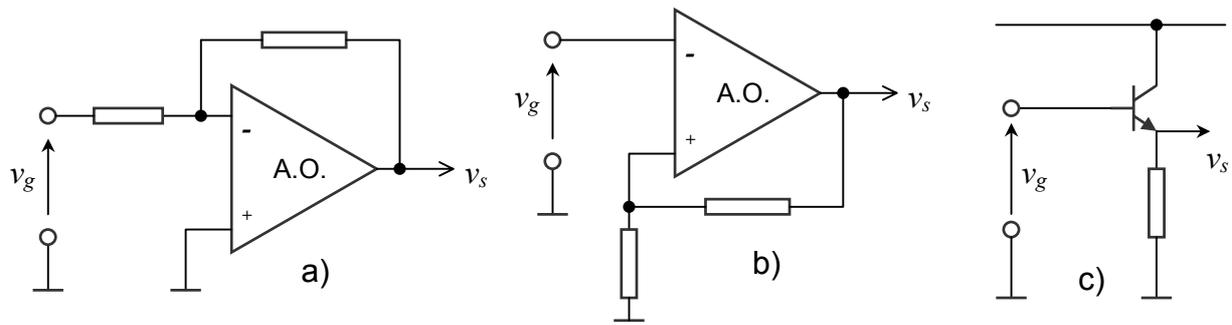


Fig. 3.6: Circuitos de realimentación tipo tensión:
a) Amplificador inversor; b) Amplificador no inversor; c) Seguidor emisor.

Análogamente se llama *tipo corriente* cuando la señal a realimentar es proporcional a una corriente determinada. La figura (3.7) muestra dos circuitos típicos.

Conviene aquí, sin embargo, hacer algunos comentarios para aclarar aún más los conceptos anteriores.

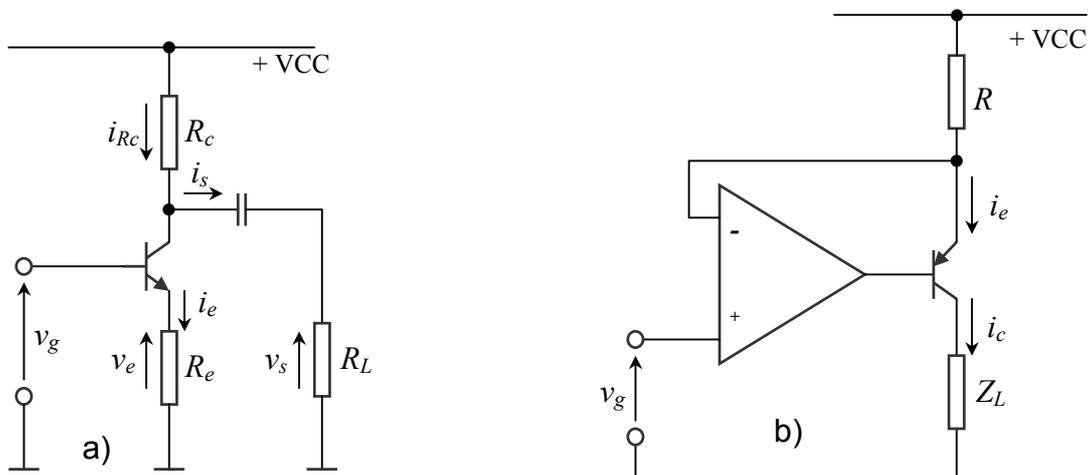


Fig. 3.7: Circuitos de realimentación tipo corriente:
a) Circuito con resistencia en emisor; b) Fuente controlada de corriente unipolar.

El circuito de la figura (3.7.a) ejemplifica una realimentación conocida como de corriente. En este caso, el proceso de la realimentación es algo más complicado.

Obsérvese que la tensión de realimentación es v_e , la que es usada para compararla con la señal de entrada v_g en un modo serie. Esta tensión de realimentación v_e se genera sobre el resistor R_e y en consecuencia resulta proporcional a la corriente de emisor i_e . Si se supone que la ganancia de corriente base a masa del transistor es prácticamente igual a uno, la corriente de emisor i_e resultará igual a la corriente de colector i_c . Como consecuencia, los tres razonamientos siguientes resultan de *igual valor*:

- La realimentación es tipo tensión, siendo la información de tensión realimentada la de emisor v_e .
- La realimentación es tipo corriente, siendo la información de corriente realimentada la de emisor i_e .
- La realimentación es tipo corriente, siendo la información de corriente realimentada la de colector i_c .

Lo que no puede afirmarse, es que la realimentación sea proporcional ni a la corriente de salida i_s , ni a la corriente que circula por el resistor de colector R_c , pues el valor de ellas dependerá de la carga R_L que pueda tener el circuito.

Como consecuencia de lo anterior, quede bien en claro que cuando se habla de tipos de realimentación, debe siempre dejarse aclarado cual es la señal de información que se realimenta.

En el otro ejemplo, la figura (3.7.b) se muestra el esquema de una fuente controlada de corriente continua, donde se observa que la señal de realimentación es la tensión de emisor del transistor en una configuración modo serie de realimentación a la entrada del circuito, de forma parecida a la de figura (3.7.a). En este caso, la corriente de colector i_c que circulará en su totalidad por la carga Z_L será la misma que la corriente de emisor i_e , si se considera que la ganancia de corriente de base común del transistor es prácticamente uno. Por lo tanto, los tres razonamientos siguientes resultan de *igual valor*:

- d) La realimentación es tipo tensión, siendo la información de tensión realimentada la de emisor v_e .
- e) La realimentación es tipo corriente, siendo la información de corriente realimentada la de emisor i_e .
- f) La realimentación es tipo corriente, siendo la información de corriente realimentada la corriente de colector i_c .

