

TEMA 7: O AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

SUMARIO

1. INTRODUCCIÓN.....	2
2. SIMBOLOXÍA E TERMINAIS.....	3
3. ESTRUTURA INTERNA.....	4
4. CARACTERÍSTICAS IDEAIS E REAIS.....	5
5. COMPORTAMENTO EN LAZO ABERTO.....	7
5.1. COMPARADOR ENTRE DOUS SINAIS.....	7
5.2. COMPARADOR RESPECTO A UN VALOR DE REFERENCIA FIXO.....	7
6. REALIMENTACIÓN.....	8
6.1. REALIMENTACIÓN NEGATIVA.....	9
6.2. REALIMENTACIÓN POSITIVA.....	9
7. APLICACIÓNS DO AO CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA.....	10
7.1. RESOLUCIÓN DE CIRCUÍTOS CO AO EN REALIMENTACIÓN NEGATIVA.....	10
7.2. SEGUIDOR DE TENSIÓN.....	10
7.3. AMPLIFICADOR INVERSOR.....	11
7.4. AMPLIFICADOR NON INVERSOR.....	12
7.5. SUMADOR INVERSOR.....	12
7.6. RESTADOR OU AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.....	13
7.7. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.....	14
7.8. DERIVADOR.....	15
7.9. INTEGRADOR.....	15
7.10. RECTIFICADOR DE PRECISIÓN.....	16
8. APLICACIÓNS DO AO CON REALIMENTACIÓN POSITIVA.....	17
8.1. BÁSCULA DE SCHMITT.....	17
9. FILTROS ACTIVOS.....	18

1. INTRODUCCIÓN.

O termo de amplificador operacional (Operational Amplifier, Op-Amp ou AO) foi acuñado ao redor de 1940 para designar unha clase de amplificadores que permiten realizar unha serie de operacións tales como suma, resta, multiplicación, integración, diferenciación... Estas operacións eran moi importantes para a computación analóxica propia desa época. A aparición e desenvolvemento da tecnoloxía integrada, que permitía fabricar sobre un substrato de silicio gran cantidade de dispositivos, deu lugar ao xurdimento de amplificadores operacionais integrados que desembocaron nunha revolución dentro das aplicacións analóxicas.

O primeiro AO integrado foi o $\mu\text{A} 709$ que apareceu na década de 1960. Aínda que as súas características eran pobres (en relación aos estándares actuais) e o seu prezo bastante alto, a súa aparición sinalou unha nova era no deseño de circuítos electrónicos. Os deseñadores de circuítos comezaron a utilizar os AOs en grandes cantidades, o que causou que o seu prezo se reducise drasticamente. A súa popularidade fixo que nun prazo duns poucos anos contouse con AOs de alta calidade a prezos moi baixos.

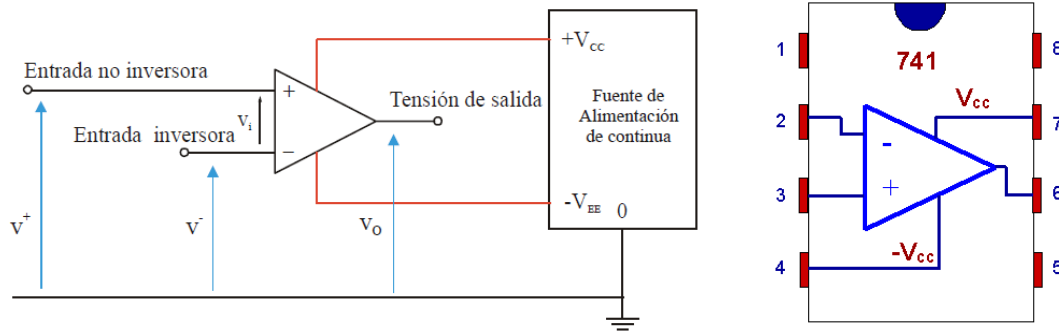
Co tempo convertéronse nun dos bloques de deseño e construción de circuítos máis importantes na electrónica moderna. As súas aplicacións foron inicialmente nas áreas da computación analóxica e da instrumentación pero hoxe en día podemos velos en circuítos de audio, conversores analóxico dixital e dixital analóxico, filtros, osciladores...

Unha das razóns da popularidade do AO é a súa versatilidade, pódese facer case calquera cousa cos AOs. Ademais o AO integrado presenta características moi similares ás que se esperan dun AO ideal. Isto fai que sexa fácil deseñar circuítos e tamén, que os circuítos feitos con AOs traballen dun xeito moi similar ao esperado.

Neste capítulo expóranse algunhas aplicacións sinxelas dos AO, isto debería axudar a comprender a versatilidade destes dispositivos e a sinxeleza do deseño de funcións complexas a partir de eles.

2. SIMBOLOXÍA E TERMINAIS

O AO ten tres terminais: dous terminais de entrada e un terminal de saída. A figura mostra o símbolo que utilizaremos para representar o AO. Os terminais $+(2)$ e $-(3)$ son os terminais de entrada (inversora e non inversora), e o terminal $0(6)$ é o de saída.

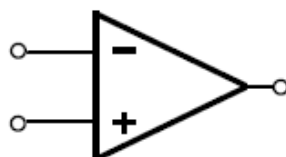


Como o AO é un dispositivo activo (presenta ganancia), require unha potencia de continua para funcionar. A maioría de AOs integrados requiren dúas fontes de continua, como se mostra na figura. Os terminais de alimentación do operacional, $+V(7)$ e $-V(4)$, conéctanse a unha voltaxe positiva (V_{cc}) e a unha negativa (V_{EE}) respectivamente, sendo habitual que sexan iguais en valor absoluto (alimentación simétrica).

