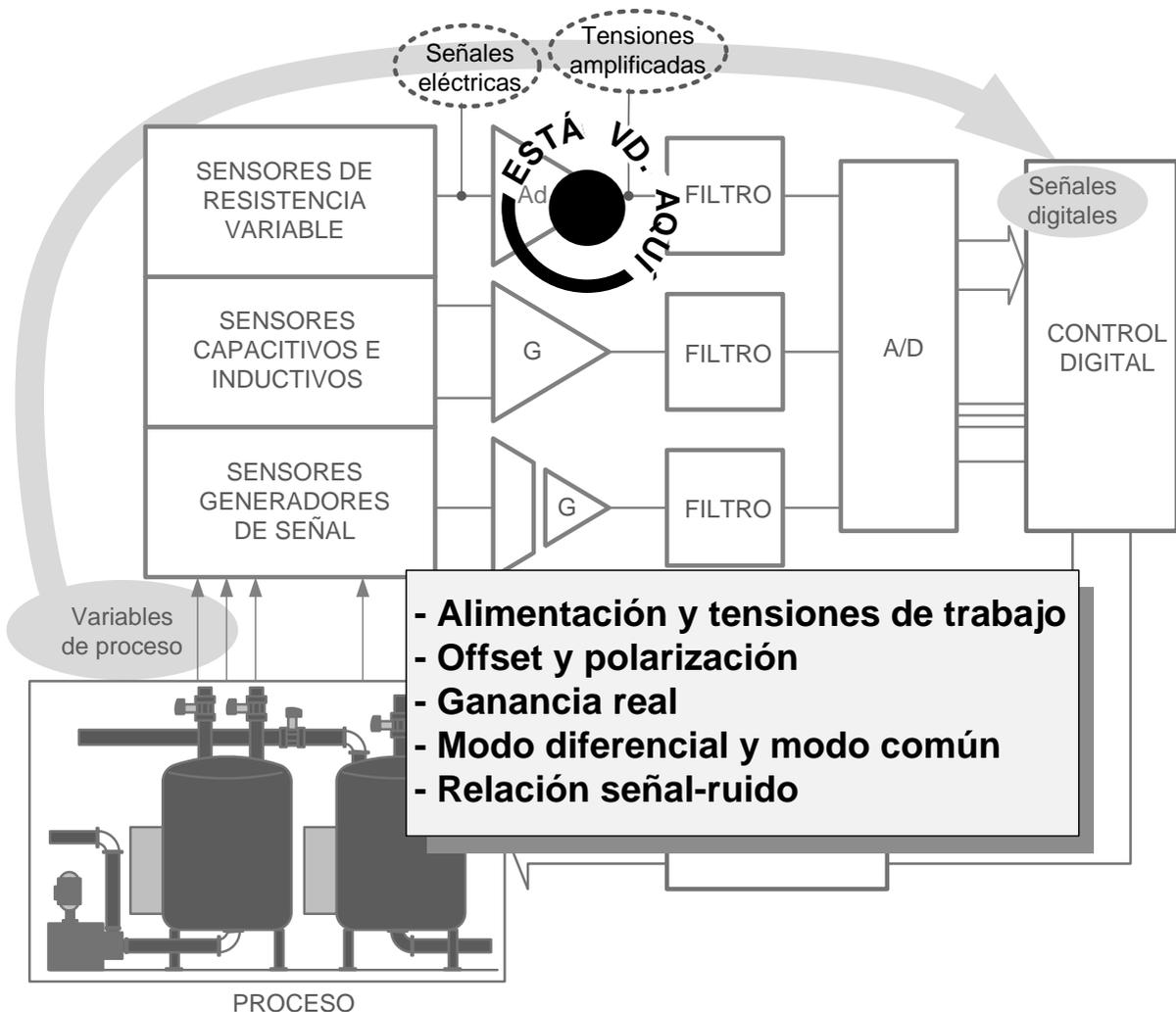


Tema 2

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL



El objetivo de este tema es adquirir las capacidades de análisis, síntesis y comparación de circuitos basados en operacionales para propósitos de amplificación, teniendo en cuenta que los dispositivos que se emplean tienen características reales que limitan el funcionamiento ideal.

La capacidad de análisis permitirá analizar circuitos de amplificación basados en amplificadores operacionales reales para obtener sus parámetros instrumentales, permitiendo así saber el alcance de uso de cada uno de ellos.

Una vez fijados los conceptos de análisis, se tratará de desarrollar la capacidad de síntesis de estructuras amplificadoras, teniendo en cuenta que se trata de un diseño ceñido a las estructuras prácticas que se usan en realidad en el contexto de la electrónica analógica de precisión, huyendo de circuitos exóticos o no prácticos.

