

El amplificador operacional

Marc Bara Iniesta

PID_00170130

Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetas –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 España de Creative Commons. Podéis modificar la obra, reproducirla, distribuirla o comunicarla públicamente siempre que citéis el autor y la fuente (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), y siempre que la obra derivada quede sujeta a la misma licencia que el material original. La licencia completa se puede consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.es>.

Índice

Introducción	5
Objetivos	6
1. El amplificador operacional (AO)	7
1.1. Introducción	7
1.2. Características básicas	8
1.3. Amplificador operacional ideal	11
1.3.1. Realimentación en el AO ideal	15
1.3.2. Amplificador inversor	16
1.3.3. Amplificador no inversor	19
1.3.4. Seguidor de tensión y amplificadores en cascada.....	20
1.3.5. Amplificador sumador (inversor).....	23
1.3.6. Amplificador diferencial	24
1.3.7. Amplificador diferenciador	27
1.3.8. Amplificador integrador	29
1.3.9. Validez y limitaciones del AO ideal	31
1.4. Amplificador operacional real	32
1.4.1. Ganancia en lazo abierto no infinito	34
1.4.2. Impedancia de entrada no infinita	38
1.4.3. Impedancia de salida no nula	41
1.4.4. Respuesta frecuencial de los AO reales	45
1.4.5. Ganancia en lazo cerrado en función de la frecuencia	48
1.4.6. Velocidad de cambio	51
1.4.7. Problemas de continua: tensiones y corrientes de desplazamiento y derivas	52
1.4.8. Rechazo del modo común (CMRR)	59
1.4.9. Qué hemos aprendido sobre el AO	60
2. Aplicaciones lineales del AO	62
2.1. Introducción	62
2.2. Amplificador de instrumentación	62
2.2.1. CMRR debida a la tolerancia en las resistencias	64
2.2.2. CMRR de circuito debida a la CMRR del AO	66
2.2.3. Efecto conjunto de tolerancia de resistencias y CMRR del AO	68
2.2.4. Impedancia de entrada del amplificador de instrumentación	70
2.3. Filtros activos	73
2.3.1. Filtros pasa bajo de primer orden basados en AO	74
2.3.2. Filtros pasa alto de primer orden basados en AO	76
2.4. Qué hemos aprendido sobre las aplicaciones lineales de la AO	78

3. Aplicaciones no lineales del AO	79
3.1. Introducción	79
3.2. El AO como comparador	79
3.2.1. Comparador con histéresis	82
3.3. Multivibradores: astable y monoestable	84
3.3.1. Multivibrador astable	84
3.3.2. Multivibrador monoestable	88
3.4. Rectificadores	92
3.4.1. Rectificador de media onda basado en AO	94
3.4.2. Rectificador de onda completa basado en AO	96
3.5. Qué hemos aprendido sobre las aplicaciones no lineales del AO	98
4. Problemas resueltos	99
4.1. Enunciados	99
4.2. Soluciones	101
Resumen	108
Ejercicios de autoevaluación	111
Solucionario	112
Glosario	112
Bibliografía	113

Introducción

En este módulo aprenderéis qué es y para qué se usa un amplificador operacional. Veréis que se trata de un elemento fundamental en la electrónica de hoy en día y, de hecho, de las últimas décadas, con una importancia tan alta como puede ser la de otros elementos circuitales como resistencias, condensadores, transistores o diodos.

En el apartado “El amplificador operacional (AO)” estudiaremos todas las características de un amplificador operacional, aprenderemos qué es exactamente, cuáles son los parámetros que lo definen y qué usos podemos hacer de él si lo utilizamos para diseñar circuitos electrónicos basados en este componente.

Una vez establecidas estas bases, en el apartado “Aplicaciones lineales del AO” profundizaremos en su análisis cuando se utiliza para aplicaciones lineales. Se trata de aplicaciones en las que los circuitos hacen operaciones de cálculo como la suma, la integración, la derivación, la diferenciación, etc. También son situaciones en que los operacionales pueden ser la base de filtros para seleccionar componentes frecuenciales de una señal eléctrica, al igual que los filtros analógicos clásicos de teoría de circuitos.

Finalmente, en el apartado “Aplicaciones no lineales del AO” aprenderemos todo un conjunto de circuitos no lineales muy interesantes para todo tipo de aplicaciones, como los comparadores, generadores de onda cuadrada, temporizadores y rectificadores, todos basados en las ventajas que nos ofrecen los amplificadores operacionales.

Objetivos

Los objetivos principales de este módulo son los siguientes:

- 1.** Entender qué es un amplificador operacional y qué funcionalidades proporciona.
- 2.** Saber utilizar el amplificador operacional para construir y diseñar circuitos electrónicos básicos como amplificadores, sumadores, integradores.
- 3.** Ser capaces de entender las especificaciones de los amplificadores operacionales reales.
- 4.** Entender qué usos puede tener el amplificador operacional para circuitos no lineales, como comparadores, temporizadores, rectificadores.
- 5.** Ser capaces, dado un circuito basado en amplificador operacional, de analizarlo y predecir su comportamiento.
- 6.** Ser capaces, dada una aplicación que requiere un circuito eléctrico que sintetice operaciones de cálculo, de proponer y analizar una topología con amplificadores operacionales que sea apta.

1. El amplificador operacional (AO)

1.1. Introducción

Antes de describir el término *amplificador operacional*, cabe recordar qué se entiende por un circuito eléctrico amplificador: se trata de un bloque que tiene como función principal amplificar la señal de la entrada, para que su nivel en la salida sea más alto. La base para un circuito amplificador, como habéis visto en el módulo 3, sería un **transistor**, que es capaz de utilizar una corriente de alimentación para generar una señal más grande en la salida del circuito. Se entiende que es un *circuito activo* porque necesita una alimentación para poder funcionar, una aportación de energía que le permita dar una señal en la salida que represente la amplificación de la señal de entrada.

En cuanto al uso del término *operacional*, proviene del hecho de que los amplificadores operacionales son circuitos que tienen la misión principal de sintetizar **operaciones** de cálculo. Así, mediante una configuración o topología de circuito adecuada, veréis que son capaces de constituirse como sumadores de tensiones, restadores, inversores de signo, y todo un conjunto de operaciones propias de una calculadora.

El amplificador operacional también recibe normalmente el nombre abreviado de **op-amp** (del inglés *operational amplifier*), y en este módulo utilizaremos la sigla AO (amplificador operacional).

Los AO son unos circuitos extensamente utilizados en la electrónica desde hace décadas. Forman parte de todo tipo de circuitos analógicos, como amplificadores de audio y vídeo, filtros, controladores, amplificadores de instrumentación, comparadores, osciladores, etc.

El uso generalizado de los AO empezó en los años sesenta, cuando aparecieron los primeros transistores de estado sólido (que habéis estudiado en el módulo 3 sobre transistores). Estos transistores, que eran componentes con dimensiones muy reducidas, se pudieron aplicar a la fabricación de circuitos complejos formados por muchos transistores, y de manera compacta en *circuitos integrados*.

Es cuando nacieron los AO en circuito integrado. Los amplificadores operacionales se diseñaron y construyeron a partir de un alto número de transistores, y otros elementos, en un mismo circuito integrado.

Es importante destacar que en este módulo no aprenderemos cómo se fabrica un AO, con qué tecnología de fabricación se hace, o qué topología circuital in-

Circuito integrado

En electrónica, el término *circuito integrado* (también conocido como microcircuito, microchip o chip) es un circuito electrónico miniaturizado, que consiste, básicamente, en dispositivos semiconductores, y en componentes pasivos, que se fabrica sobre un sustrato de material semiconductor.

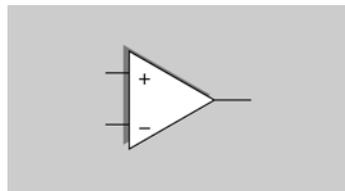
terna lo constituye. Estudiaremos el AO como un bloque único (con interfaz de entrada y salida), como un circuito integrado equivalente a otros elementos como los diodos, transistores, etc. Esto tiene sentido porque con la posibilidad de producción en masa que proporcionan las técnicas de fabricación de circuitos integrados, los AO integrados estuvieron disponibles en grandes cantidades ya en los años sesenta, lo cual, a su vez, contribuyó a rebajar su coste. El AO, que era un sistema formado inicialmente por muchos componentes discretos, evolucionó para **convertirse en un componente discreto él mismo**, una realidad que cambió totalmente el panorama del diseño de circuitos.

En este apartado primero expondremos las características básicas de un AO, para conocer qué parámetros lo definen y qué uso podemos hacer de él. A continuación, describiremos todos los detalles de funcionamiento “ideal” de un AO, es decir, qué valor deseado tiene cada uno de sus parámetros de funcionamiento, y veremos que en muchos casos los AO reales están tan cerca del ideal que podemos tomar esta hipótesis en nuestros análisis. Ahora bien, también conoceremos cómo trabaja el AO “real”, y, por lo tanto, cómo pueden afectar algunos efectos indeseados a nuestro diseño de circuito.

1.2. Características básicas

Lo que ahora tenemos que hacer es conocer bien los AO, cómo funcionan, cuáles son sus principios básicos y estudiar sus aplicaciones. El amplificador operacional es un elemento que se representa gráficamente con un símbolo como el de la figura 1. Es una representación de “caja negra”, y así, lo tratamos como un bloque único y explicamos con más sencillez su funcionalidad. Este modelo también es el que se utiliza como representación circuital en esquemas de circuitos de más alto nivel (que describen bloques grandes basados en AO).

Figura 1. Representación simbólica de amplificador operacional



Vemos en la figura 1 que el AO tiene dos terminales de entrada: la entrada **inversora** (indicada en la figura 1 con el signo $-$) y la no **inversora** (mostrada con el signo $+$). Podemos decir que, generalmente, los amplificadores operacionales tienen un solo terminal de salida.

En la figura 2 hay un AO (representado por su símbolo) acompañado de su circuito de alimentación. Como podéis ver, este circuito de alimentación está formado por una línea positiva V_{DD} y una línea negativa V_{EE} que entran en el AO. Esta forma de alimentación permite que la salida tome valores por encima y por debajo de la tensión de masa. Muchos AO también tienen una tercera línea conectada a masa (tierra).

Primeros AO

El primer amplificador operacional integrado fue el Fairchild $\mu A702$ (1964), diseñado por Bob Widlar. Lo siguió el Fairchild $\mu A709$ (1965), también de Widlar, que constituyó un gran éxito comercial. Más tarde sería sustituido por el popular Fairchild $\mu A741$ (1968), de David Fullagar, y fabricado por numerosas empresas, basado en tecnología bipolar (transistores BJT como los explicados en el módulo 3).

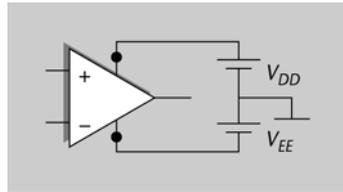
Figura 1

Símbolo que representa un amplificador operacional.

Comparación con transistor

En el módulo del transistor habéis estudiado que un transistor también tiene tres terminales. No lo confundáis con estos tres terminales del AO, puesto que un AO es un bloque circuital muy diferente del transistor, con estructura interna y funciones muy diferentes.

Figura 2. AO con alimentación

**Figura 2**

AO (representado por su símbolo) acompañado de su circuito de alimentación. Este circuito de alimentación está formado por una línea positiva V_{DD} y una línea negativa V_{EE} que entran en el AO.

En general, las líneas y fuentes de alimentación no suelen aparecer explícitamente cuando representamos el circuito, y se asume que el AO recibe la alimentación apropiada.

En este punto, cabe recordar el concepto de ganancia en tensión en un amplificador. Como hemos dicho, un amplificador proporciona un nivel de tensión más grande en la salida que el existente en la entrada, conservando la forma de onda. Se trata, pues, de multiplicar la tensión de entrada por un factor, la ganancia.

La ganancia de tensión de un circuito se define como el cociente entre la tensión de salida y la tensión de entrada.

Ahora aprenderemos el concepto más básico de un AO: el amplificador operacional es un circuito de salida del cual (V_o) es la diferencia **de las dos entradas** multiplicada por un factor (A), la ganancia:

$$V_o = A \cdot (V^+ - V^-) \quad (1)$$

Es decir, la ganancia no se aplica independientemente a cada una de las **dos entradas**, sino que la ganancia es el factor multiplicador de la **diferencia** de las entradas. Si la entrada inversora tiene el potencial más alto, la tensión de salida será negativa. Si la entrada no inversora tiene el potencial más alto, la salida será positiva. Es importante remarcar también que esta ganancia A es muy alta: un AO es un amplificador **de alta ganancia**. Y fijaos en que es una ganancia multiplicativa de la diferencia de tensiones entre las entradas; de ahí el término *ganancia diferencial*.

El AO es un dispositivo **de alta ganancia** en *modo diferencial*, entendido como la situación en la que hay una diferencia de tensiones entre los terminales de entrada ($(V^+ - V^-)$ en la ecuación 1).

La ecuación 1 es realmente la base del funcionamiento de los AO. Podemos decir que están diseñados específicamente para eso. Es importante saber también que los valores típicos que toma la ganancia A , en AO reales, son generalmente más grandes que 100.000 (en escalera lineal), o que 100 dB. Estos son valores extremadamente altos, que hacen del AO un componente

único y con características muy útiles en todos los aspectos, como se verá a lo largo del módulo.

En cuanto a la nomenclatura, hay que destacar que al factor de ganancia A se le añade el término *en lazo abierto*, que indica que es la ganancia del dispositivo tal cual, sin que haya ningún tipo de conexión entre la salida y las entradas.

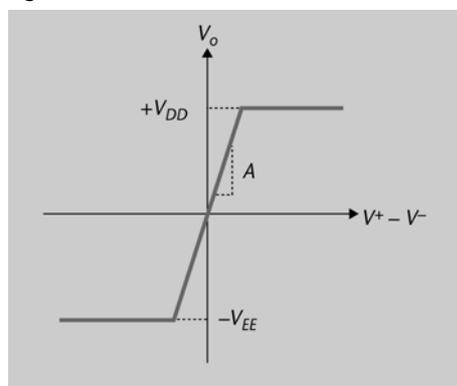
En resumen, decimos que la tensión de salida es la diferencia de tensión entre las entradas inversora y no inversora, multiplicada por la ganancia.

$$V_o = A \cdot (V^+ - V^-) \quad (2)$$

en que V^+ es la tensión en el terminal positivo de entrada, V^- la tensión en el terminal negativo, A la ganancia, y V_o la tensión de salida. Al ser una diferencia, se llama que el amplificador operacional es un amplificador **diferencial**.

Esta característica esencial de los AO se ve representada en la figura 3, en que el eje horizontal es la diferencia entre las entradas ($V^+ - V^-$), y el eje vertical es la tensión de salida (V_o). En esta figura, la ecuación 1 se corresponde al tramo en que la entrada y salida se relacionan con la ganancia A , que representa la pendiente en la recta. Se dice que en esta zona el AO funciona en **zona lineal**. Es capaz de amplificar tensiones diferenciales en la entrada que son muy pequeñas.

Figura 3. Característica entrada-salida de la AO



Ahora bien, esta relación básica descrita por la ecuación 1 tiene unos límites, unas cotas superior e inferior, determinadas precisamente por las tensiones de alimentación. Cuando la salida llega (por arriba) a $+V_{DD}$, ya no puede continuar subiendo, puesto que en cualquier circuito no podemos superar la energía aportada por la alimentación. Para tensiones negativas pasa lo mismo, y no podemos tener tensiones inferiores a la alimentación $-V_{EE}$. En estas situaciones decimos que el AO está **en saturación**.

El AO aporta una ganancia diferencial a las entradas, en su tramo **lineal**, y cuando la salida llega a los valores de alimentación ($+V_{DD}$ o $-V_{EE}$), se **satura** en estos valores.

Decibelios

Recordad la definición de la escala en dB (de un factor de amplitud de tensión V) como 20 veces el valor de su logaritmo en base 10.

$$20 \cdot \log_{10}(V)$$

Figura 3

Característica de tensiones de entrada y salida de un AO, en que el eje horizontal es la diferencia entre las entradas ($V^+ - V^-$), y el eje vertical es la tensión de salida (V_o).

La alimentación de un AO suele tener valores de tensiones positivas y negativas iguales en magnitud, y típicamente son ± 5 V, ± 9 V, ± 12 V, ± 15 V, ± 18 V, ± 22 V. La salida, en la práctica, puede tener valores máximos un poco inferiores que las tensiones de alimentación.

Vistas estas características básicas de funcionamiento de los AO, pasaremos a describir a continuación qué entendemos por *AO ideal*, y qué prestaciones tienen en la práctica los AO reales.

Hay que remarcar que no se trata de dos conceptos diferentes, ideal y real, sino que simplemente empezamos a exponer qué características “ideales” nos interesaría tener en un AO, y después veremos cómo nos alejamos con los dispositivos disponibles en el mercado. En nuestro análisis de circuitos siempre hay que utilizar un AO real, y en cada caso ver cuáles de sus parámetros se pueden considerar bastante cercanos al ideal para simplificar su análisis.

1.3. Amplificador operacional ideal

Además de la característica básica del AO, la ganancia diferencial, y su comportamiento lineal y en saturación, hay otros parámetros que nos interesa estudiar para un circuito como este. El primero sería lo que querríamos saber para cualquier bloque circuital: ¿qué impedancias de entrada y salida presenta? Son dos parámetros básicos para poderlo utilizar rodeado de circuitos adyacentes, como podéis recordar de teoría de circuitos.

En este punto remarcamos que nos interesa conocer qué resistencia (o impedancia) de entrada y salida presenta un bloque circuital, para conocer muy bien cómo afectará a los circuitos adyacentes cuando los conectemos.

En el anexo podéis encontrar el recordatorio de cuál es la resistencia equivalente de un circuito en su entrada o salida, en el apartado 1.3.1.

Para describir el comportamiento de un AO utilizaremos el modelo de la figura 4, que representa un AO ideal. Es un modelo que nos permite representar su comportamiento en ganancia, y las resistencias de entrada y salida.

Figura 4. AO ideal

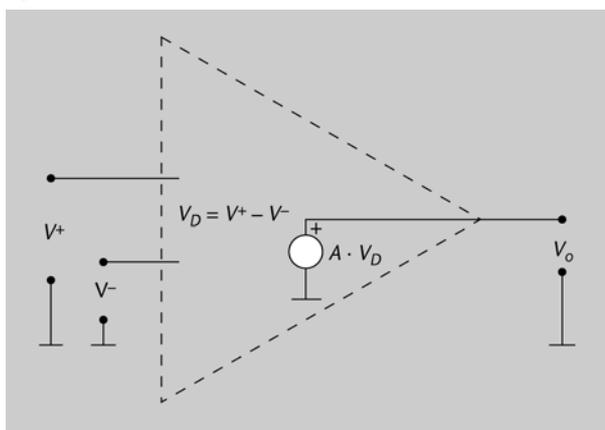


Figura 4

Representación de un AO con su modelo ideal, en que la salida proviene de una fuente de tensión ideal, controlada por la diferencia de tensiones de las dos entradas.

En este modelo ideal veis que la salida V_o se genera a partir de una fuente de tensión cuyo valor es directamente proporcional al valor de la diferencia entre las entradas. Este valor no es más que el valor de tensión en la salida dado por la ecuación 1.

- **Impedancia de entrada**

En el modelo podéis observar que tanto la entrada inversora como la no inversora se encuentran “flotando”, sin conexión en ninguna parte. Esto significa que, en el AO ideal, la impedancia **de entrada** se considera que tiende a infinito. El efecto sobre otros parámetros circuitales, asociado a esto, es directo: no hay **ninguna corriente** que fluya **para adentro** de los terminales de entrada, son terminales “flotantes”, porque cuando “entran” en el AO es como si estuvieran desconectados (como en el modelo de la figura 4).

Recordad que un circuito con este comportamiento es muy ventajoso, porque realmente no introduce ningún cambio en el valor de tensión que proviene del circuito precedente, no lo “carga” con ninguna impedancia por donde pueda pasar corriente. Consultad el anexo para repasar estos conceptos de teoría de circuitos.

- **Impedancia de salida**

Otra observación del modelo ideal es respecto a la salida. Fijaos en que está modelada como una fuente de tensión ideal, en que no hay ninguna impedancia en la línea de salida hacia V_o . Esto asegura que, sea cual sea la impedancia a la que conectamos el nodo V_o , siempre estará a la tensión impuesta por la fuente ideal. Un AO ideal se caracteriza, pues, por **una impedancia de salida nula**.

También recordamos en este punto que una resistencia de salida nula es la más deseable, para asegurar que el circuito posterior no modifica (por efecto de divisor de tensión, ved el anexo) el valor de V_o .

Hasta ahora, hemos estudiado que un AO ideal tiene las características siguientes:

- Impedancia de entrada que tiende a infinito; por lo tanto, las corrientes de entrada son nulas.
- Impedancia de salida nula.

- **Ganancia en modo común**

Otra característica que se puede extraer de este modelo es que vemos que depende **solo** de la entrada diferencial, de la diferencia de tensiones en los terminales de entrada. Como veis, tanto en la ecuación 1 como en la figura 4, la salida no depende de los valores V^+ o V^- como tales, sino de su diferencia. Es lo que hemos denominado *ganancia diferencial*; el AO responde a las tensiones de entrada en modo diferencial.

Fijaos en que, por ejemplo, en V^+ podríamos tener una tensión de 4 V, y en V^- una tensión de 3 V, y por lo tanto una tensión en modo diferencial de $4\text{ V} - 3\text{ V} = 1\text{ V}$. Pero lo mismo sucedería si las dos tensiones fueran de 15 V y 14 V respectivamente: la tensión diferencial sería de 1 V. ¿Respondería igual el AO a los dos casos? Según el modelo ideal de la figura 4, sí.

Es en este momento cuando nos interesa definir la tensión **en modo común**, V_{CM} , definida como **la media de las entradas**:

$$V_{CM} = \frac{1}{2} \cdot (V^+ + V^-) \quad (3)$$

Lo que intenta representar esta tensión es un solo valor común a las dos entradas, y por eso se toma la media. Replicando el ejemplo numérico anterior, la tensión común (o media entre entradas) era de 3,5 V cuando teníamos 4 V y 3 V, y de 14,5 V cuando teníamos 15 V y 14 V. En cada caso, tenemos una tensión en modo común diferente, a pesar de que la tensión en modo diferente sea igual y de valor 1 V.

Podemos asegurar, pues, que el AO ideal (figura 4) **no responde en absoluto** a la tensión común, sino a la diferencia. Se dice, por lo tanto, que la ganancia **en modo común** del AO ideal es **cero**. Sea cual sea V_{CM} , la salida V_o no dependerá de V_{CM} sino de la diferencia $V^+ - V^-$. El AO amplifica el modo diferencial de la entrada, solo, y anula totalmente el efecto del modo común.

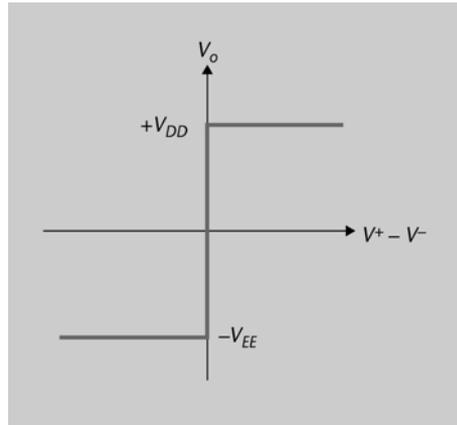
Hemos añadido, pues, una característica más al AO ideal:

- La impedancia de entrada tiende a infinito, y por lo tanto las corrientes de entrada son nulas.
- Impedancia de salida nula.
- Ganancia en modo común igual a cero. El dispositivo no amplifica en absoluto el valor medio de tensión de las entradas, conocido como tensión en modo común.

- **Ganancia diferencial**

Seguimos con la explicación del AO ideal hablando sobre el valor de la ganancia diferencial, el valor de A en la figura 4. Se asume que la **ganancia A** del AO ideal tiende a infinito. Es decir, la pendiente de la característica entrada-salida de la figura 3 es tan alta que llega a la tangente de 90° , como se representa en la figura 5.

Figura 5. Característica entrada-salida del AO ideal

**Figura 5**

Característica entrada-salida de un AO ideal.

Esto hace que un AO ideal (cuando no se encuentra conectado a nada más, y por lo tanto en lazo abierto) solo pueda tomar dos valores, las dos tensiones de saturación positivas y negativas, según el signo de la entrada diferencial.

En el apartado siguiente “Realimentación en el AO ideal” nos centraremos en este aspecto, para entender cómo podemos forzar que un AO ideal (con ganancia diferencial en lazo abierto infinito) trabaje en zona lineal y se pueda utilizar como amplificador lineal.

- **Dependencia en frecuencia**

Hemos estado hablando de parámetros típicos de un dispositivo, como impedancias de entrada y salida, y ganancia, tanto en modo diferencial como en modo común (que aparecen por el hecho de que hay dos entradas). Ahora nos podríamos preguntar: ¿cómo varían estos parámetros según la frecuencia de la señal en cuestión? En este punto podemos asegurar que se asume que un **AO ideal no presenta variaciones según la frecuencia** de la señal de entrada. Por lo tanto, se considera que la respuesta del AO en frecuencia es plana, totalmente independiente de este parámetro. Esto significa que la ganancia no varía a medida que la frecuencia de las señales aumenta. Esta hipótesis se denomina **hipótesis de ancho de banda infinita**. El AO ideal, como bloque circuital, podría, pues, trabajar en cualquier frecuencia con el mismo comportamiento que el descrito por la ecuación 1 y la figura 4.

Podemos resumir que un AO ideal se caracteriza por lo siguiente:

- Impedancia de entrada que tiende a infinito, y por lo tanto, corrientes de entrada nulas.
- Impedancia de salida nula.
- Ganancia en modo común igual a cero: la salida solo depende de la diferencia de tensión entre las entradas, y no del valor medio de las entradas.
- Ganancia en modo diferencial tan grande que se considera infinita.
- Ancho de banda infinita: no hay dependencia frecuencial en su comportamiento.

Es interesante destacar que estas características son imposibles de satisfacer en la realidad, aunque sirven para poder comparar el comportamiento real y el ideal, y así medir la calidad o prestaciones de un circuito AO concreto.

En la práctica, las propiedades ideales no se pueden conseguir, pero todas son bastante aproximadas. No hay un AO ideal como tal, pero los AO reales actualmente se acercan bastante a este comportamiento ideal, de ahí que haya interés por estudiarlos.

Nota

En el AO ideal la corriente que fluye para adentro de los terminales de entrada es cero. Esta hipótesis está cerca de ser cierta, por ejemplo, en los AO basados en FET, en que las corrientes de entrada pueden ser menos que picoamperios (pA). La impedancia de salida de la mayoría de AO es una fracción de ohmio para corrientes bajas, de forma que la hipótesis de impedancia nula también es válida en la mayoría de casos.

1.3.1. Realimentación en el AO ideal

Acabamos de ver que en el AO ideal la ganancia en lazo abierto es infinito, y por lo tanto la salida solo podría tomar dos valores: los de las tensiones de saturación de la figura 3. Esto hace que, si no utilizamos el AO ideal de cierta manera (que veremos a continuación), no nos sería útil como amplificador, como bloque lineal ideal.

Para conseguir, en alguna aplicación concreta, que la salida no se vaya a valores máximos o mínimos, habrá que trabajar con el concepto de **ganancia en lazo cerrado**. Esto lo haremos añadiendo elementos a este circuito ideal de la figura 4.

El término *lazo cerrado* se refiere al hecho de que hay un lazo de **realimentación** entre la salida y la entrada, es decir, hay un circuito intermedio (red de realimentación) que hace que la salida se vuelva a introducir como entrada. Recordad el módulo 2, donde habéis estudiado a fondo el concepto de realimentación, y de redes de realimentación. Ahora nos interesa visualizarlo de manera simple: la salida V_o se conecta con V^+ o V^- , o bien directamente, o bien por medio de un circuito genérico que actúa como red de realimentación. Más adelante veremos ejemplos de ello.

Los AO se utilizan con realimentación para poder controlar su ganancia. Como veremos, la ganancia en lazo cerrado no depende más que del circuito externo aplicado, y según cual sea este circuito externo, dispondremos de diferentes configuraciones de amplificación.

Hay dos casos básicos de realimentación sobre un AO: decimos que tenemos **realimentación negativa** o bien **realimentación positiva**, según el lazo se haga con la entrada inversora o no inversora, respectivamente. Tenemos, pues, dos posibilidades con diferentes características:

- **Realimentación negativa:** cuando la realimentación conecta la salida con la **entrada inversora** de la AO. La ganancia se reduce respecto a su valor

en lazo abierto y el circuito es más estable, entendiendo *estabilidad* como el concepto que ya habéis estudiado en los lazos de realimentación del módulo 2. En apartados siguientes veremos en concreto este caso de realimentación negativa.

- **Realimentación positiva:** cuando la salida se lleva a la entrada no inversora. El circuito se hace inestable y rápidamente la salida se satura en los valores máximos y mínimos (tensiones de saturación).

Así pues, para conseguir nuestro propósito de controlar la ganancia y utilizar el AO para muchas aplicaciones lineales, utilizaremos la técnica de la **realimentación negativa**. Analizaremos a continuación, con detalle, los amplificadores más sencillos basados en AO que utilizan realimentación negativa, como los llamados **amplificador inversor** y **amplificador no inversor**.

1.3.2. Amplificador inversor

Un amplificador sencillo basado en AO ideal se consigue aplicando una realimentación negativa. La figura 6 muestra su topología, en que vemos que la señal retorna de la salida hacia la entrada mediante la resistencia R_2 , y crea de este modo una realimentación, un lazo cerrado, de forma que en la entrada del AO disponemos de la señal de salida. También representamos la tensión de entrada en el circuito como V_i , la de salida como V_o y una resistencia en la entrada R_1 . La corriente I que circula ahí se representa con las flechas.

Figura 6. Amplificador inversor

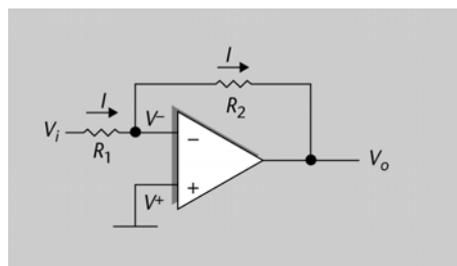


Figura 6

Topología de un amplificador inversor, en que la señal retorna de la salida hacia la entrada mediante la resistencia R_2 , y crea de esta manera una realimentación, un lazo cerrado. Representamos la tensión de entrada al circuito como V_i , la de salida como V_o , y una resistencia en la entrada R_1 . La corriente I que circula ahí se representa con las flechas.

Esta configuración recibe el nombre de *inversora*, y el circuito es un **amplificador inversor**. Este nombre proviene del propio funcionamiento del circuito: veremos que la salida tiene el signo opuesto a la entrada, y de ahí el término *inversor*.

En nuestro análisis nos interesará calcular la ganancia del circuito, la ganancia en **lazo cerrado** G . Notad que no es el mismo concepto que la ganancia A del AO por sí solo, sino que se define como la relación **salida-entrada del circuito**:

$$G \equiv \frac{V_o}{V_i} \quad (4)$$

La relación de tensiones salida-entrada de un circuito se define como su ganancia.

La acción del circuito realimentado se puede entender con el razonamiento siguiente, que describe el **estado estable** que provoca la realimentación negativa: asumimos que, por un momento, hay una tensión pequeña en la entrada diferencial del AO de la figura 6, es decir, que V^- es ligeramente superior a V^+ (que está en masa). Esto haría que el AO tuviera tendencia (según su curva de la figura 3) a llevar la salida hacia valores negativos, y de hecho, como es un AO ideal con ganancia infinita, la salida sería directamente la saturación negativa de la figura 5. Esta tensión tan negativa, **por medio de la realimentación**, llevaría el valor de V^- a bajar hacia cero otra vez.

