

---

# La amplificación

---

PID\_00257320

Ferran Domínguez Gros  
Jordi Solé Casals

---

Tiempo mínimo de dedicación recomendado: 5 horas

---



**Ferran Domínguez Gros**

Ingeniero técnico en Telecomunicaciones (Universitat Politècnica de Catalunya). Colaborador de la UOC desde el 2003 en los Estudios de Ingeniería Informática, ETTT, grado de Telecomunicación, posgrado y máster de Seguridad informática. Trabaja desde hace tiempo en diferentes empresas privadas del sector de las telecomunicaciones, informático y sanitario en diferentes proyectos de las TIC.

**Jordi Solé Casals**

Doctor ingeniero de Telecomunicaciones (Universitat Politècnica de Catalunya). Licenciado en Humanidades (Universitat Oberta de Catalunya). Colaborador de la UOC desde el 2001 en los Estudios de Ingeniería Informática, ETTT, grado de Telecomunicación. Actualmente es profesor titular en el Departamento de Tecnologías Digitales y de la Información de la Universidad de Vic. Su ámbito de investigación se centra en el procesamiento de señales biomédicas.

Tercera edición: febrero 2019  
© Ferran Domínguez Gros, Jordi Solé Casals  
Todos los derechos reservados  
© de esta edición, FUOC, 2019  
Av. Tibidabo, 39-43, 08035 Barcelona  
Diseño: Manel Andreu  
Realización editorial: Oberta UOC Publishing, SL

*Ninguna parte de esta publicación, incluido el diseño general y la cubierta, puede ser copiada, reproducida, almacenada o transmitida de ninguna forma, ni por ningún medio, sea éste eléctrico, químico, mecánico, óptico, grabación, fotocopia, o cualquier otro, sin la previa autorización escrita de los titulares del copyright.*

# Índice

<b>Introducción</b> .....	5
<b>Objetivos</b> .....	6
<b>1. Conceptos generales: amplificación, ruido y filtrado</b> .....	7
1.1. Ruido en la amplificación .....	11
1.2. Filtrado de la señal .....	13
<b>2. El amplificador operacional</b> .....	15
2.1. Algunas aplicaciones analógicas de los AO ideales .....	16
2.2. Algunas aplicaciones digitales de los AO ideales .....	20
2.3. Parámetros reales del amplificador operacional .....	23
2.4. Características estáticas de los amplificadores operacionales reales .....	27
2.4.1. Ganancia diferencial o ganancia en lazo abierto .....	27
2.4.2. Impedancia de entrada finita .....	28
2.4.3. Impedancia de salida .....	30
2.4.4. Tensión de desviación de entrada y de salida .....	32
2.4.5. Corrientes de polarización .....	33
2.4.6. Razón de rechazo en modo común (CMRR) .....	35
2.4.7. Razón de rechazo de la alimentación (PSRR) .....	35
2.4.8. Resumen de las características estáticas de los AO reales .....	36
2.5. Características dinámicas de los amplificadores operacionales reales .....	37
2.5.1. El ancho de banda .....	37
2.5.2. <i>Slew-rate</i> .....	41
2.6. Comportamiento de los amplificadores en relación con el ruido .....	43
2.6.1. Ruido generado por el propio amplificador .....	43
2.6.2. Ruido generado por las propias resistencias de los circuitos de amplificación .....	45
<b>3. Circuitos amplificadores utilizados en instrumentación</b> .....	48
3.1. Amplificador diferencial .....	48
3.2. Amplificador de aislamiento .....	50
3.3. Amplificador de transimpedancia y transconductancia .....	51
3.4. Amplificador troceador ( <i>chopper</i> ) .....	53
3.5. Amplificador logarítmico .....	53
<b>4. Criterios de selección de AO y diseño de circuitos con AO</b> .....	56

---

<b>Resumen</b> .....	57
<b>Ejercicios de autoevaluación</b> .....	59
<b>Solucionario</b> .....	60
<b>Glosario</b> .....	61
<b>Bibliografía</b> .....	62

## Introducción

La amplificación de señales es una etapa muy utilizada en cualquier sistema electrónico, puesto que con mucha frecuencia debemos adaptar los niveles de señal que hay que tratar. Por este motivo, en este módulo se presentarán los conceptos de amplificación, de ruido y de filtrado.

Inicialmente veremos conceptos generales de estos tres aspectos, íntimamente relacionados. Debemos tener en cuenta que en cualquier medida de una señal tendremos siempre presentes otras señales que no son de interés (ruido) y, para evitar la degradación de la señal de interés, deberemos tratar de manera adecuada esta medida. Esto sucede para conocer el origen de este ruido y minimizar su efecto, pero también para un correcto filtrado de la señal con el objetivo de eliminar, dentro de lo posible, el efecto de este ruido.

Uno de los dispositivos más versátiles y más utilizados en cualquier etapa de amplificación es el amplificador operacional (AO). Recibe el nombre de *amplificador* por la tarea que en principio desarrolla (amplificar), y el de *operacional* por su versatilidad a la hora de diseñar circuitos electrónicos que permitan llevar a cabo operaciones analíticas entre señales analógicas (sumar, restar, logaritmo, etc.). En definitiva, se trata de un dispositivo fundamental en muchos de los diseños y que hay que conocer a fondo. Por lo tanto, dedicaremos el resto del módulo al estudio de este dispositivo, tanto desde un punto de vista ideal, para el análisis de circuitos que contengan amplificadores operacionales, como centrándonos en su estructura interna, sus características más importantes y su comportamiento en frecuencia. A continuación, veremos cuáles son los amplificadores más utilizados en el campo de la instrumentación y qué funciones desarrollan, para acabar con una recopilación de criterios de selección de amplificadores operacionales en función de diferentes aspectos.

## Objetivos

Los objetivos que debéis lograr con este módulo didáctico son los siguientes:

- 1.** Entender los conceptos de amplificación, ruido y filtrado.
- 2.** Entender qué es un amplificador operacional ideal.
- 3.** Saber analizar circuitos con amplificadores ideales y determinar su función de transferencia.
- 4.** Conocer diferentes tipos de circuitos amplificadores utilizados en el campo de la instrumentación electrónica.
- 5.** Conocer criterios técnicos para la selección y el diseño de circuitos con amplificadores operacionales.

## 1. Conceptos generales: amplificación, ruido y filtrado

Para empezar, hay que tener en cuenta que cualquier sistema electrónico es sensible a las interferencias externas.

Estas interferencias introducen un ruido, es decir, unas señales no deseadas que se superponen a la señal que nos interesa y que tienden a esconder de manera parcial su información útil.

Por este motivo, la amplificación de las señales eléctricas es muy importante en los sistemas de instrumentación, puesto que tiene por misión tomar la señal de la entrada de un sistema y situarla en su salida con un **mayor nivel de potencia**. Esta amplificación acaba resultando muy útil para conseguir una ganancia rápida de potencia sobre una señal y conseguir que se vea menos afectada por el ruido y otras interferencias.

De este modo, gracias a la etapa de amplificación, el sistema se vuelve menos sensible a cualquier interferencia externa que pueda sufrir.

La amplificación de las señales eléctricas puede ser de cuatro tipos diferentes en función de la señal, corriente o tensión eléctrica que tengamos en la entrada y la salida de nuestro sistema. De este modo, hablaremos de estos cuatro tipos de amplificaciones:

- Amplificación con entrada en tensión y salida en corriente.
- Amplificación con entrada en corriente y salida en tensión.
- Amplificación con entrada y salida en corriente.
- Amplificación con entrada y salida en tensión.

La ganancia **de potencia** de amplificación,  $A_p$ , se define como la potencia de la señal de salida  $P_o$  dividida entre la potencia de la señal de entrada  $P_i$ .

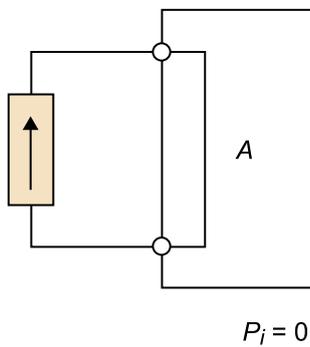
$$A_p = \frac{P_o}{P_i} \quad 2.1$$

En la ecuación anterior, vemos que si de un sistema dado queremos obtener una ganancia elevada es preciso que este absorba una baja potencia.

Desde el punto de vista de los sistemas ideales y, por lo tanto, no reales obtendríamos una ganancia elevada de amplificación cuando:

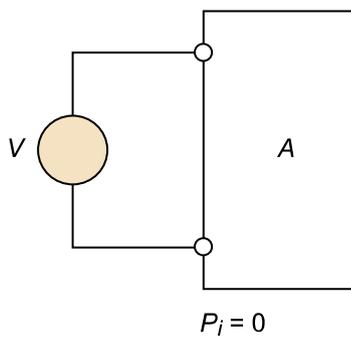
a) La señal de entrada es una fuente de corriente y está en cortocircuito (figura 1).

Figura 1. Fuente de corriente en cortocircuito en la entrada



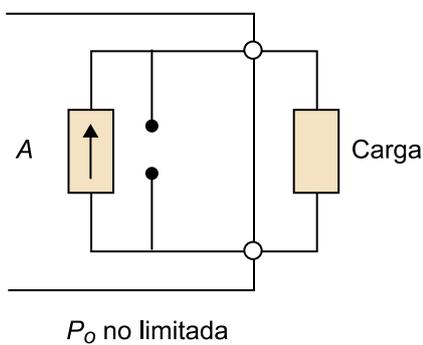
b) La señal de entrada es una fuente de tensión y está en circuito abierto (figura 2).

Figura 2. Fuente de tensión en circuito abierto en la entrada



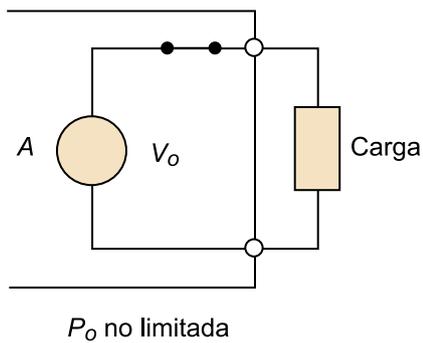
c) La señal de salida es una fuente de corriente y su impedancia es infinita (figura 3).

Figura 3. Fuente de corriente de impedancia infinita en la salida



d) La señal de salida es una fuente de tensión y su impedancia es nula (figura 4).

Figura 4. Fuente de tensión de impedancia nula en la salida



En los dos últimos casos, se consigue que la carga sobre la que se desarrolla la potencia no afecte a la variable de salida.

El amplificador ideal no necesita consumir potencia en la entrada y toda la que genera puede entregarla a la carga. Tal y como se ha comentado, estas son, obviamente, situaciones ideales en las que no se pierde potencia en ningún punto del sistema.

Como es fácil imaginar, una impedancia infinita o nula no obedece a una situación real y su existencia en la entrada de un amplificador resulta imprescindible. Si no encontramos ninguna energía en la entrada del amplificador, no resultará posible llevar a cabo su amplificación.

De igual manera, en la salida del amplificador también tendremos una impedancia de salida en la fuente de la señal.

Como estamos empezando a ver, los amplificadores presentan una serie de características no ideales que podemos identificar como las siguientes:

- Ganancia de potencia no ideal.
- Generación interna de ruido.
- Errores estáticos producidos por desviaciones.
- Distorsión armónica y distorsión de fase provocadas por un ancho de banda limitado.

En función de la aplicación que le damos al amplificador, será necesario considerar o no estas no idealidades y, en el más sencillo de los casos, podremos considerar el amplificador como ideal y resumiremos sus principales características en:

- La existencia de una ganancia de potencia  $A_p$ .
- La existencia de una ganancia de tensión  $A_v$ , una ganancia de corriente  $A_i$ , una ganancia de transresistencia  $R$  y una ganancia de transconductancia  $G$  (en función de la naturaleza de las señales de entrada y salida).

- La existencia de unas impedancias de entrada y de salida.

Si no tenemos un caso tan sencillo como el anterior y consideramos ciertas desviaciones en el funcionamiento ideal, habrá que considerar:

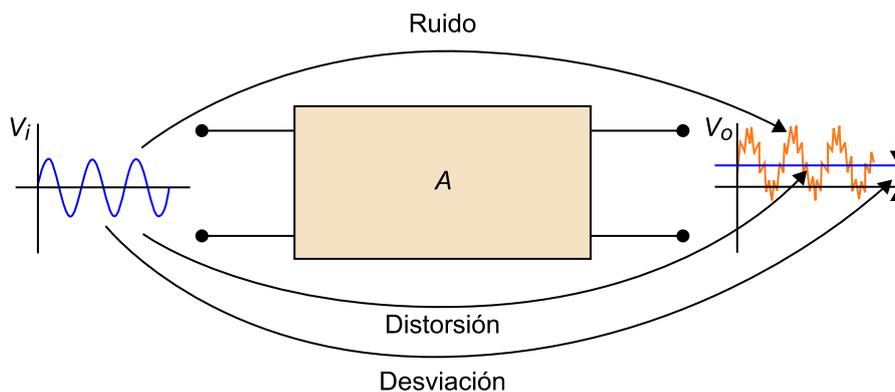
- La presencia de efectos de desviación (*offset*) en el valor de la salida, lo que por lo tanto introduce el inevitable error en este valor de salida.
- La presencia de una ganancia no lineal.
- Cambios en la ganancia debidos a la presencia de impedancias de entrada y salida, a efectos de carga, etc.

Si se lleva a cabo un estudio más complejo, habrá que considerar otros efectos no deseados, como por ejemplo el ruido generado internamente en el amplificador, el cual se añade al que ya tiene la propia señal en la entrada y empeora su relación señal/ruido ( $S/N^1$ ).

<sup>(1)</sup>Del inglés *signal to noise*.

Resumiendo, podemos observar los efectos anteriores en el esquema de la figura 5, donde tenemos una señal ( $V_i$ ) que quiere ser amplificada ( $A$ ) y a la que se añaden los efectos no deseados (ruido, distorsión y desviación), lo que da lugar a la señal de salida  $V_o$ .

Figura 5. Esquema de los efectos no deseados, debido al proceso de amplificación, sobre la señal de entrada  $V_i$



De entrada, y viendo el esquema de la figura anterior, no podemos decir que tengamos demasiados motivos para ser optimistas pensando en un amplificador en particular, y en los sistemas electrónicos en general, viendo los últimos efectos y si además, en muchos casos, tenemos señales débiles en la entrada, relaciones  $S/N$  bajas, altas frecuencias, etc.

No obstante, todos estos efectos tienen que ser cuantificados y, en la gran mayoría de los casos, los efectos negativos se pueden ignorar, por lo cual el amplificador acaba cumpliendo sus objetivos.

Por lo tanto, la amplificación puede resultar muy útil para proporcionar una ganancia rápida de potencia a una señal y conseguir de este modo que se vea menos afectada por los efectos no deseados o por el ruido.

### 1.1. Ruido en la amplificación

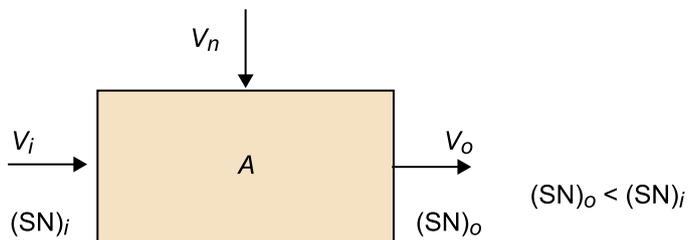
Como ya hemos avanzado anteriormente, las señales incorporan niveles de ruido, es decir, señales no deseadas que se superponen a la señal que nos interesa y que tienden a ocultar la información que hay que tratar. Además, a lo largo del tratamiento de los datos y de la información útil de nuestra señal se continúa añadiendo más ruido y este ruido también se acaba amplificando. Aparte del ruido interno del amplificador, tampoco podemos ignorar el que generan las interferencias electromagnéticas añadidas por circuitos externos.

De esta manera, disminuye la relación señal/ruido o  $S/N$ . Podemos ver, pues, que la relación  $S/N$  es uno de los parámetros más importantes en cualquier sistema de instrumentación electrónica.

Los diferentes elementos electrónicos que constituyen un amplificador (resistencias, transistores, diodos, etc.) añaden de manera intrínseca ruido a cualquier señal que lo atraviese, lo que también disminuye su relación  $S/N$ . Este ruido propio del amplificador se conoce como **ruido interno** ( $v_n$ ).

El modelo de inclusión de ruido interno en un amplificador se puede ver en la figura 6.