3.5 Efectos producidos por los modos de realimentación en los circuitos

Toda vez que en un circuito circule por un determinado punto la información de realimentación de uno o más lazos, se producirán modificaciones que harán que ciertas características propias de dicho punto se vean modificadas en su comportamiento. Los casos más conocidos son las modificaciones de ganancias e impedancias.

En particular, en lo que resta de este capítulo, se tratarán solo los efectos:

- a) que la realimentación produce en la estabilización de transmitancias,
- b) que se producen debido a los tipos y modos de realimentación.

Se ha preferido analizarlos separadamente para los casos de las realimentaciones negativas y positivas, por razones de claridad en la presentación.

3.5.1 Efectos producidos por la realimentación negativa

3.5.1.1 Estabilización de transmitancias

En el capítulo 2 se ha mostrado con ejemplos que uno de los beneficios de la realimentación negativa es estabilizar el valor de la transmitancia T del circuito, es decir, conseguir que no dependa o dependa poco de los elementos activos que la componen y sí lo haga fundamentalmente de los elementos pasivos (resistencias, capacidades, etc.) exteriores a los dispositivos activos.

Como ejemplo, para el caso del circuito no inversor de la figura (2.3) que se repite en figura (3.8), en el capítulo 2, punto 2.5, incisos h) e i) se explicaron claramente cuales son los efectos que la realimentación negativa produce cuando el modulo de la ganancia del lazo G_L es suficientemente elevado.

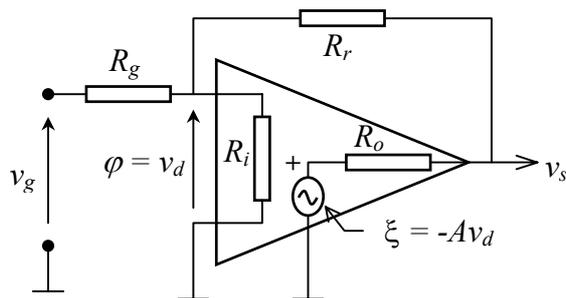


Figura 3.8: Circuito del amplificador inversor de figura 2.3

Obsérvese que las imperfecciones del Amplificador Operacional (impedancia de salida R_o distinta de cero e impedancia de entrada R_i distinta de infinito) aparecen en la expresión (2.17) de la transmitancia T (la que se repite a continuación)

$$T = \frac{v_s}{v_g} = \frac{\frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} (-A) \frac{R_r + R_g \parallel R_i}{R_o + R_r + R_g \parallel R_i}}{1 - (-A) \left(\frac{R_g \parallel R_i}{R_g \parallel R_i + R_r + R_o} \right)} + \frac{R_o}{R_o + R_r} \frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} \quad (3.5)$$

Pero cuando la Ganancia del Lazo G_L es suficientemente más grande que uno, tal como se ve a continuación, desaparecen estas imperfecciones del valor final de la expresión de la transmitancia T .

$$T|_{G_L \rightarrow \infty} = \frac{\frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} \frac{R_r + R_g \parallel R_i}{R_o + R_r + R_g \parallel R_i}}{\left(\frac{R_g \parallel R_i}{R_g \parallel R_i + R_r + R_o} \right)} + \frac{R_o}{R_o + R_r} \frac{(R_r + R_o) \parallel R_i}{R_g + (R_r + R_o) \parallel R_i} = -\frac{R_r}{R} \quad (3.6)$$

En consecuencia, el valor de la Transmitancia T dependerá solamente de los parámetros exteriores pasivos R_r y R_g .

Quede bien en claro que, tal como se vio en el capítulo anterior, este beneficio se consigue solo cuando la Ganancia del Lazo G_L es suficientemente elevada, es decir que en el denominador de la transmitancia T , se puede simplificar el número 1 frente al valor de la Ganancia del lazo G_L , lo que lleva finalmente a que el valor de la misma no dependa de los parámetros variables R_i y R_o del Amplificador Operacional.

Otra forma de ver como el circuito trabaja para obtener este efecto estabilizante, está íntimamente ligada al *modo de realimentación*.

Pero al mismo tiempo, el modo de realimentación, al modificar características del circuito, genera otras propiedades entre las que se encuentran las conocidas como *cortocircuito virtual* y *circuito abierto virtual*.

En el estudio de estas características y en los ejemplos que siguen, se podrá apreciar también el efecto estabilizante ligado al modo de realimentación,

Estas características se analizan a continuación.

3.5.1.2 Cortocircuito virtual o tierra virtual

Para analizar el “*cortocircuito virtual*” de una realimentación negativa modo paralelo, se utiliza sin pérdida de generalidad como referencia a la figura 3.5 y que se repite en figura 3.9. En ella debe interpretarse que el amplificador controlado que se dibuja no es necesariamente un amplificador operacional, sino que puede ser cualquier amplificador que tenga una impedancia de entrada Z_g y ganancia A .

Entonces resulta fácil demostrar que en toda realimentación negativa modo paralelo, la tensión v_d de entrada al amplificador tiende a cero cuando el valor absoluto de la *ganancia del lazo* G_L tiende a infinito. De allí surge el conocido el término de *tierra virtual* para el nodo A de *realimentación en paralelo*.

