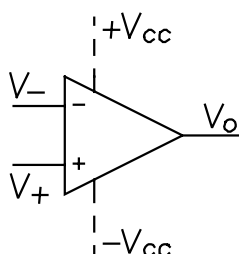


AMPLIFICADOR OPERACIONAL .....	1
Amplificador Operacional Ideal .....	1
Amplificador Operacional Real .....	1
Realimentación .....	3
Zona Lineal y Saturación .....	3
Ejemplos de Realimentación .....	4
Procedimiento de trabajo .....	6
Aplicaciones Lineales del Amplificador Operacional. ....	7
Comparadores (Amp.Op. en Saturación). ....	8
Otras aplicaciones. Más circuitos. ....	10
Circuitos Muestreadores (S/H). ....	14
Convertidor analógico-digital (ADC). ....	14
Convertidores digital-analógico (DAC). ....	15

## AMPLIFICADOR OPERACIONAL

### Amplificador Operacional Ideal



**Símbolo**

#### Amplificador Operacional Ideal:

Amplificador Diferencial, .....  $V_o = A_D (V_+ - V_-)$   
de gran ganancia, .....  $A_D \rightarrow \infty$   
ganancia en modo común igual a cero, .  $A_C = 0$   
de acoplo directo, o de continua, ... DC  
con ancho de banda infinito, .....  $BW \rightarrow \infty$   
impedancia de entrada infinita, ....  $Z_i \rightarrow \infty$   
impedancia de salida cero, .....  $Z_o = 0$   
y tensión de offset de salida cero ..  $V_{off} = 0$

Al Amplificador Operacional Ideal, se le piden características imposibles de conseguir en un circuito real. A pesar de que las características de los amplificadores operacionales actuales están lejos del ideal, son suficientemente buenas como para que en los circuitos reales se utilicen las de uno ideal.

### Amplificador Operacional Real

Compararemos un Amplificador Operacional (Amp.Op.) ideal con uno real. Normalmente, los diseñadores de circuitos usan inicialmente el modelo ideal de Amp.Op. y sólo se analizarían las especificaciones del Amp.Op. real que se va a usar en el circuito, antes de tomar decisiones que puedan implicar malfuncionamiento del producto, pérdida de dinero invertido, pérdida de la buena imagen, etc.

En la imagen de la siguiente página, se resumen las diferencias básicas entre un Amp.Op. ideal y uno real, que pasamos a enumerar:

1. En un Amp.Op. real nunca se tendrá  $A_D$  infinita. Las mejoras tecnológicas podrán hacer que  $A_D$  sea muy grande, pero nunca infinita. Cuando veamos "realimentación", veremos el porqué de pedir ganancia diferencial grande.

2. La ganancia en modo común  $A_C$ , es un término de error no deseado.  $A_C$  nunca será cero, ya que se necesitaría poder hacer dos transistores exactamente iguales (incluso a nivel atómico). Con tecnología mejorada, podrá bajarse la ganancia en modo común  $A_C$ , pero nunca será cero.

La relación de rechazo del modo común (CMRR) mide la relación relativa entre  $A_D$  y  $A_C$ .

El CMRR se da en decibelios, y es mejor cuanto más grande sea.

$$CMRR = 20 \log_{10} \left( \frac{A_D}{A_C} \right)$$

3. El ancho de banda (BW) infinito de un Amp.Op. ideal, implica que podría usarse para amplificar señales de baja, media, y alta frecuencia. Esta condición tampoco podrá ser alcanzada nunca. De hecho, en los Amp.Op. reales el BW es decepcionantemente bajo.

4. Tampoco se podrá tener una impedancia de entrada ( $Z_i$ ) infinita. Se pueden tener impedancias de entrada altas o muy altas, pero nunca infinito.

Una consecuencia importante de que la impedancia de entrada ( $Z_i$ ) sea muy alta, es que las intensidades que entran por los terminales inversor ( $I_-$ ) y no inversor ( $I_+$ ) son muy pequeñas, casi cero. Es muy deseable que estas intensidades  $I_+$  e  $I_-$  sean muy bajas, pues de esta forma, no se pide corriente a la etapa anterior, que podría no ser capaz de suministrarla. En todo caso, al no pedir corriente a la etapa anterior, no modificará el comportamiento de dicha etapa.

Los fabricantes no dan los valores de  $I_+$  e  $I_-$  ya que pueden ser muy distintas, y además una mayor que la otra, o al revés. Los fabricantes dan la "intensidad de polarización"  $I_b$ , que es la media de  $I_+$  e  $I_-$ , y la "intensidad de offset"  $I_{off}$ , que es el valor absoluto de la resta de  $I_+$  e  $I_-$ .

$$I_b = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad I_{off} = |I_+ - I_-|$$

5. En un Amp.Op. ideal, la impedancia de salida  $Z_o$  debe ser cero. De nuevo, dicho valor ideal no se puede conseguir en la práctica. Si  $Z_o$  fuese cero, significaría que la siguiente etapa no podrá alterar el valor de la tensión de salida del Amp.Op.

6. Otro término de error no deseado en los Amp.Op. reales es la tensión de offset de entrada ( $V_{off}$ ), que se define como la tensión de entrada en ( $V_+ - V_-$ ) que hace que la salida del Amp.Op. sea cero.

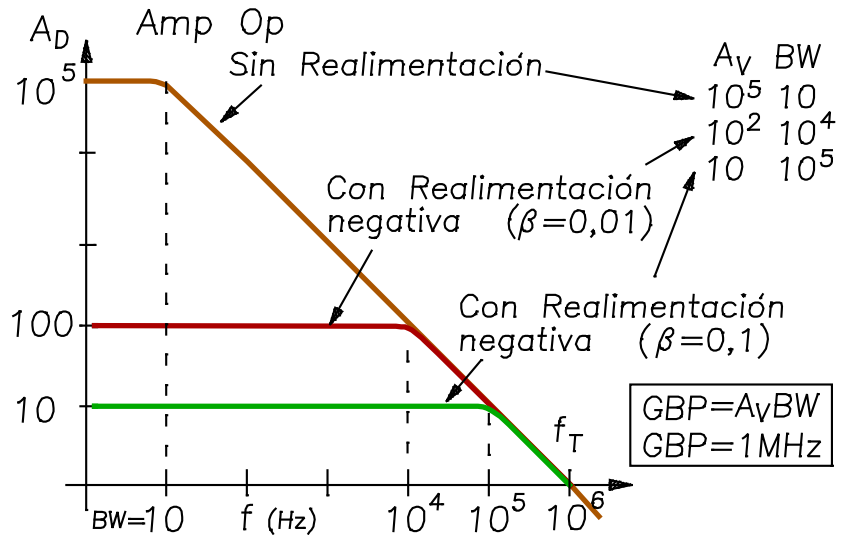
En general,  $I_{off}$  y  $V_{off}$  serán menores si los transistores del Amp.Op. están mejor "adaptados", es decir, que al fabricar dos transistores iguales, realmente salen muy parecidos. Esa "adaptación" de los transistores suele suceder más con los BJT que con los FET, aunque la calidad de fabricación también influye.

Ideal	Real
$V_o = A_D (V_+ - V_-)$	$V_o = A_D (V_+ - V_-) + A_C \left( \frac{V_+ + V_-}{2} \right) + V_{off}$
$A_D \rightarrow \infty$	$A_D \sim 10^5$
$A_C = 0$	$A_C \sim 10$
DC+AC ( $BW \rightarrow \infty$ )	DC+AC ( $BW = 10\text{Hz}$ )
$Z_i \rightarrow \infty$	$R_i \sim 2\text{M}\Omega$
$Z_o = 0$	$R_o \sim 75\Omega$
$\Rightarrow \begin{cases} I_+ = 0 \\ I_- = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} I_b \sim 100\text{nA} \\ I_{off} \sim 10\text{nA} \end{cases}$
$CMRR \rightarrow \infty$	$CMRR > 80\text{dB}$
$CMRR = 20 \log_{10} \left( \frac{A_D}{A_C} \right)$	$I_b = \left( \frac{I_+ + I_-}{2} \right) \quad I_{off} =  I_+ - I_- $

## Realimentación

La ganancia diferencial de un Amp.Op. real es muy grande ( $A_D \sim 10^5$ ), demasiado para su uso corriente en amplificadores. En cambio, el ancho de banda ( $BW \sim 10$  Hz) es demasiado pequeño como para amplificar señales habituales. Normalmente se usa realimentación negativa, que aumenta el ancho de banda del circuito amplificador, a costa de perder ganancia. El producto ganancia por ancho de banda del circuito es igual (si se escoge bien la realimentación) al producto de la ganancia ( $A_D$ ) por el ancho de banda ( $BW$ ) del Amp.Op. (GBP).

