

UNIDAD 5 – ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

Introducción

Hemos visto etapas amplificadoras a transistor en configuraciones Emisor Común, Base Común y Colector Común. Se observó que en un circuito práctico, con polarización V_{be} del transistor mediante resistencias, la señal de entrada debe ser inyectada a través de un capacitor de acoplamiento para no afectar la polarización, y la señal de salida debe extraerse también a través un capacitor para quitar la componente de continua, lo que da lugar a un efecto pasa-alto.

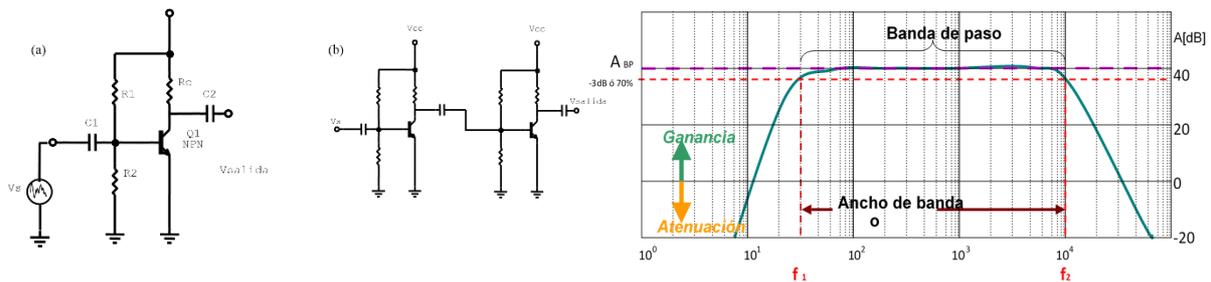


Figura 1 (a) (b) Amplificadores acoplados en alterna. Respuesta en frecuencia

Muchas variables físicas de interés en procesos industriales, como temperatura, presión etc, son de variación lenta, es decir son de muy baja frecuencia, por lo que las señales analógicas correspondientes no podrían ser amplificadas mediante una etapa de amplificador acoplado en alterna como las vistas.

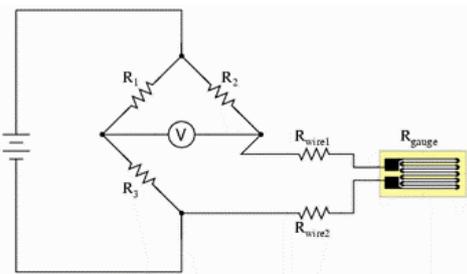


Figura 2: Circuito Punte

Por otra parte, muchos sensores utilizados en la industria se basan en elementos de resistencia variable colocados en circuitos puente. En estos circuitos la señal se debe tomar en forma diferencial entre los extremos. Es decir, el amplificador debe disponer de entrada diferencial.

El elemento típico para medir variables físicas es un elemento resistivo montado en un circuito puente. El elemento sensor se denomina transductor y los otros tres elementos son resistencias fijas. El circuito puente se utiliza porque permite eliminar el *offset* (componente de continua que acompaña a la señal útil) pero la variación de tensión es muy poca. Por lo que se utiliza el amplificador operacional que permite: amplificar, filtrar para eliminar el ruido, adaptar impedancias y linealizar.

5 A - Amplificador Operacional

El amplificador operacional es un dispositivo integrado en una sola pastilla cuya característica fundamental es la elevada ganancia de tensión, elevada impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Permite implementar amplificadores inversores, no inversores, sumadores analógicos, derivadores, integradores, amplificadores diferenciales, comparadores, filtros, etc.

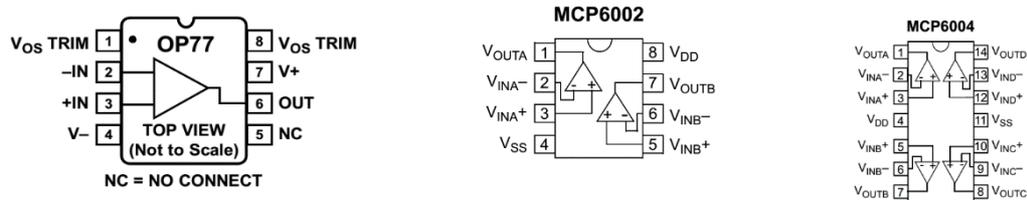


Figura 3: Algunos chips comerciales de Amplificador Operacional (AO), de 1, 2 y 4 AO por chip.

Su símbolo es como se muestra en la figura 4.

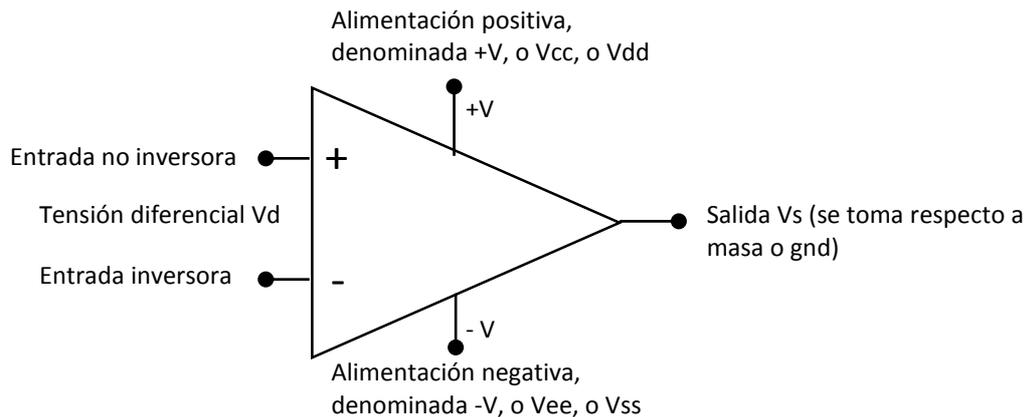


Figura 4: Símbolo de 5 terminales del AO

La ecuación ideal que gobierna el comportamiento del amplificador operacional es

$$V_s = A \cdot V_d$$

Con $V_d = V(+)-V(-)$ (Tensión diferencial entre la entrada no inversora y la inversora)

y **A** factor de amplificación que depende de la construcción.

Este dispositivo no amplifica en modo común, es decir, no amplifica señales que apliquen por igual en los dos terminales de entrada, sólo amplifica la **diferencia**.

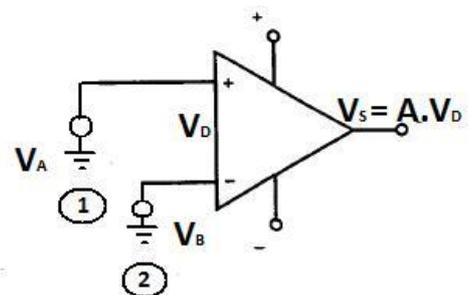


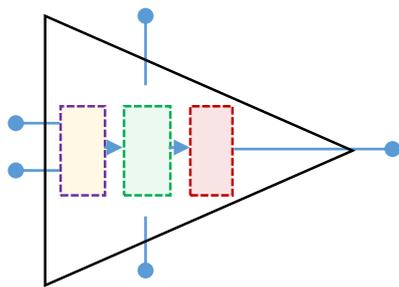
Figura 5: Amplificación diferencial

Además, pide muy poca corriente, en comparación con el voltaje aplicado, por eso se dice que tiene **alta impedancia de entrada**. ($Z_e = V_e/I_e$).

Análisis del comportamiento interno:

En esta sección buscamos mostrar cómo finalmente el AO amplifica solamente V_d , cómo la salida puede producir tanto tensiones positivas como negativas de acuerdo con el valor de V_d , y visibilizar los límites de tensión de salida dados por las fuentes de alimentación. No se pretende un análisis minucioso sino una comprensión general del proceso de amplificación interno y su efecto sobre el comportamiento cuando se conecta con elementos externos.