Ahora supongamos lo contrario: el caso en que la tensión en V^- es ligeramente negativa. Ahora, como $V^+ > V^-$, la salida tomaría el valor de saturación positivo, y mediante la realimentación acabaría actuando sobre V^- también en sentido contrario, empujándolo hacia cero. En resumen, vemos que se trata de un estado estable: si la entrada tiende hacia arriba, la salida tiende hacia abajo, y realimentada hacia la entrada empuja la entrada hacia abajo otra vez. Y a la inversa.

Podemos decir, pues, que la **realimentación negativa siempre fuerza la entrada diferencial a tensión cero**. Esto es así también para el resto de casos en que utilicemos el AO con este tipo de realimentación.

Al realimentar por el terminal inversor, si las dos tensiones de entrada en el AO se desequilibran y dejan de ser iguales, la realimentación negativa compensa esta diferencia y hace que las entradas tomen nuevamente el mismo valor entre sí: el original. Es decir, V^+ tiene el mismo valor que V^- ; podemos decir que están “conectadas” sin estarlo, y esto da lugar al llamado **cortocircuito virtual**.

Para más detalles de realimentación negativa y estabilidad recordad las explicaciones del módulo 2.

Este punto es extremadamente importante y hay que tenerlo muy presente de ahora en adelante. Es la base, junto con el hecho de que las entradas idealmente son flotantes (figura 4), para poder analizar cualquier circuito basado en amplificadores operacionales.

Retomamos, pues, el análisis de este circuito en concreto, con el objetivo de encontrar:

- su ganancia, definida como la ecuación 4,
- su resistencia equivalente en la entrada (ved el anexo en que se recuerdan los conceptos de resistencias de entrada y salida de un circuito).

Aplicando el concepto de cortocircuito virtual al amplificador inversor de la figura 6, como V^+ está unido a tierra, tendremos $V^- = 0$. Tenemos, pues, una **masa virtual** porque V^- está unido a tierra sin estarlo. A partir de esto, y usando la ley de Ohmio, podemos deducir que la corriente que pasa por R_1 es:

$$I = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_i - V^-}{R_1} = \frac{V_i}{R_1} \quad (5)$$

Por otro lado, sabemos que la tensión de salida tiene que ser la suma de lo existente en V^- más la que cae en R_2 , que depende de I :

$$V_o = V_{R2} + V^- = -I \cdot R_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (6)$$

donde hemos usado la ecuación 5 en el último paso. Recordad que el signo de la corriente está determinado por su sentido. Acabamos de encontrar, pues, que la salida es la entrada multiplicada por un factor de ganancia R_2/R_1 invertido en signo:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7)$$

Por lo tanto, el valor absoluto de G puede ser más grande o pequeño que 1 simplemente eligiendo el valor de las resistencias de manera adecuada.

Ahora que ya tenemos G , encontraremos el parámetro siguiente de interés, que es la resistencia de entrada en el circuito R_i . Como hemos dicho al comienzo del apartado “El amplificador operacional ideal”, en cualquier circuito nos interesa conocer la impedancia a la entrada y a la salida, para modelizar su comportamiento como bloque y las interacciones con bloques adyacentes.

En este caso, la resistencia de entrada, R_i , se puede calcular también a partir de la ley de Ohmio:

$$R_i = \frac{V_i}{I} \quad (8)$$

Y ya hemos visto en la ecuación 5 que:

$$I = \frac{V_i}{R_1} \quad (9)$$

Y por lo tanto, sustituyendo la ecuación 9 en la ecuación 8 tenemos:

$$R_i = \frac{V_i}{V_i/R_1} = R_1 \quad (10)$$

Ley de Ohm

Relación fundamental entre tensión, intensidad de corriente y resistencia: $V = I \cdot R$.

Con esto ya conocemos la ganancia y la resistencia de entrada del amplificador inversor.

Un amplificador inversor es un circuito basado en AO (figura 6) que proporciona una ganancia finita y negativa igual a:

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

con una resistencia de entrada finita determinada por R_1 .

Nota

En la figura 6 notad que la impedancia de salida es la del propio AO. En el caso ideal se estableció que es nula.

El mismo ejercicio lo haremos en el subpartado siguiente con una configuración llamada dirigida **no inversora**.

1.3.3. Amplificador no inversor

Ved que en el amplificador anterior (subpartado “Amplificador inversor”) siempre tenemos que la salida tiene el signo opuesto a la entrada. Esto en ciertos circuitos no nos interesa, y por lo tanto queremos disponer también de un amplificador no inversor. Lo conseguimos con la configuración de la figura 7, en que utilizamos los mismos símbolos que en la figura 6.

Figura 7. Amplificador no inversor

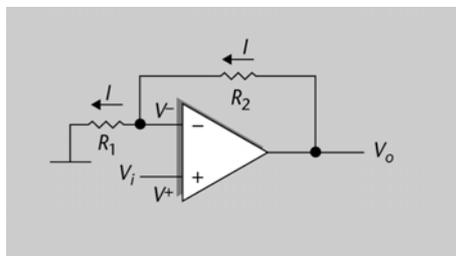


Figura 7

Topología de amplificador no inversor, con misma notación que en la figura 6.

En este caso, podemos obtener la ganancia y la resistencia de entrada haciendo el mismo tipo de razonamiento que en el subpartado anterior.

Por un lado, de manera rápida ya podemos observar que la resistencia de entrada R_i tiende a infinito:

$$R_i = \frac{V_i}{0} \rightarrow \infty \quad (12)$$

puesto que en los terminales de entrada del AO ideal la corriente es nula. Observad, pues, que en este caso el circuito presenta una resistencia de entrada igual que la del dispositivo AO que lo conforma, como podíamos esperar al ver la figura 7. Recordad que es muy ventajoso que un circuito presente una resistencia de entrada que tienda a infinito, para no provocar efectos de carga (por divisor de tensión) en el circuito precedente.

En cuanto a la ganancia, sabemos por **cortocircuito virtual** que $V^+ = V^- = V_i$. Si suponemos que por R_1 pasa una corriente I , el valor será:

$$I = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{V_i}{R_1} \quad (13)$$

la tensión se obtendrá como:

$$\begin{aligned} V_o &= I \cdot R_2 + V^- = I \cdot R_2 + V_i = I \cdot R_2 + I \cdot R_1 = \\ &= I \cdot (R_2 + R_1) = \frac{V_i}{R_1} \cdot (R_1 + R_2) \end{aligned} \quad (14)$$

Y por lo tanto, la ganancia (que se define como el cociente entre tensiones de salida y entrada), la podemos obtener de la ecuación 14:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (15)$$

Como se puede ver, en este caso la ganancia será siempre positiva, puesto que las resistencias son siempre positivas, y además siempre será más grande o igual que 1.

Un amplificador no inversor es un circuito basado en AO (figura 7) que proporciona una ganancia finita y positiva igual a:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (16)$$

con una resistencia de entrada que tiende a infinito (igual que la del AO).

Disponemos, pues, de dos tipos de amplificadores (inversor y no inversor) con una ganancia finita y controlable por resistencias. Los dos hacen trabajar el AO en zona lineal mediante la realimentación negativa (en la entrada inversora). A continuación, veremos un tercer caso de un circuito basado en AO con realimentación negativa, el seguidor de tensión.

1.3.4. Seguidor de tensión y amplificadores en cascada

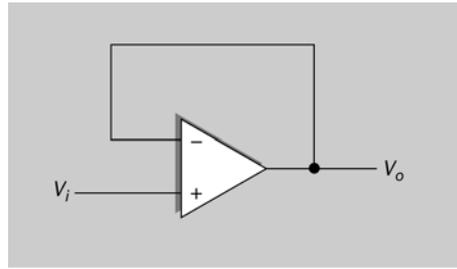
Una función muy útil de un AO con realimentación negativa es la de **adaptador de impedancias**, que consiste en un bloque que presenta una impedancia de entrada infinita y una impedancia de salida nula. De este modo, aseguramos que los bloques adyacentes no sufren efectos de resistencias de carga.

Sería el circuito de la figura 8, que recibe el nombre de **seguidor de tensión**, puesto que la tensión de salida V_o coincide con la tensión de entrada V_i , otra vez aplicando cortocircuito virtual (subapartado "Amplificador inversor") entre terminales de entrada.

Cortocircuito virtual

Recordad este concepto tan importante para los análisis con AO: los dos terminales de entrada se encuentran en la misma tensión cuando hay realimentación negativa; ved el subapartado "Amplificador inversor".

Figura 8. Seguidor de tensión

**Figura 8**

Seguidor de tensión, en que la tensión de salida V_o coincide con la tensión de entrada V_i .

Esta topología sirve simplemente para aprovecharnos de una característica muy útil de los AO ideales, como son las impedancias de entrada infinitas y de salida nulas. Así, con un seguidor de tensión aislamos los circuitos adyacentes desde este punto de vista.

Con un seguidor de tensión podemos configurar circuitos en cascada sin que haya efectos de carga entre estos. El seguidor se coloca entre los bloques y los aísla de efectos de impedancias de carga.

Por ejemplo, una característica que hemos visto que tiene el amplificador inversor es su impedancia de entrada finita. En concreto, hemos visto en el apartado “Amplificador inversor” que toma el valor de R_1 según la ecuación 10. Podríamos conseguir fácilmente que tenga impedancia de entrada infinita colocando un seguidor de tensión en la entrada. El resto de funciones del conjunto, como la amplificación, permanecerían igual.

Amplificadores en cascada

Ahora que hemos expuesto el efecto de un bloque adaptador de impedancias, podemos hablar brevemente de cómo concatenamos diferentes amplificadores basados en AO. Por ejemplo, si se pretende conseguir un amplificador con ganancia negativa y con una impedancia de entrada alta, no podríamos utilizar simplemente un amplificador inversor, puesto que no reúne las dos características a la vez. Lo podríamos conseguir colocando un amplificador no inversor en la entrada (que suministra una impedancia de entrada alta), y un segundo amplificador inversor a la salida para obtener la ganancia negativa. Veamos un ejemplo que nos guíe en esta solución.

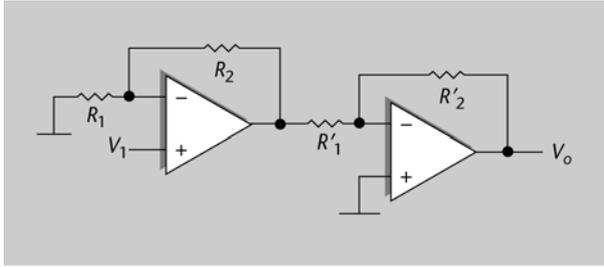
Ejemplo 1

Diseñad un amplificador inversor con las características siguientes: R_i tiende a ∞ , $G = -50$.

Solución

La primera de las condiciones no se puede conseguir con un único amplificador no inversor (que tiene impedancia de entrada finita), y por lo tanto tendremos que unir dos amplificadores en cadena: un amplificador no inversor que proporcione R_i que tienda a ∞ , seguido de un amplificador inversor que nos proporcione el signo negativo que necesitamos en la ganancia.

Figura 9. Amplificador del ejemplo 1

**Figura 9**

Dos amplificadores en cadena: un amplificador no inversor que proporciona R_2 que tiende a ∞ , seguido de un amplificador inversor que proporciona el signo negativo en la ganancia.

El conjunto de la figura 9 tiene, por lo tanto, una impedancia de entrada infinita, que era el objetivo. Estudiemos a continuación su ganancia. Para el primer amplificador de la figura 9, usamos la ecuación del amplificador no inversor (ecuación 15):

$$G_A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (17)$$

Esta sería la ganancia en tensión hasta la entrada del segundo bloque. Como el primer bloque tiene impedancia de salida nula (la propia de la AO), nos aseguramos de que el segundo bloque no provoca ningún efecto de carga sobre el primero. En este caso, pues, podemos asegurar que el segundo bloque actuará provocando una ganancia por sí solo como amplificador inversor (ecuación 7):

$$G_B = -\frac{R'_2}{R'_1} \quad (18)$$

Hasta la entrada del segundo bloque la tensión se ha visto multiplicada por G_A , y el segundo bloque provoca a la vez una multiplicación por G_B . Hemos encontrado, pues, que la ganancia total es el producto de ganancias.

Dos amplificadores encadenados, sin efectos de carga, proporcionan una ganancia del conjunto igual al producto de ganancias.

Queremos que la ganancia total sea -50 ; por lo tanto:

$$G_{TOTAL} = G_A \cdot G_B = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(-\frac{R'_2}{R'_1}\right) = -50 \quad (19)$$

Este valor se puede conseguir de muchas maneras diferentes. Así, podemos hacer que G_A tome los valores 1, 10 o 50 y entonces los valores de G_B serían, respectivamente, -50 , -5 o -1 .

Tomemos, por ejemplo, el caso de $G_A = 1$ y $G_B = -50$, y sustituyendo G_A en la ecuación 19:

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad (20)$$

y por lo tanto $R_2 = 0$. Como por el terminal de entrada al AO no circula corriente, el valor de R_1 es irrelevante. Si en R_1 no ponemos ninguna resistencia (tomaría un valor teórico infinito) tendríamos un seguidor de tensión como el de la figura 8.

Por otro lado, por la parte de G_B , sustituyendo en la ecuación 18, podríamos tomar $R'_2 = 50 \text{ k}\Omega$ y $R'_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

Para conseguir una ganancia muy precisa, se acostumbra a sustituir la resistencia R'_2 por una resistencia fija más una variable (potenciómetro P_2), para conseguir un ajuste mucho más fino y actuar con más sensibilidad (ved la figura 10). Por ejemplo, si el valor total de resistencia R'_2 y potenciómetro P_2 tiene que sumar $50 \text{ k}\Omega$, podemos hacer que R'_2 tome un valor de $45 \text{ k}\Omega$, y utilizar un potenciómetro de valor máximo $10 \text{ k}\Omega$ ajustado en mitad de su margen.

Figura 10. Amplificador con potenciómetro por ajuste de ganancia

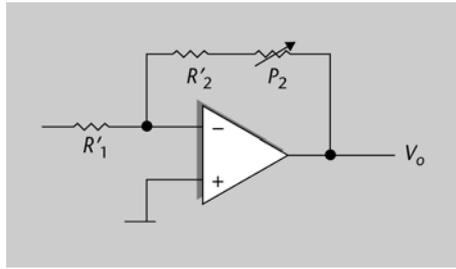


Figura 10
Amplificador no inversor con potenciómetro, por ajuste de ganancia.

1.3.5. Amplificador sumador (inversor)

Un AO con realimentación negativa también se puede configurar como sumador de tensiones. Sería el esquema de la figura 11, en que tenemos N entradas de tensión y queremos que la salida nos proporcione una suma de estas entradas.

Figura 11. Amplificador sumador

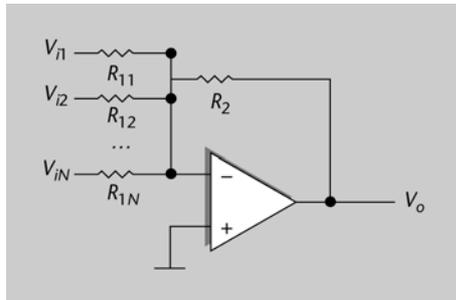


Figura 11
Sumador de tensiones, en que tenemos N entradas de tensión y la salida nos proporciona una suma de estas entradas.

Dado que la tensión en el terminal inversor es $V^- = 0$ (por cortocircuito virtual con V^+), las corrientes que circulan por cada rama son independientes entre ellas, y no se produce ninguna redistribución de corriente. Es decir, la corriente total I_T que atraviesa R_2 será la suma de las corrientes I_j de cada una de las ramas de entrada:

$$I_j = \frac{V_{ij}}{R_{1j}} \quad I_T = \sum_{j=1}^N I_j \quad (21)$$

en que hemos utilizado j para indicar la rama de entrada, entre 1 y N .

La tensión de salida es:

$$V_o = -I_T \cdot R_2 = -\frac{V_{i1}}{R_{11}} R_2 - \frac{V_{i2}}{R_{12}} R_2 \dots - \frac{V_{iN}}{R_{1N}} R_2 \quad (22)$$

Así pues, la tensión de salida es la suma, ponderada por las resistencias, de las tensiones de entrada invertidas en signo. Es el equivalente a tener N amplificadores inversores (con una ganancia por cada entrada), que finalmente suman sus salidas. Sería un circuito muy sencillo como base de una calculadora analógica que requiriera la operación suma, y basado en un único AO. ⚠

Notación de sumatorio Σ
Hemos utilizado la notación de sumatorio entre 1 y N : recordad que indica la suma de todos los factores entre el índice 1 y N .

En el caso particular en que todas las resistencias sean iguales, la salida será la suma invertida de las entradas:

$$V_o = -V_{i1} - V_{i2} \dots - V_{iN} \tag{23}$$

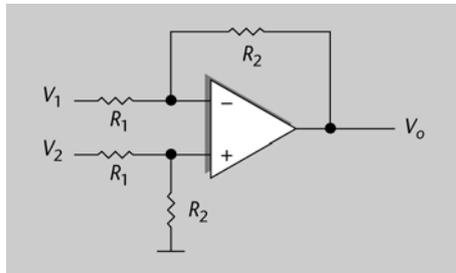
Un solo AO es la base de un circuito sumador de múltiples tensiones de entrada, siguiendo la configuración de la figura 11.

1.3.6. Amplificador diferencial

El amplificador diferencial es una configuración con dos entradas en la cual se amplifica la diferencia de tensión entre estas. Para obtener las expresiones correspondientes a esta configuración (figura 12) tendremos en cuenta que su comportamiento es lineal en todo momento (forzado por la realimentación negativa, como se ha visto en los apartados “Realimentación en el AO ideal” al “Amplificador sumador (inversor)”). Por eso, aplicaremos el principio de superposición:

- Primero supondremos que una de las tensiones de entrada es nula y obtendremos la salida correspondiente;
- A continuación, supondremos que la otra tensión es nula y también obtendremos la expresión de V_o ;
- La solución completa se consigue mediante la suma de las dos soluciones.

Figura 12. Amplificador diferencial



Principio de superposición
Principio que afirma que la respuesta de un circuito lineal se puede obtener sumando las aportaciones de cada una de sus fuentes diferentes. Ved el anexo.

Figura 12
Topología de amplificador diferencial, en que la salida V_o es proporcional a la diferencia entre V_1 y V_2 .

Primer caso: $V_2 = 0$.

En este caso, al considerar que V_2 es igual a cero, obtenemos que R_1 y R_2 del terminal positivo están en paralelo (figura 13 (a)) y, por lo tanto, el circuito tomaría la forma de la figura 13 (b), en que tenemos la resistencia equivalente al paralelo de R_1 y R_2 .

Figura 13. Primer caso: análisis de amplificador diferencial

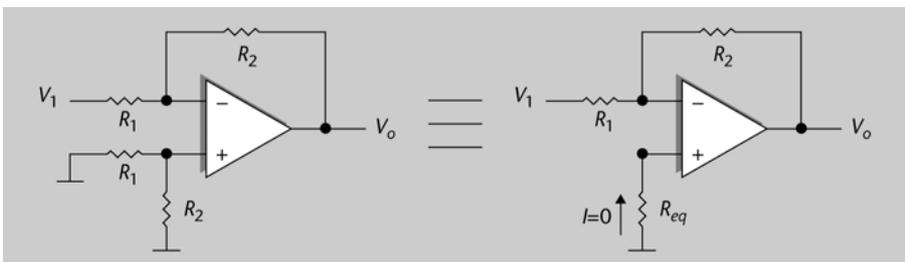


Figura 13
Primer caso por el análisis del amplificador diferencial.

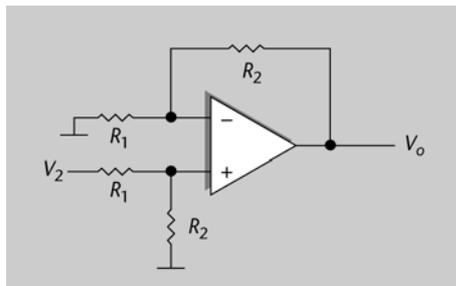
Sabemos que la intensidad de corriente I que atraviesa la resistencia equivalente tiene que ser cero (recordad la característica de impedancia infinita de entrada, figura 4), y por lo tanto $V^+ = 0$. Con esto, nuestro circuito se convierte en un circuito amplificador inversor como el de la figura 6, que ya conocemos y que tiene como salida la ecuación 7:

$$V_o|_{V_2=0} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \quad (24)$$

Segundo caso: $V_1 = 0$.

Ahora el circuito es un amplificador no inversor (figura 14), con la única diferencia respecto del no inversor del apartado “Amplificador no inversor” que no aplicamos directamente una tensión sobre V^+ , sino que al terminal llega la tensión del divisor formado por R_1 y R_2 .

Figura 14. Segundo caso: análisis de amplificador diferencial



De manera que formamos la salida con expresiones conocidas, como son las del amplificador inversor (subapartado “Amplificador inversor”) y el divisor de tensión (anexo):

$$V_o|_{V_1=0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V^+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2 \quad (25)$$

Tenemos, pues, una ganancia positiva, que es el cociente de resistencias.

Expresión total

La expresión total $V_{o(TOTAL)}$ aplicando el teorema de superposición, será la suma de la ecuación 24 y la 25:

$$V_{o(TOTAL)} = V_o|_{V_2=0} + V_o|_{V_1=0} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2 = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (26)$$

Fijaos qué hemos encontrado con la ecuación 26: el resultado depende de la diferencia de tensiones. Además, tenemos una ganancia igual al factor R_2/R_1 . La salida no depende en absoluto del valor de las entradas (o su valor medio, el valor en modo común), sino de la tensión en modo diferencial.

Nota

Con la notación de la ecuación 24 indicamos que estamos evaluando la salida V_o en una condición o situación concreta, como es el hecho de que V_2 es igual a cero. Esta notación irá apareciendo a lo largo del módulo.

Figura 14

Segundo caso para el análisis del amplificador diferencial.

El amplificador diferencial amplifica la señal diferencia entre entradas, la señal $V_2 - V_1$. Tiene, por lo tanto, una ganancia en modo diferencial, y cualquier componente de modo común en la tensión de entrada queda rechazado a la salida.

Recordad la explicación del modo común y diferencial en el subapartado "El amplificador operacional ideal".

Notad que estas expresiones dependen, en parte, del hecho de disponer de dos resistencias R_1 exactamente iguales entre sí y lo mismo para R_2 .

También sería importante destacar, en este caso, que la resistencia de entrada al circuito, vista desde el terminal V_1 , es proporcional a R_1 –como habéis visto en la explicación del amplificador inversor (subapartado "Amplificador inversor"), y por lo tanto no necesariamente tiene que ser cercana a infinito o muy grande. Desde el otro terminal de entrada, el nodo V_2 , la resistencia equivalente de entrada es la suma de R_1 y R_2 , que proviene del hecho de que por el terminal del AO no circula corriente.

Recordad que la impedancia de entrada de un circuito interesa en general que tienda a infinito, para que no cargue el circuito anterior. El hecho de que la impedancia de entrada sea del orden de R_1 , o la suma de R_1 y R_2 , es una desventaja del amplificador diferencial de la figura 12. Una posible solución sería incluir seguidores de tensión en cada entrada V_1 y V_2 como en la figura 13, para no cargar con ninguna impedancia el circuito previo. Recordad del subapartado "Seguidor de tensión y amplificadores en cascada" que los seguidores sirven precisamente para ofrecer una impedancia de entrada que tienda a infinito, y aislar de este modo etapas circuitales contiguas.

Figura 15. Amplificador diferencial con impedancia de entrada ideal

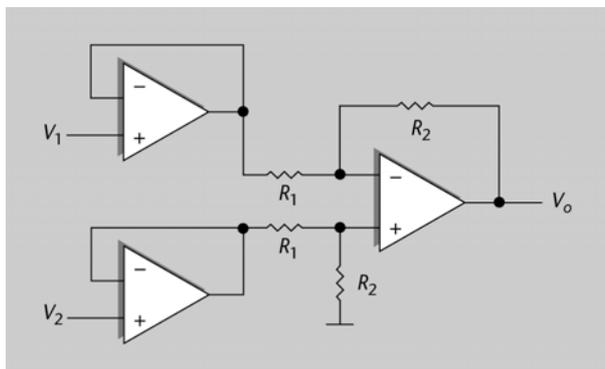


Figura 15

Amplificador diferencial con dos seguidores de tensión previos, en cada una de las entradas.

Este tipo de amplificadores diferenciales, con una configuración u otra, forman la base principal de los amplificadores utilizados en los instrumentos de medida: se denominan *amplificadores de instrumentación*. Se estudiarán más ampliamente en el subapartado "Amplificador de instrumentación", cuando ya conozcamos más conceptos de los AO reales.

1.3.7. Amplificador diferenciador

En este subapartado presentamos otro uso del AO como elemento base de un amplificador; en este caso se trata de un amplificador **diferenciador**, que tenéis representado en la figura 16. Lo que pretendemos con este circuito es que su **salida sea proporcional a la derivada en el tiempo de la tensión de entrada**:

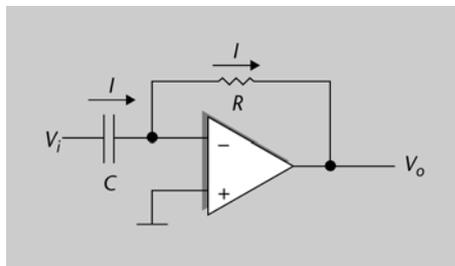
$$V_o(t) = K \cdot \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (27)$$

on K representa un factor de proporcionalidad de cualquier valor, y V_i y V_o son las señales temporales de entrada y salida, respectivamente.

Configurando un AO como diferenciador (figura 16), podemos disponer de un circuito que “hace derivadas”, con todo tipo de usos en circuitos o electrónica de cálculo.

El análisis de este circuito es similar al del inversor, con la única diferencia de que la intensidad de corriente de entrada es la que circula por el condensador, teniendo en cuenta que la diferencia de tensión a la cual está sometido es la de entrada menos la masa virtual.

Figura 16. Amplificador diferenciador



Cortocircuito virtual

Recordad este concepto tan importante para los análisis con AO: los dos terminales de entrada se encuentran en la misma tensión cuando hay realimentación negativa; ved el subapartado “Amplificador inversor”.

Figura 16

Topología de un amplificador diferenciador.

En el caso general, la tensión de entrada variará con el tiempo $V_i = V_i(t)$. La principal diferencia en este circuito es la presencia de un condensador de capacidad constante C . Recordad que la carga Q que almacena el condensador es proporcional a su capacidad C y a la diferencia de potencial V que hay entre sus polos.

$$Q = C \cdot V \quad (28)$$

Si la tensión varía con el tiempo y la capacidad del condensador es constante, la carga que almacena también variará con el tiempo, $Q = Q(t)$.

$$\frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (29)$$

Sabemos que la variación de carga con el tiempo representa el concepto de intensidad de corriente.

Condensador

Elemento que almacena carga entre sus terminales y en el cual la tensión entre extremos no puede cambiar bruscamente.

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (30)$$

Por otro lado, del circuito sabemos que la diferencia de potencial entre los polos del condensador mismo, su caída de tensión, es V_i , debido al cortocircuito virtual entre entradas inversora y no inversora del AO. Y finalmente, la señal de salida se obtiene (por ley de Ohmio) sabiendo que será la intensidad I de la ecuación 30, con el signo correspondiente a su sentido, para la resistencia R :

$$V_o = -I \cdot R = -R \cdot C \cdot \frac{dV_i}{dt} \quad (31)$$

Como veis en esta expresión, la tensión de salida V_o es proporcional a la derivada en el tiempo de la señal de entrada. La constante de proporcionalidad RC es conocida como **constante de tiempo**. Se denomina así porque, de hecho, sus unidades son unidades de tiempos, son segundos.

Ley de Ohmio

Relación fundamental entre tensión, intensidad de corriente y resistencia: $V = Y \cdot R$.

Para la utilización de este dispositivo tenemos que “vaciar” previamente el condensador de toda carga, para que el estado inicial lo tengamos controlado. Para ello se puede inducir un cortocircuito entre sus polos. A continuación, deshaciendo este cortocircuito, dejamos que el sistema evolucione durante el tiempo que queramos y obtenemos la derivada a la salida.

Un ejemplo sería el de la figura 17, en que vemos una señal triangular a la entrada, y a la salida obtenemos la derivada en el tiempo, que es una señal cuadrada: una constante en cada tramo (recordad que la derivada de una pendiente es una constante).

Figura 17. Ejemplo de salida frente a entrada, amplificador derivador

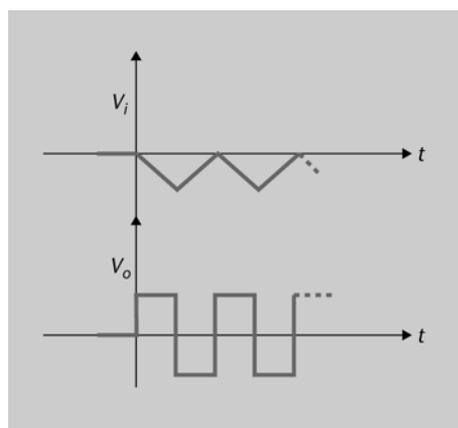


Figura 17

Ejemplo de señal triangular a la entrada de un amplificador derivador, y la salida correspondiente, que es una señal cuadrada.

En la figura 17 fijaos en que, cuando la tensión de entrada tiene pendiente negativa, la tensión de salida es positiva, y al revés.

Con el circuito de la figura 16 se pueden hacer muchas combinaciones; por ejemplo, podemos diseñar un circuito que obtenga la derivada de una señal determinada, y además le sume una segunda señal. Lo podemos hacer con el

esquema de la figura 18, siguiendo la filosofía de un circuito sumador como el del subapartado “Amplificador sumador (inversor)”, donde llegaban N señales de entrada al circuito basado en un único AO.

Figura 18. Amplificador diferenciador y sumador de dos entradas

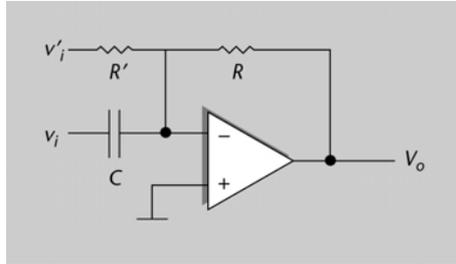


Figura 18
Topología de amplificador diferenciador y sumador de dos entradas.

En este caso, la tensión de salida estaría determinada por la suma de un amplificador inversor (entrada V'_i) y de un amplificador derivador (entrada V_i), cuyas expresiones acabáis de conocer en las ecuaciones 31 y 7:

$$V_o = -\frac{R}{R'} V'_i - R \cdot C \cdot \frac{dV_i}{dt} \tag{32}$$

Vemos, pues, la flexibilidad de estas configuraciones, que se pueden usar independientemente, o juntarlas en un mismo AO operando también como sumador de todas.

1.3.8. Amplificador integrador

Igual que es útil disponer de un circuito derivador, con todo tipo de aplicaciones de cálculo, también nos puede interesar disponer de la función de integración. Para conseguir un dispositivo integrador intercambiamos la resistencia y el condensador de un circuito diferenciador según el esquema de la figura 19.

Figura 19. Amplificador integrador

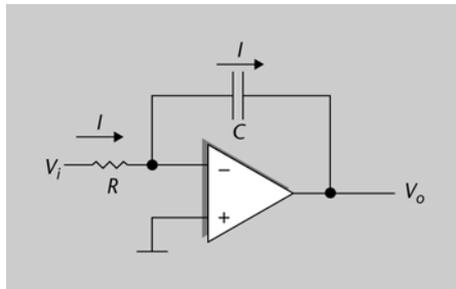


Figura 19
Topología de amplificador integrador.