Cuando a un Amp.Op. se le añade una red RC que limita las oscilaciones accidentales del circuito, se dice que el Amp.Op. está "compensado". En los operacionales compensados (como el 741) la frecuencia de ganancia unidad ( $f_T$ ) es igual al producto ganancia por ancho de banda (GBP).



## Zona Lineal y Saturación

El Amp.Op. real está limitado por la alimentación de continua ( $\pm V_{CC}$ ), por tanto existen 2 regiones de funcionamiento:

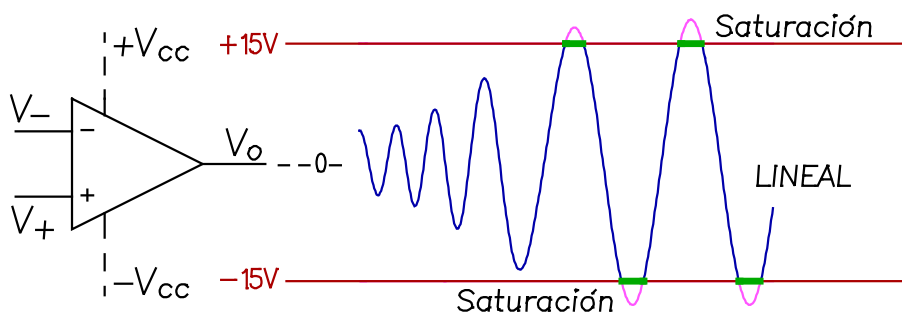
### - Lineal,

si  $V_o$  no sobrepasa las alimentaciones ( $\pm V_{CC}$ )

### - Saturación,

si  $V_o$  intenta sobrepasarlas.

Si $V_o \in [-V_{CC}, +V_{CC}] \Rightarrow$ LINEAL
Si $V_o$ sobrepasa las alimentaciones:
$\left. \begin{array}{l} V_o > +V_{CC} \Rightarrow V_o = +V_{CC} \\ V_o < -V_{CC} \Rightarrow V_o = -V_{CC} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Saturación}$



La definición básica (e ideal) de un Amp.Op. siempre es válida:  $V_o = A_D (V_+ - V_-)$ , con  $A_D \rightarrow \infty$

Por tanto, es válida cuando el Amp.Op. está en Saturación, y también cuando está en Zona Lineal. Por tanto, se puede usar en ambos casos para resolver problemas.

Para resolver problemas de Amp.Op. funcionando en saturación usaremos la definición de Amp.Op. ideal:  $V_o = A_D (V_+ - V_-)$ , con  $A_D \rightarrow \infty$ . Sólo existe esta posibilidad de resolución. Recordar que en saturación, la salida  $V_o$  sólo puede tomar los valores de la alimentación ( $\pm V_{CC}$ ).

Para resolver problemas con Amp.Op. en saturación, recordar que su salida sólo puede tomar dos valores ( $+V_{CC}$  o  $-V_{CC}$ ).

En Zona Lineal, sabemos que el módulo de  $V_o$  no puede ser muy grande, pues no debe entrar en la zona de Saturación. En Zona Lineal, si el módulo de  $V_o$  es pequeño y finito, de la ecuación del Amp.Op. ideal, se desprende que  $V_+$  es igual a  $V_-$ . A esta igualdad, que sólo se cumple en Zona Lineal, le llamamos "Tierra Virtual".

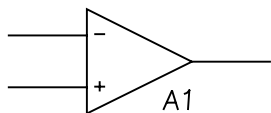
Para resolver problemas de Amp.Op. funcionando en Zona Lineal, usaremos "Tierra Virtual", pues simplifica y acorta los cálculos. También se podría usar la definición de Amp.Op., pero la resolución resulta algo más complicada y lenta.

<b>Saturación</b>	
$\longrightarrow$	$V_o = A_D (V_+ - V_-) \quad A_D \rightarrow \infty$
$\left\{ \begin{array}{l} V_+ > V_- \\ V_+ < V_- \end{array} \right. \Rightarrow$	$V_o \rightarrow +\infty \Rightarrow V_o = +V_{CC}$ $V_o \rightarrow -\infty \Rightarrow V_o = -V_{CC}$
<b>LINEAL</b>	
$\longrightarrow$	$V_o = A_D (V_+ - V_-) \quad A_D \rightarrow \infty$
$\sigma$	
$\longrightarrow$	$[V_+ = V_-] \text{ "Tierra Virtual"}$
(mejor opción)	

### Ejemplos de Realimentación

Un Amp.Op. está realimentado negativamente, cuando un aumento de la tensión de salida  $V_o$  **del Amp.Op.** provoca la disminución de la tensión ( $V_+ - V_-$ ). Estaría realimentado positivamente, si provocara un aumento de ( $V_+ - V_-$ ). Un Amp.Op. está sin realimentación, si  $V_o$  **del Amp.Op.** no influye en ( $V_+ - V_-$ ).

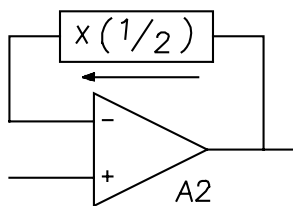
En todos los esquemas anteriores, y en los próximos,  $V_o$  se refiere a la tensión de salida del Amp.Op. y que PODRIA NO SER la tensión de salida del circuito en el que está el Amp.Op.



En el circuito de la izquierda, A1 no tiene realimentación, pues no existe ninguna forma de que  $V_o$  influya en los terminales de entrada (+ y -).

En el siguiente circuito,  $V_o$  de A2, entra atenuado en un factor 1/2 al terminal inversor, por tanto, la señal  $V_o$  sufre un cambio de signo (un número impar de cambios de signo), y deducimos que A2 tiene realimentación negativa.

La realimentación negativa hace a los circuitos más estables. Por ejemplo, si la temperatura del circuito sube, la ganancia del Amp.Op. aumenta, aumentando  $V_o$ , lo que repercute en un aumento de la tensión en el terminal inversor ( $V_-$ ), y por tanto, la entrada diferencial de A2 ( $V_+ - V_-$ ) disminuye, haciendo que  $V_o$  tienda a bajar debido a la realimentación negativa, luego, un aumento de temperatura no ha conseguido que  $V_o$  suba mucho, y la señal  $V_o$  permanece más estable. Idéntico razonamiento podría hacerse para una disminución de temperatura.

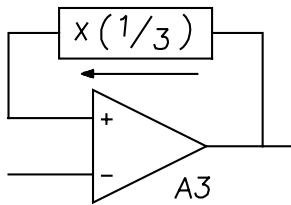


$$V_o = A_D \underset{\rightarrow \infty}{(V_+ - V_-)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \Rightarrow V_- \uparrow \Rightarrow (V_+ - V_-) \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow \\ T \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow \Rightarrow V_- \downarrow \Rightarrow (V_+ - V_-) \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \end{array} \right.$$

En el siguiente circuito, A3 tiene realimentación positiva, pues una fracción de  $V_o$ , llega atenuada ( $1/3$ ) al terminal no inversor, y por tanto  $V_o$ , en su camino de realimentación, no ha sufrido ningún cambio de signo (un número par de cambios de signo).