A referencia de tensión nos circuítos con AO é precisamente o terminal común das dúas fontes de alimentación; isto é, **ningún terminal do AO esta conectado fisicamente a terra.**

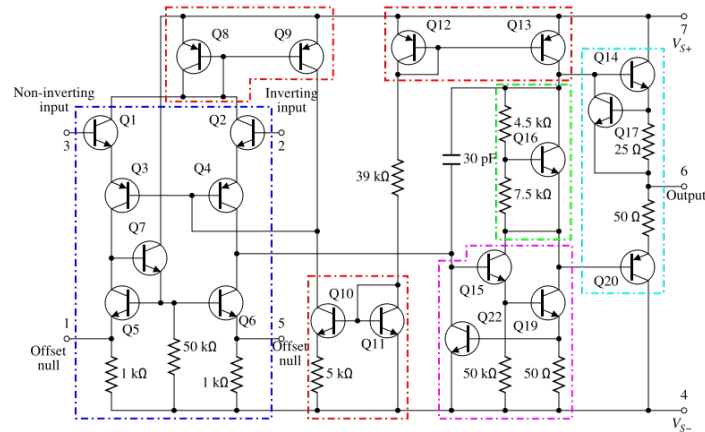
En adición ao tres terminais de sinal e os dous terminais da alimentación de continua, un AO pode ter outros terminais para propósitos específicos como pode ser a compensación dos offsets internos do AO.

É habitual nos circuítos electrónicos non mostrar explicitamente as fontes de alimentación de continua dos AO, nin a liña de terra, tal e como se mostra na seguinte figura.



3. ESTRUCTURA INTERNA

O amplificador operacional é un circuíto integrado de complexidade moderada que contén moitos dos elementos estudados no tema adicado aos transistores. Na seguinte figura pode verse a estrutura interna dun AO 741.



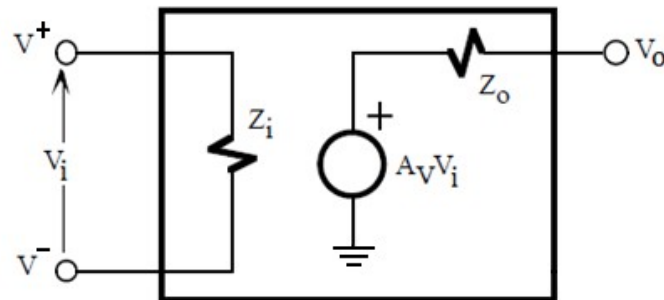
Os bloques encadrados cumpren as seguintes funcións:

- ✓ Azul: Etapa de entrada, comportamento similar ao dun amplificador diferencial. Trátase dun deseño no que se usan dous amplificadores CC(Q1-Q2) seguidos de dous BC(Q3-Q4). A conexión do circuíto de polarización (Q8-Q9) ás bases de Q3 e Q4 e a fonte de corrente (Q10-Q11) proporcionan o rexeitamento ao modo común. AO máis modernos como o TL081 con entradas JFET substitúen este conxunto por un amplificador diferencial.
- ✓ Vermello: Fontes de corrente, espellos de corrente ou fontes Widlar.
- ✓ Maxenta: Etapa de ganancia formada por unha etapa CC(Q15) seguida dunha EC(Q19) con carga activa (Q13). Trátase dunha etapa en clase A.
- ✓ Verde: Fixador de nivel para alimentar a saída, mantén unha tensión de aproximadamente un voltio entre as bases de Q14 e Q20.
- ✓ Cian: Etapa de saída, seguidor de emisor (CC) en clase AB (push-pull) formado por Q14 e Q20.

Se ben o $\mu A741$ segue a ser un circuíto moi común hoxe en día existen AOs máis modernos e con mellores características. Ademais existe unha gran variedade de AOs de propósito específico para uso en audio, instrumentación, comparadores...

4. CARACTERÍSTICAS IDEAIS E REAIS.

O amplificador operacional é un amplificador de tensión con entrada diferencial e saída unipolar. Pode analizarse en base ao seguinte circuíto equivalente:



As características que definen ao amplificador operacional ideal e a un real típico son:

CARACTERÍSTICA	AO IDEAL	AO TÍPICO (μ A741)	AO TÍPICO (TL071)
GANANCIA EN TENSIÓN (A_v)	∞	200.000 (106 dB)	200.000 (106 dB)
IMPEDANCIA DE ENTRADA (Z_i)	∞	2 M Ω	10 ¹² Ω
IMPEDANCIA DE SAIDA (Z_o)	0	75 Ω	-
ANCHO DE BANDA PARA GANANCIA UNITARIA	∞	1 MHz	4 MHz

Existen, dende logo, amplificadores operacionais superiores aos vistos en cada unha das características expostas pero aínda coas características de estes, na maior parte dos casos, pode resolverse os circuítos supoñendo AO ideal e predicir de un modo moi exacto o comportamento real do circuíto.

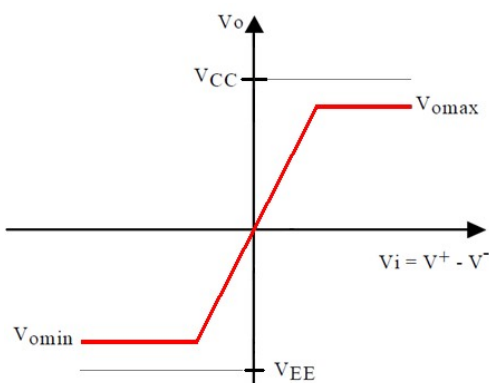
A ecuación que goberna o comportamento do amplificador operacional ideal, deixando de lado as influencias das impedancias das fontes e da carga, é:

$$V_o = A_v \cdot V_{id} = A_v \cdot (V^+ - V^-)$$

É dicir, a saída é igual á diferenza de ambas as entradas multiplicadas por unha constante A_v . A entrada $+$, denomínase entrada non inversora porque o sinal introducido nela aparece na saída co mesmo signo que ten na entrada mentres que a entrada $-$ denomínase entrada inversora porque o sinal introducido nela aparece na saída invertido.

A tensión de saída non pode superar a tensión de alimentación V_{CC} nin ser inferior a V_{EE} xa que nun circuíto con transistores non é posible obter unha tensión superior á alimentación de continua aplicada.