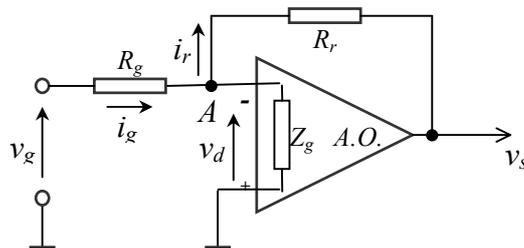


Fig. 3.9: Modo paralelo de realimentar un amplificador operacional

Para ello, se calcula la transmitancia intermedia T entre la tensión v_d en el nodo A y tierra con respecto a la tensión de entrada v_g :

a) Se adopta como generador controlado explicitado al generador controlado equivalente del Amplificador (Obsérvese que si bien la señal del camino directo T_{cd1} no pasa por el generador controlado propiamente dicho del amplificador esquematizado dentro del triángulo, sin embargo forma parte del conjunto del generador controlado explicitado determinado por dicho triángulo, porque influye en la señal de control φ que se desarrolla sobre la impedancia Z_g en el punto A . Recordar el esquema de la figura 2.2).

b) Transmitancia del camino directo T_{cd1} (en este caso, camino que recorre la señal de entrada v_g hasta el punto A . Equivale a calcular cual es la señal de control φ en el esquema de la figura 2.2, o sea el tramo e de la misma figura):

$$T_{cd1} = \frac{R_r \parallel Z_g}{R_g + R_r \parallel Z_g} \quad (3.7)$$

c) Ganancia del lazo y Transmitancia del camino de fuga:

$$G_L = -A \frac{R_g \parallel Z_g}{R_r + R_g \parallel Z_g} \quad (3.8)$$

$$T_{cf} = 0$$

(porque si se hace referencia al esquema de la figura 2.2, puede observarse que v_g es solo un valor intermedio del camino directo total T_{cd} y que el camino de fuga del sistema T_{cf} es igual a cero)

d) y la Transmitancia T :

$$\frac{v_d}{v_g} = \frac{T_{cd1}}{1 - G_L} = \frac{\frac{R_r \parallel Z_g}{R_g + R_r \parallel Z_g}}{1 - \left(-A \frac{R_g \parallel Z_g}{R_r + R_g \parallel Z_g} \right)} \quad (3.9)$$

de donde se puede observar claramente que si el valor absoluto de la ganancia del lazo G_L tiende a infinito, v_d tiende a cero.

Esta circunstancia permite decir que:

- 1) En toda realimentación negativa *modo paralelo* con ganancia del lazo G_L suficientemente elevada en valor absoluto, el nodo de comparación de *Kirchhoff* tenderá a un *cortocircuito virtual*, pues v_d tiende a cero. La calidad de esta tierra virtual mejora, a medida que dicha ganancia del lazo aumenta en valor absoluto.
- 2) El término de *virtual surge* porque si bien la tensión v_d tiende a cero, no existe en realidad ninguna conexión física de cortocircuito del nodo A a masa.
- 3) Obsérvese que para la Ganancia del lazo G_L elevada en valor absoluto, la impedancia de entrada Z_g que pueda tener el amplificador no resulta importante como carga para el nodo A porque por la misma no podrá circular corriente en la medida que v_d tienda a cero, independizándose el funcionamiento del circuito del efecto de una impedancia de entrada finita.
- 4) Como consecuencia de ello, toda la corriente i_g de entrada circulará prácticamente por la rama de realimentación. Entonces, para Ganancia del Lazo G_L elevada en valor absoluto resultará que la corriente de entrada es aproximadamente igual a la de realimentación, es decir, que:

$$i_g \approx i_r \quad (3.10)$$

- 5) Por lo tanto, lo anterior significa que el efecto primario de la realimentación negativa modo paralelo con suficientemente elevada Ganancia del Lazo G_L en valor absoluto, es el de **tender a *estabilizar la relación de las corrientes de realimentación i_r con respecto a la de entrada i_g*** tal que:

$$\lim_{|G_L| \rightarrow \infty} \frac{i_r}{i_g} = 1 \quad (3.11)$$

Esta serie de circunstancias enunciadas más arriba permiten efectuar rápidos cálculos de transmitancias en circuitos con un considerable ahorro de esfuerzo.

Como ejemplo, para el circuito de la figura (2.9 a) que se repite en figura (3.10), si se desea estudiar la ganancia de tensión v_s/v_g , se puede escribir:

- a) Signo de la Realimentación: negativo

- b) Modo de realimentación: paralelo, con elevada Ganancia del Lazo G_L de realimentación.
- c) $v_d \rightarrow 0$
- d) $i_g \approx i_r$
- e) $i_g = v_g/R_g$ pues $v_d \approx 0$
- f) $v_e \approx -i_r R_r$ pues $v_d \approx 0$
- g) $i_e \approx v_e/R_e \approx i_c$
- h) $v_s = -i_c R_L$

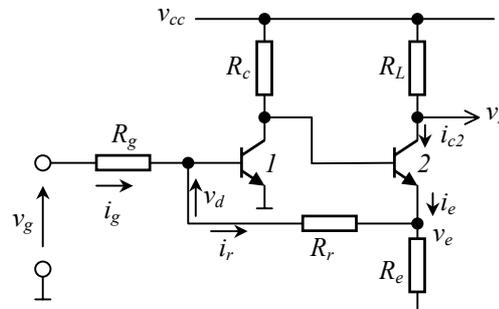


Figura 3.10: Amplificador de pulsos de figura 2.9 a)

Finalmente, operando con las ecuaciones e) a h) resulta:

$$T = \frac{v_s}{v_g} \approx \frac{R_L R_r}{R_g R_e} \quad (3.12)$$

Como puede apreciarse, utilizando los criterios enunciados más arriba, el valor final es idéntico al de la ecuación 2.25, pero con un cálculo directo y fácil. Además permite visualizar cuales son los elementos pasivos que participan directamente en la estabilización de la ganancia (R_g , R_r , R_e y R_L en este caso) independizándose el valor final de la Transmitancia T de los parámetros cambiantes de los transistores y de R_c (Obsérvese sin embargo que R_c debe ser lo más grande posible para que la ganancia del lazo G_L también lo sea).