Finalmente, se desarrollará la capacidad de comparación de posibles soluciones, atendiendo a las prestaciones instrumentales que manifiesten cuantitativamente. Así, lo que se pretende es usar los parámetros instrumentales desarrollados en el primer tema – tanto a nivel estático como dinámico – para cuantificar el comportamiento de las estructuras amplificadoras basadas en amplificadores operacionales.

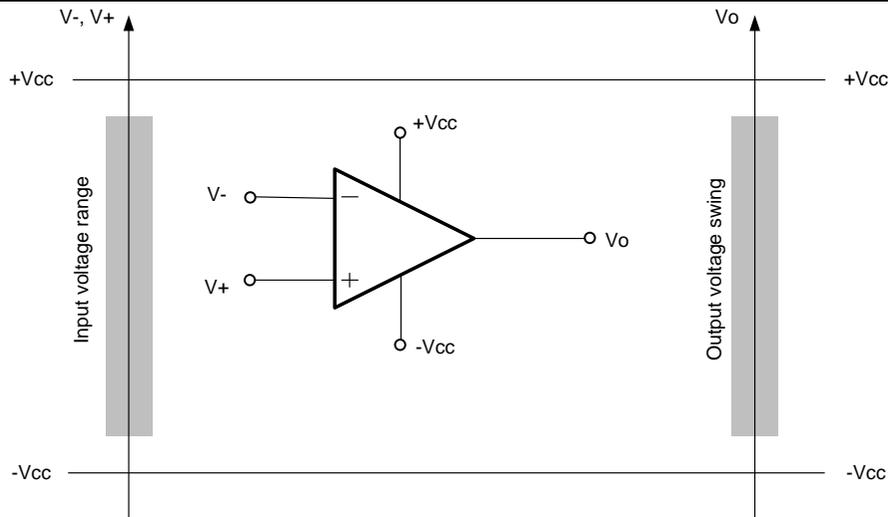
Seguidamente, se recuerdan los parámetros básicos de las diversas estructuras amplificadoras y las relaciones que rigen su funcionamiento.

2.1 Limitaciones generales de los amplificadores operacionales

Alimentación (*power supply*): los valores de tensión ($V_{CCm\acute{a}x}$) a que se puede alimentar un amplificador operacional están limitados por los máximos valores que proporciona el fabricante y que pueden ser valores simétricos en los casos de alimentación doble, $\pm V_{CCm\acute{a}x}$ (*dual power supply*) o valores comprendidos entre 0 y positivo, $+V_{CCm\acute{a}x}$ en los dispositivos de alimentación simple (*single power supply*). Los valores de alimentación deben ser menores que esos y son frecuentes los valores de ± 15 V, ± 12 V, ± 5 V y $+5$ V.

Recorrido de la tensión de salida (*output voltage swing*): extremos de la tensión de salida cuando el operacional está alimentado en unas determinadas condiciones. Se suele expresar como diferencia con los extremos de la alimentación $+V_{CC} - X$ hasta $-V_{CC} + Y$. En los casos de dispositivos *output rail-to-rail*, X e Y pueden ser de unas decenas de mV y, en los demás casos, varían entre 1 y 2 V.

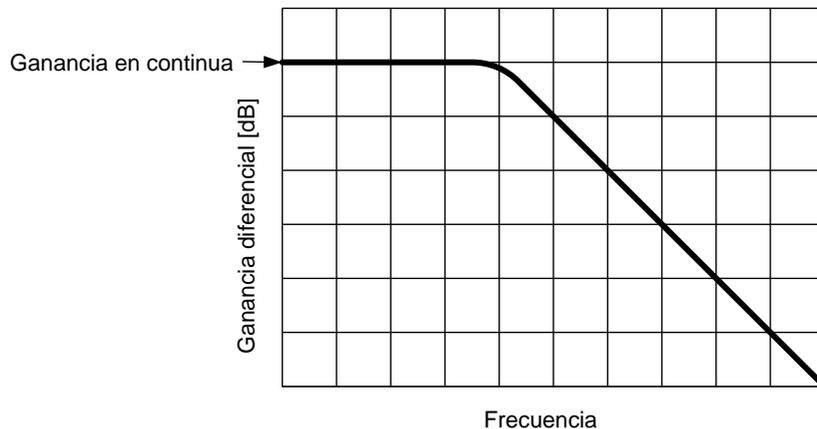
Margen de tensión de entrada (*input voltage range*): extremos de la tensión admisible en las patillas de entrada que son compatibles con un funcionamiento correcto del operacional. Como en el caso anterior se definen como distancia a las alimentaciones. En los operacionales *input rail-to-rail*, se puede llegar hasta los valores de alimentación.



