



Notas de curso

El amplificador operacional real

Miguel Angel Bañuelos Saucedo

Octubre de 2023

Proyecto interno

Financiamiento interno

Título: El amplificador operacional real

Autor: Miguel Angel Bañuelos Saucedo

ICAT, Grupo de Electrónica, Departamento de Instrumentación Científica e Industrial

Resumen

En este conjunto de notas se mencionan las características más relevantes del amplificador operacional real, entre ellas: resistencia de entrada y salida, ganancia finita, corrientes de polarización, voltajes de entrada de desvío, ancho de banda, respuesta en frecuencia, velocidad de respuesta y ganancia de ruido. El objetivo es proporcionar al lector o lectora un breve repaso de las características que pueden influir en el desempeño de circuitos diseñados con amplificadores operacionales.

Índice

Resumen	1
Nomenclatura.....	3
Introducción	4
1 El amplificador operacional real	4
1.1 Etapas del amplificador operacional.....	4
1.2 El amplificador operacional en CD	6
1.2.1 Resistencias de entrada y salida.....	6
1.2.2 Ganancia finita	7
1.2.3 Corrientes de entrada de polarización	8
1.2.4 Voltaje de entrada de desvío (<i>offset</i>)	11
1.3 El amplificador operacional en CA	14
1.3.1 Ancho de banda	14
1.3.2 Velocidad de respuesta (<i>slew-rate</i>).....	17
1.4 Especificaciones del fabricante	20
1.5 Amplificadores no inversor e inversor	21
1.6 Ganancia de ruido	23
1.7 Diseño de circuitos con amplificadores operacionales asistido por computadora, tomando en cuenta los parámetros reales.	23
1.8 Ejemplo de aplicación. Medición de pH.....	25
1.9 Comentarios finales.....	28
Referencias bibliográficas	29

Nomenclatura

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> . Semiconductor de metal-óxido complementario
GBW	<i>Gain-bandwidth product</i> . Producto ganancia-ancho de banda
pH	Potencial de hidrógeno
RC	Resistor Capacitor
SR	<i>Slew-rate</i> . Velocidad de respuesta
TEC	Transistor de Efecto de Campo

Introducción

Una primera aproximación al estudio del amplificador operacional se caracteriza por utilizar un modelo ideal del mismo. Este modelo considera una resistencia de entrada infinita, una resistencia de salida nula, un ancho de banda infinito, y una ganancia de lazo abierto infinita. En algunos casos esta aproximación puede utilizarse sin demérito de los resultados, pero en muchas aplicaciones prácticas es indispensable separarse del modelo ideal y tomar en cuenta las limitaciones reales de los dispositivos.

1 El amplificador operacional real

1.1 Etapas del amplificador operacional

Una de las características del amplificador operacional es su alta ganancia. Para conseguirla, el amplificador operacional está constituido por varias etapas internas, y se suele distinguir tres: etapa de entrada diferencial, etapa de ganancia y etapa de salida (ver figura 1).

En la figura 2, se puede observar un diagrama esquemático simplificado de las etapas internas de un amplificador operacional. La primera etapa es un amplificador diferencial donde las entradas no-inversora e inversora aparecen indicadas como V_p y V_n , respectivamente. Estas entradas se caracterizan por tener una alta impedancia de entrada. En la figura 2, el esquema propone un diseño con transistores de juntura bipolar; sin embargo, un amplificador puede constituirse también por transistores de efecto de campo (TEC), o CMOS. La primera etapa realiza la amplificación de la diferencia de los voltajes de entrada y genera una señal de salida no diferencial a la segunda etapa, que es una etapa de ganancia de voltaje. Finalmente, la última etapa proporciona ganancia de corriente y baja impedancia de salida.

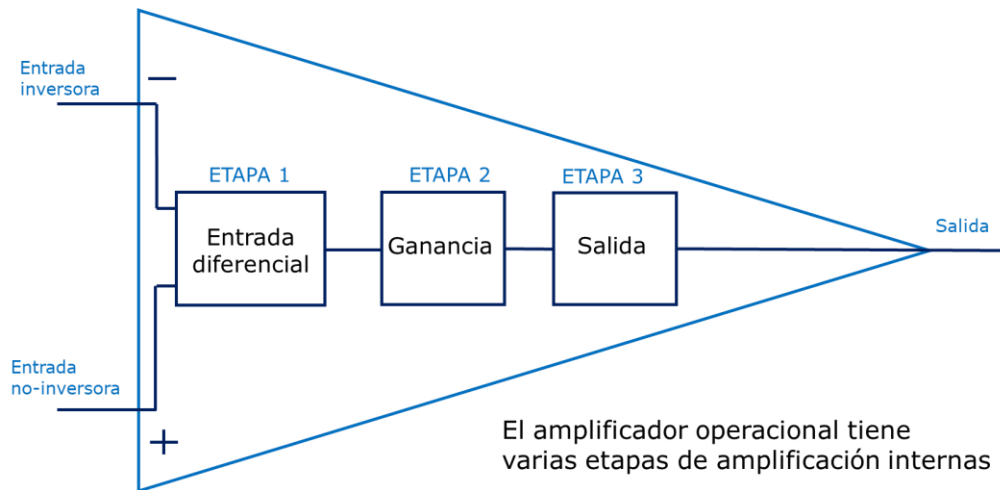


Figura 1. Diagrama de bloques interno de un amplificador operacional (imagen propia).

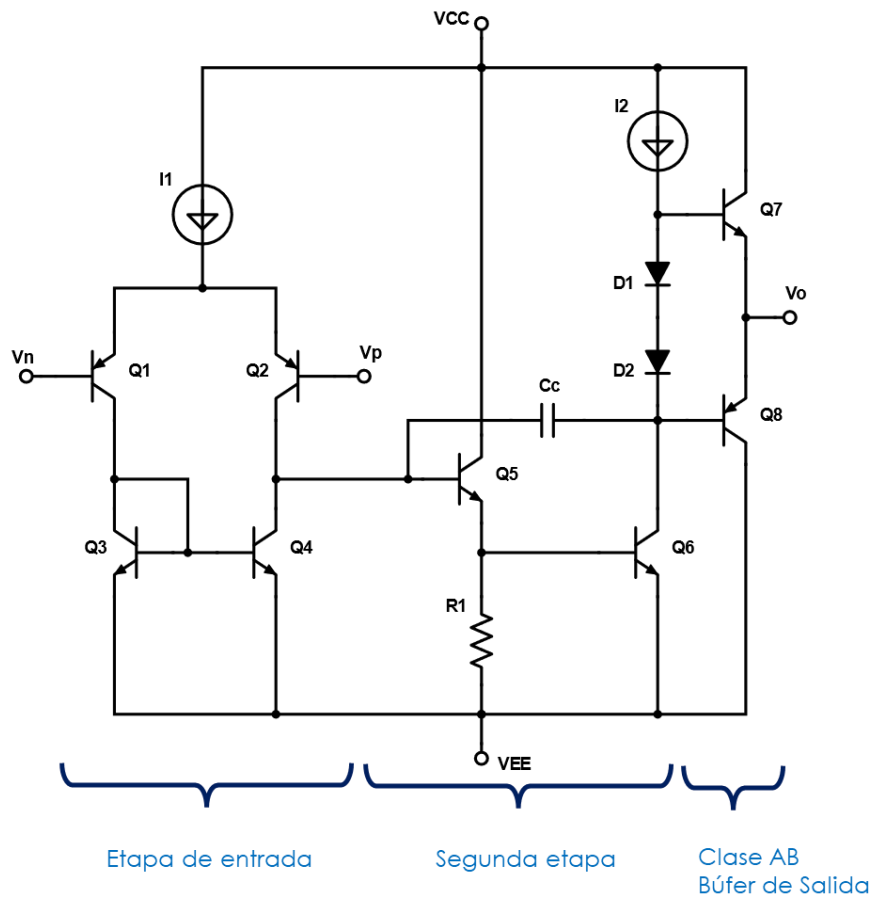


Figura 2. Diagrama simplificado interno de un amplificador operacional. Imagen propia basada en Franco, (2002).