Aínda máis, como pode verse na figura haberá unha pequena perda de tensión na saída, de xeito que a saída pode variar entre $V_{O(max)}$ e $V_{O(min)}$ en lugar de entre V_{CC} e V_{EE} .



Outras características importantes son:

Factor de rexeitamento ao modo común (CMRR) – Idealmente os AO non responden a tensións que se presentan simultaneamente en ambas entradas, entrada en modo común (V_{ic}) pero na realidade si que responde a elas aínda que en moito menor medida que ás diferenciais (V_{id}), poderíamos escribir a tensión á saída do amplificador como: $V_o = A_{vd} \cdot V_{id} + A_{vc} \cdot V_{ic}$

O CMRR é a relación entre a ganancia en modo común e a ganancia en modo diferencial expresada en dB:

$$CMRR = 20 \cdot \log \left(\frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right)$$

Velocidade de resposta (Slew rate SR) – É o parámetro que nos indican con que velocidade pode responder o operacional e, polo tanto, a que frecuencias poderá traballar. Xeralmente especificase en V/ μ s. A máxima frecuencia empregable dependerá do SR e tamén da amplitude máxima da variación que lle pidamos ao AO na súa saída (ΔV_o^{MAX}) de xeito que teremos:

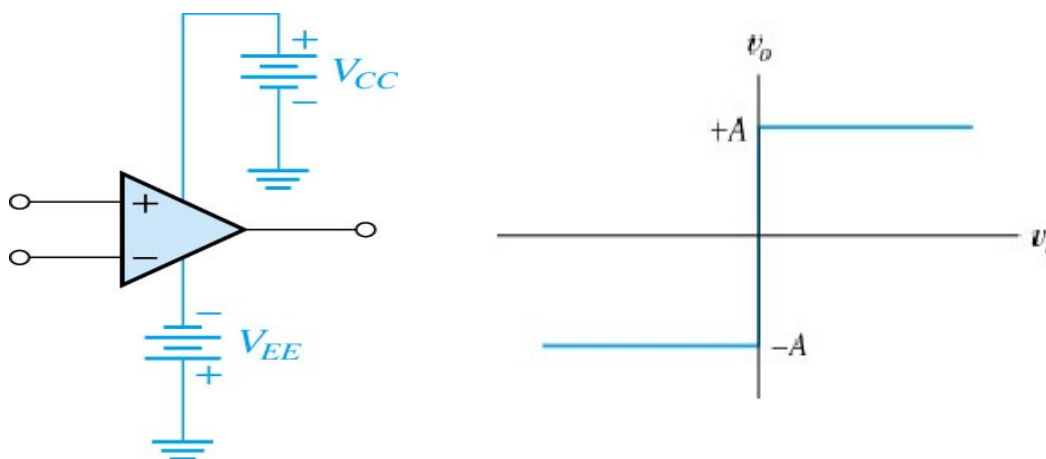
$$f_{MAX} = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot \Delta V_o^{MAX}}$$

5. COMPORTAMENTO EN LAZO ABERTO

A ganancia dun amplificador ideal é infinita, na realidade non é infinita pero si moi elevada, 200.000(106dB) ou máis. De este xeito, supoñendo unha alimentación simétrica de $\pm 15\text{V}$, un desequilibrio entre as entradas de só $75\mu\text{V}$ provoca que a saída chegue xa ao seu valor de saturación ($V_{O(\max)}$ ou $V_{O(\min)}$).

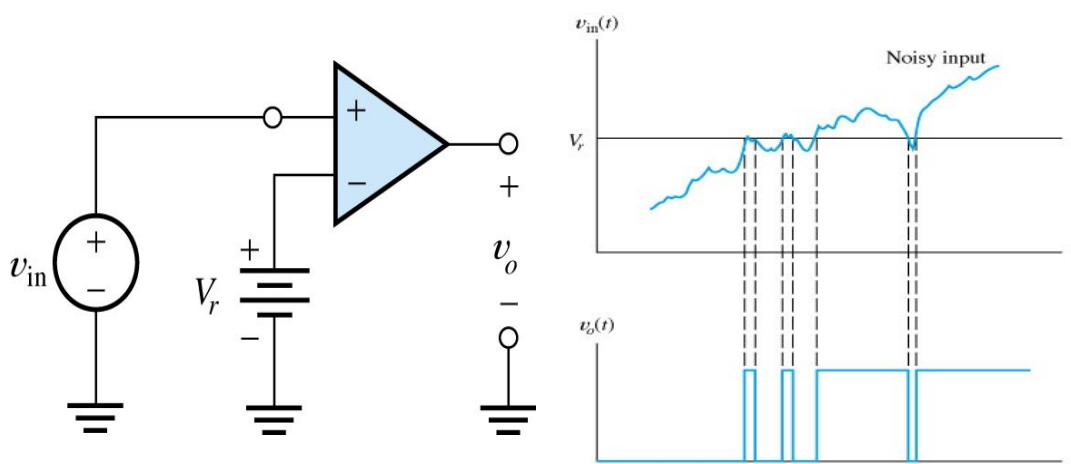
5.1. COMPARADOR ENTRE DOUS SINAIS.

O AO en lazo aberto é un comparador que estará sempre saturado a $V_{O(\max)}$ se $V^+ > V^-$ ou a $V_{O(\min)}$ se $V^- > V^+$.



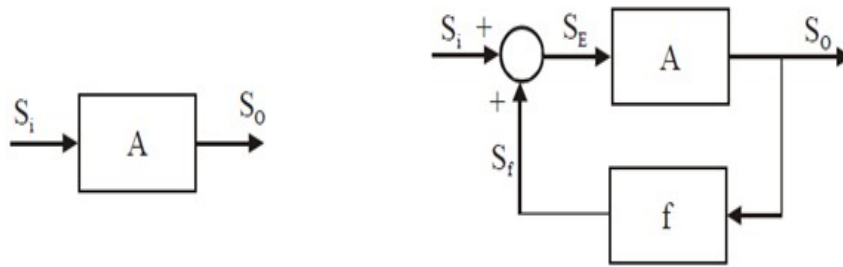
5.2. COMPARADOR RESPECTO A UN VALOR DE REFERENCIA FIXO.