Figura 6. Modelo de inclusión de ruido interno en un amplificador



El total del ruido interno  $v_n$  generado en un amplificador se puede identificar con el parámetro **figura de ruido** ( $NF^2$ ), definido como el cociente entre la relación  $S/N$  en la entrada y la relación  $S/N$  en la salida; expresado de manera logarítmica y en decibelios:

$$NF = 10 \log \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \quad 2.2$$

<sup>(2)</sup>Del inglés *noise figure*.

Este valor siempre será mayor que cero y tendrá un valor bajo para amplificadores poco ruidosos y un valor alto para amplificadores más ruidosos.

El valor  $NF$  resulta especialmente importante cuando debemos amplificar una señal débil, y particularmente crítico en las primeras etapas de amplificación. En las últimas etapas de amplificación, cuando los niveles de potencia de la señal son más elevados, el valor  $NF$  acaba siendo insignificante.

### Ejemplo

Veamos un ejemplo práctico de lo que estamos comentando. Imaginemos que tenemos un dispositivo electrónico, por ejemplo un sensor, que nos proporciona una señal comprendida entre 0 y 1 V.

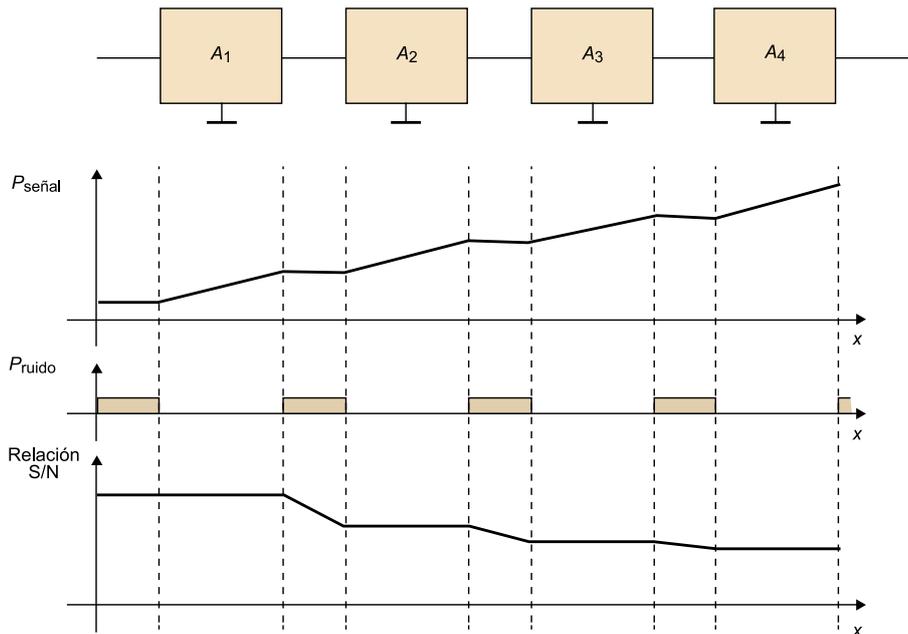
Si queremos evitar que el ruido que se nos puede añadir en cualquier punto del circuito afecte al nivel de la señal, conseguiremos que tenga menos importancia si amplificamos esta señal a 10 V.

De este modo, si el ruido que se nos añade equivale a 0,5 V, con la señal de 1 V, la relación  $S/N$  resultaría de unos 6 dB.

En cambio, si la señal es de 10 V la relación  $S/N$  será de unos 26 dB.

Si el ruido se va introduciendo con la misma potencia en todas las partes del circuito, veremos que su efecto tendrá menos impacto en la señal a medida que esta va avanzando en las diferentes etapas de amplificación del circuito, dado que la potencia de la señal será cada vez mayor (podéis ver este efecto ejemplificado en la figura 7).

Figura 7. Efecto del ruido en una cadena de amplificación de diferentes etapas



Podemos ver que los amplificadores (ideales) no tienen ninguna incidencia directa sobre la relación S/N, dado que tanto en la entrada como en la salida de estos podemos ver que la relación S/N se mantiene, quedando inalterada porque se amplifica la señal y el ruido en partes iguales. No obstante, como la potencia de la señal irá aumentando a medida que pasamos por etapas de amplificación, y la incidencia del ruido en nuevas etapas se mantendrá constante, vemos que el empeoramiento de la relación S/N es cada vez más irrelevante.

Como conclusión, podemos decir que es particularmente importante amplificar el nivel de una señal, dado que los posibles ruidos que se introducirán en el circuito resultarán comparativamente menores. De este modo, conseguimos disminuir la incertidumbre de la señal y, por lo tanto, aumentar su exactitud, es decir, la integridad y la fiabilidad de la información que contiene.

Viendo el impacto que tiene la relación S/N, podemos entender la importancia del papel que tienen los amplificadores en la instrumentación electrónica.

## 1.2. Filtrado de la señal

Debido a las no idealidades de los amplificadores, y teniendo en cuenta que pueden afectar de manera distinta en función de una determinada frecuencia, estos pueden experimentar variaciones en el espectro de su señal de entrada.

En algunas ocasiones, nos interesará disponer de todos los componentes de frecuencia de la señal de entrada sin que se produzcan atenuaciones en ninguno de los mismos o, dicho de otra manera, que todos los componentes frecuenciales se vean amplificados del mismo modo.

En otras ocasiones, como podría suceder dentro del ámbito de la medicina y para el caso concreto de los electrocardiogramas que miden las señales bioeléctricas, nos interesarán las bajas frecuencias. De este modo, filtraremos las altas frecuencias.

Así pues, estamos introduciendo un nuevo concepto: el filtrado de la señal.

El **filtrado de la señal** nos será útil para llevar a cabo una selección de aquellas frecuencias concretas que nos interesen para nuestros propósitos y para eliminar o atenuar el resto.

Una vez llegados a este punto, es necesario hacer un par de consideraciones.

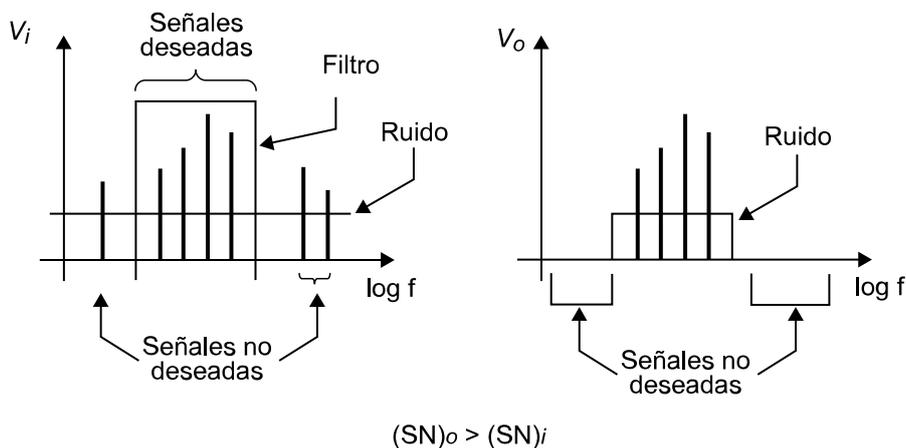
1) Partimos de la base de que cualquier señal contiene un espectro de frecuencias con datos que pueden interesarnos y otros que no. Desde el punto de vista de la instrumentación electrónica, aquella señal que contiene la información que nos interesa tratar será la señal **en sentido estricto**. El resto puede considerarse ruido.

2) El ruido puede tener un espectro de frecuencias muy amplio, con lo que el impacto sobre nuestra señal será mayor cuanto mayor sea el ancho de banda de nuestro sistema electrónico.

Pretendemos, pues, quedarnos solo con la señal que contiene la información que realmente queremos tratar y obviar aquellas señales que contienen una información que no nos resulta relevante. Será necesario, de este modo, limitar el ancho de banda de los componentes que no queremos tratar y atenuar todas las señales que nos resulten superfluas y que solo contribuirán a disminuir la relación  $S/N$ .

En la figura 8 vemos la representación gráfica de la mejora de la relación  $S/N$  con el filtrado de las señales no deseadas y la reducción de su ancho de banda:

Figura 8. Efecto del filtrado de una señal



## 2. El amplificador operacional

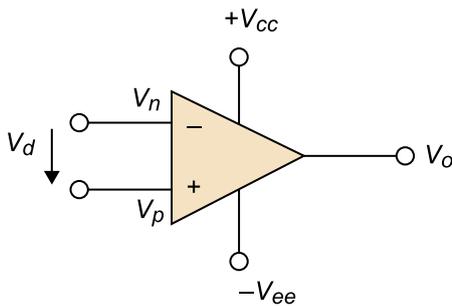
Encontramos una gran cantidad de dispositivos electrónicos capaces de amplificar una señal de corriente o de tensión sobre una carga, frente a los que pueden proporcionar la señal original no amplificada.

En el ámbito de la instrumentación electrónica, el elemento amplificador por excelencia es el **amplificador operacional (AO)**.

El amplificador operacional<sup>3</sup> se representa convencionalmente tal y como muestra la figura 9, con dos entradas –una inversora,  $V_n (-)$ , y la otra no inversora,  $V_p (+)$ –, dos terminales de alimentación,  $+V_{cc}$  y  $-V_{ee}$ , una tensión de salida  $V_o$  y la tensión diferencial  $V_d$  definida como  $V_d = V_p - V_n$ .

<sup>(3)</sup>A partir de ahora, abreviaremos amplificador operacional con la palabra *operacional* o con la sigla AO.

Figura 9. Representación convencional de un amplificador operacional



Tengamos en cuenta que para simplificar el circuito, con frecuencia las terminales de alimentación no se etiquetan con el nombre de la variable o simplemente no se dibujan.

La función del operacional es la de amplificar la tensión diferencial  $V_d$  (la diferencia entre la tensión en la entrada no inversora y la tensión en la entrada inversora) con una ganancia de tensión  $A_d$ :

$$V_o = A_d V_d \quad 2.3$$

Un operacional es un circuito integrado formado por varias etapas amplificadoras –las cuales están formadas a su vez por varios transistores y conectadas entre sí– y que representa como amplificador de tensión las **características ideales** siguientes.

- Ganancia de tensión  $A_d$  infinita, lo que significa que si su salida es finita, la tensión diferencial de la entrada será nula:  $V_d = V_p - V_n = 0$ .

- Resistencia de entrada infinita, lo que obliga a que la corriente de entrada por cualquiera de sus dos entradas ( $i_p$  por la positiva e  $i_n$  por la negativa) sea siempre nula:  $i_p = i_n = 0$ .
- Resistencia de salida nula, lo que implica infinita capacidad de proporcionar corriente sobre cualquier carga.

Debemos hacer una consideración sobre los valores extremos anteriores, dado que la tensión de salida  $V_o$  nunca podrá sobrepasar las tensiones de alimentación. Si el operacional está alimentado por un valor positivo de tensión  $+V_{cc}$  y uno negativo  $-V_{ee}$ , se cumplirá el hecho de que el valor de  $V_o$  estará comprendido entre estos dos valores, es decir:

$$-V_{ee} \leq V_o \leq +V_{cc} \quad 2.4$$

En un gran número de aplicaciones, el operacional puede considerarse como ideal sin introducir demasiados errores en el cálculo y, en cualquier caso, se tratará de una primera aproximación en un proceso de diseño.

Esta consideración de idealidad del operacional nos permite llevar a cabo un estudio simplificado del mismo y obtener unas aplicaciones muy interesantes en los circuitos de tratamiento de señal.

Se habla de **aplicaciones analógicas** cuando la tensión de salida  $V_o$  puede tomar cualquier valor comprendido entre las limitaciones de la expresión 2.4. En cambio, hablamos de **aplicaciones digitales** cuando la salida del amplificador solo puede tomar dos valores sin posibilidad de un valor intermedio.

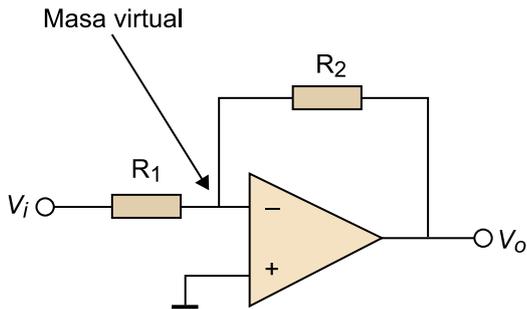
A continuación, se muestra un resumen de algunas de las aplicaciones analógicas y digitales del amplificador operacional ideal en los circuitos más habituales de tratamiento de la señal.

## 2.1. Algunas aplicaciones analógicas de los AO ideales

Las aplicaciones analógicas del amplificador operacional ideal son las siguientes.

a) **Amplificador inversor**: el término *inversor* se debe al signo negativo de su expresión matemática, que expresa un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y la salida (figura 10).

Figura 10. Esquema del amplificador inversor



La ganancia en tensión del amplificador inversor se obtiene analizando el circuito y aplicando las características del AO ideal. Si las corrientes a través de las líneas de entrada son nulas, se cumple la expresión 2.5:

$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2} \quad 2.5$$

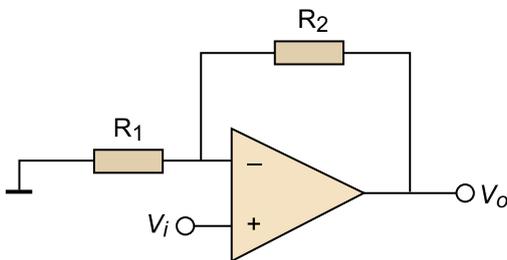
Tenemos que en el AO ideal  $V_n = V_p$ , es decir, la pata inversora  $V_n (-)$  es igual a la no inversora  $V_p (+)$ . Como en este caso  $V_p = 0$ , tendremos que  $V_n = 0$ . Al tener una tensión  $V_n = 0$ , aplicaremos al nudo indicado en la figura 10 el concepto denominado **masa virtual** o **cortocircuito virtual**. De estas consideraciones, obtenemos la ganancia del AO inversor:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad 2.6$$

Vemos que tenemos una ganancia negativa para cualquier valor de resistencias.

**b) Amplificador no inversor:** en este caso, la ganancia del AO no inversor se obtiene de manera similar al caso anterior a partir de la figura 11 y las ecuaciones 2.7 a 2.9:

Figura 11. Esquema del amplificador no inversor



$$V_n = \frac{V_o R_1}{R_2 + R_1}, \text{ en que } V_n = V_p = V_i \quad 2.7$$

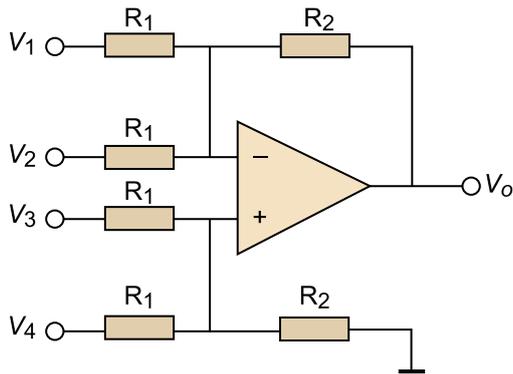
De lo que resulta la ganancia y la tensión de salida presentadas respectivamente en las expresiones 2.8 y 2.9:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad 2.8$$

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_i \quad 2.9$$

c) **Amplificador genérico:** es un amplificador sumador/restador con ganancia que permite llevar a cabo estas operaciones algebraicas con diferentes señales analógicas (figura 12).

Figura 12. Esquema de un amplificador genérico



La ecuación matemática de la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_3 + V_4 - V_2 - V_1) \quad 2.10$$

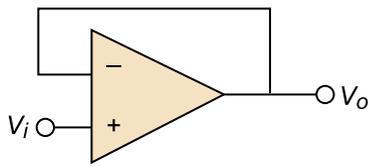
Observemos que podemos acabar haciendo un sumador o un restador jugando con las tensiones de la entrada. Por ejemplo, tendremos en la salida el resto analítico  $V_4 - V_2$  si las entradas  $V_1$  y  $V_3$  están conectadas en tierra.

d) **Seguidor de emisor o seguidor de tensión:** en este caso tenemos que  $V_o = V_i$ , por lo cual la ganancia será  $A = 1$  (podéis ver la figura 13). El AO no implica una carga para la fuente de señal y admite cualquier carga en su salida.

A pesar de que podríamos pensar de entrada que utilizar un AO para acabar teniendo  $V_o = V_i$  parece algo absurdo, esta configuración se utiliza mucho puesto que nos permite aislar la fuente de la carga, de modo que tendremos siempre la misma tensión de salida independientemente de la carga que conectemos a la salida del circuito. En instrumentación electrónica se utiliza, por ejemplo, para leer la tensión de un sensor con una intensidad muy pequeña para que no afecte al resultado de la medida.

