

El Amplificador Operacional de Tensiones

1. Introducción
2. El Amplificador Operacional Ideal de Tensiones
3. No-idealidades en el Opamp
4. Circuitos con Realimentación Positiva

1. Introducción

1.1. El problema de la amplificación lineal

Ya hemos abordado el problema de la amplificación lineal de señales en capítulos anteriores. En ellos, el efecto deseado se implementaba mediante unos modelos teóricos —los amplificadores ideales— que luego tenían una cierta correlación práctica en los transistores, que pueden emplearse como amplificadores aproximadamente lineales una vez se colocan en el punto de operación adecuado. De esta forma, ya contábamos con un elemento real que podíamos emplear como amplificador de señal en nuestros circuitos; no obstante, su uso presentaba ciertos inconvenientes prácticos, debido a que la característica de un transistor es, de por sí, fuertemente no-lineal. Esto conllevaba una serie de efectos secundarios indeseables, como la aparición de armónicos, así como el que el elemento no fuese útil como amplificador lineal en un rango amplio de señales de entrada. Quedaba, por tanto, abierto el problema de encontrar un elemento real capaz de imitar con mejor fiabilidad el comportamiento de un amplificador lineal ideal. Como veremos a continuación, para obtener la característica de uno de estos amplificadores podemos utilizar una técnica, llamada *realimentación* o *feedback*, que utiliza un amplificador no-lineal para obtener de él una respuesta aproximadamente lineal. De esta forma, variamos el enfoque de esta cuestión: pasamos de cuestionarnos si es posible construir un amplificador lineal ideal a plantearnos si podemos *corregir* el comportamiento de un amplificador no-lineal, como los que ya conocemos, para obtener de él un amplificador lineal. El dispositivo que describiremos nos descubrirá cómo implementar esta corrección, y a continuación veremos su contrapartida en la práctica mediante un nuevo componente: el *amplificador operacional*.

1.2. Técnica de realimentación

Imaginemos un dispositivo que funcione como un amplificador. Para simplificar, consideraremos el esquema de la Figura 1, que representa un amplificador simple: la señal de salida es igual a una versión escalada, como representa la constante A , de la señal de entrada. Hasta el momento, todas las formas que hemos visto de conseguir un elemento como éste —de forma que existiera amplificación, es decir, que $A > 1$ — dependían de transistores, lo que implica ciertos efectos sobre la señal de salida. En particular, el amplificador es muy sensible a las condiciones ambientales, por lo que no resulta fiable, ya que no se puede asegurar que siempre amplifique en la misma medida; similarmente, aparecen efectos no-

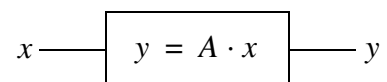


Figura 1 Esquema de un amplificador simple.

lineales sobre la salida, de forma que es más correcto decir que $y = f(A, x)$, con A un parámetro dependiente de las condiciones de trabajo del amplificador. Por otro lado, también es posible construir circuitos que nos proporcionen una amplificación A muy grande, con lo que $A \gg 1$.

Supongamos ahora que a ese elemento le interconectamos otro, en este caso un amplificador que nos devuelva una versión *atenuada* de la señal de salida y , así como un sumador para combinar la señal de entrada x y la señal de salida de este segundo amplificador tal como se detalla en la Figura 2. Estudiemos un poco este nuevo circuito. Ya que hemos impuesto que el segundo amplificador atenúe la señal, tenemos que $\beta < 1$, por lo que para su construcción podemos emplear otros elementos, como los resistores, que son mucho menos dependientes de las condiciones ambientales. Por lo tanto, tenemos que β sí se puede fijar con bastante precisión y es muy aproximadamente constante, al contrario de lo que ocurría con A . Es importante tener clara la diferencia cualitativa entre los dos amplificadores: el primero amplifica en gran medida, pero de forma poco precisa; el segundo atenúa la señal de entrada de una forma que podemos controlar con gran precisión.

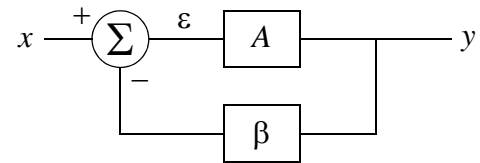


Figura 2 Esquema de un amplificador con realimentación.

Determinemos cuál es la influencia del sumador en el montaje. Como vemos, la señal procedente del segundo amplificador se *resta* a la señal de entrada x , con lo que la señal que entra en el primer amplificador la podemos expresar como $\varepsilon = x - \beta y$. Por otro lado, tenemos que $y = A\varepsilon$. Si suponemos ahora que $A \gg 1$, tenemos que, como y es finito, el equilibrio se alcanza cuando $\varepsilon \approx 0$, de dónde

$$x - \beta y = 0 \Rightarrow y = \frac{1}{\beta} \cdot x \quad (1)$$

ecuación que nos proporciona la amplificación obtenida mediante el dispositivo. Como vemos, *la amplificación que se obtiene es independiente del valor de A y sólo depende del de β* , que, como sabemos, se puede fijar con mucha precisión. Además, como $\beta < 1$, tenemos que $1/\beta > 1$, por lo que efectivamente obtenemos una versión amplificada —en principio, ya que β se puede fijar con precisión, tanto como queramos— de la señal de entrada x . Combinamos así *lo mejor de dos mundos*: por un lado tenemos la gran capacidad de amplificación del primer amplificador y por otro la precisión y fiabilidad del segundo. El resultado de la operación que se lleva a cabo en el sumador, y que hemos denotado ε , se denomina *señal de error*, ya que el equilibrio se alcanza cuando ε se anula.

Esta técnica, que se basa en la existencia de un flujo de información desde la salida de un elemento hasta su propia entrada, recibe el nombre de *realimentación* o, en inglés, *feedback*. En general, podemos decir que la realimentación está presente en todo caso en el que, para generar una cierta salida, se tienen en cuenta los efectos que tuvieron las salidas anteriores; los dispositivos basados en esta filosofía se *autocorrigen* hasta alcanzar un nivel óptimo de funcionamiento. Aunque el ejemplo que acabamos de ver es ya bastante útil, es un error pensar que la realimentación se emplea tan sólo en Electrónica: por ejemplo, en Biología son mecanismos de este tipo los que regulan la presencia en la sangre de las hormonas. Del mismo modo, el uso de las opiniones de los lectores por parte del redactor jefe de un periódico para adaptarse a lo que éstos quieren leer es otro ejemplo de realimentación, y, en general, todos aquellos dispositivos u organismos que presentan alguna clase de aprendizaje emplean la realimentación para evaluar el resultado de sus acciones y determinar si éstas han sido las correctas o no.

1.3. Realimentación negativa y positiva

Si examinamos con más detenimiento el circuito de la Figura 2, observamos un detalle importante: la señal correctora, que procede de la señal de salida del amplificador principal, se *resta* a la señal de entrada del dispositivo. Este comportamiento es fácil de explicar intuitivamente, suponiendo que la señal de error tiende a contrarrestar la procedente del amplificador principal. De esta forma, si la salida de éste es muy grande, la señal de error se hace negativa y la corriente se estabiliza. Esta técnica recibe el nombre de *realimentación negativa*, ya que la información procedente de la salida se resta a la entrada, y es útil para situaciones en las que es necesario controlar el crecimiento de una señal.

Otra posibilidad consiste en *sumar* la señal obtenida a la señal de error en vez de restarla, lo que se consigue con un pequeño cambio como el que se detalla en la Figura 3. La realimentación que se emplea en este dispositivo es ahora *realimentación positiva* y, en aparatos ideales, no es demasiado útil, como veremos a continuación. De forma intuitiva, lo que ocurre con la señal de salida y es que cada vez

va creciendo más y más, ya que el lazo de realimentación tiende a hacer que ε crezca sin control: la aparición de una señal en la salida hace que se sume un cierto factor a la entrada debido al segundo amplificador, lo que incrementa el nivel de la señal de salida, lo que a su vez vuelve a hacer mayor el valor de ε , cerrándose así un círculo vicioso que lleva a infinito el nivel medido en y .

La realimentación positiva no es útil para construir amplificadores, pero tiene otras aplicaciones prácticas, en especial combinada con algunas no-idealidades de los amplificadores reales. En próximas secciones veremos cómo podemos emplear este efecto para construir memorias, generadores de señal y algunos otros circuitos más.

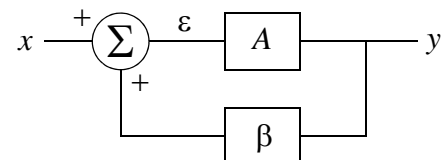


Figura 3 Amplificador con realimentación positiva.