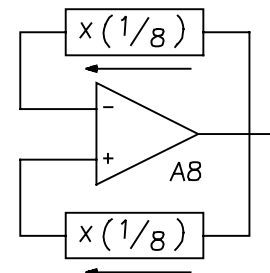
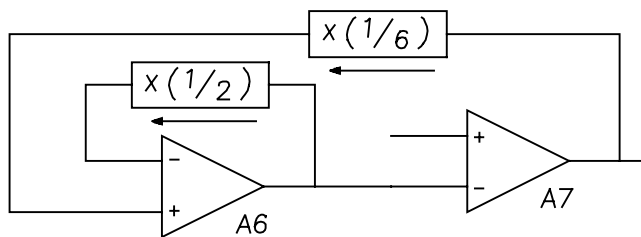
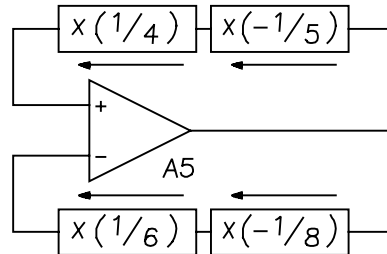
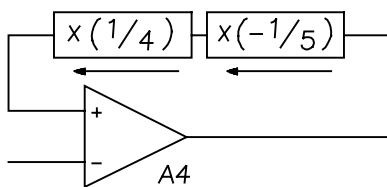
La realimentación positiva hace a los circuitos más inestables, los cambios suceden más rápidamente, pueden ser circuitos más rápidos, pero también se pueden "desbocar", y terminar fácilmente en saturación. Si en un circuito con realimentación positiva aumenta la temperatura, aumentará la ganancia diferencial, aumenta  $V_o$ , por tanto aumentará  $V_+$ , lo que origina un aumento de  $(V_+ - V_-)$ , lo que conlleva un nuevo aumento de  $V_o$ .



$$V_o = A_{D \rightarrow \infty} (V_+ - V_-)$$

$$\begin{aligned} T \uparrow &\Rightarrow V_o \uparrow \Rightarrow V_+ \uparrow \Rightarrow (V_+ - V_-) \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \uparrow \Rightarrow \\ &\Rightarrow V_o \uparrow \uparrow \Rightarrow V_+ \uparrow \uparrow \Rightarrow (V_+ - V_-) \uparrow \uparrow \Rightarrow V_o \uparrow \uparrow \uparrow \Rightarrow \\ &\Rightarrow V_o \uparrow \uparrow \uparrow \dots \end{aligned}$$

Piense qué tipo de realimentación tienen los Amp.Op. de los cuatro circuitos de la siguiente figura.



## Procedimiento de trabajo

1.- En las primeras fases del análisis o diseño de un circuito con Amp.Op. siempre se usa el modelo ideal. En esta asignatura, no usaremos el modelo real del Amp.Op, salvo que se diga expresamente.

2.- Siempre supondremos que las intensidades que entran por los terminales de entrada son cero:

$$(I_- = 0 \quad \text{y} \quad I_+ = 0)$$

3.- **Revisaremos el tipo de realimentación.** Revisaremos si es negativa, positiva, ambas o ninguna. Revisaremos si hay uno o varios caminos de realimentación, y cuál es la realimentación predominante. Normalmente basta con una inspección visual; si no fuera así, habría que calcular  $(V_+ - V_-)$ .

4.- Generalmente se resuelven los problemas planteando **Ecuaciones de Nodo** en los terminales de entrada del Amp.Op, y en los nodos que se crean útiles.

Generalmente no conviene plantear ecuaciones de nodo en el terminal de salida del Amp.Op., puesto que rara vez es necesario. Si el problema requiriese plantear una ecuación en la salida del Amp.Op. no se debe olvidar que en la salida del Amp.Op. la intensidad puede entrar, salir, o bien ser nula, y que no se puede calcular su valor hasta tener resuelto todo o casi todo el circuito.

### Observaciones importantes:

- En todos los esquemas anteriores, y en los próximos,  $V_o$  se refiere a la tensión de salida del Amp.Op. y que PODRIA NO SER la tensión de salida del circuito en el que está el Amp.Op.

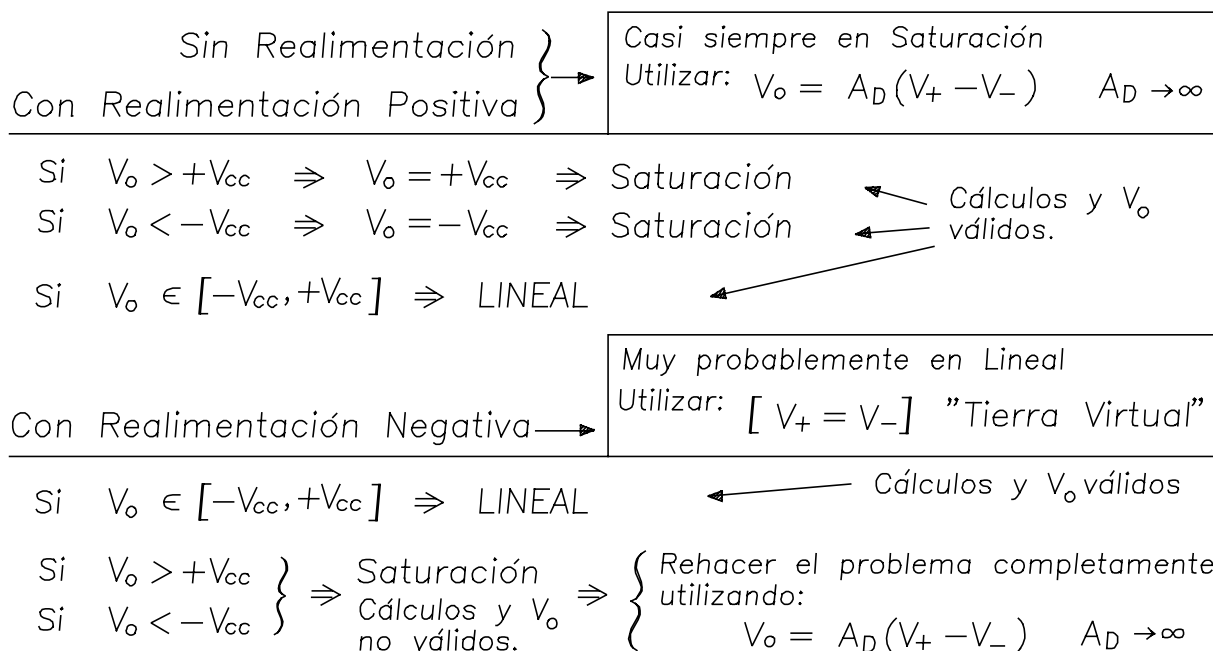
- La definición básica de Amplificador Operacional Ideal:  $V_o = A_D(V_+ - V_-)$  con  $A_D \rightarrow \infty$  es válida siempre. Es válida si el Amp.Op. está en Zona Lineal, o si está en Saturación.

- La "Tierra Virtual" ( $V_+ = V_-$ ) **sólo es válida** si el Amp.Op. está en Zona Lineal.

¡¡No usar "Tierra Virtual" si el Amp.Op. está en Saturación, si  $V_o$  es mayor que  $+V_{CC}$  o si es menor que  $-V_{CC}$  !! ( $\pm V_{CC}$  son las tensiones de alimentación del Amp.Op. )

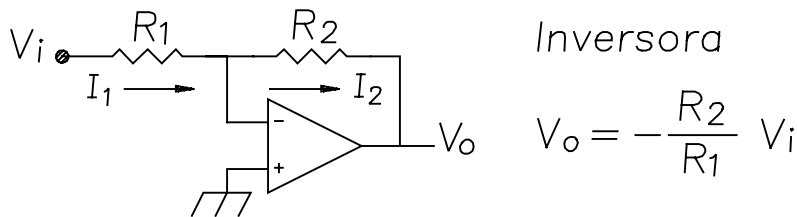
- En Saturación, para resolver el circuito, sólo podemos usar la definición de Amp.Op. Ideal.

- En Zona Lineal, para resolverlo, podemos usar la definición de Amp.Op. Ideal, o "Tierra Virtual". Normalmente se usa "Tierra Virtual" pues simplifica los cálculos.



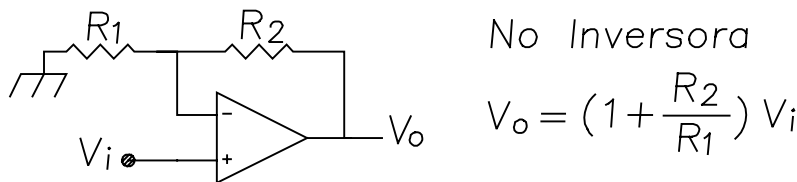
## Aplicaciones Lineales del Amplificador Operacional.

