ANÁLISIS BÁSICO DE CIRCUITOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Prof. Gerardo Maestre González

Circuitos con realimentación negativa.

Realimentar un amplificador consiste en llevar parte de la señal de salida Vo a través de un circuito de realimentación β hacia la entrada Vs. Si la señal realimentada se resta de la señal de entrada tenemos realimentación negativa como se muestra en la figura 1(a), y si se suma, tenemos realimentación positiva. En este tema todos los AO's que analizamos son ideales y con realimentación negativa, a los cuales se le aplica el *cortocircuito virtual.*

En los circuitos amplificadores con AO's la realimentación negativa se lleva a efecto conectando la salida de éste con su entrada inversora por medio de una impedancia "Z", como se muestra en la figura 1.

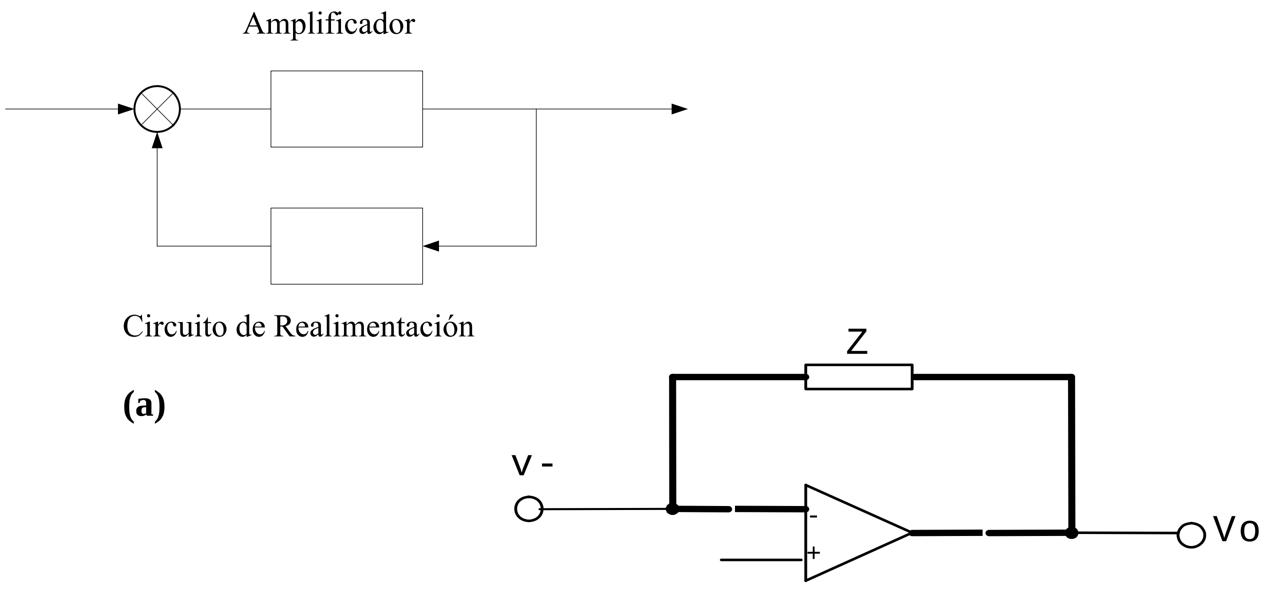


Fig. 1 Realimentación negativa en un AO.

1. El amplificador inversor de tensión con un AO ideal.

El amplificador inversor de tensión con un AO ideal es una aplicación típica de un amplificador con *realimentación negativa* ***de tensión en paralelo***.

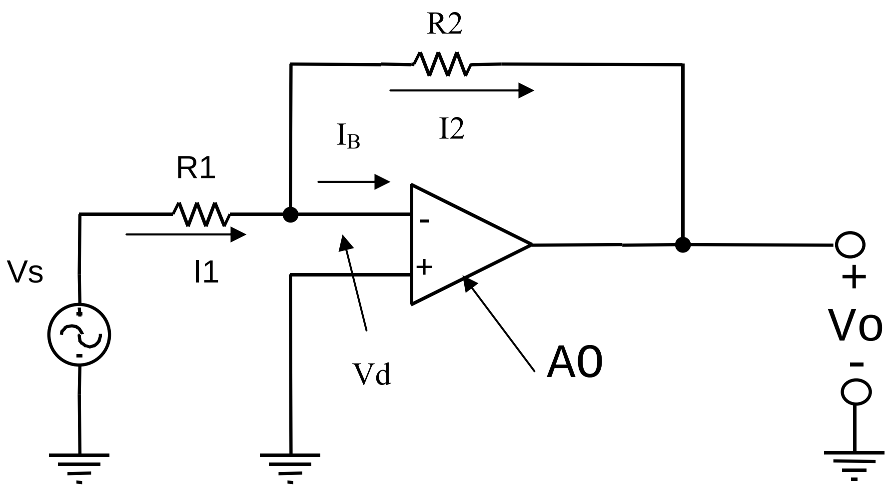


Fig. 2 Arquitectura del circuito amplificador inversor de tensión.

Como estamos considerando que el AO es ideal, debido al cortocircuito virtual, la corriente de polarización $I_B = 0$ y la tensión diferencial $V_d = 0$ valen cero.

Aplicando la Ley de las corrientes de Kirchhoff al nudo situado en la entrada inversora.

$$I_1 = I_2 + I_B = I_2 \tag{1.4}$$

Debido a la unión virtual $V_d = 0$ y la tensión $v^+ = v^- = 0$, por tanto:

$$\frac{Vs - 0}{R1} = \frac{0 - Vo}{R2} \tag{1.5}$$

Manipulando la ecuación (1.5):

$$Avf = \frac{Vo}{Vs} = -\frac{R2}{R1} \tag{1.6}$$

En decibelios: $\left|Avf\right|_{dB} = 20\log\left|Avf\right|$ dB.

Al parámetro **Avf** se le llama "*Ganancia de lazo cerrado*" o "*Función de transferencia de lazo cerrado*". De (1.6) tenemos:

$$Vo = Avf \times Vs$$

No debe de confundirse la ganancia de lazo abierto **Ad** del AO con la ganancia de lazo cerrado **Avf** del amplificador inversor de tensión.

El signo negativo de la ecuación (1.6) significa que la tensión de salida del amplificador está desfasada 180º con respecto a la tensión de entrada para el caso de tensiones AC, o que tiene una polaridad opuesta para el caso de tensiones DC).

La resistencia de salida del amplificador inversor es la del propio AO, que para el caso ideal es:

$$R_{OUT} = R_O = 0$$

La resistencia de entrada del amplificador inversor ideal es:

$$R_{IN} = \frac{Vi}{I1} = R1$$

Si en la ecuación [1.6] hacemos $R_1 = R_2 = R$, $A_{vf} = -1$ y $V_o = -V_s$. El circuito resultante recibe el nombre **inversor de tensión**, **inversor o cambiador de signo**, puesto la amplitud de la señal de salida es igual a la amplitud de la señal de entrada pero cambiada de signo.

Ejemplo 1.1

(a) Diseñar un amplificador inversor con una ganancia de 40 dB y una resistencia de entrada de 5K
(b) ¿Entre que valores límites podría variar la ganancia de lazo cerrado del amplificador si las resistencias tienen una tolerancia de ± 5 %?

Solución:

[a] El primer paso será pasar la ganancia de escala en decibelios a escala normal:

$$40 = 20\log|Avf| \Rightarrow 2 = \log|Avf|$$

$$|Avf| = \log^{-1}(2) = 100$$

En el amplificador inversor:

$$Avf = -\frac{R2}{R1} = -100$$

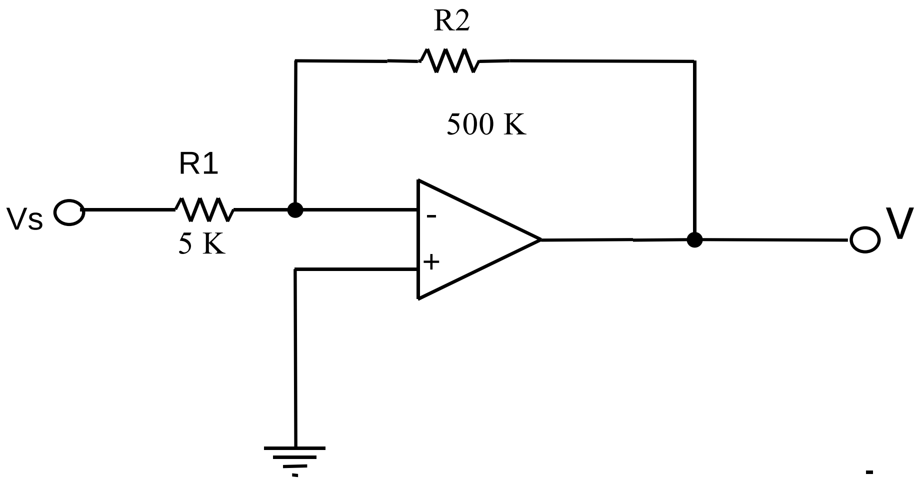
$$R2 = 100R1$$

(1.7)

Como la resistencia de entrada es R_{IN} = 5K, y en un amplificador inversor R_{IN} = R1 =5K, sustituyendo R1 en (1.7) tenemos:

$R2 = 100 \times 5 = 500K$

El circuito diseñado será:



[b] Como 5% (5 K) = 0.25 K

5% (500 K) = 25 K

Tenemos:

$R_{1max} = 5 + 0.25 = 5.25\ K$

$R_{1min} = 5 - 0.25 = 4.75\ K$

$R_{2max} = 500 + 25 = 525\ K$

$R_{2min} = 500 - 25 = 475\ K$

Por tanto:

$$\left|Avf\right|_{\max} = \frac{R2_{\max}}{R1_{\min}} = \frac{525}{4.75} = 110{,}53$$

$$\left|Avf\right|_{\min} = \frac{R2_{\min}}{R1_{\max}} = \frac{475}{5{,}25} = 90{,}48$$

La ganancia en lazo cerrado del amplificador diseñado, en valor absoluto, puede oscilar entre 110,53 y 90,48, es decir:

$$90{,}48 \le \left|Avf\right| \le 110{,}53$$

Ejemplo 1.2

[a] Diseñar un amplificador inversor con una función de transferencia Avf = -5.