1.2 El amplificador operacional en CD

1.2.1 Resistencias de entrada y salida

El modelo ideal del amplificador operacional considera una resistencia de entrada infinita ($R_{in} \rightarrow \infty$), y una resistencia de salida cero ($R_{out} = 0$). Un modelo más realista considera un valor finito para la impedancia de entrada y un valor mayor a cero para la impedancia de salida. Esto se puede representar con el modelo de la figura 3. Por ejemplo, para el amplificador operacional uA741 (uA741, 2018), su hoja de datos especifica una resistencia de entrada de 2 M Ω y una resistencia de salida de 75 Ω , como valores típicos. Otros amplificadores, como el LM358 (LMx58-N, 2014) no especifican ninguna de ellas. Finalmente, algunos amplificadores como el OPA27 (OPA27, 2005), proporcionan el valor de su impedancia de entrada ($2 \text{ G}\Omega \parallel 2.5 \text{ pF}$) y su resistencia de salida (70 Ω). Los valores mencionados para la resistencia de entrada pueden considerarse elevados, de manera que se dice que los amplificadores operacionales cuentan con una alta resistencia de entrada. En una aplicación práctica, se deberá considerar el resto de los componentes conectados al amplificador para poder afirmar esta condición. De igual manera, se han mencionado valores de resistencia de salida que se pueden considerar bajos. Es importante mencionar que cuando se utiliza la retroalimentación negativa en un amplificador, para el circuito resultante, la resistencia de entrada se ve incrementada y su resistencia de salida reducida, de tal manera que se puede aproximar al modelo ideal.

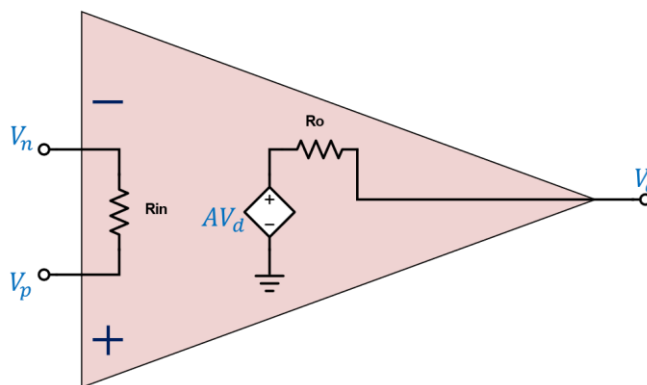


Figura 3. Modelo del amplificador operacional con impedancia de entrada finita, impedancia de salida no nula y ganancia finita (imagen propia).

1.2.2 Ganancia finita

Se abordará el caso de un amplificador operacional con ganancia A finita, y de momento se supondrá $R_{in} \rightarrow \infty$, y $R_{out} = 0$. En primer lugar se analiza el caso de un amplificador no-inversor (ver figura 4).

De la figura se tiene

$$V_n = \frac{R1}{R1+R2} V_{out} \quad (1)$$

y

$$V_{out} = AV_d = A(V_p - V_n) \quad (2)$$

Como

$$V_{in} = V_p \quad (3)$$

Sustituyendo (1) y (3) en (2)

$$V_{out} = A \left(V_{in} - \frac{R1}{R1+R2} V_{out} \right)$$

Definiendo el factor de retroalimentación $\beta = \frac{R1}{R1+R2}$ (4)

y despejando, se tiene

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1+A\beta} \quad (5)$$

Que es la ganancia total en función de la ganancia A finita y el factor de retroalimentación.

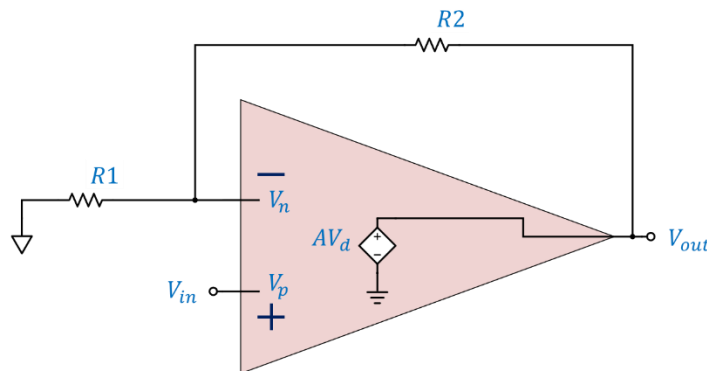


Figura 4. Amplificador no-inversor con ganancia finita (imagen propia).

Si se considera $A \rightarrow \infty$, se tiene

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{1}{\beta} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

que es la ganancia del amplificador no-inversor ideal. Por otro lado, si consideramos una ganancia finita $A=10^5$, y resistencias iguales $R1=R2$, obtenemos:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{10^5}{1 + 10^5(0.5)} = 1.99996$$

que es muy cercano al caso ideal de 2 (se deja esa comprobación al lector o lectora). Una ganancia del amplificador operacional $A=10^5$ es similar a la del circuito uA741, que reporta en sus hojas de datos un valor típico de 2×10^5 (uA741, 2018).

1.2.3 Corrientes de entrada de polarización

En el caso del amplificador ideal se considera que no hay flujo de corriente en las terminales de entrada. Sin embargo, en el caso real sí existe un flujo de corriente que depende de los transistores internos y de su tecnología (bipolares, de efecto de campo o CMOS). Estas corrientes se denominan corrientes de polarización (*bias*) I_B . Como no se puede garantizar que sean iguales en ambas terminales, se definen las corrientes de polarización para la entrada inversora I_B^- y no-inversora I_B^+ , y se crea un término adicional: la corriente de entrada de desvío (*offset*) I_{OS} (ver figura 5). La relación entre ellas es:

$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \tag{6}$$

$$I_{OS} = |I_B^+ - I_B^-| \tag{7}$$

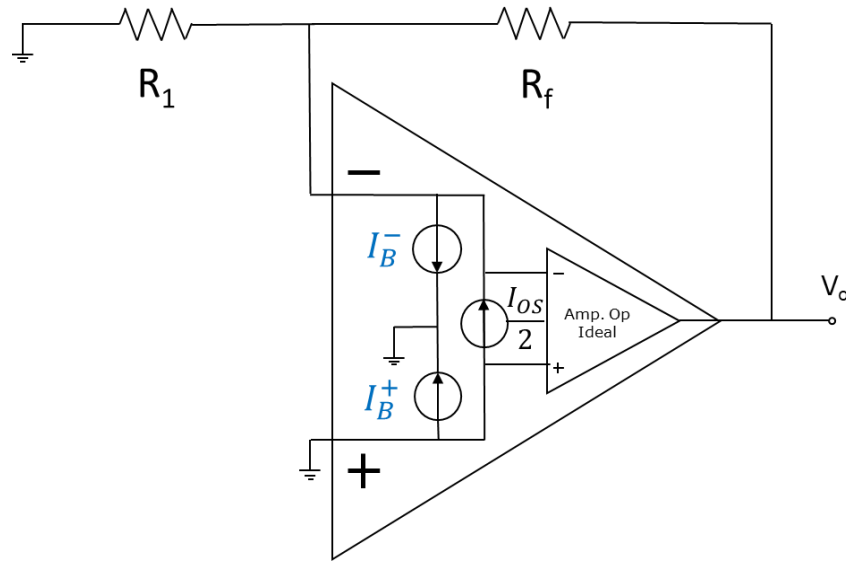


Figura 5. Modelo que representa las corrientes de entrada al amplificador (imagen propia).