. Un AO está constituido esencialmente por tres etapas:



- La **etapa de entrada** conformada por un amplificador diferencial y una fuente de corriente, que presenta elevada impedancia de entrada y rechazo de las señales de modo común.
- Una **etapa intermedia** que brinda una elevada ganancia de tensión.
- Una **etapa de salida** de tipo complementaria *clase AB* que provee capacidad de corriente y baja impedancia de salida.

Figura 6: Etapas de un AO

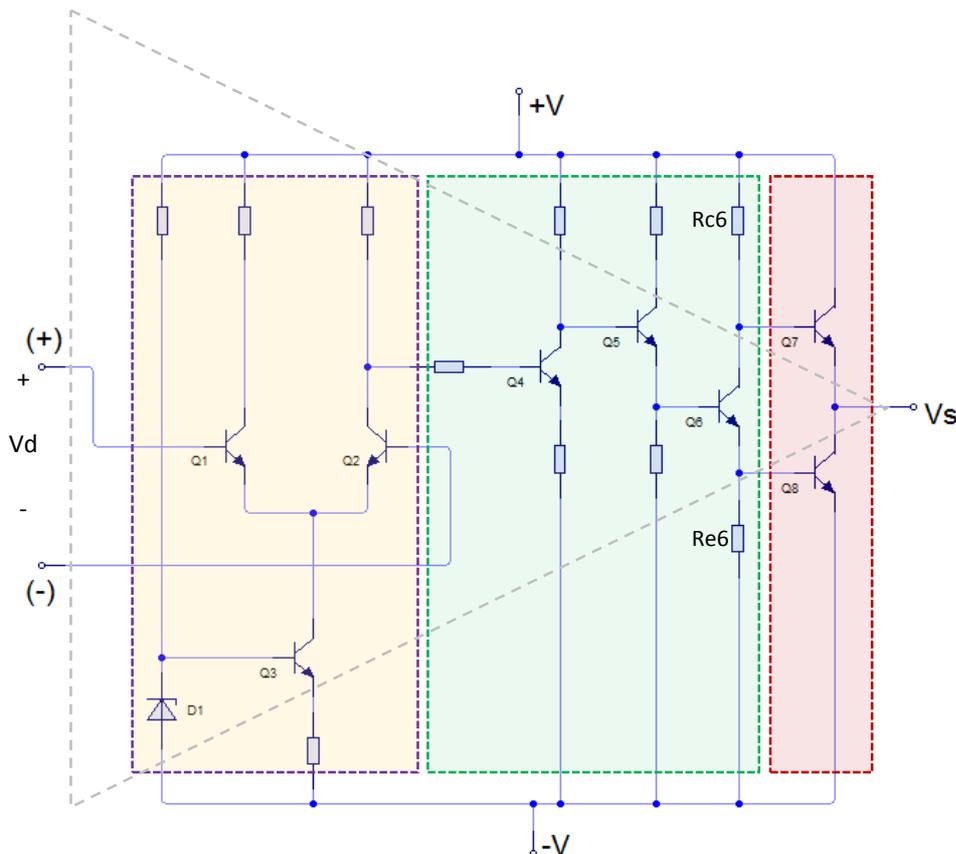


Figura 7: Detalle de etapas de un AO elemental

En la figura 7 se muestran las tres etapas de un AO elemental. Las etapas están **acopladas en continua**, es decir no existen capacitores de acoplamiento entre ellas, (esto se logra con un ajuste preciso de las polarizaciones). Al no existir capacitores entre las etapas, el AO es capaz de

amplificar desde frecuencia cero (corriente continua), siendo especialmente apto para amplificar señales lentas como las que provienen de sensores de temperatura, celdas de carga etc.

El transistor Q3 está polarizado con el diodo zener D1, por lo que su corriente de colector será constante y de valor

$$I_{c3} \approx I_{e3} = (V_{D1} - V_{be3}) / R_{e3}.$$

Esta corriente I_{c3} se divide entre I_{e1} e I_{e2} (corrientes de emisor de Q1 y Q2). Las corrientes I_{c1} e I_{c2} serán prácticamente iguales a I_{e1} e I_{e2} respectivamente.

$$I_{c3} = I_{e1} + I_{e2} \approx I_{c1} + I_{c2}$$

El colector de Q2 tiene una V_{c2} que polariza la base de Q4, el colector de Q4 tiene una V_{c4} que polariza a Q5, el emisor de Q5 una V_{e5} que polariza a Q6.

Obsérvese que cuando Q6 va al corte, Q7 va hacia saturación (recibe más V_{be7}) mientras que Q8 va hacia el corte (recibe menos V_{be8}).

Amplificación de señales diferenciales y rechazo de señales de Modo Común:

Si los terminales de entrada (+) y (-) están al mismo potencial ($V_d=0$), como Q1 y Q2 son idénticos y además $V_{be1}=V_{be2}$, resultarán $I_{c1}=I_{c2}=I_{c3}/2$, es decir la corriente de Q3 se reparte en mitades entre Q1 y Q2. En estas condiciones la cadena de transistores está ajustada para que en la salida sea $V_s=0$. Ambos transistores de salida Q7 y Q8 están cerca del corte, por lo que la corriente que circula entre los terminales de alimentación +V y -V es muy baja.

Observemos los sentidos de los incrementos si se aplica una $V_d > 0$: I_{c1} aumenta, I_{c2} disminuye, V_{c2} aumenta, V_{be4} aumenta, I_{c4} aumenta, V_{c4} disminuye, Q5 va hacia el corte, Q6 va hacia el corte y por tanto Q7 recibe más tensión en su base y aumenta su conducción, provocando en la salida una $V_s > 0$ (proveniente de la alimentación +V), mientras que Q8 va al corte (ya que recibe menos tensión en su base).

El mismo análisis se puede hacer con $V_d < 0$. Los incrementos serán en sentido inverso, de manera que Q6 irá hacia saturación, y Q8 aumentará su conducción provocando una $V_s < 0$, proveniente de la alimentación -V.

La forma particular de la entrada hace que si se aplica el mismo voltaje a ambas entradas (denominada señal de *modo común*), será $V_d=0$ y entonces $V_s=0$. Es decir el operacional idealmente no amplifica señales de modo común.

Análisis del comportamiento externo: Modelo. Parámetros de un AO ideal y real

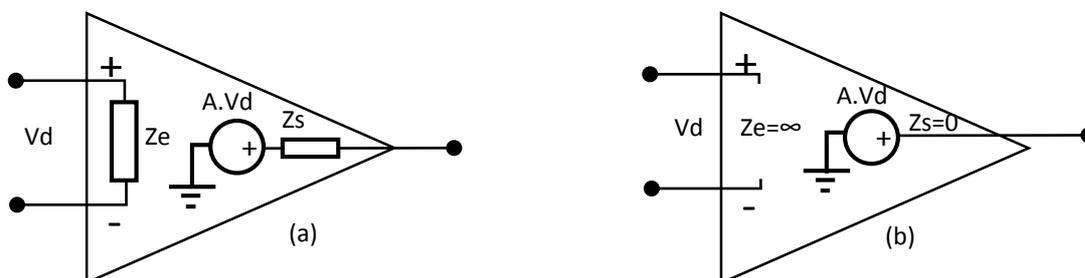


Figura 8: Modelo de Amplificador Operacional (a) Real y (b) Ideal

Como se ha visto el operacional está formado por muchos transistores agrupados en etapas. Sin embargo para su utilización no es necesario conocer este comportamiento interno, sino simplemente caracterizar su respuesta entre los terminales mediante un **modelo**, que consta de tres parámetros: **Impedancia de entrada**, **Amplificación de tensión** e **Impedancia de salida**.