[b] Suponiendo que la señal de entrada es Vs = 0.1 sen 2000π t, dibujar superpuestas la señal de entrada Vs y la señal de salida Vo del amplificador.

Solución:

La ganancia de lazo cerrado del amplificador será:

$$Avf = -5 = -\frac{R2}{R1}$$

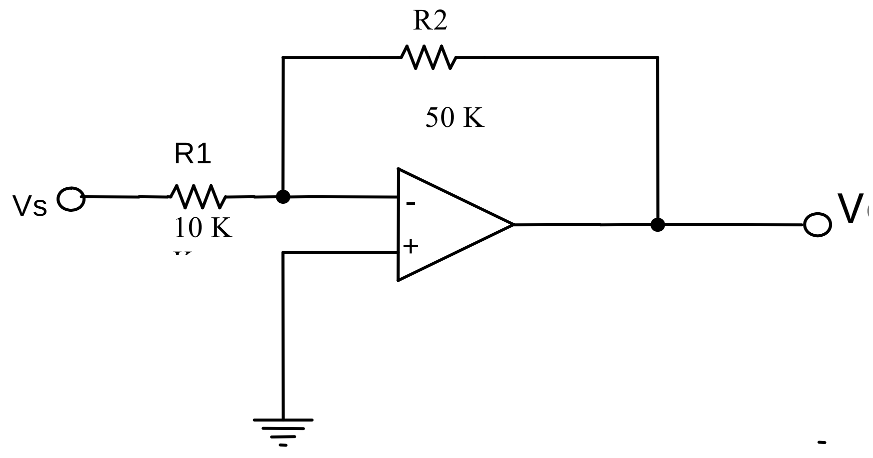
$$R2 = 5R1 \tag{1.8}$$

(1.8) es una ecuación con dos incógnitas, y para resolverla, tendremos que fijar el valor de una de ellas y después despejar el valor de la otra. Por ejemplo:

R1 = 10 K

R2 = 5×10 = 50 K

El circuito diseñado será;



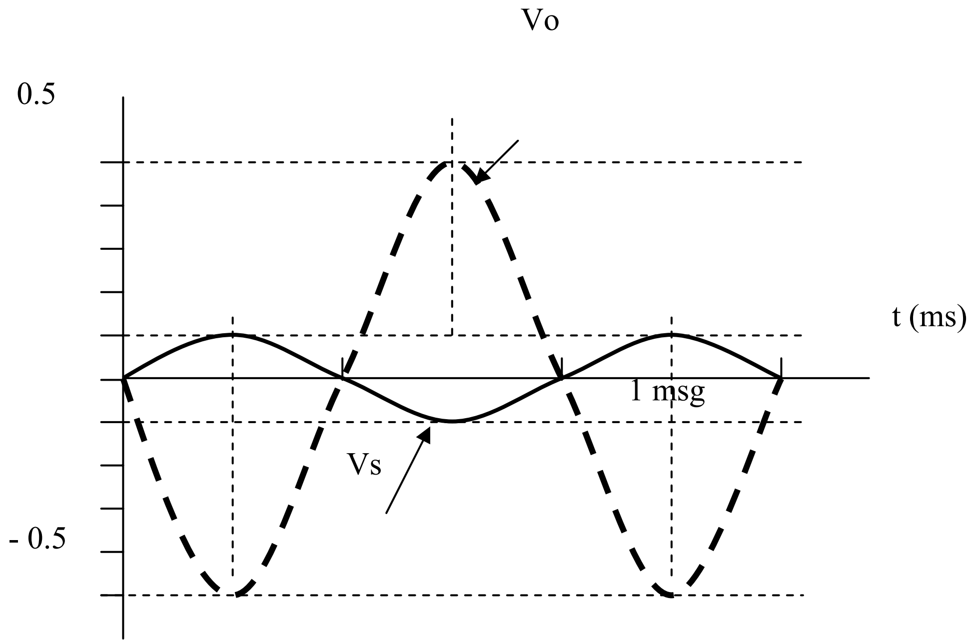
[b] Vo = Avf×Vs = -5x0.1 sen 2000π t = 0.5 sen 2000π t

*El signo menos significa que existe un desfase de 180º entre la señal de salida **Vo** y la señal de entrada **Vs,*** *Calculamos el periodo de la tensión de entrada y el de la tensión de salida.*

$$\omega = 2\pi f \Rightarrow f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{2000\pi}{2\pi} = 10^3 Hz$$

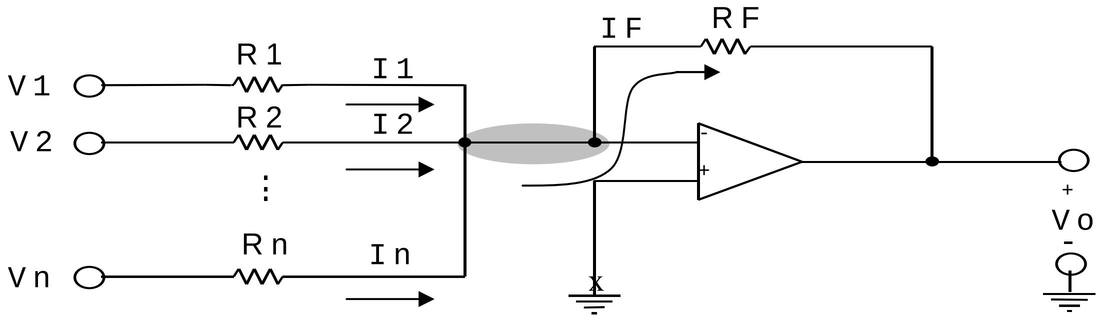
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} sg = 1msg$$

*En la figura siguiente se representan las formas de ondas de las señales **Vs** y de **Vo**.*



2. Amplificadores sumadores inversores.

El amplificador sumador inversor es una aplicación del amplificador inversor de tensión. En la figura se muestra un amplificador sumador con "n" entradas.



Amplificador sumador inversor.

Aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff al nudo "x", y teniendo en cuenta el cortocircuito virtual del AO ideal:

$$I1 + I2 + ... + In = IF$$

Sustituyendo cada corriente por su valor:

$$\frac{V1}{R1} + \frac{V2}{R2} + ... + \frac{Vn}{Rn} = \frac{-Vo}{RF}$$

$$Vo = -\left(\frac{RF}{R1}V1 + \frac{RF}{R2}V2 + ... + \frac{RF}{Rn}Vn \right)$$

El voltaje de salida de un amplificador sumador inversor es igual a la suma, cambiada de signo, de los voltajes de entrada, afectadas cada una de ellas de un factor de amplificación diferente.

Para el caso de que R1 = R2 = ...= Rn = R

$$Vo = -\frac{RF}{R}(V1 + V2 + ... + Vn)$$

El voltaje de salida es igual a la suma, cambiada de signo, de los voltajes de entrada, afectada por un solo factor de amplificación .

Para el caso de que R1 = R2 = ...= Rn = RF = R

$$Vo = -(V1 + V2 + ... + Vn)$$

En esta situación el circuito se convierte en un *sumador inversor*, puesto que en la salida aparece la suma de todas las tensiones de entrada cambiada de signo.

Ejemplo

Diseñar una calculadora analógica que realice la siguiente operación:
x= 4(a + 1.5b + 2c)
Suponer que el valor mínimo de todas las resistencias de entrada es 45 K

Solución:

Para establecer comparaciones, manipulamos la ecuación del enunciado.

$$x = -\left[-\left(4a + 6b + 8c\right)\right]$$

El signo menos que aparece en el exterior de los corchetes lo obtenemos con un circuito inversor, y la ecuación encerrada entre corchetes la conseguimos con un amplificador inversor sumador, cuya ecuación de salida es:

$$Vo = -\left(\frac{RF}{R1}V1 + \frac{RF}{R2}V2 + ... + \frac{RF}{Rn}Vn\right)$$

Comparando las dos ecuaciones anteriores:

$$\frac{RF}{R1} = 4\,; \qquad \frac{RF}{R2} = 6\,; \qquad \frac{RF}{R3} = 8$$

El valor más pequeño de las resistencias de entrada es R3

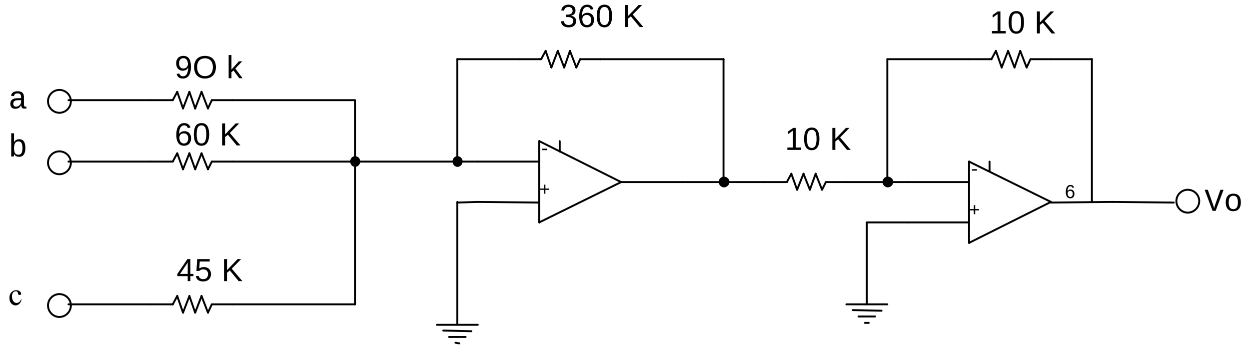
Elegimos ***R3 = 45 K***

Luego ***RF*** *= 8R3 = 8 × 45 =* ***360 K***

$$R1 = \frac{360}{4} = 90K$$

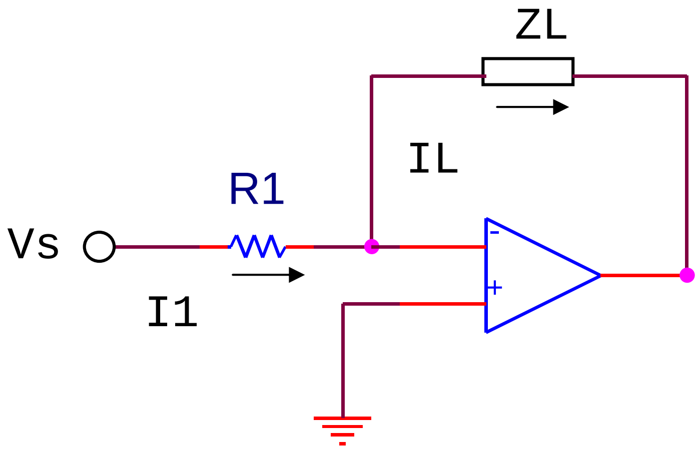
$$R2 = \frac{360}{6} = 60K$$

Se observa que un mismo diseño puede tener más de una solución. El circuito diseñado es:



3. Convertidor de tensión a corriente con carga flotante.

La Fig. muestra el circuito convertidor de tensión a corriente, en el cual se observa que la impedancia Z_L es una carga flotante, pues ninguno de sus dos terminales va conectado a la masa del circuito.