En este apartado, todos los circuitos son muy útiles, simples, y fáciles de calcular. Todos tienen Realimentación Negativa, por tanto es conveniente resolverlos aplicando "Tierra Virtual" ( $V_+ = V_-$ ). Como son circuitos muy simples, bastará plantear ecuaciones de nodo en el terminal  $V_-$  del Amp. Op.



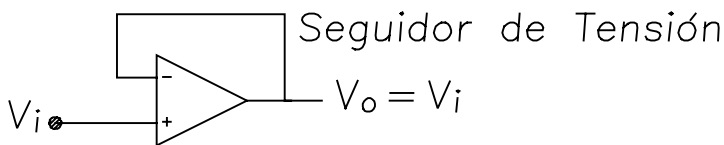
La configuración inversora es un amplificador cuya ganancia es muy fácil de diseñar, y es siempre negativa, de ahí el nombre de "inversora". Su impedancia de entrada es  $R_1$  (aprox), y por tanto

hay que escogerla que sea mucho mayor que la impedancia de salida de la etapa anterior.



La configuración no inversora tiene ganancia positiva, pero siempre mayor que 1. Lo mejor de esta configuración es que la entrada  $V_i$  tiene alta impedancia de entrada (mayor que la del Amp.Op. que se

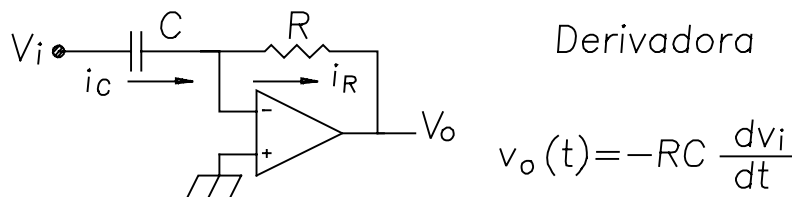
use). Esto significa que la fuente  $V_i$ , o la salida de la etapa anterior, no tiene por qué suministrar intensidad a esta configuración no inversora.



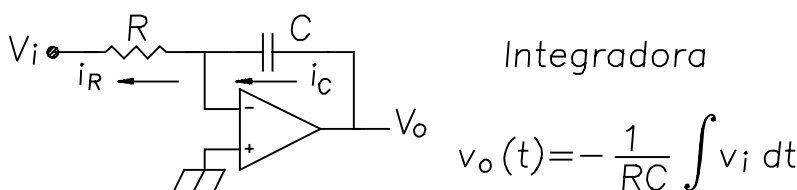
El seguidor de tensión, es un circuito extremadamente simple, y sin embargo es muy útil. Como su ganancia es 1, puede parecer un desperdicio gastar un Amp.Op. para no tener ganancia, pero su ventaja radical, es que separa totalmente la etapa

anterior del seguidor, de la etapa siguiente. Así tenemos que la tensión de salida  $V_o$  es igual a la  $V_i$ , pero no existe influencia de carga entre la etapa previa y la posterior. El seguidor de tensión tiene (para un 741):

Alta impedancia de entrada:  $\sim Z_i \cdot A_D = 2 \text{ M}\Omega \cdot 10^5 = 2 \cdot 10^{11} \Omega = 200.000 \text{ M}\Omega$   
 y muy baja impedancia de salida:  $\sim Z_o / A_D = 75\Omega / 10^5 = 0,00075 \Omega = 0,75 \text{ m}\Omega$



Esta configuración derivadora, es capaz de derivar en tiempo real cualquier señal de entrada  $V_i$ .



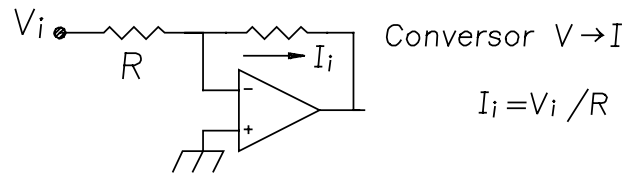
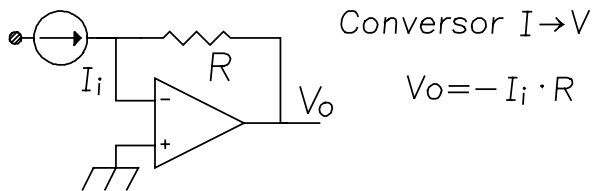
La configuración integradora, al intercambiar las posiciones de R y C, obtiene en  $V_o$  la integral de la señal de entrada  $V_i$ .

Si  $V_i$  tiene una pequeña componente de continua, habrá una corriente que cargará al condensador hasta llevar

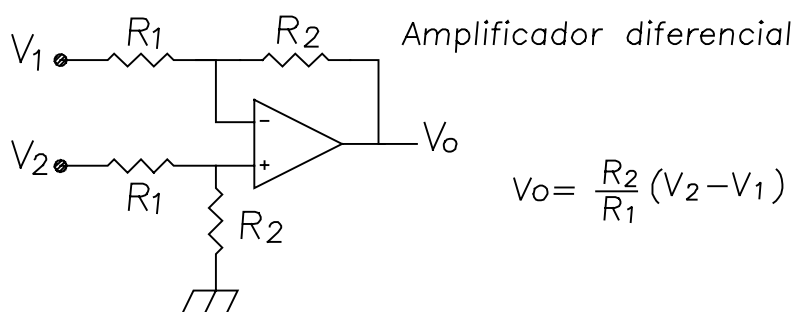
a  $V_o$  a saturación. Además, como la intensidad de polarización del terminal negativo del Amp. Op. no es cero, sucederá lo mismo. Por esta razón a veces se le añade una resistencia grande en paralelo al condensador del integrador. Preferiblemente se usan Amp.Op. de tipo FET.

Las configuraciones derivadora e integradora son el núcleo básico que permite construir circuitos que pueden resolver ecuaciones diferenciales en tiempo real. Bastaría añadir unas configuraciones inversora, no inversora, seguidor de tensión, sumadores y restadores.

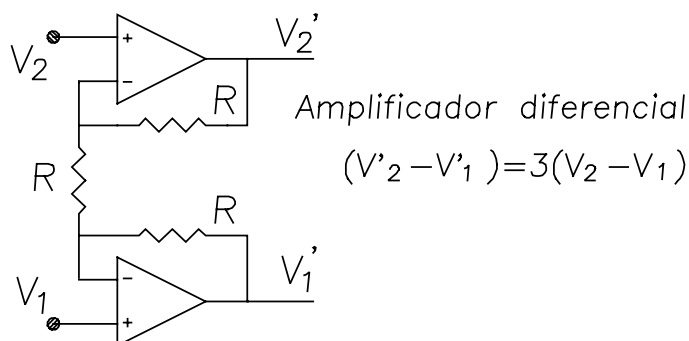
Se muestran dos conversores, uno convierte la señal intensidad  $I_i$  en tensión  $V_o$ , y el otro convierte la señal  $V_i$  en una señal de corriente  $I_i$ .



Tenemos ahora dos variantes de amplificador diferencial. En ellos, la salida depende de la diferencia de las entradas. Para resolver los circuitos, se necesitan dos ecuaciones de nodo por circuito.



Este amplificador diferencial tiene bajas impedancias de entrada en las entradas  $V_1$  y  $V_2$ . Además, si quisiéramos una ganancia variable, deberíamos cambiar simultáneamente dos resistencias (las dos  $R_1$ , o las dos  $R_2$ ), lo que es problemático en la práctica.



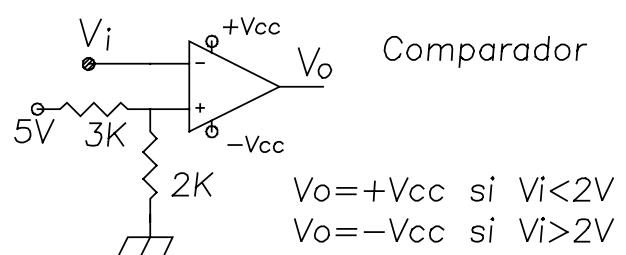
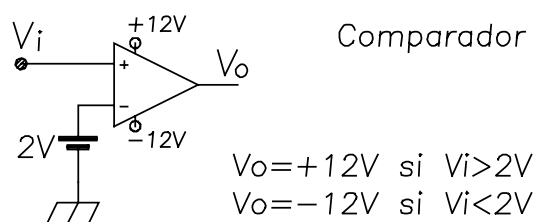
En este amplificador diferencial, la ganancia se puede cambiar variando la resistencia vertical, y además tiene impedancia de entrada muy alta. Ambas cualidades son muy deseables, pero la salida es diferencial, y no está referida a tierra.