Razón de rechazo de la alimentación (*power supply rejection ratio*), PSRR: parámetro que mide el efecto de los cambios de nivel en las alimentaciones, ΔV_{cc} , sobre la salida en continua ΔV_o y que se expresa en dB como:

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_o}$$

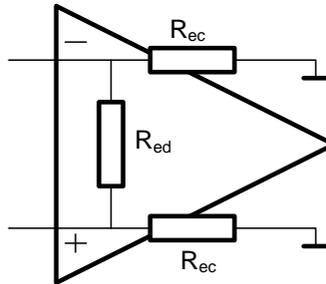
Ganancia diferencial (*Differential gain*), A_d : es el valor de la ganancia que presenta el operacional en bucle abierto para la tensión diferencial entre sus patillas de entrada. Se define un valor en continua (*DC differential gain*) que es el valor a frecuencia cero y una curva que relaciona la ganancia con la frecuencia. Es un parámetro adimensional que se suele expresar como tal, en V/mV o en dB. Los valores en continua pueden variar desde unos 80 dB hasta 140 dB según el dispositivo.



Razón de rechazo del modo común (*Common-mode rejection ratio*), CMRR: es el cociente entre la ganancia diferencial, A_d y la ganancia de modo común, A_c , en un determinado operacional. Se suele proporcionar en dB y suele variar desde unos 90 hasta unos 140 dB en continua, aunque puede tener valores menores (hasta de menos de 60 dB) a frecuencias más altas.

$$CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$$

Resistencia de entrada (*input resistance*): es la resistencia que manifiesta el operacional en su entrada y suele estar modelada mediante una resistencia de entrada diferencial, R_{ed} (*differential input resistance*) y una resistencia de entrada de modo común R_{ec} (*common-mode input resistance*). Suele ser un parámetro poco trascendente en los operacionales ya que su valor suele ser despreciable para la inmensa mayoría de los casos; en algunos casos llega a ser tan elevado que no se proporciona ni el dato.



Máxima corriente de salida (*maximum output current*), $I_{o\max}$: valor máximo que puede proporcionar el operacional sobre una carga en la salida y que suele darse en cortocircuito para los dispositivos de señal y en valor máximo compatible con una temperatura razonable en el caso de los dispositivos de potencia.

Tensión de desviación de entrada (*input offset voltage*), v_{io} : máximo valor de tensión que es necesario situar en la entrada para hacer nula la salida sin ninguna fuente de señal presente.

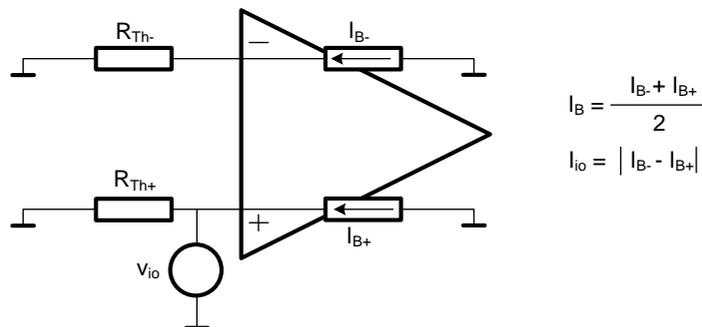
Corriente de polarización (*bias current*), I_B : máximo valor promedio de las dos corrientes de polarización que precisa el operacional para trabajar.

Corriente de desviación (*offset current*), I_{io} : máxima diferencia entre las corrientes de polarización de las dos entradas del operacional.

Tensión de desviación de salida (*output offset voltage*), v_{oo} : es el efecto de desviación en la salida debido al peor caso de la suma de tensión de desviación de entrada y de los efectos de las corrientes de polarización y desviación y se calcula como:

$$v_{oo} = G \left(|v_{io}| + |R_{Th+} - R_{Th-}| I_B + \frac{R_{Th+} + R_{Th-}}{2} |I_{io}| \right)$$

donde G es la ganancia no inversora de la etapa, y R_{Th+} y R_{Th-} son las resistencias que se ven desde la entrada "+" y la "-" respectivamente.



Deriva térmica (*thermal drift*), dX/dT : variación de la tensión de desviación, dv_{io}/dT , corriente de polarización dI_B/dT o corriente de desviación, dI_{io}/dT cuando se modifica la temperatura; se mide en $V/^\circ C$ o $A/^\circ C$ en función de la variable que deriva.

Deriva a largo plazo (*long term drift*), dX/dt : variación de la tensión de desviación, dv_{io}/dt , corriente de polarización dI_B/dt o corriente de desviación, dI_{io}/dt a lo largo del tiempo de uso del dispositivo; se mide en V/mes o A/mes.

Slew-rate, SR: máxima velocidad a la que puede variar la tensión de salida de un operacional. Se suele medir en V/ μ s y es un parámetro muy variable, desde menos de 1V/ μ s hasta miles de V/ μ s.