Como ejercicio el lector puede calcular la transmitancia del circuito de la figura 3.8 siguiendo el mismo criterio.

3.5.1.3 Circuito abierto virtual

Con referencia a la figura 3.2, se puede demostrar que la realimentación negativa modo serie presenta la propiedad de simular un circuito abierto virtual dentro de la malla de realimentación de *Kirchhoff*, para ganancias de lazo elevadas en valor absoluto.

En efecto, se toma como ejemplo y sin pérdida de generalidad al circuito amplificador no inversor de figura 3.11. En ella debe interpretarse que el amplificador controlado explicitado que se considera dentro del dibujo del triángulo, no necesariamente es el de un amplificador operacional, sino que puede ser cualquier amplificador que tenga una impedancia de entrada Z_i y ganancia A .

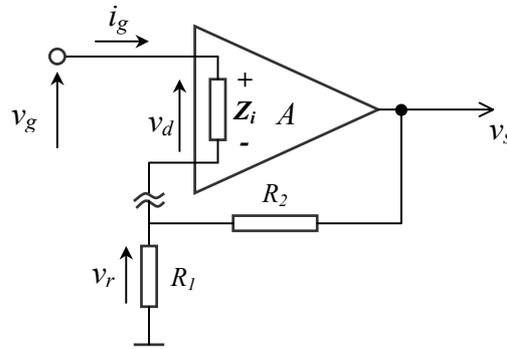


Fig. 3.11: Efecto del circuito abierto virtual en realimentación modo serie.

Se calcula a continuación la transmitancia T_{cd1} entre la corriente de entrada i_g a la malla de Kirchhoff con respecto a la tensión de entrada v_g .

Se tiene entonces:

- Como generador controlado explicitado: Al generador controlado explicitado equivalente dentro del triángulo dibujado, pues cumple con las condiciones de que las señales del camino directo T_{cd1} y de realimentación pasan por él. (Obsérvese, al igual que en el caso de la figura 3.9, que si bien la señal del camino directo dado por i_g no pasa exactamente por el generador propiamente dicho del amplificador esquematizado dentro del triángulo, sin embargo forma parte del conjunto del generador controlado explicitado determinado por dicho triángulo, porque influye en la señal de control φ que se desarrolla sobre la impedancia Z_i . Recordar el esquema de la figura 2.2).
- Que la transmitancia del camino directo T_{cd1} o sea la relación entre la corriente de entrada i_g y la tensión de entrada v_g , cuando el lazo está abierto es:

$$T_{cd1} = \frac{1}{Z_i + R_1 \parallel R_2} \quad (3.13 a)$$

- Que la Ganancia del Lazo G_L y la Transmitancia del camino de fuga T_{cf} es:

$$G_L = -A \frac{R_1 \parallel Z_i}{R_1 \parallel Z_i + R_2}$$

$$T_{cf} = 0 \quad (3.13 b)$$

(porque si se hace referencia al esquema de la figura 2.2, puede observarse que i_g es solo un valor intermedio del camino directo total T_{cd} y que el camino de fuga del sistema T_{cf} es igual a cero)

- y la Transmitancia T :

$$\frac{i_g}{v_g} = \frac{1}{Z_i + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{1}{1 - \left[-A \frac{R_1 \parallel Z_i}{R_1 \parallel Z_i + R_2} \right]} \quad (3.14)$$

Se observa claramente que i_g tiende a cero para el valor absoluto de G_L tendiendo a infinito.

Ello permite observar que:

- 1) En toda realimentación negativa modo serie con Ganancia de lazo G_L suficientemente elevada en valor absoluto, la corriente de entrada i_g tiende a cero.
- 2) La tensión de entrada al amplificador operacional $v_d = i_g Z_i$ tenderá a cero pues i_g tiende a cero.
- 3) Como consecuencia de ello, si $|G_L| \rightarrow \infty$, el valor de la impedancia de entrada del amplificador operacional no resultará importante, pues por ella no circulará corriente, independizándose así el resto del circuito del efecto de la impedancia de entrada no infinita del amplificador operacional real.
- 4) Si la corriente de entrada i_g tiende a cero, significa que no circula ninguna corriente desde la entrada v_g hacia la malla de realimentación, o sea existe un circuito abierto virtual entre la red de realimentación con el resto de la malla de realimentación de *Kirchhoff*, indicado por el dibujo \approx en la figura 3.11.
- 5) Lo anterior significa que para ganancia del lazo suficientemente elevada en valor absoluto, la tensión de entrada v_g a la *malla de Kirchhoff* de realimentación negativa modo serie es prácticamente igual a la tensión de realimentación v_r con la característica de que la red de realimentación queda virtualmente desacoplada del resto del circuito de entrada.
- 6) En consecuencia, el efecto de estabilización de ganancia de tensión que produce una realimentación negativa modo serie, es originariamente entre la tensión de entrada v_g y la de realimentación v_r , cuya relación tiende al valor unitario para ganancia del lazo G_L elevada en valor absoluto, o sea:

$$\lim_{|G_L| \rightarrow \infty} \frac{v_r}{v_g} = 1 \quad (3.15)$$

Estas circunstancias permiten efectuar rápidos cálculos de transmitancias en circuitos, con un considerable ahorro de esfuerzos.

Como ejemplo, se calculan las transmitancias de continua y variacional de la fuente controlada de corriente del circuito de la figura 3.7.b).