Con esto tenemos que la tensión de salida es proporcional a la integral en el tiempo de la señal de entrada. Se puede demostrar haciendo uso de las expresiones introducidas en el caso del derivador (ecuación 30), en que el incremento de tensión en el condensador (V_c) era la corriente multiplicada por el incremento de tiempo y dividido por la capacidad C :

$$dV_c = \frac{1}{C} \cdot I \cdot dt \tag{33}$$

Y por lo tanto, integrando los dos términos tenemos:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int I \cdot dt \quad (34)$$

La corriente I que atraviesa el condensador será la misma que atraviesa la resistencia R , y por lo tanto $I = V_i/R$:

$$V_c(t) = \frac{1}{RC} \cdot \int V_i(t) \cdot dt \quad (35)$$

Y también sabemos, por cortocircuito virtual entre terminales, que la tensión de salida V_o es la misma que en el condensador (V_c), con el signo opuesto:

$$V_o(t) = -V_c(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int V_i(t) \cdot dt \quad (36)$$

Esta expresión nos indica que la señal de salida es proporcional a la integral de la señal de entrada.

Intercambiando la resistencia y el condensador de un amplificador derivador, se obtiene un amplificador integrador como el de la figura 19.

En el caso particular en que $V_i(t)$ fuera constante en el tiempo, este término saldría de la integral y la expresión tomaría la forma:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \cdot V_i \cdot t \quad (37)$$

La salida sería una recta con una pendiente determinada, como podéis ver en la figura 20.

Figura 20. Salida del integrador para una entrada constante

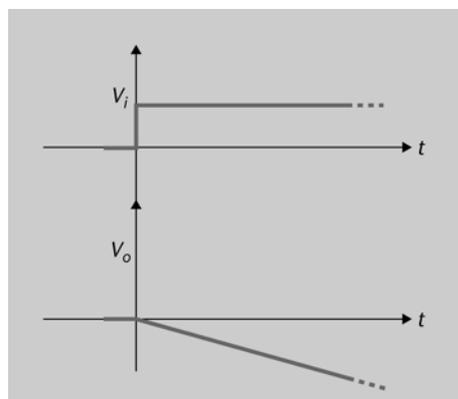


Figura 20

Ejemplo de señal de entrada constante en el amplificador integrador, y su salida correspondiente.

Esta característica es muy útil, por ejemplo, para utilizar estos dispositivos en el diseño de generadores de señales. Así, podemos conseguir una señal triangular de salida como respuesta a una señal cuadrada de entrada, como se ve en la figura 21. Fijaos en que es la complementaria del derivador de la figura 17.

Figura 21. Generación de señal triangular a partir de señal cuadrada

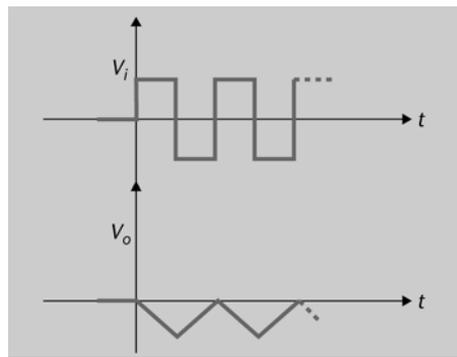


Figura 21

Ejemplo de señal cuadrada de entrada en el amplificador integrador, y su salida correspondiente, que es una señal triangular.

Hemos expuesto hasta aquí todo un conjunto de amplificadores basados en AO que representan la base de muchas funciones útiles, como la suma, diferencia, integración, etc. A continuación, nos extenderemos en las reflexiones sobre el AO ideal.

1.3.9. Validez y limitaciones del AO ideal

Hemos demostrado que, cuando asumimos ciertas condiciones de idealidad en el AO, podemos diseñar todo un conjunto de circuitos muy útiles para todo tipo de aplicaciones:

- Amplificador inversor en el subpartado “Amplificador inversor” (1.3.2.).
- Amplificador no inversor en el subpartado “Amplificador no inversor” (1.3.3.).
- Seguidor de tensión en el subpartado “Seguidor de tensión y amplificadores en cascada” (1.3.4.).
- Amplificador sumador en el subpartado “Amplificador sumador (inversor)” (1.3.5.).
- Amplificador diferencial en el subpartado “Amplificador diferencial” (1.3.6.).
- Amplificador diferenciador en el subpartado “Amplificador diferenciador” (1.3.7.).
- Amplificador integrador en el subpartado “Amplificador integrador” (1.3.8.).

En este punto, nos tenemos que preguntar qué validez tiene el análisis con el AO ideal, si en la práctica esta hipótesis es bastante precisa. Todo dependerá de qué parámetros tengan los circuitos reales que venden los fabricantes, si se alejan mucho o poco de la idealidad. En general, podemos asegurar que para muchas aplicaciones hay en el mercado todo un conjunto de AO con prestaciones muy cercanas a lo ideal.

Podemos asegurar que las hipótesis de idealidad, que incluyen:

- corriente de entrada nula,
- impedancia de salida nula,
- ganancia diferencial que tiende a infinito, y
- ganancia por el modo común nula,

son realistas porque muchos de los AO del mercado las hacen válidas en la mayoría de aplicaciones.

Cuando la señal está formada por frecuencias bajas, la hipótesis de la ganancia infinita es válida porque los AO tienen una ganancia muy alta en bajas frecuencias. Cuando se utiliza una determinada tecnología para la construcción del AO, la corriente de entrada es del rango de femtoamperios, y por lo tanto bastante cercano a cero para la mayoría de aplicaciones.

En todo caso, conviene conocer en detalle las características de los AO reales. Podemos avanzar que:

- Su ganancia es realmente elevada, en torno a 10^6 , pero no infinito,
- tienen una impedancia de entrada elevada, pero no infinita,
- no rechazan completamente las señales en modo común,
- sus características varían en frecuencia, a partir de ciertos valores de frecuencia de funcionamiento.

Las limitaciones, pues, del concepto de idealidad, hacen que las prestaciones de los circuitos, predichas por los análisis vistos en este apartado, difieran en mayor o menor medida de esta idealidad. En algunos aspectos, esta diferencia puede ser relevante, en especial en cuanto a variaciones en frecuencia. En el subapartado siguiente se tratarán estos aspectos.

1.4. Amplificador operacional real

En el subapartado “El amplificador operacional ideal” os hemos mostrado qué características tiene el AO ideal, y cómo se analiza este dispositivo cuando está acompañado de un circuito a su alrededor. Con este circuito se consigue que un AO sea el núcleo de un bloque con una determinada función (sumar, derivar, integrar, etc.). Ahora es el momento, en este subapartado, de acercarnos más al caso real, a los dispositivos que hay en el mercado, los cuales se caracterizan por unos parámetros que difieren (siquiera un poco) del ideal.

Es muy importante entender las prestaciones del caso real, y que aprendáis a analizar los circuitos basados en AO incluyendo estas prestaciones. Esto es así porque un diseñador electrónico se encuentra habitualmente con la disyuntiva de tener que seleccionar un determinado AO, entre un amplio abanico existente en el mercado. Para hacerlo, ha de tener en cuenta el comportamiento en función de qué aplicación está diseñando.

La selección del mejor AO para una determinada aplicación puede ser un tema complejo, si no conocemos bien qué funcionamiento tendrá en nuestro circuito real una vez montado. El diseñador electrónico tiene a su alcance un abanico muy grande de catálogos de dispositivos reales, con una variedad enorme de características, y ha de elegir cuál es el apropiado para su aplicación. Y probablemente tendrá que tener en cuenta también consideraciones económicas.

Femto

Femto (símbolo f) es un prefijo del Sistema Internacional que indica un factor de 10^{-15} .

Si recordáis rápidamente las prestaciones del caso ideal, eran principalmente:

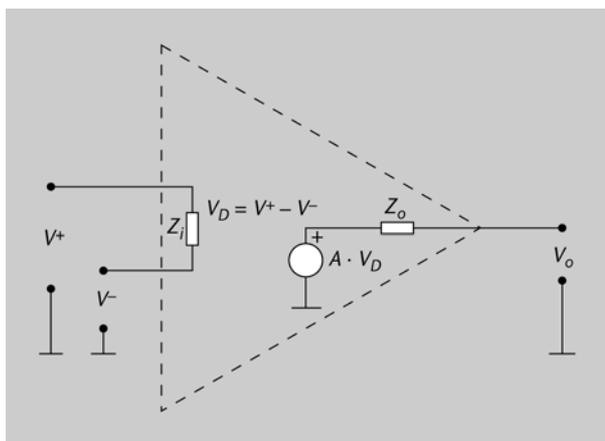
- Impedancia de entrada infinita.
- Impedancia de salida nula.
- Ganancia infinita.
- Ganancia por el modo común cero.
- Ancho de banda infinito.

Ahora, en un caso real, estas mismas características se convierten en lo siguiente:

- Impedancia de entrada muy alta, en torno a $M \Omega$, pero no infinita.
- Impedancia de salida baja, en un margen típico entre 30Ω y 150Ω .
- Ganancia finita y muy alta, en torno a 10^6 .
- La señal en modo común aparece a la salida, a pesar de que en una relación con la señal en modo diferencial muy pequeña.
- Ancho de banda limitado a un margen de frecuencias entre la continua y una frecuencia superior. Esta cota superior dependerá del dispositivo concreto, pero puede estar típicamente en la zona de los 1 MHz -10 MHz.

Del mismo modo que hemos explicado un circuito equivalente del caso ideal, que veáis en la figura 4 del subapartado “El amplificador operacional ideal”, en el caso real podemos representar un circuito equivalente como el de la figura 22.

Figura 22. AO real



En esta figura, a la izquierda, representamos las dos entradas de la AO, inversora y no inversora, y en este caso no están “flotando” como en el caso ideal, cosa que indicaba una impedancia infinita, sino que hay una cierta impedancia de entrada Z_i . Y por lo tanto, en esta impedancia pasará una corriente eléctrica de entrada en la AO, que en el caso ideal no existía.

A la derecha de la figura 22 podéis ver que la salida se continúa representando como una fuente que depende de la caída de tensión V_D en la entrada; esto no

Nota

Hoy en día, el precio de un amplificador operacional integrado de propósito general, con una ganancia de 100 dB, una corriente de entrada de 100 nA, y un ancho de banda de 1 MHz, es inferior a 1 euro.

Mega

Mega (símbolo M) es un prefijo del Sistema Internacional que indica un factor de 10^6 .

Figura 22

Modelo de AO real en que aparecen las impedancias de entrada Z_i y de salida Z_o .

ha cambiado. Lo que sí que introducimos en el caso real es una impedancia de salida Z_o , que hará que la tensión de salida del AO (V_o) no sea exactamente igual que la tensión proporcionada por la fuente ($A \cdot V_D$). La diferencia entre las dos dependerá precisamente de los valores concretos de Z_o y del circuito posterior con que carguemos esta salida: como sabéis por la teoría de circuitos, se creará un divisor de tensión entre Z_o y la impedancia de carga.

Para caracterizar el AO real, una primera idea sería pretender obtener unas ecuaciones globales que tuvieran en cuenta todas las características que, a la vez, se alejan de lo ideal. Esto sería un análisis realmente complejo que, en la práctica, tampoco nos aportaría lo que buscamos, que es poder disponer de herramientas para analizar cada parámetro (impedancia, ganancia, corriente, etc.) por separado. Después, una vez conocidos los efectos por separado, será trabajo del diseñador integrar los efectos en su circuito concreto, aplicando, por ejemplo, el teorema de superposición para los efectos lineales. Veréis, pues, en los apartados siguientes qué efecto tiene que:

- La ganancia en lazo abierto no sea infinita,
- que las impedancias no sean las ideales,
- que el ancho de banda no sea infinito,
- que el modo común no se anule totalmente,

y otros efectos no deseados que expondremos.

1.4.1. Ganancia en lazo abierto no infinito

En el modelo ideal habíamos supuesto que la ganancia en lazo abierto era infinita y que, además, esta ganancia no dependía de la frecuencia. Antes que nada, hay que comparar estas afirmaciones con la realidad: en el peor de los casos, la ganancia en lazo abierto siempre es superior a 200.000 y, en general, en un mismo circuito no se trabaja en un margen de frecuencias muy extenso. Por lo tanto, la hipótesis de ganancia que tiende a infinito parece razonable, pero el objetivo de este apartado es analizarla y comprobar su validez.

Para la claridad del análisis, lo que haremos es estudiar las dos configuraciones de amplificación más utilizadas y que sirven de base para muchos casos. De hecho, ya las habéis visto en el subapartado “El amplificador operacional ideal” para el caso ideal: son el amplificador inversor y el no inversor.

Efecto de ganancia no infinita en el amplificador inversor

Recordad que la configuración del caso inversor es la determinada por la figura 6, que repetimos aquí en la figura 23 por comodidad.

Principio de superposición

Principio que afirma que la respuesta de un circuito lineal se puede obtener sumando las aportaciones de cada una de sus fuentes diferentes.

Figura 23. Amplificador inversor para análisis de caso real

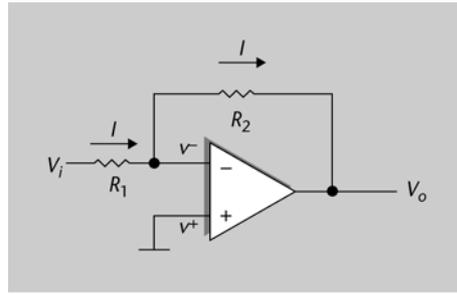


Figura 23

Topología de amplificador inversor.

Es importante destacar lo siguiente: dado que en el caso real la ganancia en lazo abierto ya no es infinita, **ya no se puede asumir el cortocircuito virtual entre entradas del AO**. Esto es así porque esta hipótesis se basaba, si recordáis el subapartado “El amplificador operacional ideal”, en el hecho de que la realimentación imponía una estabilidad en la tensión diferencial de entrada, y cuando la ganancia es infinita la única manera de tenerlo era con tensión de entrada diferencial nula (cortocircuito virtual). Es el único punto de estabilidad de una curva como la de la figura 5 con A infinito.

El amplificador inversor, con cortocircuito virtual entre entradas, hacía que en la entrada inversora V^- tuviéramos el nivel de masa igual que en la entrada no inversora (V^+). Ahora, en cambio, podemos decir lo siguiente sobre la corriente que cae en R_1 , que depende de V^- :

$$I = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_i - V^-}{R_1} \quad (38)$$

Sabemos que la salida V_o responde a la expresión vista en la ecuación 1, en que A es la ganancia en lazo abierto:

$$V_o = A \cdot (V^+ - V^-) \quad (39)$$

Y, por lo tanto, como V^+ está conectado a masa tenemos:

$$V_o = -A \cdot V^- \quad (40)$$

De aquí, sustituyendo la variable V^- en la expresión 38 se obtiene:

$$I = \frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1} \quad (41)$$

Por otro lado, también sabemos por la ley de Ohmio que la salida dependerá de la corriente I que pasa por R_2 :

$$V_o = V_{R2} + V^- = -I \cdot R_2 + V^- = -I \cdot R_2 - \frac{V_o}{A} \quad (42)$$

Símbolo del AO

Notad que, tanto para representar el AO ideal como para representar un AO con alguna característica no ideal, usamos el mismo símbolo. En un circuito real, el diseñador ya evaluará si puede asumir idealidad en algún caso, o hace falta usar parámetros reales. Es decir, el dibujo del AO en un esquemático no indica si se puede usar un modelo más o menos aproximado.

En que podemos sustituir el valor de la corriente de la ecuación 41 y encontrar que V_o vale:

$$V_o = - \left(\frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1} \right) \cdot R_2 - \frac{V_o}{A} = - \frac{V_i \cdot R_2}{R_1} - V_o \frac{R_2}{A \cdot R_1} - V_o \frac{1}{A} \quad (43)$$

De aquí finalmente aislamos V_o y encontramos su expresión, en función de los valores de resistencias (como en el caso ideal), y además nos aparece la ganancia en lazo abierto A :

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (44)$$

Fijaos en que desde la ecuación 38 nos hemos basado en el hecho de que V^- tiene un cierto valor, y por lo tanto no estamos aplicando la hipótesis de cortocircuito virtual. Recordad que la expresión equivalente del caso ideal era la ecuación 7.

El resultado de la ecuación 44 es muy interesante, puesto que lo podemos comparar con el del caso ideal, en que la ganancia era simplemente el cociente $-R_2/R_1$. Vemos en la ecuación del caso real que cuando A tiende a infinito, la ganancia se acerca a la ideal, puesto que el denominador tiende a 1. Advertid que la ganancia real será algo más pequeña que la ideal, puesto que el denominador es un poco superior a 1 (tiende a 1 si A tiende a infinito).

La ganancia de un amplificador inversor, si tenemos en cuenta que su ganancia en lazo abierto A no tiende a infinito en un caso real, está determinada por la relación:

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (45)$$

Matemáticamente podéis comprobar que engloba el caso ideal, puesto que si hacemos que A tienda a infinito el denominador tiende a 1.

Efecto en el amplificador no inversor

El mismo tipo de análisis visto en el apartado anterior se puede llevar a cabo en la configuración de amplificador no inversor, mostrada en la figura 24.

Figura 24. Amplificador no inversor para análisis de caso real

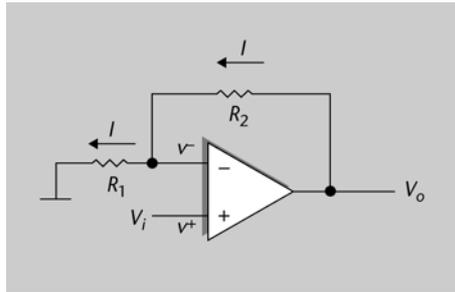


Figura 24

Topología de amplificador no inversor.

Consideramos otra vez que A no es infinito, y tenemos de la ecuación 39 que:

$$V^- = V_i - \frac{V_o}{A} \quad (46)$$

Y por lo tanto, la expresión de la corriente I sería:

$$I = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V^- - 0}{R_1} = \frac{V_i - \frac{V_o}{A}}{R_1} \quad (47)$$

en que hemos sustituido la expresión 46.

Del circuito también podemos ver que entre la tensión de salida y el punto de masa están las dos resistencias R_1 y R_2 , por donde pasa la corriente I , y entonces, utilizando la ecuación 47, tenemos:

$$V_o = I \cdot (R_1 + R_2) = \frac{V_i - \frac{V_o}{A}}{R_1} \cdot (R_1 + R_2) \quad (48)$$

Notad que estamos analizando el efecto de la ganancia no infinita, pero continuamos considerando que la corriente de entrada a los terminales del AO es nula. Como decíamos, se trata de ir analizando cada caso de no-idealidad por paso.

Ya solo queda agrupar términos de V_o en la expresión 48 a un lado y de V_i al otro,

$$V_o \cdot R_1 + \frac{V_o}{A} (R_1 + R_2) = V_i (R_1 + R_2) \quad (49)$$

para llegar a la expresión final de la ganancia en lazo cerrado para el caso real en esta configuración:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{1}{A} (R_1 + R_2)} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (50)$$

Recordad que la expresión equivalente en el caso ideal era la ecuación 15.

En un amplificador no inversor, si tenemos en cuenta que la ganancia en lazo abierto del AO no necesariamente tiene que tender a infinito, la ganancia del circuito es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (51)$$

Igual que sucedía en el apartado “Efecto de ganancia no infinita en el amplificador inversor”, nos encontramos ante una expresión que engloba el caso ideal cuando A tiende a infinito. Observamos también que la ganancia real será un poco inferior a la ideal (denominador siempre superior a 1).

Además, hemos demostrado que el denominador, que es el que modifica la expresión ideal, es el mismo en los dos casos, tanto para la configuración de amplificador inversor como no inversor.

En resumen, fijaos en que ahora disponemos de la expresión de la ganancia del AO real. En cada caso, dependiendo de los valores concretos de R_1 , R_2 y A , la aproximación del caso ideal será más o menos exacta.

Ejemplo 2

Un determinado AO se caracteriza por una ganancia en lazo abierto de 10^6 en la frecuencia de trabajo. Se le ha aplicado realimentación para tener una configuración de amplificador no inversor como la figura 24, con $R_1 = 50 \Omega$ y $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Calculad la ganancia del caso real, y comparadla con la aproximación del caso ideal.

Solución

La ganancia, en este caso, hemos demostrado que está determinada por la ecuación 50. Sustituyendo valores,

$$G = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{1 + \frac{1000}{50}}{1 + \frac{1}{10^6} \left(1 + \frac{1000}{50} \right)} = \frac{21}{1 + 2,1 \cdot 10^{-5}} \quad (52)$$

encontramos que el numerador es igual a 21, y el denominador es muy cercano a 1, en concreto es $1 + 2,1 \cdot 10^{-5}$. Esto hace que la ganancia real sea 20,9996, es decir, muy cercano al caso ideal de 21. En este caso, por lo tanto, podríamos usar el modelo de amplificador ideal.

Este es un ejemplo bastante significativo, porque una ganancia en lazo abierto de 10^6 es muy habitual en los AO existentes en el mercado.

Otro efecto no ideal que nos conviene estudiar es el hecho de que la resistencia de entrada no sea infinita (es decir, un circuito abierto), y es el que se analiza en el subapartado siguiente.

1.4.2. Impedancia de entrada no infinita

En el modelo ideal veáis que no circula ninguna corriente por los terminales de entrada de la AO, como consecuencia de la impedancia de entrada que tien-

de a infinito, es decir, que se modelizaban los nodos de entrada como un circuito abierto. A continuación veréis qué sucede analíticamente en nuestras ecuaciones si la impedancia de entrada es muy alta pero no un circuito abierto. Para el análisis tomaremos el caso del amplificador inversor, y trasladaremos el resultado a otros casos.

Consideramos, pues, el circuito de la figura 25, en que destacamos explícitamente una resistencia entre los terminales de entrada, R_{id} . Hay que remarcar que se trata de la misma resistencia de entrada del modelo real de la figura 22, que ahora “sacamos” de la “caja AO”. De este modo, el símbolo del AO representa, pues, el mismo dispositivo que en la figura 24, con una ganancia en lazo abierto A . Es la manera de estudiar qué pasa cuando hay una resistencia no infinita entre terminales de la AO.

Figura 25. Amplificador inversor para análisis de impedancia de entrada real

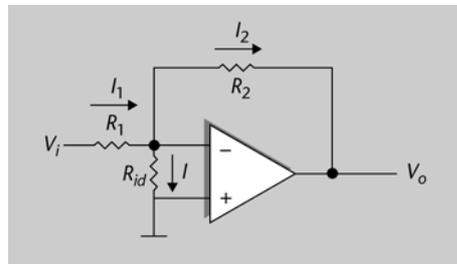


Figura 25

Amplificador inversor en que se explicita una resistencia real equivalente a la entrada, R_{id} .

El primer efecto en que podemos pensar, como consecuencia de la propia presencia de R_{id} , es que habrá una corriente I entre los terminales inversor y no inversor del AO. También habrá una corriente I_1 a través de R_1 , y otro a través de R_2 llamado I_2 . A partir de la figura 25 sabemos que cada uno tendrá las expresiones siguientes:

$$I_1 = \frac{V_i - V^-}{R_1} \quad (53)$$

$$I_2 = \frac{V^- - V_o}{R_2} \quad (54)$$

$$I_1 = I_2 + I \quad (55)$$

También sabemos que la tensión de salida es la ganancia en lazo abierto por la tensión diferencial de entrada, según la ecuación 1:

$$V_o = (V^+ - V^-) \cdot A = (0 - V^-) \cdot A = -V^- \cdot A \quad (56)$$

Y por lo tanto, las ecuaciones 53 y 54 quedan como:

$$I_1 = \frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1} \quad (57)$$

$$I_2 = \frac{-\frac{V_o}{A} - V_o}{R_2} \quad (58)$$

Nota

La teoría de circuitos dice que las corrientes entrantes y salientes de un nodo tienen que tener una suma limpia (considerando signos coherentes entre sí) igual a cero. Ved el anexo.

Por otro lado, la relación de V^- con la corriente I es:

$$V^- = I \cdot R_{id} \quad (59)$$

Y podemos sustituir en la ecuación 56 para aislar I :

$$I = -\frac{V_o}{A \cdot R_{id}} \quad (60)$$

Con estas bases, podemos utilizar la relación entre corrientes 55 y sustituir en ellas las ecuaciones 57, 58 y 60:

$$\frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1} = \frac{-V_o - V_o}{R_2} - \frac{V_o}{A \cdot R_{id}} \quad (61)$$

Ahora ponemos los términos con V_o a un lado del igual y los términos con V_i en el otro:

$$-\frac{V_o}{A \cdot R_1} - \frac{V_o}{A \cdot R_2} - \frac{V_o}{R_2} - \frac{V_o}{A \cdot R_{id}} = \frac{V_i}{R_1} \quad (62)$$

Para poder llegar a la expresión:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{1}{R_1}}{\left[\frac{1}{A \cdot R_1} + \frac{1}{A \cdot R_{id}} + \frac{1}{AR_2} + \frac{1}{R_2} \right]} \quad (63)$$

Nos interesa encontrar una expresión comparable a las anteriores del amplificador inversor (ecuaciones 7 y 44), y por lo tanto lo que podemos hacer es multiplicar y dividir por R_2 , y llegar así a la formulación final:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{AR_{id}}} \quad (64)$$

Esta conclusión final de la ecuación 64 es muy interesante, porque integra tanto el efecto de una ganancia en lazo abierto no infinito (A) como el hecho de que haya una cierta impedancia de entrada R_{id} . En una única ecuación se dispone, pues, de cuál es la ganancia del amplificador inversor real con estos dos efectos.

Como veis, la resistencia de entrada R_{id} aparece en el denominador como tercer término. En el caso real (en que no tiende a infinito) contribuye, pues, a una disminución de la ganancia del circuito, a pesar de que para los valores habituales su importancia relativa es prácticamente nula.

Ejemplo 3

Considerad el propio AO que en el ejemplo 2, con una ganancia en lazo abierto de 10^6 , configurado con modo inversor con resistencias $R_1 = 50 \Omega$ y $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Ahora añadimos el posible efecto de una resistencia de entrada de $100 \text{ k}\Omega$. Determinad cómo este parámetro degrada la ganancia.

Solución

La ganancia ideal consistiría simplemente en el cociente entre resistencias (según la ecuación 7), con el signo opuesto, y por lo tanto es -20 . Si utilizamos los valores de A y R_{id} reales dados por el enunciado, obtenemos que el denominador de la ecuación 64 es la suma de 3 factores:

$$1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{AR_{id}} = 1 + 2,1 \cdot 10^{-5} + 10^{-8} \quad (65)$$

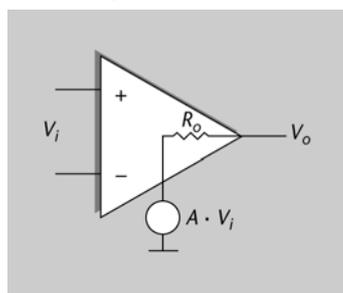
El primer factor (unidad) es el caso ideal, el segundo es el efecto del hecho de que A no tiende a infinito (sino que es 10^6), y el tercero aparece como consecuencia de una resistencia de entrada no infinita (de $100 \text{ k}\Omega$ en este caso, valor que en la práctica acostumbra a ser más alto). A pesar de ser una resistencia de entrada baja comparada con los valores de los AO reales del mercado, tenemos que tan solo contribuye en un factor tres órdenes de magnitud más pequeña que la ganancia real, y 8 órdenes menos que la ideal. Así pues, es totalmente negligible.

En el caso de una configuración no inversora, podríamos demostrar que el denominador también toma esta forma y, por lo tanto, no incidiremos en este estudio. Nos centraremos en el posible efecto que pueda tener una impedancia de salida del AO no nula, que es el caso que analizaremos en el subapartado siguiente.

1.4.3. Impedancia de salida no nula

Ya hemos explicado que el AO real se caracteriza por una posible impedancia a la salida, cercana a cero, pero no totalmente nula, como se representaba en la figura 22. Un esquema sencillo para el análisis de este subapartado se muestra en la figura 26, en que tenemos la resistencia de salida R_o . Continuamos representando la función de la AO como una fuente de tensión de ganancia A (lazo abierto) respecto de la tensión diferencial de entrada V_i .

Figura 26. AO con resistencia de salida R_o



Para hacer el análisis y conocer V_o tenemos que introducir la resistencia de carga en este circuito, R_L , como se muestra en la figura 27.

Orden de magnitud

Un orden de magnitud es la clase de escala o magnitud de cualquier cantidad, en que cada clase contiene valores en una proporción fija respecto a la clase anterior. La relación de proporción más utilizada es 10. Por ejemplo, se dice que dos números difieren en 2 órdenes de magnitud si uno es 100 veces más grande que el otro.

Nota

En estos análisis consideramos impedancias con solo parte real (resistencias), a pesar de que en un caso general podrían tener un pequeño componente capacitivo o inductivo. En un caso real como el del estudio, sin embargo, es negligible frente al componente resistivo.

Figura 26

AO con resistencia de salida R_o .

Figura 27. Divisor de tensión con la resistencia de carga R_L

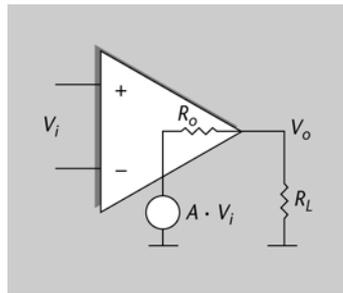


Figura 27

AO con resistencia de salida R_o y resistencia de carga R_L .

En esta situación, la tensión de salida V_o se deduce con la fórmula del divisor de tensión:

$$V_o = A \cdot V_i \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \tag{66}$$

En esta expresión observamos, pues, que la tensión de salida se reducirá en función de los valores de R_o y R_L . Es, de hecho, como si la ganancia en lazo abierto A se hubiera modificado con el factor de las resistencias.

Atención

Fijaos en que la figura 27 es de hecho **el equivalente de Thévenin** del AO de la figura 26, en terminología de teoría de circuitos. Recordad que el equivalente de Thévenin es un circuito equivalente que solo presenta un generador de tensión en serie con una resistencia. Ved el anexo.

Fijaos en que por motivos como estos (reducción de tensión de salida) interesa que la resistencia de entrada de un circuito (que aquí sería la R_L del circuito siguiente en el AO) sea tan alta como sea posible, para que el factor multiplicativo de la ecuación 66 sea cercano a 1. También será cercano a 1 si R_o es nula o casi nula.

Con este modelo en lazo abierto no podemos extraer muchas conclusiones más. Es por eso por lo que a continuación estudiaremos el caso con realimentación, como por ejemplo la configuración de amplificador inversor.

Impedancia de salida no nula en lazo cerrado

Ved el módulo de osciladores y realimentación.

En figura 28 podéis ver la configuración de amplificador inversor, en que en este caso destacamos explícitamente la presencia de una posible resistencia de salida R_o en el AO; así, separamos su efecto. El AO de la figura, por lo tanto, es el símbolo que representa un AO como fuente ideal ($R_o = 0$) con una cierta ganancia en lazo abierto A .

Figura 28. AO con resistencia de salida R_o en configuración de inversor

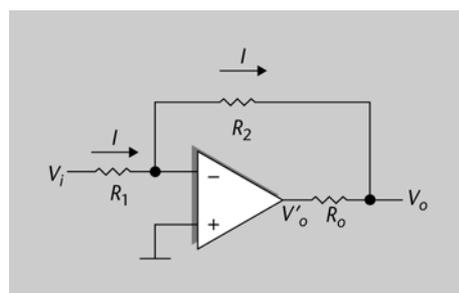


Figura 28

Amplificador inversor basado en AO con resistencia de salida R_o .