Producto ganancia ancho de banda (*gain-bandwidth product*), GBW, GBP: es el valor alcanzable del producto de la ganancia diferencial por la frecuencia. Se mantiene constante para cada operacional en su zona de trabajo. Se mide en Hz y su valor es muy variable según el tipo de dispositivo, desde menos de 1 MHz hasta casi 4 GHz. A veces se expresa como ancho de banda a ganancia unitaria (*unity gain bandwidth*), B_0 , como caso particular en el que $A_d = 1$ (0 dB):

$$B_0 = GBW$$

Tensión de ruido (*input voltage noise*), v_n : tensión de ruido de entrada para bajas frecuencias, que suele recoger la mayoría del ruido de *flicker* del operacional. Se suele dar el valor total de pico o RMS para un conjunto de frecuencias bajas. Se mide en V.

Densidad de tensión de ruido (*input noise voltage density*), σ_n : valor que representa el modelo de tensión de ruido a alta frecuencia del operacional en su entrada. Se mide en $VHz^{-1/2}$.

Densidad de corriente de ruido (*input noise current density*), γ_n : valor que representa el modelo de corriente de ruido a alta frecuencia del operacional en cada una de sus entradas. Se mide en $AHz^{-1/2}$.

Modelo de ruido de una resistencia, σ_{RN} : valor de la densidad de tensión de ruido en una resistencia de valor R (en ohmios) a una temperatura, T (en Kelvin):

$$\sigma_{RN} = \sqrt{4KTR}$$

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

Valor de la tensión de ruido total, v_N en un intervalo de frecuencia $f_2 - f_1$:

$$v_N = \sqrt{\sigma_N^2 \cdot (f_2 - f_1)}$$

Valor de la corriente de ruido total, i_N en un intervalo de frecuencia $f_2 - f_1$:

$$i_N = \sqrt{\gamma_N^2 \cdot (f_2 - f_1)}$$

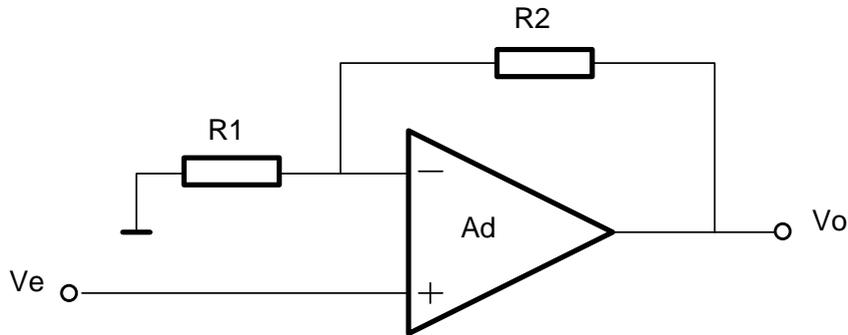
Ancho de banda equivalente para el ruido (*equivalent noise bandwidth*), ENB: ancho de banda que tiene en cuenta los ruidos procesados más allá de las frecuencias de corte de un sistema. En función del orden de dicho sistema, $ENB = B \cdot k$, donde B es el ancho de banda a 3 dB y k vale 1,57 para un sistema de primer orden, 1,11 para un sistema de segundo, 1,05 para uno de tercero y 1,02 para uno de cuarto. Aunque es raro, para sistemas de orden superior, se considera que $ENB = B$.

Tensión total de ruido, V_N en un punto es la suma cuadrática de todas las fuentes de tensión d ruido que afecten a ese punto:

$$V_N = \sqrt{v_{AN}^2 + v_{BN}^2 + v_{CN}^2 + v_{DN}^2 + \dots}$$

2.2 Parámetros de las etapas de amplificación basadas en amplificadores operacionales

Amplificador no inversor



Ganancia ideal:

$$G_{ideal} = \frac{R1 + R2}{R1} \quad v_o = G_{ideal}v_e$$

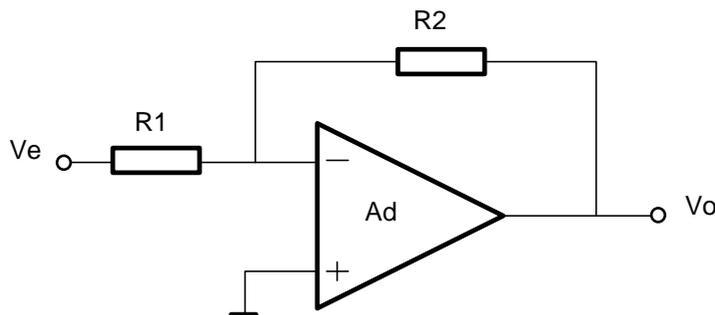
Ganancia real:

$$G_{real} = \frac{Ad}{1 + \frac{1}{G_{ideal}}Ad} = \frac{Ad}{1 + \frac{R1}{R1 + R2}Ad}$$