2. El Amplificador Operacional Ideal de Tensiones

2.1. Terminales y simbología

Un *amplificador operacional*, *ampop* u *opamp*, cuyo símbolo se puede encontrar en la Figura 4, es un componente de cinco terminales. Dos de ellos —no representados en la figura— son de alimentación y provienen de las tensiones de polarización adecuadas al dispositivo. Los otros tres reciben el nombre de *entrada inversora* (la marcada con un signo menos), *entrada no inversora* (la marcada con un signo más) y *salida*. Como vemos en el esquema, para que la

descripción del estado de un amplificador operacional estuviese completa, habría que añadir aún otro terminal que sirviera de tierra o referencia de tensiones; sin embargo, en condiciones normales simplemente se representan las dos entradas y la salida del opamp y suponemos que la tensión de polarización y la referencia de tierra están ya correctamente proporcionadas.

Internamente un opamp está formado por transistores, variando desde aproximadamente 15 en los modelos más sencillos hasta varias decenas en los más complicados. Los más usuales tienen entre 30 ó 40 transistores y se pueden encontrar en el mercado en la forma de circuitos integrados.

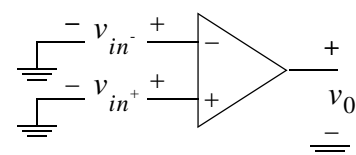


Figura 4 Amplificador operacional. Junto a los terminales detallados, existen otros dos de alimentación que llevan el dispositivo a su punto de operación.

2.2. El Opamp ideal de tensiones

Existen varios tipos de amplificador operacional, pero nosotros nos centraremos de momento en el tipo más común, el *amplificador operacional ideal de tensiones*, que se simboliza como hemos visto anteriormente. Las características ideales de este elemento son las siguientes:

- La impedancia de entrada de un opamp ideal de tensiones es infinita. Esto implica que las intensidades que circulan por las entradas, i_{in-} e i_{in+} , son nulas;
- La tensión de salida, v_0 , es independiente de la carga, es decir, el opamp se comporta como si su impedancia de salida fuese nula, lo que es característico de una fuente de tensión;
- Definiendo $v_a = v_{in+} - v_{in-}$, se tiene que $v_0 = A_0 \cdot v_a$ con $A_0 \rightarrow \infty$, lo que implica la siguiente relación fundamental (siempre y cuando que exista realimentación negativa):

$$v_a \rightarrow 0 \Rightarrow v_{in+} = v_{in-} \quad (2)$$

2.3. Utilidad del Opamp ideal de tensiones

Una vez hemos fijado las características del amplificador operacional ideal de tensiones, pasemos a ver cuál es su utilidad práctica, que quedará puesta de relieve inmediatamente. En la Sección 1.2. describimos un dispositivo que utilizaba realimentación negativa para obtener una amplificación muy precisa. A continuación estudiaremos un circuito que es una traducción a la práctica de dicho dispositivo.

Analicemos el circuito de la Figura 5. En él vemos un opamp conectado a una fuente de tensión y unas resistencias y deseamos saber cuál es la tensión medida en v_0 ^{†1}. Para ello, tenemos en cuenta lo siguiente:

- La intensidad i es la misma en las dos ramas del circuito en las que aparece marcada, ya que la impedancia de entrada del opamp es infinita, por lo que la intensidad que atraviesa la entrada inversora es nula;
- La tensión en el nodo señalado debe ser nula, ya que, al estar la entrada no inversora conectada a tierra, tenemos que $v_{in+} = 0$, y por la ecuación (2), $v_{in-} = 0$;
- La caída de tensión en R_1 es justamente v_s , ya que la tensión pasa de ser v_s en el primero de sus extremos a ser 0 en el segundo. Según la ley de Ohm, se tiene que $i = v_s/R_1$, por lo que ya sabemos cuál es la intensidad i ;
- Del mismo modo, la caída de tensión en R_2 es $-v_0$ ^{†2}, con lo que $-v_0 = iR_2$. Sustituyendo el valor de i que antes determinamos, llegamos a la siguiente relación final:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_s \quad (3)$$

Esta relación que acabamos de obtener es la de un amplificador ideal con $A = R_2/R_1$ y que además invierte el signo de la tensión. Este montaje recibe el nombre de *amplificador inversor ideal*. Podemos encontrar claramente su paralelismo con el circuito de la Sección 1.2.: el divisor de

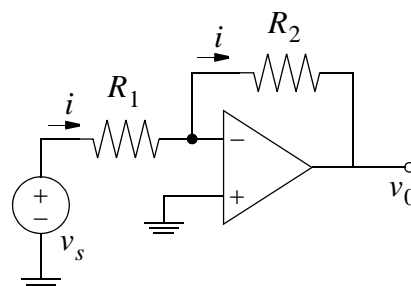


Figura 5 Amplificador inversor ideal.

¹ Recordemos que la salida del opamp ideal se comporta, a su vez, como una fuente de tensión.

² El signo negativo proviene de que, en el sentido de la intensidad, vamos desde un nodo con tensión nula a un nodo con tensión v_0 .

tensiones que forman las resistencias hace las veces del atenuador, con $1/\beta = R_2/R_1$. El cambio de signo se produce porque la tensión aplicada, v_s , va también a la entrada inversora en lugar de a la no inversora. El lazo de realimentación hace que la amplificación sólo dependa de las características del atenuador y no de la ganancia del amplificador principal. El coeficiente que controla la amplificación, β , es un cociente de resistencias, por lo que su valor se puede determinar fácilmente con precisión y fiabilidad. De esta forma, tenemos un circuito que amplifica, prácticamente a voluntad, cualquier señal de entrada.

Para acercarnos aún más al circuito conceptual que se describió en la Sección 1.2., es posible variar la interconexión para que la tensión aplicada, v_s , vaya a la entrada no inversora ^{†3}. El circuito que se obtiene en este caso se detalla en la Figura 6 y se puede demostrar fácilmente que se cumple

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_s \quad (4)$$

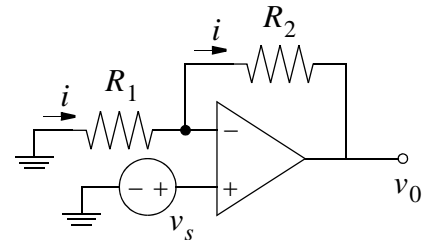


Figura 6 Amplificador no inversor ideal.

Ejercicio 1

Demuestre que en el amplificador no inversor ideal de la Figura 6 se cumple efectivamente la ecuación (4).

Procedemos de la misma forma que en el amplificador inversor ideal. En este caso, la tensión en el nodo señalado es, según la ecuación (2), v_s . De nuevo la intensidad es la misma en las dos ramas, por lo que se tiene que

$$\begin{aligned} i &= \frac{0 - v_s}{R_1} \\ i &= \frac{v_s - v_0}{R_2} \end{aligned} \quad (5)$$

Igualando la expresión de la intensidad en ambas ramas:

$$\frac{v_s}{R_1} = \frac{v_0 - v_s}{R_2} \quad (6)$$

Finalmente, despejando v_0 :

$$v_0 = \frac{R_2 v_s}{R_1} + v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_s \quad (7)$$

lo que coincide justamente con el resultado de la ecuación (4). Obsérvese que este montaje es idéntico al descrito conceptualmente con $1/\beta = 1 + R_2/R_1$, y que, en este caso, siempre se obtiene amplificación sea cual sea el cociente de las resistencias.

³ La tensión de realimentación siempre debe ir a la entrada inversora, ya que los amplificadores necesitan que la realimentación sea negativa.

2.4. Otros circuitos con el opamp ideal de tensiones

En esta sección recogeremos otros circuitos que pueden crearse mediante el uso de opamps como los arriba descritos con realimentación negativa. Este resumen no es de ningún modo completo, pero sirve para dar una idea de la amplísima variedad de aplicaciones que los opamps desempeñan de forma satisfactoria. Los esquemas a los que se hace referencia corresponden a los de la Figura 7.