De la figura 28 podemos ver que la corriente I se puede obtener como:

$$I = \frac{V^- - V_o}{R_2} \quad (67)$$

También sabemos, según la ecuación 1, que el AO proporciona una salida V'_o igual a:

$$V'_o = -A \cdot V^- \quad (68)$$

Si suponemos que la salida está en circuito abierto, es decir, no carga este circuito con ninguna resistencia, entonces la corriente I es precisamente lo mismo que pasa por R_o , y tenemos que:

$$V_o - V'_o = I \cdot R_o \quad (69)$$

Y por lo tanto, usando como base la ecuación 69 e introduciendo los valores de I y V'_o de las ecuaciones 67 y 68, tenemos

$$V_o + A \cdot V^- = \frac{V^- - V_o}{R_2} \cdot R_o \quad (70)$$

Por eso ponemos los términos con V_o a un lado y los términos con V^- a otro de la igualdad,

$$V_o + \frac{R_o}{R_2} V_o = \frac{R_o}{R_2} \cdot V^- - A \cdot V^- \quad (71)$$

y podemos llegar a la relación entre la salida V_o y la entrada inversora del AO:

$$\frac{V_o}{V^-} = -\frac{A - \frac{R_o}{R_2}}{1 + \frac{R_o}{R_2}} \quad (72)$$

Esta relación tendría que ser, en el caso en que no hubiera resistencia R_o , precisamente la ganancia en lazo abierto A , según la ecuación 1. Ahora nos encontramos, pues, con el caso de que la ganancia en lazo abierto se ve modificada por el efecto de la resistencia de salida. Sabemos que A generalmente tiene valores muy altos ($10^5 - 10^6$), y que el término R_o/R_2 toma valores más pequeños que 1, puesto que en general $R_o \ll R_2$, y por lo tanto podemos hacer la aproximación siguiente en la ecuación 72:

$$\frac{V_o}{V^-} = -\frac{A - \frac{R_o}{R_2}}{1 + \frac{R_o}{R_2}} \approx -\frac{A}{1 + \frac{R_o}{R_2}} = -A' \quad (73)$$

Podemos hacer esta aproximación en el numerador porque A es muy grande. Pero no en el denominador, en que el factor sumando es 1; el término R_o/R_2 en general no es necesariamente despreciable ante 1.

Hemos encontrado la nueva expresión de la ganancia en lazo abierto A' , modificado por la resistencia de salida del AO. Con esta nueva ganancia A' , el resto del análisis del circuito conduciría al mismo valor de ganancia en lazo cerrado G incluyendo A' en lugar de A . Si recordáis la ecuación 44, la salida en función de la entrada es:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A'}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (74)$$

Hemos llegado otra vez, pues, a nuestro objetivo, que es encontrar la ganancia del circuito teniendo en cuenta los efectos del AO real. Disponemos de una expresión que nos permite evaluar el impacto en la ganancia debido a una resistencia de salida en el AO no nula.

Ejemplo 4

Considerad el mismo AO que en el ejemplo 2, con una ganancia en lazo abierto de 10^6 , configurado con modo inversor con resistencias $R_1 = 50 \Omega$ y $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Ahora añadimos el posible efecto de una resistencia de salida de 100Ω ; determinad cómo este parámetro degrada la ganancia en lazo cerrado.

Solución

La ganancia en lazo abierto A se ve modificada por R_o , según la ecuación 73,

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{10^6}{1 + \frac{100}{1000}} = -909.090 \quad (75)$$

Y el valor de la ganancia del circuito amplificador inversor completo será según la ecuación 74:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{20}{1 + \frac{1}{909.090}(1+20)} = -\frac{20}{1 + 2,31 \cdot 10^{-5}} = -19,99953 \quad (76)$$

Si hubiéramos considerado el valor de A sin R_o ($A = 10^6$):

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{20}{1 + \frac{1}{10^6}(1+20)} = -\frac{20}{1 + 2,1 \cdot 10^{-5}} = -19,99958 \quad (77)$$

Vemos cómo incluso en un caso desfavorable, en que R_o toma un valor relativamente alto de 100Ω , el efecto sobre la ganancia de un amplificador inversor es negligible, e incluso más pequeño que considerar A finito. Hemos usado muchos decimales precisamente para remarcar este hecho.

Podemos concluir el análisis de los efectos de resistencia de entrada y salida del AO real asegurando lo siguiente:

- Se trata de parámetros que en la práctica no afectan significativamente; no alejan las prestaciones de los circuitos AO respecto del caso ideal.

- Tienen un efecto bastante menor que la ganancia en lazo abierto no infinito.

A continuación, evaluaremos otro efecto que aparece en el comportamiento real de los AO, como es su dependencia respecto de la frecuencia de la señal.

1.4.4. Respuesta frecuencial de los AO reales

Un AO ideal se asume que tiene una ganancia en lazo abierto A que es independiente de la frecuencia de la señal, tal como explicábamos en el subapartado “El amplificador operacional ideal”. En la práctica, sin embargo, un AO real sí que se caracteriza por una dependencia frecuencial, y por lo tanto su ganancia en lazo abierto es más bien una función en frecuencia $A(f)$. Esta dependencia en frecuencia tiene un efecto importante sobre los parámetros en lazo cerrado, como veréis en este subapartado, en que también definiremos qué tipo de función es $A(f)$, qué forma toma habitualmente.

Nos conviene saber en este punto que las funciones de ganancia frente a frecuencia normalmente se representan gráficamente de una manera concreta. La magnitud de la ganancia se muestra en decibelios (dB), y la escala frecuencial en una base logarítmica (base 10). La ganancia en dB se determina con la relación siguiente y se representa en un eje vertical del gráfico:

$$A_{dB} = 20 \cdot \log(|A|) \quad (78)$$

y en el otro eje, horizontal, nos encontramos los valores del logaritmo de la frecuencia ($\log(f)$).

Estas representaciones, con los dos ejes expresados en escala logarítmica, se denominan **diagramas de Bode**.

En un **diagrama de Bode**, la amplitud se representa en dB en el eje vertical, y la frecuencia se representa en el eje horizontal también en escala logarítmica ($\log(f)$).

En escalera frecuencial logarítmica, hay la misma distancia entre 10 y 100 que entre 100 y 1.000.

Es importante destacar que, ya por construcción interna, la ganancia en lazo abierto de muchos AO en frecuencia sigue una ecuación del tipo:

$$A(f) = \frac{A}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad (79)$$

Nota

Utilizamos la notación $A(f)$ para indicar que el valor de A es dependiente de la variable f . Se dice que A es función de f .

Decibelio

Unidad logarítmica básica para expresar relaciones de ganancia o atenuación. Su símbolo es dB. La referencia de 0 dB es equivalente a una ganancia en potencia de 1.

en que $A(f)$ es un valor complejo que representa la magnitud y la fase de la ganancia en la frecuencia f , la letra j representa la unidad imaginaria, A representa el valor DC de la ganancia en lazo abierto (el que vimos para el caso ideal en la ecuación 1), y f_c es una constante, normalmente llamada **frecuencia de corte**.

El valor absoluto de $A(f)$ se puede encontrar a partir de la ecuación 79, como módulo del número complejo:

$$|A(f)| = \frac{A}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (80)$$

Esta función la encontramos representada en la figura 29, en un diagrama de Bode. La función es la “curva real” representada por una línea discontinua. En la figura, superpuesta con línea continua, también podemos ver **la aproximación lineal por tramos** de la función: una constante hasta f_c (parte izquierda del eje horizontal, respecto a f_c), y una recta con pendiente constante a partir de f_c (parte derecha del eje).

Figura 29. Diagrama de Bode de la ganancia A en función de la frecuencia

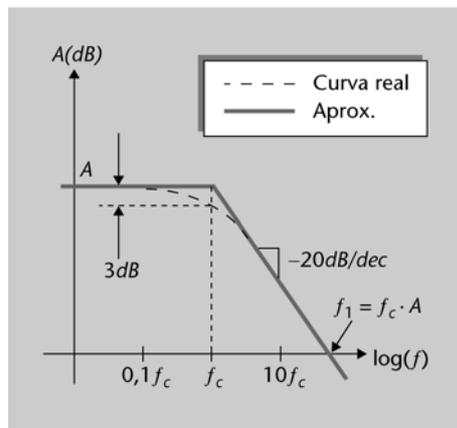


Figura 29

Diagrama de Bode de la ganancia A en función de la frecuencia. La función dibujada es la “curva real” representada por una línea discontinua. Superpuesta con línea continua, también podemos ver **la aproximación lineal por tramos** de la función: una constante hasta f_c (parte izquierda del eje horizontal, respecto a f_c), y una recta con pendiente constante a partir de f_c (parte derecha del eje).

A continuación, demostraremos qué podemos aproximar con estos dos tramos lineales: el tramo a la izquierda de f_c (figura 29), en que tenemos una línea constante, y el tramo a la derecha de f_c , en que tenemos una recta de pendiente negativa (la función decrece linealmente).

En primer lugar, para frecuencias bajas, en que f es mucho más pequeña que f_c , tenemos que $A(f)$ tiende a A , puesto que el denominador de la ecuación 80 tiende a 1:

$$|A(f)|_{f \ll f_c} \approx A \quad (81)$$

y lo representamos en el diagrama de Bode con una línea constante.

Por otro lado, para frecuencias altas, definidas como cuando f es mucho más grande que f_c , tenemos que el factor 1 del denominador de la ecuación 80 es despreciable respecto a la relación entre frecuencias, y por lo tanto la expresión de $A(f)$ es

$$|A(f)|_{f \gg f_c} \approx \frac{f_c}{f} A \quad (82)$$

que en la escalera logarítmica es:

$$20 \log\left(|A(f)|_{f \gg f_c}\right) \approx 20 \log\left(\frac{f_c}{f} A\right) = A_{dB} + 20 \log(f_c) - 20 \log(f) \quad (83)$$

Fijaos qué hemos encontrado: un sumatorio de tres terms en que los dos primeros son constantes (la ganancia A y el logaritmo de f_c), y el tercer término es precisamente la variable abscisa $\log(f)$ (eje horizontal de la representación) multiplicado por -20 . Es, por lo tanto, la ecuación de una recta con estos parámetros.

De estas dos ecuaciones (81 y 83) se sacan, pues, los tramos rectos de la aproximación representada en el diagrama de Bode.

Es interesante destacar que la pendiente de la ecuación 83 se acostumbra a dar en dB por década (dB/dec), en que *década de frecuencia* indica la distancia en el eje horizontal que separa valores de f múltiples de 10 (10^1 , 10^2 , 10^3 , etc.). En la ecuación 83, vemos que esta pendiente es precisamente el factor que multiplica $\log(f)$, que es -20 . Tenemos, pues, una pendiente de -20 dB/dec.

En el punto de intersección, en que se cruzan los dos tramos del diagrama de Bode, el valor preciso está determinado también por la ecuación 80:

$$|A(f)|_{f=f_c} = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (84)$$

que en escala logarítmica es aproximadamente 3 dB más pequeña que A :

$$20 \log\left(|A(f)|_{f=f_c}\right) = A_{dB} - 20 \log(\sqrt{2}) \approx A_{dB} - 3 \quad (85)$$

Es en $f = f_c$ donde las aproximaciones por tramos de recta difieren más del valor exacto de $A(f)$. Aun así, la aproximación por tramos de recta es muy útil para poder tener una estimación bastante precisa de la función $A(f)$ para la mayoría de valores de f .

Por el hecho de que en el punto frecuencial f_c el valor de la ganancia sea 3 dB más pequeño que el de $f = 0$, este punto se conoce también como **ancho de banda de 3 dB**. Define el ancho de banda del AO aquella región (entre $f = 0$ y $f = f_c$) en que la ganancia en lazo abierto del AO es una constante A .

Propiedades logaritmo

Recordad que el logaritmo presenta las propiedades siguientes:
 $\log(A \cdot B) = \log(A) + \log(B)$
 $\log(A / B) = \log(A) - \log(B)$

Ecuación de la recta

Recordad que en un gráfico de ejes $x - y$, una recta tiene la expresión:

$$y = a + mx$$

en que a es una constante (el valor de y cuando x es cero), y m es el factor multiplicador del eje de abscisas y representa la pendiente de la recta.

Década

Logaritmo en base 10 de la relación entre dos frecuencias. Dos frecuencias están separadas una década cuando una es un factor 10 de la otra.

En el diagrama de Bode también tenemos otro punto interesante, que es el punto de ganancia unidad f_1 . Se trata de la frecuencia en que la ganancia lineal se hace 1, o equivalentemente en que la ganancia en decibelios es de 0 dB. Esto sucede (ecuación 83) en el tramo del diagrama de Bode de altas frecuencias en el cual:

$$20 \log(f_1) = A_{dB} + 20 \log(f_c) \quad (86)$$

Más adelante también utilizaremos esta ecuación en lineal, que por propiedades del algoritmo sabemos que se trata del producto:

$$f_1 = A \cdot f_c \quad (87)$$

La simplicidad de esta aproximación por rectas, y la relación entre los parámetros fundamentales dada por la ecuación 86 hace que el diagrama de Bode sea totalmente conocido a partir de solo dos valores, como pueden ser A y f_c , o A y f_1 . A partir de esto podríamos dibujar los dos tramos de recta, conociendo que el primero es una constante, y el segundo tiene una pendiente de -20 dB/dec.

En las hojas de características de un AO real, nos tendremos que fijar en la frecuencia de corte (f_c) o en la frecuencia de ganancia unitaria (f_1) para saber exactamente cómo varía su comportamiento en frecuencia, junto con la ganancia A en continua. Los fabricantes solo hace falta que especifiquen estos valores y el diseñador ya los tiene que saber interpretar a partir de la explicación que habéis visto en este subapartado y la figura 29.

Fijaos en que acabamos de aprender qué forma tiene la ganancia en lazo abierto A en frecuencia, mientras que en subapartados anteriores (“Ganancia en lazo abierto no infinito”, “Impedancia de entrada no infinita” y “Impedancia de salida no nula”) hemos conocido las expresiones que rigen la ganancia de lazo cerrado (amplificador inversor, no inversor, etc.) con un AO real. Podríamos utilizar aquellas ecuaciones en que aparecía A , ahora con el valor extraído de la aproximación en el diagrama de Bode, en la frecuencia de interés. Podemos estudiar brevemente el caso, por ejemplo, de un amplificador no inversor, como haremos en el apartado siguiente.

1.4.5. Ganancia en lazo cerrado en función de la frecuencia

En el caso de un AO en configuración de amplificador no inversor, encontramos que su ganancia real en lazo cerrado en función del de lazo abierto A es la ecuación 50:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (88)$$

Recordad que la ganancia en lazo cerrado del amplificador no inversor ideal estaba determinada por la ecuación 15,

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (89)$$

y ahora también sabemos que el valor de A presenta una dependencia frecuencial, de forma que reescribimos la ecuación 88 como:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{1 + \frac{G}{A(f)}} \quad (90)$$

Solo hay que sustituir ahora la expresión 79 de la ganancia en lazo abierto $A(f)$ y entonces encontramos que:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{1 + \left(1 + j \frac{f}{f_c}\right) \frac{G}{A}} \quad (91)$$

en que podemos agrupar el denominador en dos términos, según si están multiplicados por la variable imaginaria j :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{\left(1 + \frac{G}{A}\right) + j \frac{f}{f_c} \frac{G}{A}} \quad (92)$$

Sabemos que el término G/A es mucho más pequeño que 1, puesto que la ganancia en lazo abierto A , recordad, es en torno a 10^6 o más grande. Por lo tanto, hacemos una buena aproximación diciendo que:

$$1 + \frac{G}{A} \approx 1 \quad (93)$$

y por lo tanto la expresión 92 se aproxima fielmente con:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{1 + j \frac{f}{f_c} \frac{G}{A}} \quad (94)$$

Fijaos en que hemos encontrado una expresión muy interesante, por su similitud con la función $A(f)$ de la ecuación 79, que recordamos a continuación:

$$A(f) = \frac{A}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad (95)$$

Concretamente, podemos decir que su dependencia en frecuencia es análoga, la variable f aparece en el denominador multiplicada por j , y el valor de la parte real es 1. Lo que varía es el resto de constantes:

- Donde teníamos A en el numerador de la ecuación 95, en la expresión de lazo cerrado de la ecuación 94 tenemos G .

- Donde teníamos el factor multiplicador de la frecuencia dado por $\frac{1}{f_c}$ en la ecuación 95, ahora encontramos el factor $\frac{1}{f_c} \cdot \frac{G}{A}$ en la ecuación 94.

Así pues, ya sabemos cómo podemos representar una expresión de este tipo, que es como la función 94, con un diagrama de Bode: haríamos exactamente igual que en el subapartado “Respuesta frecuencial de los AO reales” y la figura 29. Además, también sabemos representar la aproximación en dos tramos. Solo hay que hacer la correspondencia entre parámetros tal como acabamos de hacer entre la ecuación 95 y la 94:

- Para bajas frecuencias, el valor en dB será constante e igual a G (en dB).
- Hay una frecuencia de corte, que ahora denominaremos *con prima*, que por analogía entre expresiones (ecuación 87) es

$$f'_c = f_c \frac{A}{G} = \frac{f_1}{G} \quad (96)$$

y por lo tanto, como $A \gg G$, será mucho más grande que la frecuencia de corte original del AO.

- Hay una frecuencia de ganancia unidad, que también por analogía es:

$$f_1 = G \cdot f'_c = A \cdot f_c \quad (97)$$

y que vemos que se trata de la misma que la de la AO individual. 

Tenemos, pues, que podemos representar también una aproximación en el diagrama de Bode del amplificador no inversor, y no solamente del dispositivo AO. En figura 30 superponemos las dos funciones, la del AO individual (vista en la figura 29), y la del amplificador inversor (en trazo discontinuo). Destaca el hecho de que el ancho de banda (o frecuencia de corte f'_c) aumenta significativamente en el amplificador inversor, mientras que la frecuencia de ganancia unitaria es la misma (comparten el tramo por encima de f'_c).

Figura 30. Diagrama de Bode de las ganancias A y G en función de la frecuencia

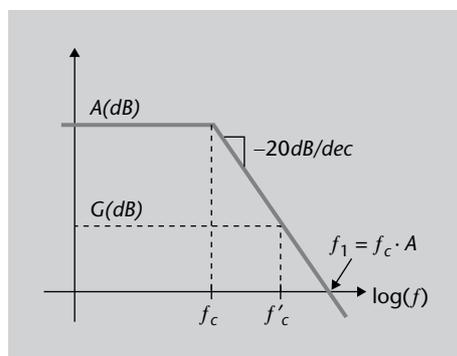


Figura 30

Diagrama de Bode de las ganancias A y G , en dB, en función de la frecuencia.

De hecho, podemos asegurar (según las ecuaciones 96 y 97) que **la relación ancho de banda por ganancia es constante**. Si elegimos una G más grande (a partir de las resistencias del amplificador no inversor), haremos que el ancho de banda f'_c sea menor, y al revés, pero no modificaremos el punto f_1 . Insistimos, pues, que el punto f_1 es el mismo en las dos gráficas. Una manera de verlo grá-

ficamente es la siguiente: si aumentamos $G(\text{dB})$, lo que haremos es que su tramo recto “cortará” antes (f menor) la curva de $A(\text{dB})$, y por lo tanto el ancho de banda f'_c será menor. Pero la bajada del segundo tramo continuará siendo igual a -20 dB/dec , y el punto de corte f_1 permanecerá en el mismo lugar.

El producto ganancia (en lazo cerrado) por ancho de banda es una constante en el amplificador no inversor. Dependiendo de la aplicación, y dado el AO real utilizado, habrá que tener en cuenta este compromiso.

La elección de un determinado AO fija el diagrama de Bode para $A(f)$, y a partir de aquí las resistencias R_2 y R_1 del amplificador no inversor nos determinarán la ganancia G en frecuencia según la figura 30 y la ecuación 89.

Se podría hacer un análisis similar para otros tipos de circuitos amplificadores, pero todos se basarían en tener en cuenta la expresión de $A(f)$ y sustituirla en la ecuación de la ganancia en lazo cerrado para encontrar $G(f)$. Nos interesaba destacar uno de estos casos, para entender qué relación hay entre el diagrama de Bode del AO individual y el del circuito amplificador completo, y qué compromisos de ancho de banda frente a ganancia nos podemos encontrar.

Recordad que hablamos de ancho de banda, comportamiento en frecuencia, respuesta frecuencial, etc., cuando estamos tratando un **sistema lineal** y, por lo tanto, toda este subapartado se aplica cuando el AO se comporta como amplificador de “pequeña señal” en modo lineal.

En resumen, podemos decir que disponemos de las herramientas para conocer el ancho de banda de un circuito con AO, que es el parámetro básico que rige el comportamiento de su respuesta frecuencial ante señales sinusoidales de entrada.

En el subapartado siguiente, lo que estudiaremos serán otros tipos de efectos que se dan en un AO real, no ya en el dominio frecuencial y en modo lineal, sino teniendo en cuenta el comportamiento temporal respecto de transitorios, cambios abruptos de entrada, posibles errores en continua, etc. También cubrirán la situación en que el AO trabaja en saturación, es decir, con tensiones que están cercanas a sus tensiones de alimentación $\pm V_{CC}$.

Nota

También, a partir de su función $G(f)$ podemos saber cómo el amplificador responderá a señales de entrada de tipo escalón, por ejemplo. Sabemos de teoría de circuitos que un bloque lineal de ancho de banda Bw responderá a un escalón de entrada con un tiempo de reacción en torno de $1/Bw$ segundos. Tened en cuenta, pues, que de hecho tenéis la función de transferencia $G(f)$ del circuito, con toda la información que esto proporciona.

1.4.6. Velocidad de cambio

En este subapartado definimos un concepto importante de los AO reales, y que de hecho proviene de la definición general que se hace en electrónica de este término, en inglés, *slew rate*.

Se conoce como velocidad de cambio o **SR** de un circuito electrónico amplificador la velocidad a la que puede responder a un cambio abrupto del nivel de la entrada.

En el AO ideal podíamos pensar que este tiempo es instantáneo, que cualquier cambio en la entrada se ve reflejado a la salida en el mismo momento. En el caso real, sin embargo, esto no es así (por las limitaciones físicas mismas de los circuitos electrónicos) y se mide con el SR, que tiene como unidades $V/\mu s$.

Su definición en formato ecuación sería:

$$SR = \max\left(\frac{dV_o}{dt}\right) \quad (98)$$

en que utilizamos la función *max* para indicar el máximo valor de su argumento, que está formado por la derivada de V_o (tensión de salida) respecto del tiempo t .

Como veis, el SR es el parámetro clave que determina el tiempo que la señal de salida tarda en llegar a su punto deseado. Destaquemos, además, que afecta sea cual sea el nivel de la señal de entrada, pequeña o gran señal, pero que por su propia naturaleza se empezará a hacer notorio cuando queramos tener *señales grandes y rápidas* en la salida. Por ejemplo, el SR determina la máxima frecuencia operativa en aplicaciones como los rectificadores de precisión.

Exemple

Un AO 741, por ejemplo, se caracteriza por un SR de $0,5 V/\mu s$. La salida no puede variar más de $0,5 V$ por cada microsegundo que pasa.

1.4.7. Problemas de continua: tensiones y corrientes de desplazamiento y derivas

En un AO real también hay un conjunto de efectos indeseados que tienen que ver con sus valores de continua. Nos referimos, por ejemplo, al hecho de que en el terminal de salida pueda haber una tensión incluso cuando las dos entradas están cortocircuitadas, y por lo tanto el AO ideal no tendría que dar valores de V_o diferentes de cero. También son situaciones en que pueden fluir corrientes no deseadas en los terminales de entrada. Todo esto se analizará en este subapartado.

Este tipo de problemas en continua suelen ser de los más habituales que se presentan en los AO, aunque no siempre tienen la misma importancia.

El origen de los errores en continua proviene de la fabricación misma y de los circuitos internos en el AO. Como en todo este módulo, estamos estudiando el AO como bloque circuital, y por lo tanto no explicaremos el origen preciso de estos efectos (tendría más que ver con las tecnologías de fabricación de AO), sino que profundizaremos en su presencia, su magnitud típica, y qué efectos tienen en los circuitos amplificadores que estamos estudiando.

Básicamente, los errores de continua se pueden clasificar en dos categorías:

- **Tensión** de desplazamiento a la salida (tensión de *offset*, en inglés).
- **Corrientes** de polarización.

En los dos casos, son efectos que también tienen una dependencia con **la temperatura**, y que es relevante tener en cuenta en nuestros análisis. Además, con

el tiempo se produce un **envejecimiento** de los componentes, de forma que estos errores varían o fluctúan, y añaden una incertidumbre más a nuestro circuito. Este problema de deriva, pues, se tiene que prever durante la fase de diseño. Ahora veréis más detalles de ello.

Tensión de desplazamiento (*offset*)

La tensión de desplazamiento se aprecia cuando, al unir los dos terminales de entrada a masa, en lugar de tener:

$$V_o = A \cdot (V^+ - V^-) = 0 \quad (99)$$

como tiene que ser según el AO ideal (ecuación 1), se observa una tensión diferente de cero a la salida. Si además esta medida se hace a lo largo de cierto tiempo, se observa que la tensión V_o no es constante, sino que depende del tiempo y de la temperatura que, a corto plazo, es el factor más influyente.

Aun así, la tensión de desplazamiento no se suele medir de la manera mencionada (a la salida), sino que se hace al contrario, definiendo una tensión de desplazamiento a la entrada como la tensión necesaria entre los terminales del AO para conseguir en salida una tensión nula. Se suele representar con una fuente de tensión V_{IO} en uno de los dos terminales, como muestra la figura 31.

Figura 31. AO con representación de la tensión de desplazamiento a la entrada

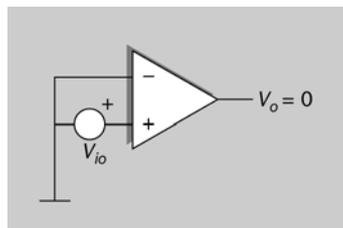


Figura 31

AO con representación de la tensión de desplazamiento a la entrada.

La V_{IO} se denomina **tensión de desplazamiento a la entrada** y tiene un valor, en la práctica, que oscila entre 0,1 mV y 100 mV. El fabricante da información sobre el valor máximo de esta tensión, y también de la variación con la temperatura $\Delta V_{IO}/\Delta T$. Un valor típico de este último parámetro es $10 \mu\text{V} / ^\circ\text{C}$.

Por lo tanto, se tiene un error a la salida que, además, no es constante, sino que varía con la temperatura y el envejecimiento. Se dice que presenta un *drift* (en inglés), una deriva en el tiempo o la temperatura.

A pesar de tener los terminales de entrada cortocircuitados o unidos a masa, el AO puede presentar una tensión indeseada a la salida, diferente de cero, llamada *tensión de desplazamiento* u *offset*. Su valor se especifica como tensión de desplazamiento equivalente a la entrada.

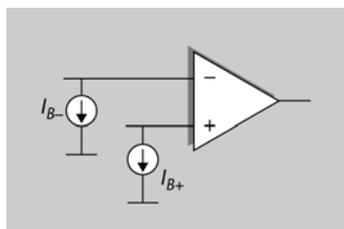
Corrientes de polarización

La segunda fuente importante de error a que hacíamos referencia es la aparición de **corrientes de polarización**. Con el AO ideal hemos supuesto que la impedancia de entrada es infinita o, lo que es lo mismo, que la intensidad de la corriente de entrada es nula. Pero como consecuencia de la construcción interna del AO, en el caso real siempre habrá unas pequeñas corrientes de entrada en sus terminales.

Los valores que estas corrientes pueden tomar dependerán de la tecnología de fabricación del AO concreto, pero pueden estar en el rango de mA-nA (tecnología bipolar), o en el rango de pA (JFET). Cada fabricante nos lo tiene que especificar, pero ya vemos que solo serán relevantes con tecnología bipolar, puesto que una corriente de pA será normalmente despreciable.

Estas intensidades de corriente las denominaremos I_{B+} e I_{B-} , cada una en las entradas no inversora e inversora, respectivamente. De hecho, las podríamos incluir explícitamente como fuentes de corriente, como representamos en la figura 32, y de este modo tenerlas en cuenta en nuestro análisis del circuito con AO. En la figura, el símbolo del AO ya representa el dispositivo sin corrientes de entrada.

Figura 32. AO con representación de las corrientes indeseadas de polarización



En general, se suele hablar de una sola corriente de polarización I_B , que sería la media:

$$I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} \quad (100)$$

Y como las dos corrientes no tienen que ser necesariamente iguales, debido a asimetrías en el circuito real fabricado, también podemos definir su diferencia como la corriente de polarización *de offset a la entrada*, E_{IO} :

$$I_{IO} = |I_{B+} - I_{B-}| \quad (101)$$

Como consecuencia del hecho de que E_{IO} proviene de errores aleatorios de fabricación del circuito integrado, no es posible conocer su signo, es decir, si la corriente de una entrada es más grande que la otra o a la inversa. Por eso se define en valor absoluto.

Recordad el módulo 3, donde habéis estudiado los transistores bipolares (BJT) y FET.

Nota

El AO real requiere unas corrientes de polarización de entrada, pequeñas pero no nulas, para que los transistores internos de la etapa de entrada entren en conducción. Ved el módulo sobre el transistor.

Figura 32

AO con representación de las corrientes indeseadas de polarización.

Típicamente E_{IO} es casi un orden de magnitud más pequeño que I_B . En la tabla 1 podéis encontrar algunos valores típicos de estas corrientes para diferentes AO reales. Se puede observar el amplio abanico de valores y que son bastantes dependientes de la tecnología de fabricación.

Tabla 1. Corrientes de polarización de diferentes AO reales

Modelo	Tecnología	I_B	I_{IO}
741C	BJT (bipolar)	80 nA	20 nA
OP-77	BJT (bipolar)	1,2 nA	0,3 nA
LF356	FET	30 pA	3 pA
TLC279	CMOS	0,7 pA	0,1 pA

Estos parámetros, como sucedía con la tensión de desplazamiento, también son dependientes de la temperatura. El fabricante nos tiene que dar los coeficientes $\Delta I_B / \Delta T$ y $\Delta I_{IO} / \Delta T$.

Evaluación de los errores debidos a tensión de desplazamiento y corrientes de polarización

Una vez definidos los errores de continua que se pueden observar con el AO real, podemos hacer un análisis de su posible impacto en las prestaciones de nuestros circuitos amplificadores. Esto es necesario en aplicaciones que requieran una respuesta en continua (DC), puesto que si no (si solo trabajamos con señales que varían en frecuencia) podríamos filtrar los valores de continua sin afectar la señal útil. Pero si nos hacen falta valores DC, las corrientes de polarización y las tensiones y corrientes de desplazamiento acostumbran a ser los factores limitadores.

Podemos modelizar los errores de continua dentro del circuito, según vemos en la figura 33. En ella tenemos representado un AO ideal, al cual hemos añadido una fuente de tensión a la entrada, correspondiendo a la tensión de *offset* V_{IO} (igual que hacíamos en el subapartado “Tensión de desplazamiento (*offset*)”). Además, también nos interesa añadir el efecto de las corrientes de polarización de entrada I_{B+} e I_{B-} como fuentes de corriente, como hacíamos en el subapartado “Corrientes de polarización”.

Figura 33. Errores de continua representados por fuentes de tensión y corriente equivalentes

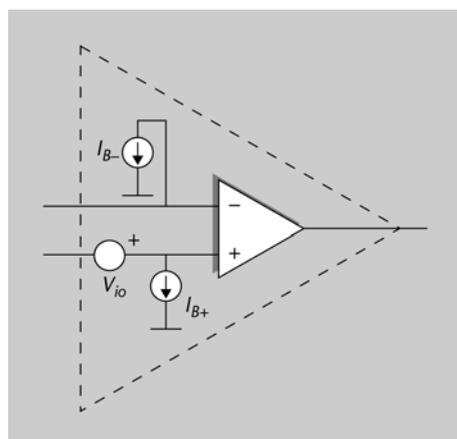


Figura 33

Representación de un AO ideal, al que se ha añadido una fuente de tensión a la entrada, correspondiente a la tensión de *offset* V_{IO} . Además, también se añade el efecto de las corrientes de polarización de entrada I_{B+} e I_{B-} como fuentes de corriente.

Utilizando la figura 33 podríamos evaluar el efecto de estos errores en cualquiera de los amplificadores vistos en el subapartado “El amplificador operacional ideal” (inversor, no inversor, diferencial, etc.). Tomemos como ejemplo un amplificador inversor (figura 6); el circuito para evaluar quedaría, pues, como el de la figura 34, y el AO representa el AO ideal.