Convertidor de tensión a corriente con carga flotante.

Una condición exigible a cualquier convertidor de tensión a corriente es que la corriete I_L generada en la carga Z_L sea independiente del valor de dicha carga.

Aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff:

$$I1 = IL$$

$$\frac{Vs}{R1} = IL$$

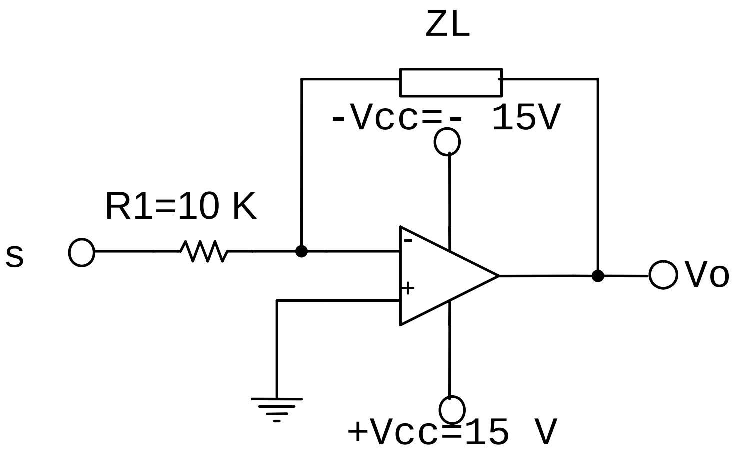
$$IL = \frac{1}{R1} \times Vs \tag{1.9}$$

La corriente en la carga flotante $\mathbf{I_L}$ es directamente proporcional a la tensión de entrada **Vs**, con una constante de proporcionalidad **1/R1**. En la ecuación (1.9) se observa que el valor de la corriente en la carga I_L es independiente del valor de la impedancia de la carga Z_L.

En el circuito convertidor de tensión a corriente, si el valor de la carga Z_L es demasiado grande se presenta un problema. Debido a la gran caida de tensión en la impedancia Z_L, la salida del AO se saturará y el convertidor de tensión a corriente ya no se comportará como tal.

Ejemplo

En el circuito de la figura siguiente hallar el valor máximo que puede tener Z_L para el caso de que Vs sea igual a 7 volt.



Solución:

En la figura siguiente se muestra la gráfica correspondiente a la función de transferencia de un AO. En dicha figura se observa que el voltaje en su salida del AO no supera unos valores máximos llamados voltajes de saturación (+**Vsat** y –**Vsat**). Estos voltajes suelen ser del orden de un voltio inferior a los voltajes de las fuentes de alimentación.

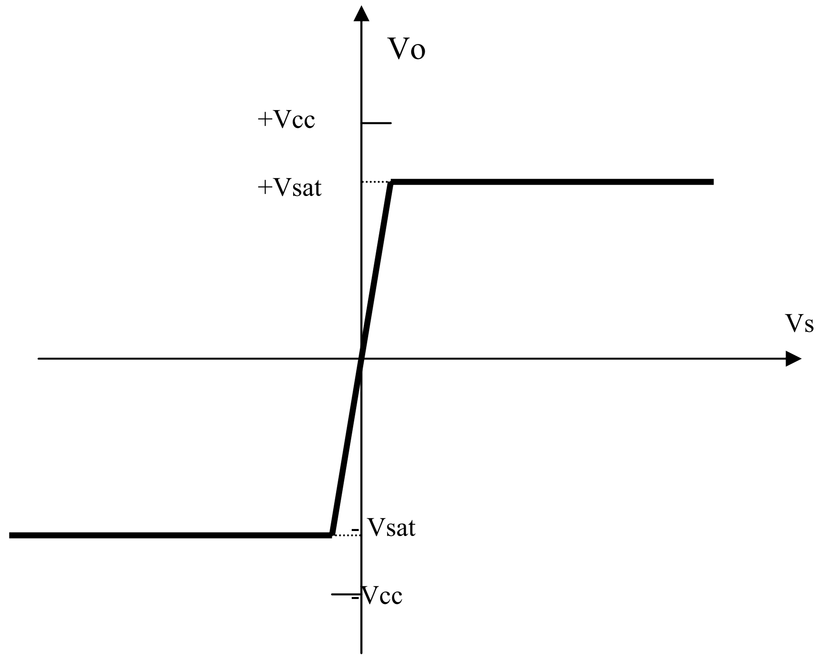
En este caso, como el valor de las fuentes de alimentación es +Vcc = 15 V y –Vcc = -15 V se toma **+Vsat = 14 V** y **–Vsat = -14 V**. Tambien se expresa como Vsat = ± 14 V.

Como en el convertidor de tensión a corriente:

$$Vo = -\frac{Z_L}{R1} \times Vs$$

En valor absoluto:

$$|Vo| = \frac{Z}{R1} \times Vs \qquad (1.10)$$



Para $|Vo|_{max} = V_{sat} = 14$ V, despejamos el valor $Z_{L(max)}$ de la ecuación (1.10):

$$ZL_{\max} = \frac{R1 \times Vsat}{Vs} = \frac{10 \times 14}{7} = 20K$$

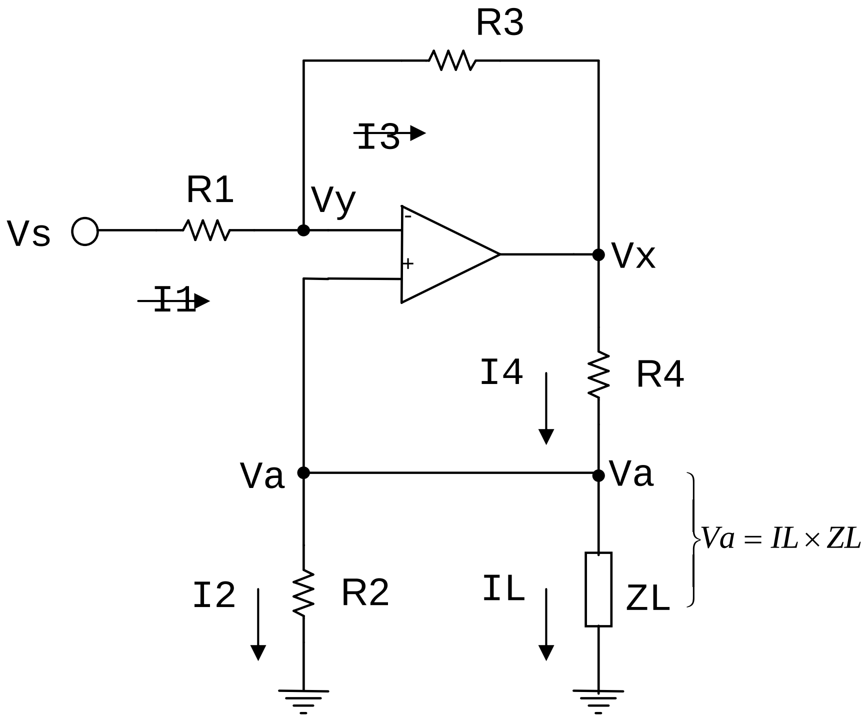
3.1. Convertidor de tensión a corriente con carga conectada a masa.

En la Fig. 1.16 se muestra el circuito convertidor de tensión a corriente con carga conectada a masa. Observar como Z_L lleva uno de sus terminales conectados a la masa del circuito.

Debido al cortocircuito virtual tenemos:

$$Vy = Va$$

(1.11)



Convertidor de tensión a corriente con carga conectada a masa.

Aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff al nudo correspondiente a la entrada inversora:

$$I1 = I3$$

$$\frac{Vs - Va}{R1} = \frac{Va - Vx}{R3}$$

(1.12)

Multiplicando (1.12) por R3:

$$\frac{R3}{R1}Vs - \frac{R3}{R1}Va = Va - Vx$$

$$Vx = -\frac{R3}{R1}Vs + \frac{R3}{R1}Va + Va$$

$$Vx = \left(1 + \frac{R3}{R1}\right)Va - \frac{R3}{R1}Vs \tag{1.13}$$

Aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff al nudo que una R_4 con R_2 y con Z_L:

$$\begin{gathered} I4 = IL + I2 \\ \frac{Vx - Va}{R4} = \frac{Va}{ZL} + \frac{Va}{R2} \end{gathered} \tag{1.14}$$

Multiplicando (1.14) por R_4:

$$Vx - Va = \frac{R4}{Zl}Va + \frac{R4}{R2}Va$$

$$Vx = \frac{R4}{ZL}Va + \frac{R4}{R2}Va + Va = \left(1 + \frac{R4}{R2} + \frac{R4}{ZL}\right)Va \tag{1.15}$$

Igualando (1.13) y (1.15) tenemos:

$$\left(1 + \frac{R3}{R1}\right)Va - \frac{R3}{R1}Vs = \left(1 + \frac{R4}{R2} + \frac{R4}{ZL}\right)Va \tag{1.16}$$

Manipulando (1.16)

$$\left(1 + \frac{R3}{R1} - 1 - \frac{R4}{R2} - \frac{R4}{ZL}\right)Va = \frac{R3}{R1}Vs$$

Sustituyendo Va = $I_L \times Z_L$:

$$\left(\frac{R3 \times Zl}{R1} - \frac{R4 \times Zl}{R2} - R4\right)IL = \frac{R3}{R1}Vs$$

Dividiendo por R4:

$$\left(\frac{R3 \times Zl}{R1 \times R4} - \frac{R4 \times Zl}{R2 \times R4} - 1\right)IL = \frac{R3}{R1 \times R4}Vs \tag{1.17}$$

Para que la corriente I_L no dependa de Z_L ha de cumplirse en la ecuación (1.17) que:

$$\begin{gathered} \frac{R3 \times Zl}{R1 \times R4} - \frac{R4 \times Zl}{R2 \times R4} = 0 \\ \frac{R3}{R1} = \frac{R4}{R2} \end{gathered}$$

Esta condición puede cumplirse con **R3 = R4** y **R1 = R2**. Sustituyendo estos valores en (1.17):

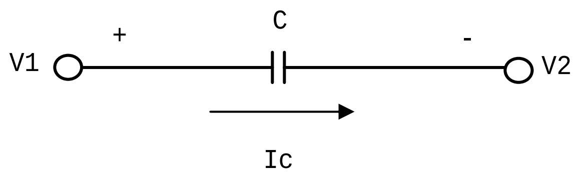
$$-IL = \frac{R4}{R1 \times R4} Vs$$
$$IL = -\frac{1}{R2} Vs$$

La corriente en la carga $\mathbf{I_L}$ es directamente proporcional a la tensión de entrada $\mathbf{V_s}$, cuya constante de proporcionalidad es **1/R2**, y es independiente de la impedancia de la carga Z_L.

4. El circuito integrador inversor.

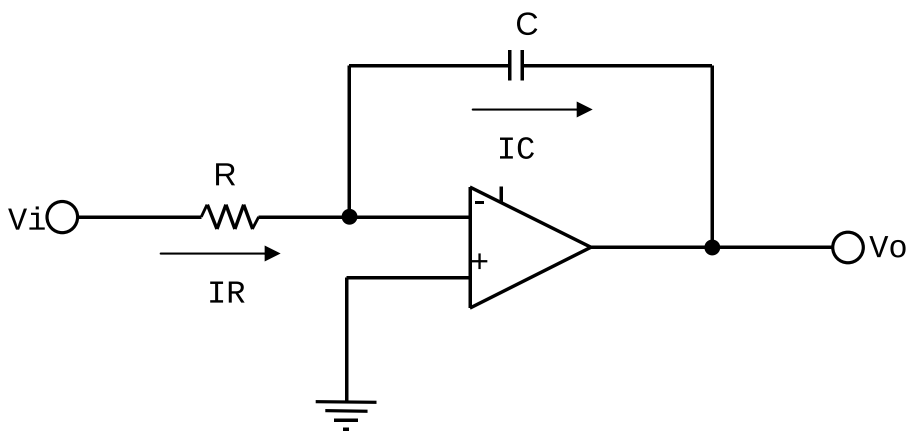
El circuito integrador mostrado en la figura siguiente proporciona en su salida una tensión Vo que es proporcional a la integral de la señal de entrada Vs.

Según la Teoría de Circuitos, en el condensador se cumple que:



$$Ic = C\frac{d(V1 - V2)}{dt}$$

Corriente que circula por un condensador.



Esquema del circuito integrador.

Teniendo en cuenta el cortocircuito virtual, y aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff al nudo correspondiente a la entrada inversora tenemos:

$$I_R = I_C$$
$$\frac{Vi}{R} = C\frac{d(-Vo)}{dt}$$

Despejando:

$$d(-Vo) = \frac{1}{CR} Vidt$$

Integrando entre el instante inicial **t_0** y el instante **t** , y teniendo en cuenta que la tensión de salida en el instante inicial es **$V_0(t_0)$**:

$$Vo = -\frac{1}{RC}\int_{0}^{t-to} Vidt + Vo(to)$$

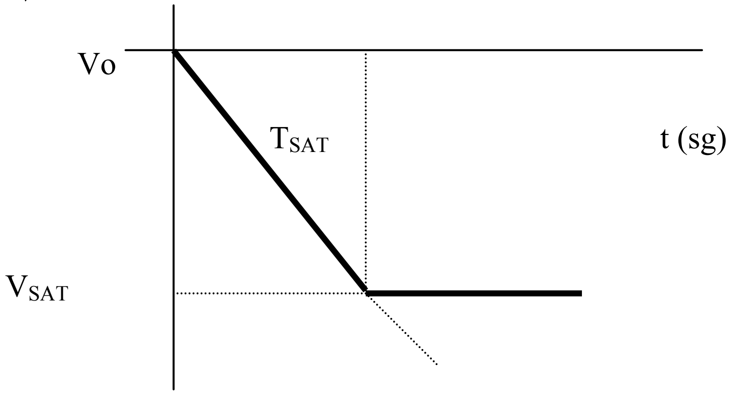
Si aparece alguna tensión continua "Vi = V" en la entrada del integrador, y suponiendo que

en el instante inicial $t_0 = 0$, $V_0(t_0) = 0$.

$$Vo = -\frac{1}{RC}\int_{0}^{t} Vdt = -\frac{1}{RC} V \times t$$

El voltaje de salida es una ecuación de la forma **y = -mx**, correspondiente a una recta con pendiente negativa **m = -V/RC**. Esto significa que el voltaje de salida del integrador irá disminuyendo desde cero hasta alcanzar la saturación negativa **$-V_{SAT}$** al cabo de un tiempo t_{SAT}. Esto se observa en la siguiente figura.

$$t_{SAT} = \frac{RCV_{SAT}}{V}$$



Saturación en la salida del Integrador.

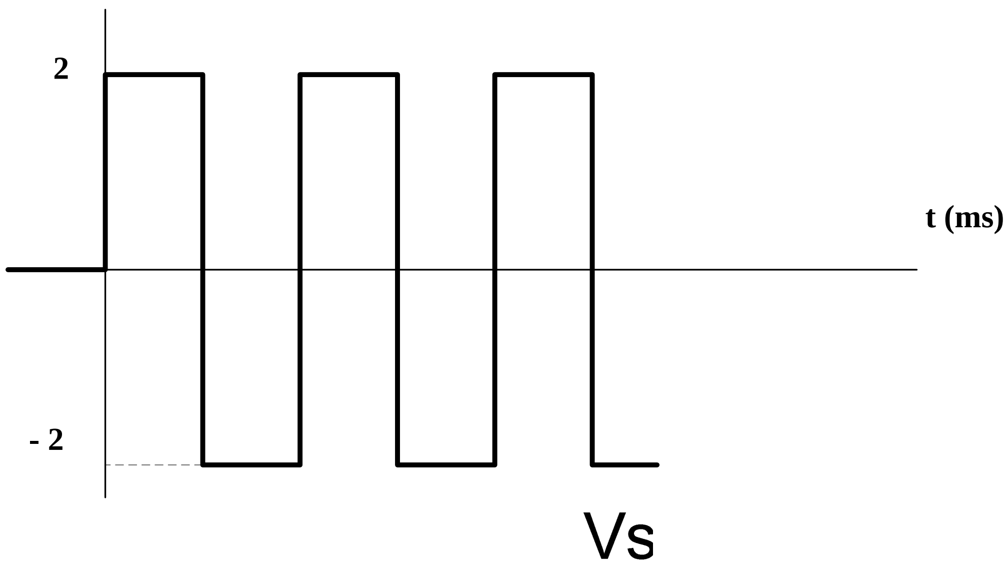
Para evitar que ante la aparición de cualquier tensión continua (p.e. imperfecciones del AO) en la entrada del Integrador lleve su salida a saturación, se coloca una resistencia R_C en paralelo con el condensador para limitar la ganancia en CC a **$-R_C/R$**. En la práctica el valor que se toma para R_C es:

$$R_C \geq \frac{10}{2\pi f_s C}$$

Siendo f_s la frecuencia de la señal de entrada del integrador. La aplicación principal del circuito integrador es convertir ondas rectangulares en ondas triangulares.

Ejercicio

Los parámetros de un circuito integrador son: C = 0.1 uF, R_C = 1 K , V_{SAT} = ± 10 volt. y $V_0(t_0)$ = 0 volt. Trazar la forma de onda del voltaje de salida, suponiendo que la forma de onda de la tensión de entrada Vs es la mostrada en la figura siguiente. El valor pico de Vs es 2 v.



