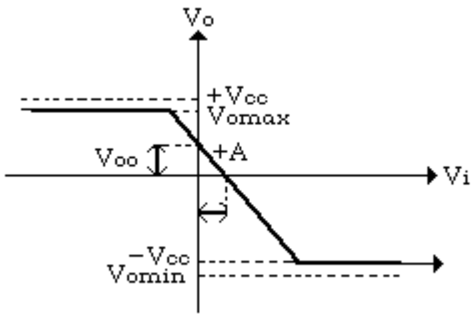
AMPLIFICADOR OPERACIONAL NO IDEAL

1. INTRODUCCIÓN.

Evidentemente los amplificadores operacionales prácticos no cumplen exactamente las características ideales anteriormente definidas. la característica de transferencia se puede representar por la siguiente curva :



Para una tensión de entrada nula, la tensión de salida ya no lo es, por lo que aparece la tensión de entrada de offset, cuyos valores típicos están entre 0,1 mv y 30 mv.

La ganancia en lazo abierto ya no es infinita, sino de un valor finito A, que suele ser del orden de 10^6.

$$V_o / V_i = -A_V$$

luego :

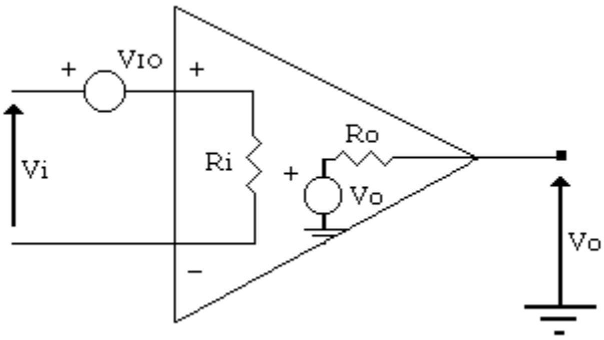
$$V_i \neq 0 \quad y \quad V_o = -Av.V_i$$

La excursión máxima de la señal de salida ya no es $\pm V_{cc}$, sino algo inferior, debido a que la tensión de saturación de los transistores de salida en la práctica no es nula.

La impedancia de entrada en los amplificadores operacionales reales tampoco es infinita. Los valores típicos oscilan entre 100 KΩ y 10^6 MΩ.

La resistencia de salida, que en el amplificador ideal era nula, adquiere valores comprendidos entre 6Ω y 100Ω.

Teniendo en cuenta todos estos factores, puede representarse el amplificador operacional real así:



donde :

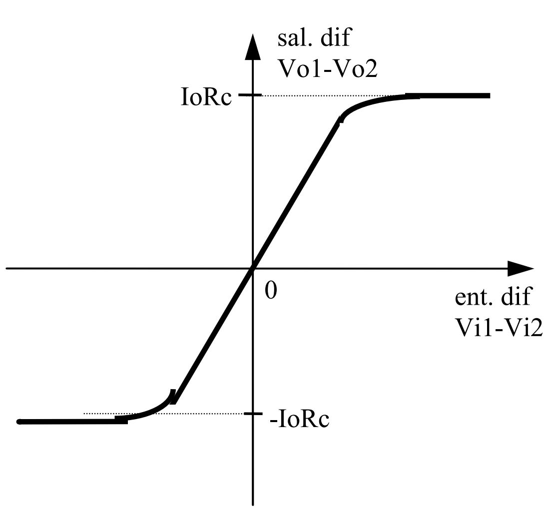
V_{IO} : tensión de entrada de offset.
R_i : impedancia de entrada.
R_o : impedancia de salida.
V_o : salida en circuito abierto.