Figura 34. Errores de continua en un amplificador inversor

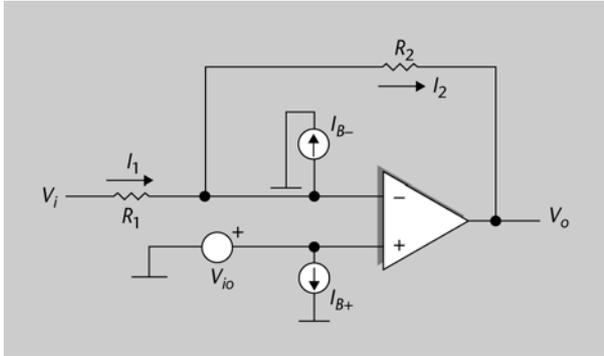


Figura 34

Amplificador inversor basado en un AO real, que incluye el efecto de las corrientes de polarización y la tensión de desplazamiento. Hay que remarcar que las fuentes de corrientes no existen realmente, sino que son una manera de modelizar el comportamiento del AO real.

Sabemos que en el AO ideal con realimentación podemos hacer uso de la hipótesis de cortocircuito virtual entre los terminales, es decir, $V^+ = V^-$. De aquí extraemos las relaciones siguientes entre corrientes y tensiones del circuito:

$$V_{IO} - V_o = I_2 \cdot R_2 \quad (102)$$

$$V_i - V_{IO} = I_1 \cdot R_1 \quad (103)$$

$$I_1 = I_{B-} + I_2 \quad (104)$$

de donde aislamos el valor de las corrientes en las ecuaciones 102 y 103:

$$I_2 = \frac{V_{IO} - V_o}{R_2} \quad (105)$$

$$I_1 = \frac{V_i - V_{IO}}{R_1} \quad (106)$$

Sustituyendo los valores de las corrientes de las ecuaciones 105 y 106 en la 104,

$$\frac{V_i - V_{IO}}{R_1} = I_{B-} + \frac{V_{IO} - V_o}{R_2} \quad (107)$$

podemos aislar V_o en un lado,

$$\frac{V_i - V_{IO}}{R_1} - \frac{V_{IO}}{R_2} - I_{B-} = -\frac{V_o}{R_2} \quad (108)$$

y llegar a la expresión de la salida en función de la entrada y de los errores:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IO} + R_2 I_{B-} \quad (109)$$

Esta ecuación es muy interesante porque vemos los efectos superpuestos.

- En primer lugar, vemos que respecto a la entrada V_i no tenemos más que un amplificador inversor como el que ya esperábamos (caso ideal). Los otros efectos se superponen linealmente.
- El segundo término, dependiente de la tensión de desplazamiento a la entrada, también lo podríamos esperar, puesto que se ve multiplicado por la ganancia de un amplificador no inversor descrito por la ecuación 15 (V_{IO} está en el terminal no inversor).
- Y finalmente, la corriente de polarización de la entrada inversora se ve reflejada en tensión según R_2 .

Los tres efectos, de hecho, se podrían haber encontrado con el método de superposición lineal: asumir dos fuentes a cero y analizar el efecto de una, esto sucesivamente para las tres en cuestión.

Utilizaremos los valores típicos de un AO real para cuantificar estos efectos en el ejemplo siguiente.

Ejemplo 5

Tomemos el caso de amplificador inversor con $R_1 = 50 \Omega$ y $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, basado en un AO con tecnología bipolar con corrientes de polarización $I_B^+ = I_B^- = 200 \text{ nA}$, y una tensión de desplazamiento a la entrada de 1 mV . Encontrad el efecto de las corrientes de polarización y tensión de desplazamiento en la tensión de salida.

Solución

Sustituyendo en la ecuación 109 encontramos que los tres términos son:

$$V_o = -20 \cdot V_i + 21 \text{ mV} + 0,2 \text{ mV} \quad (110)$$

Vemos que el correspondiente a V_{IO} es significativamente superior que I_B^- . En todo caso, tenemos un amplificador no inversor a la salida que se ve afectado por un *offset*, un desplazamiento de $21,2 \text{ mV}$.

Podemos asegurar que este desplazamiento de tensión dado por la ecuación 109 se tendrá que tener en cuenta y calibrar de alguna manera en nuestra aplicación. Además, tiene la dificultad de que estos valores de desplazamiento pueden ir derivando con la temperatura o el envejecimiento de los componentes.

Una manera de calibrar este error es introducir una modificación en nuestro circuito, añadiendo una resistencia R_c en el terminal no inversor de entrada (figura 35).

Figura 35. Errores de continua y compensación en un amplificador inversor

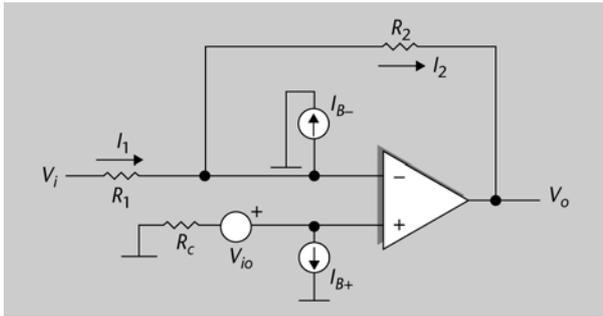


Figura 35
Amplificador inversor con errores de corrientes, y resistencia de compensación R_C .

Este circuito se analiza del mismo modo que el de la figura 34, teniendo en cuenta que donde estaba V_{IO} en las ecuaciones 105 y 106, ahora también se añade la tensión que cae a la resistencia R_C debida a la corriente I_{B+} .

$$V_{IO} \rightarrow V_{IO} - R_C I_{B+}^+ \tag{111}$$

Haciendo este cambio en la ecuación 109, encontramos que ahora la expresión de la tensión a la salida es:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IO} + R_2 I_{B-} - R_C I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{112}$$

Fijaos en que ahora disponemos de un término más, el último, que depende de R_C . Hemos introducido, pues, una manera de controlar o intentar minimizar los términos indeseados. **!**

Efectivamente, si dimensionamos correctamente R_C , tendremos que ser capaces de minimizar el desplazamiento de la salida. En el ejemplo numérico anterior, el ejemplo 5, podríamos elegir una R_C que nos permitiera cancelar el error de 21,0 mV + 0,2 mV provocado por los términos segundo y tercero:

$$R_C I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 21,2 \text{ mV} \tag{113}$$

Sustituyendo valores, encontramos que la resistencia de compensación necesaria es:

$$R_C = \frac{21,2 \text{ mV}}{21 \cdot 200 \text{ nA}} \approx 5 \text{ k}\Omega \tag{114}$$

Sería una manera de cancelar estos términos indeseados (incluyendo en ello V_{IO}). Como veis, hay que dimensionar la solución caso por caso, y teniendo en cuenta también posibles derivas en el tiempo y con la temperatura. Es especialmente delicado, puesto que, si os fijáis, utilizamos la presencia misma de un error como I_{B+} para cancelar la contribución de los otros errores.

1.4.8. Rechazo del modo común (CMRR)

El último efecto que trataremos en el AO real es el rechazo al modo común. Es un problema ligado siempre a la característica del amplificador diferencial (subapartado “Amplificador diferencial”), y lo tratamos ahora por el hecho de que el AO es un amplificador diferencial cuando lo estudiamos en lazo abierto.

Si se hiciera el montaje de la figura 36, la salida V_o tendría que ser cero, puesto que la tensión en V^+ y V^- es la misma (ahora no tendremos en cuenta ningún efecto introducido por la tensión de *offset* V_{IO} estudiada en el subapartado “Tensión de desplazamiento (*offset*)”).

En el caso ideal, la tensión de salida de la figura 36 solo dependería de la diferencia entre terminales de entrada. En la práctica, sin embargo, en un AO real se observa que V_o no es cero, y además, al aumentar V_{CM} su valor también aumenta.

Figura 36. Tensión en modo común en un AO

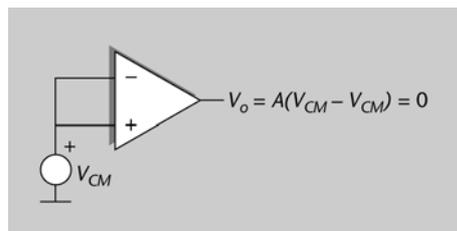


Figura 36

Esquema para ilustrar la tensión en modo común de un AO.

Todo esto nos obliga a replantearnos el caso ideal: ahora la salida se podría expresar como la del AO ideal, más un término que dependa de la tensión en modo común V_{CM} . Esto se podría expresar así:

$$V_o = A \cdot (V^+ - V^-) + A_{CM} \cdot V_{CM} \quad (115)$$

en que hemos definido la ganancia en modo común del AO con la constante A_{CM} .

Fijaos en que en la ecuación 115 tenemos dos términos claramente diferenciados. El primero ya lo conocíamos, e indica que la ganancia en lazo abierto A se aplica sobre la tensión diferencial a los terminales de entrada. Y ahora añadimos el segundo, que muestra que para la tensión en modo común (la tensión común a los dos terminales de entrada) también tenemos una ganancia A_{CM} .

Recordad el estudio que hicimos del AO ideal, en el subapartado “El amplificador operacional ideal”, en que decíamos que era un dispositivo insensible a V_{CM} . De hecho, decíamos que la ganancia en modo común, definida en la ecuación 115 como A_{CM} , era nula. Pues bien, en el caso del AO real nos encontramos con que A_{CM} puede ser muy pequeño, pero diferente de cero.

Podríamos interpretar la ecuación 115 como la ecuación general que engloba la del AO ideal descrita por la ecuación 1, en que A_{CM} era cero.

Por lo tanto, concluimos que la ganancia A es la de modo diferencial, y la nueva ganancia A_{CM} es la de modo común. La relación entre las dos es el concepto que define la relación de rechazo del AO en el modo común, la CMRR (*common mode rejection ratio*, en inglés).

$$CMRR = \frac{A}{A_{CM}} \quad (116)$$

Para un AO ideal en que A_{CM} es cero, el rechazo en el modo común tiende a infinito.

El valor ideal de la relación de rechazo del modo común, $CMRR$, es infinito.

En cuanto a valores numéricos, se trata de una especificación que normalmente también se da en decibelios:

$$CMRR(dB) = 20 \log \left(\left| \frac{A}{A_{CM}} \right| \right) \quad (117)$$

Idealmente tendería a infinito, pero en AO reales acostumbra a tomar valores en torno a 90 dB, como es el caso del AO 741. Son habituales valores de 100 dB-120 dB en AO diseñados para trabajar en amplificadores diferenciales.

El rechazo al modo común (CMRR) de un AO se define como el cociente entre la ganancia diferencial A y la ganancia en modo común A_{CM} de la ecuación 115. Es un valor que normalmente se da en decibelios.

$$CMRR(dB) = 20 \log \left(\left| \frac{A}{A_{CM}} \right| \right)$$

1.4.9. Qué hemos aprendido sobre el AO

Hasta este punto hemos conocido todo aquello que es relativo a la definición de un amplificador operacional:

- Hemos establecido sus prestaciones empezando por un caso ideal, y siguiendo con un análisis de su comportamiento en casos reales.

- Lo más importante ha sido que conocemos ahora qué parámetros son los más relevantes, sabemos qué nos tiene que especificar el fabricante del dispositivo AO, y cómo se analiza su comportamiento en un circuito.
- También hemos estudiado qué uso se hace del AO en todo tipo de bloques amplificadores, que tienen funciones diversas como sumadores, inversores, derivadores, etc. Es aquí donde incidiremos en los próximos subapartados, al describir en detalle las aplicaciones de la AO. Ahora que ya lo conocemos a fondo, explicaremos en concreto sus aplicaciones lineales en el apartado “Aplicaciones lineales del AO”, y las aplicaciones no lineales en el apartado “Aplicaciones no lineales del AO”.

2. Aplicaciones lineales del AO

2.1. Introducción

En el apartado “El amplificador operacional (AO)” habéis estudiado todas las características de funcionamiento de un AO, ilustradas con una serie de ejemplos de circuitos amplificadores, como podían ser sumadores, diferenciadores, derivadores, etc. Habéis visto cómo hay que analizar estos circuitos para encontrar las prestaciones clave, qué es la tensión de salida respecto de la entrada, qué impedancias presenta, qué características tiene en frecuencia, etc.

En este apartado “Aplicaciones lineales del AO” nos centraremos en describir un conjunto de aplicaciones del AO en entornos reales para que os familiaricéis con los posibles usos que el AO tiene en la electrónica hoy en día. En concreto, veréis aplicaciones en las que se trabaja con el AO en modo lineal, es decir, en las que se aprovechan sus características cuando trabaja en lazo cerrado y por debajo de los niveles de la alimentación (donde se saturaría). En esta situación ya conocéis multitud de usos del AO, como pueden ser los circuitos **amplificadores** (inversor y no inversor), el **sumador**, **integrador**, **diferenciador**, etc., vistos en los subapartados “Amplificador inversor” a “Amplificador integrador”. Por lo tanto, no repetiremos aquellos análisis en este apartado (a pesar de que también son aplicaciones lineales del AO), sino que iremos un paso más allá y describiremos circuitos avanzados concretos, como los **amplificadores de instrumentación** y **filtros activos**.

2.2. Amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación es un dispositivo creado a partir de AO cuya función es **amplificar una diferencia de tensiones**, y que está diseñado para tener:

- una **alta impedancia de entrada**, y
- una **alta relación de rechazo al modo común** (CMRR).

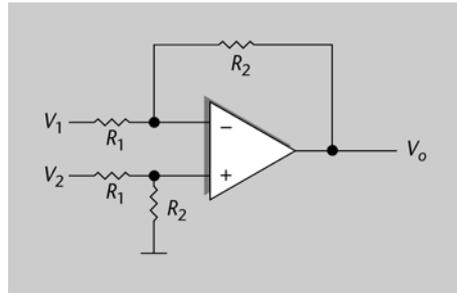
Por lo tanto, básicamente se basa en un bloque que ya conocisteis en el subapartado “Amplificador diferencial”, llamado *amplificador diferencial*, mostrado en la figura 37.

La utilización del amplificador diferencial es habitual en aparatos con señales muy débiles, como equipos médicos (por ejemplo, para el electrocardiograma), para minimizar el error de la medida.

Nota

En el mercado se pueden encontrar amplificadores de instrumentación ya encapsulados en un chip individual. Se trata de un componente que para muchas aplicaciones ya podemos comprar construido, en lugar de montarlo a partir de un AO y resistencias.

Figura 37. Amplificador diferencial

**Figura 37**

Topología básica de amplificador diferencial.

La figura 37 representa la topología más básica para un amplificador de instrumentación. Recordemos que el caso ideal nos decía que la salida tiene la expresión 26:

$$V_o = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (118)$$

que es precisamente lo que buscamos con un amplificador de instrumentación: amplificar la señal diferencia entre terminales, sea cual sea la señal en modo común.

Ahora bien, la ecuación 118 era para el caso ideal, y conviene que profundicemos un poco teniendo en cuenta, por ejemplo, las características que ya conocemos del AO real (CMRR no infinita, ved el apartado “Rechazo del modo común (CMRR)”, u otros efectos que puedan intervenir. Esto nos conducirá a estudiar topologías alternativas a la de la figura 37.

Atención

Recordemos que la tensión en modo común es la que se obtiene de hacer la media de tensiones entre los dos terminales de entrada a la AO.

Un requisito primordial de un amplificador diferencial es que tiene que tener un rechazo muy alto al modo común, una CMRR muy alta, para que se pueda usar en aplicaciones de interés: instrumentación de precisión, amplificación de señales de sensores, etc.

De acuerdo con la prestación ideal del circuito (ecuación 118), la salida es cero si las dos señales de entrada son iguales. Por lo tanto, el circuito tiene una CMRR infinita, cosa que no es cierta en la práctica. Por un lado, tendremos el efecto que el AO mismo tiene en una CMRR finita (ved el subapartado “Rechazo del modo común (CMRR)”), y además también sufriremos el hecho de que las resistencias con valores R_1 y R_2 no estén exactamente igualadas debido a su tolerancia propia de valores.

Al evaluar las características del modo común, tenemos que distinguir entre las del circuito completo o las del AO individual. La CMRR del circuito completo también se define como la relación entre ganancias, igual a la del AO individual de la ecuación 116:

$$CMRR_C = \frac{G}{G_{CM}} \quad (119)$$

Concepto de tolerancia en resistencias

La tolerancia de una resistencia es un dato que nos indica en qué porcentaje puede variar el valor de la resistencia (hacia arriba o hacia abajo) respecto de su valor indicado.

Por notación diremos que G es la ganancia diferencial (como decíamos en el caso de circuitos con AO con lazo cerrado) y G_{CM} la ganancia del modo común. Hemos añadido el subíndice C para indicar que es la CMRR del circuito: esta CMRR está medida entre terminales de entrada y salida de todo un bloque circuital, un circuito que puede ser, por ejemplo, como el de la figura 37. Por otro lado, tenemos la CMRR del AO individual, que sería la del dispositivo aislado, vista en el subapartado “Rechazo del modo común (CMRR)”.

2.2.1. CMRR debida a la tolerancia en las resistencias

En un amplificador diferencial real, cualquier diferencia entre los valores de las resistencias (las dos R_1 y las dos R_2 de la figura 37) provoca la aparición de un componente de señal en modo común y, por lo tanto, la CMRR de todo el circuito se degrada salvo que los valores de resistencia estén exactamente ajustados o igualados. Fijaos en que esto es independiente del AO, y a pesar de considerar un AO ideal nos podemos encontrar que las resistencias presentan una cierta desigualdad debido a su tolerancia propia en valor.

Para el cálculo de este efecto planteamos la figura 38, en la cual, en la entrada asumimos un componente en modo común V_{CM} , y queremos encontrar qué efecto tiene a la salida cuando las resistencias están desajustadas. Este desajuste proviene de su tolerancia en valor, y como **peor caso** podemos asumir que cada una de las parejas (R_1 y R_2) toma valores extremos opuestos de su rango de tolerancia x (en tanto por uno). Por eso consideramos en la figura 38 los factores multiplicativos $1 + x$ y $1 - x$.

Figura 38. Amplificador diferencial: CMRR debida a tolerancia de resistencias (peor caso)

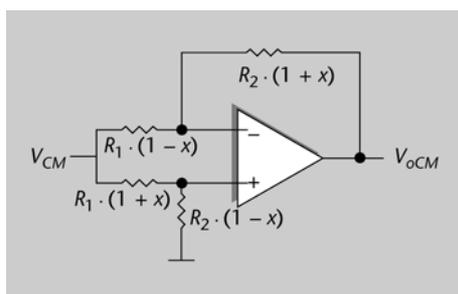


Figura 38

Amplificador diferencial con representación de la tolerancia de las resistencias.

El análisis de esta situación se hace a partir del teorema de superposición según la rama (terminal inversor y no inversor).

Terminal no inversor

La tensión que llega al terminal no inversor es la de un divisor:

$$V^+ = \frac{R_2 \cdot (1 - x)}{R_1 \cdot (1 + x) + R_2 \cdot (1 - x)} \cdot V_{CM} \quad (120)$$

El teorema o principio de superposición lo podéis encontrar explicado con detalle en el anexo, apartado 1.4.6.

Y, por lo tanto, en la salida se ve multiplicada por la ganancia de un amplificador no inversor (ecuación 15):

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1-x)} \right) \cdot V^+ \quad (121)$$

En que hemos definido V_{o1} como el componente de la salida proveniente de V^+ . Sustituyendo la ecuación 120 en 121, tenemos:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1-x)} \right) \cdot \frac{R_2 \cdot (1-x)}{R_1 \cdot (1+x) + R_2 \cdot (1-x)} \cdot V_{CM} \quad (122)$$

Terminal inversor

Por otro lado, en cuanto a las conexiones al terminal inversor del AO, tenemos una tensión de entrada V_{CM} que se ve multiplicada por un amplificador inversor hasta la salida, y por lo tanto aplicamos la ecuación 7:

$$V_{o2} = - \frac{R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1-x)} \cdot V_{CM} \quad (123)$$

En que definimos V_{o2} como el componente de la salida proveniente del terminal no inversor del AO.

Salida total

Así pues, por el principio de superposición, la tensión de salida total es la suma de las ecuaciones 122 y 123:

$$V_o = \left[\left(1 + \frac{R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1-x)} \right) \cdot \frac{R_2 \cdot (1-x)}{R_1 \cdot (1+x) + R_2 \cdot (1-x)} - \frac{R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1-x)} \right] \cdot V_{CM} \quad (124)$$

Que simplificando resulta:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left[\frac{R_1 \cdot (1-x) + R_2 \cdot (1+x)}{R_1 \cdot (1+x) + R_2 \cdot (1-x)} - \frac{(1+x)}{(1-x)} \right] \cdot V_{CM} \quad (125)$$

y que se puede escribir como:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 \cdot 4x}{R_1 \cdot (1-x^2) + R_2 \cdot (1-x)^2} \cdot V_{CM} \quad (126)$$

Hay que tener en cuenta que el valor de la tolerancia de las resistencias es mucho más bajo que 1, puesto que en la práctica indica qué precisión tiene aquel componente respecto de su valor nominal, y nos podemos encontrar casos en que puede ser del 1%, 5% o como mucho del 10%, que en tanto por uno sería $x = 0,01$, $x = 0,05$ o $x = 0,10$. Así pues, $x \ll 1$, y por lo tanto podemos neglir

los términos de la ecuación 126 que contienen x al cuadrado que están sumando o restando 1, para llegar a:

$$G_{CM} = \frac{V_o}{V_{CM}} \approx \frac{4x \cdot R_2}{R_2 + R_1} \quad (127)$$

Se trata, por definición, de la ganancia en modo común G_{CM} : qué salida tenemos cuando a la entrada se presenta V_{CM} .

La ganancia en modo diferencial sabemos que es el de la ecuación 118:

$$G = \frac{V_o}{(V_2 - V_1)} = \frac{R_2}{R_1} \quad (128)$$

Y, por lo tanto, con el cociente de las ecuaciones 128 y 129 ya tenemos la CMRR del circuito debida a la tolerancia de las resistencias:

$$CMRR_C = \frac{G}{G_{CM}} \approx \frac{R_2 + R_1}{4x \cdot R_1} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{4x} \quad (129)$$

Como vemos a partir de la expresión 129, tendríamos que elegir un valor de x lo más bajo posible para aligerar este efecto. Es decir, elegir resistencias con una tolerancia muy pequeña.

Ejemplo 6

Encontrad la CMRR de un amplificador diferencial de ganancia 26 dB debido a una tolerancia en sus resistencias de un 1%.

Solución

Una ganancia de 26 dB quiere decir que la relación R_2/R_1 en lineal es:

$$\frac{R_2}{R_1} = 10^{26/20} \approx 20 \quad (130)$$

Por otro lado, la tolerancia x en tanto por uno es 0,01. Usando la ecuación 129 tenemos, pues:

$$CMRR_C = \frac{21}{4 \cdot 0,01} = 525 \quad (131)$$

y en decibelios:

$$CMRR_C(\text{dB}) = 20 \log(525) = 54,4 \text{ dB} \quad (132)$$

Recordemos

Recordemos que se trata de un valor de peor caso: hemos planteado el desajuste de valores de las resistencias de la figura 38 en el caso en que se encuentran desparejadas, cada una en su extremo de posibles valores.

2.2.2. CMRR de circuito debida a la CMRR del AO

En el amplificador diferencial también hay que estudiar el efecto de la CMRR que tiene el dispositivo AO mismo, que expusimos en el subapartado "Rechazo del modo común (CMRR)".

En el apartado anterior hemos comentado qué pasa con la CMRR del circuito cuando las resistencias se desajustan (por su tolerancia), pero también puede haber una contribución debida a la CMRR del AO que compone el circuito. A esta CMRR del dispositivo AO la denominaremos a partir de ahora $CMRR_A$ para distinguirla de la de todo el circuito, $CMRR_C$.

Incluso si las resistencias tuvieran tolerancia cero, podemos pensar que $CMRR_A$ del AO real inducirá un cierto valor a escala del circuito. Para ver en este caso la CMRR del circuito de manera equivalente al subapartado “CMRR debida a la tolerancia en las resistencias”, podemos plantear el circuito de la figura 39, en que tenemos representada una fuente de tensión equivalente a la entrada (V_{iCM}) que induce la tensión en modo común a la salida V_{oCM} .

Figura 39. Amplificador diferencial: CMRR debida a la tensión en modo común a la entrada

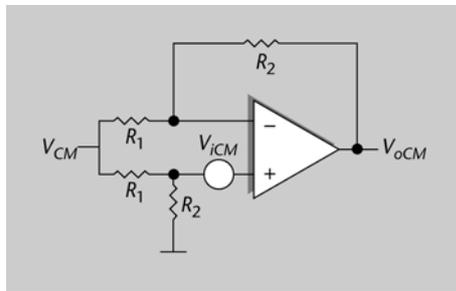


Figura 39

Amplificador diferencial con representación de la tensión en modo común a la entrada del AO.

Esta fuente de tensión equivalente a la entrada es solo una manera de representar el efecto de una CMRR no infinita del AO: en lugar de la salida, a la entrada del AO, como hacíamos, si recordáis, también para la tensión de *offset* (subapartado “Tensión de desplazamiento (*offset*)”).

Con la inclusión de la fuente de tensión V_{iCM} , que en la salida del AO tomará el valor $A \cdot V_{iCM}$, lo que pretendemos es representar el efecto de modo común dado por la ecuación 115:

$$A \cdot V_{iCM} = A_{CM} \cdot V_{CM}|_{AO} \quad (133)$$

en que $V_{CM}|_{AO}$ es el valor del modo común a la entrada del AO, justo en sus terminales. Recordemos que se trata del valor medio entre tensiones de terminales:

$$V_{CM}|_{AO} = \frac{1}{2}(V^+ + V^-) \quad (134)$$

Así pues, recordando la ecuación 116,

$$V_{iCM} = \frac{A_{CM}}{A} \cdot V_{CM}|_{AO} = \frac{1}{CMRR_A} V_{CM}|_{AO} \quad (135)$$

la parte de V_{CM} de la entrada que realmente llega a los terminales del AO (igual V^+ que V^-) es, debido al divisor de tensión entre R_1 y R_2 :

$$V_{CM}|_{AO} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_{CM} \quad (136)$$

y por lo tanto, sustituyendo la ecuación 136 en la ecuación 135:

$$V_{iCM} = \frac{1}{CMRR_A} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_{CM} \quad (137)$$

Ahora hay que ver qué dependencia existe entre la salida y esta fuente de tensión V_{iCM} a la entrada. Por eso solo hace falta que nos demos cuenta de que se trata de una configuración de amplificador no inversor, que ya sabemos que se rige por la relación (ecuación 15):

$$V_{oCM} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_{iCM} \quad (138)$$

Y sustituyendo la ecuación 137 en la 138 tenemos

$$V_{oCM} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{CMRR_A} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_{CM} \quad (139)$$

y finalmente obtenemos la expresión de la ganancia del circuito en modo común:

$$G_{CM} = \frac{V_{oCM}}{V_{CM}} = \frac{R_2/R_1}{CMRR_A} \quad (140)$$

La CMRR del circuito será, pues, la relación con la ganancia del amplificador diferencial, que según vimos en la ecuación 26, es R_2/R_1 :

$$CMRR_C = \frac{G}{G_{CM}} = \frac{R_2/R_1}{\frac{R_2/R_1}{CMRR_A}} = CMRR_A \quad (141)$$

que curiosamente resulta en una igualdad con la del AO como dispositivo. Es decir, la CMRR del circuito ($CMRR_C$) es la misma que la CMRR del dispositivo AO ($CMRR_A$).

2.2.3. Efecto conjunto de tolerancia de resistencias y CMRR del AO

En este punto disponemos de dos expresiones de $CMRR_C$ (CMRR de todo el circuito), que representan dos fuentes de error independientes:

- Una proveniente de la tolerancia de las resistencias del circuito, determinada por la expresión 129.
- Otra por la CMRR propia del AO real que conforma el circuito, determinada por la ecuación 141.

Nota

Destacamos que, en todo este desarrollo, el objetivo es encontrar la CMRR del circuito ($CMRR_C$), en función de la CMRR propia del AO ($CMRR_A$).

Recordemos que, en los dos casos, por definición de $CMRR_C$ tenemos la relación:

$$G_{CM} = \frac{R_2/R_1}{CMRR_C} \quad (142)$$

en que el numerador provenía del factor de ganancia en modo diferencial.

Podemos asumir que los dos errores son totalmente independientes, puesto que uno proviene de la tolerancia de componentes como resistencias, y el otro de las propias prestaciones del AO. Así pues, es válido asumir que la ganancia en modo común de las dos fuentes se suma para obtener el peor caso posible:

$$G_{CM_T} = \frac{R_2/R_1}{|CMRR_{CR}|} + \frac{R_2/R_1}{|CMRR_{CAO}|} \quad (143)$$

La notación utilizada es $CMRR_{CR}$ para la expresión de la ecuación 129, y $CMRR_{CAO}$ para la función 141. Hemos tomado valores absolutos para que las dos contribuciones se sumen y formen el peor caso que nos interesa estudiar. Se trata de analizar el circuito en un caso real, puesto que lo que interesa es disponer del peor valor que pueda tener la ganancia en modo común.

Podemos asegurar, pues, que la CMRR total será una vez más la relación entre ganancia diferencial (R_2/R_1) y la ganancia en modo común de la ecuación 143:

$$CMRR_T = \frac{R_2/R_1}{G_{CM_T}} = \frac{1}{\frac{1}{|CMRR_{CR}|} + \frac{1}{|CMRR_{CAO}|}} \quad (144)$$

Fijaos en que es el equivalente en teoría de circuitos de hacer un paralelo de resistencias. Esta expresión también se puede escribir como:

$$CMRR_T = \frac{|CMRR_{CR} \cdot CMRR_{CAO}|}{|CMRR_{CR}| + |CMRR_{CAO}|} \quad (145)$$

Hemos encontrado, pues, el rechazo del modo común que incluye los dos efectos indeseados: la tolerancia en el valor de las resistencias, y el hecho de que el AO tiene una CMRR no infinita, como sería un caso ideal. Conviene destacar, también, que de la ecuación 145 podemos asegurar que el valor de CMRR total será más bajo (peor) que el más bajo de los dos valores.

Ejemplo 7

Encontrad la CMRR de un amplificador diferencial de ganancia 26 dB, formado por unas resistencias con tolerancia del 1% y un AO con CMRR = 90 dB.

Solución

Hemos visto en el ejemplo 6 que la CMRR debida a las resistencias es de 525 (en lineal). Por otro lado, ahora tenemos que la CMRR del propio AO es de 90 dB, o lo que

es lo mismo, un valor de 31.622 en lineal. Por lo tanto, aplicando la ecuación 145, la CMRR total es:

$$CMRR_T = \frac{525 \cdot 31.622}{525 + 31.622} = 516 \rightarrow 54,25 \text{ dB} \quad (146)$$

La conclusión es que el hecho de incluir en los cálculos la CMRR del AO empeora la CMRR global, a pesar de que en este ejemplo en poca medida, porque la CMRR del AO es mucho más alta que la proveniente de las resistencias.

En un amplificador de instrumentación hay que estudiar muy bien el rechazo en el modo común, asegurar que la CMRR es alta, porque es el principal requisito que tendrá que cumplir el circuito. Este parámetro se ve influenciado por la CMRR misma del dispositivo AO que sirve de fundamento al amplificador, pero además por cualquier desajuste de valor entre resistencias.

Una vez estudiada a fondo la relación de rechazo CMRR de este circuito amplificador diferencial, nos interesa conocer otra característica que necesita un amplificador de instrumentación: una alta impedancia de entrada. Esto es así para asegurar que no carga el circuito anterior, que en general puede ser un sensor de alta sensibilidad que no podría permitir esta carga de impedancia para mantener sus exigentes prestaciones.