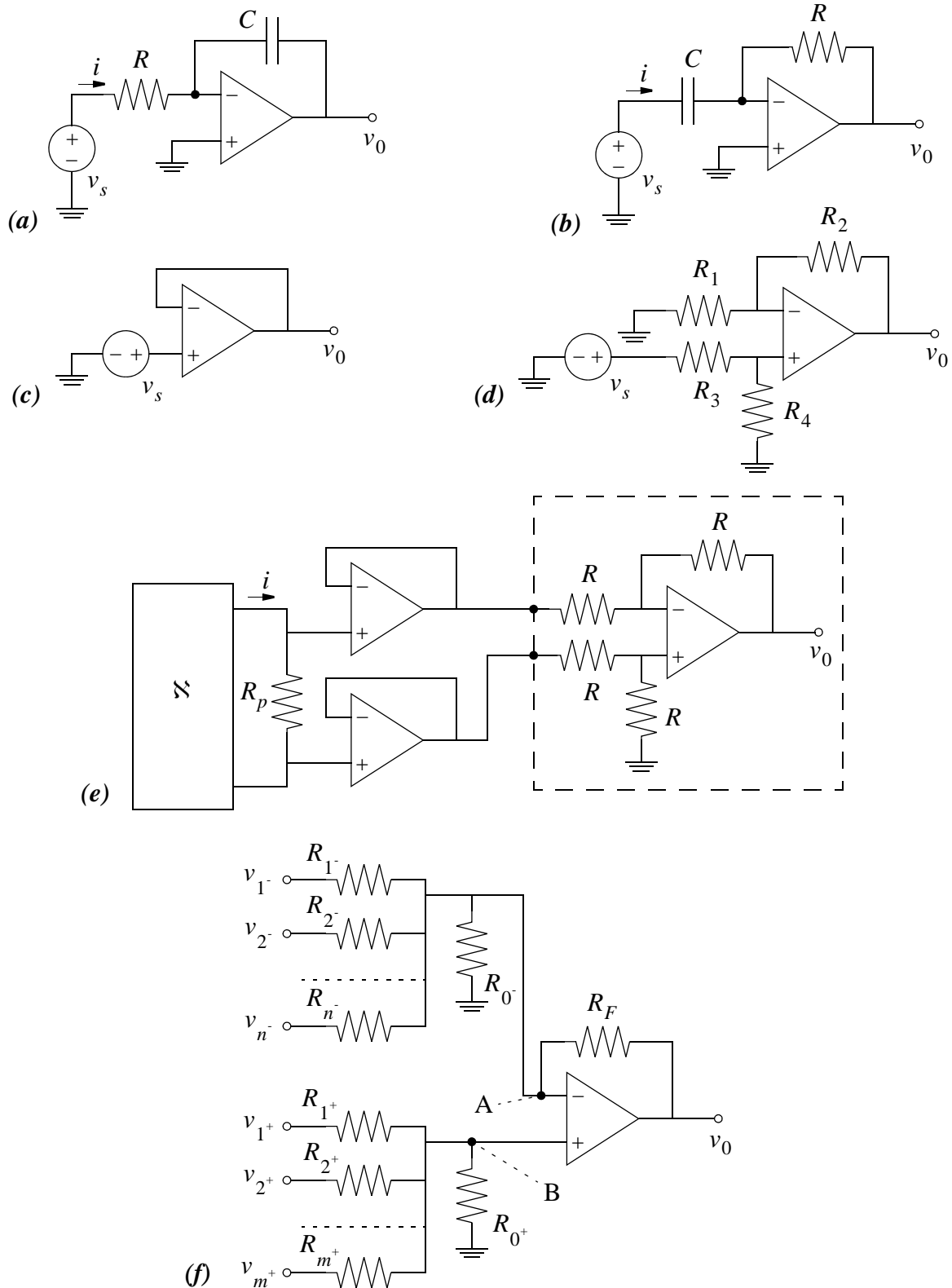


Figura 7 Algunos circuitos basados en el opamp funcionando en realimentación negativa.

Integrador inversor

Corresponde al circuito de la Figura 7a. Como la tensión en el nodo marcado es nula, la intensidad que atraviesa la resistencia y la que atraviesa el condensador coinciden:

$$\left. \begin{aligned} i_R &= \frac{v_s}{R} \\ i_C &= C \frac{d}{dt} v_c \end{aligned} \right\} \frac{v_s}{R} = C \frac{d}{dt} v_c \Rightarrow v_c(t) = v_c(0) + \frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau \quad (8)$$

Si suponemos que la carga inicial en el condensador es nula y tenemos en cuenta que $v_c = -v_0$, obtenemos finalmente que

$$v_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau \quad (9)$$

Es decir, este circuito funciona como un integrador: la tensión que se mide entre tierra y v_0 es proporcional a la integral de la señal de entrada.

Diferenciador inversor

Corresponde al circuito de la Figura 7b, que, como vemos, es muy similar al anterior pero intercambiando resistencia y condensador. Como las intensidades en resistencia y condensador coinciden, tenemos de la ley de Ohm que

$$v_0(t) = -i_C \cdot R = -RC \frac{dv_s}{dt} \quad (10)$$

Este circuito cumple el cometido opuesto al anterior: la señal de salida es proporcional a la derivada de la señal de entrada.

Buffer de tensión

Corresponde al circuito de la Figura 7c. Es igual que un amplificador no inversor con $R_1 = \infty$ y $R_2 = 0$; si recordamos la expresión de la ganancia de este amplificador, vemos que su valor es 1. Por lo tanto, la señal de salida y la de entrada coinciden: $v_0 = v_s$.

La utilidad de este dispositivo está en que la impedancia de entrada es infinita, por lo que actúa aislando los dos circuitos que separa. Estos aparatos se emplean para construir sondas.

Amplificador no inversor con divisor de tensiones

Corresponde al circuito de la Figura 7d y es una muestra de que conectando más resistencias podemos obtener relaciones de amplificación más complejas. En particular, en este caso se tiene que

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} \cdot v_s \quad (11)$$

Como vemos, con este circuito podemos tener un amplificador no inversor con cualquier ganancia, incluso si ésta es menor que 1, lo que no ocurría con el amplificador no inversor simple. En particular, podemos construir el circuito de forma que $R_1 + R_2 = R_3 + R_4$, por lo que la amplificación viene dada por el cociente de las resistencias R_4/R_1 .

Sonda de intensidad

Corresponde a la parte recuadrada del circuito de la Figura 7e. Es un circuito equivalente al de la Figura 7d con la salvedad de que todas las resistencias tienen el mismo valor y de que la rama de la entrada inversora ya no va a tierra, sino que es un segundo terminal. De la ecuación (2) se desprende que la tensión medida en v_0 es igual a la diferencia de tensión existente entre las dos entradas. Por lo tanto, este circuito nos sirve para conectarlo a dos puntos con distinta tensión y para medir la diferencia existente entre dichas tensiones.

Un ejemplo práctico de la utilidad de este circuito lo podemos ver en el esquema de la Figura 7e. En él, un cierto circuito, representado genéricamente por el símbolo \aleph , está conectado a la resistencia R_p , por la que circula una intensidad i . Nos planteamos el problema de medir cuál es la caída de tensión entre los terminales de la resistencia. Para ello, interponemos dos instancias del buffer de tensión (Figura 7c) entre los extremos de la resistencia y las entradas de la sonda, con lo que nos aseguramos de la no existencia de intensidades parásitas. En el extremo de la sonda obtenemos una diferencia de potencial exactamente igual a la existente entre los terminales de la resistencia, sin los efectos indeseables que tendría el conectar directamente un voltímetro. Además, si el valor de la resistencia R_p es conocido de antemano, podemos calcular la intensidad i a partir de las medidas de v_0 , por lo que el circuito puede funcionar también para obtener información de la intensidad —como amperímetro— sin necesidad de cortar el circuito ni de influir en él.

Sumador genérico

Corresponde al circuito marcado como Figura 7f. Con un circuito como éste podemos, escogiendo adecuadamente los valores de las resistencias, hacer que la señal medida en v_0 sea igual a cualquier combinación lineal de las señales de entrada:

$$v_0 = - \sum_{i=1}^n x_i \cdot v_{i^-} + \sum_{i=1}^m y_i \cdot v_{i^+} \quad (12)$$

donde la única condición es que los coeficientes x_i, y_i tienen que ser positivos^{†4}. La resistencia fija R_F se puede escoger arbitrariamente y las resistencias asociadas a cada rama vienen dadas a partir de sus conductancias respectivas por

$$G_{i^-} = x_i \cdot G_F \quad G_{i^+} = y_i \cdot G_F \quad (13)$$

donde G_F es la conductancia de la resistencia R_F . Por lo tanto:

$$R_{i^-} = \frac{R_F}{x_i} \quad R_{i^+} = \frac{R_F}{y_i} \quad (14)$$

Quedan por determinar los valores de las resistencias R_{0^+} y R_{0^-} . Para ello, analicemos el circuito. Aplicando la KCL en el nodo marcado como A obtenemos:

$$\sum_{i=1}^n G_{i^-} (v_{i^-} - v_A) - v_A G_{0^-} - (v_A - v_0) G_F = 0 \quad (15)$$