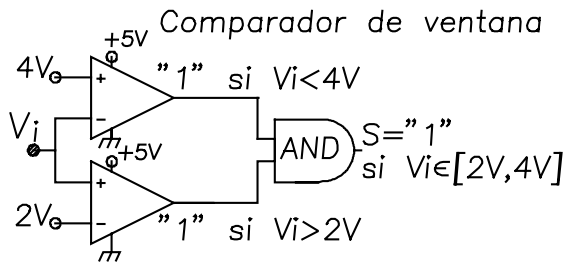
Para conseguir las ventajas de ambos circuitos, los fabricantes suelen integrar estos dos amplificadores diferenciales en un solo

circuito integrado, al que, a veces, se le añaden unos seguidores de tensión, consiguiendo un amplificador diferencial de altas prestaciones a un precio sólo algo superior al de un amp.op básico.

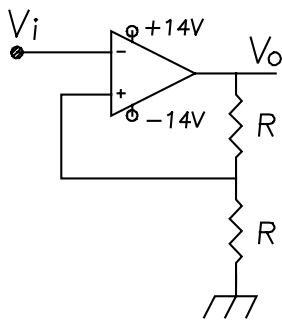
### Comparadores (Amp.Op. en Saturación).

Mostramos dos comparadores extremadamente simples. El primero da  $V_o = +12V$  si  $V_i > 2V$  y  $V_o = -12V$  en otro caso. El segundo da  $V_o = +V_{cc}$  si  $V_i < 2V$  y  $V_o = -V_{cc}$  en otro caso.





A la izquierda tenemos un comparador de ventana cuya salida es alto "1" si  $V_i$  es mayor que 2V y menor que 4V.



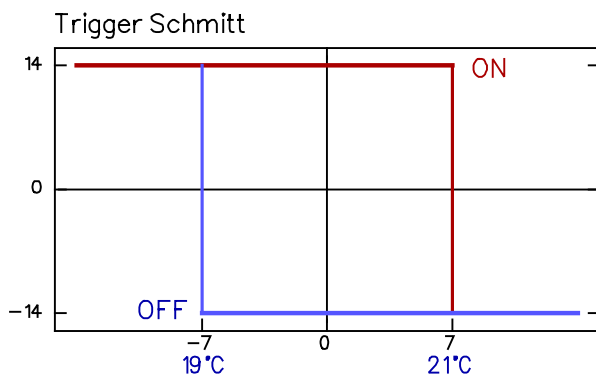
Disparador (Trigger) de Schmitt (con histéresis)

$$V_o = +14V = A_D(V_+ - V_-) \Rightarrow V_i < +7V$$

$$V_o = -14V = A_D(V_+ - V_-) \Rightarrow V_i > -7V$$

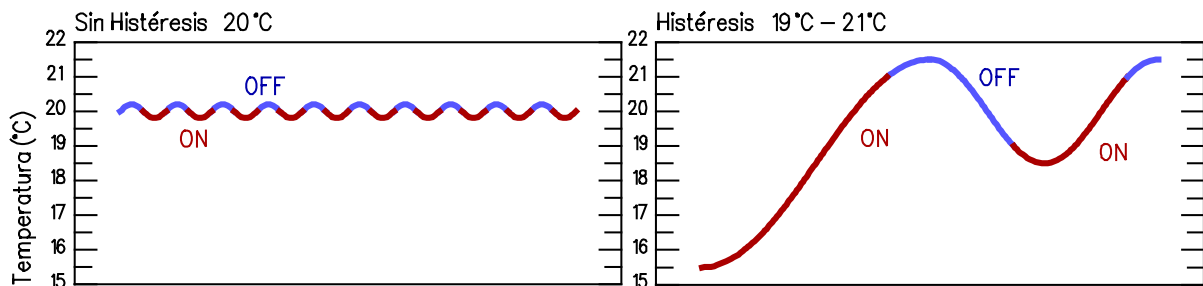
Vemos ahora el comparador más importante y útil en la práctica: el Disparador de Schmitt.

Al tener histéresis, el estado de su salida (+14 V ó -14V) depende de la historia previa, depende del estado anterior de la salida.



Como vemos en la figura de la izquierda, en la zona de  $-7V < V_i < +7V$ , la salida puede ser +14V ó -14V. Será +14V si antes ya era +14V, y será -14V si antes ya era -14V.

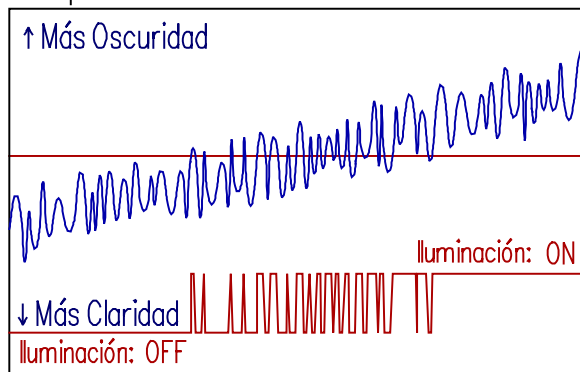
En las dos figuras siguientes, vemos qué pasaría si tuviésemos un sistema de calefacción regulado a  $20^\circ C$  con un comparador sin histéresis (izda.) y con histéresis (dcha.). Es obvio que si el comparador no tuviese histéresis, el sistema de calefacción estaría encendiéndose y apagándose continuamente, lo cual implicaría subir el gasto de energía, y reducir drásticamente la vida útil del sistema de calefacción. En cambio, si tenemos un comparador de Schmitt, con histéresis, el sistema sólo se apagaría si la temperatura es suficientemente alta ( $21^\circ C$ ), y sólo se encendería si la temperatura es suficientemente fría ( $19^\circ C$ ).



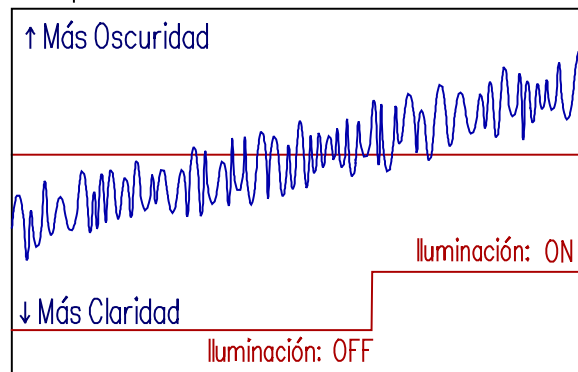
En las dos figuras siguientes, vemos qué pasaría si tuviésemos un sistema de alumbrado automático de las calles. Si se utiliza un comparador de un solo nivel (sin histéresis), cualquier sombra temporal por encima del nivel de comparación, encendería todo el alumbrado de la ciudad. Cualquier brillo o iluminación, lo que haría sería apagar todo el alumbrado. Es decir, que en el crepúsculo, cuando está a punto de encenderse el alumbrado, el paso de un gorrión, de una hoja volada por el viento, o el paso de una nube pequeña, haría encender toda la ciudad, e inmediatamente se apagaría. Y si ya se ha encendido el alumbrado, y una nube, o una avioneta, por su posición, reflejan algo del brillo del Sol en el ocaso, se apagaría el alumbrado de toda la ciudad momentáneamente. Estos efectos, no sólo son inconvenientes, sino que también pueden ocasionar accidentes.

A finales de los años 80, el Opel Senator incorporaba un alerón trasero que subía a 110 km/h y bajaba a 90 km/h, es decir que usaba un trigger Schmitt como comparador. ¿Qué pasaría si los ingenieros hubieran decidido que el alerón subía y bajaba a 100 km/h?