Considere el diagrama de la figura 5; entonces, para analizar los efectos de las corrientes de entrada de polarización, suponga el caso en que $I_{OS} = 0$, lo cual implica que $I_B^+ = I_B^- = I_B$. El voltaje a la salida queda definido como

$$V_o = I_B (R_1 \parallel R_f) \quad (8).$$

Se puede observar que el voltaje de error producido a la salida es directamente proporcional al valor de las resistencias y del valor de la corriente de entrada de polarización. Para disminuir este error, se pueden utilizar amplificadores operacionales con baja corriente de entrada de polarización, como el TL081C (TL08xx, 2015), con un valor típico a 25 °C de 30 pA.

Un caso interesante es el diseño de un medidor de pH. El pH es una medida del grado de acidez o alcalinidad de una sustancia. Para determinar el pH se utiliza una sonda que es una fuente de voltaje de CD, que entrega entre -414 mV y $+414$ mV, pero con una alta resistencia de salida (ver figura 6). Debido a esto, la sonda de pH se conecta a un amplificador operacional seguidor de voltaje. Como se mencionó, la resistencia de salida

de la sonda es muy alta, entonces la corriente I_B que circula a través de ella puede generar un voltaje de error. Supongamos que se decide utilizar un amplificador uA741 que tiene una $I_B = 80 \text{ nA}$, típica y una resistencia de la sonda $R_1 = 120 \text{ M}\Omega$. Entonces el voltaje de error sería:

$$V_{R1} = R_1 I_B = (120 \text{ M}\Omega) 80 \text{ nA} = 9.6 \text{ V!}$$

Sin embargo, si en su lugar utilizamos un amplificador TL081C se tendría:

$$V_{R1} = R_1 I_B = (120 \text{ M}\Omega) 30 \text{ pA} = 3.6 \text{ mV}$$

Aunque disminuyó en gran medida el error, puede considerarse un error inaceptable, dado que cada unidad de pH corresponde a 59 mV y los equipos comerciales tienen una resolución de 0.01 pH (pH100, 2015), lo que corresponde a 0.59 mV. En la tabla 1 se muestran algunas opciones de amplificador operacional, su costo y el error en función del valor de pH. Se puede concluir que el amplificador MCP6071 es una buena opción en términos del error que produce su I_B y su bajo costo (MCP6071, 2010). Aunque aún sería necesario evaluar otros parámetros para tomar una mejor decisión.

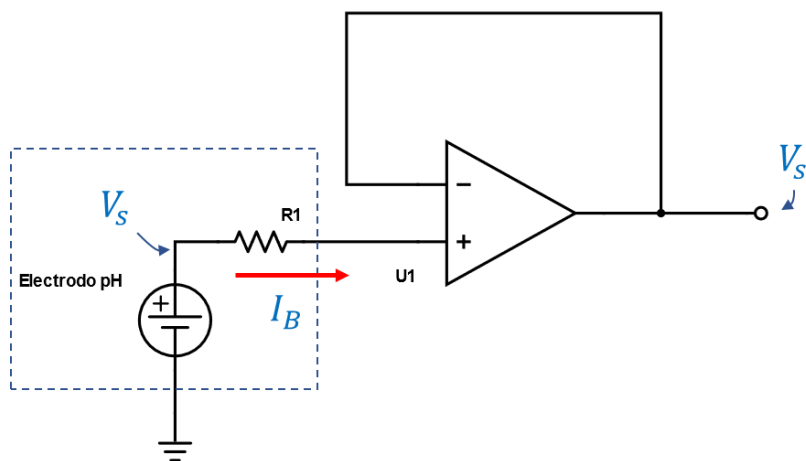


Figura 6. Circuito electrónico para una sonda de pH (imagen propia).

Tabla 1. Amplificadores operacionales que pueden utilizarse en un medidor de pH (creación propia).

Dispositivo	I_B typ	$V_{error}=R_1I$	Precio (Digikey)	Error
MCP6071	1 pA	120 μ V	US\$0.47	despreciable
TL081C	30 pA	3.6 mV	US\$0.48	0.057 pH
AD8603	0.2 pA	24 μ V	US\$2.17	despreciable
OPA333	70 pA	8.4 mV	US\$2.20	0.13 pH
ICL7611	1 pA	120 μ V	US\$4.25	despreciable
LMP7721	3 fA	0.36 μ V	US\$4.47	despreciable

1.2.4 Voltaje de entrada de desvío (offset)

Las asimetrías en los transistores de entrada producen un efecto adicional: aún cuando el voltaje de entrada sea nulo, y se desprecien las corrientes de entrada, aparece un voltaje de error. Este voltaje se denomina voltaje de entrada de offset V_{OS} , o en ocasiones V_{IO} , y se puede definir como la cantidad de voltaje que se necesita aplicar a la entrada para obtener un voltaje nulo a la salida. En la figura 7 se muestra un modelo del voltaje de entrada de desvío. El voltaje a la salida se puede calcular con la expresión de ganancia de una configuración no-inversora.

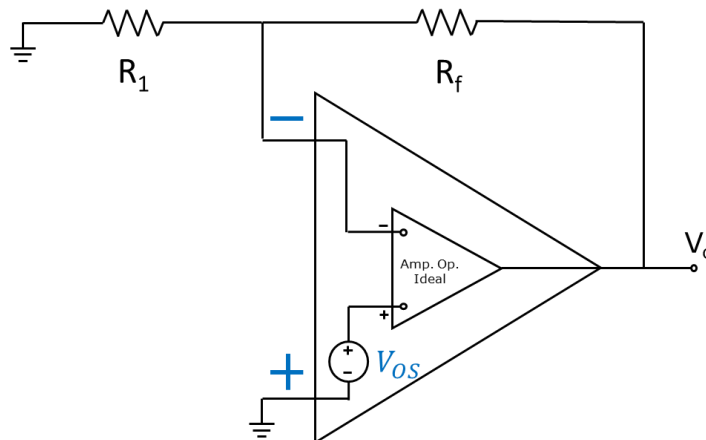


Figura 7. Modelo que representa el voltaje de entrada de desvío (imagen propia).

$$V_o = V_{OS} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \quad (9).$$

El voltaje de entrada de desvío puede representar problemas en aquellos casos donde el amplificador opere en una configuración con alta ganancia. Por ejemplo, en la figura 8 se tiene un circuito propuesto para amplificar la señal de un termopar tipo k. El termopar es un sensor de temperatura que genera una señal de voltaje de aproximadamente $41 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Si consideramos el V_{OS} máximo de un amplificador LM358 (LMx58-N, 2014), que es de 7 mV, y una ganancia de 271, sustituyendo en (9) se tiene un voltaje de error de

$$V_{error} = 7 \text{ mV}(271) = 1.897 \text{ V}$$

a la salida del amplificador, aún sin aplicar una señal de entrada. Para evitar esta situación se puede buscar utilizar un amplificador con menor voltaje de desvío, o utilizar una red externa de anulación del voltaje de desvío.