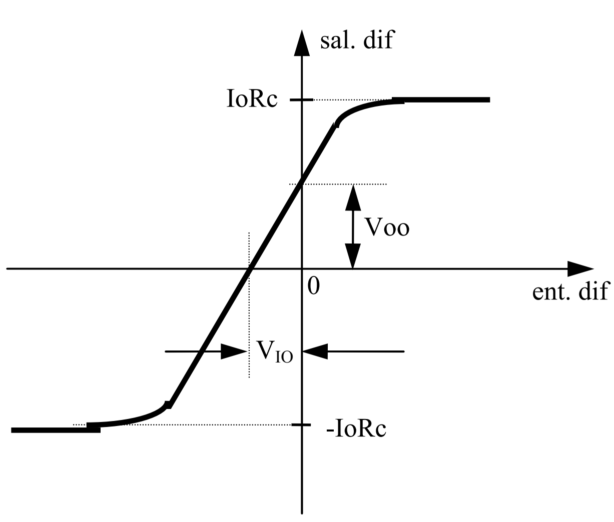
2.- ERRORES DE OFFSET DE TENSIONES Y CORRIENTES.-

Se denomina "offset" a los pequeños desequilibrios o faltas de simetría en el A.O.
(A. diferencial). Las asimetrías vimos en el (A. diferencial), el efecto negativo que tenían sobre el rechazo del modo común; pues bien también afectan desde el punto de vista estático de la polarización.

- Tensiones de Offset -

Si observamos la diferencia entre las curvas de transferencia de un A. dif. Ideal y uno real como se muestra en las siguientes figuras, se puede comentar lo siguiente:





Se ve que la curva real no pasa por el origen y origina las tensiones V_{IO} V_{OO} llamadas respectivamente tensión de offset de entrada y salida.

Las características mostradas en la figura son para el A.diferencial (observese la salida diferencial). El A.O. tiene la salida asimétrica y las tensiones de offset se definen como sigue:

-Tensiones de offset de entrada : Es la tensión V_{IO} que debe aplicarse a los terminales de entrada de A-O para equilibrar el amplificador, es decir, hacer su salida nula $V_O = 0$.

-Tensión de offset de salida : Es la tensión de salida del A.O. cuando los terminales de entrada estan conectados a tierra (V_{OO}).

-Corriente de offset de entrada : Es la corriente I_{io} diferencia entre las corrientes separadas que entran en los terminales de entrada del A.O. cuando está equilibrado Vo = 0 ,

$I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$.

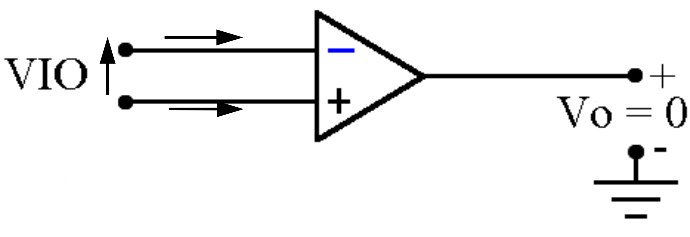
-Corrientes de polarización-

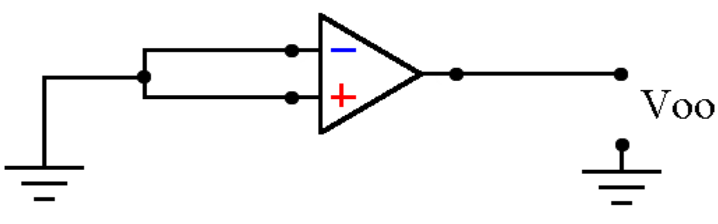
Al ver el A.diferencial no se ha considerado la red de polariación de las bases de los transistores para llevar estos a la zona activa. Así a las bases entrarán las corrientes IB1 e IB2, que en la práctica no serán iguales debido a las asimetrías. Estas son las llamadas "corrientes de polarización". En el A.O. se define la "corriente de polarización de entrada" como la semisuma de las corrientes separadas que fluyen por los terminales de entrada en un amplificador equilibrado.

Como la etapa de entrada de un A.O. es un amplificador diferencial la corriente de polarización será:

$$IB=\frac{(IB1+IB2)}{2} \quad \text{cuando} \quad V_0 = 0$$

En la siguiente figura se muestran las tensiones de offset de un A.O.





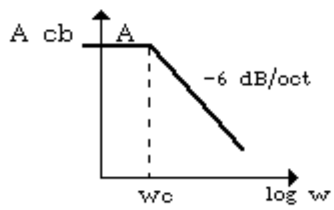
Por último hay que hacer notar que son importantes también las denominadas derivas que son las variaciones de los parámetros anteriores debidos a la temperatura, por ejemplo, $\Delta Vi_0 / \Delta T$, etc.

3. RESPUESTA EN FRECUENCIA. ANCHO DE BANDA

Respecto al ancho de banda, en los amplificadores operacionales ideales se ha supuesto infinito. en la realidad, aparece una frecuencia de corte superior. Debido a estar construido con varias etapas, la respuestas en alta frecuencia puede tener caídas de 18 dB/oct o superiores. Este hecho significa tener tres o más polos en la función de transferencia y por lo tanto, pueden aparecer inestabilidades cuando se le realimenta.