Resistencias vistas desde las entradas:

$$R_{Th-} = R1 // R2 = \frac{R1R2}{R1 + R2} \quad R_{Th+} = 0$$

Amplificador inversor



Ganancia ideal:

$$G_{ideal} = -\frac{R2}{R1} \quad v_o = G_{ideal}v_e$$

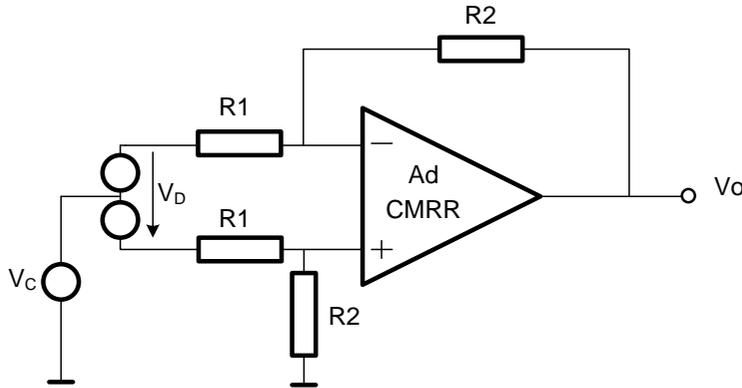
Ganancia real:

$$G_{real} = -\frac{Ad}{\frac{R1 + R2}{R2} + \frac{R1}{R2} Ad} = -\frac{Ad}{1 + \frac{1}{|G_{ideal}|} (Ad + 1)}$$

Resistencias vistas desde las entradas:

$$R_{Th-} = R1 // R2 = \frac{R1R2}{R1 + R2} \quad R_{Th+} = 0$$

Amplificador diferencial



Ganancia diferencial ideal:

$$G_{ideal} = \frac{R2}{R1} \quad v_o = G_{ideal} v_D$$

Ganancia real para el modo diferencial v_D :

$$G_{real} = \frac{Ad}{\frac{R1 + R2}{R2} + \frac{R1}{R2} Ad} = \frac{Ad}{1 + \frac{1}{G_{ideal}} (Ad + 1)}$$

Ganancia aproximada en el peor caso para el modo común, v_C :

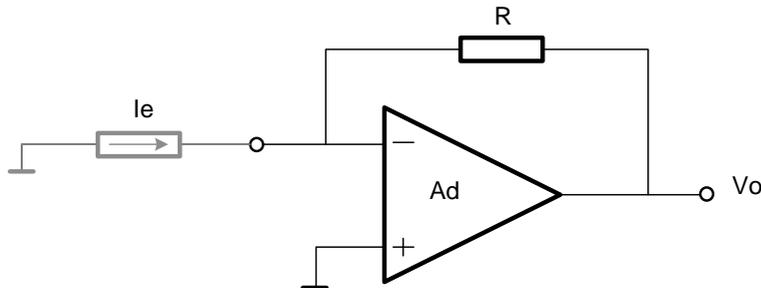
$$G_C = \frac{2R2}{R1 + R2} tol + \frac{R2}{R1} \frac{1}{CMRR} \quad v_{oC} = G_C v_C$$

donde "tol" es la tolerancia de las resistencias expresada en p.u.

Resistencias vistas desde las entradas:

$$R_{Th-} = R_{Th+} = R1 // R2 = \frac{R1R2}{R1 + R2}$$

Convertidor corriente-tensión



Ganancia ideal:

$$\mathcal{R}_{ideal} = -R \text{ } [\Omega] \qquad v_o = \mathcal{R}_{ideal} I_e$$

Ganancia real:

$$\mathcal{R}_{real} = \frac{\mathcal{R}_{ideal} Ad}{1 + Ad} = -\frac{RAd}{1 + Ad} \text{ } [\Omega]$$

Resistencias vistas desde las entradas:

$$R_{Th-} = R \qquad R_{Th+} = 0$$

2.1 ★☆☆☆☆

Un amplificador operacional configurado como amplificador no inversor de ganancia 100 está alimentado entre -12 y $+12$ V. Sabiendo que el margen de tensiones de salida está comprendido entre $-V_{CC} + 1,8$ V y $+V_{CC} - 1,1$ V, y considerando como ideales el resto de sus características, determine la forma de onda de la tensión de salida cuando su entrada es $v_e = 0,12 \text{ sen}(1000t)$ [V].