En los terminales de entrada el parámetro que permite modelar la relación entre la tensión aplicada y la corriente solicitada es la **Impedancia de Entrada Z_e** . En un operacional real esta impedancia es muy alta, del orden de 10^6 hasta 10^{15} ohms, es decir la corriente que solicita en la entrada es muy baja. En un operacional ideal se puede considerar impedancia infinita (no solicita corriente, de manera similar a un voltímetro ideal).

La tensión de salida V_s es la V_d amplificada a través de las etapas por un factor de **amplificación de tensión A** , que en los operacionales reales puede ser del orden de 10^5 a 10^6 volt/volt. Es decir que la salida se comporta como una fuente de tensión de valor $A \cdot V_d$. En un operacional ideal el factor A se puede considerar A infinito.

Por último, si se solicita corriente a la salida, la tensión puede disminuir debido a una caída en una **Impedancia de Salida Z_s** . En un AO real esta Z_s es del orden de 50 ohms, mientras que en un AO ideal se puede considerar nula ($Z_s=0$).

Este modelo va a permitir el análisis de los distintos montajes que pueden realizarse con un operacional

Parámetro	IDEAL	REAL
Imp Entrada	∞	10^6 a $10^{15} \Omega$
Amplificación	∞	10^5 a 10^6 V/V
Imp Salida	0	50 a 75Ω

Tabla 1: Parámetros de Amplificador Operacional Ideal y Real

5B - Montajes Lineales

Amplificador Inversor

El amplificador inversor es el circuito amplificador operacional más sencillo. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión total. La razón por la que se necesita estabilizar la ganancia de tensión total es porque la amplificación A resulta demasiado grande e inestable para ser útil.

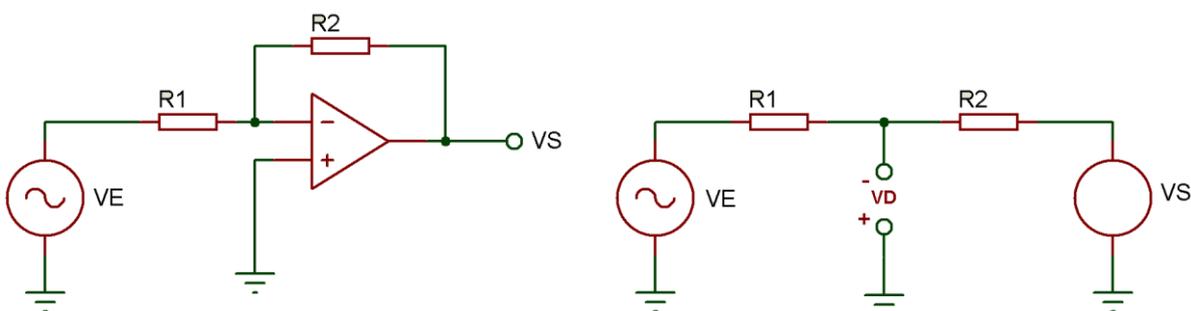


Figura 9: Montaje Inversor. Circuito equivalente aplicando el modelo Ideal

La tensión de entrada V_e excita la entrada inversora $V(-)$ del AO a través de la resistencia R_1 . Suponiendo V_e positiva, habrá inicialmente un potencial positivo aplicado a $V(-)$, y como $V(+)$ está a masa V_d será negativo. La salida $V_s = A \cdot V_d$ será entonces negativa, y como el factor A es muy grande es de esperar que V_s sea grande en magnitud. Esta tensión V_s aplica entonces un

voltaje negativo a $V(-)$ a través de $R2$, es decir se opone a la tensión aplicada por V_e . Esto es una **realimentación negativa**. Como V_s es muy grande en magnitud se podría suponer que su efecto va a superar al de V_e , es decir que finalmente $V(-)$ se haría negativa. Pero esto es imposible, ya que implicaría un cambio de signo de V_d , y un cruce por $V_d=0$ haría $V_s=0$ (pues $V_s=A.V_d$). Lo que realmente va a ocurrir es que V_s no logra anular completamente V_d , va a persistir el signo que determinó la tensión de entrada (en este ejemplo $V(-)$ positivo, $V_d<0$). Pero el valor de V_d se reducirá a pocos microvolts. Es decir, la realimentación negativa prácticamente igualó los potenciales de $V(+)$ y $V(-)$. Se dice que entre $V(+)$ y $V(-)$ hay un **cortocircuito virtual** (una igualdad de potenciales entre dos nodos sin que haya una conexión física entre ellos). Realmente la realimentación negativa hace que el terminal inversor $V(-)$ siga en potencial al terminal no inversor $V(+)$.

En este caso particular, como el terminal $V(+)$ está conectado a 0 volts (masa), $V(-)$ estará prácticamente también a 0 volts (potencial de masa). Por eso decimos que en $V(-)$ hay una **masa virtual**.

Analicemos ahora cuál va a ser el valor de tensión que adopta la salida.

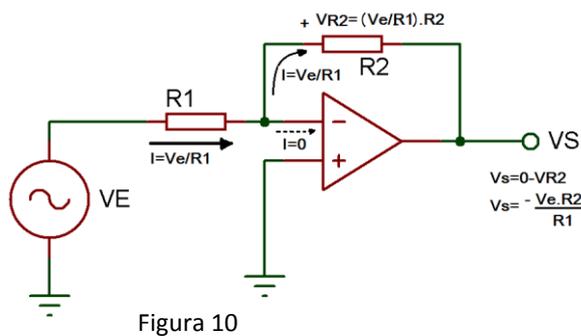


Figura 10

Se observa que $R1$ está sometida a un voltaje $V_e - 0$ (porque $V(-)=0$), por lo que por ella circulará una corriente $I=V_e/R1$.

Esta corriente no ingresa por $V(-)$ ya que la impedancia de entrada es infinita, sino que circulará por $R2$, provocando una caída en $R2$ $V_{R2} = I.R2 = (V_e/R1).R2$.

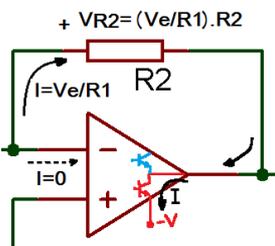


Figura 11

Finalmente esta corriente es drenada por el transistor de abajo de la salida del operacional (el Q8 de la figura 7), que conduce hacia la tensión de alimentación negativa $-V$.

Si la tensión de entrada V_e fuera negativa, V_d será positiva, V_s será positiva y anulará prácticamente a V_d . En este caso la corriente sería suministrada por el transistor de arriba (Q7) y circularía de derecha a izquierda por $R2$ y $R1$.

La tensión de salida será entonces:

$$V_s = 0 - V_{R2} = - (V_e/R1).R2 \quad (1)$$

La Amplificación de tensión se define como

$$G = V_s/V_e \quad (2)$$

Por lo que (reemplazando 1 en 2) la Ganancia de Tensión del amplificador en Montaje Inversor es:

$$G = - R2/R1 \quad (3)$$

El signo $-$ en la ganancia indica que la salida está en **contrafase** con la entrada. Obsérvese que la ganancia de tensión no depende de la amplificación a lazo abierto A . Solamente depende de los valores de $R1$ y $R2$. Esto es fundamental porque permite diseñar amplificadores de ganancia

precisa, simplemente utilizando la relación $R2/R1$ apropiada. Los valores prácticos de $R1$ estarán en general entre unos 50 ohms y 100 k Ohms. Valores menores que 100 ohms producen demasiado consumo, y valores muy grandes producen mayor ruido y desbalances del operacional.