2.2.4. Impedancia de entrada del amplificador de instrumentación

En el circuito de la figura 37, que volvemos a incluir en figura 40 por comodidad,

Figura 40. Amplificador diferencial

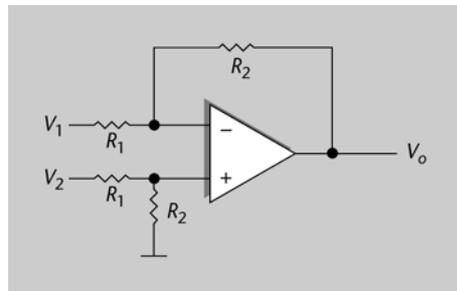


Figura 40

Topología básica de amplificador diferencial.

observamos que la resistencia de entrada del amplificador diferencial es del orden de las resistencias R_1 y R_2 . Por ejemplo, vemos en el diagrama que la resistencia de entrada en su punto V_2 es $R_1 + R_2$. No nos interesa tanto este valor concreto, sino darnos cuenta de que tiene valores lejos del ideal, que sería tender a infinito.

Tal como sucedía con el amplificador inversor, la resistencia de entrada puede tomar unos valores relativamente bajos, que no nos interesan para nuestra

aplicación. Una solución sería introducir antes de los terminales de entrada un par de seguidores de tensión (subpartado “Seguidor de tensión y amplificadores en cascada”), que aseguran resistencia de entrada casi infinita. Esto nos proporcionaría un amplificador de instrumentación con todas las prestaciones que queremos, formado por tres AO. Una configuración parecida es la de la figura 41, que nos interesa plantear porque se usa mucho.

Figura 41. Amplificador de instrumentación con alta impedancia de entrada

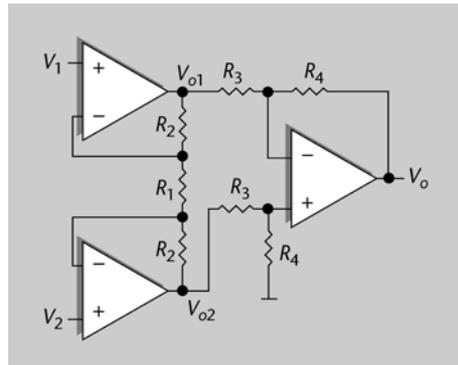


Figura 41
Amplificador de instrumentación con dos etapas, para conseguir alta impedancia de entrada.

El circuito tiene dos etapas, una etapa de entrada formada por dos AO, para asegurar una impedancia de entrada (en V_1 y V_2) tan alta como la de los terminales del AO, y una segunda etapa que consiste en un amplificador diferencial convencional (con valores de resistencia ahora denominados R_3 y R_4 , para diferenciarlos de los R_1 y R_2 de la etapa de entrada).

En primer lugar analizaremos la primera etapa, siguiendo los principios del AO ideal en que aplicábamos cortocircuito virtual, y corrientes de entrada al AO nulas. Podemos asegurar, pues, que la corriente I que circula por R_1 y por las dos R_2 es el mismo, y por lo tanto:

$$I = \frac{V_{o1} - V_1}{R_2} \tag{147}$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \tag{148}$$

$$I = \frac{V_2 - V_{o2}}{R_2} \tag{149}$$

De forma que, combinando las ecuaciones 147 y 148, encontramos:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_1 - \frac{R_2}{R_1}V_2 \tag{150}$$

Y a partir de las ecuaciones 148 y 149:

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_2 - \frac{R_2}{R_1}V_1 \tag{151}$$

Por consiguiente, podemos decir que la etapa de entrada tiene una salida diferencial igual al resto entre las ecuaciones 150 y 151:

$$V_{o1} - V_{o2} = (V_1 - V_2) \cdot \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (152)$$

En cuanto a la salida en modo común, cuando $V_1 = V_2 = V_{CM}$, entonces la corriente I de las ecuaciones 147 a 149 se anula y, por lo tanto, provoca que $V_{o1} = V_{o2} = V_{CM}$. Esto quiere decir que el modo común de esta primera etapa tiene ganancia unitaria.

Esto es muy interesante: la primera etapa ya preamplifica el modo diferencial, a partir de los valores de R_1 y R_2 según la ecuación 152, y en cambio no amplifica (o tiene ganancia unitaria) el modo común (indeseado). Si solo hubiéramos utilizado seguidores de tensión, sin R_1 y R_2 , esta ventaja de ganancia en modo diferencial dada por ecuación 152 más grande que 1 no la tendríamos.

A partir de aquí, para encontrar la salida solo hay que considerar cómo se comporta el amplificador diferencial convencional de la ecuación 118,

$$V_o = \frac{R_4}{R_3} (V_{o1} - V_{o2}) \quad (153)$$

y considerar también el que acabamos de encontrar en la ecuación 152:

$$V_o = \frac{R_4}{R_3} (V_{o1} - V_{o2}) = (V_1 - V_2) \cdot \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{R_4}{R_3} \quad (154)$$

Esta primera etapa también tiene una ventaja importante: podemos ajustar la ganancia **con una sola resistencia**: hay una sola R_1 , en contraposición de las dos que hay en el amplificador diferencial básico de la figura 37. En lugar de tener que cambiar pares de resistencias con el objetivo de que fueran exactamente iguales (para no degradar la CMRR), solo habría que cambiar una. Incluso podríamos poner un potenciómetro en R_1 , para ajustar la ganancia según nos conviniera.

Hemos dicho, como resumen, que esta configuración proporciona:

- Alta impedancia en los dos terminales de entrada, idealmente infinita.
- Mejora en CMRR debida a la primera etapa (que amplifica el modo diferencial por encima del modo común).
- Ganancia diferencial ajustable con una sola resistencia, que evita tener que hacerlo con dos a la vez, cosa que tendría problema de igualdad de valores.

Y es por eso que se utiliza ampliamente como amplificador de instrumentación, en todo tipo de aparatos cuando se requiere amplificar señales diferencia con alta precisión.

Hemos llegado, pues, a un conocimiento muy exhaustivo de los amplificadores de instrumentación, teniendo en cuenta su requisito principal, que es un alto rechazo del modo común CMRR. Hemos estudiado qué factores pueden afectar a este CMRR, como son los desajustes entre valores de resistencias y también la propia CMRR del dispositivo AO. Finalmente, hemos visto una configuración en dos etapas que presenta muchas ventajas en cuanto a impedancia de entrada y ajuste de la ganancia sin degradar la CMRR.

A continuación, pasaremos a analizar otra aplicación de los AO, como es la aplicación para construir *filtros activos*.

2.3. Filtros activos

Ya conocéis de otras asignaturas qué son y cómo se utilizan los **filtros** analógicos. Se trata de bloques circuitales que tienen como función seleccionar una banda de frecuencias concreta de una señal de entrada. La idea es que el espectro de la señal de salida contenga solo aquellas frecuencias de interés respecto de la entrada, y las otras queden rechazadas. Se definen parámetros del filtro como la banda *de paso*, o la banda *eliminada*.

En concreto, habéis estudiado anteriormente filtros pasivos, formados por elementos básicos como resistencias, condensadores e inductores. Recordad que se utiliza el término **filtros RLC** refiriéndonos a los tres parámetros del circuito, su R (resistencia), C (capacidad) y L (inductancia).

Los filtros se analizan haciendo un análisis circuital utilizando funciones de transferencia y transformadas de Laplace, en que un circuito (o en concreto un filtro) se puede caracterizar por su función de transferencia $H(s)$, que es en general una función compleja. La amplificación del filtro en frecuencia está determinada por el módulo de $H(j\omega)$, mientras que la fase se mueve en frecuencia según el argumento de $H(j\omega)$. Ahora también es importante recordar que se utilizan impedancias complejas para referirnos a la impedancia de un condensador de capacidad C (ved el anexo),

$$Z_c(\omega) = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C} \quad (155)$$

o de un inductor de inductancia L:

$$Z_L(\omega) = j\omega L \quad (156)$$

en que las dos son dependientes de la frecuencia ω . De forma que, usando el análisis básico de circuitos con estos valores, podemos encontrar la respuesta del filtro $H(j\omega)$, en amplitud y fase.

Recordando esto podréis analizar lo que expondremos en este subapartado, que es **el uso del AO para construir filtros**.

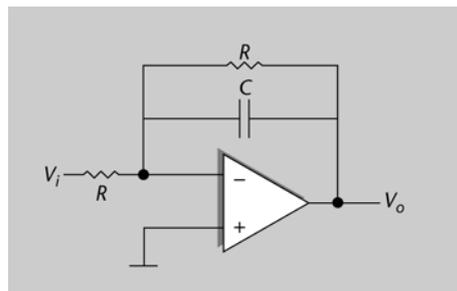
El AO, dadas sus características, ofrece la posibilidad de construir filtros, que son bloques circuitales selectores de frecuencia. En este caso, hablamos de filtros **activos**, porque también pueden amplificar la banda de paso.

El motivo es que los AO ofrecen una solución a muchos de los problemas asociados con filtros pasivos. Los AO, además de presentar una **alta impedancia de entrada y baja de salida**, cosa que permite aislar el circuito de los circuitos adyacentes, también proporcionan la posibilidad de **amplificar** la tensión o la corriente, hecho que no sucedía con los filtros RLC, que son puramente pasivos. A continuación, veremos dos filtros activos basados en AO que son suficientemente representativos, como son los filtros pasa bajo y pasa alto de primer orden.

2.3.1. Filtros pasa bajo de primer orden basados en AO

En la figura 42 planteamos una configuración de filtro activo pasa bajo, donde el elemento central es el AO y, tal como sucedía en los amplificadores vistos hasta ahora, hay una red de realimentación negativa entre sus terminales de salida y de entrada. Notad que simplemente se trata de una topología de amplificador inversor (figura 6), en la que se ha añadido el condensador C en la realimentación. Veamos qué efecto tiene esto.

Figura 42. Filtro pasa bajo inversor, primer orden



La tensión en el terminal no inversor del AO es la de masa, y por lo tanto, la del terminal inversor también (cortocircuito virtual). Esto hace que la corriente I que va de la entrada a la salida sea:

$$I = \frac{V_i}{R} = \frac{-V_o}{Z_{RC}} \quad (157)$$

en que Z_{RC} es la impedancia del bloque RC en paralelo. Reordenando, podemos aislar la tensión de salida:

$$V_o = -\frac{V_i}{R} Z_{RC} \quad (158)$$

El símbolo ω

ω es una letra del alfabeto griego que se pronuncia *omega*.

Figura 42

Filtro pasa bajo inversor formado con un AO.

También sabemos que la impedancia del bloque RC se calcula como el paralelo de dos impedancias:

$$\frac{1}{Z_{RC}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{1/j\omega C} = \frac{1 + j\omega RC}{R} \quad (159)$$

Así pues, la relación entre la salida y la entrada depende de la frecuencia, puesto que Z_{RC} depende de ello. Sustituyendo la ecuación 157 y la 159 en la 158 obtenemos:

$$\frac{V_o(\omega)}{V_i} = -\frac{Z_{RC}(\omega)}{R} = \frac{-1}{1 + j\omega RC} \quad (160)$$

Esta relación no es más que la función de transferencia de este filtro activo, que se puede escribir como:

$$H(f) = \frac{-1}{1 + j\frac{f}{f_c}} \quad (161)$$

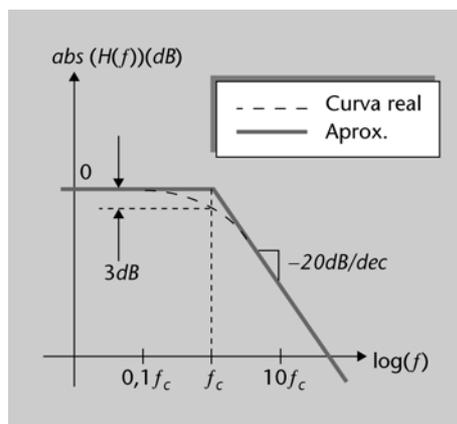
en que hemos definido la frecuencia f_c como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (162)$$

Fijaos en que la ecuación 161 es precisamente la respuesta de un filtro pasa bajo, con una frecuencia de corte f_c . Es la frecuencia que determina el ancho de banda a -3 dB.

En este punto, podemos recordar el razonamiento que hemos hecho cuando hablábamos de la respuesta frecuencial del AO real, que se podía representar con diagramas de Bode como la figura 29. En aquel caso teníamos la función de la ecuación 79, que tomaba la forma exactamente igual que la de una respuesta pasa bajo como la ecuación 161. Con este conocimiento podemos dibujar nuestra respuesta del filtro activo, como podéis ver en la figura 43.

Figura 43. Respuesta del filtro pasa bajo de primer orden



Relación entre ω y f

Recordad que la frecuencia angular ω (en rad/s) tiene relación con la frecuencia f (en Hz) según:

$$\omega = 2\pi f$$

Figura 43

Respuesta del filtro pasa bajo, de primer orden, representada con un diagrama de Bode.

El circuito, por lo tanto, se comporta como un filtro pasa bajo con ancho de banda (frecuencia de corte) controlado por el factor RC (como veis en la ecuación 162). Notad que, como las dos resistencias del circuito son iguales, la ganancia ha resultado ser unitaria (0 dB). Pero no tendría que ser necesariamente así, y simplemente habría que elegir adecuadamente los valores de R_1 y R_2 . Advertid también que la naturaleza inversora del circuito se manifiesta en la fase de la respuesta, que es de 180° a $f = 0$ Hz: el valor del signo de $H(f)$ es negativo.

El orden de un filtro como $H(f)$ en la ecuación 160 es 1 o de primer orden. Estos filtros tienen una caída fuera de la banda de paso de 20 dB/década.

Ejemplo 8

Diseñad un filtro activo pasa bajo, con una frecuencia de corte de 10 MHz.

Solución

Podemos utilizar un circuito como el de la figura 42, en que elegiremos la frecuencia de corte (y por lo tanto el ancho de banda) a partir de la ecuación 162, e impondremos el valor deseado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 10 \cdot 10^6 \tag{163}$$

El valor del factor RC es, por lo tanto:

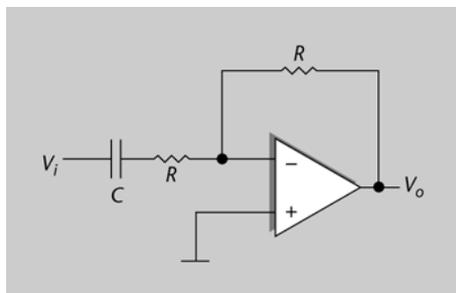
$$RC = 62 \mu s \tag{164}$$

Podríamos elegir el par de valores R y C que nos haga cumplir este total. Por ejemplo, con una R de 1 k Ω utilizaríamos una C de 62 nF.

2.3.2. Filtros pasa alto de primer orden basados en AO

Un AO también puede servir de base de un filtro activo pasa alto, si por ejemplo utilizamos la topología de la figura 44. También nos basamos en un amplificador inversor, pero ahora el condensador está a la entrada.

Figura 44. Filtro pasa alto inversor, primer orden



Con el mismo razonamiento que para el pasa bajo, podemos decir que la corriente I que circula por el circuito es:

$$I = \frac{V_i}{R + \frac{1}{j\omega C}} = -\frac{V_o}{R} \tag{165}$$

Nota

Los filtros pasa bajo de primer orden se utilizan normalmente para hacer medias (en el tiempo) de una señal que va teniendo fluctuaciones de alta frecuencia superpuestas a una variación relativamente menor. Con este propósito, es necesario dimensionar la constante RC para tener una frecuencia de corte más pequeña que la frecuencia de las fluctuaciones para filtrar.

Atención

Recordad que una ganancia unidad (en lineal) se corresponde con una ganancia de 0 dB.

Orden de un filtro

Recordad que el orden de un filtro está determinado por el número de pulsos que contiene, que se manifiestan en el número de transiciones entre rectas en su diagrama de Bode.

Figura 44

Topología de filtro pasa alto inversor, basado en AO.

Así pues, la relación entre la salida y la entrada es:

$$\frac{V_o(\omega)}{V_i} = \frac{-R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{-1}{1 - j\frac{1}{\omega RC}} \quad (166)$$

que se puede escribir en función de la frecuencia de corte f_c de la ecuación 162:

$$H(f) = \frac{-1}{1 + j\frac{f_c}{f}} \quad (167)$$

Vemos que el resultado es que se ha invertido el cociente entre f_c y f , y por lo tanto nos encontramos ante la respuesta complementaria al pasa bajo, que es un pasa alto con frecuencia de corte f_c . En este caso, también notamos el efecto inversor en el signo de la respuesta.

Figura 45. Respuesta en un filtro pasa alto de primer orden

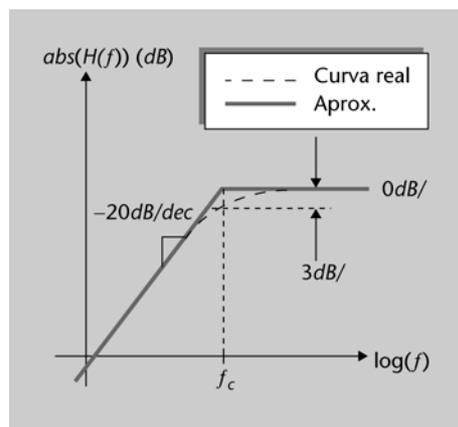


Figura 45

Respuesta en frecuencia de un filtro pasa alto de primer orden.

Fijaos en que, en contraposición con un filtro pasa alto de primer orden pasivo formado por elementos RLC (resistencias, inductores, condensadores), aquí no nos basamos en un inductor sino en un condensador, igual que con el pasa bajo.

Un comentario relevante es que, de hecho, no hay que utilizar ningún valor de L (inductancia) en estos filtros activos. Solo con varias R y C podemos conseguir todas las respuestas que queramos, puesto que la inversión de impedancias (entre C y L) se puede lograr colocando el condensador C en el lugar adecuado de la red del AO. La ventaja de esto es no tener que utilizar inductores que, dependiendo de la frecuencia, puedan tener demasiadas pérdidas parásitas, o introducir otros efectos de acoplamiento entre circuitos. En el caso del AO, todo se basa en la alimentación eléctrica de un circuito activo como el AO.

Con estos dos filtros, un pasa bajo y un pasa alto, hemos ilustrado el hecho de que, configurando de manera adecuada la red de realimentación de un AO, introduciendo elementos con impedancia compleja (como condensadores), podemos obtener respuestas en frecuencia que nos sean útiles para la construcción de filtros.

Para tener un filtro pasa banda podríamos, por ejemplo, encadenar un pasa bajo y un pasa alto. También podríamos encontrar otras topologías para conseguir respuestas de segundo orden o superior, u otros tipos de filtros como los desplazadores de fase o eliminadores de una frecuencia (filtros *notch*). En este subapartado nos ha interesado demostrar que el AO nos ofrece una gran ayuda en el diseño de filtros, y mejoran algunas prestaciones de los pasivos, como las impedancias de entrada y salida y la posibilidad de tener ganancia.

2.4. Qué hemos aprendido sobre las aplicaciones lineales de la AO

En este apartado “Aplicaciones lineales del AO” habéis entrado en profundidad en los temas siguientes:

- Habéis estudiado un conjunto de aplicaciones del AO; concretamente, habéis visto situaciones en que se hace funcionar el AO en modo lineal. Más allá de los ejemplos ya conocidos del apartado “El amplificador operacional (AO)”, habéis aprendido casos concretos muy importantes por su amplia utilización en todo tipo de circuitos, como son los **amplificadores de instrumentación** y los **filtros activos**.
- Nos hemos interesado, especialmente, en los amplificadores de instrumentación para hacer frente a un efecto indeseable de los AO, como es su ganancia en modo común. Se trata de tener un amplificador que sea sensible a la **diferencia de dos tensiones**, que proporcione a la salida una medida muy precisa de estas diferencias. Y cualquier tensión común a las dos entradas la queremos rechazar.
- Habéis visto topologías concretas en que reducíamos el modo común al máximo, después de hacer un estudio exhaustivo de los dos efectos que influyen en ellas: desajustamiento en el valor de las resistencias del circuito, y la CMRR propia del dispositivo AO.
- En este tema también hemos hablado de filtros, de dispositivos que pueden seleccionar determinadas frecuencias de las señales de entrada. Y habéis conocido cómo podéis configurar un AO a la hora de utilizarlo para funciones de filtraje, con la ventaja de que se trata de un filtraje activo en que también puede haber amplificación de la señal en la banda frecuencial deseada.

3. Aplicaciones no lineales del AO

3.1. Introducción

En el apartado “Aplicaciones lineales del AO” hemos conocido qué tipo de funciones y circuitos se asocian a un AO que genera una función lineal, es decir, que sirve como base para circuitos que matemáticamente se comportan linealmente, como son sumadores, restadores, integradores, etc. En todos los casos, el AO trabajaba en modo lineal, es decir, las tensiones que maneja (tanto de entrada como de salida) están dentro de su margen de operación lineal, por debajo de las tensiones de saturación. Eran circuitos que trabajaban con realimentación negativa, en que la salida se vuelve a conectar a la entrada inversora del AO a través de una red circuital determinada. También recordad que su entrada diferencial era muy pequeña, debido a esta misma realimentación negativa y a la alta ganancia de la AO.

Cuando el AO se utiliza sin realimentación (operación en lazo abierto), su salida normalmente estará en uno de sus estados saturados (o positivo o negativo), correspondiendo a las tensiones de saturación cercanas a la alimentación. La aplicación de una señal diferencial pequeña, con la polaridad correspondiente, causará que la salida cambie de estado hacia un sentido o el otro. En esta situación, pues, la salida solo toma valor positivo ($+V_{OSAT}$), o valor negativo ($-V_{OSAT}$), y el circuito conmutará de estado según su topología y el estímulo de entrada.

En este apartado consideraremos circuitos que sintetizan funciones no lineales. En general, en estos casos los AO trabajan fuera de la zona lineal (conseguida con la realimentación negativa), y se utiliza su característica no lineal expresamente para conseguir determinadas funciones. Veréis que la no linealidad se puede utilizar para tener un comparador, o una señal cuadrada a una determinada frecuencia. También analizaremos unos tipos de circuitos que sintetizan una función no lineal, como son los rectificadores de media onda y de onda completa.

3.2. El AO como comparador

Un **comparador** es un circuito utilizado para detectar cuándo una señal variable llega a cierto valor umbral. Estas clases de circuitos tienen todo tipo de utilidades en muchos sistemas electrónicos, en que se usan en general para detectar cuándo un nivel de tensión llega o excede cierto nivel de referencia.

Una manera de construir un comparador es con un AO, con una configuración simple como la de la figura 46, en la que veis que tan solo hay que conectar la tensión de referencia V_{REF} en una entrada, y en la otra la señal de entrada V_i que nos interesa controlar. La salida V_o tomará un valor u otro (solo dos estados), según la entrada sea más grande o más pequeña que la referencia V_{REF} , tal como muestra la figura 47. Estos dos estados son precisamente las tensiones de saturación positiva y negativa del AO (V_{oSAT}^+ y V_{oSAT}^-).

El principal requisito que tiene que cumplir el AO de un comparador es proporcionar un tiempo de conmutación (entre tensiones de saturación) muy rápido. Normalmente es una característica que se exige a un comparador, en muchas aplicaciones.

Figura 46. Comparador simple

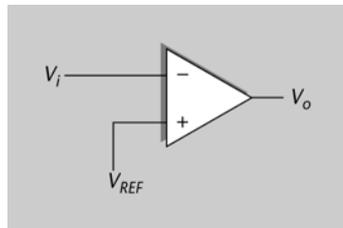


Figura 47. Respuesta salida-entrada del comparador

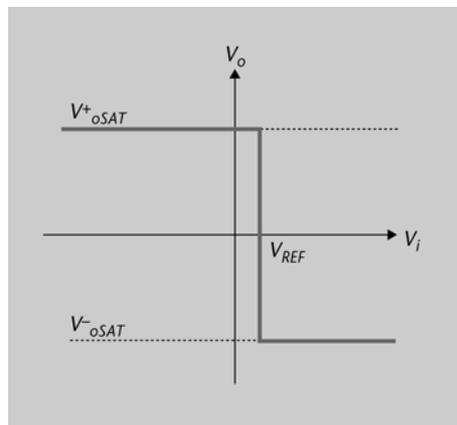


Figura 46

Comparador simple basado en AO.

Figura 47

Respuesta entre tensiones de entrada y salida de un comparador simple.

También hay que tener en cuenta que estamos haciendo trabajar el circuito por conmutaciones en torno a V_{REF} , que puede ser diferente de cero, y que por lo tanto la posible amplificación del modo común de un AO real puede tener un papel no querido, y desplazar la salida. La importancia de este factor dependerá de la CMRR del AO concreto, y de la exigencia de la aplicación respecto de la precisión pedida a la curva de la figura 47.

El circuito de la figura 48 presenta una topología alternativa para un comparador basado en AO. Fijaos en que tanto la señal como la tensión de referencia se inyectan en el mismo terminal de entrada, a través de resistencias. El otro

Nota

Notad que si cambiáramos las entradas (inversora por no inversora), el comportamiento sería el mismo pero cambiando la polaridad de la salida.

terminal de entrada va a masa, cosa que implica que el circuito no está sujeto a las limitaciones por tensión en modo común.

Figura 48. Comparador con un único terminal de entrada

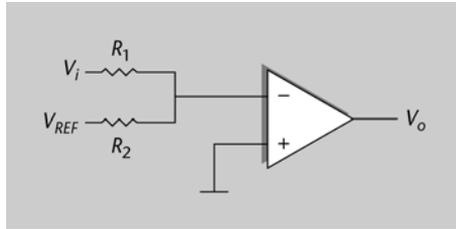


Figura 48

Comparador basado en AO, con un único terminal de entrada.

Sabemos que la corriente que pasa por las dos resistencias es la misma, puesto que la corriente de entrada al AO es negligible, de forma que la tensión V^- en el terminal inversor está relacionada con las entradas:

$$\frac{V_i - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_{REF}}{R_2} \tag{168}$$

La transición a la salida sucede cuando la tensión en V^- se iguala a la tensión V^+ (que es cero en este caso), puesto que tenemos el AO en lazo abierto haciendo de comparador. Por lo tanto, el umbral V_t , por el cual la tensión de entrada V_i provoca una transición, está determinado por la ecuación 168 cuando V^- es igual a cero.

$$V_i = V_t = -V_{REF} \frac{R_1}{R_2} \tag{169}$$

Y la respuesta es la de la figura 49; la misma pero con un valor de umbral controlado también por las resistencias.

Figura 49. Respuesta salida-entrada del comparador de un único terminal

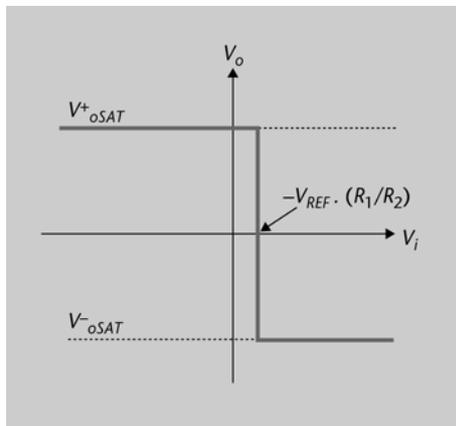


Figura 49

Respuesta salida-entrada del comparador de un único terminal.

Es una configuración alternativa que nos asegura la tensión de masa en un terminal del AO.

3.2.1. Comparador con histéresis

Hay aplicaciones en la que nos interesa utilizar un comparador que se conoce como **histéresis**. La histéresis aparece cuando el nivel de referencia (el umbral), a partir del cual hay cambio entre estados (sería, por ejemplo, V_{REF} en la figura 47) cambia según si pasamos del estado superior al inferior o a la inversa. Esto hace que, cuando la tensión que estamos monitorizando (V_i) está bajando, el umbral esté situado en un punto más bajo que cuando V_i está subiendo.

La histéresis permite, por ejemplo, que V_i esté fluctuando en torno a V_{REF} (como consecuencia de algún pequeño ruido añadido) y la salida no necesariamente esté conmutando continuamente.

Esto se consigue con una topología como la de la figura 50; fijaos en que la realimentación que se aplica es **positiva**, puesto que es sobre el terminal no inversor del AO. Recordad que si fuera sobre el terminal inversor, tendríamos realimentación negativa y, por lo tanto, el AO pasaría a trabajar en modo lineal como amplificador. La realimentación positiva asegura que el AO está en zona de saturación, lleva el circuito a un estado en que cualquier pequeña tensión (aunque solo sea ruido) en V^+ se amplifica y se vuelve a amplificar a sí misma, lo cual conduce al circuito a la saturación.

Revisad el módulo 2 sobre realimentación de circuitos estudiado en esta asignatura.

Figura 50. Comparador con histéresis

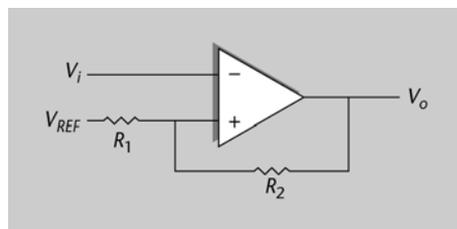


Figura 50

Topología de comparador con histéresis.

En este circuito tenemos una vez más que la corriente que pasa por R_1 es igual a la que pasa por R_2 , puesto que negligimos la corriente entrante en la AO. Así pues, podemos igualar corrientes que por ley de Ohmio son:

$$\frac{V_{REF} - V^+}{R_1} = \frac{V^+ - V_o}{R_2} \quad (170)$$

La tensión umbral de la entrada, la que provoca un cambio a la salida, se da cuando V^+ es igual a V^- . Por lo tanto, podemos usar la ecuación 170 para poner el umbral V_t allá donde tenemos $V^+(V^+ = V_t)$. Agrupemos términos:

$$R_2 \cdot V_t + R_1 \cdot V_t = R_2 \cdot V_{REF} + R_1 \cdot V_o \quad (171)$$

y solo nos falta aislar la tensión umbral en un lado de la igualdad:

$$V_t = \frac{R_2 \cdot V_{REF} + R_1 \cdot V_o}{R_1 + R_2} \quad (172)$$

Se trata de la tensión umbral con que se compara V_i para determinar en qué estado está la salida (V_{oSAT} alto o bajo). En la ecuación 172 tenemos claramente el efecto de la salida sobre la entrada no inversora del AO. Con esto creamos la histéresis: imaginad que la salida está en el estado superior, está en V_{oSAT}^+ , entonces el umbral está situado por encima de la referencia (dada por V_{REF} multiplicado por el factor de las resistencias):

$$V_t^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{oSAT}^+ \quad (173)$$

En cambio, cuando V_o está en el otro estado, el umbral es diferente y está situado por debajo de la referencia, puesto que V_{oSAT}^- es negativa.

$$V_t^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{oSAT}^- \quad (174)$$

El margen de histéresis V_H es la diferencia entre umbrales:

$$V_H = V_t^+ - V_t^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{oSAT}^+ - V_{oSAT}^-) \quad (175)$$

Dado que normalmente las tensiones de saturación son de igual magnitud y diferente signo tenemos:

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} 2V_{oSAT} \quad (176)$$

Esta relación entrada-salida está representada en la figura 51. Las flechas muestran el hecho de que cuando venimos de la zona negativa de V_i , entonces el umbral es en V_t^+ , y al revés.

Figura 51. Respuesta entrada-salida del comparador con histéresis

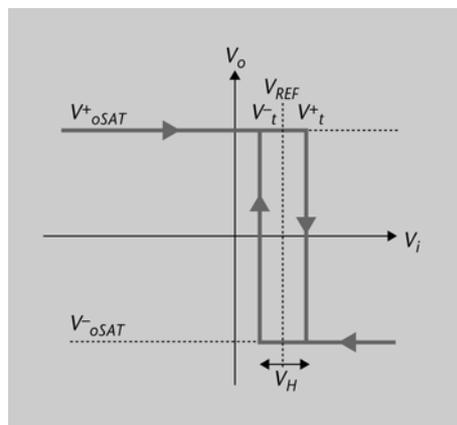


Figura 51

Respuesta entrada-salida del comparador con histéresis.