- a) Signo de la realimentación: negativo
- b) Modo de realimentación: serie, con alta ganancia del lazo de realimentación
- c) $v_g \approx v_e$; $V_g \approx V_e$.
- d) Si lo que interesa es el valor de corriente continua sobre la carga resulta:

$$I_e = \frac{V_{cc} - V_e}{R} \approx I_c \quad \text{por lo tanto} \quad I_c \approx \frac{V_{cc} - V_g}{R} \quad (3.16)$$

e) Si por el contrario, lo que interesa es el valor de la componente variacional de la corriente por colector será:

$$i_e = -\frac{v_e}{R} \approx i_c \quad \text{por lo tanto} \quad i_c \approx -\frac{v_g}{R} \quad (3.17)$$

Como puede apreciarse el cálculo resulta directo y fácil utilizando los criterios enunciados más arriba. Además permite visualizar cuales son los elementos pasivos que participan directamente en la estabilización de la ganancia (en este caso solo el resistor R) independizándose el valor final de la Transmitancia T de los parámetros cambiantes del amplificador operacional y del transistor.

Como ejercicio el lector puede calcular la ganancia de tensión del circuito de la figura 3.11 utilizando el mismo criterio.

3.5.2 Efectos producidos por la realimentación positiva

Cuando el sistema tiene realimentación positiva pero es estable, los modos de realimentación producen efectos contrarios a los mostrados en el punto anterior para el caso de una realimentación negativa.

La forma como trabaja una realimentación positiva puede entenderse más claramente si se la analiza para una realimentación de corriente continua.

En efecto, al ser el circuito de realimentación positiva pero estable, el módulo de la Ganancia del Lazo G_L podrá variar entre cero y uno, según lo indicado en el apartado 3.2 anterior. Por lo tanto, el valor del denominador de la transmitancia T , dado por la expresión $[1 - G_L]$ será siempre positivo, pero menor que uno.

Entonces pueden presentarse los dos casos siguientes:

- a) Para el modo paralelo: Como ejemplo, sea el circuito de figura 3.12 donde la realimentación se reintroduce por la pata + del amplificador. Téngase presente que en este caso el valor de la ganancia A del amplificador esquematizado deberá ser lo suficientemente baja como para que el valor absoluto de la Ganancia del Lazo G_L sea menor que uno.

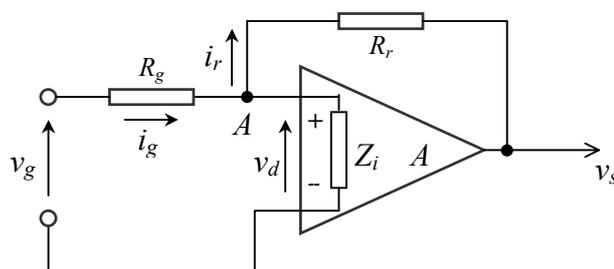


Fig. 3.12: Modo paralelo de realimentar un amplificador operacional.

El valor de la señal v_d de entrada al Amplificador Operacional estará dada entonces por la ecuación (3.18):

$$\frac{v_d}{v_g} = \frac{T_{cd1}}{1 - G_L} = \frac{\frac{R_r \parallel Z_i}{R_r \parallel Z_i + R_g}}{1 - A \frac{R_g \parallel Z_i}{R_g \parallel Z_i + R_r}} \quad (3.18)$$

Obsérvese en consecuencia que el valor de v_d aumentará (tendiendo a infinito) a medida que el módulo de la Ganancia del Lazo G_L tienda a uno, a diferencia del caso de la realimentación negativa, en la cual v_d tiende a cero cuando el módulo de G_L tiende a infinito.

Como consecuencia, *el efecto del cortocircuito virtual indicado en la figura 3.9 desaparece.*

- b) Para el modo serie: En este caso, se toma como ejemplo, sin pérdida de generalidad, la figura (3.13). Téngase presente que en este caso el valor de A deberá ser lo suficientemente bajo como para que G_L sea menor que uno.

El valor de la corriente de entrada i_g estará dado por la expresión (3.19)

$$\frac{i_g}{v_g} = \frac{1}{Z_i + R_1 \parallel R_2} \frac{1}{1 - \left[+ A \frac{R_1 \parallel Z_i}{R_1 \parallel Z_i + R_2} \right]} \quad (3.19)$$

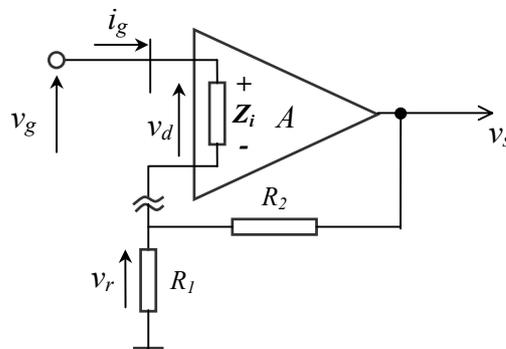


Fig. 3.13: Modo serie.

El valor de i_g aumentará (tendiendo a infinito) a medida que el módulo de G_L tienda a uno, a diferencia de la realimentación negativa, en la cual i_g tiende a cero cuando el módulo de G_L tiende a infinito.