Solución:

Aplicaremos la ecuación del voltaje de salida del integrador a cada uno de los tramos de la onda de entrada:

$$Vo = -\frac{1}{RC}\int_0^{t-to} Vsdt + Vo(to)$$

[a]

Primeramente deducimos el valor de:

$$RC = 10^3 \times 10^{-7} = 10^{-4} sg$$
$$\frac{1}{RC} = 10^4 sg$$

0 1 2

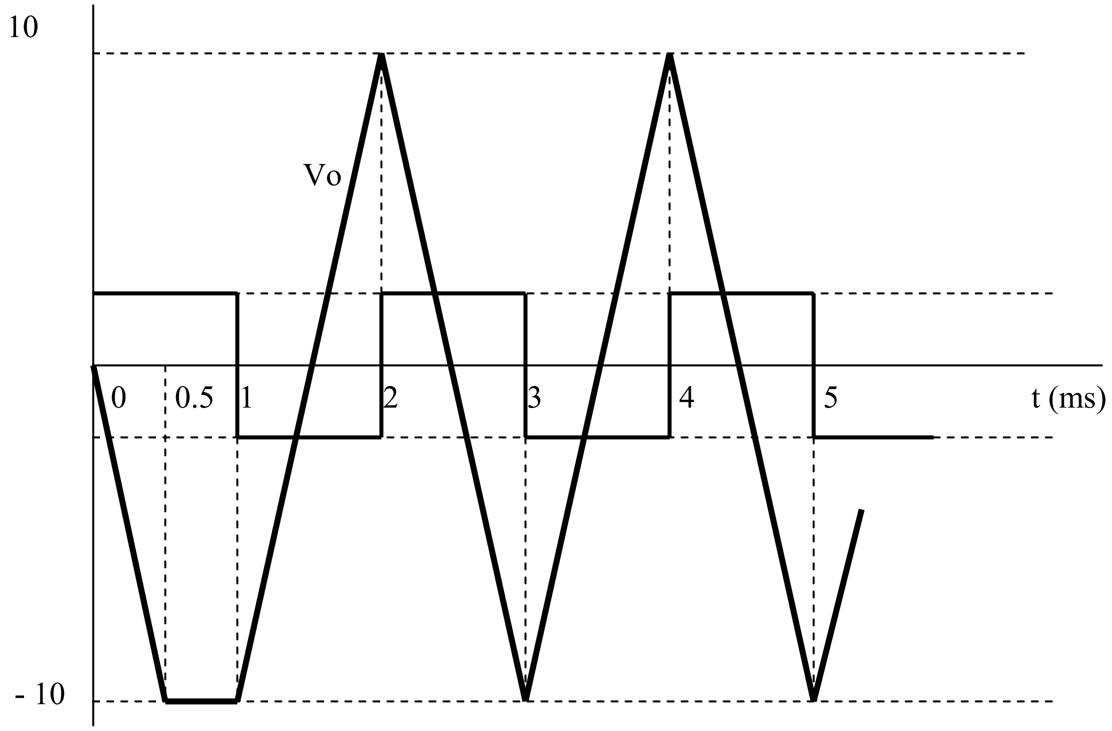
(1) Para 0 ≤ t ≤ 1ms $\begin{cases} to = 0 \\ Vo(to) = 0 \end{cases}$

$$Vo = -10^4 \int_0^t 2dt = -20 \times 10^3 t \qquad \begin{cases} t = 0 \Rightarrow Vo = 0 \\ t = 10^{-3} = 20V \end{cases}$$

Es la ecuación de una recta que parte de 0 volt. para t = 0 y termina en -20 volt. para $t=10^{-3}\ sg$. No es posible alcanzar los -20 volt en la salida del integrador, puesto que este se satura a –10 volt. El tiempo requerido para alcanzar los –10 volt es:

$$t_{SAT} = \frac{RCV_{SAT}}{Vi} = \frac{10^{-4}\times 10}{2} = 0.5\times 10^{-3} sg = 0.5ms$$

Ver figura siguiente.



(2) Para 1 ≤ t ≤ 2ms $\begin{cases} to = 10^{-3} sg \\ Vo(to) = -10V \end{cases}$

$$Vo = -10^{4}\int_{0}^{t-10^{-3}} -2dt - 10 = 20\times 10^{3}(t-10^{-3}) - 10 \qquad \begin{cases} t = 10^{-3} \Rightarrow Vo = 0 \\ t = 2\times 10^{-3} \Rightarrow Vo = 10V \end{cases}$$

Es la ecuación de una recta que parte de -10 volt. para t = 1 ms y termina en 10 volt. para t=2 ms.

(3)Para 2 ≤ t ≤ 3 ms $\begin{cases} to = 2\times 10^{-3} sg \\ Vo(to) = 10V \end{cases}$

$$Vo = -10^{4}\int_{0}^{t-2\times 10^{-3}} 2dt + 10 = -20\times 10^{3}(t-2\times 10^{-3}) + 10 \qquad \begin{cases} t = 2\times 10^{-3} \Rightarrow Vo = 10V \\ t = 3\times 10^{-3} \Rightarrow Vo = -10V \end{cases}$$

Es la ecuación de una recta que parte de 10 volt. pata t = 2 ms y termina en -10 volt. para t=3 ms. Ver figura anterior.

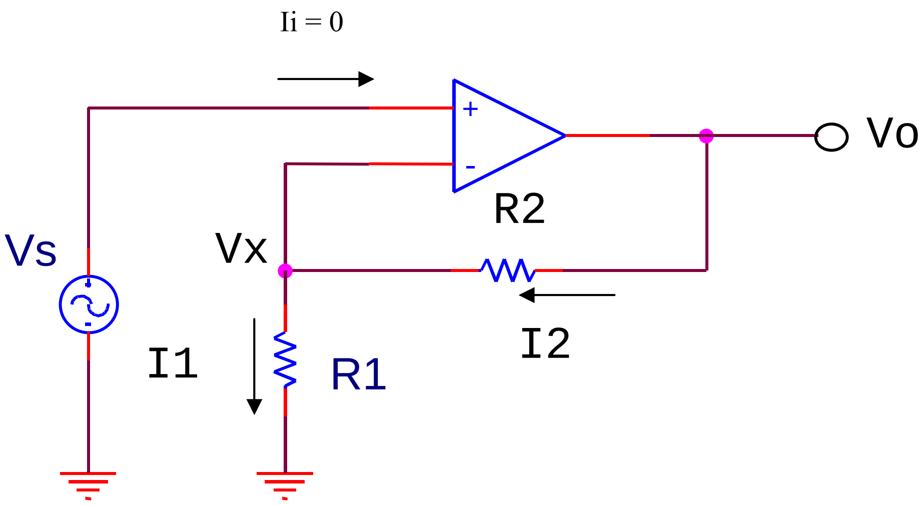
(4) Para 3 ≤ t ≤ 4ms $\begin{cases} to = 3\times10^{-3}\,sg \\ Vo = -10V \end{cases}$

$$Vo = -10^{4}\int_{0}^{t-3\times10^{-3}} -2dt + 10 = 20\times10^{3}(t-3\times10^{-3}) - 10 \qquad \begin{cases} t = 3\times10^{-3} \Rightarrow Vo = -10V \\ t = 4\times10^{-3} \Rightarrow Vo = 10V \end{cases}$$

Es la ecuación de una recta que parte de 10 volt. pata t = 2 ms y termina en -10 volt. para t=3 ms. Ver figura anterior

Es evidente que a partir de 3 ms la forma de onda de salida se repite.

5. Amplificador no inversor de tensión con un AO ideal.



Circuito amplificador no inversor con un AO.

$$Vs = Vx$$

$$I1 = I2$$

$$\frac{Vs}{R1} = \frac{Vo - Vs}{R2}$$

Multiplicando la ecuación anterior por R2:

$$\frac{R2}{R1}Vs = Vo - Vs$$

$$Vo = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)Vs = Avf \times Vs$$

Por tanto, la ecuación de la función de transferencia o ganancia de lazo cerrado del amplificador no inversor será:

$$Avf = \frac{Vo}{Vs} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

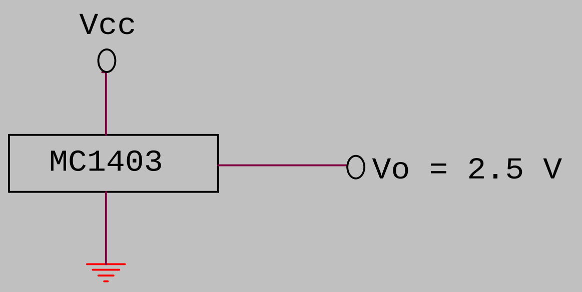
Observaciones;

- La ganancia de lazo cerrado del amplificador no inversor siempre es mayor que la unidad.
- En dicha ganancia no aparece el signo menos delante de ella, con lo cual, en este amplificador no se produce ningún cambio de ángulo de fase entre la salida y la entrada.
- La resistencia de salida del amplificador no inversor es la del AO, $\mathbf{R_{OUT} = 0}$.
- La resistencia de entrada es infinita $R_{IN} = \infty$.

$$R_{IN} = \frac{Vi}{Ii} = \frac{Vi}{0} = \infty$$

Ejercicio

El Circuito integrado MC1403 cuyo diagrama de bloques se muestra a continuación



produce en su salida una tensión de 2.5 V extremadamente precisa y estable, para un rango de tensión de alimentación muy amplio, concretamente entre 5 y 40 V. Se pide diseñar un circuito, basado en el MC1403, que proporcione en su salida una tensión de referencia de + 10 V.

Solución:

Tenemos que amplificar los 2.5 V. que hay en la salida del MC1403 hasta 10 V. Utilizaremos un amplificador con una ganancia:

$$Avf = \frac{10}{2.5} = 4$$

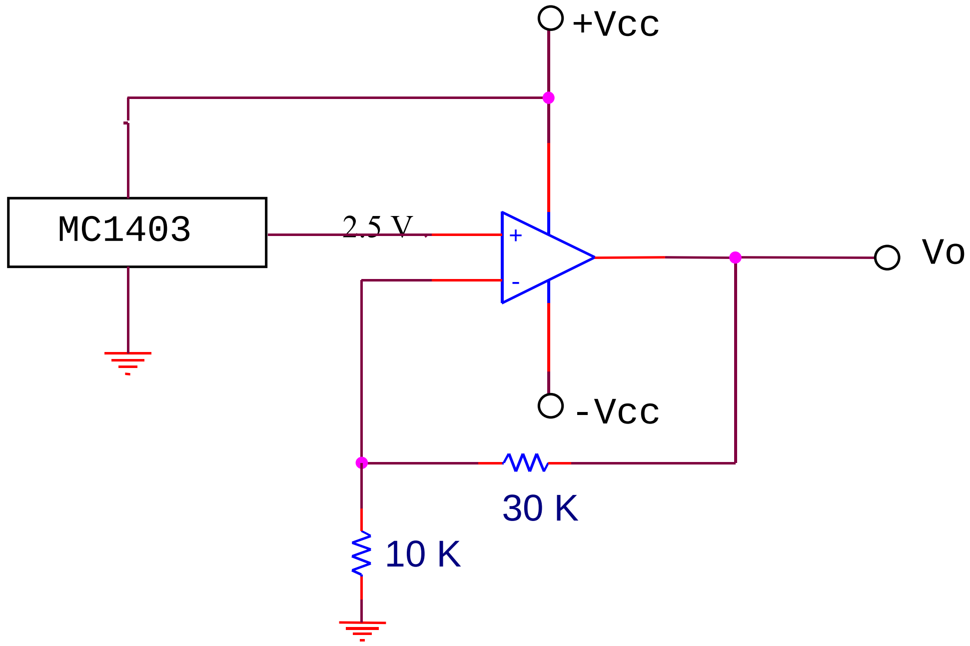
Como dicha ganancia no va afectada del signo menos, diseñaremos un amplificador no inversor de tensión, en el cual:

$$Avf = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = 4$$

$$3 = \frac{R2}{R1}$$

$$R2 = 3R1$$

Para resolver esta ecuación con dos incógnitas, fijaremos el valor de R1 = 10 K, y obtendremos el valor de R2 = 30 K.