Se alimentamos unha das dúas entradas cunha tensión fixa de referencia teremos un circuíto capaz de detectar cando un sinal esta por enriba ou por debaixo de ese valor. Un circuíto de este tipo pode ser útil, por exemplo, en un termostato.



6. REALIMENTACIÓN.

A realimentación é un proceso polo que unha certa proporción do sinal de saída dun sistema introdúcese de novo á entrada. Na figura represéntase un esquema dun circuío amplificador básico e a un realimentado.



A ganancia sen realimentación (Lazo Aberto) será:

$$G_{LA} = \frac{S_o}{S_i} = A$$

Ao realimentar o amplificador mediante a rede de realimentación f teremos que o sinal na saída será:

$$S_o = A \cdot S_E = A \cdot (S_i + S_f)$$

Onde S_f pode calcularse a partir do sinal de saída como:

$$S_f = f \cdot S_o$$

Xuntando ambas expresións:

$$S_o = A \cdot S_E = A \cdot (S_i + f \cdot S_o) = A \cdot S_i + A \cdot f \cdot S_o$$

A ganancia con realimentación (Lazo Pechado) será:

$$G_{LP} = \frac{S_o}{S_i} = \frac{A}{1 - A \cdot f}$$

Distinguiremos dous tipos de realimentación, positiva e negativa, segundo se o sinal realimentado fai aumentar ou diminuír a saída.

6.1. REALIMENTACIÓN NEGATIVA

A realimentación denomínase negativa cando o sinal realimentado tende a reducir a saída. No noso modelo S_r opónse á entrada S_i , é dicir $A \cdot f < 0$. Este tipo de realimentación leva ao sistema cara unha maior **estabilidade** e fai **diminuír a ganancia** do sistema respecto á que ten en lazo aberto.

Cando se cumpre que o produto $A \cdot f$ é moito maior que 1 ($|A \cdot f| \gg 1$), atopámonos que a Ganancia do Sistema realimentado é:

$$G_{LP} = \frac{A}{1 + A \cdot f} \cong \frac{A}{A \cdot f} = \frac{1}{f}$$

En este caso a ganancia non depende do amplificador senón que só depende dos compoñentes da rede de realimentación. Deste xeito pódese lograr que a ganancia do amplificador presente o mesmo comportamento coa frecuencia ou a amplitude que os compoñentes empregados no lazo de realimentación o que proporciona unhas posibilidades enormes no deseño de circuítos. Ademais o comportamento dos compoñentes pasivos varia menos coa temperatura e o paso do tempo que o dos amplificadores polo que coa realimentación conséguense circuítos cun comportamento máis estable.

6.2. REALIMENTACIÓN POSITIVA

A realimentación denomínase positiva cando o sinal realimentado tende a facer aumentar a saída. No noso modelo o sinal realimentado S_r sumase á entrada S_i , é dicir, $A \cdot f > 0$. Este tipo de realimentación fai **aumentar a ganancia** do sistema respecto á que ten en lazo aberto pero **lévao cara a inestabilidade**.

A ecuación obtida anteriormente para a ganancia en lazo pechado so é válida cando o produto $A \cdot f$ é menor ou igual a 1. Cando é maior o sistema vólvese inestable, a saída crece de xeito indefinido e o modelo matemático non é válido para interpretar a resposta do sistema. Nun sistema cunha enerxía finita, non ideal, que a ganancia sexa infinita significa que a saída sáturnase rapidamente ante pequenos cambios nas condicións das entradas. Xeralmente nos circuítos con realimentación positiva a saída toma sempre algún dos valores das tensións de alimentación de continua máxima e mínima ($V_{O(max)}$ e $V_{O(min)}$).

O caso particular no que o produto $A \cdot f$ é igual a 1 a ganancia en lazo pechado é infinita e o sistema esta xusto no limiar da inestabilidade. Este caso é particularmente importante na construción de osciladores sinusoidais.

$$G_{LP} = \frac{A}{1 - A \cdot f} \cong \frac{A}{0} = \infty$$

7. APLICACIÓNS DO AO CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA

A realimentación negativa favorece a operación estable do AO xa que reduce a súa ganancia a valores máis pequenos polo que na súa saída pode aparecer calquera valor de tensión entre $V_{O(max)}$ e $V_{O(min)}$. Para realimentar negativamente un amplificador operacional bastará con conectar a saída do mesmo coa súa entrada inversora mediante un conxunto de compoñentes (rede de realimentación), deste xeito o sinal realimentado oponse á saída.

7.1. RESOLUCIÓN DE CIRCUÍTOS CO AO EN REALIMENTACIÓN NEGATIVA

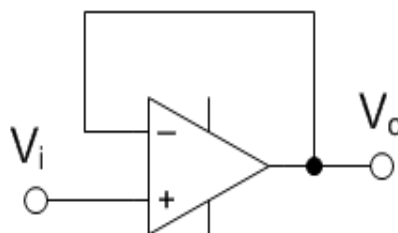
Nun circuíto con AO e realimentación negativa a tensión de saída pode tomar calquera valor entre $V_{O(max)}$ e $V_{O(min)}$. Para que na saída dun AO haxa un nivel de tensión non saturado, debido á enorme ganancia do AO, a diferenza de potencial entre as súas entradas debe ser moi pequena. Por este motivo dise que hai un **curtocircuíto virtual** entre as entradas do AO.

Ademais como a impedancia de entrada do AO é elevadísima **a corrente a través das súas entradas** é practicamente nula, nos suporemos que é **totalmente nula** como correspondería a unha **impedancia de entrada infinita**.

Aplicando estas dúas condicións, **curtocircuíto virtual entre as entradas** e **corrente nula a través das entradas**, poderemos resolver analiticamente os circuítos con amplificadores operacionais con realimentación negativa.