SOLUCIÓN:

Con esa tensión de entrada y ganancia 100, la salida será cien veces mayor, es decir:

$$v_o = 100v_e = 12\text{sen}(1000t) \text{ [V]}$$

Pero hay una limitación en la tensión de salida debido a las alimentaciones que impiden que nos podamos acercar a menos de 1,8 V de la tensión inferior y a menos de 1,1 V de la tensión superior. Como el operacional está alimentado a ± 12 V, la excursión de los valores de la salida irá de $-10,2$ V hasta $10,9$ V. Como la salida debería ser de 12 V, el operacional se saturará tal y como se muestra en la Figura 2.1.

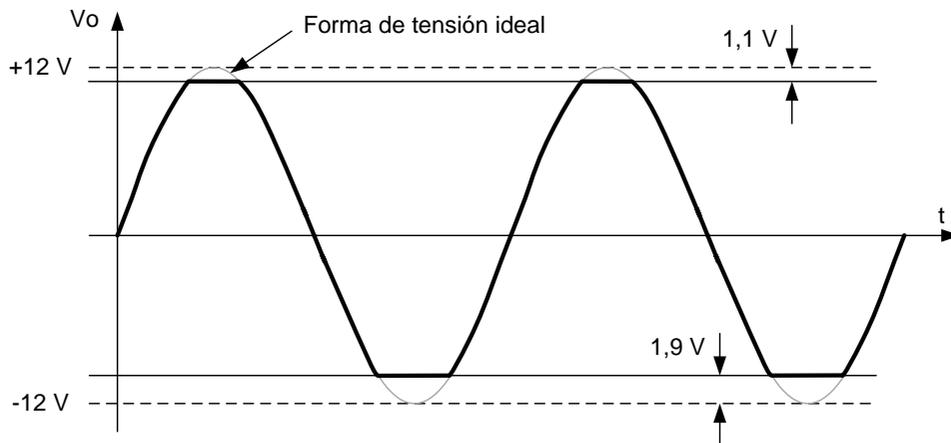


Figura 2.1

2.2 ★☆☆☆☆

Se pretende amplificar una señal de audio para entregarla sobre un altavoz de 8Ω y desarrollar una potencia de 20 W. Si se prevé que el amplificador de potencia integrado que maneja esa potencia esté alimentado con una fuente doble, y las características de tal dispositivo indican que puede ser alimentado desde $\pm 2,5$ hasta ± 20 V, siendo capaz de proporcionar una tensión máxima en la salida que se acerque a las tensiones de alimentación hasta en 1 V, determine cuál sería la tensión de alimentación que elegiría para este sistema. Si sólo dispusiese de una alimentación doble de 15 V, ¿cuál sería la máxima potencia que podría entregar sobre esa misma carga sin distorsionar la forma de onda?

SOLUCIÓN:

Para desarrollar una potencia de 20 W sobre una carga de 8Ω , se precisa una tensión de:

$$P = \frac{V^2}{R} \rightarrow 20 = \frac{V^2}{8} \rightarrow V = \sqrt{160} = 12,6 \text{ V}$$

La amplitud debe ser, entonces, de: $12,6 \cdot 1,414 = 16,9 \text{ V}$. Como el amplificador puede dar tensiones de salida de hasta 1 V de diferencia con la alimentación, el valor mínimo de la alimentación para evitar la saturación resulta ser de $16,9 + 1 = 17,9 \text{ V}$; elegiríamos un valor más “normal” de $\pm 18 \text{ V}$ para la alimentación del dispositivo.

Por el contrario, si la tensión de alimentación sólo pudiese ser de $\pm 15 \text{ V}$, la máxima tensión de salida sería de $\pm 14 \text{ V}$, con lo que el valor eficaz de la senoide sería de $14/1,414 = 9,91 \text{ V}$. En estas condiciones la potencia desarrollada sobre la carga de 8Ω sería de $12,3 \text{ W}$.

2.3 ★★☆☆☆

Un sensor produce una señal máxima de 10 mV_p de alterna que debe ser amplificada hasta llevarla a un convertidor A/D cuyos extremos de conversión están fijados de forma estable por una referencia de tensión entre 0 V y 4,096 V. Indique cómo debería ser la alimentación del amplificador operacional que se use en esta aplicación.

SOLUCIÓN:

Para aprovechar lo mejor posible el margen de conversión del A/D, se debería tener una señal entre 0 y 4,096 V para que así se utilicen todos los bits que nos proporcione el convertidor. Los requisitos de alimentación del operacional deberían permitir que los valores de salida recorriesen todo este campo.

Con una alimentación simple, el sistema tiene varios inconvenientes:

- No conseguiría llegar al cero con lo que la onda de salida tendría una cierta distorsión por saturación. En el caso de usar un dispositivo *rail-to-rail*, se puede llegar a valores muy próximos, pero habría una pequeña saturación que debe ser valorada. Otra opción es no apurar tanto el margen de salida, dejando que la onda no cubra todo el margen de entrada del convertidor. Esto implicaría perder algo de resolución.
- En la entrada no podríamos trabajar con tensiones nulas o por debajo de cero - salvo que sea *input rail-to-rail* en cuyo caso permite llegar a 0 V en la entrada - con lo que deberíamos polarizar algo la señal. Esto sería un problema puesto que el amplificador amplificaría la tensión que usásemos para polariza, salvo que fuese muy pequeña, en cuyo caso, sería difícil de ajustar.