En consecuencia, *el efecto del circuito abierto virtual indicado en la figura 9.13, desaparecerá.*

3.6 Ejemplos

3.6.1 Circuito amplificador de pulsos (figura 3.14)

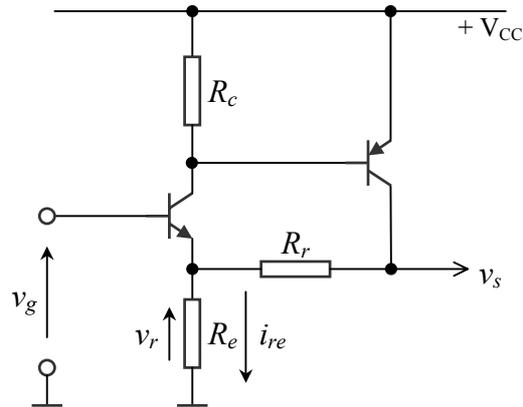


Fig. 3.14: Amplificador rápido de pulsos.

En el mismo, se supone ganancia del lazo G_L suficientemente elevada por estar formada por dos transistores amplificadores.

En consecuencia se tiene:

- **Generador controlado explicitado:** el generador controlado equivalente del segundo transistor
- **Signo de la realimentación:** negativo
- **Tipo de realimentación:** Tensión.
- **Tensión realimentada:** Tensión de salida v_s .
- **Modo de realimentación:** Serie. La malla de realimentación de Kirchhoff de comparación está formada por la tensión de entrada v_g , la de realimentación v_r , y la tensión base-emisor del primer transistor como tensión de comparación v_d .
- **Cálculo de la transmitancia:** Si se supone que los dos transistores proporcionan ganancia suficientemente elevada para el lazo de realimentación, se tendrá:

$$a) v_g \approx v_r$$

$$b) i_{R_e} = \frac{v_r}{R_e} = \frac{v_g}{R_e}$$

$$c) v_s \approx i_{R_e} (R_e + R_r) \approx \frac{R_e + R_r}{R_e} v_g$$

d) Por lo tanto

$$\frac{v_s}{v_g} \approx \frac{R_e + R_r}{R_e} \quad (3.20)$$

donde R_e y R_r son los elementos críticos para la estabilización de la ganancia buscada.

3.6.2 Amplificador diferencial (fig. 3.15)

La figura 3.15 muestra un amplificador de señal diferencial de entrada y de salida. Se desea conocer la transmitancia diferencial v_{sd} / v_{gd} .

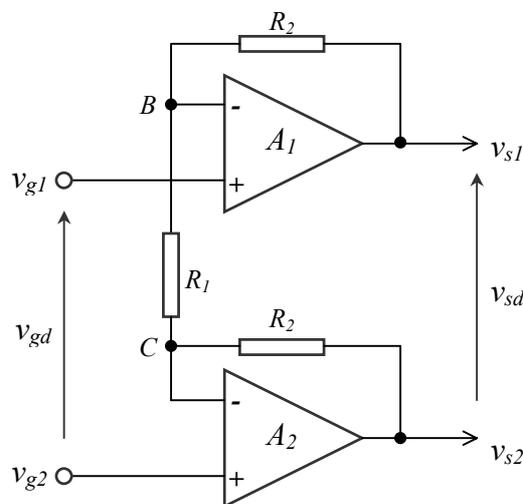


Fig. 3.15: Amplificador de señal diferencial de entrada y de salida.

Como solo se desea conocer la relación diferencial de salida con respecto a la entrada y además se trata de un circuito simétrico para ambas entrada, puede suponerse sin pérdida de generalidad que $v_{g2} = 0$ y que $v_{g1} = v_{gd}$. En estas condiciones, se calcularán las salidas v_{s1} y v_{s2} en forma independiente a saber:

- 1) El amplificador operacional A_2 con la entrada v_{g2} a masa resulta en una configuración de amplificador inversor, donde la señal de entrada es la del punto B (entrada negativa del operacional A_1). En consecuencia el punto C trabaja como una tierra virtual y su valor de tensión es igual a 0 voltios.
- 2) El amplificador operacional A_1 aparece entonces como un amplificador en configuración no inversora, con el extremo de R_1 colocado a masa en el punto C . Por lo tanto, A_1 está realimentado en modo serie existiendo una malla de Kirchhoff de realimentación a la entrada. Por el principio de circuito abierto virtual, se deduce, que la tensión en el punto B , v_B , es igual a v_{g1} . Entonces:

$$v_{s1} = v_{g1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_{gd} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

- 3) el valor de la salida v_{s2} será, por tratarse de un amplificador no inversor

$$v_{s2} = -v_B \frac{R_2}{R_1} = -v_{gd} \frac{R_2}{R_1}$$

- 4) resultando la salida diferencial

$$v_{sd} = v_{s1} - v_{s2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{gd} - \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) v_{gd} = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) v_{gd}$$

y finalmente

$$\frac{v_{sd}}{v_{gd}} = 1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \quad (3.21)$$

3.6.3 Amplificador de alta ganancia (fig. 3.16)

La figura 3.16 a) muestra un amplificador utilizado para conseguir alta ganancia con resistores de valores medios.

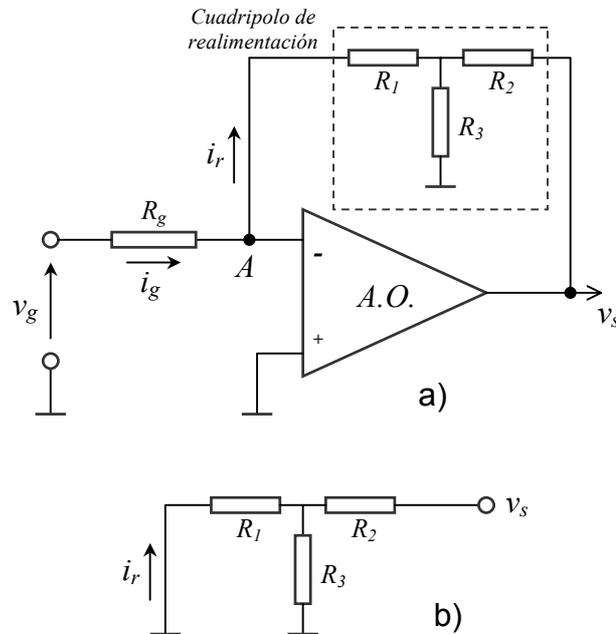


Fig. 3.16: a) Amplificador de alta ganancia. b) Circuito equivalente para calcular v_s .