7.2. SEGUIDOR DE TENSIÓN

O seguidor de tensión é un amplificador con ganancia unitario (proporciona o na saída un sinal idéntico ao da entrada) que ofrece unha impedancia de entrada enorme e unha



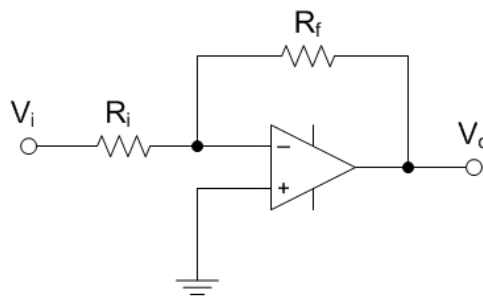
impedancia de saída moi baixa. Trátase de excelente adaptador de impedancias á hora de acoplar etapas dun circuío.

Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

$$V_o = V_- = V_+ = V_i \Rightarrow V_o = V_i$$

7.3. AMPLIFICADOR INVERSOR

O amplificador inversor é un amplificador de ganancia controlable. A ganancia controlase con gran precisión mediante os dous resistores.

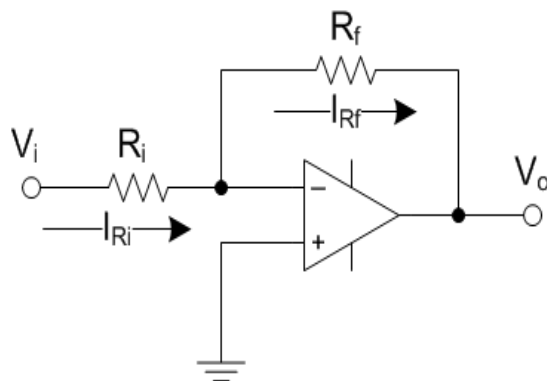


Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

$$V_- = V_+ = 0 \text{ (} \overline{\text{---}} \text{)}$$

Por tanto a corrente I_{R_i} será:

$$I_{R_i} = \frac{V_i}{R_i}$$



Pola lei dos nodos, xa que pola entrada inversora non circula corrente teremos:

$$I_{R_i} = I_{R_f} = \frac{-V_o}{R_f}$$

Igualando ambas expresións temos:

$$\frac{V_i}{R_i} = \frac{-V_o}{R_f} \Rightarrow V_o = \frac{-R_f}{R_i} \cdot V_i$$

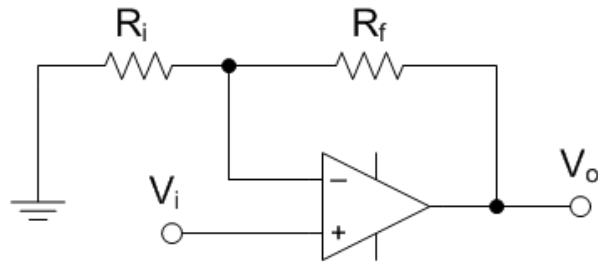
Que é a resposta dun amplificador de ganancia: $G_v = \frac{-R_f}{R_i}$

7.4. AMPLIFICADOR NON INVERSOR

Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

$$V_- = V_+ = 0 \left(\text{terra} \right)$$

Como polas entradas non circula corrente:



$$I_{R_i} = \frac{V_i}{R_i} = I_{R_f} = \frac{V_o - V_i}{R_f}$$

Polo tanto temos:

$$\frac{R_f}{R_i} \cdot V_i = V_o - V_i \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) \cdot V_i$$

Que é a resposta dun amplificador de ganancia: $G_v = 1 + \frac{R_f}{R_i}$

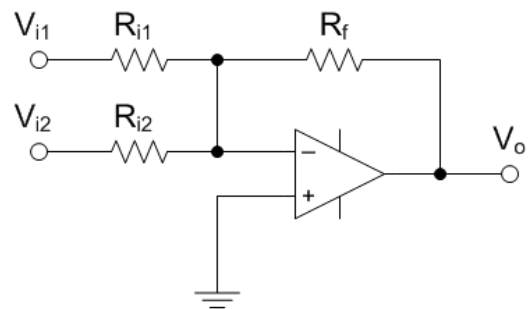
7.5. SUMADOR INVERSOR

Co cortocircuíto virtual entre as entradas:

$$V_- = V_+ = 0 \left(\text{terra} \right)$$

Xa que pola entrada inversora non circula corrente teremos que:

$$I_{R_{i1}} + I_{R_{i2}} = \frac{V_{i1}}{R_{i1}} + \frac{V_{i2}}{R_{i2}} = I_{R_f} = \frac{-V_o}{R_f}$$



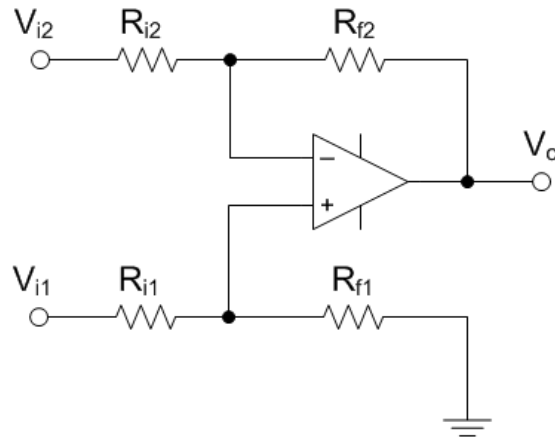
Polo tanto temos:

$$V_o = - \left(\frac{R_f}{R_{i1}} \cdot V_{i1} + \frac{R_f}{R_{i2}} \cdot V_{i2} \right)$$

Se $R_{i1} = R_{i2} = R_i$:

$$V_o = - \frac{R_f}{R_i} (V_{i1} + V_{i2})$$

7.6. RESTADOR OU AMPLIFICADOR DIFERENCIAL



A tensión no terminal non inversor (V_+) virá dado polo divisor de tensión:

$$V_+ = \frac{R_{f1}}{R_{i1} + R_{f1}} \cdot V_{i1}$$

Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

$$V_- = V_+$$

Xa que pola entrada inversora non circula corrente teremos que:

$$I_{R_{i2}} = I_{R_{f2}} \Rightarrow \frac{V_{i2} - V_-}{R_{i2}} = \frac{V_- - V_o}{R_{f2}}$$