Para evitar las inestabilidades, aún en el caso del 100% de realimentación cuando se usa como seguidor, se incluyen en los circuitos **redes de compensación por polo dominante**, con la consiguiente pérdida de ancho de banda.

En un A.O. compensado por polo dominante, el módulo de la ganancia en lazo abierto tiene la siguiente representación :



En donde A es la ganancia en frecuencias medias, w_c es la pulsación de corte en lazo abierto o el polo de la función de transferencia, y a partir de ese polo la ganancia disminuye con una pendiente de -6 dB/oct. Matemáticamente:

$$A(jw) = \frac{A}{1 + j\frac{w}{w_c}}$$

Por todo esto, el amplificador operacional no tiene un ancho de banda infinito como habíamos considerado al estudiar el circuito ideal.

Por ejemplo, el A.O. 741 tiene los siguientes valores :

$$A = 200.000$$
$$w_c = 2\pi\ 10\ s^{-1}$$

Aclaración :

Respuesta en frecuencia del A.O.-

En el capítulo correspondiente a la respuesta a bajas frecuencias vimos la representación de Bode de respuesta en frecuencia de los distintos términos que podían formar una f. transferencia de un sistema (término cte. k, términos en el origen $(jw)^{\pm 1}$, términos de primer orden $(1+jwT)^{\pm 1}$, términos de 2º orden $\left[1+\frac{j2\zeta \cdot w}{wn}+\left(\frac{jw}{wn}\right)^2\right]^{\pm 1}$

Antes de ver la respuesta de A.O. vamos a estudiar algunos aspectos de interés para cualquier sistema y en concreto para los amplificadores.

1º orden.- indica que la función de transferencia del sistema (amplificador) es una función de primer grado en s.

2º orden.- la función de transferencia es una función de 2º grado en s (aparecerá una ecuación de 2º grado).

(Estas ecuaciones de 1º ó 2º grado vienen evidentemente de la ecuación diferencial del sistema en el dominio del tiempo que será respectivamente de 1º ó de 2º orden).

1.-Efecto de la realimentación sobre el ancho de banda de los amplificadores.-

Veamos previamente antes de continuar con lo anterior este efecto importante.

La función de transferencia (ganancia) de un amplificador con realimentación venía dada por:

$$Af = \frac{A}{(1+\beta \cdot A)}$$

en general A y β serán funciones de la variable compleja s.

$$\text{Si } |\beta \cdot A| >> 1 \rightarrow Af \approx \frac{A}{\beta \cdot A} = \frac{1}{\beta}$$

Aunque β sea constante la ganancia A no lo es, lo que indica que para ciertos valores altos o bajos de la frecuencia $\beta \cdot A$ no será mucho mayor que la unidad.

Para ver el efecto de la realimentación vamos a suponer que A es una función de transferencia de un solo polo simple (primer orden). Será de la forma:

$$A(jw) = \frac{Ao}{(1+jwT)}$$

siendo Ao ganancia a frecuencias medias. Como nos interesa la respuesta en frecuencia haremos ya s = jw.

La frecuencia de corte es wc = 1 / T y la función con realimentación es:

$$\mathrm{Af} = \frac{\mathrm{A(jw)}}{1+\beta\cdot\mathrm{A(jw)}} = \frac{\dfrac{\mathrm{Ao}}{1+\mathrm{jwT}}}{1+\dfrac{\mathrm{Ao}\beta}{1+\mathrm{jwT}}} = \frac{\mathrm{Ao}}{1+\mathrm{Ao}\beta+\mathrm{jwT}}$$

dividiendo numerador y denominador por $1 + \mathrm{Ao}\beta$ queda:

$$\mathrm{Af} = \frac{\dfrac{\mathrm{Ao}}{1+\mathrm{Ao}\beta}}{1+\mathrm{jw}\dfrac{\mathrm{T}}{1+\mathrm{Ao}\beta}} = \frac{\mathrm{Aof}}{1+\mathrm{jwT1}} \qquad \mathrm{Aof} = \frac{\mathrm{Ao}}{1+\mathrm{Ao}\beta} \quad \mathrm{y} \quad \mathrm{T1} = \frac{\mathrm{T}}{1+\mathrm{Ao}\beta}$$

Vemos que se obtiene una nueva función de transferencia con ganancia a frecuencias medias Aof y nueva frecuencia de corte wc1 = 1 / T1.