Agrupando los términos en v_A :

^{†4} Esto es, las señales que van a la entrada inversora siempre tienen signo negativo en la combinación, y las que van a la entrada no inversora tienen siempre signo positivo.

$$\begin{aligned}
\sum_{i=1}^n G_{i^-} v_{i^-} - v_A \left(G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-} \right) &= -v_0 G_F \\
v_A &= \frac{G_F v_0 + \sum_{i=1}^n G_{i^-} v_{i^-}}{G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-}}
\end{aligned} \tag{16}$$

Repitiendo el proceso con el nodo B obtenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned}
\sum_{i=1}^m G_{i^+} (v_{i^+} - v_B) - v_B G_{0^+} &= 0 \\
\sum_{i=1}^m G_{i^+} v_{i^+} - v_B \left(G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+} \right) &= 0 \\
v_B &= \frac{\sum_{i=1}^m G_{i^+} v_{i^+}}{G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+}}
\end{aligned} \tag{17}$$

La condición del amplificador operacional es que $v_A = v_B$. Igualando las dos expresiones obtenidas en las ecuaciones (16) y (17) y despejando entre ellas v_0 se obtiene:

$$\frac{G_F v_0 + \sum_{i=1}^n G_{i^-} v_{i^-}}{G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-}} = \frac{\sum_{i=1}^m G_{i^+} v_{i^+}}{G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+}} \tag{18}$$

de dónde:

$$v_0 = \sum_{i=1}^m \frac{G_{i^+}}{G_F} v_{i^+} \cdot \frac{G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-}}{G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+}} - \sum_{i=1}^n \frac{G_{i^-}}{G_F} v_{i^-} \tag{19}$$

Recordando la ecuación (13):

$$v_0 = \sum_{i=1}^m y_i v_{i^+} \cdot \frac{G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-}}{G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+}} - \sum_{i=1}^n x_i v_{i^-} \quad (20)$$

Si comparamos este resultado con la ecuación (12), en la que aparece la forma en la que deseamos que se comporte el circuito, vemos que para que se cumpla dicha ecuación es necesario forzar que

$$G_F + G_{0^-} + \sum_{i=1}^n G_{i^-} = G_{0^+} + \sum_{i=1}^m G_{i^+} \quad (21)$$

Dividiendo por G_F y operando:

$$\begin{aligned} 1 + \frac{G_{0^-}}{G_F} + \sum_{i=1}^n \frac{G_{i^-}}{G_F} &= \frac{G_{0^+}}{G_F} + \sum_{i=1}^m \frac{G_{i^+}}{G_F} \\ 1 + \frac{G_{0^-}}{G_F} + \sum_{i=1}^n x_i &= \frac{G_{0^+}}{G_F} + \sum_{i=1}^m y_i \\ 1 + \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^m y_i &= \frac{G_{0^+} - G_{0^-}}{G_F} = K \end{aligned} \quad (22)$$

condición que R_{0^+} y R_{0^-} deben cumplir para que el dispositivo funcione como deseamos.

En resumen, una vez que tenemos determinado cómo queremos que se comporte el circuito sumador, hacemos lo siguiente:

- Escogemos R_F arbitrariamente, o bien la dejamos indicada en los cálculos como una constante de proporcionalidad.
- Los valores de las resistencias de las ramas se calculan a partir de $G_{i^-} = x_i \cdot G_F$ y $G_{i^+} = y_i \cdot G_F$.

- Calculamos $K = 1 + \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^m y_i$.

- Si $K = 0$, escogemos $G_{0^+} = G_{0^-} = 0$, es decir, quitamos R_{0^+} y R_{0^-} del circuito. De esta forma, se cumple la condición (21).
- Si K es positiva, tenemos que la condición se reduce a:

$$\frac{G_{0^+} - G_{0^-}}{G_F} = K > 0$$

lo que podemos cumplir quitando R_{0^-} del circuito ($G_{0^-} = 0$) y escogiendo R_{0^+} de forma que $G_{0^+} = K \cdot G_F$.

- Del mismo modo, si K es negativa, podemos cumplir la condición quitando del circuito R_{0^+} y forzando que $G_{0^-} = |K| \cdot G_F$.

Ejercicio 2

Construya un circuito sumador con cuatro entradas tal que la tensión de salida venga dada por la fórmula $v_0 = v_1 + 10 \cdot v_2 - 30 \cdot v_3 - 100 \cdot v_4$.

En primer lugar tenemos que clasificar los coeficientes que se nos proporcionan. Así, tenemos:

$$\begin{aligned} x_1 &= 30 \\ x_2 &= 100 \\ y_1 &= 1 \\ y_2 &= 10 \end{aligned} \quad (23)$$

donde x_1 va asociado a la entrada de v_3 , x_2 va con la entrada de v_4 , y_1 va con la entrada de v_1 e y_2 va con la entrada v_2 . Evidentemente, las dos ramas asociadas a los coeficientes x_i — v_3 y v_4 — irán a la entrada inversora del opamp, mientras que las otras dos irán a la entrada no inversora.

Ahora es necesario decidir si dejaremos R_F como una constante arbitraria o le daremos un valor cualquiera. En general, es una buena idea que R_F sea algún múltiplo de los coeficientes, ya que así evitaremos la aparición de números no enteros. Por este motivo, escogemos $R_F = 300\Omega$. El siguiente paso es determinar los valores de las resistencias de cada una de las ramas, R_1 a R_4 , lo que hacemos a partir de la ecuación (14):

$$\begin{aligned} R_1 &= R_F = 300\Omega & R_3 &= \frac{R_F}{30} = 10\Omega \\ R_2 &= \frac{R_F}{10} = 30\Omega & R_4 &= \frac{R_F}{100} = 3\Omega \end{aligned} \quad (24)$$

Ahora calculamos K :

$$K = 1 + \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^m y_i = 1 + 30 + 100 - 1 - 10 = 120 \quad (25)$$

Como K es positiva no necesitamos de R_{0^-} , y R_{0^+} tendrá un valor dado por:

$$G_{0^+} = K \cdot G_F \Rightarrow R_{0^+} = \frac{R_F}{K} = \frac{300\Omega}{120} = 2.5\Omega \quad (26)$$

El circuito sumador que acabamos de construir se puede observar ya terminado en la Figura 8.

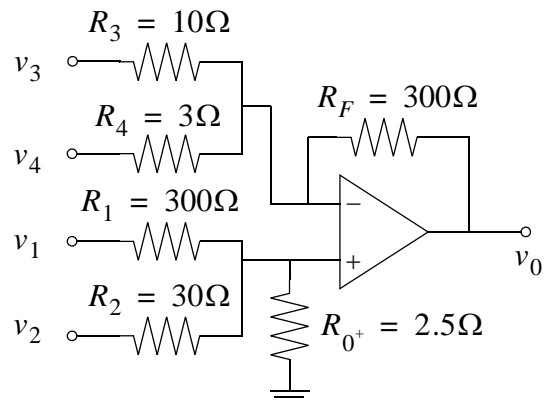


Figura 8 Sumador resolución del ejercicio.

3. No-idealidades en el Opamp

3.1. Importancia de las no-idealidades

En el desarrollo anterior hemos asumido que el amplificador operacional que era central a cada uno de los circuitos se comportaba de forma ideal. Tal idea es, como ya deberemos intuir, errónea: no se puede construir un opamp tal que sea una réplica exacta del modelo teórico, aunque buena parte del éxito de estos dispositivos se basa en que, en la práctica, su comportamiento no suele diferir apreciablemente del ideal salvo en algunos casos concretos. Las diferencias que se producen entre el comportamiento ideal y el práctico en un amplificador operacional reciben el nombre genérico de *no-idealidades*.

Un opamp es esencialmente un amplificador, tal y como se detalla en la Figura 9, en la que se le representa mediante una fuente de tensión controlada por tensión (VCVS) de ganancia idealmente infinita. Como tal, los efectos no-ideales que se den afectarán principalmente al comportamiento de la ganancia, que no será en general infinita ni constante. En principio, este tipo de no-idealidades son fastidiosas a la hora de construir circuitos como los que anteriormente hemos visto, ya que la desviación con respecto al comportamiento ideal introduce términos parásitos. Sin embargo, veremos cómo una de ellas —la no-linealidad de la ganancia— se puede explotar para conseguir elaborar otro tipo de circuitos, tales como memorias y biestables, basados ahora en la realimentación positiva.