Amplificador No Inversor

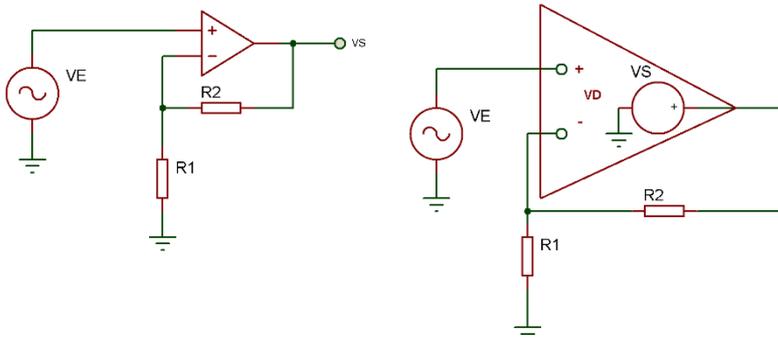


Figura 12: Montaje No Inversor. Circuito equivalente con el modelo Ideal

Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia total de tensión. Con este tipo de amplificadores la realimentación negativa también, provoca el incremento de la impedancia de entrada y la disminución de la impedancia de salida.

Suponiendo inicialmente la tensión de salida $Vs = 0$, la tensión en la entrada $V(-)$, que es una fracción de Vs realimentada a través del divisor de tensión formado por $R1$ y $R2$, será

$$V(-) = Vs \cdot R1 / (R1 + R2) = 0$$

Al aplicar Ve (suponiéndola positiva) en la entrada no inversora $V(+)$ en forma directa, será $Vd > 0$ y Vs se hará positiva de valor $A \cdot Vd$. Nuevamente vemos que hay realimentación negativa, es decir Vs tiende a anular Vd a través del divisor de tensión formado por $R1$ y $R2$. Debido al gran valor de ganancia de tensión en lazo abierto, $V(-)$ tiende a alcanzar a $V(+)$, pero nuevamente no podrá Vd llegar a 0 porque esto anularía Vs . En la práctica persiste un Vd de pocos microvolts, de la misma polaridad que la Ve aplicada, y lo consideramos igual que antes un **cortocircuito virtual** entre $V(+)$ y $V(-)$.

Se observa entonces que

$$Ve = V(-) = Vs \cdot R1 / (R1 + R2)$$

Es decir, la salida es;

$$Vs = Ve \cdot (R1 + R2) / R1 = Ve \cdot (1 + R2 / R1) \quad (4)$$

La ganancia de tensión del amplificador no inversor es

$$G = 1 + R2 / R1 \quad (5)$$

En el amplificador no inversor la salida está en fase con la entrada.

En el circuito de la figura 12 se observa que la fuente Ve no debe entregar nada de corriente al amplificador, debido a la impedancia infinita. Esto puede ser una ventaja frente al amplificador inversor, que sí solicita corriente de entrada.

Seguidor de tensión

Un caso particular del amplificador no inversor se consigue haciendo $R_2=0$, o R_1 circuito abierto (R_1 infinita) o ambas cosas. La expresión (5) quedará

$$G = 1 \quad (6)$$

Aunque este circuito no amplifica voltaje, es muy útil porque permite medir voltajes sin solicitar corriente. Obsérvese por ejemplo en el circuito de aplicación de la figura 13b, denominado *seguidor-retenedor* o *simple&hold*, es posible medir el voltaje de un capacitor sin descargarlo.

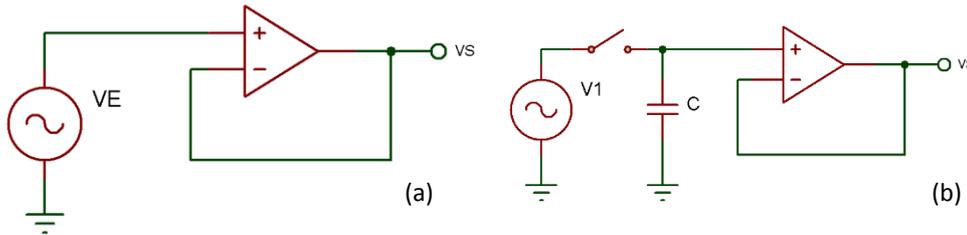


Figura 13: (a) Seguidor de tensión. (b) Aplicación para medir voltaje de C sin descargarlo

REVISADO HASTA ACÁ

Amplificador Sumador

Siempre que se necesite combinar dos o más señales analógicas en una sola salida, es natural utilizar un **amplificador sumador**

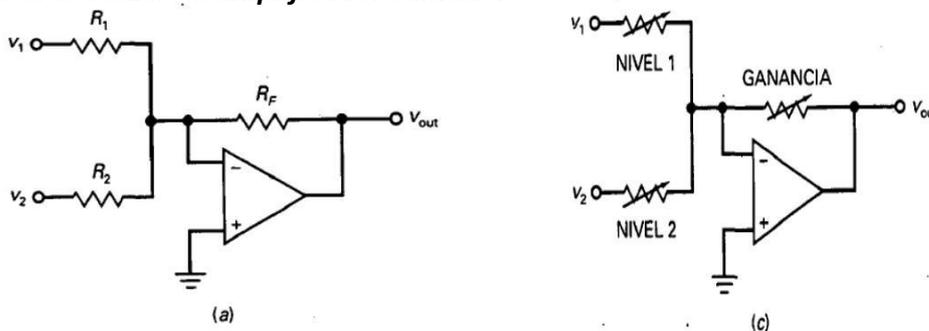


Ilustración 1 Circuito amplificador sumador.

Un circuito como este amplifica cada señal de entrada. La ganancia para cada canal de entrada viene dada por el cociente entre la resistencia de realimentación y la resistencia de entrada apropiada. Por ejemplo, las ganancias de tensión en lazo cerrado de la Ilustración 8 a son:

$$A_{CL1} = \frac{R_F}{R_1} \quad \text{y} \quad A_{CL2} = \frac{R_F}{R_2}$$

El circuito sumador combina todas las señales de entrada amplificadas en una sola salida, dada

por:

$$v_{out} = A_{CL1}v_1 + A_{CL2}v_2$$

Es fácil probar la ecuación anterior. Como la entrada inversora es una masa virtual, la corriente de entrada total es:

$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

Debido a la existencia de la masa virtual, toda esta corriente circula a través de la resistencia de realimentación, produciendo una tensión de salida con una magnitud de:

$$v_{out} = (i_1 + i_2)R_F = \frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2$$

Aquí se puede ver que cada tensión de entrada se multiplica por su ganancia de canal y se suma para producir la tensión total. El mismo resultado se puede aplicar a cualquier número de entradas.

La Ilustración 8 - c es un **mezclador**, una manera adecuada de combinar señales de audio en un sistema de alta fidelidad. Las resistencias variables permiten establecer el nivel de cada entrada, y el control de ganancia permite ajustar el volumen de la salida combinada. Reduciendo NIVEL 1, se puede hacer la señal V1 más grande a la salida. Reduciendo NIVEL 2 es posible hacer mayor la señal V2. Incrementando GANANCIA, se pueden aumentar ambas señales

Amplificador Restador

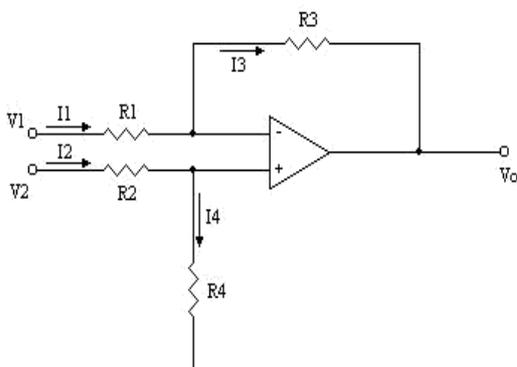


Ilustración 2 Circuito Amplificador Restador

$$I_1 = I_3 \quad I_2 = I_4$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_E}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_2 - V_E}{R_2} \quad I_3 = \frac{V_E - V_O}{R_3} \quad I_4 = \frac{V_E}{R_4}$$