Polo tanto temos:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_{i2}}\right) \cdot V_- - \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \cdot V_{i2}$$

$$V_o = \frac{R_{i2} + R_{f2}}{R_{i2}} \cdot V_- - \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \cdot V_{i2}$$

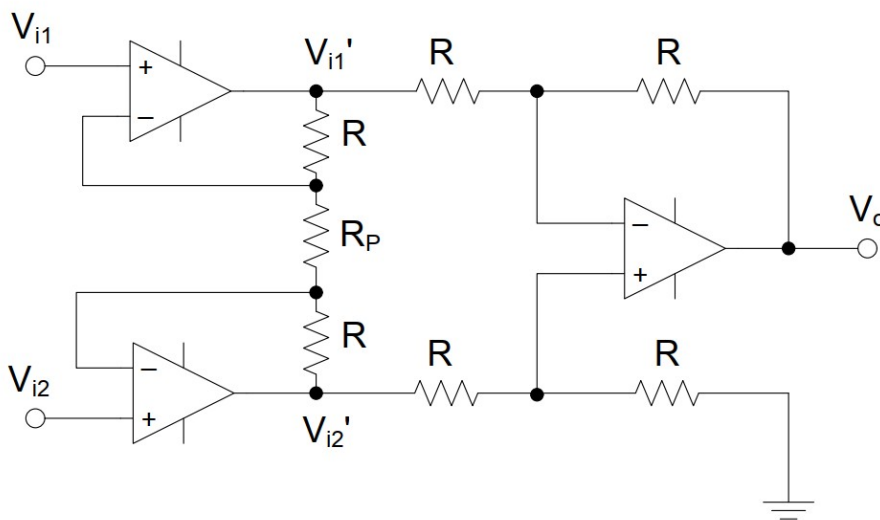
$$V_o = \frac{R_{i2} + R_{f2}}{R_{i2}} \cdot \frac{R_{f1}}{R_{i1} + R_{f1}} V_{i1} - \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \cdot V_{i2}$$

Se $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ e $R_{f1} = R_{f2} = R_f$:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_{i1} - V_{i2})$$

7.7. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Este é un circuíto de gran interese en instrumentación onde sexa necesario amplificar diferenzas de potencial moi pequenas como as que ofrecen moitos sensores como, por exemplo, os termopares. Trátase dun circuíto con tres AO que proporciona unha impedancia de entrada e un CMRR superiores aos dun restador. A clave para o bo funcionamento é a precisión dos valores das resistencias polo que existen versións integradas deste circuíto que acadan valores de CMRR de 100dB e impedancias de entrada de 100 GΩ.



En tódolos amplificadores existe realimentación negativa polo que existe cortocircuíto virtual entre todas as entradas. Logo a intensidade de corrente pola resistencia R_P será:

$$I_P = \frac{V_{i1} - V_{i2}}{R_P}$$

Esta será a corrente que circulará polas tres resistencias da rama polo que:

$$V_{i1}' - V_{i2}' = I_P \cdot (R_P + 2 \cdot R) = \frac{R_P + 2 \cdot R}{R_P} \cdot (V_{i1} - V_{i2}) = \left(1 + \frac{2 \cdot R}{R_P}\right) \cdot (V_{i1} - V_{i2})$$

O operacional da saída pola súa banda é un restador de ganancia unitaria polo que a tensión de saída será:

$$V_o = V_{i1}' - V_{i2}' = \left(1 + \frac{2 \cdot R}{R_P}\right) \cdot (V_{i1} - V_{i2})$$

7.8. DERIVADOR

A resposta dun condensador pode escribirse como: $i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$.

Polo tanto introducindo condensadores nun circuíto con AOs poderemos obter un circuíto derivador.

Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

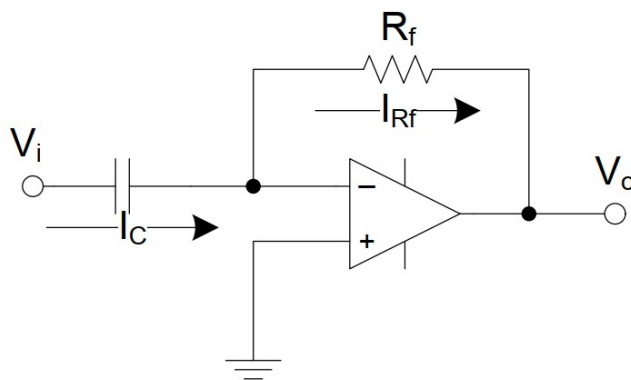
$$V_- = V_+ = 0 \left(\text{---} \right)$$

Como polas entradas non circula corrente:

$$I_C = C \cdot \frac{dV_i}{dt} = I_{R_f} = \frac{0 - V_o}{R_f}$$

Polo tanto temos:

$$V_o = C \cdot R_f \cdot \frac{dV_i}{dt}$$



7.9. INTEGRADOR

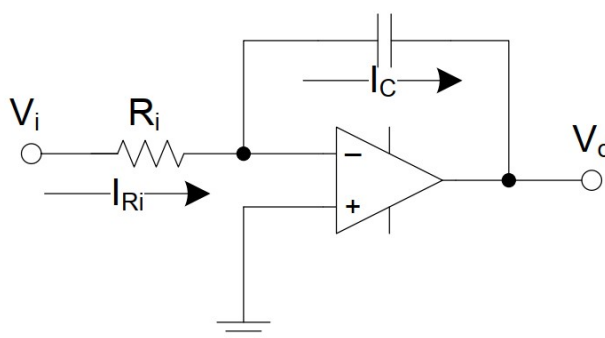
De xeito similar pódese obter un integrador colocando o condensador no lazo de reaímentación.