6. El seguidor de tensión con un AO, Separador o Buffer

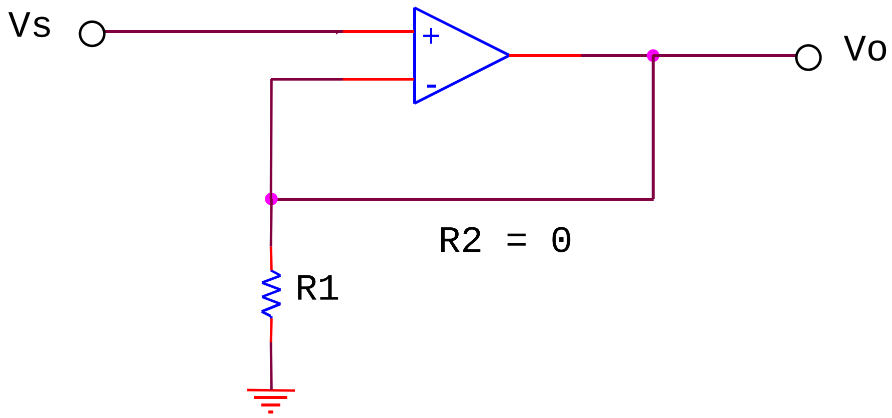
Si en un amplificador de tensión no inversor hacemos la resistencia R2 = 0, nos queda:

$$Avf = \left(1 + \frac{0}{R1}\right) = 1 \Rightarrow Vo = Vs$$

$$R_{IN} = \infty$$

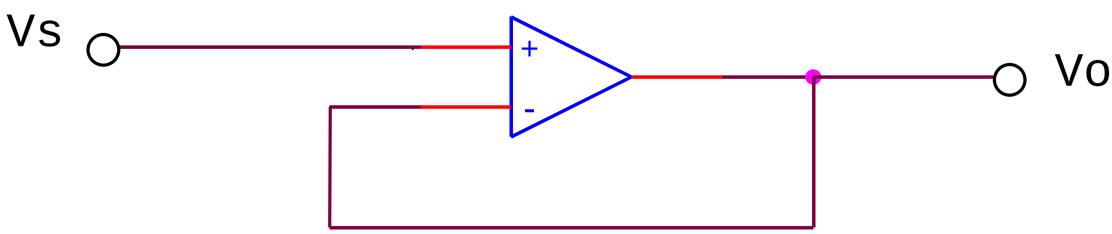
$$R_{OUT} = 0$$

Vo = Vs implica que el valor de la tensión de salida sigue en valor a la tensión de entrada.



Amplificador de tensión no inversor con R2 = 0.

Como en este circuito la ganancia de lazo cerrado Avf = 1 no depende para nada de R1, podemos eliminarla, y así obtenemos el siguiente circuito seguidor.

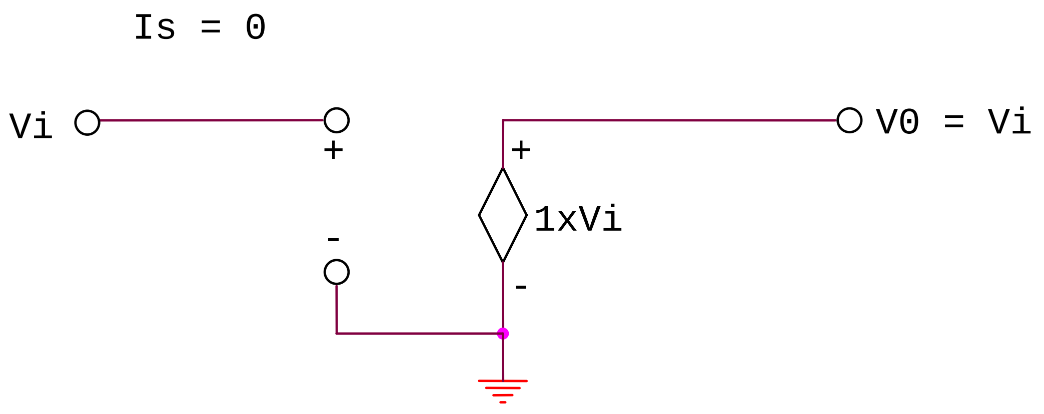


Circuito del seguidor de tensión.

En la figura se muestra el modelo eléctrico del seguidor de tensión.

A primera vista parece que el seguidor de tensión, al tener una ganancia en lazo cerrado unitaria, no tendría ningún interés desde el punto de vista electrónico. Sin embargo, el hecho de tener una corriente de entrada cero (Is = 0), nos permite acoplar una fuente de tensión con resistencia de entrada *relativamente elevada* a una carga con resistencia *relativamente baja*, sin que se produzca el **efecto de carga**. Se dice que el seguidor de tensión produce un **aislamiento**

eléctrico entre la fuente y la carga. Por este motivo al seguidor de tensión también se la llama ***separador*** o ***buffer***.



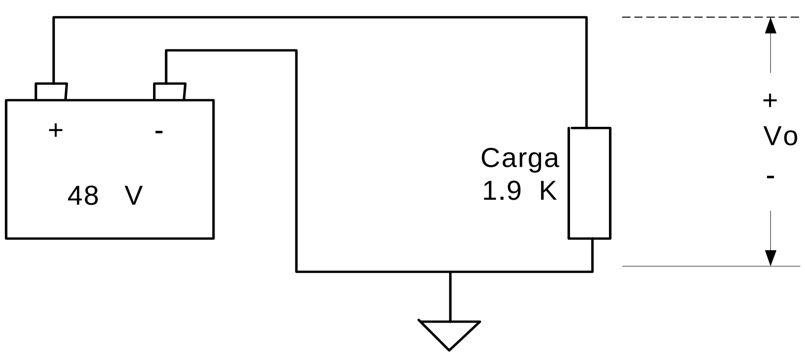
Modelo del seguidor de tensión.

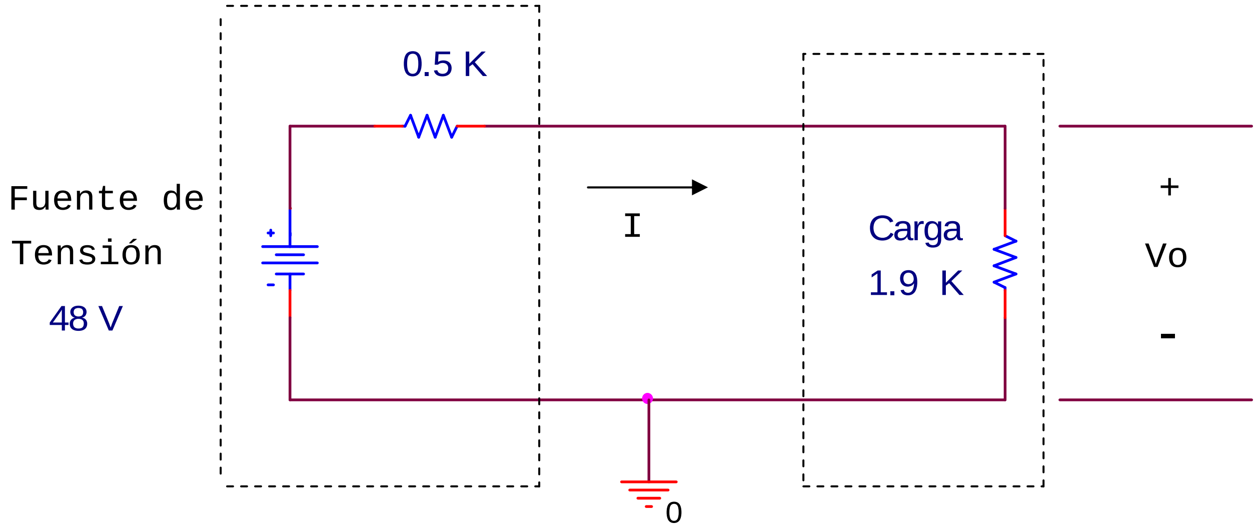
Ejercicio

(a) Estudiar el efecto que se produce en los bornes de una fuente de tensión de 48 V con una resistencia interna de salida de 500 Ω, cuando se conecta a una carga de 1.9 K.
(b) ¿ Qué ocurre cuando entre la fuente d tensión y la carga se conecta un seguidor de tensión?.

Solución.

En la figura siguiente se muestra el esquema de conexiones y el circuito electrónico correspondiente a las especificaciones del enunciado.





(a) Si no conectamos la carga, entre los extremos de la fuente hay V_0 = 48 V.