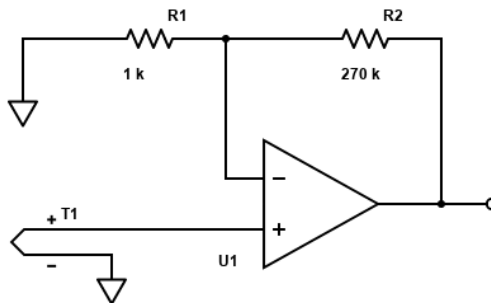


Figura 8. Amplificador de un termopar (imagen propia).

Muchos amplificadores operacionales cuentan con terminales de anulación del voltaje de desvío, aunque ello solo ocurre en versiones donde hay un solo amplificador en un encapsulado de 8 pines (ver figura 9). Es importante revisar las hojas de datos del fabricante, pues la configuración puede ser distinta para cada amplificador. En los amplificadores de bajo voltaje de desvío estas terminales pueden no estar habilitadas y

el fabricante indicará que no deben ser conectadas usando la leyenda NC (*not connected*).

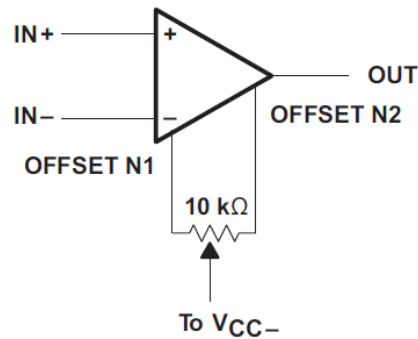


Figura 9. Configuración para anular el voltaje de entrada de desvío para el uA741. Tomado de uA741, (2018).

En la tabla 2, se muestra una comparación de los voltajes de desvío de los amplificadores operacionales según su tecnología. Algunos amplificadores CMOS pueden tener valores tan altos como 50 mV, mientras que los amplificadores estabilizados por *chopper* pueden ser tan bajos como 1 μ V. Estos amplificadores reciben su nombre (*chopper*) debido a que cuentan con interruptores que conmutan entre dos amplificadores, uno que se utiliza para amplificar la señal y otro que sirve para reducir el voltaje de desvío de manera continua.

Tabla 2. Voltaje de desvío típico de los amplificadores operacionales. Con datos de Kester, (2009).

Tipo de amplificador	V_{OS} típico
Cero deriva, estabilizado por chopper	<1 μ V
Bipolar de bajo V_{OS}	10-25 μ V
Propósito general, precisión	50-500 μ V
JFET de bajo V_{OS}	100-1,000 μ V
Alta velocidad	100-2,000 μ V
CMOS de bajo V_{OS}	5,000-50,000 μ V
CMOS de bajo V_{OS} ajustados en planta	<1,000 μ V

1.3 El amplificador operacional en CA

1.3.1 Ancho de banda

Una de las características del amplificador operacional ideal es tener un ancho de banda infinito. A continuación, se hablará sobre la respuesta en frecuencia del amplificador operacional real y su ancho de banda.

Como se vio en la figura 1, un amplificador operacional está formado por varias etapas internas. Cada una de ellas tiene una respuesta en frecuencia, que puede modelarse como un bloque de ganancia AV en serie con un circuito RC que añade un polo a la función de transferencia (ver figura 10).

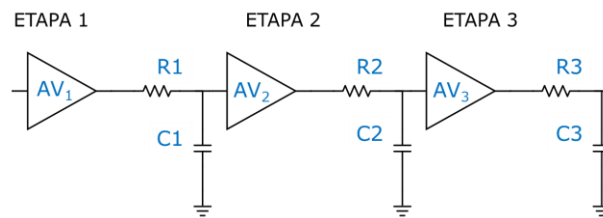


Figura 10. Modelo de la respuesta en frecuencia de un amp. op. (imagen propia).

La respuesta en frecuencia total se presenta en la figura 11. Cada uno de los polos añade una frecuencia de corte (f_{p1} , f_{p2} , f_{p3}), y una caída en la ganancia de -20 dB/década. Es importante recordar que la ganancia en decibeles está definida como:

$$A_{dB} = 20 \cdot \log_{10} A \quad (10).$$

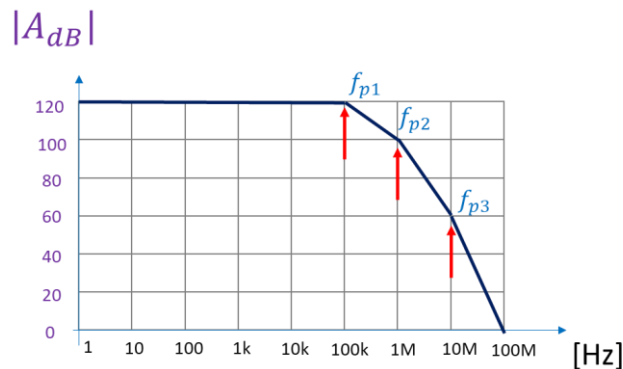


Figura 11. Respuesta en lazo abierto de un amplificador de tres etapas (imagen propia).

Cada uno de los polos puede introducir un desfase de hasta 90° , por lo que la acción combinada de los tres polos puede desfasar la señal hasta 270° . Entonces existe la posibilidad de que alguna componente de frecuencia de la señal sea desfasada 180° , lo cual equivale a una inversión de signo. En esta condición, la retroalimentación negativa se convierte en retroalimentación positiva y el amplificador se vuelve inestable; es decir, puede convertirse en un oscilador, o simplemente saturarse. Para evitar esta condición, los fabricantes introducen un capacitor de compensación, el cual modifica la respuesta en frecuencia produciendo algo similar a lo ejemplificado en la figura 12. La curva presenta el efecto de un único polo, y una pendiente de -20 dB/década . Al existir un solo polo en la curva de respuesta en frecuencia, el desfase máximo de la señal es de 90° , por lo que el amplificador será estable. Sin embargo, la estabilidad puede ser afectada por la red externa que esté conectada al amplificador.

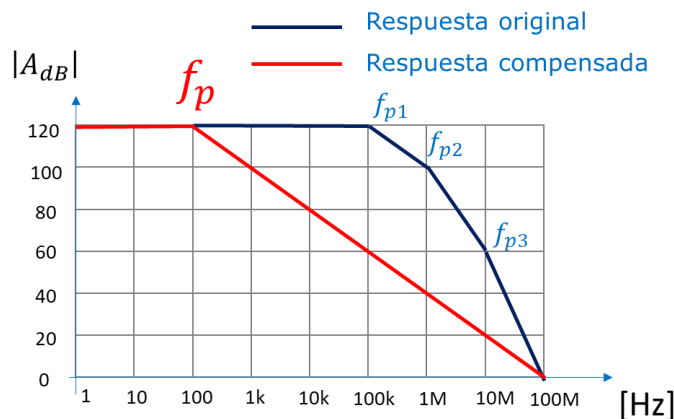


Figura 12. Respuesta en lazo abierto compensada en frecuencia (imagen propia).