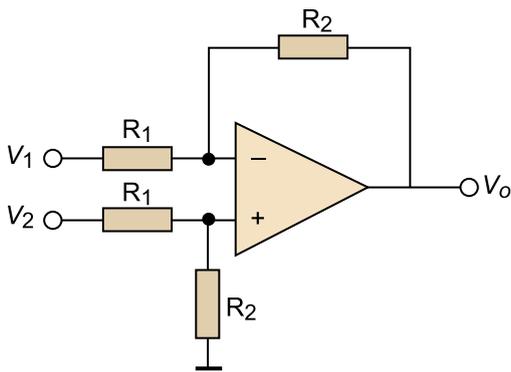
Se puede ver como un caso particular del amplificador no inversor en el que  $R_2 = 0$  y  $R_1 = \infty$ , por lo que la ganancia (ecuación 8) se reduce a  $A = 1$ .

Figura 13. Esquema de un seguidor de emisor o seguidor de tensión



e) **Amplificador diferencial:** se trata de un caso particular del amplificador genérico, muy versátil y utilizado (figura 14), puesto que como veremos detalladamente más adelante, es la base de un amplificador de instrumentación.

Figura 14. Esquema de un amplificador diferencial

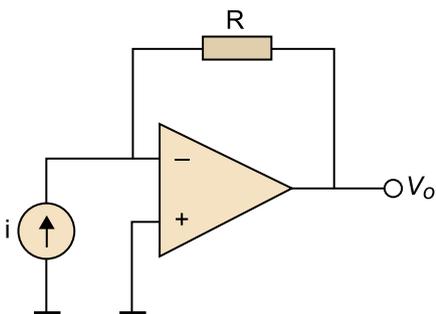


La ecuación matemática de la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad 2.11$$

f) **Convertidor corriente-tensión:** se trata de un circuito básico para obtener una salida de tensión correspondiente a una entrada en corriente (figura 15).

Figura 15. Esquema de un convertidor corriente-tensión



La ecuación matemática de la tensión de salida es:

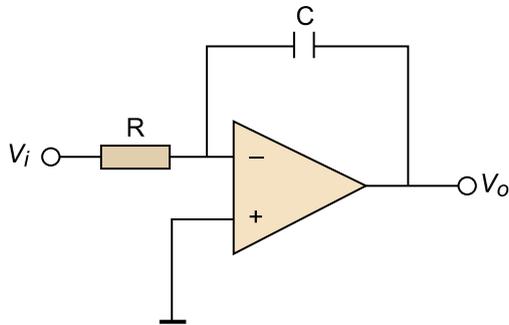
$$V_o = -Ri \quad 2.12$$

#### Ved también

El amplificador diferencial se trata de manera más detallada en el subapartado 3.1 de este módulo didáctico.

**g) Integrador:** este circuito nos sirve para calcular la integral de una señal de tensión de entrada (figura 16). Como podéis ver, se obtiene sustituyendo en la configuración inversora la resistencia de realimentación por un condensador.

Figura 16. Esquema de un integrador

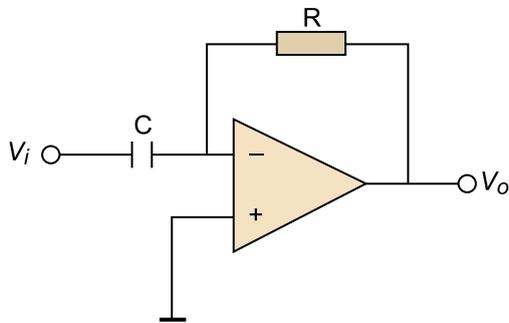


La ecuación matemática de la tensión de salida es:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt \quad 2.13$$

**h) Derivador:** este es un circuito que nos sirve para calcular la derivada de una señal de tensión de entrada. La figura 17 corresponde a la de un amplificador derivador:

Figura 17. Esquema de un derivador



La ecuación matemática de la tensión de salida es la siguiente:

$$V_o = -RC \frac{dV_i(t)}{d(t)} \quad 2.14$$

## 2.2. Algunas aplicaciones digitales de los AO ideales

En este caso, en el que también se considera el AO como ideal, la salida del operacional puede tomar solo dos valores.

a) **Comparador básico:** circuito comparador básico con una tensión de referencia (figura 18). El circuito compara la tensión de entrada  $V_i$  con la tensión de referencia  $V_{ref}$ . Si  $V_i$  es mayor que  $V_{ref}$ , la tensión en la salida del AO será  $+V_{cc}$ . Si es a la inversa, entonces la tensión en la salida del AO será  $-V_{ee}$  (podéis ver la figura 19).

Figura 18. Esquema de un comparador básico

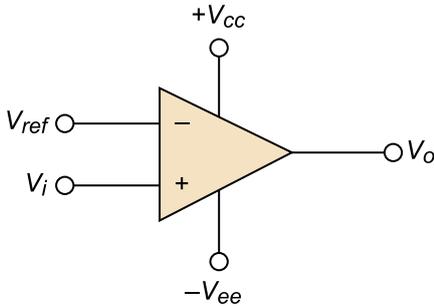
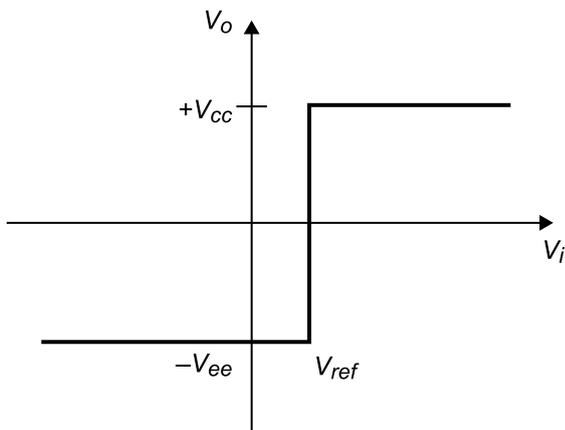


Figura 19. Relación entrada-salida en un comparador básico



b) **Comparador con histéresis:** a diferencia del comparador operacional anterior sin realimentación, el comparador con histéresis o *Schmitt trigger* (figura 20) se encarga de producir un pulso de disparo cuando el voltaje en su entrada se encuentra dentro de un margen específico (figura 21), determinado por su ventana de histéresis (la denominada tensión de histéresis H).

Figura 20. Esquema de un comparador *Schmitt trigger* implementado con un comparador no inversor

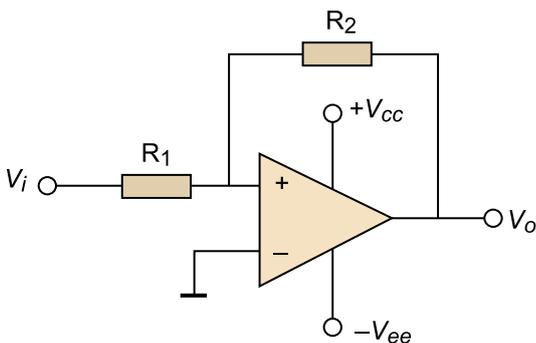
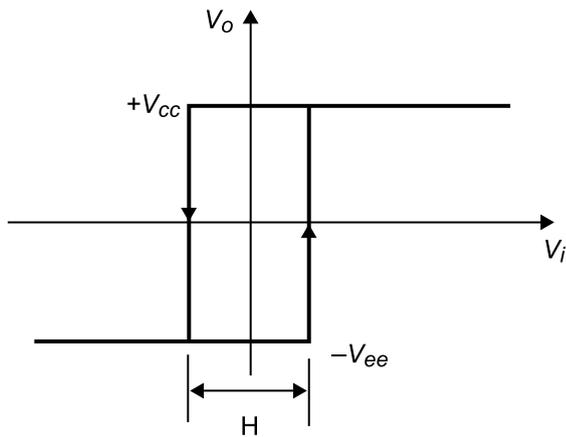


Figura 21. Relación entrada-salida en un comparador Schmitt trigger



Donde  $H$  tiene el valor:

$$H = \frac{R_1}{R_2} (V_{cc} + V_{ee}) \quad 2.15$$

c) **Comparador con histéresis II:** se trata de un caso similar al anterior, pero esta vez la tensión de histéresis se produce en torno a la tensión de referencia  $V_{ref}$ .

Figura 22. Comparador con histéresis II

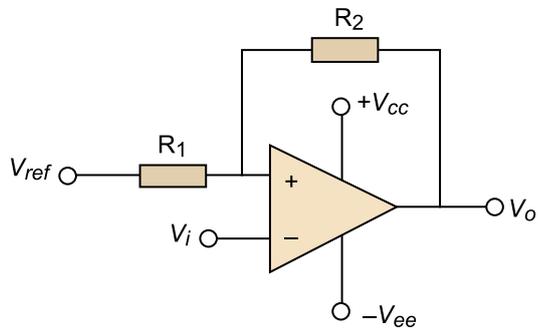
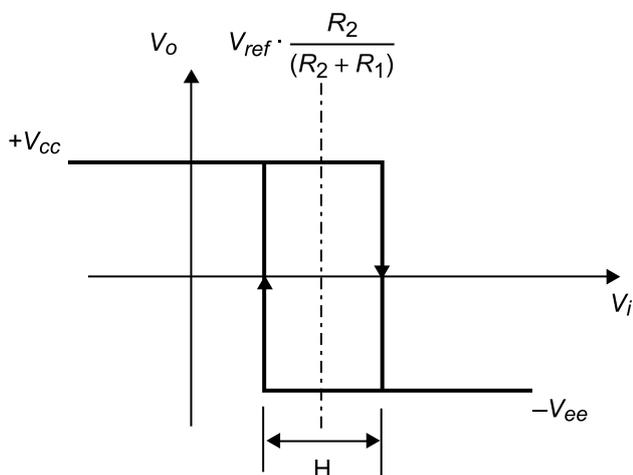


Figura 23. Relación entrada-salida en un comparador con histéresis II



Donde  $H$  tiene el valor presentado en la ecuación 2.15.

Hasta aquí, hemos visto algunas aplicaciones analógicas y digitales de los amplificadores operacionales considerados ideales. Obviamente, hay un abanico muy amplio de más aplicaciones con circuitos como los multiplicadores, osciladores, detectores, limitadores, recortadores y divisores de señal, amplificadores no lineales (logarítmicos y no logarítmicos) y un largo etcétera. Enumerarlas todas y deducir su expresión matemática con las ecuaciones de su ganancia o tensión de salida resultaría tedioso y fuera del ámbito de estos materiales didácticos. Esta información se encuentra accesible en cualquier libro de electrónica general.

Por otro lado, y como nos podemos imaginar, todas las ecuaciones anteriores no son exactas pues, al considerar que el amplificador operacional no es ideal sino real, aparecen una serie de efectos secundarios que constituyen un error permanente en la salida de cada circuito.

Por lo tanto, nos encontramos con la necesidad de cuantificar la diferencia en el comportamiento de un operacional ideal respecto al real. Esta cuantificación nos llevará a valorar si los errores introducidos por la no idealidad del operacional pueden ser obviados o si, por el contrario, nos llevan a pensar en otro dispositivo electrónico que presente menos errores.

### 2.3. Parámetros reales del amplificador operacional

En este subapartado analizaremos cada uno de los parámetros que definen el comportamiento real del amplificador operacional, de tal manera que podremos cuantificar su influencia en cualquier aplicación.

Para llevar a cabo este análisis, consideraremos uno de los operacionales de uso general más utilizados, el clásico AO 741. En 1965, la compañía Fairchild Semiconductor introdujo en el mercado el amplificador uA709, el primer amplificador operacional monolítico que se utilizó de manera masiva. Pese al éxito que tuvo este modelo, en aquella época los amplificadores operacionales tenían bastantes inconvenientes. Por este motivo la empresa decidió fabricar un amplificador operacional mejorado, el uA741. El hecho de que tuviera un precio económico y fuera sencillo de utilizar popularizó enormemente este AO, de modo que muchas otras empresas diseñaron posteriormente amplificadores equivalentes, como por ejemplo Motorola (MC1741) o National Semiconductor (LM741). Todos estos amplificadores operacionales son equivalentes al uA741, puesto que tienen las mismas especificaciones en sus hojas de características (*datasheets*).

Este dispositivo de tecnología bipolar (figuras 24 y 25) nos servirá para repasar los parámetros reales que rigen el funcionamiento de cualquier otro.

#### Web recomendada

Podéis encontrar el *datasheet* de uno de los fabricantes del AO en:

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>

Figura 24. Símbolo del AO 741

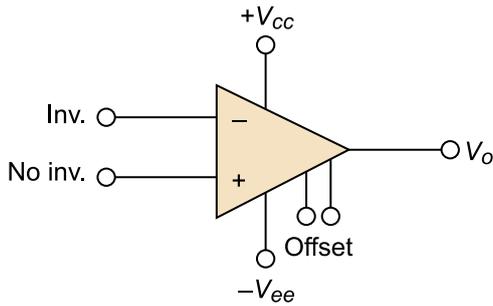


Figura 25. Pines de conexión del AO 741

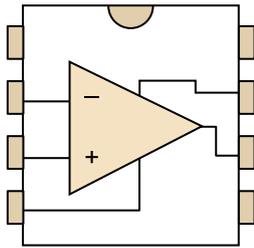
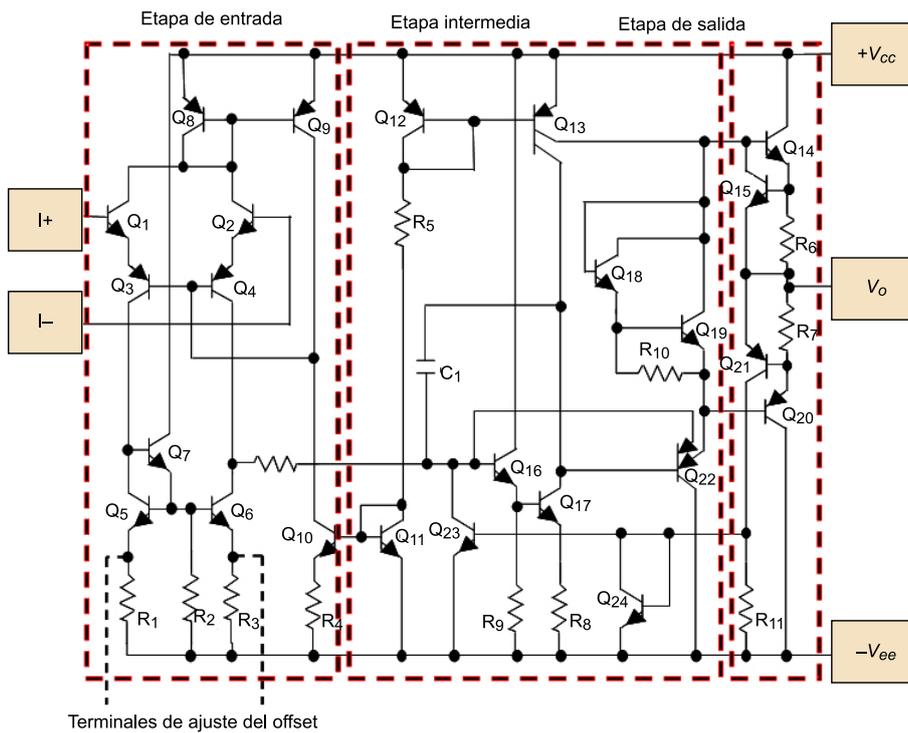


Figura 26. Estructura interna del AO 741



No entraremos en el estudio detallado del AO 741, pese a que su análisis superficial nos ayudará a introducir las no idealidades de este dispositivo en concreto (y el resto de las operacionales, en general), verdadero objetivo del ejemplo.