Al conectar la carga se cierra el circuito y por la malla pasa una corriente de:

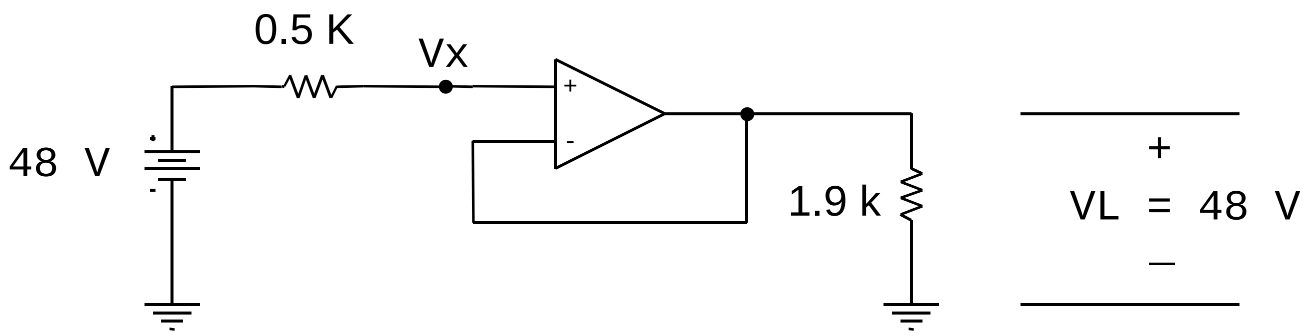
$$I = \frac{48}{(0.5+1.9)} = 20mA$$

La tensión que aparece en este caso en los extremos de la fuente es la misma que existe en los extremos de la carga de 1K9, es decir:

$$V_{AB} = I \times 1.9 = 20 \times 1.9 = 38V$$

El efecto de carga hace que la tensión en los extremos de la fuente se reduzca 10 V.

(b) Si conectamos un seguidor de tensión entre la fuente y la carga, como se muestra en la figura siguiente, no se produce el efecto de carga:



Debido al cortocircuito virtual del AO, por su entrada no inversora no fluye corriente, y por tanto Vx = 48 V. Por otro lado, como en un seguidor de tensión el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada, en los extremos de la carga tendremos 48 V.

7. El amplificador diferencial.

Recordemos que un amplificador diferencial real el voltaje de salida es:

$$Vo = Ad(V1 - V2) + Ac\left(\frac{V1 + V2}{2}\right) \Rightarrow Vo = Ad \times Vd + Ac \times Vc \qquad (1.18)$$

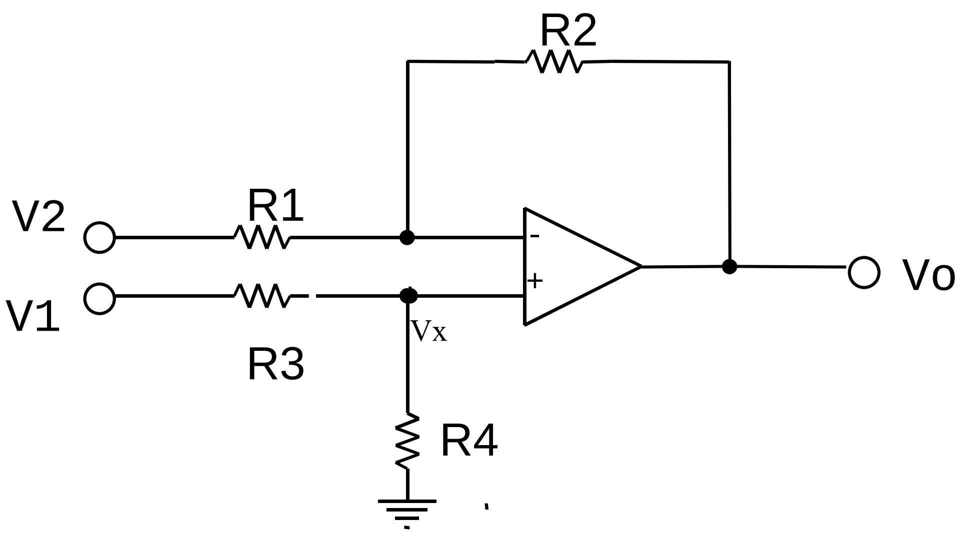
Lo exigible a un amplificador diferencial ideal es que solo amplifique la diferencia entre las tensiones existentes en sus dos terminales de entrada, y rechace las tensiones comunes a dichos terminales, es decir:

$$Vo = Ad(V1 - V2) = Ad \times Vd$$

$$Ac\left(\frac{V1 + V2}{2}\right) = 0$$

Esto implica que la ganancia de modo común debe de ser cero **Ac = 0**.

La figura muestra el circuito del amplificador diferencial basado en un AO.



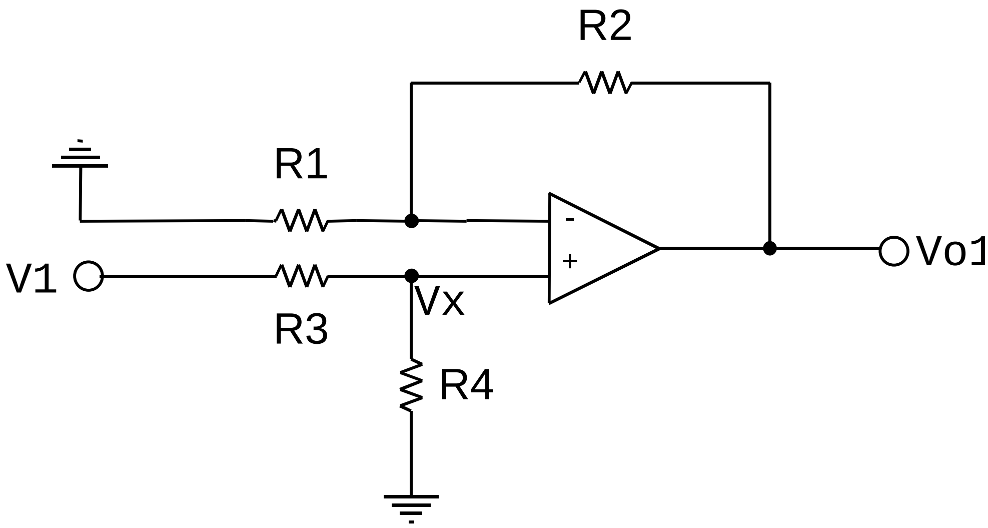
Circuito amplificador diferencial con AO ideal.

Para analizar el amplificador de la figura, aplicaremos el teorema de la superposición a las entradas V1 y V2:

[a] Si en la Fig. (1.20) hacemos V2 = 0 V nos queda un amplificador no inversor de tensión cuya entrada es Vx:

En el circuito de la figura siguiente el valor de Vx es:

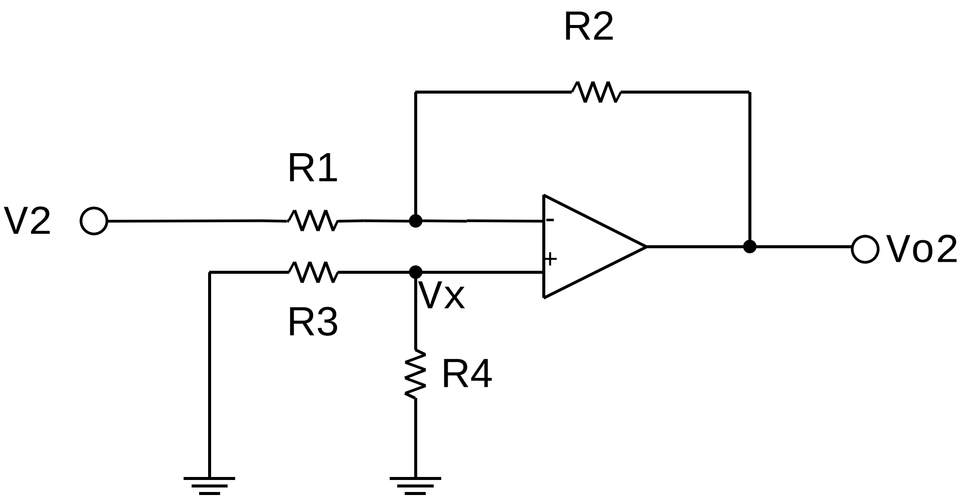
$$Vx = \frac{R4}{R3 + R4} V1$$



y el valor de la salida Vo1 es:

$$Vo1 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) Vx = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\left(\frac{R4}{R3 + R4} V1\right)$$

[b] Si hacemos V1 = 0 V nos queda el circuito de la siguiente figura, el cual se ve claramente que es un amplificador inversor de tensión.



Debido al cortocircuito virtual del AO de la figura, por las resistencias R4 y R3 no pasa corriente, y la tensión Vx = 0. Por tanto:

$$Vo2 = -\frac{R2}{R1}V2$$

Superponiendo Vo1 y Vo2, tenemos que la salida del circuito amplificador diferencial de tensión de la Fig. 1.20 es:

$$Vo = Vo1 + Vo2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\left(\frac{R4}{R3 + R4}V1\right) - \frac{R2}{R1}V2 \qquad (1.19)$$

Dividiendo el segundo paréntesis de la ecuación (1.19) por R3:

$$\mathbf{Vo} = \left(\mathbf{1} + \frac{\mathbf{R2}}{\mathbf{R1}}\right)\left(\frac{\frac{R4}{R3}}{\left(1 + \frac{R2}{R3}\right)}\right)V1 - \frac{R2}{R1}V2 \qquad (1\text{-}20)$$

Si hacemos: R4 = R2

R3 = R1

La ecuación (1.20) queda de la forma:

$$Vo = \left(\cancel{1 + \frac{R2}{R1}}\right)\left(\frac{\frac{R2}{R1}}{\left(\cancel{1 + \frac{R2}{R1}}\right)}\right)V1 - \frac{R2}{R1}V2)$$

$$V0 = \frac{R2}{R1}(V1 - V2) \qquad (1.21)$$

Comparando [1.18] con [1.21] podemos afirmar, para el caso de que se cumpla de forma severa las condiciones R4 = R2 y R3 = R1, que el amplificador diferencial se comporta de forma ideal, en el cual:

- Ad = $\frac{R2}{R1}$
- Ac = 0
- $R_{OUT} = 0$
- $R_{IN} = 2R1$

El amplificador diferencial con AO de la Figura presenta varios inconvenientes:

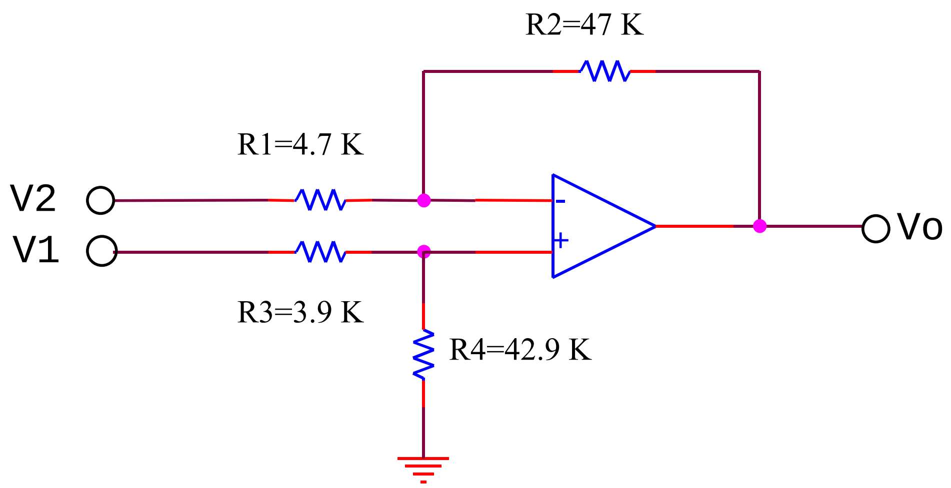
- ♦ Para que no se amplifiquen las señales de modo común, ha de cumplirse de forma rígida las igualdades R4 = R2 y R3 = R1.

- ♦ Para poder controlar la ganancia diferencial $\frac{R2}{R1}$ es necesario variar el valor de dos resistencias al mismo tiempo.

- ♦ Las impedancias de entrada diferencial es 2R1. Esto trae como consecuencias dos problemas. El primero es que produce efecto de carga sobre la etapa anterior, y el segundo es que para obtener grandes ganancias el valor práctico que se obtiene para la resistencia R2 es excesivo.

Ejercicio

Dado el circuito de la figura siguiente calcular la relación de rechazo de modo común CMRR en decibelios.



Solución:

Por definición la relación de rechazo de modo común en dB es:

$$CMRR\Big|_{dB} = 20\log\left(\frac{Ad}{Ac}\right)$$

Necesitamos conocer los valores de Ad y Ac. Como en este caso R4 ≠ R3 y R2 ≠ R1 tendremos que aplicar la formula:

$$Vo = \left(1+\frac{R2}{R1}\right)\left(\frac{\frac{R4}{R3}}{\left(1+\frac{R4}{R3}\right)}\right)V1 - \frac{R2}{R1}V2$$

$$\frac{R2}{R1} = \frac{47}{4.7} = 10$$

$$\frac{R4}{R3} = \frac{42.9}{3.9} = 11$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación anterior:

$$Vo = (1+10)\left(\frac{11}{1+11}\right)V1 - 10V2 = 10.083V1 - 10V2 \qquad (1.22)$$

Teniendo en cuenta que en un amplificador operacional:

$$Vd = V1 - V2 \qquad (1.23)$$

$$Vc = \frac{V1+V2}{2} \Rightarrow 2Vc = V1 + V2 \qquad (1.24)$$

Sumando las ecuaciones (1.23) y (1.24):

$$Vd + 2Vc = 2V1$$

$$V1 = Vc + \frac{Vd}{2}$$

Restando (1.23) de (1.24):

$$2Vc - Vd = 2V2$$

$$V2 = Vc - \frac{Vd}{2}$$

Sustituyendo V1 y V2 en la ecuación (1.22):

$$Vo = 10.083\left(Vc + \frac{Vd}{2}\right) - 10\left(Vc - \frac{Vd}{2}\right) = 10.04Vd + 0.083Vc$$

Si comparamos esta ultima ecuación con la ecuación de un amplificador real:

$$Vo = Ad \times Vd + Ac \times Ac$$

Tenemos que Ad = 10.04 y Ac = 0.083, con lo cual:

$$CMRR\Big|_{dB} = 20\log\left(\frac{10.04}{0.083}\right) = 41.65dB$$

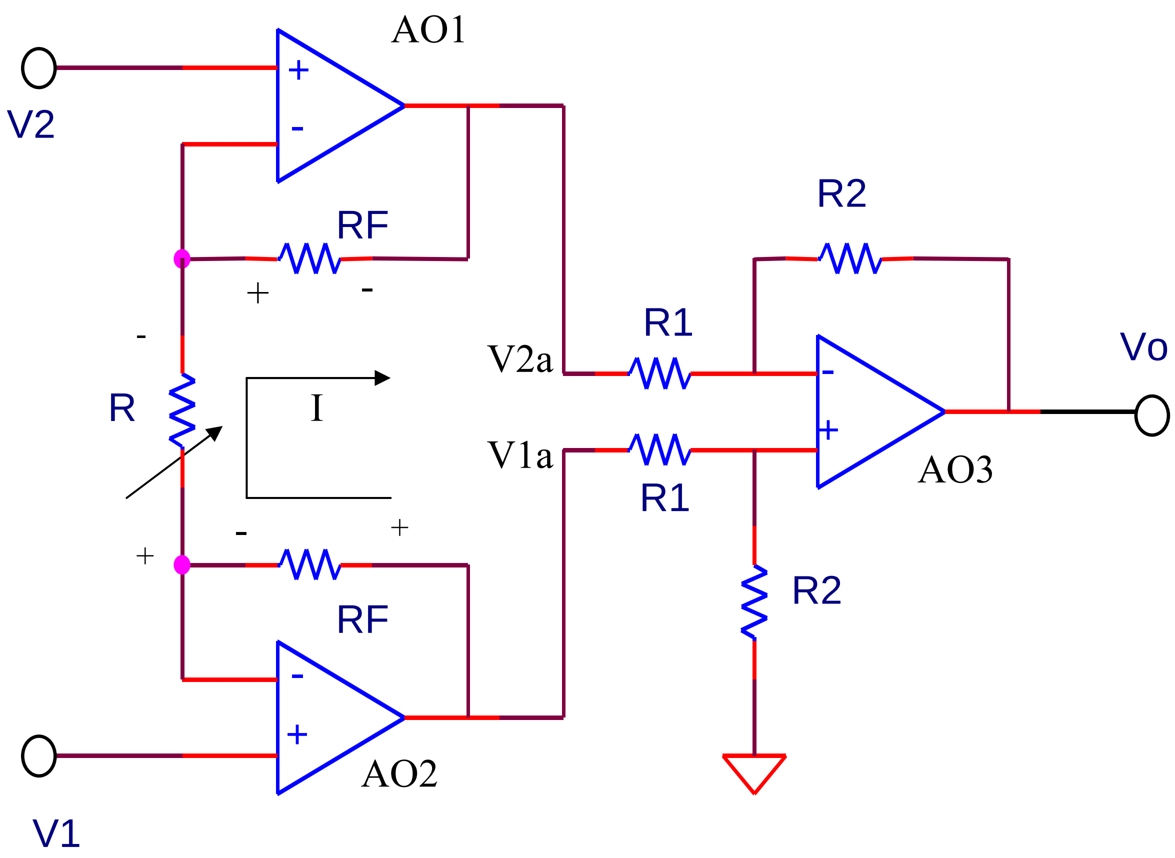
8. El amplificador de instrumentación con AO's.

El circuito del amplificador de instrumentación se muestra en la figura siguiente. Como se observa, éste es un amplificador diferencial que consta de dos etapas, una etapa de entrada formada por dos amplificadores no inversores, "AO1 y "AO2" y una etapa de salida "AO3" que es un amplificador diferencial.

El amplificador de instrumentación resuelve todos los inconvenientes que presenta el amplificador diferencial analizado anteriormente.

Debido al cortocircuito virtual de los AO1 y AO2 tenemos:

$$I = \frac{V1 - V2}{R}$$



Arquitectura del circuito Amplificador de Instrumentación.

Por otro lado:

$$I = \frac{V1a - V2a}{R + 2Rf}$$

Despejando:

$$V1a - V2a = I(R + 2Rf)$$

Sustituyendo el valor de la corriente I:

$$V1a - V2a = \left(\frac{V1 - V2}{R}\right)(R + 2Rf) = \left(1 + \frac{2Rf}{R}\right)(V1 - V2) \qquad (1.25)$$

Según la ecuación (1.25), la salida de la primera etapa solo contiene tensión diferencial (V1 – V2) amplificada y no contiene tensiones de modo común

$$Vo = \frac{R2}{R1}(V1a - V2a) \qquad (1.26)$$

Sustituyendo (1.25) en (1.26):

$$Vo = \frac{R2}{R1}\left(1 + \frac{2RF}{R}\right)(V1 - V2)$$

Conclusiones:

● Al no existir tensiones de modo común en la entrada de la segunda etapa del amplificador de instrumentación, los valores de las resistencias R1 y R2 ya no son críticos.

● La ganancia total del amplificador la controlamos solamente con una resistencia R.

● La impedancia de entrada es infinita, por lo que no se produce el efecto de carga.

● Puesto que la ganancia del amplificador de instrumentación es:

$$Ad = \frac{R2}{R1}\left(1 + \frac{2RF}{R}\right)$$

se pueden obtener grandes ganancias con valores normales de resistencias.

Los amplificadores de instrumentación se pueden adquirir encapsulados en circuitos integrados. Es este caso todos los componentes del amplificador se encuentran dentro del chip, menos la resistencia R que es externa y se utiliza para controlar la ganancia de lazo cerrado del amplificador. Un ejemplo de amplificador de instrumentación integrado es el AD620, cuya hoja de características ofrece la ecuación para su ganancia de tensión:

$$Avf = \frac{49{,}4K}{R} + 1$$

Normalmente estos amplificadores tienen típicamente una ganancia de tensión ajustable entre 1 y 1000, y una resistencia de entrada superior a los 100 MΩ.