Con estos inconvenientes, parece más cómodo trabajar con una alimentación doble aunque ello suponga duplicar el número de fuentes. En cuanto a los valores a usar, se necesita superar el margen de salida con lo que se podría hacer con una tensión doble de $\pm 5 \text{ V}$ o $\pm 12 \text{ V}$. En el primer caso estaríamos cerca de los 4,096 que podría llegar a dar en la salida con lo que se debería verificar que puede darlos. Si se opta por un operacional *output rail-to-rail* - no es necesario que lo sea en la entrada puesto que ahora podemos tener hasta -5 V - las condiciones se cumplirían perfectamente.

Optar por una alimentación doble mayor suele acarrear varios inconvenientes:

- Habitualmente, la tensión de $+5 \text{ V}$ suele permitir alimentar también la parte digital del sistema (el convertidor A/D, el eventual microprocesador...), de modo que optar por $\pm 12 \text{ V}$ implicaría, a la postre, usar tres fuentes.

- Ante un fallo en el sistema, una tensión de alimentación de 12 V positivos podría dañar la entrada del convertidor, aunque podría protegerse con algún tipo de diodo.

Por tanto, parece conveniente usar un amplificador operacional *rail-to-rail* en la salida, alimentado a ± 5 V. El sistema quedaría como se muestra en la Figura 2.2.

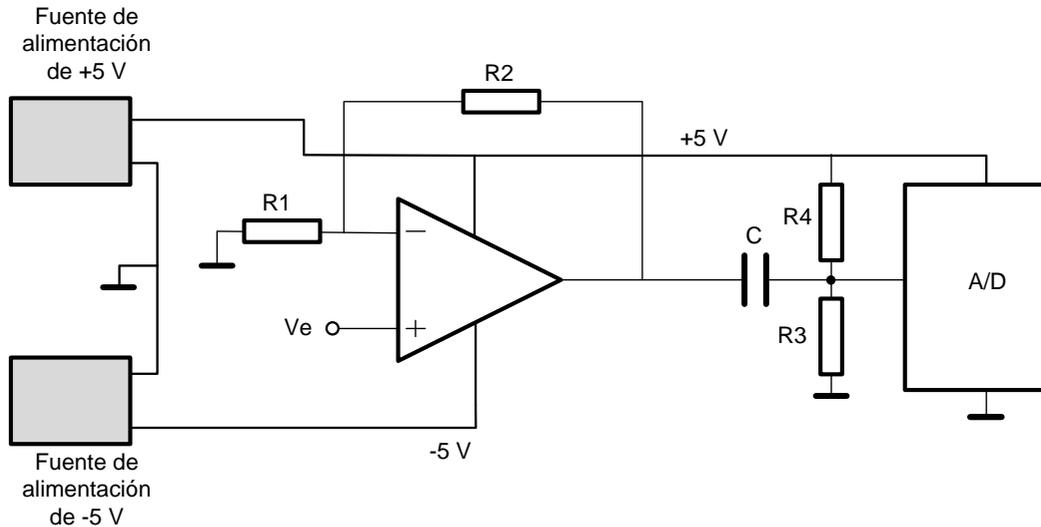


Figura 2.2

Las resistencias R1 y R2 aportan la ganancia para llevar la señal hasta $4,096 V_{pp}$, mientras que el bloque formado por C, R3 y R4 polarizará este valor para situarlo en el margen $0 \div 4,096$ V. Queda a criterio del lector el cálculo de los valores de estos componentes.

2.4 ★★☆☆☆

En el problema anterior, el sistema sólo puede ser alimentado a una tensión 0-5 V que es la misma que se usa para el bloque digital. Proponga un circuito para realizar la amplificación en estas condiciones especificando las características necesarias de alimentación del (de los) amplificador(es) operacional(es).

SOLUCIÓN:

Básicamente, el circuito sería el mismo que el de la Figura 2.2, pero hay que realizar una serie de acciones:

- Suprimir la fuente de alimentación de -5 V.
- Garantizar que la tensión de entrada siempre es mayor o igual de 0 V, suponiendo un amplificador RRIO (*input/output rail-to-rail*). Eso se consigue polarizando la entrada del amplificador con un divisor resistivo.
- Evitar la saturación de la salida del amplificador operacional cuando deba llegar a 0 V, elevando un poco más la tensión. Luego, la red formada por el condensador de salida y el divisor resistivo, restituirá los valores a los niveles adecuados.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, el circuito quedaría tal y como se muestra en la Figura 2.3.