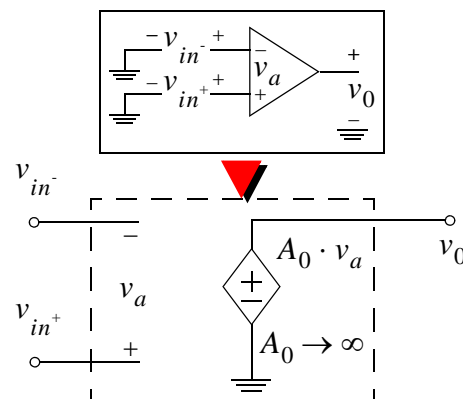


Figura 9 Modelo ideal de un opamp de tensiones.

3.2. Ganancia finita

La primera no-idealidad que vamos a considerar es el hecho de que la ganancia A_0 , aún teniendo un valor muy grande, no es infinita en los dispositivos reales. La consecuencia inmediata de este hecho es que, en los circuitos amplificadores que hemos considerado, la señal de error ε ya *no* es nula en el equilibrio. A partir de la igualdad $A_0 \cdot v_a = v_0$, de la que deducíamos $\varepsilon = v_a = 0$ en el modelo ideal, extraemos que la nueva condición de equilibrio toma la forma:

$$v_a = \frac{v_0}{A_0} \quad (27)$$

por lo que en general v_a será no nula, aunque muy pequeña, en el equilibrio.

Ejercicio 3

Estudie la influencia de esta no-idealidad en el amplificador inversor de la Figura 10.

Partiremos de la ecuación (27), que nos da la condición de equilibrio. Como v_{in^+} está conectado a tierra, tenemos que:

$$v_a = v_{in^+} - v_{in^-} = -v_{in^-} = \frac{v_0}{A_0} \Rightarrow v_{in^-} = -\frac{v_0}{A_0} \quad (28)$$

Aplicando la ley de Ohm en las dos resistencias:

$$i = G_1 \cdot (v_s - v_{in^-}) = G_1 \cdot \left(v_s + \frac{v_0}{A_0} \right) \quad (29)$$

$$i = G_2 \cdot (v_{in^-} - v_0) = -v_0 \cdot \left(\frac{1}{A_0} + 1 \right) \cdot G_2$$

Igualando ahora las intensidades:

$$G_1 \cdot \left(v_s + \frac{v_0}{A_0} \right) = -v_0 \cdot \left(\frac{1}{A_0} + 1 \right) \cdot G_2 \quad (30)$$

expresión en la que podemos operar para despejar v_0 :

$$\begin{aligned} v_s \cdot \frac{R_2}{R_1} + v_0 \cdot \frac{1}{A_0} \cdot \frac{R_2}{R_1} &= -v_0 \cdot \left(\frac{1}{A_0} + 1 \right) \\ \left[\frac{1}{A_0} + 1 + \frac{1}{A_0} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot v_0 &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_s \\ v_0 \cdot \left[1 + \frac{1}{A_0} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_s \\ v_0 &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \cdot v_s \end{aligned} \quad (31)$$

Como A_0 es grande, $1/A_0$ es muy pequeño y podemos aplicar el desarrollo en serie de $\frac{1}{1+x}$ a la última expresión, obteniéndose:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left[1 - \frac{1}{A_0} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \cdot v_s \quad (32)$$

luego el error relativo cometido es

$$\varepsilon = \frac{1}{A_0} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \approx \frac{1}{A_0} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (33)$$

siempre que el coeficiente de amplificación R_2/R_1 sea de orden mayor que 1. Como vemos, siempre que A_0 sea lo suficientemente grande, esta no-idealidad es poco influyente en la mayoría de circuitos y normalmente puede despreciarse^{†5}.

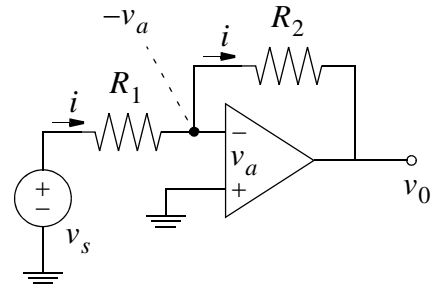


Figura 10 Amplificador inversor teniendo en cuenta que la ganancia A_0 es finita.

⁵ Por ejemplo, con un valor del tipo de $A_0 \sim 10^6$, que es habitual en los modelos disponibles en el mercado, podemos amplificar hasta 10^4 veces con un error relativo inferior al 1%.

3.3. Ganancia finita y no-lineal

Otra no-idealidad que es intuitivamente fácil de explicar procede del hecho de que no es posible obtener la tensión que queramos a partir del amplificador: si le estamos proporcionando, pongamos por caso, una tensión de alimentación de 9V, no podemos obtener una tensión de 10V a partir de él. El efecto de esta no-idealidad es que, a partir de un cierto valor de v_a , el dispositivo se *satura* y deja de amplificar; para módulos de la tensión v_a mayores que una cierta tensión crítica, se obtiene siempre la misma salida en v_0 , $v_0 = \pm E_s$. En la Figura 11 se puede encontrar la característica de uno de estos opamps comparada a la que tiene un opamp con ganancia lineal finita.

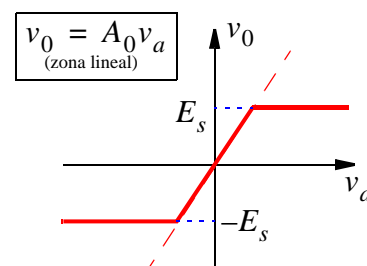


Figura 11 Característica $v_0 - v_a$ de un opamp con ganancia finita y no lineal. Discontinua, característica de un opamp con ganancia finita.

Esta no-linealidad sólo influye en los circuitos que hemos visto hasta ahora si las tensiones v_0 que se obtendrían teóricamente caen fuera del intervalo $(-E_s, E_s)$. En ese caso, el dispositivo se satura y el valor que se obtiene es $v_0 = \pm E_s$, tal y como vimos anteriormente; por ejemplo, el amplificador inversor ideal no puede proporcionarnos tensiones fuera de ese intervalo.

El modelo teórico del opamp con esta no-linealidad se puede obtener con facilidad y se muestra en la Figura 12; se consigue añadiendo en paralelo con la salida dos limitadores de tensión, que nos proporcionan el *corte* que se observa en la característica de la Figura 11 ^{†6}. Por otra parte, esta no-linealidad es muy útil en otros dispositivos que emplean realimentación positiva, como veremos más tarde en esta misma sección.

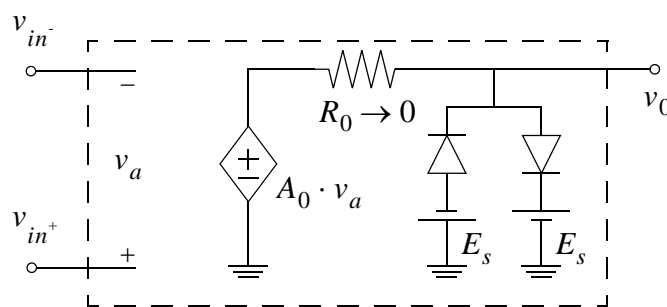


Figura 12 Modelo de un opamp con ganancia finita y no lineal.

3.4. Ganancia dependiente de la frecuencia

Hasta el momento, hemos supuesto implícitamente en todos nuestros cálculos que aplicábamos una cierta señal constante v_s a nuestros opamps y esperábamos a que el aparato alcanzara su equilibrio; la lectura en la salida v_0 vendría dada así por las diversas condiciones de equilibrio que hemos estudiado con anterioridad. Es evidente que, dada la naturaleza de los elementos que intervienen, el equilibrio se alcanza con rapidez, pero *no* de forma instantánea, debido a que el movimiento de cargas en los diversos elementos del circuito se lleva a cabo a una velocidad finita. Por lo tanto, el circuito presentará un comportamiento variable en función de la señal que le apliquemos. En particular, si la señal de entrada es sinusoidal pura con una cierta frecuencia ω , aparecerán efectos relacionados con la frecuencia, de tal forma que la ganancia será dependiente de ésta y el comportamiento del amplificador vendrá caracterizado por una cierta función de transferencia. Este hecho se estudió con detalle en los capítulos que se ocupan de sistemas dinámicos, a los que el lector debe remitirse para encontrar una explicación más detallada del desarrollo que se hará aquí.

Para estudiar este fenómeno, podemos utilizar en primera aproximación el modelo teórico que se

⁶ La resistencia R_0 que aparece en el montaje es necesaria para evitar tener dos fuentes de tensión en paralelo; para encontrar el comportamiento real del circuito, basta plantear las ecuaciones pertinentes y hacer tender su valor a 0.