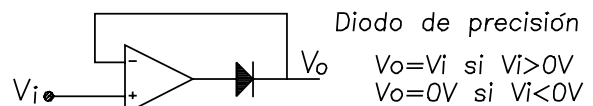
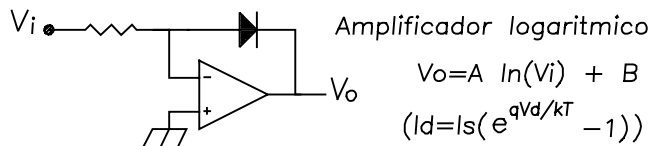
Comparador sin histéresis



Comparador con histéresis



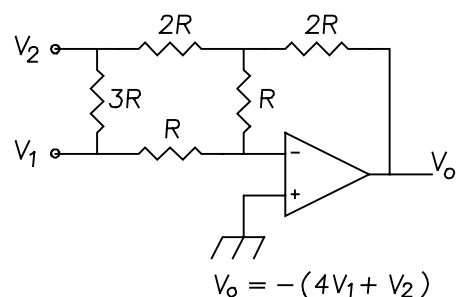
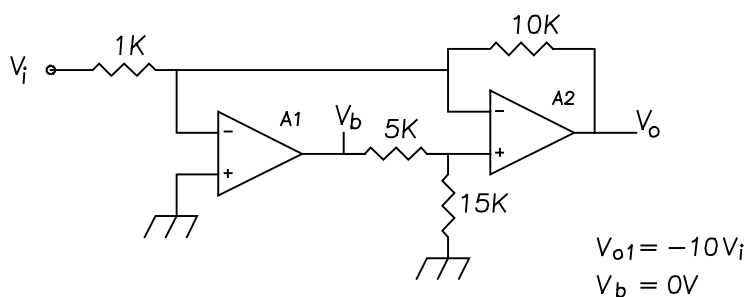
### Otras aplicaciones. Más circuitos.



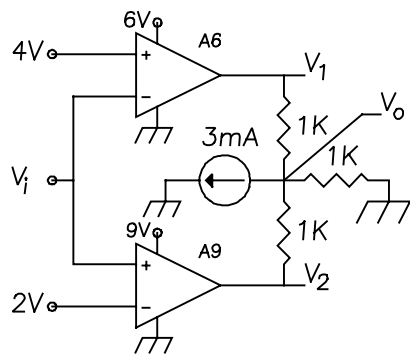
**Los siguientes circuitos son para practicar la resolución de problemas con Amp.Op.** Se da un enunciado con lo que se ha de calcular y la solución en la misma imagen del circuito. Muchos circuitos tienen utilidad práctica, y hay alguno que es omnipresente en toda la electrónica moderna.

En el circuito de la izquierda calcular  $V_o$  y  $V_b$ . Este circuito suele emplearse escogiendo en A2 un Amp.Op. muy rápido (pero no tendrá un offset bueno), y en A1, se escoge un Amp.Op. cuyo offset sea muy bueno, con lo que se obtiene una configuración inversora muy rápida y de offset muy bueno.

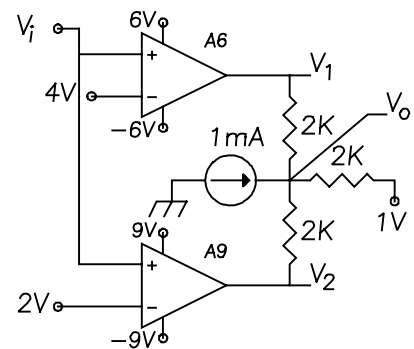
En el circuito de la derecha, calcular  $V_o$ .



En el circuito de la izquierda, calcule  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_o$ . La solución está en la tabla de enmedio. Resuelva de forma similar el circuito de la derecha, cuya solución no se muestra.

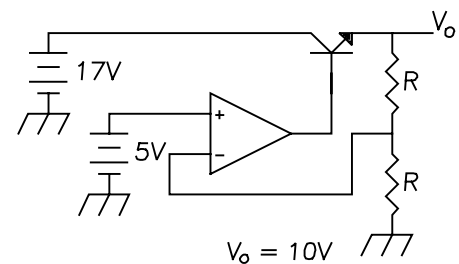
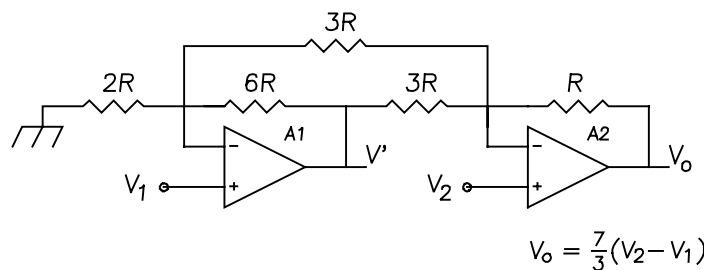


$V_i$	$V_1$	$V_2$	$V_o$
$>4V$	0V	9V	2V
$=4V$	0V	9V	2V
$\in(2,4)$	6V	9V	4V
$=2V$	6V	0V	1V
$<2V$	6V	0V	1V



En el circuito de la izquierda, calcule la tensión de salida  $V'$  y  $V_o$ . Es un amplificador diferencial.

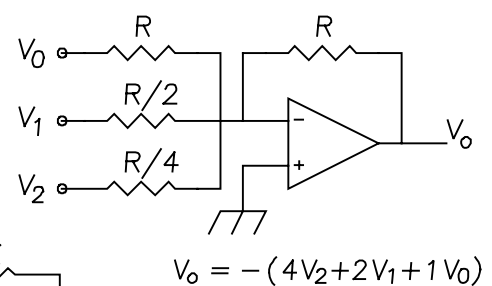
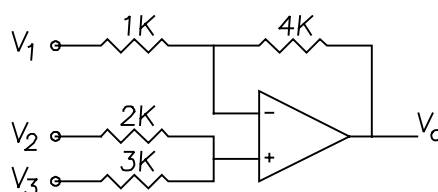
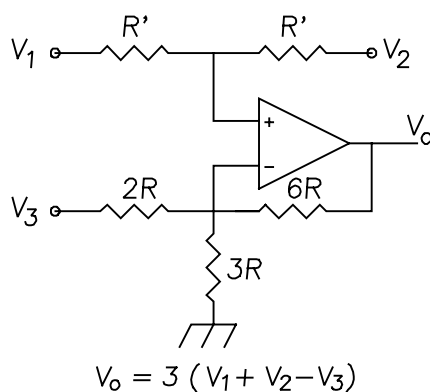
En el circuito de la derecha, calcule la tensión  $V_o$ . Es un regulador de tensión moderno. Suele venderse como un dispositivo de tres terminales: la entrada sería 17V, que corresponde a la tensión sin regular (p.ej. de una batería), otro terminal de tierra, y el terminal de la salida que ofrecería una tensión regulada de 10V, independientemente del valor de tensión de entrada (siempre que sea algo mayor que la tensión de salida).



En la izquierda, tenemos un sumador-restador de ganancia 3.

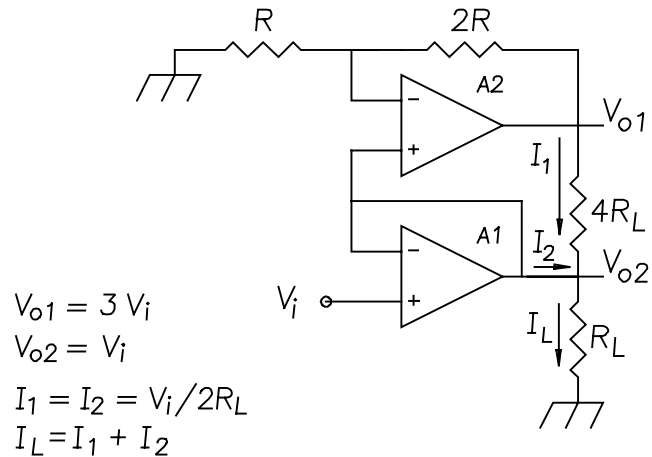
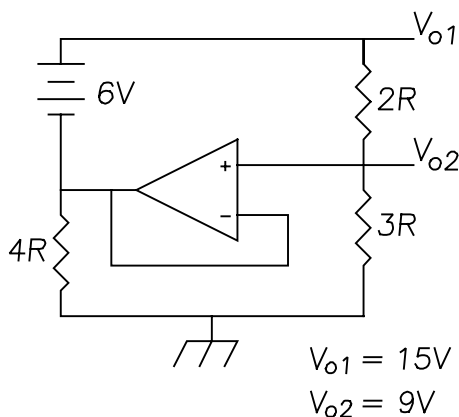
En el circuito central, tenemos un sumador-restador ponderado.