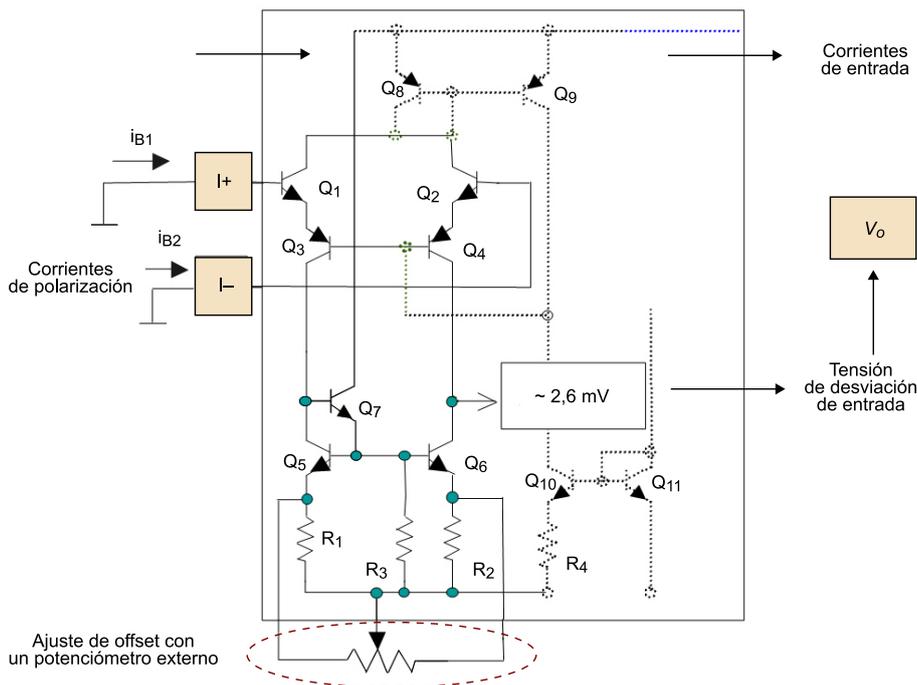
En el esquema de la figura 26, vemos que el AO 741 está constituido por tres etapas. Vamos a enumerar las principales funciones de cada una de las mismas.

1) La **etapa de entrada**, con una clásica entrada diferencial bipolar. Esta etapa es la responsable de buena parte de la ganancia del circuito y proporciona una baja amplificación de ruido.

2) La **etapa intermedia**, responsable de la adaptación de los niveles de tensión y la compensación en frecuencia.

3) La **etapa de salida**, responsable de proteger el sistema contra posibles cortocircuitos y de proporcionar la potencia necesaria a pequeñas cargas.

Figura 27. Etapa de entrada del AO 741



Si observamos la etapa de entrada del AO 741 (figura 27), notamos que deja de ser cierta la afirmación que hacíamos anteriormente para el operacional ideal. Los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  que forman la entrada diferencial bipolar necesitan corriente en sus bases para su funcionamiento, por lo **que no es correcta** la suposición ideal de corrientes nulas en las entradas.

Estas corrientes son las denominadas **corrientes de polarización**  $i_{B1}$  e  $i_{B2}$ . Aunque las dos corrientes tienen un valor parecido, no son estrictamente iguales, ni se sabe de manera evidente cuál de las dos será mayor. El parámetro denominado **corriente de desviación** incluye la diferencia entre estas dos corrientes.

De este modo, la existencia de asimetrías en las dos ramas de la etapa diferencial provoca también una tensión de salida, y recordemos que con las dos entradas en masa, la tensión de salida debería ser nula. Esta tensión de salida es modelable mediante la aparición de una tensión diferencial en la entrada conocida como **tensión de desviación de entrada**.

Estos efectos se irán transmitiendo sucesivamente a las otras etapas, lo que provocará la aparición de una tensión de salida diferente de cero, conocida como **tensión de desviación de salida**.

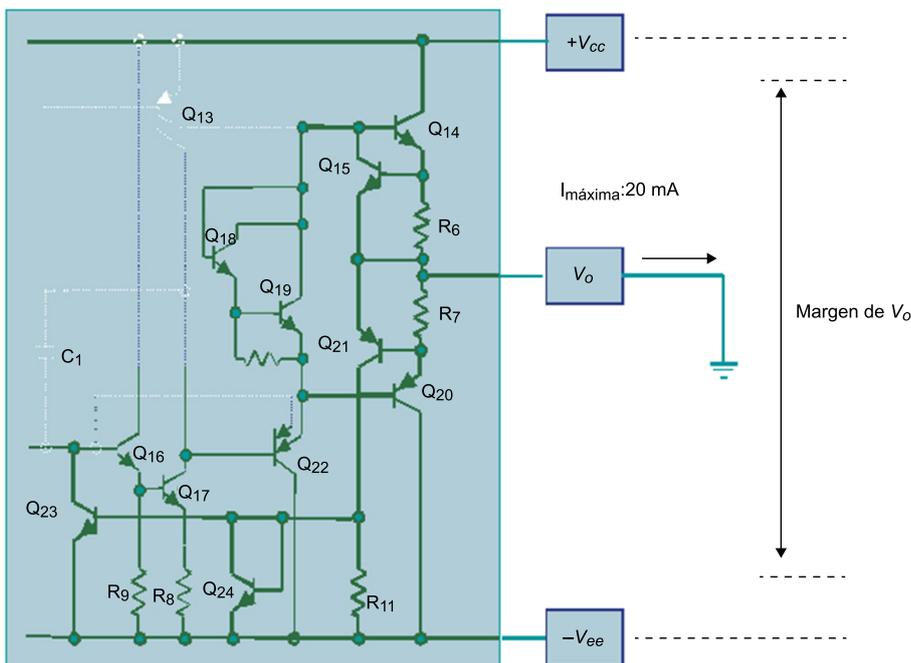
Por otro lado, pese a que la etapa diferencial tendrá una ganancia muy elevada y las otras dos etapas contribuirán mínimamente a la ganancia total del conjunto, este no será ni mucho menos infinito, tal y como suponíamos cuando definíamos las características del AO ideal.

El potenciómetro externo de ajuste de *offset*, que podemos observar en la figura 27 de la etapa de entrada, nos puede ayudar a corregir las diferencias que encontrábamos anteriormente en las ramas del diferencial, de tal modo que podemos llegar a hacer nula la tensión de salida del operacional cuando sus dos entradas están conectadas a masa.

Para acabar con esta primera etapa del AO 741, podemos decir que las entradas tienen una alta impedancia entre las mismas y entre cada una de estas y masa. Este hecho, sin embargo, no nos lleva a concluir que tengamos una impedancia infinita, tal y como afirmábamos para el AO ideal.

En lo que respecta a la etapa de salida del AO 741, observemos la figura 28:

Figura 28. Detalle de la etapa de salida del AO 741



De entrada, también notamos que no es cierta la suposición de una impedancia de salida nula como se afirmaba para el AO ideal. Podemos ver la presencia de las dos resistencias en serie,  $R_6$  y  $R_7$ , sumadas a la propia impedancia de los transistores.

Paralelamente, los transistores  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$  tendrán también una caída de tensión que podrá ser pequeña, pero nunca nula, con lo cual la tensión de salida nunca llegará a los valores extremos de la tensión de alimentación  $+V_{cc}$  y  $-V_{ee}$ .

Aunque se ha hecho una visión cualitativa y sin entrar en detalles de ecuaciones en los transistores, hemos empezado a introducirnos en el comportamiento real de los amplificadores operacionales, muy diferente a las suposiciones para los amplificadores que consideramos ideales.

Siguiendo el hilo de lo que hemos tratado en el módulo “Descripción de un sistema de instrumentación”, la caracterización real de un sistema en instrumentación electrónica se lleva a cabo a partir del análisis de su **comportamiento estático** (parámetros con corriente continua) y de su **comportamiento dinámico** (parámetros con corriente alterna).

En los siguientes subapartados, llevamos a cabo este análisis para el operacional y añadimos también su comportamiento en relación con el **ruido**.

## 2.4. Características estáticas de los amplificadores operacionales reales

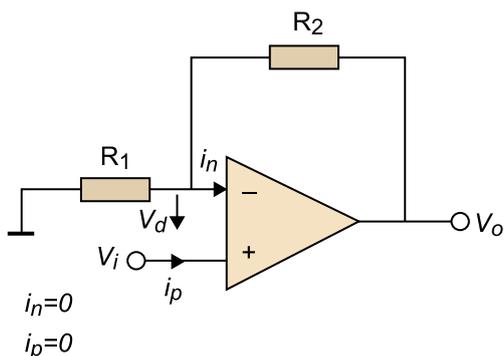
En el ejemplo del AO 741, ya nos hemos ido introduciendo en el comportamiento real del operacional. Vamos a ver algunos ejemplos más que nos ayudarán a analizar su comportamiento estático (corriente continua).

### 2.4.1. Ganancia diferencial o ganancia en lazo abierto

La primera diferencia significativa respecto al AO ideal es que la ganancia diferencial no es infinita, pese a que pueda ser muy elevada. Normalmente, se sitúa entre los 90 y 110 dB.

En primer lugar consideremos el caso de un amplificador realimentado con una configuración no inversora, como el de la figura 29. Además, consideraremos este operacional ideal excepto en lo que respecta a su ganancia diferencial ( $A_d$ ) finita.

Figura 29. Esquema del amplificador no inversor



Por un lado, tenemos que la tensión diferencial es  $V_d = V_p - V_n$  con los valores indicados en las expresiones 2.16 y 2.17.

$$V_n = \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_o \quad 2.16$$

$$V_d = V_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad 2.17$$

Además, se cumple que  $V_o = A_d V_d$  con una ganancia en lazo abierto<sup>4</sup>  $A_d$  **finita**. Entonces, operando llegamos a la expresión 2.18:

<sup>(4)</sup>En inglés, *open loop gain*.

$$V_o = \frac{A_d}{1 + A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2}} V_i \quad 2.18$$

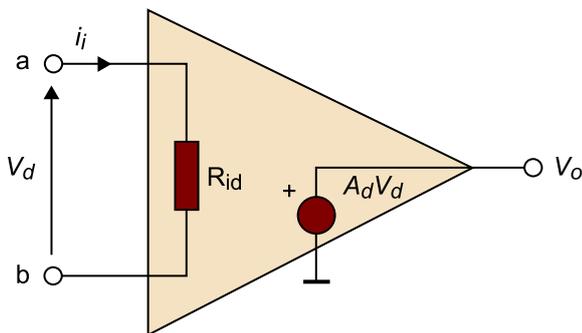
Por lo tanto, si consideramos  $A_d \rightarrow \infty$ , tendremos que la expresión 2.18 será la misma que hemos obtenido para el caso del AO ideal de la figura 11 (ecuación 2.9).

### 2.4.2. Impedancia de entrada finita

Los valores de la impedancia de entrada de un operacional real no son infinitos, como suponíamos para el AO ideal, pero sí elevados, del orden de  $10^6$  M $\Omega$  o superior, para el caso de operacionales con entrada FET, y de algunos centenares de k $\Omega$  para los operacionales con entrada bipolar.

En una primera aproximación identificamos la resistencia de entrada de un operacional con el valor  $R_{id}$ , según vemos en la figura 30:

Figura 30. Modelo no ideal del AO



En un modelo básico de operacional como el amplificador inversor de la figura 31, vemos también el circuito equivalente para el cálculo del efecto de la resistencia de entrada  $R_{id}$  (figura 32):

Figura 31. Esquema del amplificador inversor

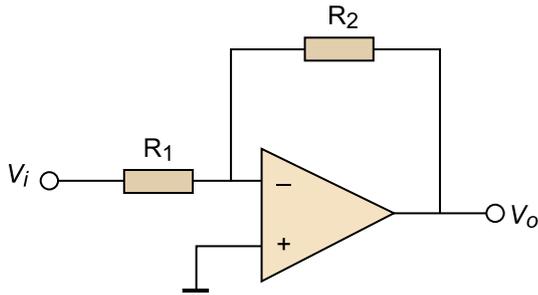
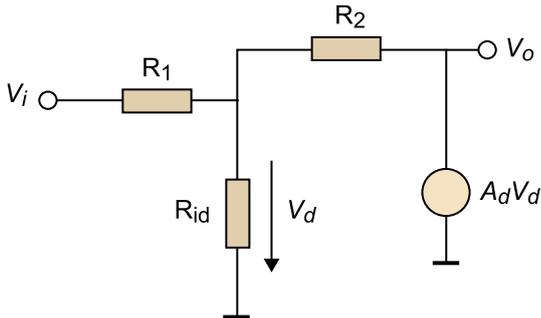


Figura 32. Modelo no ideal para el amplificador inversor



La inclusión de la resistencia de entrada  $R_{id}$  da lugar a la circulación de una corriente que genera la correspondiente tensión diferencial  $V_d$ , que recordemos que tiene como expresión:

$$V_d = V_o / A_d \quad 2.19$$

Si la ganancia diferencial fuera infinita, nos encontraríamos con que el efecto de la tensión diferencial sería nulo, puesto que no circularía corriente por las entradas del operacional al ser nulo también el efecto de la resistencia de entrada  $R_{id}$ . Puesto que en este análisis debemos considerar esta impedancia de entrada, tendremos que la expresión de la tensión diferencial será:

$$V_d = -V_i \frac{R_2 // R_{id}}{R_1 + R_2 // R_{id}} - V_o \frac{R_1 // R_{id}}{R_2 + R_1 // R_{id}} \quad 2.20$$

Donde  $R_1 // R_{id}$  indica la impedancia equivalente que se obtiene de conectar  $R_1$  en paralelo con  $R_{id}$  (y esta explicación es extrapolable para el resto de los casos).

Si sustituimos esta expresión en 2.19, tenemos que la tensión de salida será:

$$V_o = -V_i \frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1 + \frac{R_1}{R_{id}}} \quad 2.21$$

Si llevamos a cabo una segunda aproximación, también hay que tener en cuenta las resistencias que aparecen entre las entradas y la masa de referencia, según se indica en las figuras 33 y 34.

Figura 33. Modelo no ideal más aproximado del efecto de la impedancia de entrada finita en un AO

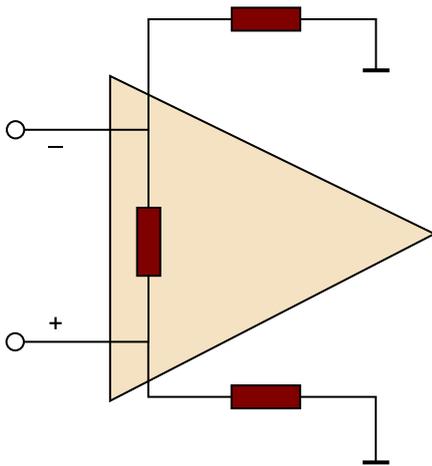
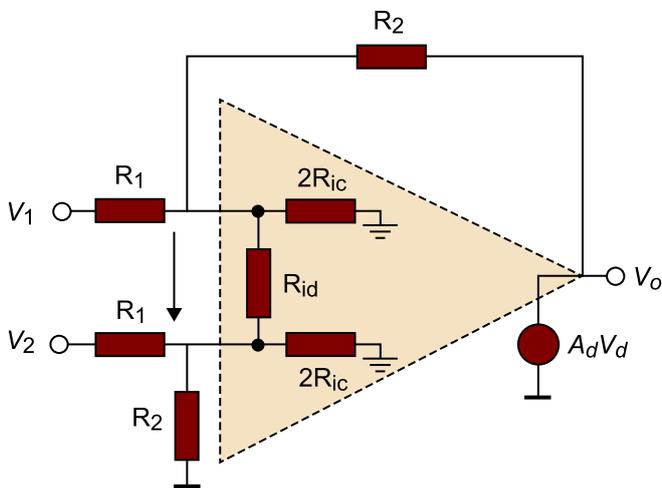


Figura 34. Detalle del modelo de la figura 33



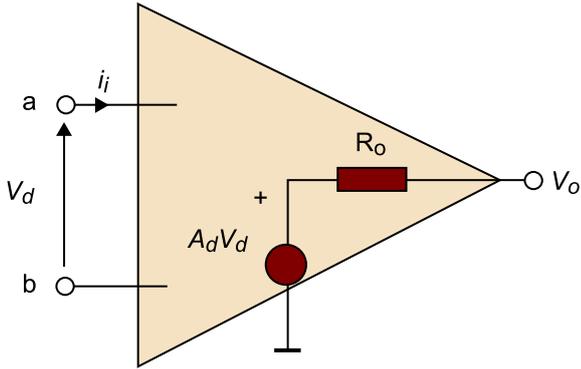
En la gran mayoría de los casos estas resistencias  $R_{ic}$  pueden considerarse iguales, por lo que su efecto puede añadirse al de la resistencia de entrada diferencial que veíamos anteriormente como su paralelo, lo que da como resultado una resistencia de entrada más baja:  $R_i = R_{id} // 4R_{ic}$ . Notemos que los fabricantes acostumbran a dar el valor final de esta resistencia de entrada  $R_i$ , por lo cual no se suele conocer el valor de  $R_{id}$  ni de  $R_{ic}$ .