De $I_1=I_3$ deducimos:

$$\frac{V_1 - V_E}{R_1} = \frac{V_E - V_O}{R_3} \Rightarrow R_3 \cdot (V_1 - V_E) = R_1 \cdot (V_E - V_O) \Rightarrow$$

$$R_3 \cdot V_1 - R_3 \cdot V_E = R_1 \cdot V_E - R_1 \cdot V_O \Rightarrow R_3 \cdot V_1 + R_1 \cdot V_O = R_1 \cdot V_E + R_3 \cdot V_E \Rightarrow$$

$$R_3 \cdot V_1 + R_1 \cdot V_O = V_E \cdot (R_1 + R_3) \Rightarrow V_E = \frac{R_3 \cdot V_1 + R_1 \cdot V_O}{R_1 + R_3}$$

De $I_2=I_4$ deducimos:

$$\frac{V_2 - V_E}{R_2} = \frac{V_E}{R_4} \Rightarrow R_4 \cdot V_2 - V_E \cdot R_4 = R_2 \cdot V_E \Rightarrow$$

$$R_4 \cdot V_2 = R_2 \cdot V_E + R_4 \cdot V_E \Rightarrow R_4 \cdot V_2 = V_E \cdot (R_2 + R_4) \Rightarrow V_E = \frac{R_4 \cdot V_2}{R_2 + R_4}$$

Si igualamos las dos expresiones de VE:

$$\frac{R4 \cdot V2}{R2 + R4} = \frac{R3 \cdot V1 + R1 \cdot Vo}{R1 + R3} \Rightarrow (R1 + R3) \cdot (R4 \cdot V2) = (R2 + R4) \cdot (R3 \cdot V1 + R1 \cdot Vo) \Rightarrow$$

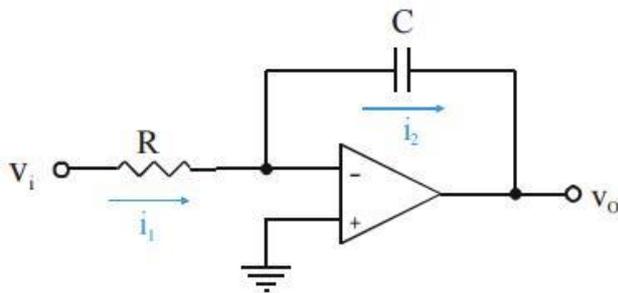
$$\frac{(R1 + R3) \cdot (R4 \cdot V2)}{R2 + R4} = R3 \cdot V1 + R1 \cdot Vo \Rightarrow R1 \cdot Vo = \frac{(R1 + R3) \cdot (R4 \cdot V2)}{R2 + R4} - R3 \cdot V1 \Rightarrow$$

$$Vo = \frac{V2 \cdot R4 \cdot (R1 + R3)}{(R2 + R4) \cdot R1} - \frac{R3 \cdot V1}{R1} \Rightarrow \boxed{Vo = V2 \cdot \frac{R4 \cdot R1 + R4 \cdot R3}{R1 \cdot R2 + R1 \cdot R4} - V1 \cdot \frac{R3}{R1}}$$

La expresión final de Vo se puede simplificar si se considera que la resistencia combinada en paralelo de R3 y R1 es igual a la resistencia combinada en paralelo de R2 y R4.

$$\frac{R1 \cdot R3}{R1 + R3} = \frac{R2 \cdot R4}{R2 + R4} \Rightarrow \frac{R1 \cdot R3}{R2 \cdot R4} = \frac{R1 + R3}{R2 + R4} \Rightarrow Vo = \frac{V2 \cdot R4 \cdot R1 \cdot R3}{R1 \cdot R2 \cdot R4} - \frac{R3 \cdot V1}{R1} \Rightarrow \boxed{Vo = V2 \cdot \frac{R3}{R2} - V1 \cdot \frac{R3}{R1}}$$

Amplificador Integrador



$$dV = \frac{i}{c} \cdot dt$$

$$Vc = \frac{1}{c} \int i \cdot dt$$

$$Vc = \frac{1}{c} \int \frac{VR}{R} \cdot dt$$

$$\boxed{Vc = - \frac{1}{R \cdot C} \int Vc \cdot dt}$$

Ilustración 3 Circuito amplificador Integrador

Va a ser la integral de la señal de entrada. Se utiliza para producir una rampa en su tención de salida, la cual puede ser un incremento o decremento de tensión. El componente de realimentación es un condensador en vez de una resistencia. La entrada, es un pulso rectangular, este pulso se aplica al extremo de R.

Toda la lent circula por el condensador, este se cargará y su tensión se incrementará. La masa virtual implica que la tensión de salida sea = a la tensión de los extremos del capacitor.

Q= C.V entonces, dV=dQ/C y dQ= i.dt entonces:

El integrador es un elemento lineal, amplifica distintos rangos de frecuencia, si yo tomo un senoidal, no afecta la forma.

Amplificador Diferenciador o Derivador

Ejecuta el cálculo diferencial llamado derivación. Produce tensión de salida proporcional a la variación instantánea de a Vent respecto al tiempo.

Se utiliza para la detección del flanco de subida y bajada de un pulso rectangular, o para producir una salida rectangular a partir de una rampa de entrada.

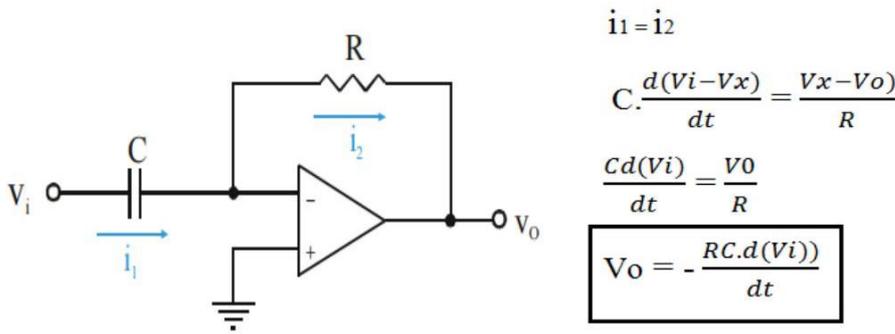


Ilustración 4 Circuito amplificador derivador.

Si, Vi es CC, Vo=0

Si, Vi es CA, Vo=?

Para f muy alta la capacitancia es muy baja. La ganancia es mayor cuando aumenta f, f=0, gr=0 Xc= infinito.

En un cierto rango de frecuencia me interesa que funcione como derivador, después en otra f tengo que limitar las oscilaciones, pero se está es muy chiquitita aparece de nuevo.

Amplificador de Instrumentación.

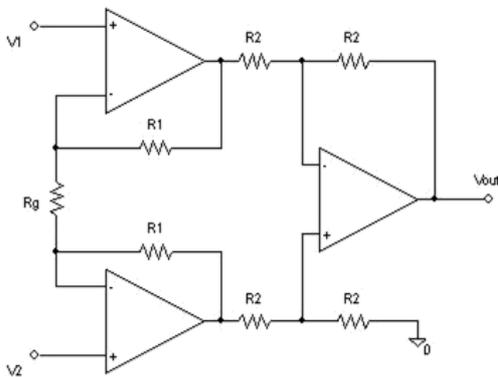


Ilustración 5 Circuito amplificador de Instrumentación.

Un amplificador de instrumentación es un tipo particular de amplificador diferencial que fue provisto de buffers de entrada, eliminando la necesidad de equiparar impedancias, lo cual lo hace un amplificador adecuado para mediciones y testeo de equipos. Posee como características baja variación de sus parámetros con la temperatura, bajo ruido, muy alta ganancia a lazo abierto, muy alta relación de rechazo de modo común, y muy altas impedancias de entrada. Los amplificadores de instrumentación son utilizados en aplicaciones en las que se requiere gran precisión y estabilidad a corto y largo plazo.