En el circuito de la derecha, tenemos un conversor digital analógico de 3 bits, o bien un sumador ponderado en potencias de 2. En los tres circuitos, ha de calcularse la tensión de salida  $V_o$ .



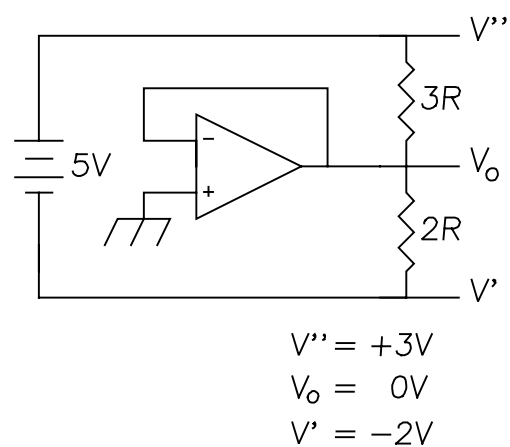
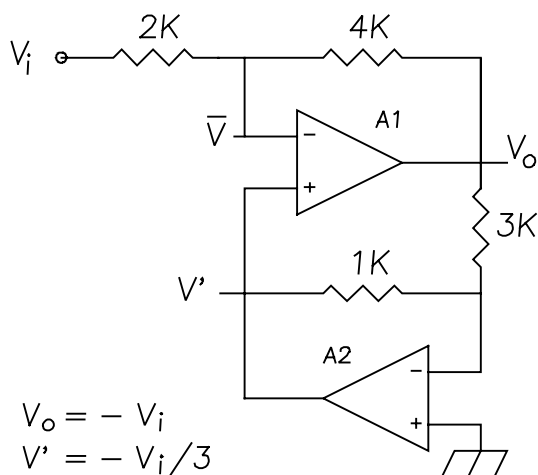
El circuito de la izquierda es algo extraño, e induce a plantear una ecuación de nodo en la salida del Amp.Op. algo que no es necesario, y que es peligroso, pues suele olvidarse que el Amp.Op. puede dar o tomar corriente, en cantidad desconocida por su salida. Se debe calcular  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$ .

En el circuito de la derecha, hay que calcular  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_L$ . Este es uno de esos raros ejemplos en los que se debe plantear una ecuación de nodo en la salida del Amp.Op. A1. Si esto debe hacerse, se hace cuando se ha resuelto todo o casi todo el circuito. Este es uno de esos circuitos útiles cuando se desea que un amplificador operacional dé más corriente de lo habitual, o se desea que se caliente lo menos posible, pues el trabajo de dar potencia (corriente) se reparte entre los dos operacionales (A1 y A2).



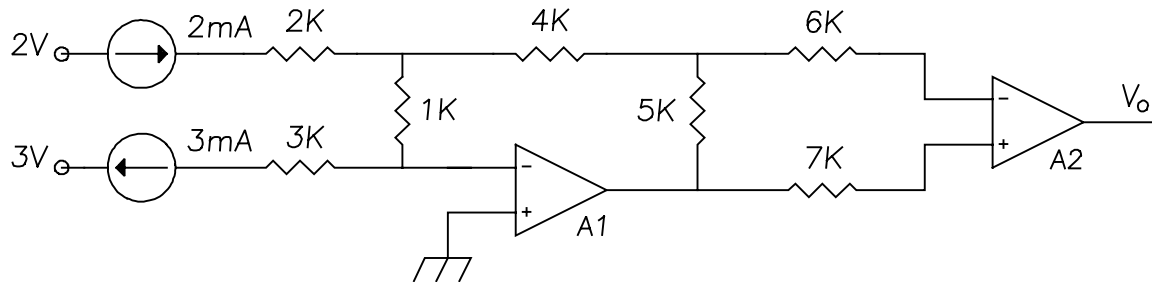
En el circuito de la derecha, hay que calcular  $V_o$  y  $V'$ . La particularidad de este circuito, es que A1 tiene doble realimentación negativa. Por 4K, hay una realimentación negativa fija, pero también entra realimentación negativa por el terminal + de A1. Este último camino también da realimentación negativa, ya que A2 con 1K y 3K es una configuración inversora (puesta de dcha a izda), y por tanto, introduce un cambio de signo en ese camino.

En el circuito de la derecha, tenemos que calcular  $V_o$ ,  $V'$  y  $V''$ . En este circuito hay que tener mucho cuidado, pues induce a plantear una ecuación de nodo en  $V_o$ , cuando es algo que no se debe hacer pues no se conoce la intensidad de salida del Amp.Op. Deben buscarse otros nodos donde plantear las ecuaciones de nodo.

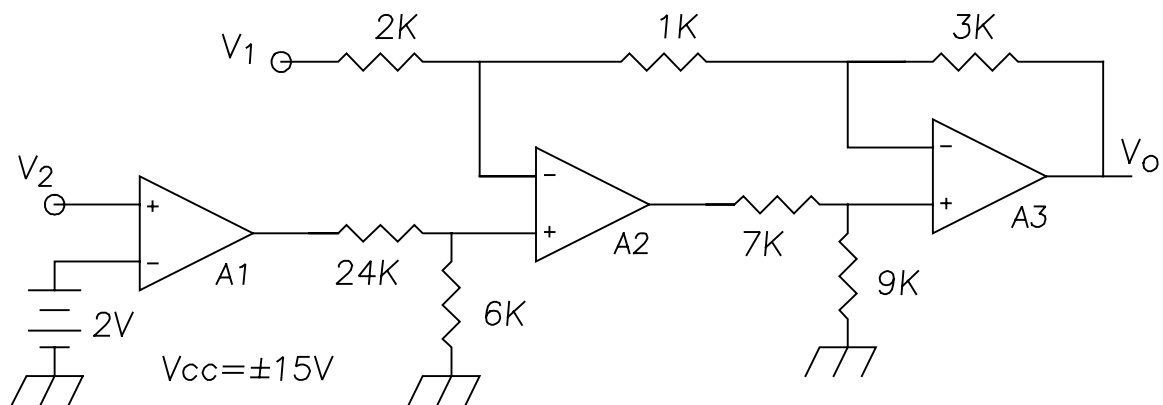


En este problema hay que calcular  $V_o$ . Es un problema de examen, de Diciembre de 2006, y los errores más habituales en la resolución fueron:

- No utilizar la información muy útil que dan las fuentes de intensidad.
- Suponer una diferencia de potencial en las fuentes de intensidad, cuando es algo que sólo se conoce cuando se ha resuelto todo (o casi todo) el circuito.
- Escoger ecuaciones de nodo en nodos extraños o que no son útiles.
- A algunos alumnos les llevó a error las resistencias de 6K y 7K, que suelen utilizarse para proteger la entrada de un Amp.Op (en este caso, de A2).

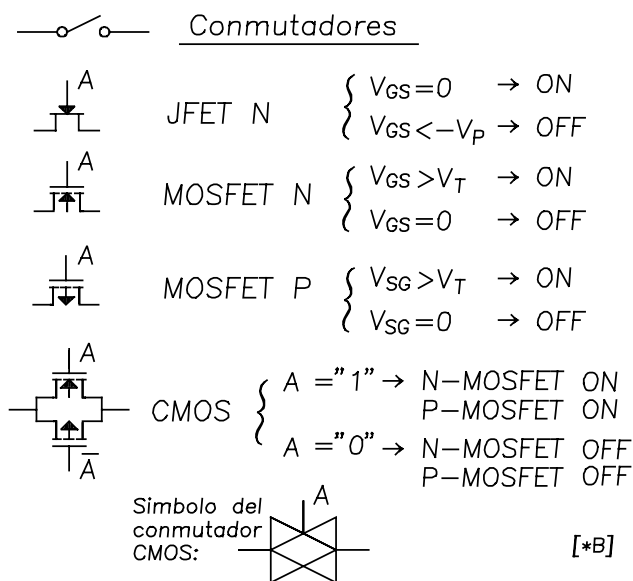


En este problema hay que calcular  $V_o$ . También es un problema de examen (Febrero de 2005), y es bastante menos "problemático" que el anterior. Algo que despistó a muchos alumnos es cómo resolver el problema, pues la salida de A1, puede tomar 2 (ó 3) valores, y hubo alumnos que repitieron el problema 2 (ó 3) veces, otros decidieron marcar la salida de A1 como  $V'$ , y resolver A2 y A3, con  $V'$ , y sólo al final distinguir los 2 (ó 3) casos de  $V'$  y su influencia en  $V_o$ .