En el mismo, se supone Ganancia del Lazo G_L suficientemente elevada por utilizarse un amplificador operacional.

Se tiene:

- **Signo de la realimentación:** negativo
- **Tipo de realimentación:** Tensión.
- **Tensión realimentada:** Tensión de salida a través del cuadripolo formado por R_1 , R_2 y R_3 .
- **Modo de realimentación:** Paralelo. (El nodo de realimentación es el punto A del circuito de figura 3.16.a).
- **Estabilidad de ganancia:** De corriente de realimentación i_r versus corriente de entrada i_g . Como consecuencia de ello se estabiliza la tensión de salida v_s versus la de entrada v_g .

Cálculo de la transmitancia:

a) $i_g \approx i_r$

b) $i_g \approx \frac{v_g}{R_g} \approx i_r \quad (3.22)$

- c) La corriente i_r que entra al cuadripolo de realimentación es la que genera la tensión de salida v_s , lo que equivale a decir que interesa conocer la transmi-

tancia v_s versus i_r para el nodo A en cortocircuito. Para ello se usa el circuito de la *fig. 3.16.b*).

Recordando que el nodo A presenta una tierra virtual para la corriente i_r .

$$i_r = \frac{-R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2} * \frac{1}{R_1} v_s = -\frac{R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} v_s \quad (3.23)$$

igualando (3.22) con (3.23) resulta:

$$\frac{v_s}{v_g} = -\frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_3 R_g} \quad (3.22)$$

De esta expresión se observa el porque se puede conseguir ganancias elevadas con valores medios de resistencias.

3.6.4 Amplificador de instrumentación con control lineal de realimentación

El circuito de la *figura 3.17* permite mostrar un ejemplo de cómo un mismo amplificador (el amplificador operacional N° 3 en este caso) con realimentación negativa puede trabajar en los dos modos de realimentación simultáneamente, dependiendo de cual sea la señal de entrada en el circuito de comparación.

Se supone ganancia del lazo G_L suficientemente elevada por utilizarse un amplificador operacional.

Se tiene:

- **Signo de la realimentación:** negativo para el Amplificador Operacional N° 3.
- **Tipo de realimentación:** Tensión.
- **Tensión de realimentación:** Tensión de salida v_s .
- **Modo de realimentación:**
 - a) Para la señal v_{g1} (con $v_{g2} = 0$), modo serie. La malla de *Kirchhoff* de comparación está formada por la tensión de entrada v_I , la tensión de realimentación v_2 y la tensión de comparación v_d , sobre la entrada del $A.O._3$.

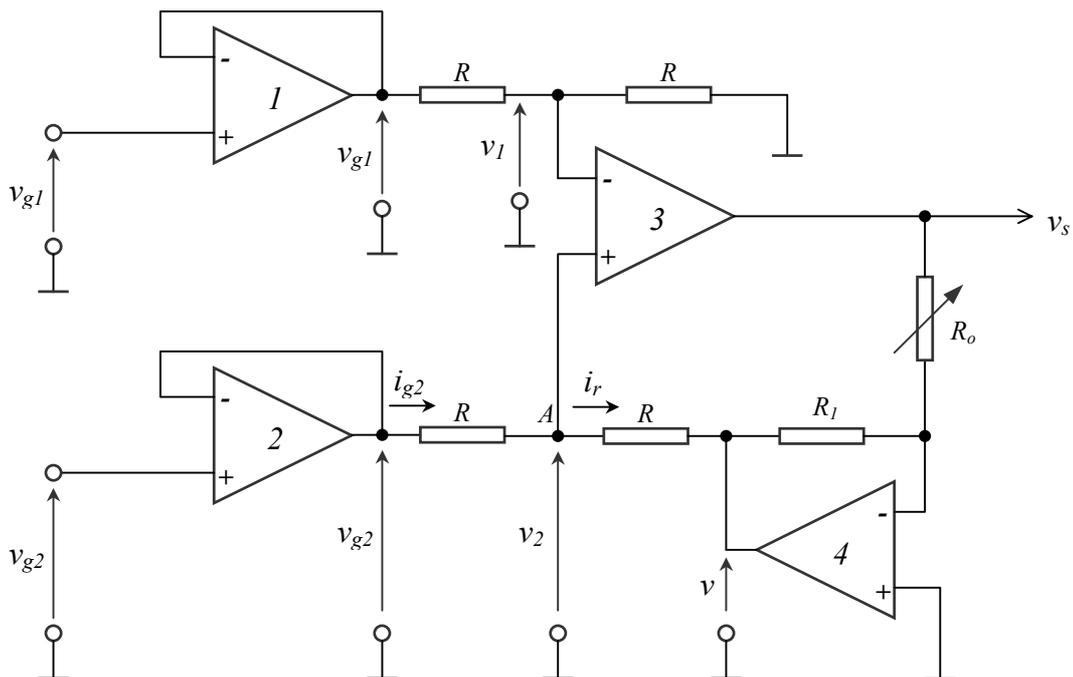


Fig. 3.17: Amplificador de instrumentación con control lineal de realimentación.

b) Para la señal v_{g2} (con $v_{g1} = 0$), modo paralelo. El nodo de Kirchhoff es el punto A , donde se comparan la corriente de entrada i_{g2} con la de realimentación i_r .