El amplificador no-inversor de la figura 4 se puede representar como un diagrama de bloques (ver la figura 13). Así se puede analizar como un sistema de control con retroalimentación negativa, donde X es la entrada, e es la señal de error (el voltaje diferencial a la entrada), f es la señal de retroalimentación, A es la ganancia de lazo abierto del amplificador, Y es la salida, y β es la ganancia del bloque de retroalimentación, dada por (4).

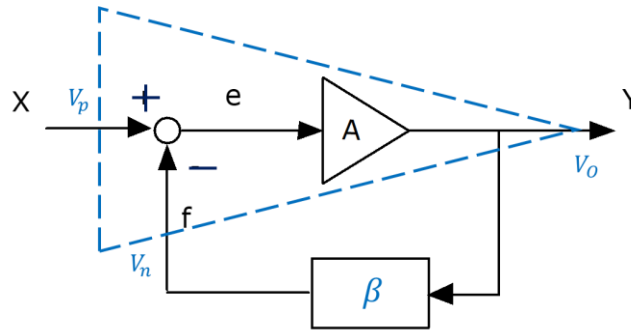


Figura 13. Diagrama a bloques de un amplificador no-inversor (imagen propia).

Al modelo del amplificador operacional se le puede añadir un polo, representado por el filtro paso-bajas RC de la figura 14. En este caso la ganancia de lazo abierto queda como:

$$A(s) = \frac{A_{OL}}{RCs+1} \quad (11).$$

Mientras que la ganancia del circuito retroalimentado es

$$G(s) = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{A_{OL}}{RCs+1+A_{OL}\beta} \quad (12).$$

Si se define la frecuencia de corte del amplificador en lazo abierto $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$, se puede escribir

$$G(jf) = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{A_{OL}}{jf/f_c+1+A_{OL}\beta} \quad (13),$$

en esta expresión se genera una nueva frecuencia de corte de lazo cerrado dada por

$$f_A = f_c(1 + A_{OL}\beta) \quad (14).$$

Entonces, las limitaciones de la respuesta en frecuencia afectan el ancho de banda de las configuraciones de ganancia en lazo cerrado. Por ejemplo, en la figura 15 se muestran las gráficas de Bode para dos casos: $G=10$ y $G=100$. Se observa que la frecuencia de corte y, por lo tanto, el ancho de banda es respectivamente 1 MHz y 100 kHz. Es decir, a mayor ganancia menor ancho de banda.

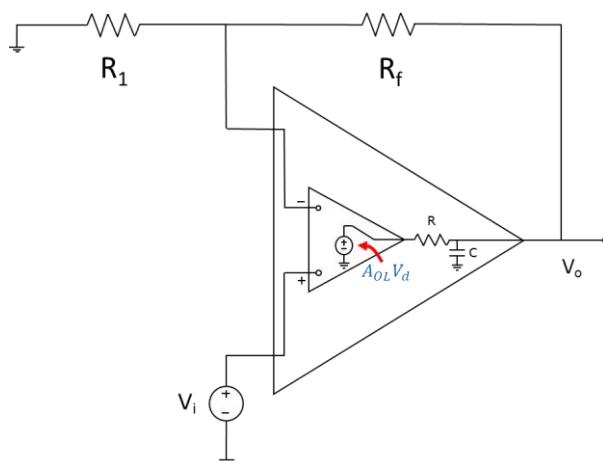


Figura 14. Amplificador operacional con un polo en su respuesta en frecuencia (imagen propia).

Para poder estimar el ancho de banda de manera rápida utilizando el concepto de producto ganancia-ancho de banda se define la expresión

$$BW = \frac{GBW}{A_n} \quad (15),$$

donde BW es el ancho de banda, $A_n = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, también conocida como la **ganancia de ruido**, y GBW es el producto ganancia-ancho de banda, que también se conoce como ancho de banda a ganancia unitaria (*unity gain bandwidth*), y es un parámetro que se puede encontrar en las hojas de datos. En la tabla 3, se muestra un fragmento de la hoja de datos del amplificador TL081C, donde se indica que el ancho de banda a ganancia unitaria es de 3 MHz (valor típico).

1.3.2 Velocidad de respuesta (*slew-rate*)

Otra limitación al procesamiento de señales de CA, es la velocidad de respuesta. Se refiere al límite que tiene un amplificador de producir una señal de salida con variaciones de voltaje por unidad de tiempo. Para explicar este concepto nos auxiliaremos de la figura 16. Se presentan dos gráficas de la señal de entrada y salida de un amplificador no-inversor, configurado con una ganancia aproximada de 11, basado en un circuito LF411

(LF411-N, 2014). En el caso a), la señal de entrada V_{IN} es de 400 mVpp, y en el caso b) la señal de entrada V_{IN} es de 1.4 Vpp. En el primer caso la señal de salida V_O conserva la forma senoidal de la señal de entrada de 400 kHz; sin embargo, en el segundo caso, la señal de salida V_O se ha distorsionado y se aproxima a una señal triangular.

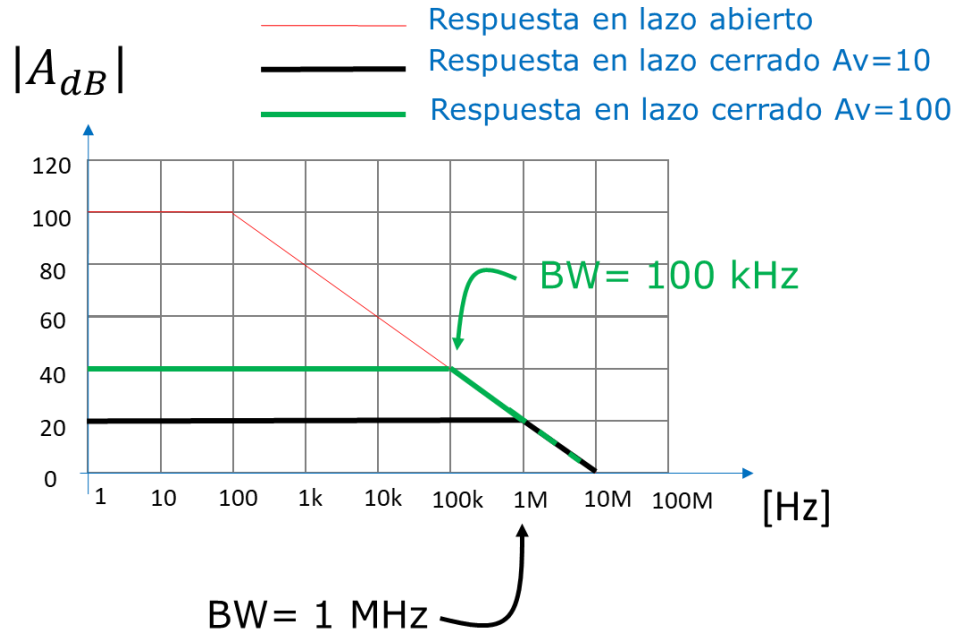


Figura 15. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado (imagen propia).

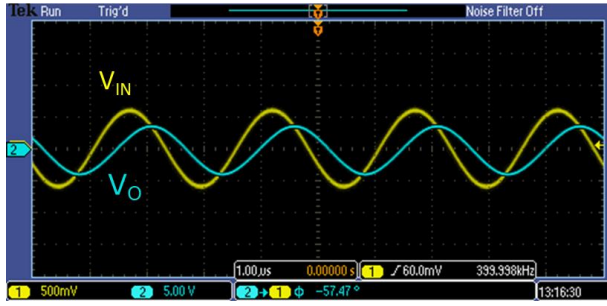
Tabla 3. Producto ganancia ancho de banda en la hoja de datos. Tomado de TL08xx, (2015).