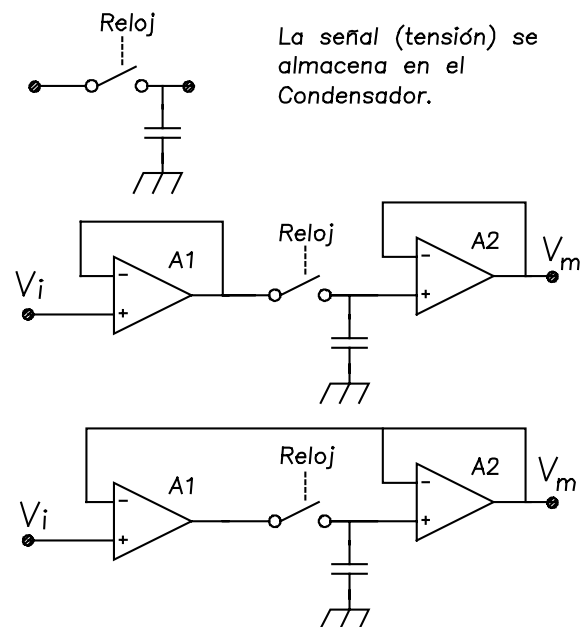


## Circuitos Muestreadores (S/H).

Se hacen circuitos conjuntos de muestreo y mantenimiento (sample/hold). Un interruptor cada cierto tiempo prefijado (periodo de muestreo) se cierra para almacenar en un condensador la tensión  $V_i$ .

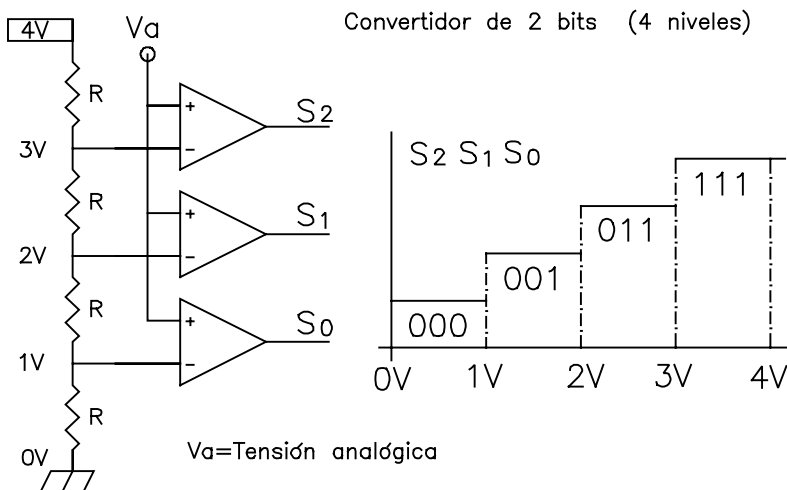


## Circuitos Muestreadores



## Convertidor analógico-digital (ADC).

### De comparador en paralelo



⊕ Convertidor muy rápido (instantáneo frente a otros competidores)

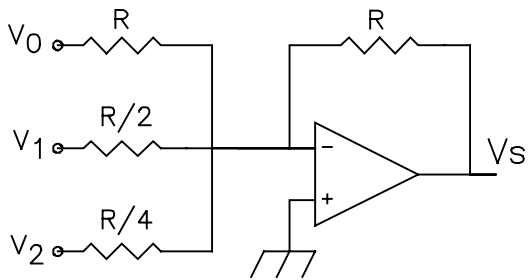
⊖ Convertidor muy caro:

Para 10 bit se necesitan:  $2^{10} - 1$  Amp.Op. (~1.000)

Para 16 bit (como un CD):  $2^{16} - 1$  Amp.Op. (~65.000 !!!)

## Convertidores digital-analógico (DAC).

### De resistencias ponderadas



Con altas resoluciones ( $n^{\circ}$  de bits) es muy complicado encontrar resistencias con los valores requeridos y tolerancias pequeñas.

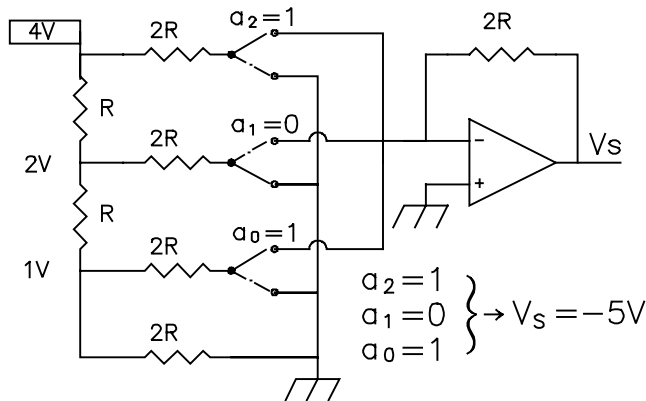
En la figura izda. son 3 bits, la resistencia menor es  $R/2^{(3-1)}$

$$\frac{(0 - V_S)}{R} = \frac{(V_2 - 0)}{R/4} + \frac{(V_1 - 0)}{R/2} + \frac{(V_0 - 0)}{R}$$

$$\Rightarrow V_S = - [ 4V_2 + 2V_1 + 1V_0 ]$$

⊖ Con 16 bits, la resistencia menor sería  $R/2^{(16-1)} = R/32.768$ . Luego si  $R = 1M\Omega$  (ya problemática para el Amp.Op.)  $R$  debe ser  $30,5\Omega$  (daría problemas por tener el bit más significativo una impedancia de entrada bajísima). Además la resistencia de  $1M\Omega$  debe tener tolerancia menor de 0,003%.

### De escalera invertida



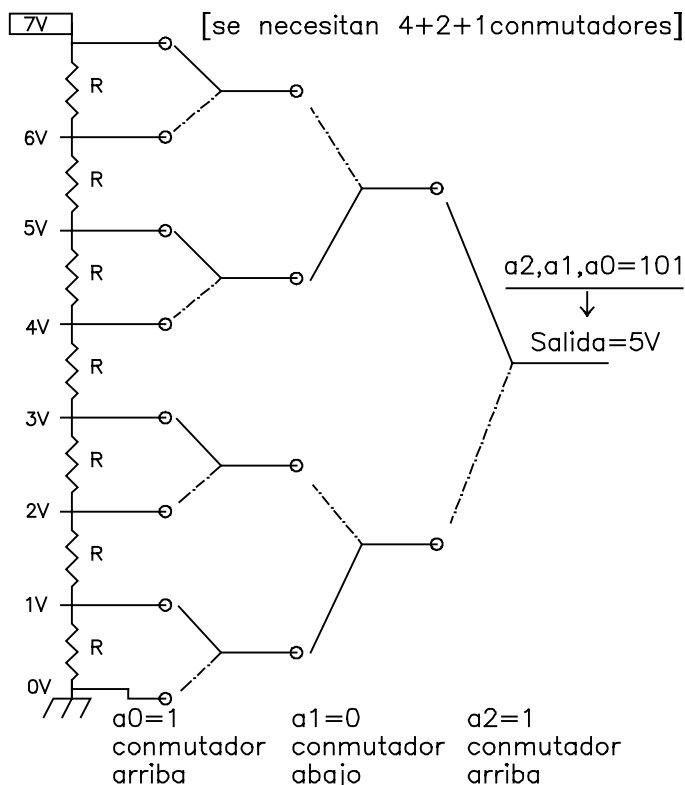
⊕ A cualquier resolución todos los valores de resistencias se reducen a  $R$  y  $2R$ .

⊕ No se producen transitorios, ni palabras digitales falsas a la salida, pues el conmutador siempre está conectado a 0V (bien a tierra, o a tierra virtual).

$$V_S = a_2 4V \left( -\frac{2R}{2R} \right) + a_1 2V \left( -\frac{2R}{2R} \right) + a_0 1V \left( -\frac{2R}{2R} \right)$$

$$V_S = - (4a_2 + 2a_1 + 1a_0)$$

### De red de conmutadores:



Abajo, se tiene una realización práctica con conmutadores MOS. Sería el conversor digital-analógico de dos bits (A y B). Las tensiones analógicas se pueden obtener con el partidor de tensión representado a la derecha.