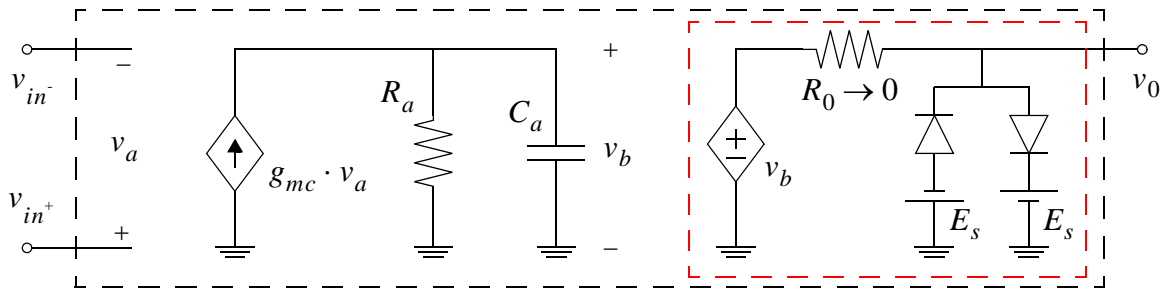


Figura 13 Modelo de un opamp con ganancia finita, no lineal y dependiente de la frecuencia.

detalla en la Figura 13. En él, vemos que el opamp ya no está representado por una VCVS como en todas las ocasiones anteriores, sino por una fuente de intensidad controlada por tensión (VCCS) que está conectada a una resistencia y un condensador. El voltaje en los extremos del condensador es sentido por una VCVS cuya salida es esa misma tensión, que va a dar a un limitador de tensión para imitar la no-linealidad que hemos estudiado en segundo lugar. La parte recuadrada a la derecha puede sustituirse por una VCVS tal que su valor sea

$$\begin{aligned} v_b & \quad \text{si } v_b \in (-E_s, E_s) \\ E_s & \quad \text{si } v_b > E_s \\ -E_s & \quad \text{si } v_b < -E_s \end{aligned} \quad (34)$$

que es exactamente el comportamiento que tiene la parte recuadrada del circuito; así, cuando v_b está dentro del intervalo $(-E_s, E_s)$, el dispositivo está en *zona lineal* y no es necesario tener en cuenta los limitadores de tensión.

Calculemos la función de transferencia asociada al dispositivo ^{†7}. En la zona lineal ($v_0 = v_b$) se tiene que:

$$A_s = \frac{v_0}{v_a} = \frac{v_b}{v_a} \cdot \frac{v_0}{v_b} = \frac{g_{mc}}{G_a + sC_a} = \frac{R_a \cdot g_{mc}}{1 + sR_a C_a} = \frac{A_0}{1 + s\tau_a} \quad (35)$$

El parámetro $A_0 = R_a \cdot g_{mc}$ corresponde a la ganancia que tendría el opamp en DC, mientras que τ_a es la constante de tiempo asociada al circuito RC que forman R_a y C_a . Como de costumbre, utilizamos por conveniencia $s = j\omega$ en las fórmulas en lugar de la frecuencia de la señal ω .

El producto ganancia-ancho de banda

A partir de la constante de tiempo τ_a podemos también encontrar una frecuencia característica, que denotaremos ω_a , de tal forma que $\omega_a \tau_a = 1$. Esta frecuencia, en condiciones normales de trabajo, tiene un valor pequeño, por lo que se tiene que $\omega_a \ll \omega$. Si multiplicamos numerador y denominador de la expresión de A_s por ω_a , llegamos a:

$$A_s = \frac{A_0 \omega_a}{(1 + s\tau_a) \omega_a} = \frac{A_0 \omega_a}{\omega_a + s} \cong \frac{A_0 \omega_a}{s} \equiv \frac{GB}{s} \quad (36)$$

ya que $s = j\omega$. El producto $GB \equiv A_0 \omega_a$ recibe el nombre de *producto ganancia-ancho de banda* y es útil en las situaciones en las que el opamp se ve sometido a una excitación de AC.

Es posible enunciar una ley en la que interviene este producto ganancia-ancho de banda. Si denotamos P la frecuencia en la que el opamp tiene un polo y K la ganancia ideal del opamp, el

^{†7} Véase el Capítulo sobre *Circuitos Dinámicos de Segundo Orden* para obtener detalles sobre el cálculo de la función de transferencia.

producto $P \cdot K$ coincide muy aproximadamente con el producto ganancia-ancho de banda, que es, además, una constante característica del opamp que se proporciona junto a sus especificaciones técnicas. Esta relación fundamental recibe el nombre de *preservación del producto ganancia-ancho de banda*.

Ejercicio 4

Suponga un circuito amplificador inversor como el de la Figura 14 en el que el opamp se encuentra en zona lineal. Teniendo en cuenta la no-idealidad anterior, encuentre la expresión de la ganancia del circuito cuando la señal de entrada es una excitación sinusoidal de frecuencia ω .

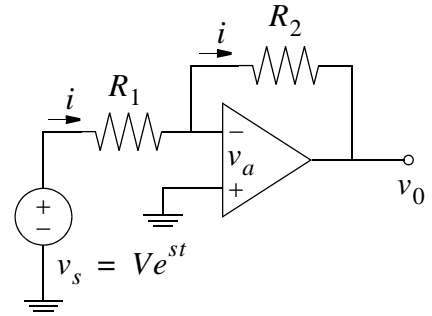


Figura 14 Amplificador inversor.

Ahora no es necesario tener en cuenta las condiciones de equilibrio que estudiamos con anterioridad, ya que todo está implícito en la función de transferencia A_s que hemos calculado. Como la excitación es sinusoidal, escogemos la forma $A_s = GB/s$ para la función de transferencia y trabajamos con ella. Entonces,

$$v_0(s) = A_s v_a(s) = \frac{GB}{s} v_a(s) \quad (37)$$

y como en el circuito $v_a = -v_{in^-}$, por división de tensión:

$$v_0 = -v_{in^-} \cdot \frac{GB}{s} = -\frac{GB}{s} \cdot \left[v_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (38)$$

Definiendo la constante $K = \frac{R_2}{R_1}$ (ganancia ideal) y operando sobre la ecuación (38):

$$v_0 \left[1 + \frac{GB}{s} \cdot \frac{1}{1+K} \right] = -v_s \frac{GB}{s} \cdot \frac{K}{1+K}$$

$$\frac{v_0}{v_s} = -\frac{GB}{s} \cdot \frac{K}{1+K} \cdot \frac{s(1+K)}{GB + s(1+K)} = -\frac{GB \cdot K}{GB + s(1+K)} = -K \cdot \frac{1}{1 + s \left[\frac{1+K}{GB} \right]} \quad (39)$$

La expresión que acabamos de obtener, que es la ganancia efectiva del amplificador, está relacionada con la ganancia ideal (K) que obteníamos en DC a través de la expresión típica de un filtro paso de baja cuyo polo está caracterizado por la constante de tiempo $\tau = (1+K)/GB$. La frecuencia característica del polo es:

$$P = \frac{1}{\tau} = \frac{GB}{1+K} \quad (40)$$

Si evaluamos el producto de la frecuencia del polo por la ganancia ideal K , suponiendo que K es alta:

$$P \cdot K = \frac{GB}{1+K} \cdot K = \frac{K}{1+K} \cdot GB \approx GB \equiv A_0 \cdot \omega_a \quad (41)$$

con lo que comprobamos que, efectivamente, se conserva el producto ganancia-ancho de banda.

4. Circuitos con Realimentación Positiva

4.1. Introducción

Hasta el momento, todos los circuitos que hemos elaborado giraban alrededor de un opamp colocado en realimentación negativa. Como analizamos al principio del capítulo, es ésta la configuración necesaria para obtener una amplificación del opamp, ya que la salida de un opamp ideal colocado en realimentación positiva no es estable y diverge rápidamente a infinito. En principio este efecto no tiene demasiada utilidad práctica; no obstante, en la Sección 3.3. vimos una característica del opamp real —la no-linealidad en la ganancia— que cobra importancia en este caso. Cuando el opamp real se coloca en realimentación positiva, el efecto neto es que, al igual que antes, la tensión en la salida v_0 “intenta” diverger a $\pm\infty$, pero los limitadores de tensión hacen que el equilibrio se alcance cuando $v_0 = \pm E_s$. Así, *el equilibrio en el circuito se alcanza cuando el opamp se satura*.