### 2.4.3. Impedancia de salida

Para los amplificadores de propósito general, la resistencia de salida oscila entre los valores de 20 y 100  $\Omega$ . Vemos, pues, que se trata de una resistencia de valor bajo. Los amplificadores operacionales de potencia tienen valores aún más bajos.

En la figura 35, se muestra un operacional con su resistencia de salida ( $R_o$ ) incluida:

Figura 35. Esquema no ideal de un AO



Se puede observar la resistencia de salida  $R_o$  no nula.

Desde el punto de vista del error que introduce en la tensión de salida, la importancia de la resistencia de salida no es muy significativa.

No obstante, cuando se trata de desarrollar una potencia importante sobre la carga, como es el caso de los amplificadores de audio, sí que hay que tenerla en cuenta. En este caso, se tratará de seleccionar AO de potencias capaces de producir algunas decenas de vatios sobre cargas de 4 u 8  $\Omega$ .

Si tomamos como ejemplo un amplificador inversor cargado con una resistencia  $R_L$  como el de la figura 36, utilizaremos el circuito equivalente de la figura 37 para calcular el efecto de  $R_o$  finito sobre la salida:

Figura 36. Esquema del amplificador inversor con carga  $R_L$  en la salida

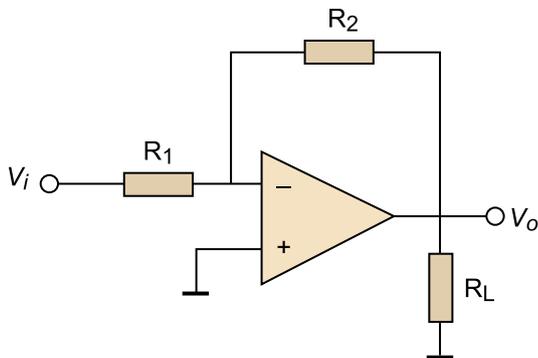
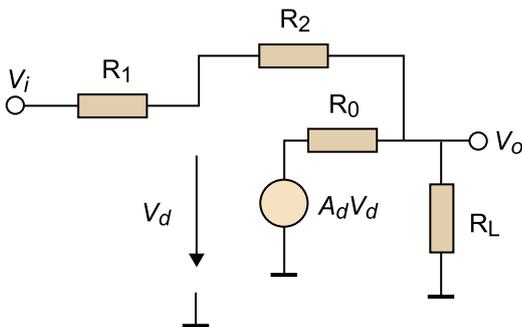


Figura 37. Modelo no ideal del esquema de la figura 36



Obtendremos la expresión 2.22 de la tensión de salida:

$$V_o = \frac{-A_d \frac{R_2}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_1+R_2}}{1 + A_d \frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_1+R_2} + \frac{R_o}{R_L}} V_i \quad 2.22$$

Podemos observar que la tensión de salida de la ecuación 2.22 es la misma que la de un AO inversor ideal cuando  $o$  es cero y cuando la ganancia en lazo abierto es infinita. También podemos ver que el efecto de  $R_o$  finito disminuye a medida que  $R_L$  es mayor.

#### 2.4.4. Tensión de desviación de entrada y de salida

La **tensión de desviación de entrada** también se conoce como *input offset voltage*. Hay que tener mucho cuidado con este parámetro, dado que es de los más importantes a la hora de introducir errores en la tensión de salida.

Tal y como vemos en el ejemplo del AO 741, la tensión de desviación de entrada se debe a la aparición de una tensión diferencial en las dos ramas del operacional.

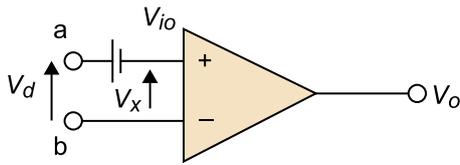
En función de la tecnología de fabricación del amplificador que elijamos, los valores habituales de esta tensión de desviación de entrada pueden ser muy variables.

De este modo, los amplificadores de entrada bipolar presentan unos valores de entre 0,1 y 2 mV, mientras que los de entrada FET tienen unos valores más altos, entre 1 y 20 mV.

Estos valores ya nos dan una pista de la influencia que tendrán en el error que pueden introducir para valores de tensión de entrada concretos. Si los valores de la tensión de entrada son altos, el error introducido por la tensión de desviación de entrada tendrá poca importancia. Sin embargo, si pensamos en amplificadores para la instrumentación, en los que las tensiones de entrada son bajas, deberemos ir con mucho cuidado si no queremos que la mayor parte del valor de la señal de la tensión de salida lo aporte la tensión de desviación.

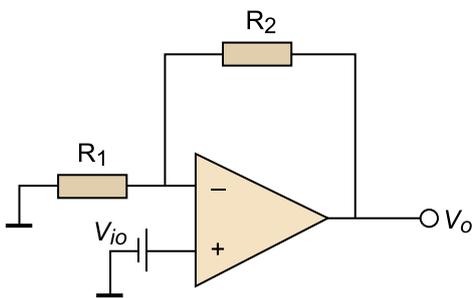
En la figura 38 vemos la representación de la tensión de desviación de entrada como una fuente adicional, que en este caso se ha dibujado en la entrada positiva del operacional y que puede ubicarse en cualquiera de las dos entradas, según resulte más conveniente.

Figura 38. Modelo del AO con la inclusión de la tensión de desviación de entrada



Para su cálculo, podemos tomar como ejemplo un amplificador operacional inversor o no inversor con las dos entradas conectadas a masa y en el que solo representamos la fuente de tensión correspondiente a la **tensión de desviación de entrada** (figura 39).

Figura 39. Amplificador no inversor con la inclusión de la tensión de desviación de entrada



El valor absoluto de la tensión de salida debido a la tensión de desviación de entrada tiene la ecuación del amplificador no inversor y se denomina **tensión de desviación de salida** (*output offset voltage*). El signo depende del signo de la tensión de desviación de entrada:

$$|V_o| = |V_{io}| \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad 2.23$$

#### 2.4.5. Corrientes de polarización

Hemos visto anteriormente que las corrientes de polarización son las que circulan por las dos entradas del amplificador operacional y sirven para el funcionamiento de la etapa diferencial de entrada.

También hemos visto que no son corrientes de igual valor y que no resulta evidente cuál de las dos será mayor, dado que las dos ramas no son exactamente iguales.

Del mismo modo nos hemos referido también al parámetro denominado **corriente de desviación**, que incluye la diferencia entre estas dos corrientes.

Los fabricantes de operacionales nos facilitan en sus hojas de especificaciones el valor medio<sup>5</sup> de las dos y su diferencia<sup>6</sup>, sin indicar cuál es la mayor y cuál la menor.

#### Ved también

Recordad que las corrientes de polarización se han tratado en el subapartado 2.3 de este módulo, cuando hemos analizado la etapa de entrada del AO 741.

<sup>(5)</sup>En inglés, *input bias current*.

<sup>(6)</sup>En inglés, *input offset current*.

De este modo, los fabricantes nos hablan del valor de la corriente de polarización (*input bias current*),  $I_B$ , expresado por la ecuación siguiente:

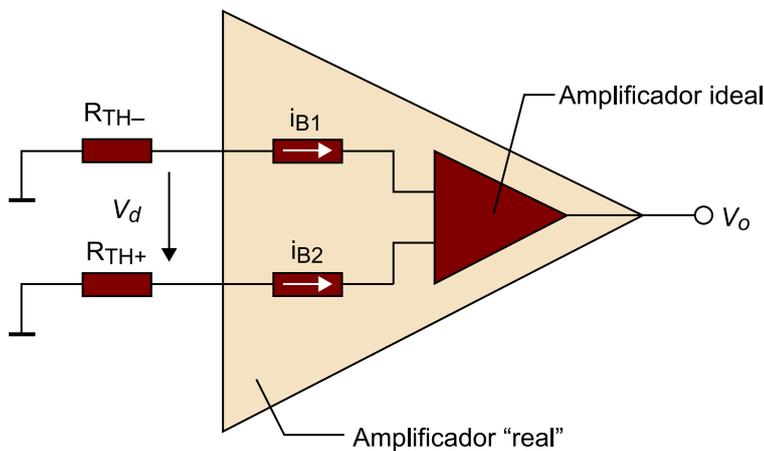
$$I_B = \frac{|i_{B1} + i_{B2}|}{2} \quad 2.24$$

y de la corriente de desviación (*input offset current*),  $I_{io}$ :

$$I_{io} = |i_{B1} - i_{B2}| \quad 2.25$$

La figura 40 representa las corrientes de polarización  $i_{B1}$  e  $i_{B2}$  y las respectivas resistencias que se ven desde cada una de las entradas del operacional,  $R_{TH-}$  y  $R_{TH+}$ .

Figura 40. Modelo del AO real considerando las corrientes de polarización y las resistencias de las entradas del operacional,  $R_{TH-}$  y  $R_{TH+}$



Desgraciadamente, el efecto de la corriente de desviación no puede eliminarse y, como siempre, podemos intentar paliarlo añadiendo una resistencia adicional situada de la manera adecuada, de tal modo que no se modifique la función del circuito.

Este efecto de las corrientes de polarización se traduce en una tensión diferencial que puede considerarse igual que el efecto de la tensión de desviación de entrada. Estos dos efectos se acaban sumando y se traducen en un error con la aparición de la **tensión de desviación de salida**.

Aunque su coste sea más elevado, la mejor opción acostumbra a ser la de elegir un operacional con unas buenas características y que introduzca un error asumible, antes que intentar ajustar este error.

### 2.4.6. Razón de rechazo en modo común (CMRR)

La razón de rechazo en modo común<sup>7</sup>, conocida normalmente por sus siglas en inglés *CMRR*, se define como el cociente entre la ganancia **diferencial** y la ganancia **en modo común** y, como podemos ver en la expresión 2.26, se expresa en decibelios:

<sup>(7)</sup>En inglés, *common mode rejection ratio*.

$$CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_c} (dB) \quad 2.26$$

Veamos, antes que nada, de dónde sale el término de *ganancia en modo común*. Hemos visto que los amplificadores operacionales tienen una ganancia diferencial muy elevada, pero no infinita. Además de esta ganancia diferencial, incorporan un segundo término de ganancia que se encarga de multiplicar la tensión en modo común.

La tensión en modo común  $V_c$  se define como la media aritmética de la tensión en las entradas del AO, es decir:

$$V_c = \frac{V_n + V_p}{2} \quad 2.27$$

Correspondería aquella tensión que encontramos tanto en la pata inversora como en la no inversora, es decir  $V_n = V_c$  y  $V_p = V_c$ .

Nos encontramos con el hecho de que el AO también amplifica este valor en un factor denominado **ganancia en modo común**,  $A_c$ , que hay que sumar a la ganancia diferencial en el cálculo de la tensión de salida  $V_o$  y que también contribuye al error total del amplificador:

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c \quad 2.28$$

Esta ganancia en modo común acostumbra a ser muy baja en los operacionales reales y suele venir definida con la sigla *CMRR*. Por lo tanto, la *CMRR* nos indica lo bueno que es nuestro sistema rechazando la señal común presente en las entradas inversora y no inversora del AO.

### 2.4.7. Razón de rechazo de la alimentación (PSRR)

El efecto de la tensión de alimentación en el operacional afecta a todo el circuito, principalmente a la etapa intermedia y a la de salida. A pesar de que no resulta muy grande, hay que tenerlo en cuenta.

La manera de contemplarlo es considerar el error que introduce en la tensión de salida ( $\Delta V_o$ ), y que se define como la **razón de rechazo de la alimentación**<sup>8</sup>, conocida normalmente por sus siglas en inglés, *PSRR*. También se expresa en dB:

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta V_{alim}}{\Delta V_o} \quad 2.29$$

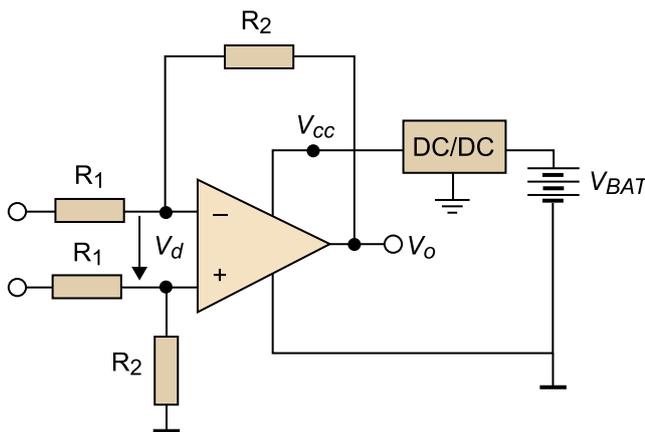
Donde  $V_{alim} = V_{cc} - V_{ee}$ .

Este efecto representa solo el impacto que tiene el cambio en la alimentación en condiciones estáticas, es decir, con variaciones lentas de la tensión de alimentación. Para variaciones rápidas de la tensión de alimentación el efecto no queda reflejado en este parámetro, sino que está más relacionado con el subapartado de ruido que veremos después de las características dinámicas del AO.

De este modo, este parámetro y error tendrá mucha más importancia en sistemas portátiles de instrumentación alimentados con pilas o baterías y en los que la tensión de alimentación varía con el nivel de la carga de la batería o pila a lo largo de su vida útil.

La manera de corregir este problema consiste en utilizar un regulador de tensión que amplíe el margen de uso, manteniendo el nivel de tensión constante en  $V_{cc}$  (como se muestra, por ejemplo, en la figura 41).

Figura 41. Ejemplo del uso de un regulador de tensión para minimizar el efecto de la variación de la alimentación en el AO



#### 2.4.8. Resumen de las características estáticas de los AO reales

A continuación enumeramos, a modo de resumen, las características estáticas que hemos visto en el presente subapartado:

- Ganancia diferencial o en lazo abierto finito (*open loop gain*).
- Presencia de una impedancia de entrada finita.
- Presencia de una impedancia de salida.

<sup>(8)</sup>En inglés, *power supply rejection ratio*.

#### Ved también

El ruido se trata en el subapartado 2.6 de este módulo.

- Presencia de una tensión de desviación de entrada.
- Presencia de una tensión de desviación de salida.
- Presencia de corrientes de polarización (*input bias currents*).
- Razón de rechazo en modo común (CMRR).
- Razón de rechazo de la alimentación (PSRR).

## 2.5. Características dinámicas de los amplificadores operacionales reales

Las características dinámicas nos hablan de cómo un dispositivo responde a cambios en su entrada. Para las señales dinámicas, el sistema tiene que ser capaz de responder con suficiente rapidez para seguir las señales de entrada. En este subapartado, mostraremos el comportamiento del amplificador operacional real teniendo en cuenta estos cambios en la entrada.

Veamos las características dinámicas de los AO reales desde el punto de vista de dos parámetros:

- El ancho de banda.
- *Slew-rate*.

### 2.5.1. El ancho de banda

El margen de frecuencias a partir de las cuales se puede trabajar con circuitos amplificadores en condiciones de pequeña señal es lo que define el ancho de banda de un circuito. Por lo tanto, se trata del parámetro que nos indica la tensión máxima que podemos conseguir en la salida de estos circuitos cuando trabajamos con pequeña señal.

Los amplificadores operacionales no presentan la misma ganancia  $A_d$  a cualquier frecuencia. De hecho, y en general, presentan una ganancia de unos 100 dB, que se mantiene a frecuencias bajas pero que empieza a disminuir a medida que aumenta la frecuencia.

El ancho de banda incluye aquel abanico de frecuencias en el que la ganancia se mantiene prácticamente al mismo valor.

Si volvemos a poner como ejemplo el operacional 741, veremos que su ganancia es de 106 dB cuando la frecuencia es menor de 4 Hz. Si esta aumenta hasta 1,5 MHz, la ganancia cae hasta los 0 dB con una pendiente de  $-20$  dB/dec (figura 42).

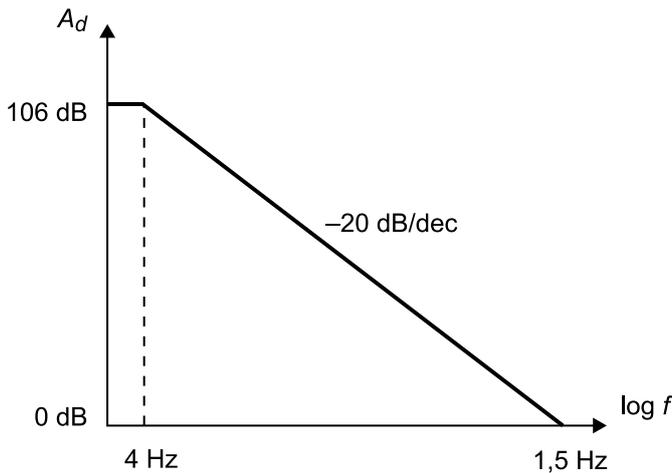
#### Modelo de pequeña señal

Modelo que permite el estudio de las pequeñas variaciones de tensión y corriente en un circuito en torno al punto de polarización.