6.5 Electrical Characteristics for TL08xC, TL08xxC, and TL08xI

$V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$ (unless otherwise noted)

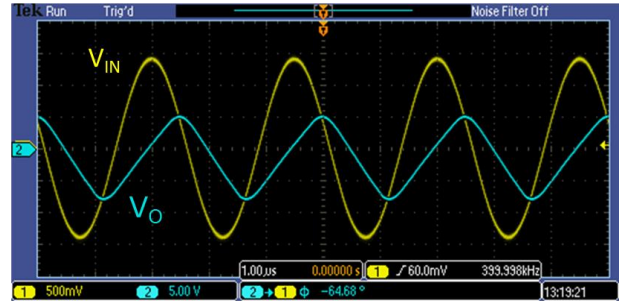
PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	TL081C, TL082C, TL084C			TL081AC, TL082AC, TL084AC			TL081BC, TL082BC, TL084BC			TL081I, TL082I, TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
B_1	Unity-gain bandwidth	25°C		3			3			3			3		MHz

LF411, amplificador no-inversor, ganancia=11



a) $V_{IN}=400 \text{ mV}_{pp}$ @400 kHz

LF411, amplificador no-inversor, ganancia=11



b) $V_{IN}=1400 \text{ mV}_{pp}$ @400 kHz

Figura 16. Limitación del ancho de banda debido a la velocidad de respuesta (imagen propia).

La velocidad de respuesta de una señal senoidal se puede definir de la siguiente manera.

Sea una señal senoidal de salida

$$V_o = V_a \sin(2\pi ft)$$

la rapidez de cambio se calcula mediante la derivada

$$\frac{dV_o}{dt} = 2\pi f V_a \cos(2\pi ft)$$

y su velocidad de respuesta máxima (slew-rate) se define como

$$SR = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{t=0} = 2\pi f V_a \quad (16)$$

donde f es la frecuencia de la señal, y V_a es la amplitud de la señal de salida. La velocidad de respuesta es un parámetro que aparece en las hojas de especificaciones y generalmente se expresa en $V/\mu s$. En la tabla 4, se muestra una comparación del ancho de banda y la velocidad de respuesta de algunos amplificadores operacionales.

Tabla 4. Ancho de banda y velocidad de respuesta de algunos amplificadores (creación propia).

Amplificador	GBW (MHz)	SR (V/ μ s)	Tipo
LM741A	1.5	0.7	Propósito general Bipolar
LF411A	4	15	Propósito general JFET
TL081C	3	13	Propósito general JFET
OP27A	8	2.8	Bajo ruido
OPA835	56	160	Ultra bajo consumo
LT1363	70	1000	Alta velocidad

1.4 Especificaciones del fabricante

Las hojas de datos del fabricante son una fuente invaluable de información y siempre es recomendable revisarlas antes de utilizar un componente. En particular es importante conocer las configuraciones recomendadas y las limitaciones de operación. Una hoja de datos puede contener una treintena de parámetros en diferentes tablas, además de gráficas de variación de los parámetros, y detalles del funcionamiento. Las características de un amplificador operacional real mencionadas en las secciones previas forman parte de la información que dan los fabricantes. En el momento de consultar una hoja de datos es importante identificar la matrícula completa del circuito, por ejemplo, si se habla de un amplificador operacional TL081, puede haber diferentes versiones: TL081C, TL081AC, TL081BC y TL081I, cuyas características tendrán pequeñas variaciones. En la tabla 2, se puede observar las diferencias en V_{OS} para esas versiones. La versión TL081BC tiene mejores especificaciones de la versión TL081C, que es la que se consigue habitualmente.

Tabla 4. Voltaje de desvío de entrada para la familia TL081, tomado de TL08xx, (2015).

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^{(1)}$	TL081C, TL082C, TL084C			TL081AC, TL082AC, TL084AC			TL081BC, TL082BC, TL084BC			TL081I, TL082I, TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50 \Omega$	25°C		3	15		3	6		2	3		3	6	mV
		Full range			20			7.5			5			9	

Las tablas mencionan condiciones específicas de operación. Por ejemplo, en la tabla 4, se considera que el voltaje de alimentación es mediante fuentes simétricas de ± 15 V.

Una sección importante es la de condiciones máximas de operación. En ella se describen los valores máximos de voltaje de alimentación y temperatura de operación, entre otros.

1.5 Amplificadores no inversor e inversor

Analicemos ahora algunos errores de los amplificadores. En la figura 17, se muestra el diagrama de un amplificador no-inversor con resistencia de entrada finita.

Considerando:

$$R_{inF} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}, \quad I_{in} = \frac{V_d}{R_d}, \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A}{1+A\beta}, \quad V_d = \frac{V_o}{A}$$

Y sustituyendo,

$$R_{inF} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_d}{R_d}} = \frac{V_{in}R_d}{\frac{V_o}{A}} = \frac{(1+A\beta)}{A} R_d A$$

Por lo tanto, la resistencia de entrada es

$$R_{inF} = R_d(1+A\beta)$$

Se observa que la ganancia de lazo abierto A y el factor de retroalimentación β aumentan el valor efectivo de la resistencia de entrada R_d . Es decir, la retroalimentación negativa del amplificador y su alta ganancia producen una mejora en la resistencia de entrada.

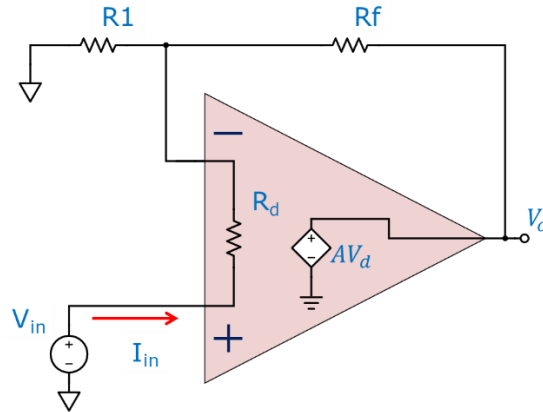


Figura 17. Amplificador no inversor con resistencia de entrada finita (imagen propia).

Por otro lado, la resistencia de entrada de un amplificador inversor no obtiene los mismos beneficios, y considerando el concepto de tierra virtual (ver figura 18),

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R1$$

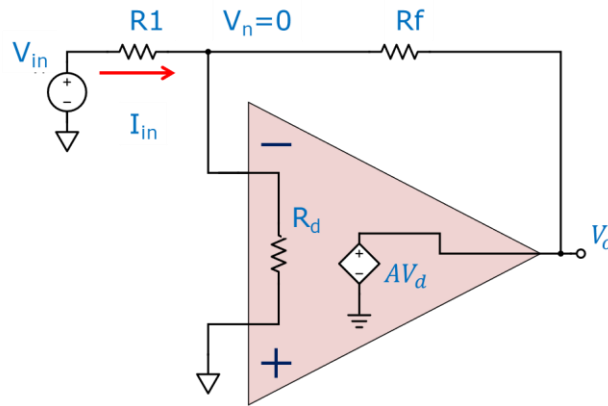


Figura 18. Resistencia de entrada del amplificador inversor (imagen propia).