Filtros Pasa Bajo

Este tipo de filtro deja pasar todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y bloquea todas las frecuencias por encima de la misma.

Un filtro paso bajo ideal tiene *atenuación cero* (señal perdida) en la banda pasante, infinita en la banda eliminada y una transición vertical.

Una indicación más: el filtro paso bajo ideal no produce desfase en todas las frecuencias de la banda pasante. La ausencia de desfase es importante, cuando la señal de entrada no es sinusoidal. Cuando un filtro tiene desfase cero, se mantiene la forma de una señal no sinusoidal cuando esta lo atraviesa.

Por ejemplo, si la señal de entrada es una onda cuadrada, tiene una frecuencia fundamental y armónicos. Si la frecuencia fundamental y los armónicos más significativos (aproximadamente los 10 primeros) están dentro de la banda pasante, la onda cuadrada tendrá aproximadamente la misma forma a la salida.

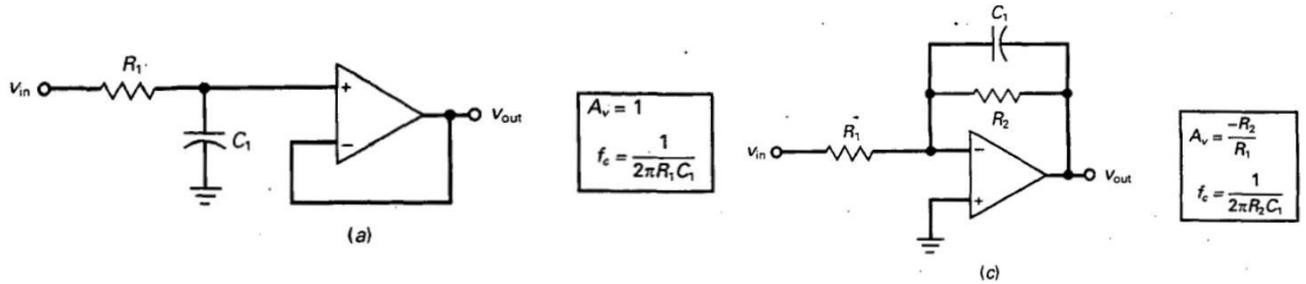
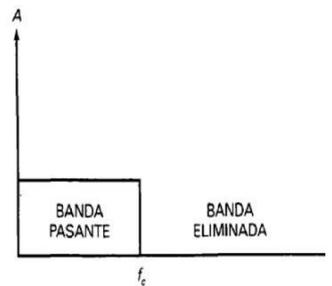


Ilustración 6 Circuito filtro pasa bajo.

La frecuencia de corte a tres dB viene dada por: $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

Cuando aumenta la frecuencia por encima de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva disminuye y reduce la tensión en la entrada no inversora.

Como el circuito de retardo R1C1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae. Cuando la frecuencia se aproxima a infinito, el condensador se aproxima a un corte, con lo que su tensión de entrada es cero.



Filtro Paso Alto

Este tipo de filtro elimina todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y permite el paso de todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte. Un filtro ideal paso alto tiene una atenuación infinita en la banda eliminada, atenuación cero en la banda pasante y una transición vertical.

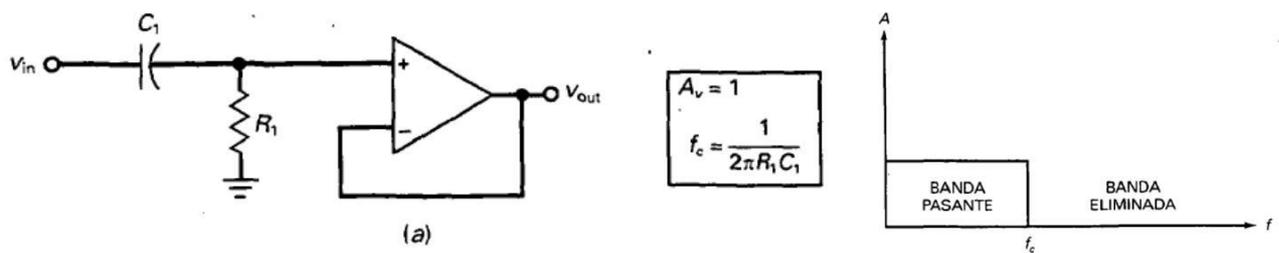


Ilustración 7 Circuito filtro pasa alto

Cuando disminuye la frecuencia por debajo de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva aumenta y reduce la tensión en la entrada, no inversora.

Como el circuito R1C1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae. Cuando la frecuencia se aproxima a cero, el condensador está abierto y su tensión de entrada es cero.

Filtro Pasa Banda

Un filtro paso banda es útil cuando se quiere sintonizar una señal de radio o televisión. También se utiliza en equipos de comunicación telefónica para separar las diferentes conversaciones que simultáneamente se transmiten sobre el mismo medio de comunicación.

En estos filtros, la banda pasante la forman todas las frecuencias que está entre la frecuencia inferior de corte y la frecuencia superior de corte.

El ancho de banda (BW: *bandwidth*) de un filtro paso banda es la diferencia entre las frecuencias superior e inferior de corte: $BW = f_2 - f_1$.

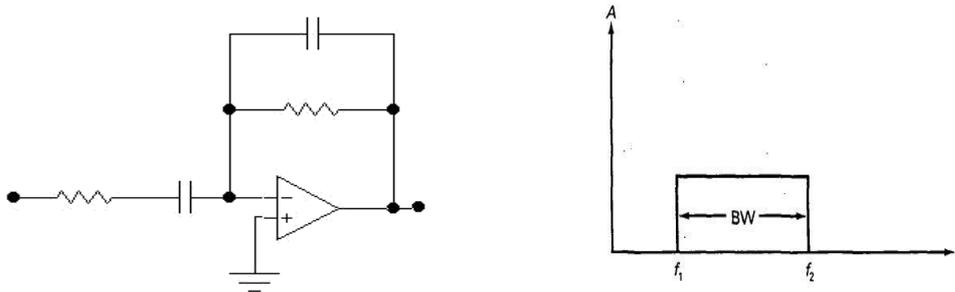


Ilustración 8 Circuito filtro pasa banda

5C - Montajes No Lineales

En estos los amplificadores operacionales suelen trabajar en saturación, por lo que las salidas estarán distorsionadas respecto a las entradas. Algunos de estos montajes son:

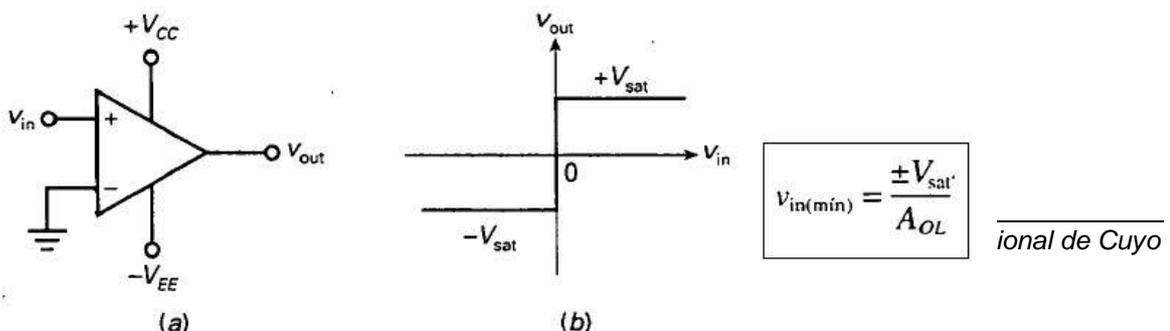
Comparadores:

Frecuentemente se quiere comparar una tensión con otra para ver cuál es la mayor. En esta situación, un comparador puede ser la solución perfecta. Este circuito tiene dos terminales de entrada (inversor y no inversor) y un terminal de salida. Es diferente a los circuitos lineales con amplificadores operacionales, ya que existen dos estados en la salida, dependiendo de si la tensión es alta o baja.