Con este circuito simple (un AO y dos resistencias) ya disponemos, pues, de un comparador con histéresis para todo tipo de aplicaciones. Se conoce también con el nombre de disparador de **Schmitt** o Schmitt *trigger* (*trigger* en inglés significa 'disparador', 'gatillo' o 'detonador'). El término proviene del

nombre de su inventor, y de que se caracteriza por dos niveles de referencia, dos umbrales, en que se “dispara” el cambio de estado.

Ejemplo 9

Encontrad el margen de histéresis de un disparador de Schmitt, caracterizado por resistencias $R_1 = 100 \Omega$, y $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, y un AO con márgenes de saturación $\pm 12\text{V}$.

Solución

Como las tensiones de saturación del AO son simétricas, podemos aplicar la ecuación 176 con los valores dados:

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} 2V_{\text{SAT}} = \frac{100}{100 + 1000} \cdot 2 \cdot 12 = 2,18 \text{ V} \quad (177)$$

3.3. Multivibradores: astable y monoestable

Los multivibradores son un grupo de circuitos que tienen dos estados de tensión, alto y bajo, y van conmutando entre ellos, o bien por ellos mismos (modo *free running* en inglés, que se entiende como modo libre) o bien cada vez que los estimulamos con un pulso de entrada (*one shot* en inglés, o de una sola vez). Se trata de tener un circuito que tome dos estados de tensión, y solo estos dos, y que el tiempo que esté en cada estado esté determinado por constantes de tiempos conocidas.

La función de los multivibradores, que conmutan entre dos estados de tensión de manera controlada, tiene un uso extensivo en muchos sistemas electrónicos: temporizadores, control de sistemas, modulaciones por ancho de pulso, etc.

En primer lugar, describiremos el **multivibrador astable**, que corresponde a la primera categoría de vibradores que conmutan de estado libremente (*free running*), por ellos solos, sin ningún estímulo de entrada. Y después hablaremos del **multivibrador monoestable**, que en principio siempre está en un valor estable, hasta que recibe un impulso de entrada y durante cierto tiempo conmuta al otro estado.

En el mercado se pueden encontrar circuitos integrados ya fabricados para hacer funciones de multivibrador, pero es muy habitual también que se utilicen AO en su modo no lineal (en saturación) para operar como multivibradores, como estudiaremos a continuación.

3.3.1. Multivibrador astable

En un multivibrador astable, los dos estados del circuito son momentáneamente estables, y el circuito conmuta repetitivamente entre estos dos estados.

El circuito ilustrado en la figura 52 muestra un AO configurado para trabajar como multivibrador astable, denominado también en *modo libre*. Se denomina *modo libre* porque el circuito va conmutando entre estados periódicamente *sin intervención externa*. Como vemos, se forma con un AO realimentado positivamente y negativamente a la vez, y destaca también la inclusión de un condensador entre el terminal inversor y la masa. Pasamos a analizarlo para entender los motivos de esta configuración.

Figura 52. Multivibrador astable basado en AO

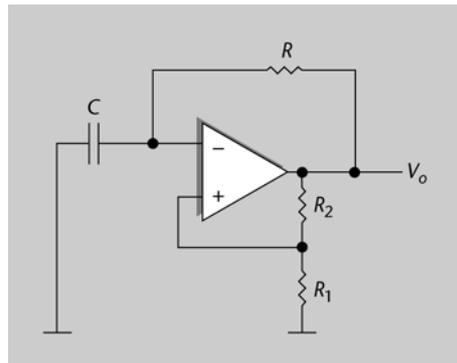


Figura 52

Topología de multivibrador astable basado en AO. Se forma con un AO realimentado positivamente y negativamente a la vez, y también se incluye un condensador entre el terminal inversor y la masa.

Los dos estados del circuito son aquellos en que el AO está en saturación positiva o negativa, V_{oSAT}^+ o V_{oSAT}^- . La salida del amplificador es, pues, una onda cuadrada. La acción del circuito la podemos describir haciendo referencia a las formas de onda mostradas en la figura 53.

Empezamos en el tiempo t' (id siguiendo la figura 53 para las referencias temporales) cuando el amplificador se encuentra en saturación negativa. En este momento, si observáis el circuito, teniendo en cuenta que la corriente de entrada en el AO es nula, podéis ver que la tensión en el terminal no inversor es un divisor de tensión de V_o :

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{oSAT}^- = \beta \cdot V_{oSAT}^- \quad (178)$$

en que por comodidad hemos definido el valor β como el factor dado por las resistencias.

El otro terminal del AO, V^- , tiene en este instante un valor más alto que V^+ , puesto que por ello la salida está saturada abajo. En todo caso, su tensión va decreciendo, ya que el condensador C va perdiendo carga a través de R . Cuando llega al valor de V^+ , el efecto comparador del AO (subapartado "El AO como comparador") hace que la salida V_o vaya a saturación positiva, y por lo tanto V^+ también conmute arriba.

La tensión en un condensador en serie con una resistencia no puede cambiar instantáneamente, y por lo tanto la tensión en el terminal V^- intenta seguir esta subida pero mucho más lentamente, con la forma exponencial de la figura 53. De hecho, sube a una velocidad marcada por la constante de tiempo RC .

Pasados t_1 segundos, iguala otra vez el valor de V^+ , la salida conmuta abajo y la tensión V^- vuelve a intentar seguir este valor, esta vez a la inversa. Tarda un tiempo t_2 en igualar V^+ , y a partir de aquí el ciclo vuelve a empezar.

Figura 53. Formas de onda del multivibrador astable

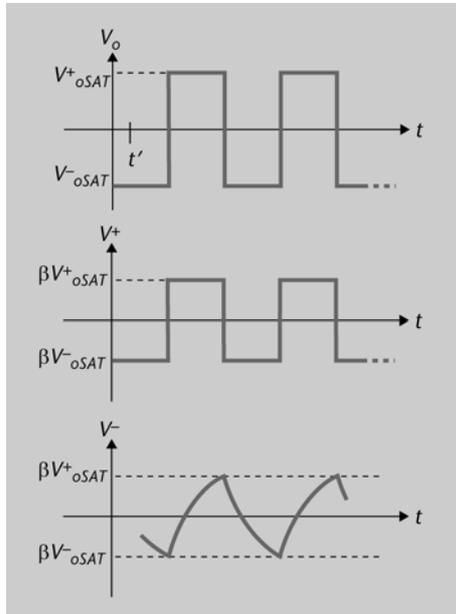


Figura 53
Formas de onda del multivibrador astable. Tensión de salida, y tensiones en los terminales de entrada del AO, en función del tiempo.

Vemos, pues, que la base del funcionamiento es un comparador como el disparador de Schmitt, en que en lugar de una entrada V_i , usamos la carga y descarga de un condensador para que la salida tenga una forma de onda rectangular sin intervención externa.

Es de interés poder dimensionar los tiempos t_1 y t_2 de la figura 53, puesto que determinarán el periodo del circuito multivibrador. Como diseñadores del circuito tenemos que poder elegir los valores correctos de resistencias y condensador para poder obtener el periodo de vibración que queremos. Como vemos en la figura, t_1 es el tiempo de subida de la señal V^+ , que corresponde al tiempo durante el cual el condensador se carga a través de R , y t_2 es el tiempo de bajada, que es cuando el condensador se descarga a través de R . El periodo de estas oscilaciones se puede obtener haciendo uso de la ecuación general de carga de un condensador, que podéis encontrar en el anexo en el apartado “Amplificador inversor”. Un condensador C con una tensión inicial V_{in} , cargado a través de una resistencia R por una tensión V_R , logra la tensión V_{fi} en un tiempo determinado por:

$$t = RC \cdot \ln \left(\frac{V_R - V_{in}}{V_R - V_{fi}} \right) \tag{179}$$

En nuestro caso, pues, aplicando esta ecuación a los valores de la figura 53 podemos identificar:

$$\begin{aligned} V_R &\rightarrow V^+_{oSAT} \\ V_{in} &\rightarrow \beta V^-_{oSAT} \\ V_{fi} &\rightarrow \beta V^+_{oSAT} \end{aligned} \tag{180}$$

y de este modo encontrar el valor de t_1 :

$$t_1 = RC \cdot \ln \left(\frac{V_{oSAT}^+ - \beta V_{oSAT}^-}{V_{oSAT}^+ - \beta V_{oSAT}^+} \right) \quad (181)$$

Del mismo modo también encontramos el valor de t_2 , que dependiendo de la simetría de las tensiones de saturación no tiene que tomar necesariamente el mismo valor que t_1 :

$$t_2 = RC \cdot \ln \left(\frac{V_{oSAT}^- - \beta V_{oSAT}^+}{V_{oSAT}^- - \beta V_{oSAT}^-} \right) \quad (182)$$

Si, como es habitual, las tensiones de saturación de la AO son simétricas respecto del cero:

$$V_{oSAT}^- = -V_{oSAT}^+ \quad (183)$$

Entonces llegamos a:

$$t_1 = t_2 = RC \cdot \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) \quad (184)$$

Y por lo tanto, el periodo total T (en segundos) de la forma de onda cuadrada (V_o en la figura 53) es:

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \cdot \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) \quad (185)$$

Sustituyendo el valor de β , que conocemos de la ecuación 178, la expresión se reduce a:

$$T = 2RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (186)$$

Periodo de una onda

El periodo T de una onda es el tiempo transcurrido entre dos puntos equivalentes de la oscilación o ciclo.

Con esta ecuación tenemos ya la relación final para poder diseñar nuestro vibrador estable. Se trata de elegir los valores de C , R , R_1 y R_2 que nos den el periodo de oscilación T (en segundos) que queremos.

Por otro lado, también podemos poner el resultado en función de la frecuencia en lugar del periodo. En este caso tenéis que recordar que:

$$f = \frac{1}{T} \quad (187)$$

y por lo tanto:

$$f = \frac{1}{2RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad (188)$$

que está expresado en Hz.

Ejemplo 10

Con un circuito astable queremos disponer de un generador de onda cuadrada a una frecuencia $f = 1.000$ Hz. Encontrad los valores del circuito que nos proporciona esta frecuencia.

Solución

Si fijamos el valor de la frecuencia de la ecuación 188, habrá que encontrar el conjunto de valores de R , C , R_1 y R_2 que nos la dan. No tenemos, pues, una solución única. En principio no nos puede interesar empezar fijando el valor del condensador, puesto que no es cómodo trabajar con capacidades muy altas y físicamente los condensadores serían muy grandes. Podemos elegir $C = 10$ nF, y por ejemplo una $R = 100$ k Ω para tener una constante de tiempo RC de 1 ms. Así, según la ecuación 188, solo queda configurar la relación de resistencias R_1 y R_2 siguiendo la relación:

$$2 \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) = 1 \quad (189)$$

y queda, por lo tanto, que $R_1/R_2 = 0,32$. Podemos elegir, por ejemplo, $R_2 = 10$ Ω y $R_1 = 320$ Ω .

Un multivibrador astable es un circuito que, sin intervención externa (salvo la alimentación del AO), genera ondas de tensión cuadradas con un periodo concreto y controlado.

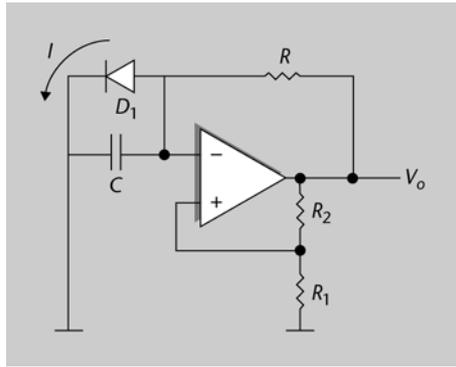
A continuación hablaremos de un circuito similar, considerado como multivibrador, pero en que la salida no va conmutando en modo libre sino que tiene tendencia a volver a un solo estado: es el multivibrador **monoestable**.

3.3.2. Multivibrador monoestable

Un circuito monoestable es un circuito que tiene **un solo estado estable** (de aquí viene su nombre), en que puede permanecer indefinidamente en ausencia de excitación externa. Cada vez que se aplica un impulso a la entrada del circuito, hay un cambio de estado, y se pasa a otro estado denominado **metastable**. En este estado permanece cierto tiempo (determinado por los elementos del circuito), y una vez finalizado vuelve al estado estable original.

En este apartado veremos una manera de construir un monoestable basado en AO. Para razonar su funcionamiento, nos basamos en el circuito astable visto en el apartado “Multivibrador astable”, y veremos las modificaciones para convertirlo en uno de un solo estado estable. En primer lugar, lo que se añade es un diodo D_1 en paralelo al condensador, como vemos en la figura 54.

Figura 54. Multivibrador monostable: 1

**Figura 54**

Primer paso para llegar a topología de multivibrador monostable: inclusión del diodo D_1 en el multivibrador astable.

Recordad el funcionamiento básico del diodo, visto en el módulo 1. Se trata de un elemento en que (explicado de manera básica) solo puede fluir corriente en un sentido. En la figura 54, con este diodo lo que se consigue es que, en el estado estable, la salida esté en saturación positiva en V_{oSAT}^+ , y el condensador C no actúe porque está de hecho cortocircuitado por el diodo D_1 : la corriente I fluye de la salida, a través de R y de D_1 , directamente a masa.

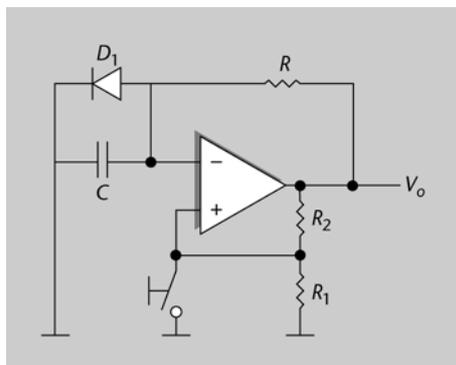
La tensión en V^- no puede subir, puesto que es la del diodo en directa (aproximadamente $0,7\text{ V}$, cercana a masa), y la tensión en V^+ se encuentra en su estado alto $\beta \cdot V_{oSAT}^+$. En resumen, es el equivalente a forzar que siempre estemos en el estado alto de un vibrador astable como el del subapartado “Multivibrador astable”.

Atención

Recordad del módulo 1 que la tensión en directa de un diodo toma típicamente valores entre $0,6$ y $0,7\text{ V}$.

Si de alguna manera posibilitamos que un estímulo externo nos lleve al otro estado, el de saturación negativa de la salida, podremos obtener un monoestable, como veremos a continuación. Añadimos ahora un interruptor a la entrada no inversora, que se puede accionar externamente, como podéis ver en la figura 55.

Figura 55. Multivibrador monoestable

**Figura 55**

Multivibrador monoestable.

Este interruptor fuerza, por un instante, que la entrada V^+ del AO tenga un valor en tensión igual a 0 V , inferior a la tensión en directa del diodo D_1 (unos $0,7\text{ V}$). Esto hace que automáticamente la salida conmute a su valor inferior de saturación, V_{oSAT}^- . Este instante está representado en la figura 56, en que vemos que, cuando se acciona el interruptor, V^+ toma un valor de tensión igual a cero, y la salida V_o toma el valor de saturación inferior.

Figura 56. Formas de onda del multivibrador monoestable

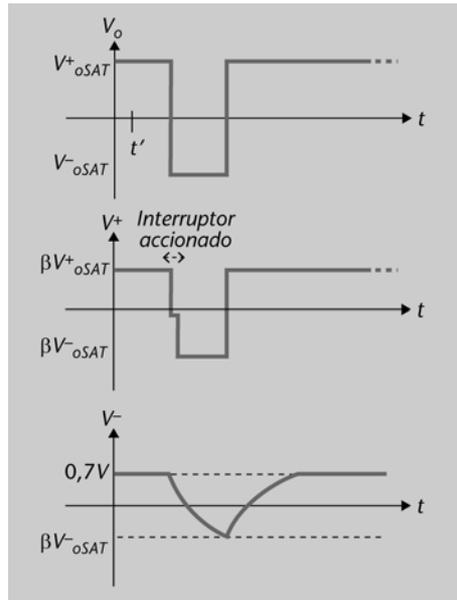


Figura 56

Formas de onda del multivibrador monoestable. Tensión de salida y tensiones en los terminales de entrada del AO en función del tiempo.

Asumimos que el interruptor se acciona solo un instante, y ahora estudiaremos cómo evoluciona el sistema, siguiendo la figura 56. Por un lado, en el terminal no inversor:

- Después de forzar que V^+ sea cero con el interruptor, y en consecuencia la salida conmute, la tensión V^+ volverá a ser la del divisor de tensión con R_1 y R_2 .
- Por lo tanto, todavía bajará a un valor más bajo, negativo; en concreto, a $\beta \cdot V_{oSAT}^-$.

En este instante, respecto del terminal inversor:

- El condensador sí que puede hacer que V^- baje de valor, con la constante misma de tiempo RC (igual que en el caso astable del subapartado “Multivibrador astable”). Esto es así porque el diodo D_1 está en inversa (equivalente a circuito abierto), para una corriente que va de masa hacia la salida a V_{oSAT}^- .
- La corriente solo tiene el camino del condensador para pasar, como representamos en la figura 57.
- Tenemos, pues, que la tensión V^- baja siguiendo el exponencial de la figura 56.

Figura 57. Multivibrador monoestable: corriente cuando la salida está en estado bajo

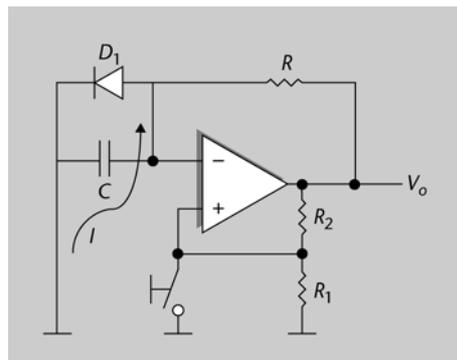


Figura 57

Multivibrador monoestable cuando la salida está en estado bajo.

Cuando la tensión a V^- llega al valor de V^+ , el AO vuelve a conmutar hacia el valor de saturación superior, y el circuito vuelve, pues, al estado original, a su estado estable.

El tiempo T durante el cual la salida se encuentra en el estado metastable será marcado, otra vez, por la constante de tiempo del condensador-resistencia RC . En este caso parte de un valor en torno a 0,7 V (diodo D_1 en directa), y baja hasta la tensión $\beta \cdot V_{oSAT}^-$. Haciendo uso de la ecuación 179, tenemos que:

$$T = RC \cdot \ln \left(\frac{V_{oSAT}^- - 0,7}{V_{oSAT}^- - \beta V_{oSAT}^-} \right) \quad (190)$$

Normalmente podemos decir que la tensión en directa del diodo (en torno a 0,7 V) es mucho más pequeña que las de saturación del AO,

$$0,7 \ll V_{oSAT}^- \quad (191)$$

de forma que la consideramos cero y nos queda:

$$T \approx RC \cdot \ln \left(\frac{V_{oSAT}^-}{V_{oSAT}^- \cdot (1 - \beta)} \right) = RC \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \beta} \right) = RC \cdot \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (192)$$

Cada vez que accionamos instantáneamente el interruptor, el circuito tardará este tiempo T en volver a su estado estable, en el que la salida es V_{oSAT}^+ . Disponemos de un circuito apto para multitud de aplicaciones en que interesa una función de temporizador. Un astable se usa para generar ondas cuadradas, y un monoestable para contar un tiempo T a partir de cuándo sucede un acontecimiento (como la pulsación del interruptor).

Un multivibrador monoestable es un circuito que se encuentra siempre en el mismo estado “estable” hasta que, a partir de un acontecimiento externo, conmuta a un segundo estado (denominado *estado metastable*) durante un tiempo T conocido. Pasado este tiempo, vuelve al estado estable original.

Conviene destacar también que el interruptor manual de la figura 55 se podría sustituir por cualquier circuito electrónico que hiciera la misma función, la de introducir un pulso de tensión, y el monoestable se comportaría del mismo modo. En la práctica, hay multitud de configuraciones en que se usa un “interruptor eléctrico”, que impone un flanco de tensión que hace conmutar el monoestable. En este apartado nos ha interesado que conozcáis los detalles del concepto de monoestable, su función principal, y cómo se puede usar un AO (en modo no lineal) para construir uno.

Circuito integrado 555

Un ejemplo de multivibrador astable y monoestable es el circuito integrado 555, producido por numerosos fabricantes. Es un integrado de muy bajo coste que se puede configurar para trabajar como astable o monoestable, y se utiliza como temporizador en multitud de circuitos electrónicos.

Ejemplo 11

Disponemos de un circuito monoestable como el de la figura 55, y lo queremos configurar como temporizador, de forma que nos indique cuándo han pasado 10 ms (0,01 s) respecto de la acción sobre el interruptor. Proponed valores para las resistencias y el condensador.

Solución

El tiempo en que el circuito estará en el estado metastable, antes de volver al estado estable original, está determinado por la ecuación 150. Si configuramos R_1 y R_2 con el mismo valor, y queremos que el tiempo T sea igual a 1 s, encontramos que:

$$T = RC \cdot \ln(2) = 0,01 \quad (193)$$

La constante de tiempo RC tiene que ser igual a 14,4 ms. Utilizando, por ejemplo, un condensador de $1 \mu\text{F}$, necesitaríamos una resistencia R de 14,4 k Ω . Las otras dos pueden tomar un valor cualquiera mientras sea el mismo, como por ejemplo 1 k Ω .

3.4. Rectificadores

Otra aplicación de los circuitos basados en AO es la rectificación de ondas. Como habéis visto en el módulo 1 sobre el diodo, por rectificador entendemos un circuito cuya función es eliminar la parte positiva o negativa de una señal alterna de entrada. En concreto, si pensamos en una señal de entrada sinusoidal como el de la figura 58. la función de un rectificador convencional consistiría en que la salida tomara solo los valores de señal positivos, mientras que los negativos se mantendrían a cero, como veis en la figura 59.

Figura 58. Onda sinusoidal

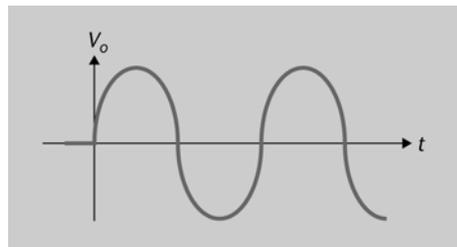


Figura 58

Señal sinusoidal de entrada a un rectificador.

Figura 59. Onda rectificada-media onda

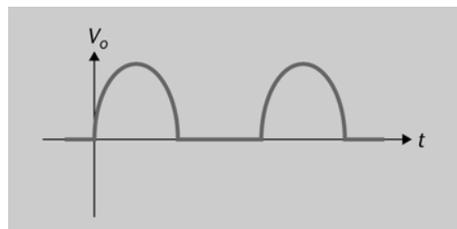
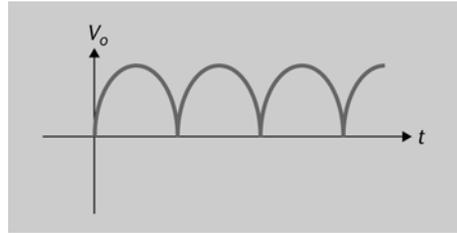


Figura 59

Señal sinusoidal rectificada por el rectificador de media onda.

En este caso, tendríamos un **rectificador de media onda**. Hay aplicaciones en que también puede interesar que, en la salida, no solamente tengamos los ciclos positivos de la entrada, sino que los negativos también pasen a ser positivos. Sería un rectificador de onda completa, que produciría la tensión de salida de la figura 60.

Figura 60. Onda rectificada-completa

**Figura 60**

Señal sinusoidal rectificada por el rectificador de onda completa.

El rectificador de onda completa, matemáticamente, se puede escribir como la función valor absoluto:

$$V_o(t) = |V_i(t)| \quad (194)$$

en que V_o es la salida y V_i la entrada. Las dos son, en general, funciones de la variable tiempo.

Los dos tipos de rectificador tienen multitud de usos en la electrónica en general. Notad que una onda como la de la figura 60 no solamente tiene un componente alterno AC (varía en el tiempo), sino que además su valor medio ya no es cero, como originalmente (figura 58), y por lo tanto también contiene un componente de continua o DC. Los rectificadores se utilizan mucho para convertir AC en DC usando este principio.

Hay que destacar que los rectificadores más simples típicamente están basados en diodos, como habéis visto en el módulo 1. Con un solo diodo y una resistencia podríamos obtener un rectificador de media onda, aprovechando que el diodo conduce cuando está polarizado en directa y no conduce en inversa. A partir de aquí hay otras topologías con diodos que ayudan a obtener rectificación de la onda de entrada de manera completa, sintetizando la función de la ecuación 194. En nuestro caso, sin embargo, nos centraremos en los rectificadores basados en AO, ahora que conocemos a fondo su funcionamiento.

Además, los rectificadores activos basados en AO presentan una **ventaja** fundamental respecto de los rectificadores pasivos con diodos, y es que los diodos, en la práctica, rectifican no a tensión cero sino a su tensión de conducción, que acostumbra a estar cerca de los 0,6 o 0,7 V. Por lo tanto, para señales pequeñas de entrada de este orden de magnitud (0-1 V), los rectificadores con diodos no hacen la función que buscamos.

Los rectificadores de onda basados en AO proporcionan la misma función que los basados en diodos, con la ventaja de que proporcionan también amplificación y pueden actuar para tensiones pequeñas entre 0 y 1 V, en que los diodos tienen el problema de que su tensión umbral no es 0 V sino que está en torno a 0,6 o 0,7 V.

3.4.1. Rectificador de media onda basado en AO

Empezaremos estudiando el rectificador de media onda, que planteamos en un circuito como el de la figura 61. Observad que como base se trata de un amplificador inversor básico, como el visto en el subapartado “Amplificador inversor”, en que se han añadido dos diodos D_1 y D_2 .

Figura 61. Rectificador de media onda basado en AO

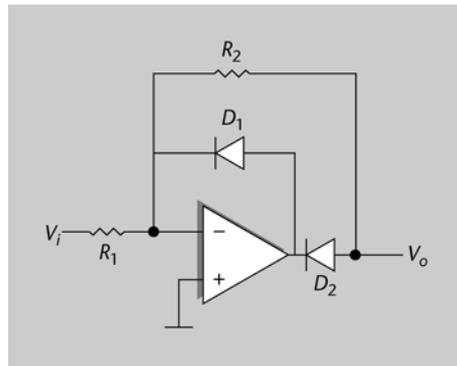


Figura 61

Topología de rectificador de media onda basado en AO.

Para el análisis del circuito tendremos en cuenta el cortocircuito virtual entre terminales del AO, y también diodos ideales D_1 y D_2 con tensión de conducción de 0 V. Diferenciamos dos casos, según la polaridad de la señal V_i de entrada:

Situación 1: $V_i > 0$ V

Cuando la entrada toma valores positivos, esto hace fluir una corriente I por R_1 que sigue por R_2 , puesto que el diodo D_1 no puede conducir (estará en inversa, y simulará pues, un circuito abierto). La corriente no puede entrar por el terminal negativo del diodo. Recordad, además, que por cortocircuito virtual, la entrada V^- del AO estará (igual que V^+) a tensión de 0 V.

$$I = \frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2} \quad (195)$$

Fijaos en que el segundo miembro se obtiene “yendo” de V_i al terminal inversor, y el tercer miembro desde el terminal inversor hasta V_o . Esta misma corriente es la que se introduce en sentido entrante en el AO (ved la figura 62), y hace que el diodo D_2 esté en conducción.

Por lo tanto, de los dos últimos miembros de la ecuación 195, la salida V_o es directamente la de un amplificador inversor:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (196)$$

Notad que será negativa, puesto que estamos en el caso en que V_i es positiva.

En resumen, para tensiones de entrada positivas, D_1 está en *off* y D_2 en *on*, y el circuito es un amplificador inversor.

Figura 62. Rectificador de media onda basado en AO; entrada positiva

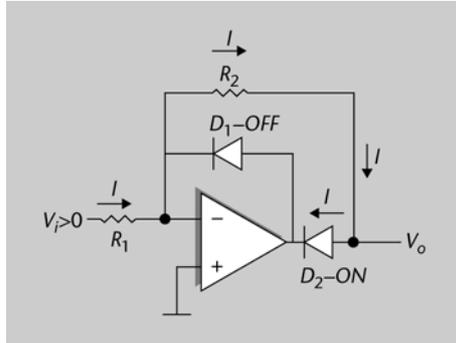


Figura 62

Rectificador de media onda basado en AO cuando la entrada tiene signo positivo.

Situación 2: $V_i < 0$ V

Para el caso en que la entrada toma valores negativos, el diodo D_1 empezará a conducir (ved el sentido de la corriente representada en la figura 63). Esto hará que por la rama de R_2 no circule ninguna corriente. Si en R_2 no circula corriente, su caída de tensión es nula, de forma que la salida V_o se encuentra de hecho en la masa virtual, constante a 0 V.

Figura 63. Rectificador de media onda basado en AO. Entrada negativa

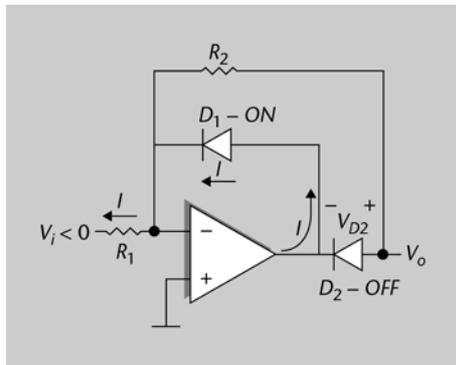


Figura 63

Rectificador de media onda basado en AO cuando la entrada tiene signo negativo.

El terminal negativo de D_1 está también a masa virtual, mientras que el terminal positivo (como está en conducción) estará a +0,6 V (valor típico de diodos en directa). Esta es la tensión constante a la cual estará la salida del operacional. El diodo D_2 se encontrará, pues, que en su terminal negativo está a +0,6 V, y su terminal positivo a V_o (y, por tanto, 0 V), y su tensión V_{D2} , representada en la figura 63, es siempre -0,6 V. Esto quiere decir que efectivamente no está en conducción, está en abierto.

En resumen, para tensiones de entrada negativas, D_1 está en *on* y D_2 en *off*, y la salida fijada a 0 V.

El comportamiento conjunto, que queda descrito para los dos casos, es el de un rectificador de media onda.

El circuito se comporta como un rectificador de media onda, como el de la figura 59:

- Para entrada positiva, la salida es la misma onda invertida en signo, y amplificada según la relación de resistencias $\frac{R_2}{R_1}$.
- Para entrada negativa, la salida se queda a 0 V. Esta media onda negativa de la señal de entrada queda “rectificada” a cero.

Es interesante destacar que la rectificación es una función no lineal, es decir, el bloque circuital sintetiza una función matemáticamente no lineal como la de la ecuación 194. Por este motivo, lo estamos presentando en este apartado en que hablamos de muchas aplicaciones no lineales de los AO. Ahora bien, notad que el circuito presentado en la figura 61 utiliza un AO en modo lineal, a diferencia de los comparadores y multivibradores explicados en los apartados “El AO como comparador” y “Multivibradores: estable y monostable”, en que el AO se utilizaba en saturación.

3.4.2. Rectificador de onda completa basado en AO

Con los conocimientos que tenemos en este momento sobre circuitos con AO, ya podemos plantear una configuración que nos permitirá tener un rectificador de onda completa típico. Lo representamos en la figura 64.