Para la resistencia de salida, si se toma en cuenta la retroalimentación negativa, se puede calcular mediante

$$R_{OF} = \frac{R_o}{1+A\beta} \quad (17),$$

donde A es la ganancia de lazo abierto, y β el factor de retroalimentación. Nuevamente se obtiene una mejora al obtenerse un valor menor que en el caso de lazo cerrado (R_o).

1.6 Ganancia de ruido

En la sección 2.5 se introdujo el término de ganancia de ruido, la cual se puede definir como

$$A_n = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (18).$$

La ganancia de ruido es un factor de amplificación de los errores del amplificador operacional real, y se utiliza para evaluar, por ejemplo: los efectos del voltaje de entrada de desvío, de las corrientes de entrada y las limitaciones del ancho de banda. Note que se utiliza la misma expresión (18) tanto para amplificadores en configuración inversora o no-inversora.

Un caso interesante es el seguidor de voltaje (ver figura 19). En este caso podemos considerar la expresión (18) con $R_f = 0$, $R_1 \rightarrow \infty$, de donde se obtiene que la ganancia de ruido es $A_n = 1$.

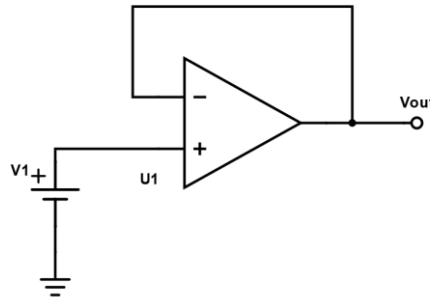


Figura 19. Amplificador seguidor de voltaje (imagen propia).

1.7 Diseño de circuitos con amplificadores operacionales asistido por computadora, tomando en cuenta los parámetros reales.

Las herramientas de diseño asistido por computadora son un auxiliar importante en el diseño, prueba y análisis de circuitos electrónicos. Para simular circuitos con amplificadores operacionales es posible utilizar los programas gratuitos que proporcionan

algunas casas fabricantes de circuitos integrado, como los mostrados en la tabla 5. No todos los simuladores están disponibles para todos los sistemas operativos, y los ofrecidos por fabricantes de semiconductores proporcionan bibliotecas centradas en sus dispositivos. Algunos de los análisis que se pueden realizar con estos programas son: respuesta en el tiempo, punto de operación en DC, y respuesta en frecuencia.

Tabla 5. Simuladores de circuitos con amplificadores operacionales (creación propia).

Nombre del programa	Empresa	Liga de descarga
LTSpice	Analog Devices	https://shorturl.at/dGIL6
Mindi	Microchip	https://shorturl.at/mnDX5
Tina-TI	Texas Instruments	https://www.ti.com/tool/TINA-TI

En la figura 20 se muestra la simulación en LTSpice de la respuesta en frecuencia de un amplificador inversor con ganancia $A_v = -1$. Se observa que el circuito tiene un ancho de banda (-3 dB) de 2 MHz aproximadamente. En este tipo de gráficas es posible habilitar el uso de cursores para determinar de forma gráfica la frecuencia de corte.

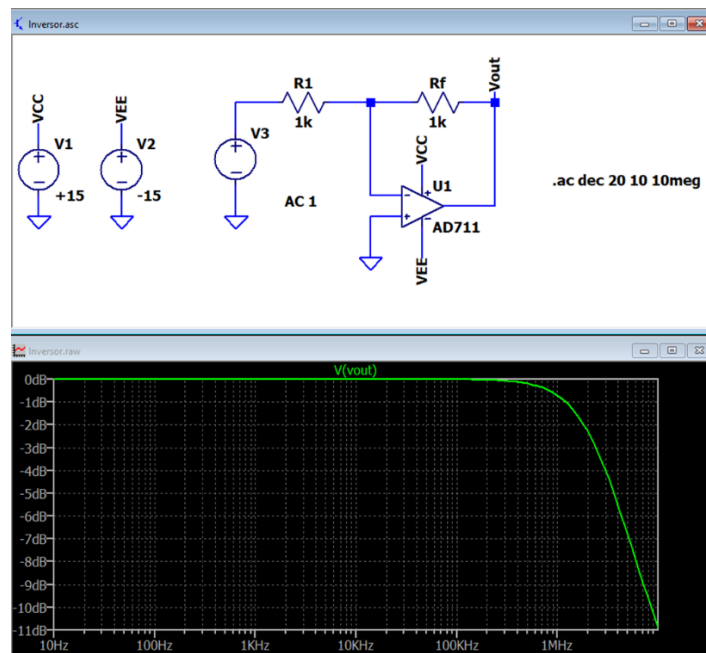


Figura 20. Respuesta en frecuencia de un amplificador inversor (imagen tomada del simulador LTSpice).

1.8 Ejemplo de aplicación. Medición de pH

El pH o potencial de hidrógeno es una medida del grado de acidez o alcalinidad de una sustancia. Su medición puede ser útil para establecer propiedades de los alimentos, del agua (por ejemplo: el agua de una alberca), o incluso del suelo en estudios de agricultura. Se ha definido una escala de pH que va de 0 a 14; donde 7 indica una sustancia neutra; valores menores a 7 indican acidez, y mayores a 7 alcalinidad.

Para la medición del pH se han desarrollado sondas especializadas (ver figura 21) que proporcionan un voltaje proporcional al grado de acidez o alcalinidad (aproximadamente 59 mV/pH), de acuerdo con la ecuación de Nerst (CN-0326, 2013).

$$E = a - \frac{2.303 R (T_K)}{nF} (pH - pH_7) \quad (19)$$

Donde

E:	el voltaje generado por la sonda
$a = \pm 30 \text{ mV}$:	el voltaje del electrodo de referencia
T_K :	la temperatura en Kelvin
$n=1$:	la valencia del ion hidrógeno a 25 °C
$F=96485 \text{ C/mol}$:	la constante de Faraday
$R=8.314 \text{ V} \cdot \text{C/K mol}$:	el número de Avogadro
pH:	la actividad de iones de hidrógeno de la muestra
pH ₇ :	la actividad de iones de hidrógeno en la solución de referencia



Figura 21. Sonda de medición de pH (imagen propia).

Las sondas para medición de pH proporcionan entonces un voltaje entre +414 mV y -414 mV, para valores de pH entre 0 y 14, como se puede ver en la figura 22.

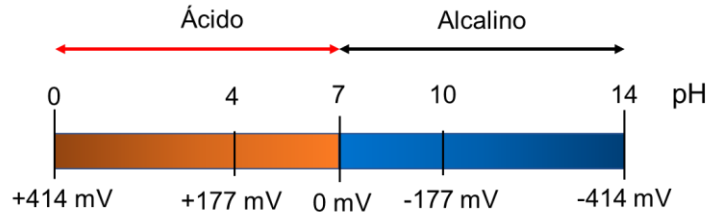


Figura 22. Escala de pH (imagen propia).