Comparador Sin Histéresis

La manera más simple de construir un comparador consiste en conectar un amplificador operacional sin resistencias de realimentación, como se ve en la Ilustración 17 a. Dada la alta ganancia de tensión en lazo abierto, una tensión de entrada positiva provoca una saturación positiva, y una tensión de entrada negativa provocará una saturación negativa.

Idealmente la tensión de salida conmuta de alta a baja o viceversa cuando la tensión de entrada pasa por el valor cero. La Ilustración 17 b muestra la respuesta de un detector de cruce por cero. La tensión mínima de entrada que produce saturación es:



Variación de un punto de conmutación

Cuando V_{in} es mayor que V_{ref} la tensión diferencial de entrada es positiva y la tensión de salida está a nivel alto. Si V_{in} es menor que V_{ref} la tensión diferencial de entrada es negativa y la tensión de salida está a nivel bajo. Con este propósito, generalmente se conecta un condensador de desacoplo en la entrada inversora como se muestra en la Ilustración 10 - a. Este hecho reduce el rizado de la fuente de alimentación y el ruido que aparece en la entrada inversora.

La Ilustración 10 - b representa la función de transferencia (una gráfica de la salida en función de la entrada). El punto de conmutación es, en este caso, igual a V_{ref} . Cuando V_i , es mayor que V_{ref} , la salida del comparador se satura positivamente. Si V_i , es menor que V_{ref} la salida lo hace negativamente.

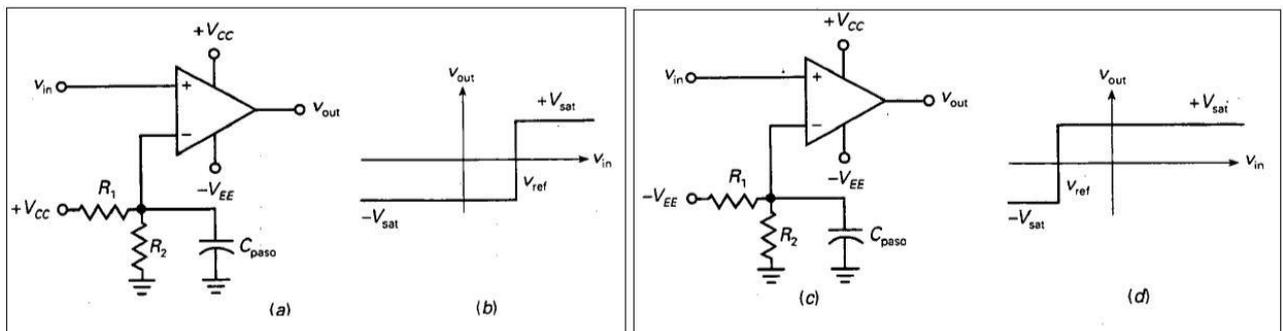


Ilustración 10 Comparador con condensador de desacoplo en la entrada inversora

Con diferentes valores de R_1 y R_2 , se puede fijar el punto de conmutación positivo entre 0 y V_{CC} . Si se prefiere un punto de conmutación negativo, se conecta $-V_{EE}$ al divisor de tensión. En este caso, se aplica una tensión negativa de referencia a la entrada inversora.

Cuando V_i , es positiva y mayor que V_{ref} la tensión diferencial de entrada es positiva y la salida está a nivel alto. Como se ve en la Ilustración 10 - d. Cuando V_i , es negativa y menor que V_{ref} la salida tiene un nivel bajo.

Comparador con una sola fuente de alimentación

Como sabemos, un amplificador operacional típico, como el 741C, puede trabajar con una sola fuente de alimentación positiva y llevando a masa el terminal $-V_{EE}$ como se observa en la Ilustración 19 - a. En estas condiciones la tensión de salida tiene sólo una polaridad, es decir, una tensión positiva baja o alta.

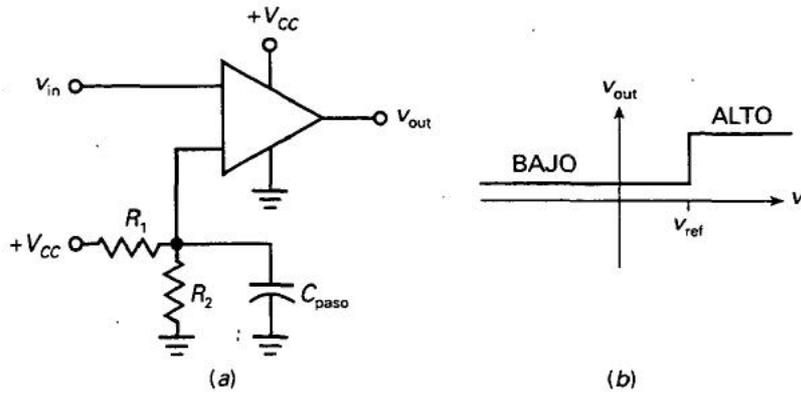


Ilustración 11 Comparador con una sola fuente de alimentación y su función de transferencia.

Cuando V_i , es mayor que V_{ref} la salida está a nivel alto, como se advierte en la Ilustración 19 - b. Cuando V_i , es menor que V_{ref} la salida tiene un nivel bajo. En cualquier caso, la salida tiene polaridad positiva. En la mayoría de las aplicaciones digitales se prefiere este tipo de salida positiva.

Comparador Inversor

Cuando se aplica V_{in} en la entrada inversora ocurre lo siguiente:

- Si $V_{in} > V_{ref} \rightarrow V_d (-) \rightarrow Sat (-)$
- Si $V_{in} < V_{ref} \rightarrow V_d (+) \rightarrow Sat (+)$

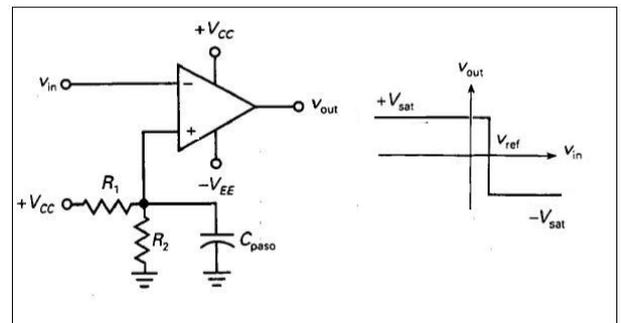


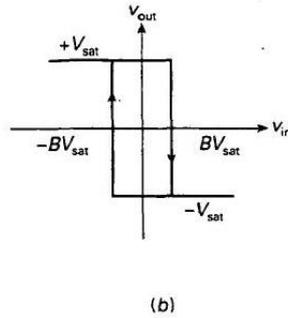
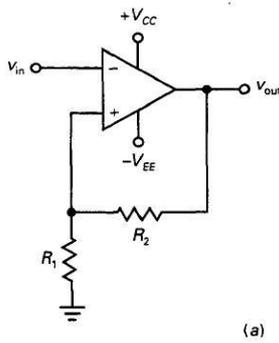
Ilustración 12 Circuito comparador inversor.

Comparador con Histéresis

Si la entrada de un comparador recibe una gran cantidad de ruido, la salida puede ser errática cerca del punto de conmutación. Una forma de reducir el efecto debido al ruido es usando un comparador con realimentación positiva. La realimentación positiva provoca dos puntos de conmutación separados que previenen que una entrada ruidosa produzca falsos cambios.