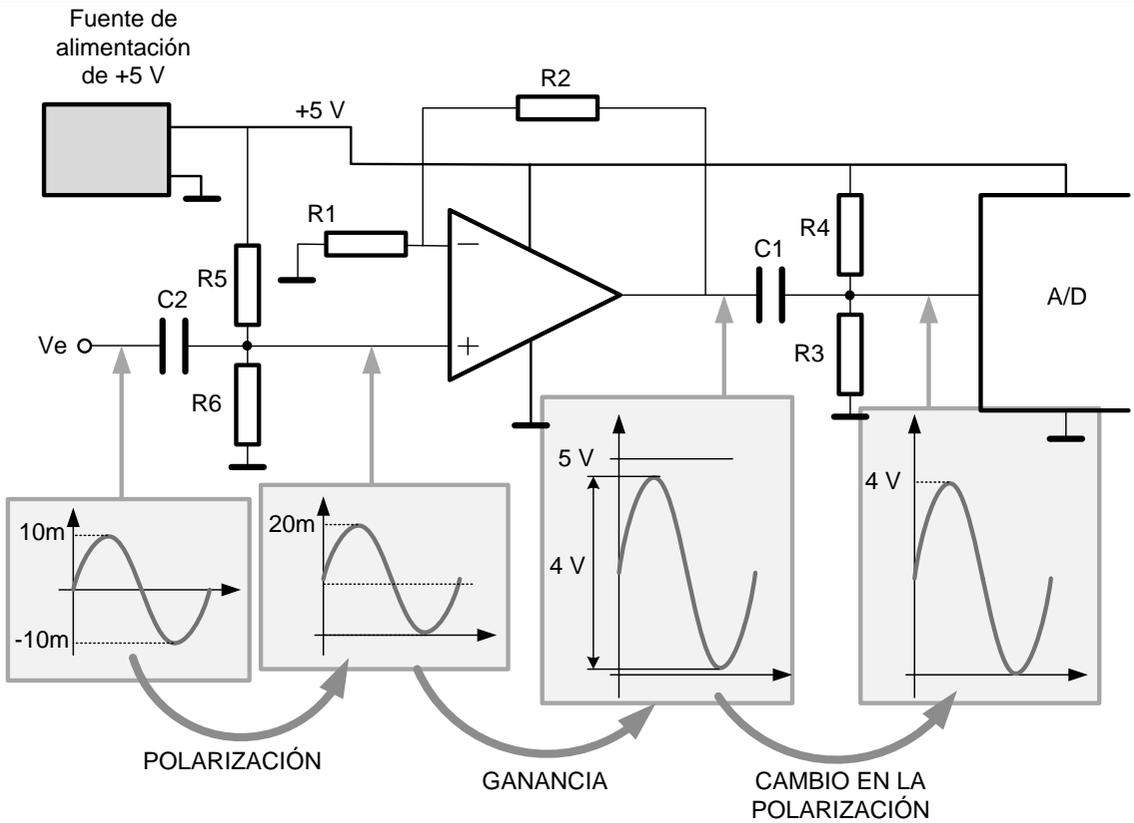


Figura 2.3

Para calcular el circuito, tenemos que el divisor formado por R5 y R6 debe aportar 10 mV de continua, a partir de 5 V con lo que:

$$\frac{R6}{R5 + R6} 5 = 0,01 \rightarrow 4,99R6 = 0,01R5$$

Asignando R6 = 100 Ω, R5 = 49K9. Estos valores son muy dispares y supondrán un peligro importante en un montaje real ya que la tolerancia de R5 puede afectar sensiblemente al valor final. Por otro lado, fluctuaciones de la tensión de alimentación - muy normales en casi todos los casos - cambiarían también el valor. Como un montaje mejor, se podría partir de una referencia estable de tensión de bajo valor.

La tensión de salida debe ser de 4,096 V (en la Figura 2.3 se ha marcado como 4 V), y estar ligeramente desplazada respecto del cero, tanto como sea necesario para saltar por encima del mínimo valor que proporcione el operacional. Eso, con el amplificador tal y como está, no es posible salvo modificando el nivel del circuito de polarización de entrada. Esto dependería de las características del operacional. Las resistencias R1 y R2 deberían proporcionar la ganancia necesaria para pasar desde algo más de 20 mV hasta 4,096 + V_{min}, siendo este valor, V_{min}, dependiente del operacional elegido.

El circuito de polarización de salida debe fijar el nivel del punto medio en la mitad de 4,096 V, es decir, 2,048 V con lo que tenemos que:

$$\frac{R3}{R3 + R4} 5 = 2,048 \rightarrow 2,952R3 = 2,048R4$$