Veamos más claramente cuál es el comportamiento del circuito. Para ello, estudiemos la característica del amplificador inversor real (Figura 14), que se puede encontrar en la Figura 15. En la zona sombreada, la curva de la característica es estable; un punto sobre ella, como el que está señalado en el diagrama, es un punto de equilibrio estable. Si una perturbación tiende a alejar al sistema de este punto, el circuito evoluciona de tal forma que vuelve a él. Esto hace que el circuito se comporte como un amplificador, asociando a cada valor de v_a uno proporcional de v_0 dentro de la zona lineal del opamp.

Supongamos que ahora invertimos los terminales de entrada del opamp, de forma que la realimentación es ahora positiva. Ocurren tres cosas con la curva característica, que podemos ver en la Figura 16:

- Al estar el circuito en realimentación positiva, sólo hay dos posibilidades para v_0 . Si la señal en v_a es positiva, el nivel en v_0 tiende a diverger a infinito hasta que lo cortan los limitadores, por lo que se obtiene $v_0 = E_s$. De forma similar, cuando la señal v_a es negativa, se tiene $v_0 = -E_s$.
- Como ahora la entrada a la que va la señal es la no inversora, cuando la excitación v_s es grande y positiva la zona estable corresponde a E_s , y cuando es grande y negativa corresponde a $-E_s$.
- Existe una zona, sombreada en la figura, en la que la característica tiene *tres* posibles valores de v_0 para cada valor de v_s ^{†8}. De entre ellos, el central, correspondiente a la línea oblicua, es una zona de equilibrio inestable y las perturbaciones tienden a *alejar* al sistema de los puntos de esa línea^{†9}. Así, en la zona sombreada son *dos* las posiciones estables, correspondientes a $\pm E_s$, por lo que ya no podemos describir el funcionamiento del circuito únicamente en función de v_s .

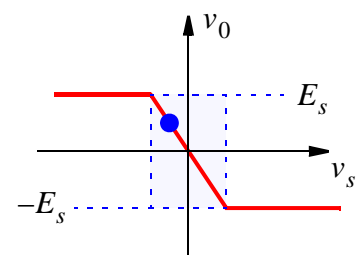


Figura 15 Característica de un circuito como el de la Figura 14 bajo excitaciones de DC.

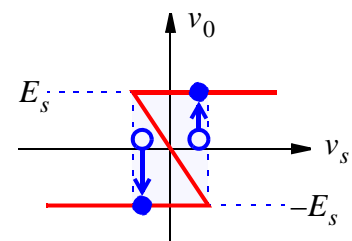


Figura 16 Característica del mismo circuito con los terminales del opamp intercambiados (realimentación positiva).

⁸ Justificaremos este hecho de forma más rigurosa en un apartado posterior.

⁹ Es fácil demostrar que la característica es inestable sin más que repetir el análisis que se hizo en el ejercicio anterior. El efecto del intercambio de las entradas del opamp es que la constante de tiempo característica del polo cambia de signo, lo que, como ya sabemos, corresponde a un comportamiento divergente.

De deducir cuál es el efecto de esta característica tan particular sobre el circuito y de sus utilidades prácticas nos ocuparemos con más detalle y rigurosidad a continuación. De momento, baste señalar que, como sin duda el lector conoce, en Física las zonas con tres ramas de equilibrio —una inestable y dos estables— son características de los circuitos que presentan algún tipo de histéresis, y que este caso no va a ser una excepción.

4.2. Histéresis en el circuito en realimentación positiva

Construir un circuito que se aproveche de la realimentación positiva del opamp es sencillo. Por ejemplo, en la Figura 17 vemos un circuito que utiliza la histéresis de la que antes hablamos para actuar como un generador de señal. Utilizaremos este circuito como ejemplo ilustrativo de lo que se puede conseguir mediante la combinación entre el opamp real —con saturación— y la realimentación positiva.

Lo primero que debemos encontrar es la característica del circuito. Como antes se vio, al existir realimentación positiva sólo hay dos posibles estados de equilibrio, correspondientes a $v_0 = \pm E_s$. Denominaremos *estado alto* a aquel en el que $v_0 = E_s$ y *estado bajo* a aquel en el que se tiene que $v_0 = -E_s$. Caben ahora dos posibilidades:

- Supongamos que el circuito se encuentra en el estado alto. Entonces, $v_0 = E_s$, y, por división de tensión, la tensión en el nodo señalado es E_s/m y se cumple

$$v_a = \frac{E_s}{m} - v_c \quad (42)$$

lo que implica que v_a es positiva —y, por tanto, el circuito continua en el estado alto— mientras que $v_c < E_s/m$.

- Supongamos ahora que el circuito está en el estado bajo. Entonces $v_0 = -E_s$, la tensión en el nodo señalado es

$$v_a = -\left(\frac{E_s}{m} + v_c\right) \quad (43)$$

y el circuito continúa en el estado bajo siempre que $v_c > -E_s/m$.

Es posible observar que si $v_c \in (-E_s/m, E_s/m)$, son estables tanto el estado alto como el estado bajo. Si representamos la característica $v_0 - v_c$ del circuito, obtenemos el resultado que se puede ver en la Figura 18. En ella está marcada la zona en la que hay dos posibilidades estables; cuando v_c esté dentro de ella, el estado particular en el que esté el circuito depende de su historia. Es decir, aparece un comportamiento típico de un ciclo de histéresis.

Ahora tenemos que continuar con el análisis del circuito, para lo que tenemos en cuenta lo que hay en la zona recuadrada de la Figura 17. Veremos cómo el circuito completo exhibe una característica oscilatoria y se comporta como un generador de señal que aprovecha esta histéresis, según se puede apreciar en el diagrama de la Figura 19.

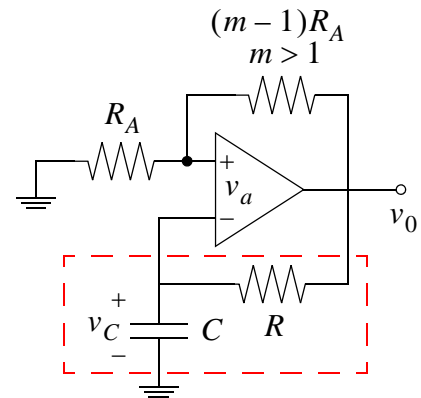


Figura 17 Circuito que explota la histéresis del opamp.

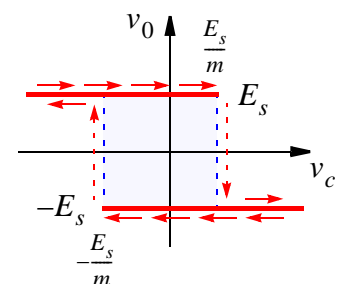


Figura 18 Característica $v_0 - v_c$ del circuito de la Figura 17. Está marcado un posible ciclo de histéresis que puede recorrerse.

Supongamos que el estado inicial es el marcado como 1, es decir, circuito en el estado alto y carga nula en el condensador. Al estar el circuito en el estado alto, circula corriente por el condensador y éste se carga, de forma que v_c aumenta y el estado del circuito evoluciona según la flecha hasta llegar a 2. En este punto, la tensión en el condensador, v_c , supera la tensión que hay en la entrada no inversora del opamp, por lo que v_a pasa de ser positiva a ser negativa, y la salida del circuito pasa al estado bajo (simbolizado por la flecha 3). Ahora, como $v_0 = -E_s$, el condensador se encuentra polarizado en sentido inverso y comienza a cargarse de forma contraria, por lo que el circuito recorre el camino marcado por el 4 hasta que se llega a la situación opuesta a 2: la tensión v_c se hace más pequeña que la que hay en la entrada no inversora, de tal forma que v_a es positiva y el circuito salta al estado alto, cerrándose el ciclo (5, 6). Este dispositivo se comporta de manera oscilante, saltando alternativamente entre el estado bajo y el alto a intervalos fijos.

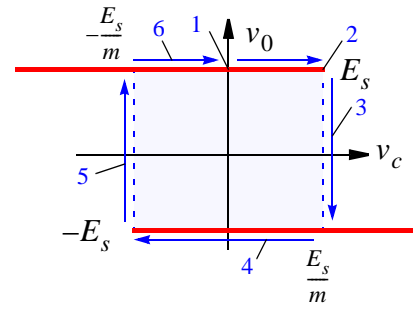


Figura 19 Ciclo seguido por el circuito completo de la Figura 17.