#### Década (dec)

Una década es un factor de relación de 10 entre dos números (un orden de magnitud) medidos en una escala logarítmica.

Figura 42. Evolución de la ganancia del AO 741 en función de la frecuencia de la señal de entrada



Cuando hablamos de un AO en lazo abierto vemos que su ancho de banda es de  $B_o \approx 4 \text{ Hz}$ . No obstante, en el ámbito de la instrumentación electrónica, en el que buscamos una mayor estabilidad, nos interesa tratar con circuitos amplificadores operacionales que trabajen en lazo cerrado y realimentados negativamente. De este modo, el ancho de banda crece con el factor de realimentación del circuito.

Un circuito con AO en lazo abierto con ganancia  $A_d$  y realimentado por un factor  $\beta$  tendrá una ganancia en lazo cerrado  $A$  dada por la expresión:

$$A = \frac{A_d}{1 + A_d \beta} \quad 2.30$$

La respuesta en frecuencia del amplificador operacional 741 de la figura 42 es la propia de los amplificadores compensados internamente en frecuencia, y caracterizados porque la pendiente de caída de la ganancia diferencial en lazo abierto es de  $-20 \text{ dB/dec}$  hasta llegar a los 0 dB.

El concepto de amplificadores compensados en frecuencia hace referencia al comportamiento que tendrán estos dispositivos una vez realimentados, de tal manera que se garantiza que no se sobrepasarán los márgenes de ganancia y fase con realimentaciones puramente resistivas.

Este comportamiento enlaza con el enunciado del **criterio de Nyquist**, que analiza hasta qué punto podemos realimentar un circuito sin que aparezca el fenómeno de la realimentación positiva, momento en el que se produce una **oscilación**. Esta realimentación positiva se produce cuando el cambio progresivo de fase de la tensión de salida respecto a la de entrada acaba originando que las dos se sumen en la entrada en lugar de restarse. Este fenómeno saca al dispositivo de su comportamiento estable; por lo tanto, no nos interesa que se produzca una oscilación no deseada.

#### Factor de realimentación $\beta$

Ganancia de la red de realimentación. Valor por el que multiplicamos la tensión de salida al realimentarla en la entrada.

#### Compensación en frecuencia

Técnica utilizada para evitar oscilaciones indeseadas de la salida en circuitos realimentados.

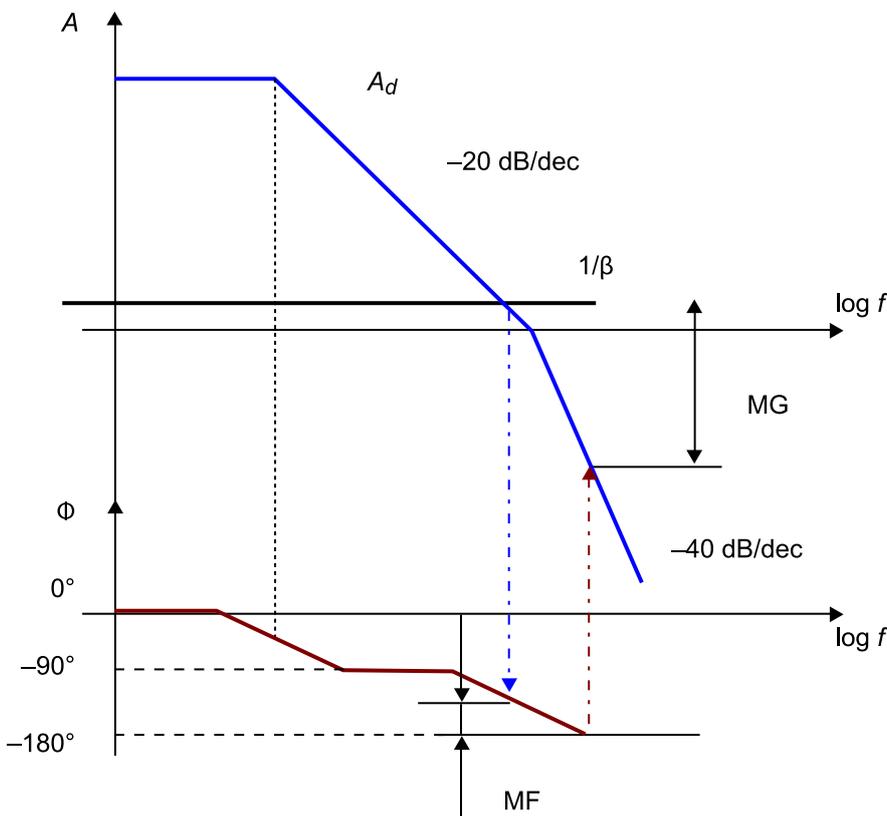
Prevenir las oscilaciones requiere un buen cálculo del circuito, y esto implica que hay que evitar que el producto  $A_d \beta$  valga  $-1$  para alguna frecuencia concreta.

Igualmente, con el margen de fase (MF) podemos determinar lo lejos que nos encontramos de que el sistema empiece a oscilar. El margen de fase se define como la diferencia de fase hasta llegar a  $-180^\circ$  en la curva  $A_d \beta$ .

El margen de ganancia (MG) determina cuánto podríamos aumentar la ganancia en el punto donde la fase es  $-180^\circ$ , sin que lleguemos a que el producto  $A_d \beta$  valga  $-1$ .

En la gráfica de la figura 43, vemos los valores de los márgenes de fase y de ganancia para un operacional realimentado en un circuito resistivo puro.

Figura 43. Representación gráfica de los márgenes de fase y de ganancia para un AO realimentado con un circuito resistivo puro



Vemos en la figura 43 que se trata de trabajar con un margen de fase mínimo que nos proporcione una cierta garantía de no oscilación, dado que las tolerancias y derivas de los componentes del circuito nos pueden llevar a un punto crítico.

Partiendo de la expresión 2.30 y considerando que  $(1 + A_d \beta) \approx A_d \beta$  (siempre que  $A_d \gg 1/\beta$ ), tendremos que la ganancia del circuito es  $A \approx 1/\beta$ .

Por lo tanto, ¿cuándo tendremos un circuito estable o inestable?

Por un lado, tendremos un circuito estable cuando el margen de fase esté en torno a  $45^\circ$ , lo que implica que las curvas  $A_d$  y  $1/\beta$  se corten con una pendiente relativa igual o menor a  $20 \text{ dB/dec}$  (figura 44).

Por otro lado, tendremos un circuito inestable y con peligro de oscilación cuando la pendiente relativa entre las curvas  $A_d$  y  $1/\beta$  sea de  $40 \text{ dB/dec}$  (figura 45).

Figura 44. Cruzamiento de las curvas  $A_d$  (líneas continuas) y  $1/\beta$  (líneas discontinuas) con una pendiente de  $-20 \text{ dB/dec}$  y, por lo tanto, circuito estable

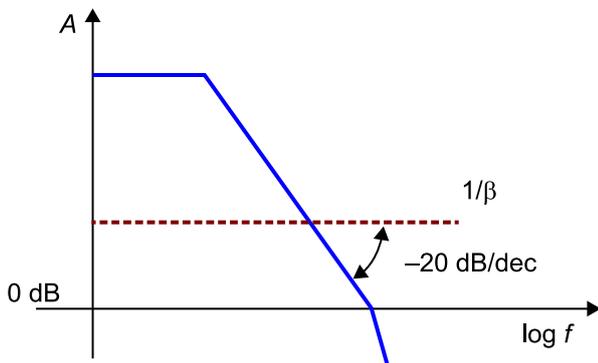
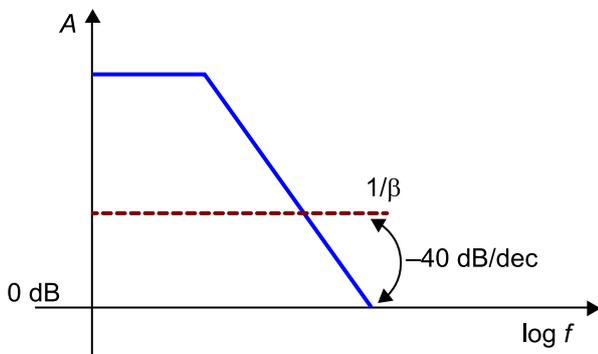


Figura 45. Cruzamiento de las curvas  $A_d$  (líneas continuas) y  $1/\beta$  (líneas discontinuas) con una pendiente de  $-40 \text{ dB/dec}$  y, por lo tanto, circuito inestable



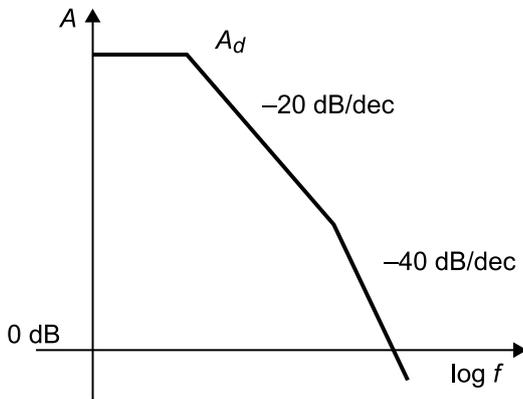
Si observamos la gráfica de la figura 44, vemos que los AO compensados internamente en frecuencia no oscilarán nunca cuando se realimentan con un circuito resistivo puro.

Los AO compensados internamente en frecuencia acostumbran a tener unos anchos de banda reducidos. **Como norma general, utilizaremos los AO compensados cuando nos interese tener ganancias bajas.**

Por el contrario, cuando nos interese tener un **producto ganancia-ancho de banda elevado**<sup>9</sup> (GBW), utilizaremos AO **no compensados en frecuencia**, los cuales no incluyen ninguna compensación en sus etapas intermedias y presentan una característica de ganancia en lazo abierto como la de la figura 46:

<sup>9</sup>En inglés, *gain-bandwidth*.

Figura 46. Característica de ganancia en lazo abierto de un AO sin compensación en frecuencia



Puesto que ahora tenemos una parte de la curva con caída de  $-40$  dB/dec, la zona útil para evitar realimentación positiva en estos AO será solo la zona en la que la pendiente de  $A_d$  cae a  $-20$  dB/dec.

### 2.5.2. Slew-rate

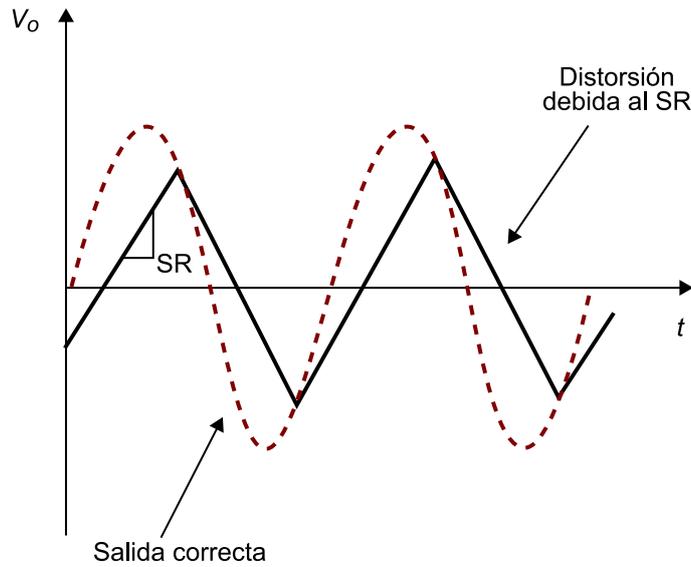
En el subapartado anterior, cuando hablábamos del ancho de banda, nos referíamos al margen de frecuencias con las que podíamos trabajar en un circuito en condiciones de pequeña señal, en comparación con la máxima tensión que se podía obtener en la salida.

Cuando trabajamos con tensiones de salida mayores, podemos encontrar que esta tensión varíe su valor de manera muy rápida. Esta limitación viene definida por el parámetro *slew-rate* (SR).

El parámetro *slew-rate* representa, pues, la máxima pendiente que la tensión de salida puede tener en el tiempo, y se mide en V/ $\mu$ s. Veamos su expresión matemática en la ecuación 2.31:

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad 2.31$$

En la figura 47, vemos el efecto del *slew-rate* en la salida de un amplificador operacional real.

Figura 47. Efecto del *slew-rate* en un AO real

En la gráfica, podemos ver que cuando intentamos variar la tensión de salida con un valor mayor que el valor limitado por nuestro *slew-rate* se produce una distorsión o un recorte de la señal de salida y se pierden las características lineales del AO.

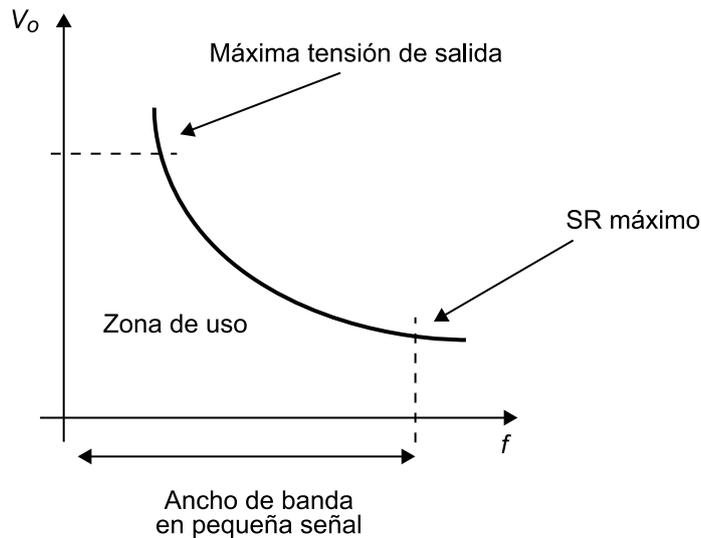
El valor del *slew-rate* viene limitado por los mismos factores que limitan el ancho de banda y, por lo tanto, uno y otro tienen una relación directa.

La frecuencia máxima que podemos aplicar a un circuito amplificador también dependerá de la tensión de salida, y se reducirá a medida que la tensión de salida sea más alta.

Esta limitación de frecuencia impone un ancho de banda adicional al amplificador operacional que se denomina **ancho de banda de potencia**.

Este parámetro acaba de definir los límites de uso de un amplificador operacional, establecidos por el cuadrante entre la tensión de salida  $V_o$  en función de la frecuencia que podemos ver en la figura 48:

Figura 48. Límites de uso de un amplificador operacional



El parámetro *slew-rate* es una característica intrínseca del AO. Por lo tanto, si queremos llevar a cabo un buen diseño de nuestro circuito, estamos obligados necesariamente a elegir de manera adecuada nuestro amplificador operacional en función de nuestras necesidades particulares.

Es importante, pues, revisar bien las características del AO utilizado respecto al parámetro *slew-rate*. Se mide típicamente en  $V/\mu s$ .

## 2.6. Comportamiento de los amplificadores en relación con el ruido

En este subapartado, veremos el comportamiento del amplificador en relación con el ruido y en función de su origen, desde dos puntos de vista diferentes:

- Comportamiento del amplificador desde el punto de vista del ruido generado por el mismo.
- Comportamiento del amplificador desde el punto de vista del ruido generado por las propias resistencias utilizadas por los circuitos de amplificación.

### 2.6.1. Ruido generado por el propio amplificador

Este tipo de ruido es el que se denomina **ruido interno**. Como ya hemos visto anteriormente, el amplificador no es un dispositivo que podamos considerar ideal y, por lo tanto, esta no idealidad nos introduce ruidos.

Ya hemos visto que el ruido es una señal no deseada que se superpone a la señal que realmente nos interesa. Además, esta señal no deseada tiende a esconder parcialmente la información de la señal que queremos amplificar.

También hemos visto que la importancia de este ruido se mide con la relación señal/ruido (S/N).

Una de las características de los sistemas de instrumentación, frente a otros sistemas electrónicos, es que trabajan con unas señales de amplitud débil como mínimo en sus entradas, por lo cual la importancia de este ruido toma una mayor dimensión.

No podemos hablar de un valor determinado de la señal de ruido, dado que suelen contener un gran número de frecuencias. De hecho, si medimos la tensión de salida de un operacional con todas sus entradas en masa y ajustamos todas las tensiones de desviación correctamente, intentando minimizar al máximo sus efectos, se desarrolla un nivel de tensión que contiene un amplio número de frecuencias. Este efecto se denomina **nivel de ruido basal**.