Aplicando cortocircuíto virtual entre as entradas teremos que:

$$V_- = V_+ = 0 \left(\text{---} \right)$$

Como polas entradas non circula corrente:

$$I_{R_i} = \frac{V_i}{R_i} = I_C = -C \cdot \frac{dV_o}{dt} \Rightarrow V_o = \frac{-1}{C \cdot R_i} \cdot \int V_i \cdot dt$$

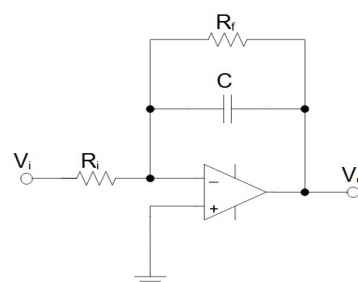


O integrador tal e como aparece na figura anterior non resulta práctico. Calquera pequeno offset de continua será integrado polo circuíto e rematará por saturar o AO. Incluso cando a entrada é nula a pequena corrente de polarización do AO, que non é totalmente nula, levará ao circuíto á saturación.

Para a corrente continua o condensador comportase como un circuíto aberto e, polo tanto, a ganancia é a do AO sen realimentación (∞). Isto pode arranxarse mediante unha resistencia R_F dun valor elevado ($R_F > 10 \cdot R_i$) en paralelo co condensador para limitar a ganancia para continua a un valor finito convertendo a deriva cara a saturación en un offset de continua.

O circuíto comportase como un integrador no intervalo de frecuencias entre:

$$f_{min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C} \quad \text{e} \quad f_{max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_i \cdot C}$$

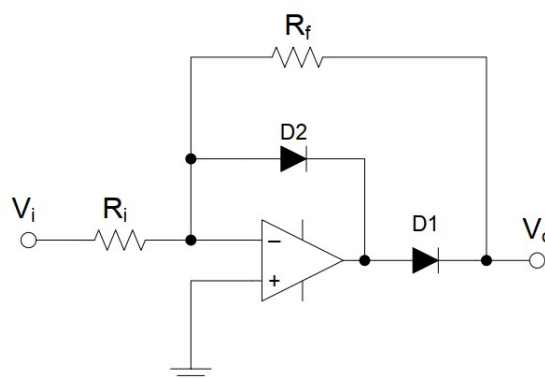


Un integrador responde a unha tensión constante con unha rampa de pendente constante, por iso son moi empregados na xeración de sinais triangulares e en dentes de serra. Ademais permite aos circuítos analóxicos resolver ecuacións diferenciais.

7.10. RECTIFICADOR DE PRECISIÓN

Mediante un par de díodos e un AO pode construírse un rectificador capaz de rectificar sinais sen a caída de tensión propia dos díodos.

Cando a tensión de entrada é positiva a saída do operacional toma un valor negativo, D1 está en OFF e D2 en ON, por R_f non circula corrente e logo V_o é 0.



Cando a tensión de entrada é negativa a saída do operacional toma un valor positivo, D1 está en ON e D2 en OFF, por R_f e R_i circulara a mesma e logo:

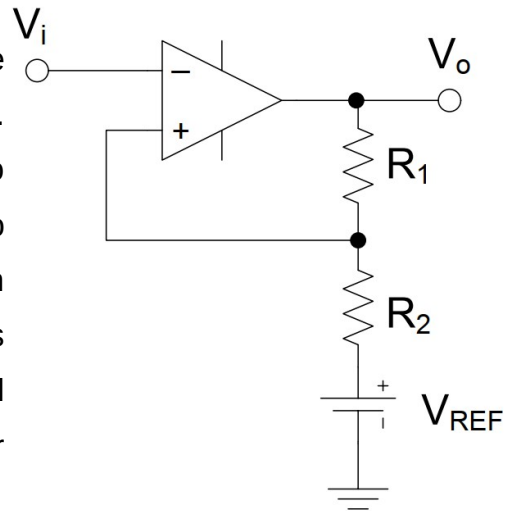
$$\frac{V_i}{R_i} = \frac{-V_o}{R_f} \Rightarrow V_o = -\frac{R_f}{R_i} \cdot V_i$$

8. APLICACIÓNS DO AO CON REALIMENTACIÓN POSITIVA

A realimentación positiva leva ao AO á inestabilidade xa que aumenta a súa ganancia. Aínda así existen aplicacións nas que a realimentación positiva é útil.

8.1. BÁSCULA DE SCHMITT

Tratase dun comparador no que a tensión de referencia depende do estado da saída. Deste xeito conséguese evitar que a saída do comparador cambie moito de valor debido ao ruído. Tamén resulta útil cando non conveñan os cambios de estado demasiado frecuentes como por exemplo nos sistemas de control binarios onde queremos evitar que o actuador oscile a unha frecuencia demasiado alta.



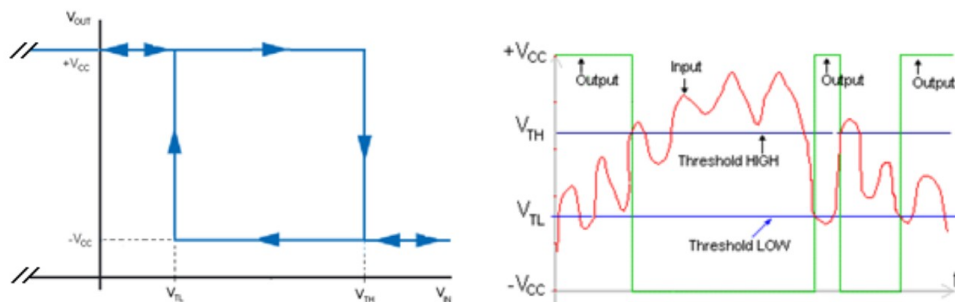
A tensión na entrada non inversora do AO valerá:

$$V_+ = V_{REF} + \frac{(V_o - V_{REF})}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Cando a saída do comparador este en alta $V_o = V_{o(MAX)} \cong V_{cc}$, teremos que V_+ será o limiar de cambio de estado en alta (V_{TH}) e cando a saída do comparador este en baixa $V_o \cong -V_{cc}$, será o limiar de cambio de estado en baixa (V_{TL})

$$V_{TH} = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad V_{TL} = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{R_1 + R_2} - \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Un exemplo de función de transferencia e de resposta a unha tensión de entrada complexa aparecen nas seguintes figuras:

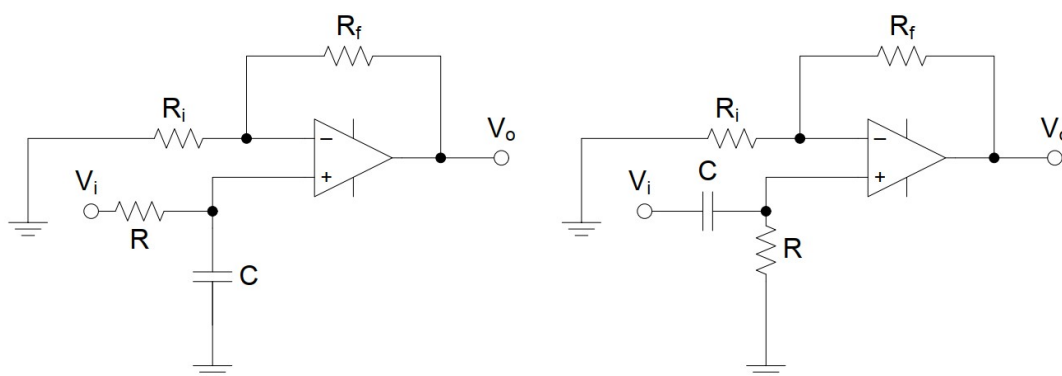


9. FILTROS ACTIVOS

A maior parte dos filtros activos realízanse precisamente empregando amplificadores operacionais xunto con resistores e capacitores. Isto é así polas excelentes características dos amplificadores operacionais que simplifican o deseño e polas vantaxes que presentan os condensadores fronte ás bobinas en cuestións de calidade, rango de frecuencias de funcionamento e prezo.

O maior problema dos filtros activos é que están limitados polas características do amplificador empregado, fundamentalmente en termos de anchura de banda, xeración de ruído e potencia de traballo.

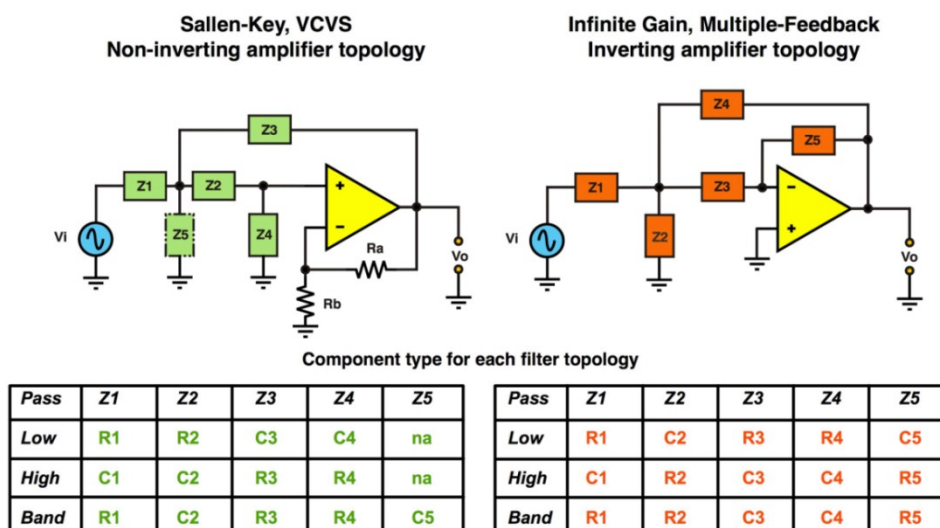
Os seguintes circuítos constitúen estruturas básicas de primeira orde paso baixo e paso alto. Trátase simplemente de redes RC e CR potenciadas polos amplificadores operacionais aos que están conectadas. Ademais presentarán unha ganancia que pode axustarse mediante as resistencias R_i e R_f .



Sen embargo son moito máis habituais certas estruturas máis complexas que permiten sintetizar filtros de segunda orde. Existen dúas estruturas fundamentais que se empregan usualmente para realizar filtros activos con AO, son as **Celas de Sallen-Key** e os **filtros de realimentación múltiple(MFB)**.

Afortunadamente os filtros activos adoitan deseñarse mediante programas informáticos que deseñan o filtro por nos a partir das especificacións do mesmo en termos de situación das bandas, frecuencias de corte, tipo de resposta en frecuencia e orde do filtro. Un exemplo é o software FilterPro de TI: <http://www.ti.com/tool/filterpro>.

No seguinte cadro móstranse as estruturas das celas de **Celas de Sallen-Key** e os **filtros de realimentación múltiple(MFB)** e a situación das bandas en función do tipo de compoñente que ocupa cada unha das posicións na estrutura.



Nas **Celas de Sallen-Key** a estrutura da realimentación é a propia dun amplificador non inversor cunha ganancia controlada polas resistencias R_a e R_b . É moi usual traballar con ganancia unitaria facendo que $R_a = 0$ (C.P.) e $R_b = \infty$ (C.A.). Trátase, en calquera caso, de filtros non inversores. Estes filtros son a elección máis usual en audio pola súa sinxeleza e versatilidade.

Pola súa parte os filtros de **filtros de realimentación múltiple(MFB)** son inversores. A súa vantaxe é que poden obterse factores de calidade máis elevados en filtros pasa banda que é un dos seus usos máis habituais.

Cando se precisa maior estabilidade respecto das variacións dos compoñentes ou varios tipos de saídas simultaneamente recórrase a estruturas máis complexas e con varios AO como son os filtros de variables de estado e os biquad que se poden ver na seguinte figura.