La solución habitual para una señal de entrada con ruido es el uso de comparadores como el que se muestra en la Ilustración 13 - a. La tensión de entrada se aplica a la entrada inversora. Dado que la realimentación está ayudando a la tensión de entrada, ésta es positiva.

Cuando el comparador está saturado positivamente, una tensión positiva realimenta la entrada no inversora. Esta entrada positiva mantiene la salida en el estado alto. De manera similar, cuando la tensión de salida está saturada a nivel negativo, una tensión negativa realimenta la entrada no inversora, manteniendo la salida en el estado bajo. En cualquier caso, la realimentación positiva refuerza el estado de la salida existente.



$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$PCS = BV_{sat}$$

$$PCI = -BV_{sat}$$

$$H = 2BV_{sat}$$

Ilustración 13 Comparador con

histéresis y su respuesta.

La cantidad de realimentación es:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Cuando la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora tiene la ecuación:

$$V_{ref} = +BV_{sat}$$

Cuando la salida está saturada a nivel negativo, la tensión de referencia es:

$$V_{ref} = -BV_{sat}$$

La tensión de salida permanecerá en un estado dado hasta que la entrada exceda la tensión de referencia de ese estado. Por ejemplo, si la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia es +BVsat. La tensión de entrada Vi, debe incrementarse a un valor ligeramente mayor que +BVsat para conmutar la tensión de salida de positivo a negativo, como se muestra en la Ilustración 13 - b. Una vez que la salida está en el estado negativo, permanecerá ahí indefinidamente hasta que la tensión de entrada sea negativa menor que -BVsat.

Éste es un ciclo de histéresis centrado en cero. Si el circuito se alimenta con fuente única (VCC=+12V y VEE=0V) al disminuir la tensión Vin, la tensión en el divisor de tensión que es una fracción de Vs, será una fracción de cero y -Vref=0 como se observa en la Ilustración 22.

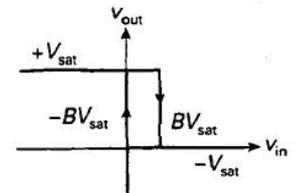
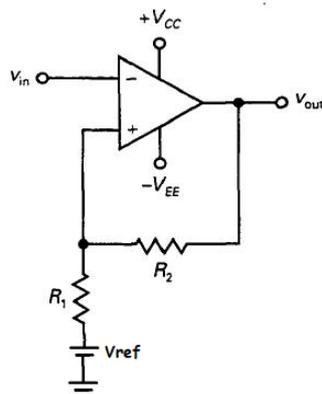


Ilustración 14 Comparador con fuente única.

El ancho del ciclo de histéresis depende de las resistencias. Mientras mayor sea R1, o más pequeño R2, más tensión se realimenta y mayor será el ancho.



Otra forma de que el ciclo de histéresis no esté centrado en cero es superponiendo una Vref como se observa en la Ilustración 23. Así la tensión en el divisor de tensión será una combinación entre Vs y Vref.

Cuando $R1 \gg R2$ se puede realizar la siguiente aproximación y calcular la contribución de Vref al divisor.

$$\frac{V_{ref}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \rightarrow \frac{V_{ref}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 \rightarrow \text{Contribución del 100\%}$$

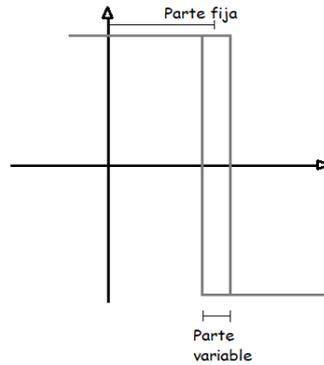
Ilustración 15 Circuito con fuente Vref intercalada.

La contribución de Vs es conocida.

Entonces la tensión en el punto, que punto de conmutación, tendrá dos

$$\frac{V_{ref}}{R1 + R2} \cdot R1 + \frac{Vs}{R1 + R2} \cdot R2$$

El primer término es fijo y el segundo



será la tensión en el componentes:

depende de Vs.

Histéresis

La atípica gráfica de la Ilustración 13 - b tiene una propiedad muy útil llamada histéresis. Para entender este concepto, ponga un dedo en la parte superior de la gráfica donde pone + Vsat este es el valor de la tensión de salida. Mueva el dedo a lo largo de la línea horizontal. En ella, la tensión de entrada cambia pero la de salida es igual a + Vsat. Cuando se alcanza el ángulo superior derecho, Vin es igual a + BVsat. Cuando Vin se incrementa hasta ser ligeramente mayor que +BVsat la tensión de salida conmuta de + Vsat a -Vsat. Si mueve el dedo a lo largo de la línea vertical en la dirección de la flecha, simularía la conmutación de la tensión de salida de nivel alto a bajo. Cuando el dedo está en la línea horizontal inferior, la tensión de salida permanece en este nivel en cualquier punto a lo largo de la línea horizontal inferior. Mueva el dedo hasta alcanzar el ángulo inferior izquierdo. En este punto, vi, es igual a - BVsat. Cuando Vi, es ligeramente más negativa que -Bvsat, la tensión de salida conmuta de - Vsat a Vsat. Si mueve el dedo a lo largo de la línea vertical en la dirección de la flecha, simulará la conmutación de la tensión de salida de nivel bajo a nivel alto.

En la Ilustración 13 - b, los **puntos de conmutación** se definen, como las dos tensiones de entrada que provocan variaciones en la salida. El punto de conmutación superior (PCS) tiene un

valor:
$$PCS = BV_{sat}$$

Y el punto de conmutación inferior (PCI):
$$PCI = -BV_{sat}$$

La diferencia entre los puntos de conmutación es el valor de histéresis, H:
$$H = PCS - PCI$$

Con las Ecuaciones (22-6) y (22-7) se obtiene:
$$H = 2BV_{sat}$$

La realimentación positiva causa la histéresis que aparece en la Ilustración 13 - b. Si no hubiera realimentación positiva, B sería igual a cero y la histéresis desaparecería debido a que los puntos de conmutación serían iguales a cero.

La histéresis es deseable en un disparador de Schmitt, porque evita que el ruido cause falsos disparos. Considere un disparador de Schmitt sin histéresis equivalente a la Ilustración 13 - b con B = 0. Entonces, cualquier tensión de ruido en la entrada del disparador de Schmitt hará que

la tensión de salida conmute aleatoriamente del estado bajo al estado alto y viceversa. A continuación, imagine un disparador de Schmitt con histéresis, como se muestra en la Ilustración 13 - b. Si la tensión de ruido pico a pico es menor que la histéresis, el ruido no puede producir falsos disparos. Por ejemplo, si: $PCS = +1V$ y $PC1 = -1V$, entonces $H = 2V$, En este caso, el disparador de Schmitt es inmune a falsos disparos en tanto que la tensión de ruido pico a pico sea menor que $2 V$ como se observa en la Ilustración 16.

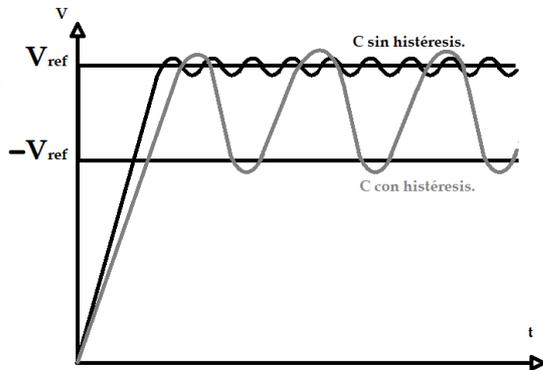


Ilustración 16 Respuesta de un comparador con histéresis y uno sin histéresis.