De este modo, si queremos definir un valor de tensión o de corriente, tendremos que hablar en términos de densidad espectral y definir una banda de frecuencias determinada, utilizando unidades de  $A/\sqrt{Hz}$  o  $V/\sqrt{Hz}$ .

El ruido que se puede generar en un circuito electrónico puede tener diferentes fuentes. Hablamos de seis tipos de ruido.

1) **Ruido térmico o ruido blanco**: se denomina *ruido blanco* puesto que contiene todas las frecuencias. La luz, que contiene todas las longitudes de onda (todas las frecuencias), es blanca. Este ruido se produce en cualquier elemento resistivo, se debe a la agitación térmica de las partículas y crece con la temperatura.

2) **Ruido de golpeado**: producido por el movimiento aleatorio de los electrones al atravesar una barrera de potencial. Crece con la corriente de circulación y presenta una distribución espectral plana; por lo tanto, también es un ruido blanco.

3) **Ruido de parpadeo**: es un ruido que aparece en todos los dispositivos activos y en las resistencias de carbón. Tiene un ancho de banda limitado y solo contiene frecuencias bajas.

4) **Ruido de transición**: causado por los desfases que aparecen en las tensiones y las corrientes en el interior de los dispositivos debidos al tiempo que los portadores de carga tardan en atravesarlos. Se incrementa con el aumento de la frecuencia.

5) **Burst noise**: este ruido es el originado por las impurezas de las uniones p-n a bajas frecuencias, menores de 100 Hz.

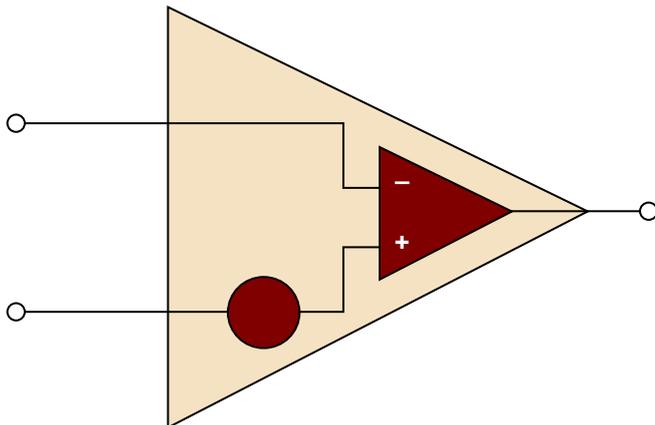
6) **Ruido de deslizamiento o ionización:** se trata del ruido producido en las juntas inversamente polarizadas cerca de la zona de deslizamiento, donde el campo eléctrico puede llegar a valores del orden de  $10^5$  V/cm. Estos pulsos de corriente se generan de manera aleatoria y pueden producir un ruido de magnitud considerable.

Si sumamos todos los tipos de ruidos internos que hemos enumerado anteriormente, obtenemos una expresión matemática que muestra su efecto aditivo modelado en una fuente de tensión con valor eficaz  $V_t$ . Observemos que  $V_{in}$  representa el valor instantáneo del ruido para cada frecuencia:

$$V_t^2 = \sum_{i=0}^n V_{in}^2 \quad 2.32$$

En la figura 49, se muestra la representación del modelo elemental de ruido interno en un amplificador operacional:

Figura 49. Modelo no ideal del AO con la fuente de tensión del ruido interno generado por el propio dispositivo



Los fabricantes de operacionales acostumbran a facilitar, en las hojas de características, los valores más significativos de estos diferentes efectos.

### 2.6.2. Ruido generado por las propias resistencias de los circuitos de amplificación

Además de lo que se ha presentado en el subapartado anterior, es evidente que si queremos llevar a cabo un buen estudio del efecto que tiene el ruido en un sistema amplificador deberemos evaluar su comportamiento desde el punto de vista del ruido generado por las propias resistencias que utiliza cada circuito de amplificación.

Si tomamos como ejemplo un amplificador diferencial como el de la figura 50, y teniendo en cuenta el circuito equivalente de la figura 51 –que contempla todas las fuentes de ruido, las de ruido interno del operacional y las propias de las resistencias–, se podrá hacer el análisis de ruido.

Figura 50. Ejemplo de circuito con AO para el estudio del efecto de las diferentes fuentes de ruido

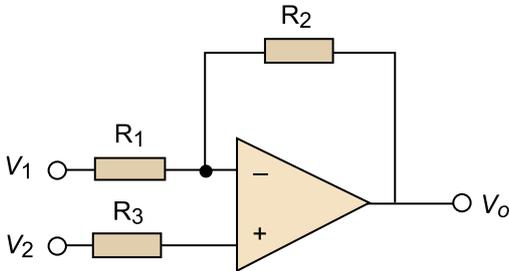
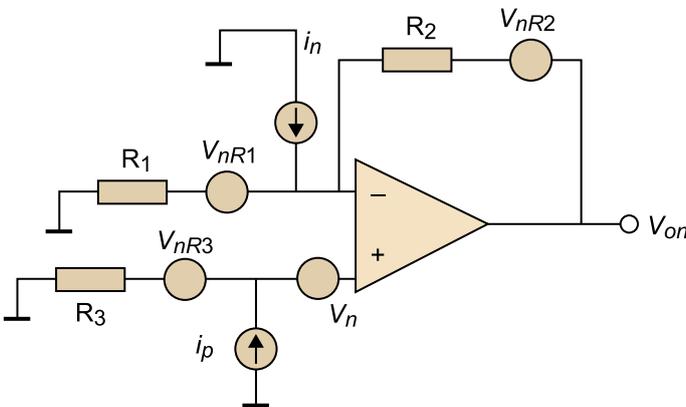


Figura 51. Fuentes de ruido en el ejemplo de la figura 50



El análisis, suponiendo un comportamiento lineal del circuito y la adición de todos los ruidos internos del operacional (expresión 2.32) y los de las resistencias, nos dará como resultado la expresión de la **tensión de ruido**  $V_{on}$  siguiente:

$$V_{on} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \sqrt{[4kTR_1 + C^2 + 4i_w^2 R_3^2] (f_s - f_i) + [C^2 f_{ncv} + 4R_3^2 i_w^2 f_{nci}] \ln \frac{f_s}{f_i}} \quad 2.33$$

Donde  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K).

$T$  es la temperatura en grados Kelvin.

$f_s$  y  $f_i$  son las frecuencias de corte superior e inferior del circuito.

$C$  es la densidad constante del ruido blanco.

$i_w$  es la corriente eficaz del ruido blanco.

$f_{ncv}$  y  $f_{nci}$  son las frecuencias a las cuales se igualan las densidades espectrales del ruido blanco y el ruido de parpadeo para las fuentes de tensión y corriente, de manera respectiva.

La conclusión más significativa que podemos extraer de la ecuación 2.33 sobre el ruido total del circuito,  $V_{on}$ , es que el ruido del circuito es directamente proporcional al valor de  $R_2$  y, en cambio, el efecto de la resistencia  $R_1$  resulta mucho menos importante.

De este modo, será necesario tener especial cuidado con el ruido por los circuitos amplificadores donde el valor de la resistencia  $R_2$  sea elevado. Estamos hablando, pues, de circuitos con:

- Una ganancia elevada.
- Circuitos convertidores I/V en los que la ganancia solo viene determinada por  $R_2$ .

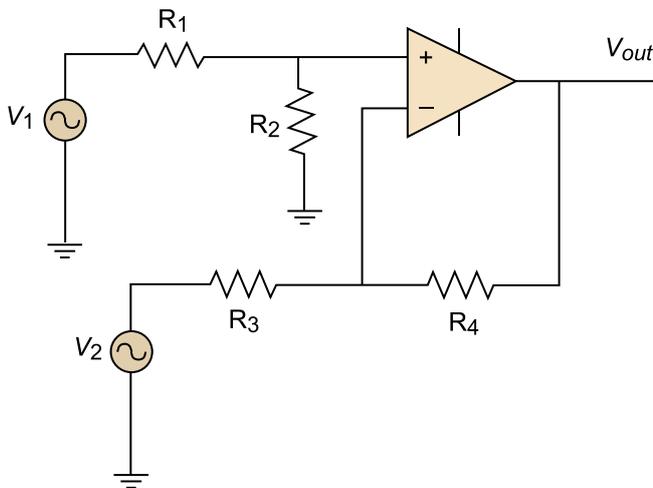
### 3. Circuitos amplificadores utilizados en instrumentación

Una vez hemos visto cómo es el AO ideal, el AO real y los diferentes parámetros que nos permiten modelar correctamente su comportamiento, pasamos a continuación a ver configuraciones de circuitos amplificadores típicamente utilizadas en el campo de la instrumentación electrónica.

#### 3.1. Amplificador diferencial

Se trata de una de las configuraciones más utilizadas en el campo de la instrumentación, que podríamos ver como una combinación de las configuraciones del amplificador inversor y del amplificador no inversor. Pese a que está basado en estos otros dos circuitos, el amplificador diferencial tiene características únicas. Este circuito, mostrado en la figura 52, tiene dos señales de entrada aplicadas tanto en la entrada inversora como en la no inversora, y utiliza la amplificación diferencial natural del amplificador operacional.

Figura 52. Amplificador diferencial



Si analizamos el circuito por superposición, tendríamos:

1)  $V_{out|V_1}$ , que es la salida del circuito cuando  $V_2 = 0$ .

$$V_p = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_1 \quad 2.34$$

$$V_n = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{out|V_1} \quad 2.35$$

Aplicando el concepto de cortocircuito virtual tendremos  $V_p = V_n$ , es decir:

$$\frac{R_2}{R_2 + R_1} V_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{outV_1} \quad 2.36$$

Y por lo tanto:

$$V_{outV_1} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_2 + R_1)} V_1 \quad 2.37$$

2)  $V_{outV_2}$ , que es la salida del circuito cuando  $V_1 = 0$ .

$$V_{outV_2} = \frac{-R_4}{R_3} V_2 \quad 2.38$$

Por lo tanto, por linealidad obtendremos la salida global del amplificador diferencial como la suma de las dos salidas anteriores:

$$V_{out} = V_{outV_1} + V_{outV_2} = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3(R_2 + R_1)} V_1 + \frac{-R_4}{R_3} V_2 \quad 2.39$$

Si lo que nos interesa es tener una salida proporcional a la diferencia de tensiones de entrada  $V_d = V_1 - V_2$ , entonces deberíamos tener la siguiente relación entre resistencias:  $R_3 R_2 = R_4 R_1$ , de modo que la salida nos quedará de esta manera:

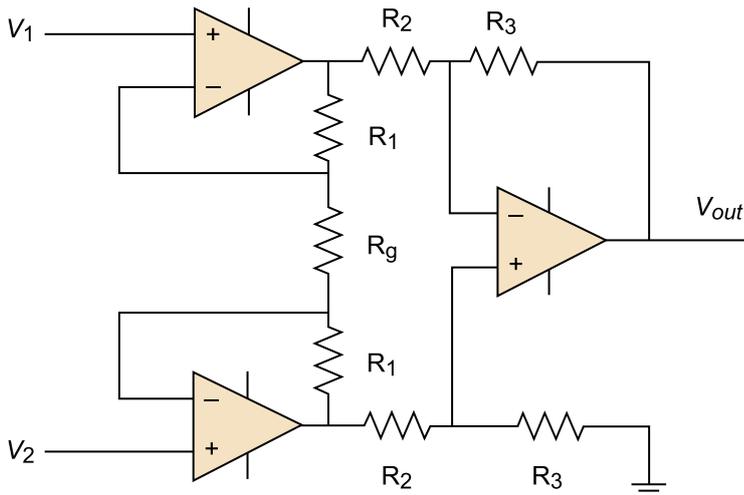
$$V_{out} = K(V_1 - V_2), \text{ en que } K = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad 2.40$$

Un caso particular de amplificadores diferenciales son los denominados amplificadores de instrumentación, que presentan, entre otras, las características siguientes:

- Alta impedancia en modo común.
- Alta impedancia en modo diferencial.
- $A_d$  exacto y estable, y normalmente regulable.
- CMRR muy elevada.

Este tipo de amplificadores se implementan mediante tres o más AO a partir de una estructura diferencial (figura 53). En definitiva, podemos decir que se trata de unos amplificadores diferenciales muy buenos.

Figura 53. Amplificador de instrumentación con 3 AO



### 3.2. Amplificador de aislamiento

Se trata de amplificadores en los que se pretende conseguir un aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida del circuito. Se caracterizan por tener una alta resistencia de entrada y unas corrientes de fugas muy pequeñas. En la figura 54, se muestra el símbolo utilizado para representarlo.

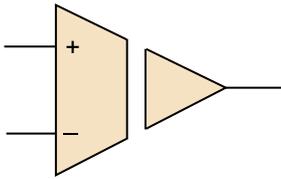
Este aislamiento puede ser de diferentes tipos: capacitivo, magnético u óptico. Por lo tanto, la tecnología de fabricación variará de un caso al otro. Por ejemplo, en el caso de un aislamiento óptico la señal analógica se convierte en una señal temporal (conjunto de pulsos) por medio de un convertidor tensión/frecuencia (V/F), se transmite a través del acoplamiento óptico y se vuelve a convertir en analógica mediante un convertidor frecuencia/tensión (F/V).

Independientemente del tipo, no obstante, todos los diseños acaban llevando algún AO en el integrado.

Se utilizan en diferentes situaciones en las que los amplificadores de instrumentación no serían útiles:

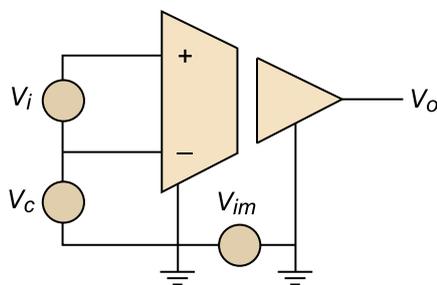
- Cuando tenemos altas tensiones de entrada en modo común, puesto que en estos casos necesitamos una CMRR también muy elevada, que no podríamos tener con un amplificador de instrumentación.
- Cuando queremos tener una separación eléctrica efectiva entre la parte izquierda y la derecha del dispositivo. Este sería el caso de los equipos empleados en aparatos biomédicos, en los cuales, por un lado, podemos tener tensiones elevadas y, por el otro, electrodos que se conectan a los pacientes.

Figura 54. Símbolo básico del amplificador de aislamiento



El parámetro más importante que nos permite caracterizar este tipo de amplificadores es el que se conoce con el nombre de *isolation mode rejection ratio* (IMRR), que es la razón de rechazo al modo común, de manera parecida a la CMRR. Es decir, la IMRR es la capacidad que tiene el amplificador de suprimir la tensión  $V_{im}$  que aparece entre la entrada y la salida del circuito (figura 55).

Figura 55. Tensión en modo común ( $V_c$ ) y en modo de aislamiento ( $V_{im}$ ) en un amplificador de aislamiento



De este modo, la tensión de salida del amplificador de aislamiento vendrá dada por la expresión siguiente:

$$V_o = \left( V_i + \frac{V_c}{CMRR} \right) \cdot Gain + \frac{V_{im}}{IMRR} \quad 2.41$$

Donde  $V_c$  es la tensión en modo común.

Las tecnologías utilizadas en estos amplificadores para conseguir este aislamiento son dos: mediante el uso de transformadores o bien mediante el uso de sistemas ópticos. En el primer caso, conseguimos una IMRR más elevada, pero en el segundo tenemos un mayor ancho de banda útil y, además, un precio menor. Por lo tanto, la decisión de elegir el tipo de amplificador de aislamiento estará marcada por el problema que se deba resolver.

### 3.3. Amplificador de transimpedancia y transconductancia

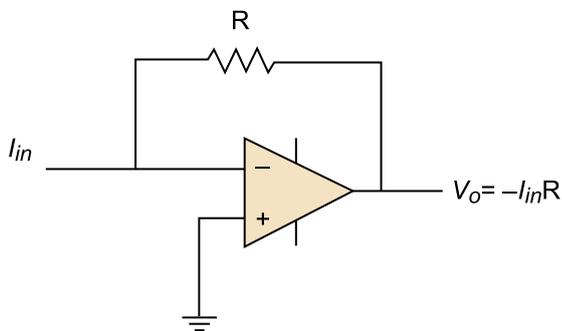
Un amplificador de transimpedancia (TIA) convierte la corriente de entrada  $I_{in}$  en voltaje  $V_o$  en la salida:

$$V_o = A I_{in} \quad 2.42$$

Idealmente, tiene impedancia de entrada cero e impedancia de salida también baja, pese a que en algunas aplicaciones puede interesar adaptarla a la impedancia de línea utilizada. Puesto que la salida es una tensión y la entrada es una corriente, la ganancia ( $A$ ) se expresa en unidades de ohmios. Los amplificadores de transimpedancia se utilizan de manera típica en los receptores de las comunicaciones ópticas, con el objetivo de convertir la corriente generada por una célula fotoeléctrica en una señal de tensión para amplificarla en una etapa posterior.