La amplificación de esos niveles de voltaje es relativamente sencilla; sin embargo, como se mencionó en la sección 1.2.3, las sondas de pH tienen una alta impedancia de salida, superior a 100 MΩ. Esto requiere un amplificador con una impedancia de entrada que sea 1000 veces más grande, para mantener un error menor al 0.1 %. Por otro lado, también se necesita que el amplificador tenga bajas corrientes de entrada de polarización, para evitar que al circular por la impedancia de salida de la sonda se produzca un voltaje de error. Finalmente, sería conveniente que el amplificador tuviera un bajo nivel de voltaje de desajuste, pues este se añadiría como error al producido por la sonda. Se habla de una característica “conveniente” por que la señal de pH se considera una señal de voltaje de corriente directa y el voltaje de desajuste puede eliminarse mediante software, si se envía a un microcontrolador como parte de un instrumento con despliegue digital. Como la señal es de corriente directa, entonces no se requiere de un amplificador operacional de gran ancho de banda. Esto permite seleccionar amplificadores de bajo consumo de energía, que habitualmente operan con anchos de banda de algunos kHz.

En la Tabla 1 se enlistan algunos amplificadores operacionales que pueden considerarse para construir un medidor de pH. Y como se mencionó anteriormente una opción adecuada es el circuito MCP6071, (2010). En la tabla 6 se presenta un resumen de las características del amplificador operacional MCP6071. Se observa su baja corriente de

entrada de polarización y su bajo voltaje de entrada de desvío. Cumple además con el requisito de tener una alta impedancia de entrada.

Tabla 6. Características principales del circuito MCP6071. Elaborada con datos de MCP6071, (2010).

Vos (máx)	I _B (típico)	Impedancia de entrada	GBW	Slew rate	Consumo	Voltaje suministro
150 µV	1 pA	10 TΩ	1.2 MHz	0.5 V/µs	110 µA	6 V

El diagrama esquemático de un circuito para amplificar una señal de una sonda de pH se muestra en la figura 23. El amplificador operacional está conectado en una configuración de seguidor de voltaje, por lo que tiene una ganancia unitaria y operará con el ancho de banda máximo de 1.2 MHz. A su salida se tiene un filtro paso-bajas pasivo para reducir el ruido antes de enviar la señal a un convertidor analógico-digital. Este es un claro ejemplo del uso de un seguidor de voltaje para desacoplar las cargas. Si se conectara directamente la sonda al circuito RC, la alta impedancia de salida de la sonda de pH crearía un divisor de voltaje con R1, C1 y el circuito que se conecte a la terminal de salida. Esta situación reduciría enormemente el voltaje obtenido en la terminal de salida. Al utilizar el amplificador seguidor se evita este problema.

El amplificador MCP6071 está diseñado para operar con una sola fuente de alimentación. No obstante, el voltaje que produce la sonda puede ser positivo o negativo. Para poder procesar todo el intervalo del voltaje que entrega la sonda se añade un potencial de referencia de 1.024 V a su terminal negativa. Posteriormente, mediante el programa de un microcontrolador se puede hacer el cálculo del valor de pH, restando 1.024 V. Para producir un voltaje estable se puede usar el circuito MCP1501, (2017), que es una referencia de voltaje integrada.

La frecuencia de corte del filtro RC está dada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (20)$$

por lo que si se utiliza $R_1=1\text{ k}\Omega$ y $C_1=10\text{ }\mu\text{F}$, se obtiene $f_c=15.915\text{ Hz}$. Se considera una frecuencia de corte adecuada para el procesamiento de una señal de CD. Aunque es posible otras combinaciones de valores que proporcionarían la misma frecuencia de corte, por ejemplo: $R_1=10\text{ k}\Omega$ y $C_1=1\text{ }\mu\text{F}$, es preferible mantener R_1 en un valor bajo debido al posible efecto de carga de la impedancia de entrada del convertidor analógico-digital que se conecte en la terminal de salida. En Bañuelos, (2020), se pueden consultar más detalles sobre el diseño de un medidor de pH.

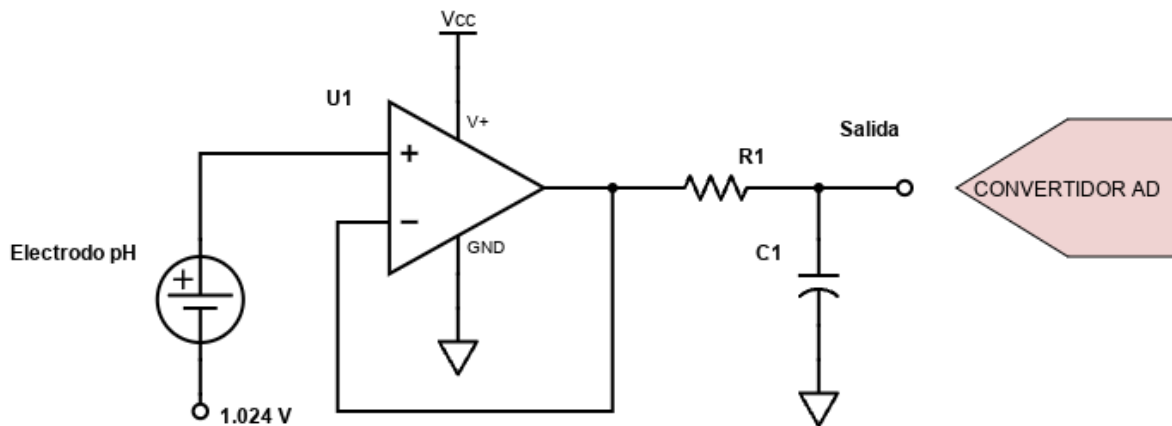


Figura 23. Circuito de un amplificador de sonda de pH (imagen propia).

1.9 Comentarios finales

Algunas características del amplificador operacional real son: resistencia de entrada, resistencia de salida, ganancia finita, corrientes de entrada de polarización, voltaje de entrada de desvío, ancho de banda y rapidez de respuesta. La influencia de cada una de estas características depende de la aplicación que se esté desarrollando. Los fabricantes cuentan con una gama de dispositivos que se especializan en optimizar alguna o varias de ellas para orientarlos a aplicaciones específicas. Es importante analizar el problema de diseño para poder entender cuáles limitaciones del amplificador operacional real pueden afectar el funcionamiento del circuito, y a partir de ello seleccionar el dispositivo adecuado.

Referencias bibliográficas

Bañuelos, M. A. (2020). Medidor de pH de bajo costo para aplicaciones didácticas. *Pistas Educativas*, No. 137. Tecnológico Nacional de México en Celaya.

CN-0326 (2013). *Circuit note CN-0326. Isolated low power pH monitor with temperature compensation*. Analog Devices, Inc.

Franco, S. (2002). *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. Third. McGraw-Hill Higher Education.

Kester, W. (2009). *MT-037 Tutorial. Op Amp input offset voltage*. Analog Devices, Inc.

LF411-N (2014). *LF411-N Low offset, low drift JFET Operational Amplifier*. Texas Instruments, Inc.

LMx58-N (2014). *LMx58-N Low-power dual-operational amplifiers*. Texas Instruments, Inc.

MCP1501 (2017). *MCP1501 High precision voltage reference*. Microchip Technology, Inc.

MCP6071 (2010). *MCP6071/2/4 High precision op amps*. Microchip Technology, Inc.

OPA27 (2005). *OPA27 OPA37 Ultra-low noise, precision operational amplifiers*. Texas Instruments Inc.

pH100 (2015). *ExStik waterproof pH meters pH100 and pH110*. Flir Systems, Inc.

TL08xx (2015). *TL08xx JFET-input operational amplifiers*. Texas Instruments, Inc.

uA741 (2018). *uA741 General-purpose operational amplifiers*. Texas Instruments, Inc.