Como la tensión v_0 se mantiene constante mientras el circuito no cambie de estado, podemos escribir la ecuación de carga del condensador tal y como estudiamos en la sección dedicada a los circuitos dinámicos de primer orden. Suponiendo que el circuito pasa del estado bajo al estado alto, tenemos ^{†10}:

$$v_c(t) = E_s + \left[-\frac{E_s}{m} - E_s \right] e^{-\frac{t}{RC}} \quad (44)$$

Esta ecuación regula la carga del condensador mientras el circuito está en el estado alto. Como el salto del estado alto al estado bajo se produce cuando $v_c = E_s/m$, podemos calcular el tiempo que el circuito permanece en el estado alto:

$$\begin{aligned} \frac{E_s}{m} &= E_s + \left[-\frac{E_s}{m} - E_s \right] e^{-\frac{t}{RC}} \\ \frac{1}{m} &= 1 - \left[\frac{m+1}{m} \right] e^{-\frac{t}{RC}} \\ -\frac{1-m}{m} \cdot \frac{m}{m+1} &= e^{-\frac{t}{RC}} \\ t &= -RC \log \frac{m-1}{m+1} \end{aligned} \quad (45)$$

Como la operación del circuito es simétrica, este tiempo t corresponde a un semiperiodo del biestable, por lo que su periodo total es

$$T = 2t = -2RC \log \frac{m-1}{m+1} \quad (46)$$

Obsérvese que esto implica que, para que el circuito se comporte correctamente, se debe tener $m > 1$.

^{†10} Véase el capítulo pertinente para obtener una explicación más detallada del origen de esta ecuación.

Con esta información ya podemos construir la gráfica de la salida del circuito, que se puede observar en la Figura 20. Como vemos, en v_0 se mide una señal cuadrada, mientras que en los valores de v_c se aprecia la continua alternancia en el sentido de la carga del condensador al cambiar el estado del circuito. Este dispositivo es útil como generador de señales cuadradas, lo que puede servir de base para otros dispositivos más complejos: por ejemplo, si conectamos a la salida del circuito un integrador, obtenemos una señal triangular, y si conectamos un contador, podemos emplear el circuito como reloj ^{†11}.

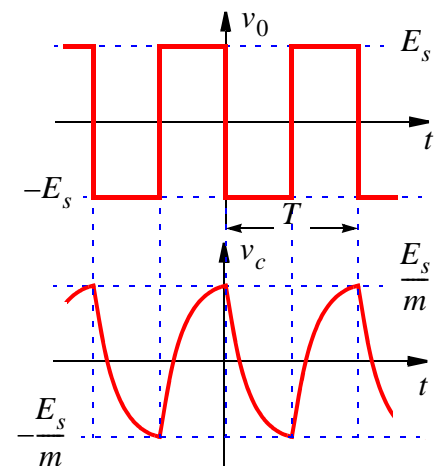


Figura 20 Gráfica frente al tiempo de las señales de salida del circuito de la Figura 17.

4.3. Estudio mediante resistores no lineales de los circuitos en realimentación positiva

En el Capítulo 3, correspondiente a circuitos dinámicos, se estudió una forma de considerar la evolución de un componente dinámico —condensador o inductancia— en el caso de que estuviese conectado a un circuito que no implicara componentes dinámicos, abstrayendo la característica $i - v$ del circuito y considerando que el componente dinámico estaba conectado a un resistor no-lineal con esa característica $i - v$. De esta forma, era sencillo, a partir de la característica, encontrar la ruta dinámica y las características cualitativas —y cuantitativas— del comportamiento del circuito. Como el lector recordará, aparecían unos puntos de equilibrio —estables o inestables, virtuales o reales— que determinaban cuál era la dinámica del circuito y si se alcanzaba un estado de equilibrio estacionario o no.

Para encontrar la característica $i - v$ del circuito visto desde la perspectiva del condensador, estudiamos cuál es el valor de la intensidad que aparece marcada como i en la Figura 21 en función del valor de v_c . Caben tres posibilidades:

- Circuito en el estado alto. Entonces, $v_0 = E_s$ y la intensidad viene dada por $i = G(v_c - E_s)$, donde G es la conductancia de la resistencia R .
- Circuito en el estado bajo. En este caso, $v_0 = -E_s$ y la intensidad i se obtiene a partir de $i = G(v_c + E_s)$.
- Circuito en el estado inestable. No debemos olvidar que, aunque la realimentación es positiva, existe un estado de equilibrio inestable en el que se cumple la condición $v_a \approx 0$ ^{†12}. En todo este apartado hemos obviado este hecho, ya que en los diagramas y ecuaciones que utilizábamos no se tenían en cuenta más que los estados donde el sistema presentaba estabilidad, pero en este caso es necesario tenerlo en cuenta. Por división de tensión obtenemos como condición de equilibrio:

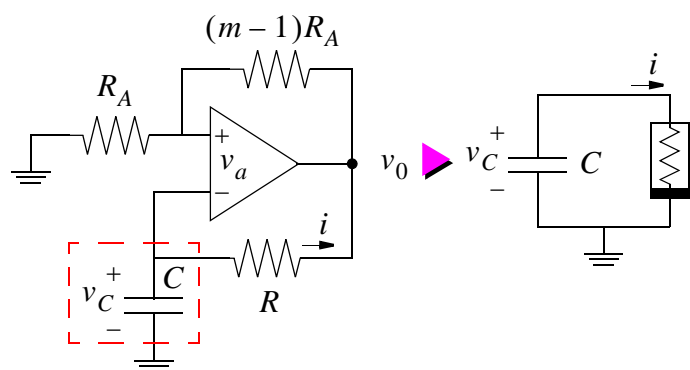


Figura 21 Estudio de un circuito en realimentación positiva mediante resistores no lineales.

^{†11} Como es conocido, existen métodos más precisos y más utilizados para generar señales de reloj.

^{†12} Véase la Figura 16 y el razonamiento adjunto a ella.

$$v_0 = mv_c \quad (47)$$

por lo que la relación $i(v_c)$ viene dada por

$$i = G(v_c - mv_c) = Gv_c(1 - m) \quad (48)$$

que, como $m > 1$, es de pendiente negativa ^{†13}.

Con estos datos, es fácil construir la característica $i - v$ del resistor que pretendemos obtener. Se puede observar en la Figura 22, y, como vemos, tiene un punto de equilibrio inestable (el origen) y otros dos estables virtuales situados en $-E_s$ y E_s , por lo que, exclusivamente con los conocimientos que ya teníamos sobre circuitos dinámicos de primer orden, podríamos haber extraído toda la información que dimos anteriormente sobre v_c . Nótese que la característica que observamos es típica de un circuito astable, lo que se corresponde con lo que ya sabemos del comportamiento del circuito.

Una posibilidad que tenemos a la vista de la característica $i - v$ es plantearnos cuál es el comportamiento del circuito si le conectamos una inductancia en lugar del condensador.

La característica corta tres veces la línea $v = 0$, que es la condición de equilibrio para una bobina; la central es inestable y las otras dos son estables, por lo que el circuito se comporta como un biestable o memoria y, una vez colocado en uno de los puntos de equilibrio estable, permanece ahí en ausencia de grandes perturbaciones exteriores.

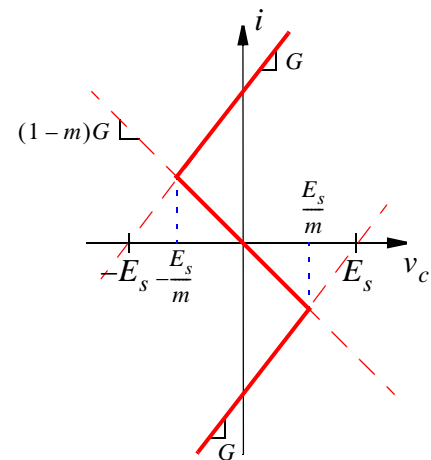


Figura 22 Característica asociada al resistor no-lineal de la Figura 21.

Es interesante notar que en este tema, gracias al estudio del opamp, hemos aprendido a construir con componentes reales unos elementos que, hasta el momento, no tenían una contrapartida práctica a lo estudiado teóricamente sobre ellos. Por un lado, gracias a la realimentación negativa en el opamp hemos podido construir una replica bastante fiel de un amplificador ideal, mejorando mucho el comportamiento del transistor; por otro lado, con la realimentación positiva hemos visto por primera vez cómo llevar a la práctica los circuitos biestables y astables que se estudiaron ya junto a los circuitos dinámicos de primer orden. Finalmente, cabe destacar que con lo visto en este capítulo no hemos hecho más que arañar la superficie de las posibles aplicaciones del opamp; éstas son, como el lector intuirá, amplísimas, lo que le da a este componente un gran protagonismo en infinidad de dispositivos electrónicos complejos.

¹³ Recuérdese que una pendiente negativa en un diagrama $i - v$ corresponde a un punto de equilibrio inestable, lo que es coherente con lo que estamos construyendo.