La manera más sencilla de diseñar un TIA es mediante un AO, tal y como se muestra en la figura 56.

Figura 56. Ejemplo de amplificador de transimpedancia mediante un AO

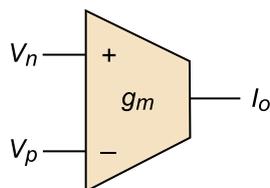


Por otro lado, un amplificador de transconductancia (OTA), también conocido como amplificador de transadmitancia, hace la función inversa al anterior, de modo que convierte tensión de entrada en corriente en la salida. En la figura 57, se presenta el símbolo básico para este tipo de amplificador:

$$I_o = g_m (V_p - V_n) \quad 2.43$$

En este caso, será necesario tener una impedancia de salida muy elevada para hacer esta conversión y, por lo tanto, la corriente de salida también será baja. Puesto que la salida es una corriente y la entrada es una tensión, la ganancia ( $g_m$ ) se expresa en unidades de siemens. Su aplicación principal la encontramos en la implementación de aplicaciones de control electrónico, como por ejemplo osciladores de frecuencia variable y amplificadores de ganancia variable.

Figura 57. Símbolo básico de un amplificador de transconductancia (OTA)



### 3.4. Amplificador troceador (*chopper*)

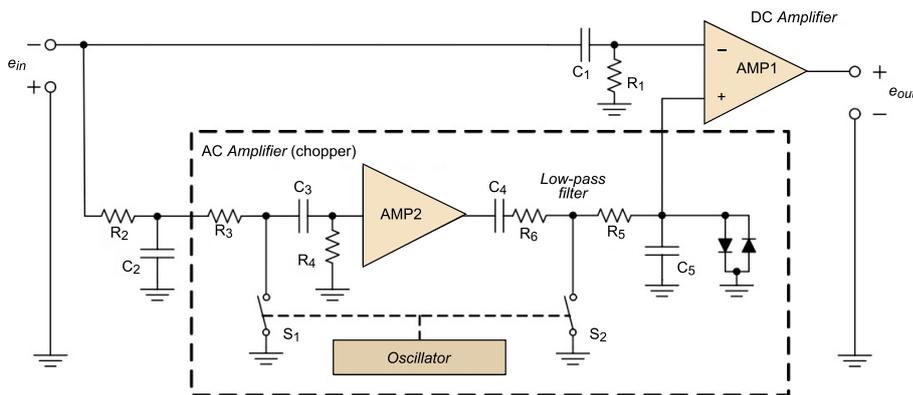
Los amplificadores troceadores<sup>10</sup> son amplificadores de muy bajo ruido, *offset* muy pequeño (del orden de 10  $\mu\text{V}$ ) y derivas muy bajas (del orden de 0,1  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ). Si a todas estas características sumamos un bajo consumo de potencia, tenemos el componente ideal para equipos de instrumentación portátiles.

<sup>(10)</sup>En inglés, *chopper*.

En general, pues, estos amplificadores son muy útiles para amplificar señales de corriente continua y baja frecuencia, utilizadas principalmente para aplicaciones de instrumentación biomédica. Con frecuencia el objetivo del diseño es lograr el nivel de  $\mu\text{V}$ , tanto para el *offset* como para el ruido, con un ancho de banda limitado a unos pocos centenares de Hz y manteniendo el consumo de energía por debajo de 100  $\mu\text{W}$ .

En la figura 58 se presenta el diagrama de bloques básico de un amplificador *chopper*, en concreto el modelo CS3001/2/11/12 & CS3003/4/13/14 de Cirrus Logic.

Figura 58. Diagrama de bloques básico de un amplificador *chopper* (CS3001/2/11/12 y CS3003/4/13/14 de Cirrus Logic)



### 3.5. Amplificador logarítmico

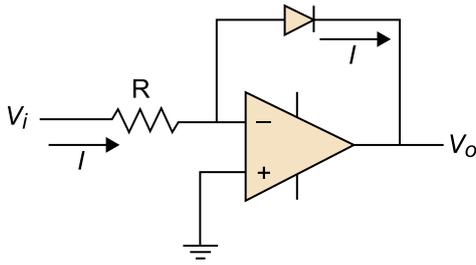
Los amplificadores logarítmicos son amplificadores que tienen una relación entre la tensión de salida y la de entrada de tipo logarítmico; es decir, la tensión de salida depende del logaritmo de la tensión de entrada.

$$V_o \propto \log(V_i) \quad 2.44$$

Para conseguir este tipo de relación se utilizan o bien diodos o bien transistores, puesto que una unión *PN* presenta una relación exponencial<sup>11</sup> entre la corriente y la tensión.

<sup>(11)</sup>Recordad que la función inversa a la función exponencial  $\exp(\cdot)$  es el logaritmo neperiano,  $\ln(\cdot)$ .

Figura 59. Amplificador logarítmico con diodo



En el ejemplo de la figura 59 podemos observar la configuración típica de un amplificador logarítmico, en este caso con un diodo (D). Para analizar este circuito, utilizaremos las mismas herramientas que hemos usado para obtener la relación entrada-salida en un amplificador inversor. Si calculamos la corriente  $I$  que pasa por  $R$  y la igualamos a la corriente  $I$  que pasa por el diodo  $D$ , obtendremos:

$$\frac{V_i}{R} = I_s(e^{-V_o/V_T} - 1) \quad 2.45$$

Donde  $I_s$  es la corriente inversa de saturación del diodo,  $V_T = kT/q$ , con  $k$  la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  la temperatura en grados Kelvin y  $q$  la carga de un electrón ( $1,602 \cdot 10^{-19}$  C).

Observamos que, efectivamente, la diferencia de tensión entre el ánodo y el cátodo del diodo se corresponde con  $-V_o$ , puesto que la entrada inversora del AO está conectada a tierra (cortocircuito virtual).

Si aproximamos el lado derecho de la ecuación 2.45 como:

$$I_s(e^{-V_o/V_T} - 1) \approx I_s e^{-V_o/V_T} \quad 2.46$$

Dado que el exponencial será siempre mucho mayor que 1, tendremos:

$$\frac{V_i}{R} \approx I_s e^{-V_o/V_T} \quad 2.47$$

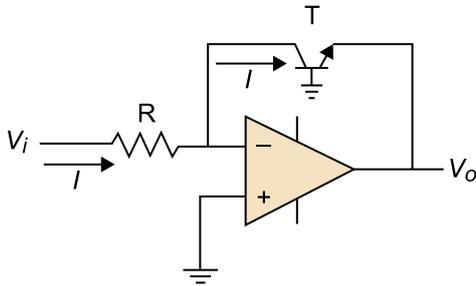
Si pasamos el término  $I_s$  al otro lado de la ecuación y aplicamos la función  $\ln(\cdot)$  a los dos miembros de la ecuación, se llega fácilmente a la expresión final:

$$V_o = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{RI_s}\right) \quad 2.48$$

Observamos claramente que la tensión de salida depende del logaritmo neperiano (en este caso) de la tensión de entrada. Puesto que la estructura de base es inversora, nos aparece un cambio de fase en la salida respecto de la entrada.

De manera parecida se podría analizar el circuito de la figura 60, en el que ahora la unión  $PN$  se consigue gracias a un transistor.

Figura 60. Amplificador logarítmico con transistor



Esta configuración se conoce también como configuración transdiodo. El análisis es esencialmente igual que en el caso anterior, teniendo en cuenta que ahora la corriente del colector del transistor ( $I_c$ ) es esencialmente igual a la corriente de emisor, y esta última tiene una relación exponencial con la tensión  $V_{be}$  del mismo tipo que hemos visto en el diodo. Por lo tanto, y aplicando la misma aproximación para considerar esta relación como puramente exponencial, tendremos:

$$I_c \approx I_s e^{V_{be}/V_T} \quad 2.49$$

Teniendo en cuenta que  $V_{be} = -V_o$ , llegaremos finalmente a la misma expresión final que teníamos en el caso anterior:

$$V_o = -V_T \ln\left(\frac{V_i}{RI_s}\right) \quad 2.50$$

## 4. Criterios de selección de AO y diseño de circuitos con AO

Elegir qué AO de los disponibles en el mercado utilizaremos para una aplicación concreta es una decisión fundamental para conseguir el éxito buscado. Puesto que cada aplicación tendrá unas particularidades específicas, deberemos fijarnos bien en identificar las más importantes y elegir, en función de esto, qué AO cumple todos o la mayor parte de los requerimientos.

Por este motivo deberemos observar los parámetros de los AO, que el fabricante nos detallará en el *datasheet* que describe las características del dispositivo. Los más importantes, y que normalmente deberemos tener en cuenta, se listan a continuación.

- Tensión de alimentación [V].
- Corriente de polarización [mA].
- Tensión de *offset* de entrada [mV].
- Corriente de *offset* de entrada [nA].
- Impedancia de entrada [ $M\Omega$ ].
- CMRR [dB].
- Producto de ganancia por ancho de banda [MHz].
- *Slew rate* [V/ $\mu$ s].

Todos estos parámetros dependen básicamente de la tecnología utilizada en la fabricación de los AO. Entre las tecnologías más importantes, hay que destacar las siguientes.

- BiFET: amplificador operacional integrado que combina un transistor de efecto campo (FET) y transistores bipolares.
- CMOS: amplificador operacional integrado que utiliza amplificadores de tipo MOSFET complementarios, es decir, tanto de canal P como de canal N.
- Bipolar: amplificador operacional integrado que utiliza transistores bipolares.

## **Resumen**

En este módulo, hemos podido ver la importancia del amplificador operacional (AO) como dispositivo para diseñar amplificadores para diferentes tipos de aplicaciones. Hemos visto las características más importantes de los AO, sus propiedades y su funcionamiento tanto ideal como real, y hemos repasado las configuraciones y estructuras más importantes utilizadas en el campo de la instrumentación.



## Ejercicios de autoevaluación

1. Si tenemos un AO en configuración de no inversor, de ganancia 100 y alimentado entre +12 V y -12 V, ¿cuál es la tensión máxima de una señal sinusoidal que podemos tener en la entrada sin que llegemos a saturar la salida?
2. Tenemos un AO en configuración inversora, con una ganancia de -1.000, y lo queremos usar para amplificar señales continuas con un error de ganancia de menos de 100 ppm. Determinad las especificaciones mínimas que debemos exigir a la ganancia diferencial del AO que utilicemos.

## Solucionario

### Ejercicios de autoevaluación

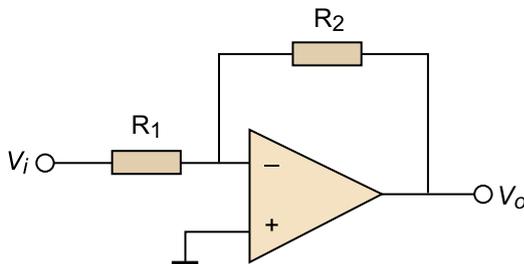
1. Si consideramos que el AO es ideal, y teniendo en cuenta que la ganancia es de 100, la tensión máxima en la entrada deberá ser tal que al multiplicarla por la ganancia no lleguemos a superar la tensión de alimentación, que en este caso es simétrica. Por lo tanto, tendremos:

$$V_i \leq \frac{12}{100} = 0,12 \quad 2.51$$

En caso de haber tenido una alimentación no simétrica, si queremos evitar saturación deberemos considerar el peor caso, es decir, tomar el valor de alimentación menor (en valor absoluto) para hacer el cálculo de la máxima tensión sinusoidal de entrada.

2. Para tener una ganancia inversora de 1.000, las resistencias de la estructura (figura 61) tienen que cumplir  $R_2/R_1 = 1.000$ . Elegimos, por ejemplo,  $R_1 = 100 \Omega$  y  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .

Figura 61. Esquema del amplificador inversor



Nota: se trata de la repetición de la figura 31.

La ganancia real que tendrá nuestro circuito, considerando que utilizemos una configuración inversora, nos viene dada por la ecuación 23:

$$V_o = -V_i \frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1 + \frac{R_1}{R_{id}}} \quad 2.52$$

Si consideramos  $R_{id} = \infty$  tal y como observamos en la figura 58, la ganancia real será:

$$G_{real} = -\frac{A_d}{\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) + 1} \quad 2.53$$

Puesto que el error máximo permitido es de 100 ppm (0,01%) y la ganancia ideal es de  $-1.000$ , el error (en valor absoluto) sobre la ganancia será  $1.000 \frac{0,01}{100} = 0,1$  y, por lo tanto, la ganancia real no podrá ser menor que  $G_{real} = -999,9$ . Por lo tanto, utilizando la ecuación 55 llegamos a:

$$-999,9 = -\frac{A_d}{\frac{100}{100.000}(1 + A_d) + 1} \quad 2.54$$

Es decir:

$$-999,9 = -\frac{1.000 A_d}{(1 + A_d) + 1.000} \quad 2.55$$

De donde se obtiene el valor buscado para la ganancia diferencial:

$$A_d = 1,0008999 \cdot 10^7 \quad 2.56$$

## Glosario

**amplificador operacional** *m* Circuito integrado formado por varias etapas amplificadoras –formadas a su vez por varios transistores y conectadas entre sí–, que tiene una entrada no inversora (+), una inversora (-) y una salida. La tensión de salida es el producto de la tensión diferencial  $V_d$  (la diferencia entre la tensión en la entrada no inversora y la tensión en la entrada inversora) para una ganancia de tensión  $A_d$ .  
sigla AO

**AO** *m* Véase **amplificador operacional**.

**compensación en frecuencia** *f* Técnica utilizada para evitar oscilaciones indeseadas de la salida en circuitos realimentados.

**factor de realimentación**  $\beta$  *m* Ganancia de la red de realimentación. Valor por el que multiplicamos la tensión de salida al realimentarla en la entrada.

**figura de ruido** *f* Cociente entre la relación  $S/N$  en la entrada y la relación  $S/N$  en la salida del amplificador, expresado de manera logarítmica y en decibelios.

**ganancia diferencial ( $A_d$ )** *f* Valor de la ganancia que presenta un AO en bucle abierto para la tensión diferencial de sus entradas.

**impedancia de entrada** *f* Cociente entre la tensión aplicada a la entrada y la corriente absorbida por esta cuando no hay otra fuente de tensión o corriente en el circuito.

**impedancia de salida** *f* Cociente entre la tensión aplicada a la salida y la corriente absorbida por esta cuando no hay otra fuente de tensión o corriente en el circuito.

**modelo de pequeña señal** *m* Modelo que permite el estudio de las pequeñas variaciones de tensión y corriente en un circuito, en torno al punto de polarización.

**ruido** *m* Señales no deseadas que se superponen a la señal que nos interesa y que tienden a esconder parcialmente su información útil.

**ruido interno** *m* Ruido intrínseco del dispositivo (amplificador, por ejemplo) generado por los diferentes elementos electrónicos que lo constituyen (resistencias, transistores, diodos, etc.).

**slew-rate** *m* Máxima pendiente que la tensión de salida de un AO puede tener en el tiempo. Se mide típicamente en  $V/\mu s$ .

## Bibliografía

**Dunn, W. C.** (2005). *Fundamentals of Industrial Instrumentation and Process Control*. Nueva York: McGraw-Hill.

**Fischer-Cripps, T.** (2002). *Part 3 - Signal Processing*. En: *Newnes Interfacing Companion: Computers, Transducers, Instrumentation and Signal Processing*. Oxford: Newnes, Elsevier Science.

**Luecke, J.** (2004). *Chapter 4: Signal Conditioning*. En: *Analog and Digital Circuits for Electronic Control System Applications: Using the TI MSP430 Microcontroller*. Oxford: Newnes, Elsevier.

**Park, J.; Mackay, S.** (2003). *Chapter 2: Analog and digital signals*. En: *Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems*. Oxford: Newnes, Elsevier.

**Webster, J. G.** (1999). *Section XII: Signal Processing*. En: *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook CRCnetBASE 1999*. Boca Raton, FL: CRC Press.