Figura 64. Rectificador de onda completa basado en AO

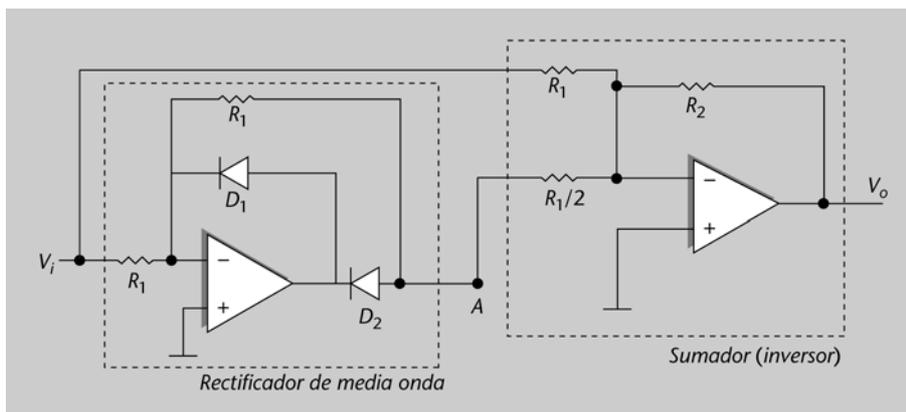


Figura 64

Rectificador de onda completa basado en dos AO.

Fijaos en que se trata de dos bloques ya estudiados, en cascada: la entrada se hace pasar por el rectificador de media onda del apartado “Rectificador de media onda basado en AO”, figura 61, y a continuación las dos señales (entrada y rectificado) se combinan con un sumador inversor, analizado en el apartado “Amplificador sumador (inversor)”.

Para el caso en que la entrada V_i tome valores positivos, sabemos que la tensión en el nodo A es directamente su valor multiplicado por el factor impuesto

por las resistencias del primer bloque según la ecuación 196, que en este caso es $-R_1/R_1$ y , por lo tanto, es la unidad con signo negativo.

$$V_A = -V_i \quad (197)$$

Por otro lado, sabemos que el sumador inversor se comporta según la ecuación 22, observando el valor de cada resistencia. Advertid que por la entrada del nodo A el valor de R_1 es la mitad, es decir, $R_1/2$. Por lo tanto, tenemos:

$$V_o|_+ = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i - \frac{R_2}{R_1/2} \cdot V_A \quad (198)$$

Notamos con el subíndice + que esto es válido para el ciclo positivo de la entrada. Por lo tanto, combinando las ecuaciones 197 y 198, la salida para el ciclo positivo es:

$$V_o|_+ = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i + \frac{R_2}{R_1/2} \cdot V_i = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (199)$$

Por otro lado, para valores negativos de V_i sabemos que el rectificador de media onda impone una salida, una tensión al nodo A, de valor igual a 0 V. En este caso, pues, el sumador inversor tan solo opera con una entrada V_i y tiene como salida (ecuación 7):

$$V_o|_- = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (200)$$

Hemos conseguido lo que buscábamos: una salida que en todo momento toma valores positivos. Cuando la entrada ya es positiva, la respeta (y amplifica por un factor R_2/R_1), y cuando la entrada es negativa le aplica una inversión de signo (y también amplifica por R_2/R_1). De forma que matemáticamente podemos combinar los dos casos, puesto que se trata de la función valor absoluto:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot |V_i| \quad (201)$$

y obtenemos, por lo tanto, el comportamiento esperado de un rectificador de onda completa. Hay que destacar que para que esto sea así los valores de las resistencias R_1 tienen que estar muy emparejados, y también el valor de la resistencia mitad $R_1/2$.

Un rectificador de onda completa implementa la función de valor absoluto sobre la señal de entrada:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot |V_i| \quad (202)$$

La presencia del AO aporta la posibilidad de amplificar por el factor de las resistencias R_2/R_1 .

3.5. Qué hemos aprendido sobre las aplicaciones no lineales del AO

En este apartado, podemos destacar lo siguiente:

- Habéis aprendido a configurar AO con diodos, para trabajar como **rectificadores de onda activos**. Estos dispositivos aportan ventajas sobre los rectificadores de solo diodos, como son la rectificación de pequeñas señales (0 a 1 V) y la posibilidad de amplificación.
- Este conocimiento de rectificadores ha sido precedido, en este apartado, por la explicación de otros tipos de circuitos no lineales basados en AO, como los comparadores y los multivibradores astable y monoestable.
- Todos forman un conjunto de circuitos muy importantes en la electrónica de hoy en día y de las últimas décadas, con multitud de aplicaciones de todo tipo.

4. Problemas resueltos

A continuación, os presentamos una serie de problemas que os pueden ayudar a consolidar los conocimientos y procedimientos explicados en este módulo. Estos problemas están acompañados de las resoluciones correspondientes.

4.1. Enunciados

Problema 1

Un amplificador inversor basado en AO tiene una ganancia en lazo cerrado de -100 y una resistencia a la entrada de $10\text{ k}\Omega$.

- Asumiendo un AO ideal, ¿qué valor de resistencia de realimentación hay que usar?
- Si el AO se asume ideal excepto para una ganancia en lazo abierto finito de 10^4 , ¿por cuánto diferirá la ganancia de su valor ideal de 100 ?
- Si la ganancia en lazo abierto del amplificador cambia en un 5% , ¿qué efecto tendrá esto en la ganancia en lazo cerrado?

Problema 2

Dado el circuito de la figura 65, encontrad la tensión de salida en función de las tensiones de entrada y comentad su función.

Figura 65. Circuito problema 2

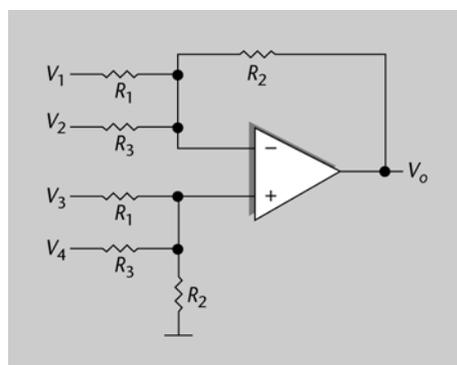


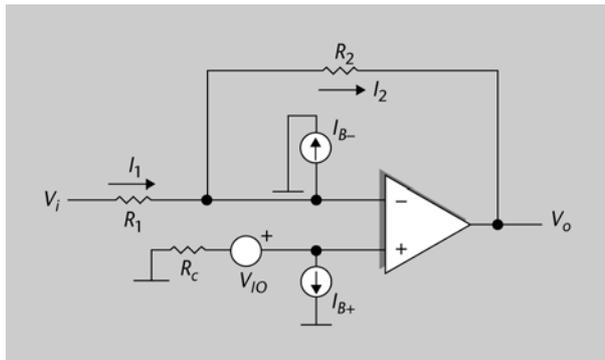
Figura 65

Circuito basado en AO para el análisis del problema 2.

Problema 3

Un amplificador inversor como el de la figura 35 (que replicamos en la figura 66 por comodidad).

Figura 66. Circuito problema 3

**Figura 66**

Circuito basado en AO para el análisis del problema 3.

tiene las especificaciones siguientes de tensión de desplazamiento, corrientes de polarización y derivas en temperatura:

$$V_{IO} = 2 \text{ mV};$$

$$\Delta V_{IO}/\Delta T = 10 \text{ } \mu\text{V}/^\circ\text{C};$$

$$I_B = I_{B+} = I_{B-} = 500 \text{ nA};$$

$$\Delta I_B/\Delta T = 1 \text{ nA}/^\circ\text{C}$$

Las resistencias tienen valores de $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$. La resistencia de compensación R_C es nula excepto en el apartado (d). Encontrad:

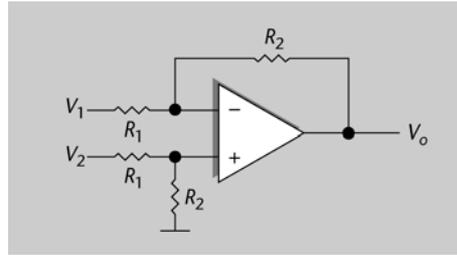
- La tensión de desplazamiento a la salida.
- El cambio en (a) debido a un cambio de temperatura de $10 \text{ }^\circ\text{C}$.
- Asumiendo un desplazamiento inicial anulado, la señal de entrada más pequeña que se puede amplificar con menos del 1% de error, debido a un cambio de temperatura de $10 \text{ }^\circ\text{C}$.
- El valor de la resistencia R_C que se tendría que conectar entre el terminal no inversor y masa para reducir el error de desplazamiento debido al corriente de polarización.

Problema 4

Un AO se asume ideal, excepto por una ganancia en lazo abierto de $5 \cdot 10^4$, y una relación de rechazo CMRR finita. Cuando las entradas se conectan entre sí, y les aplicamos una señal de 1 V respecto de masa, la salida del AO resulta de 5 V .

- Encontrad la CMRR del AO.
- Ahora se utiliza este AO para construir un amplificador diferencial como el de la figura 37, que replicamos aquí en la figura 67, en que el factor de las resistencias R_2/R_1 es de 100. Si se aplicara una tensión de 1 V en modo común a las entradas de la figura 67, ¿qué tensión habría a la salida?

Figura 67. Circuito problema 4

**Figura 67**

Amplificador inversor del problema 4.

Problema 5

Queremos que un disparador de Schmitt proporcione una transición de salida negativa cuando una señal de entrada sube de 3 V. La transición opuesta tiene que tener lugar cuando la señal de entrada disminuye por debajo de 2,7 V. Los límites superior e inferior del comparador tienen que ser +5 V y -1 V, respectivamente. Decid qué valores de componentes tiene que tener el circuito.

4.2. Soluciones**Problema 1**

a) Sabemos que la ganancia en lazo cerrado de un amplificador inversor (figura 6) está determinada por la ecuación 7:

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \quad (203)$$

Por lo tanto, si nos dicen que R_1 es 10 k Ω , habrá que seleccionar una $R_2 = 1$ M Ω para obtener una ganancia G de -100.

b) En el caso de una ganancia en lazo abierto finito, sabemos que la ganancia real cambia según la ecuación 44 a:

$$G = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (204)$$

Y sustituyendo valores obtenemos $G = -99$, que difiere en un 1% respecto del ideal.

c) Si el valor de A pasa a ser un 5% diferente, tendremos que $A = 0,95 \cdot 10^4$. Sustituyendo en la ecuación 204 tendremos que $G = -98,94$ (frente al valor anterior de -99). La variación es, pues, de solo un 0,05%.

Problema 2

En este problema aplicaremos las técnicas de análisis de circuitos con AO que hemos aprendido a lo largo del módulo. Como base del análisis tenemos que

tener en cuenta que las corrientes de entrada a los terminales del AO son nulas, y que podemos considerar el cortocircuito virtual entre los terminales del AO. Además, para encontrar la salida podemos aplicar el teorema de superposición, que consiste en ver la contribución de cada entrada independientemente, poniendo el resto a cero.

- Caso 1: contribución de V_1 (resto de entradas a cero)

Como V_3 y V_4 están en masa, podemos asegurar que la tensión en el terminal no inversor del AO también será nula. Por lo tanto, por cortocircuito virtual la tensión V^- también es cero, y no pasará corriente por la resistencia R_3 conectada al terminal inversor. Nos quedamos, pues, con una configuración de amplificador inversor como las que hemos estudiado en el subapartado “Amplificador inversor”:

$$V_0|_{V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \quad (205)$$

- Caso 2: contribución de V_2 (resto de entradas a cero)

El razonamiento para encontrar la contribución de V_2 es exactamente el mismo que para el caso 1. Tenemos un amplificador inversor con las resistencias correspondientes:

$$V_0|_{V_2} = -\frac{R_2}{R_3} \cdot V_2 \quad (206)$$

- Caso 3: contribución de V_3 (resto de entradas a cero)

Cuando la entrada V_4 se encuentra en masa, y solo tenemos la contribución de V_3 , la tensión en el terminal no inversor del AO es la que cae en el paralelo de resistencias R_2 y R_3 :

$$V^+ = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} V_3 = \left(\frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \right) V_3 \quad (207)$$

Que, desarrollando, es:

$$V^+ = \left(\frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \right) V_3 \quad (208)$$

Esta tensión, si nos fijamos en la figura 65, es la entrada de un amplificador inversor en que la resistencia de realimentación es R_2 , y la que va a masa desde el terminal inversor es el paralelo de R_1 y R_3 .

$$V_0|_{V_3} = \left(1 + \frac{R_2}{\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \right) V^+ = \left(1 + \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3} \right) V^+ \quad (209)$$

Y por lo tanto, combinando las ecuaciones 209 y 207, tenemos:

$$V_0|_{V_3} = \left(1 + \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3}\right) \left(\frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}\right) V_3 \quad (210)$$

que podemos escribir como:

$$V_0|_{V_3} = \left(\frac{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3}\right) \left(\frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}\right) V_3 \quad (211)$$

Y que se simplifica mucho al darnos cuenta de que el numerador del primer factor multiplicador es el mismo que el denominador del segundo factor:

$$V_0|_{V_3} = \frac{R_2}{R_1} V_3 \quad (212)$$

- Caso 4: contribución de V_4 (resto de entradas a cero)

Este caso lo podemos resolver por analogía con el caso 3, puesto que tenemos exactamente la misma situación pero con la entrada de tensión y resistencias correspondientes.

$$V_0|_{V_4} = \frac{R_2}{R_3} V_4 \quad (213)$$

- Tensión de salida total:

Por el principio de superposición sabemos que la tensión de salida total será la suma de los cuatro casos:

$$V_0 = V_0|_{V_1} + V_0|_{V_2} + V_0|_{V_3} + V_0|_{V_4} \quad (214)$$

que hemos encontrado que es:

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + -\frac{R_2}{R_3} \cdot V_2 + \frac{R_2}{R_1} V_3 + \frac{R_2}{R_3} V_4 \quad (215)$$

Concluimos, pues, que la tensión de salida tiene la expresión:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_3 - V_1) + \frac{R_2}{R_3} (V_4 - V_2) \quad (216)$$

Se trata, pues, de un circuito sumador/restador; con un solo AO tenemos una topología que nos permite configurar una operación de suma y resto de cuatro tensiones.

Problema 3

Para resolver este problema, tenemos que tener en cuenta la fórmula de la tensión de salida, en función de todos los parámetros de la figura 35. Se encuentra

en el subapartado “Evaluación de los errores debidos a tensión de desplazamiento y corrientes de polarización”:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IO} + R_2 I_{B-} - R_c I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (217)$$

a) La tensión de desplazamiento a la salida está determinada por el equivalente a la entrada, V_{IO} , multiplicada por el factor de las resistencias que vemos en la ecuación 217, en el segundo término de la derecha. También se ve afectada por la corriente de polarización, y por lo tanto por el tercer término. Recordemos que en este apartado la compensación R_C es cero. Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{IO} + R_2 I_{B-} &= \\ = \left(1 + \frac{1 \text{ M}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}\right) \cdot (2 \text{ mV}) + 1 \text{ M}\Omega \cdot 500 \text{ nA} & \quad (218) \\ \approx 0,2 \text{ V} + 0,5 \text{ V} = 0,7 \text{ V} \end{aligned}$$

b) Si hay un cambio de temperatura de 10°C , la tensión de desplazamiento a la entrada y la corriente de desplazamiento variarán según lo que dice el enunciado:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T} &= 10 \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}} \\ \frac{\Delta I_B}{\Delta T} &= 1 \frac{\text{nA}}{^\circ\text{C}} \end{aligned} \quad (219)$$

Así pues, tendremos:

$$\begin{aligned} \Delta V_{IO} &= 10 \frac{\mu\text{V}}{^\circ\text{C}} \cdot 10^\circ\text{C} = 100 \mu\text{V} \\ \Delta I_B &= 1 \frac{\text{nA}}{^\circ\text{C}} \cdot 10^\circ\text{C} = 10 \text{ nA} \end{aligned} \quad (220)$$

Que, reflejado a la salida según la ecuación 218, será:

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot 100 \mu\text{V} + R_2 \cdot 10 \text{ nA} &= \\ \approx 10 \text{ mV} + 10 \text{ mV} = 20 \text{ mV} \end{aligned} \quad (221)$$

Este incremento hará que la tensión de desplazamiento a la salida pase de $0,7 \text{ V}$ (apartado (a)) a $0,72 \text{ V}$.

c) Si el desplazamiento inicial se compensa, esto quiere decir que el desplazamiento de $0,7 \text{ V}$ del apartado (a) ya pasa a ser nulo. Pero lo que no se podrá hacer es evitar que se mantenga nulo con los cambios de temperatura: ya hemos visto en (b) que un aumento de 10°C representa un aumento del desplazamiento a la salida de 20 mV . Esta magnitud representaría un 1% de una señal si esta señal fuera de $20 \text{ mV} / 0,01 = 2 \text{ V}$. Una señal de 2 V a la salida se

daría cuando la entrada fuera un factor R_2/R_1 menor según la ecuación 217, y por lo tanto 100 veces menor. La respuesta es, pues, 20 mV.

d) Ahora sí que tenemos la contribución de la resistencia R_C , y la corriente de polarización contribuye en tensión de salida según los dos términos de la ecuación 217:

$$V_o = R_2 I_{B-} - R_C I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (222)$$

Con la resistencia R_C , que aparece en el segundo término, se intenta anular el efecto del primer término. Para calcular su valor forzamos que la salida se haga cero, y tenemos:

$$R_C I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = R_2 I_{B-} \quad (223)$$

Solo queda aislar R_C para encontrar:

$$R_C = \frac{R_2 I_{B-}}{I_{B+} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (224)$$

y el enunciado da unas corrientes de terminal inversor y no inversor iguales. Sustituyendo valores en la ecuación 224, encontramos:

$$R_C = \frac{1 \text{ M}\Omega}{\left(1 + \frac{1 \text{ M}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right)} \approx \frac{10^6}{100} = 10 \text{ k}\Omega \quad (225)$$

Problema 4

a) La CMRR del AO es, por definición, el cociente entre la ganancia en lazo abierto (recordad que se aplica sobre la diferencia entre las tensiones de los terminales de entrada) y la ganancia del modo común, según la ecuación 116. En este caso, tenemos que la salida es de 5 V cuando la entrada en modo común es de 1 V, y por lo tanto la ganancia en modo común es un factor 5. El rechazo CMRR es, por lo tanto:

$$CMRR = \frac{A}{A_{CM}} = \frac{5 \cdot 10^4}{5} = 10^4 \quad (226)$$

y dado en dB:

$$CMRR(\text{dB}) = 20 \cdot \log(10^4) = 80 \text{ dB} \quad (227)$$

b) Para un amplificador diferencial, la situación en que se aplica una tensión común en los terminales de entrada se ve representada en la figura 39. En aquella

situación se demostró, con la ecuación 141, que la CMRR del circuito era directamente la CMRR del AO. Por lo tanto, a partir del apartado (a) ya sabemos que todo el circuito tiene una CMRR de 80 dB. También de la ecuación 128 sabemos que su ganancia diferencial está determinada por la relación de resistencias R_2/R_1 , que es de 100. Utilizando la definición de CMRR, que representa el cociente entre la ganancia diferencial y el de modo común de un circuito, tenemos que:

$$CMRR = \frac{R_2/R_1}{G_{CM}} \quad (228)$$

de donde podemos aislar G_{CM} , la ganancia en modo común:

$$G_{CM} = \frac{R_2/R_1}{CMRR} = \frac{100}{10^4} = 10^{-2} \quad (229)$$

Por lo tanto, si a la entrada tenemos una tensión en modo común de 1 V, a la salida esta tensión se habrá multiplicado por G_{CM} y será de tan solo 10 mV. Tenemos, por lo tanto, un circuito que amplifica la señal diferencial en un factor 100, y reduce la señal común por un factor 1/100.

Problema 5

El disparador de Schmitt o comparador con histéresis se ve representado en la figura 50. Sabemos por las ecuaciones 173 y 174 que los umbrales de cambio o transición a la salida son:

$$V_t^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{oSAT}^+ \quad (230)$$

$$V_t^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{oSAT}^- \quad (231)$$

Identificamos con los valores que da el enunciado:

$$3 \text{ V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} 5 \text{ V} \quad (232)$$

$$2,7 \text{ V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-1 \text{ V}) \quad (233)$$

Restamos las dos ecuaciones para aislar como incógnitas solo las resistencias y obtenemos:

$$0,3 \text{ V} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 6 \text{ V} \quad (234)$$

Encontramos el factor entre resistencias:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{0,3}{6} = 0,05 \quad (235)$$

Aislado a lado y lado podemos obtener el cociente entre las dos resistencias, que resulta:

$$\frac{R_2}{R_1} = 19 \quad (236)$$

Ahora, utilizando la ecuación 232, podemos encontrar el valor de V_{REF} :

$$3 \text{ V} = \frac{19}{20} V_{REF} + \frac{1}{20} \cdot 5 \text{ V} \quad (237)$$

que resulta en la igualdad:

$$\frac{55}{20} = \frac{19}{20} V_{REF} \quad (238)$$

Y por lo tanto:

$$V_{REF} = \frac{55}{19} = 2,89 \text{ V} \quad (239)$$

Con esto ya hemos de encontrar el valor necesario de la tensión de referencia, y sabiendo que la relación entre resistencias es de un factor 19, según la ecuación 236, podemos elegir, por ejemplo, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 19 \text{ k}\Omega$.

Resumen

En este módulo hemos conocido a fondo el funcionamiento de un elemento circuital muy utilizado como es **el amplificador operacional**. Nos hemos centrado en describir sus características y prestaciones, las cuales lo hacen apto para ser utilizado en multitud de circuitos electrónicos como un elemento generador de funciones y **operaciones**, como la suma, **multiplicación, integración, derivación**, etc.

Una vez presentadas las características de funcionamiento de un AO “ideal”, hemos comentado que los AO en la práctica se alejan, en algunos aspectos, de esta idealidad. Hemos conocido cuáles son los efectos que puede sufrir un AO:

- **Corrientes de polarización**, que son corrientes pequeñas en sus terminales de entrada que, idealmente, tendrían que ser cero.
- **Tensiones desplazadas** a la salida, respecto de una tensión ideal nula.
- Impedancia de entrada no infinita.
- Impedancia de salida no nula.
- Ganancia no infinita.
- Amplificación del modo común (relación **CMRR** no infinita).

Hemos analizado también el **comportamiento en frecuencia** de un AO, para saber caracterizar muy bien la respuesta de estos bloques circuitales en todo un margen de frecuencias de utilización. Respecto de este comportamiento, hemos aprendido que los AO se caracterizan por una respuesta plana en un primer tramo del eje frecuencial, que determina su ancho de banda. Para frecuencias más altas, su ganancia real ya decae con la frecuencia.

Se ha abordado el análisis de circuitos complejos basados en AO. Se trata de conocer elementos importantes en la electrónica, como los **amplificadores de instrumentación**, que son capaces de amplificar únicamente la parte diferente entre dos tensiones, e ignoran la parte común. Esto los hace ideales para hacer de interfaz con sensores. También hemos profundizado en utilizar los AO como filtros, es decir, como elementos circuitales que seleccionan solo una determinada banda de frecuencias de una señal. Se trata en este caso, además, de filtros **activos**, porque permiten la amplificación de la banda de paso. Y presentan otras ventajas respecto de los filtros pasivos, como es la adaptación de impedancias.

Las funciones de operaciones básicas, y también los amplificadores de instrumentación y los filtros activos, los hemos agrupado bajo el concepto de **aplicaciones lineales** de los AO. En contraposición, también hemos descrito extensivamente un conjunto de circuitos **no lineales** que se basan en AO

como elementos clave: **comparadores**, comparadores con **histéresis**, **multivibradores** y **rectificadores**.

Dentro del apartado de multivibradores hemos estudiado el **astable**, un circuito que, por sí solo y sin estímulo externo (más que la alimentación del AO) genera una forma de onda cuadrada a la salida (dos estados, alto y bajo). Una variante es el **monoestable**, que en lugar de dos estados se caracteriza por estar siempre en un estado (estable), y cuando recibe un estímulo externo impulsional conmuta en un estado durante un tiempo determinado y conocido, cosa que lo hace útil como temporizador para todo tipo de aplicaciones.

Finalmente, hemos visto unos elementos de características también no lineales: los **rectificadores**. Los más básicos están basados en diodos, pero hemos demostrado que una topología con AO hace posible tener circuitos rectificadores activos de media onda y de onda completa.

Ejercicios de autoevaluación

- Un amplificador operacional ideal...
 - tiene impedancia de entrada nula.
 - está siempre trabajando en modo lineal.
 - tiene una ganancia en lazo abierto infinito.
 - Todas las respuestas anteriores son falsas.
- El parámetro CMRR de un AO indica...
 - su robustez frente a impedancias de carga.
 - su ganancia respecto de la entrada.
 - la ganancia del modo común.
 - qué rechazo tiene respecto del modo común.
- El "cortocircuito virtual" entre terminales del AO...
 - indica que a pesar de no estar físicamente conectados, los dos terminales de entrada del AO tienen la misma tensión.
 - aparece cuando el terminal inversor está conectado a masa.
 - aparece cuando el terminal no inversor está conectado a masa.
 - existe cuando el AO trabaja en modo de saturación.
- La ganancia G y la resistencia de entrada R_i del circuito de la figura 6 cuando $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ y $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ son...
 - $G = -10$ y $R_i = 10\text{ k}\Omega$.
 - $G = 10$ y $R_i = 10\text{ k}\Omega$.
 - $G = -10$ y $R_i = 1\text{ k}\Omega$.
 - $G = 11$ y $R_i = 1\text{ k}\Omega$.
- La ganancia en lazo abierto de un AO real es una función en frecuencia que...
 - es constante.
 - tiene la banda de paso en frecuencias bajas, y a partir de una frecuencia de corte f_c cae a razón de 20 dB/dec.
 - tiene la banda de paso en frecuencias altas, y para frecuencias más pequeñas que una frecuencia de corte f_c cae a razón de 20 dB/dec.
 - tiene la banda de paso en frecuencias bajas, y a partir de una frecuencia de corte f_c cae a razón de 10 dB/dec.
- La relación CMRR de un amplificador diferencial de ganancia 30 dB debida a una tolerancia en sus resistencias del 10% es...
 - 41,4 dB.
 - infinita.
 - 65,3 dB.
 - 38,2 dB.
- Los filtros activos basados en AO...
 - seleccionan una banda de frecuencias determinada, igual que los filtros analógicos basados en elementos RLC.
 - tienen ventajas sobre los filtros pasivos RLC como el hecho de poder amplificar la banda de paso.
 - tienen ventajas sobre los filtros pasivos RLC, como la mejor adaptación de impedancias.
 - Todas las respuestas anteriores son correctas.
- Un comparador con histéresis como el de la figura 50 está basado en un AO con tensiones de saturación de +12 V y -12 V, y se configura con $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 80\text{ k}\Omega$. ¿Qué margen de histéresis tendrá?
 - 2,6 V.
 - 5,2 V.
 - 1,3 V.
 - Todas las respuestas anteriores son falsas.
- Un multivibrador astable (figura 52) está construido con un condensador de valor $C = 100\text{ nF}$, una resistencia $R = 45\text{ k}\Omega$, y $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$. Encontrad la frecuencia de la onda cuadrada de salida.
 - Aprox. 100 Hz.
 - Aprox. 10 Hz.
 - Aprox. 50 Hz.
 - Aprox. 500 Hz.
- En un rectificador de media onda basado en AO...
 - se utiliza la saturación del AO para producir la rectificación.
 - tenemos un error para tensiones de entrada pequeñas en torno a 0-1 V.
 - podemos amplificar la onda además de rectificarla.
 - sincretizamos la función *valor absoluto* a la salida respecto de la entrada.

Solucionario

1. c; 2. d; 3. a; 4. c; 5. b; 6. d; 7. d; 8. a; 9. a; 10. c.

Glosario

AC *m* *Ved* corriente alterna

ancho de banda de una señal *m* Margen de frecuencias dentro del cual la señal tiene un contenido significativo.

amplificación *f* Relación entre la amplitud de la señal de salida de un circuito y la amplitud de la señal de entrada, para una frecuencia determinada.

banda atenuada de un filtro *f* Banda de frecuencias que un filtro atenúa por encima de cierto valor.

banda de paso de un filtro *f* Banda de frecuencias que deja pasar un filtro.

circuito equivalente de Norton *m* Circuito equivalente que solo presenta un generador de intensidad en paralelo con una resistencia.

circuito equivalente de Thévenin *m* Circuito equivalente que solo presenta un generador de tensión en serie con una resistencia.

condensador *m* Elemento que almacena carga entre sus terminales y en el cual la tensión entre extremos no puede cambiar bruscamente.

constante de tiempo (de un circuito) *f* Valor que determina el tiempo que un circuito tarda en llegar a su estado definitivo.

corriente alterna *f* Corriente variable en la que las magnitudes asociadas (tensión e intensidad de corriente) cambian de magnitud y de sentido periódicamente.
sigla: AC

dB *m* *Ved* decibelio

década *f* Logaritmo en base 10 de la relación entre dos frecuencias. Dos frecuencias están separadas una década cuando una es un factor 10 de la otra.

decibelio *m* Unidad logarítmica básica para expresar relaciones de ganancia o atenuación. 1 decibelio es equivalente a una ganancia en potencia de 1.
símbolo: dB

diodo *m* Elemento no lineal cuyo comportamiento se aproxima al de un cortocircuito cuando soporta tensiones positivas y al de un circuito abierto cuando soporta tensiones negativas.

espectro de amplitud *m* Representación de la amplitud de cada uno de los componentes frecuenciales de una señal.

espectro de fase *m* Representación de la fase de cada uno de los componentes frecuenciales de una señal.

factor de calidad *m* Medida habitual para indicar cómo de selectivo es un filtro. En un filtro pasa bajo, el factor de calidad es la relación entre la frecuencia de máxima amplificación y el ancho de banda del filtro. Para un filtro de banda eliminada es la relación entre la frecuencia central de la banda atenuada y el ancho de banda del filtro.

filtraje *m* Proceso por el cual un circuito o sistema modifica el contenido frecuencial de una señal de entrada.

filtro *m* Circuito o sistema capaz de modificar el contenido frecuencial de una señal de entrada.

filtro de banda eliminada *m* Circuito que elimina una banda de frecuencias intermedias.

filtro pasa alto *m* Circuito que deja pasar las frecuencias altas y que elimina las frecuencias bajas.

filtro pasa bajo *m* Circuito que deja pasar las frecuencias bajas y que elimina las frecuencias altas.

filtro pasa banda *m* Circuito que deja pasar las frecuencias dentro de un cierto ancho de banda.

frecuencia de corte *f* Frecuencia que marca la frontera entre las bandas de paso y atenuadas de un filtro, o en general de una función en frecuencia.

frecuencia de corte a -3 dB *f* *sin.*: frecuencia de corte de potencia mitad

frecuencia de corte de potencia mitad *f* Frecuencia para la cual la amplificación de un filtro es la máxima posible entre raíz de 2, cosa que equivale a decir que la potencia en la salida es la mitad que la potencia máxima que puede entregar el filtro.
sin.: frecuencia de corte a -3 dB

generador de intensidad *m* Elemento que proporciona una intensidad dada, independientemente de la tensión que se aplique encima.
sin.: fuente de intensidad

generador de tensión *m* Elemento que proporciona una tensión dada, independientemente de la resistencia que presente el circuito.
sin.: fuente de tensión

intensidad de corriente *f* Medida de la cantidad de carga eléctrica que pasa por una sección de conductor por unidad de tiempo. A menudo se llama sencillamente *corriente*. Se mide en amperios en el Sistema Internacional.

ley de Ohmio *f* Relación fundamental entre tensión, intensidad y resistencia.

leyes de Kirchhoff *f* *pl* Leyes fundamentales para el análisis de los circuitos eléctricos.

mall *f* Cualquier camino cerrado dentro de un circuito.

masa *f* Punto de referencia de tensión de un circuito.

principio de superposición *m* Principio que afirma que la respuesta de un circuito se puede obtener sumando las aportaciones de cada una de sus fuentes diferentes.

Bibliografía

Clayton, G.; Winder, S. (2003). *Operational amplifiers* (5.ª ed). Newnes.

Coughlin, R. F.; Driscoll, F. F. (2001). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales* (5.ª ed.). Prentice Hall.

Franco, S. (2004). *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos* (3.ª ed.). McGraw-Hill.

Thomas, R. E; Rosa, A. J. (2002). *Circuitos y señales: introducción a los circuitos lineales y de acoplamiento*. Barcelona: Reverté.