- **Cálculo de la transmitancia:** Los amplificadores operacionales uno y dos solo son de aislamiento, con ganancia unitaria. En consecuencia las señales v_{g1} y v_{g2} se producen respectivamente a la salida de los mismos, con impedancia de salida prácticamente nula.

Se tiene:

a) para señal v_{g1} (se supone $v_{g2} = 0$).

1) $v_1 = \frac{1}{2} v_{g1}$

2) $v_2 \approx v_1$

3) Como $v_{g2} \approx 0$, el extremo del resistor R a la salida del A.O.2 está prácticamente a masa.

4) En consecuencia:

$$v \approx \frac{v_2}{R} 2R = 2v_2 \approx 2v_1 = 2 \frac{v_{g1}}{2} = v_{g1} \quad (3.23)$$

5)
$$v = -v_s \frac{R_1}{R_g} \quad (3.24)$$

Igualando (3.23) con (3.24) resulta:

6)
$$v_{g1} \approx -v_s \frac{R_1}{R_g}$$

7) Por lo tanto:

$$\frac{v_s}{v_{g1}} \approx -\frac{R_g}{R_1} \quad (3.25)$$

donde se observa el control lineal de ganancia que ejerce R_g .

b) Para la señal v_{g2} (se supone $v_{g1} = 0$).

1) $i_{g2} \approx i_r$, $v_2 = 0$ (tierra virtual)

2) $i_{g2} = \frac{v_{g2}}{R} \approx i_r$

3)
$$v \approx -i_r R = -\frac{v_{g2}}{R} R = -v_{g2} \quad (3.26)$$

4)
$$v = -v_s \frac{R_1}{R_g} \quad (3.27)$$

5) Igualando (3.26) con (3.27) se tiene:

$$-v_{g2} = -v_s \frac{R_1}{R_2} \quad (3.28)$$

6) Por lo tanto:

$$\frac{v_s}{v_{g2}} = \frac{R_g}{R_1} \quad (3.29)$$

donde también se observa el control lineal de ganancia que ejerce R_g , con signo cambiado respecto a (3.25).

Luego, de (3.25) y (3.29) es:

$$v_s = \frac{R_g}{R_l} (v_{g2} - v_{g1}) \quad (3.30)$$

Elementos críticos para la estabilización de ganancia: R_g, R_l .

Debe observarse que los cuatro resistores R deben ser lo más estables e iguales posible. Normalmente suele colocarse algún potenciómetro de ajuste.

3.6.5 Regulador de tensión

El circuito de la *figura 3.18*, muestra el regulador de tensión tipo seguidor emisor, no inversor analizado en el capítulo anterior.

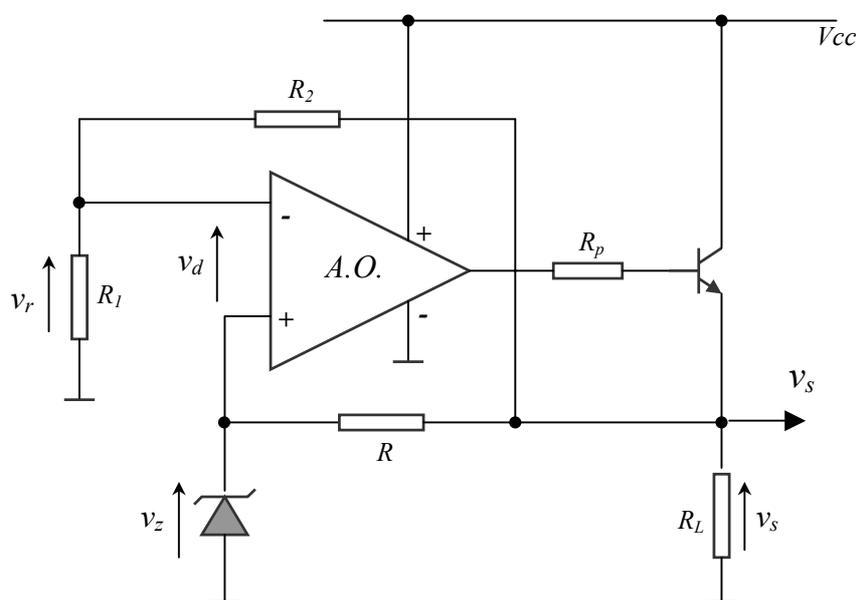


Fig. 3.18: Regulador de tensión no inversor

En el mismo, se supone ganancia del lazo G_L suficientemente elevada por utilizarse un amplificador operacional.

Para el cálculo que sigue, se considera despreciable el efecto pequeño de la realimentación positiva dada por la resistencia dinámica del diodo zenner distinta de cero.

Se tiene:

- **Generador controlado explicitado:** el del amplificador operacional
- **Signo de la realimentación:** *negativo*
- **Tipo de realimentación:** Tensión.
- **Tensión de realimentación:** Tensión de salida.
- **Modo de realimentación:** Modo serie. La malla de comparación de *Kirchhoff* está formada por la tensión de entrada v_z , la realimentación v_r , y la de diferencia v_d a la entrada del *A.O.*.
- **Cálculo de la transmitancia:**

a)
$$v_z \approx v_r \quad (3.31)$$

b)
$$v_r \approx v_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.32)$$

c) De (3.31) y (3.32) se tiene:

$$v_z \approx v_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

d) Por lo tanto:

$$\frac{v_s}{v_z} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3.33)$$

Elementos críticos para la estabilización de la tensión de salida: R_1 , R_2 , v_z .