Obsérvese que se cumple la ecuación.

(I) Aofwc1 = Aowc

es decir, se mantiene constante el producto ganancia frecuencia de corte.

Vemos también que Aof < Ao y wc1 > wc, luego la ganancia cae y la frecuencia de corte aumenta elevando el ancho de banda.

Si se realiza un estudio similar para una función de transferencia de la forma Aos / (1 + sT) ó Aojw / (1 + jwT) se obtendría el efecto de la realimentación a bajas frecuencias.

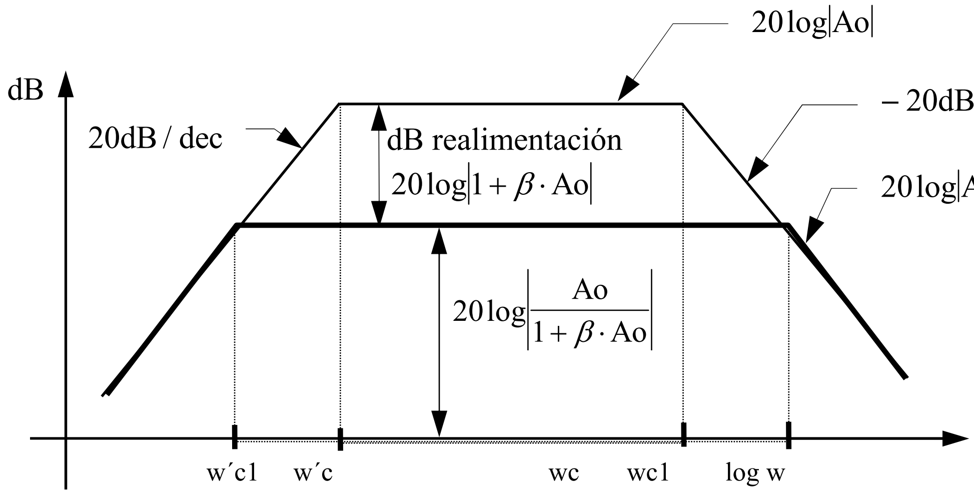
$$\mathrm{A(jw)} = \frac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{Ts}} \quad ;$$

$$\mathrm{Af} = \frac{\mathrm{A}}{1+\mathrm{A}\beta} \Rightarrow \mathrm{Af} = \frac{\dfrac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{Ts}}}{1+\beta\cdot\dfrac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{Ts}}} = \frac{\dfrac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{Ts}}}{\dfrac{1+\mathrm{Ts}+\mathrm{Aos}\beta}{1+\mathrm{Ts}}} = \frac{\dfrac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{Ts}}}{\dfrac{1+\mathrm{Ts}+\mathrm{Aos}\beta}{1+\mathrm{Ts}}} = \frac{\mathrm{Aos}}{1+\left(\mathrm{T}+\beta\cdot\mathrm{Ao}\right)\mathrm{s}}$$

$$\mathrm{Af} = \frac{\mathrm{Aos}}{1+\mathrm{T's}} \quad ; \qquad \boxed{\mathrm{Aof} = \mathrm{Ao}}$$

$$\mathrm{T'} = \mathrm{T} + \mathrm{Ao}\beta \quad ; \qquad \mathrm{w'c} = \frac{1}{\mathrm{T'}} = \frac{1}{\mathrm{T}+\mathrm{Ao}\beta} < \mathrm{wc} \quad ; \quad \mathrm{wc} = \frac{1}{\mathrm{T}} \quad ; \quad \mathrm{w'c} < \mathrm{wc}$$

Al final el efecto conjunto de la realimentación sobre el ancho de banda se muestra en la siguiente figura:



La ecuación (I) puede generalizarse haciendo que el producto ganancia por ancho de banda se mantenga constante.

La respuesta transitoria al escalón es idéntica a la vista para el circuito RC y viene determinada por la forma del polo de primer orden $1 / (1 + sT)$. Recuérdese que en el circuito RC nos había aparecido $1 / (1 + Rcs)$.

2.-Respuesta de un amplificador al escalón.-

En general podiamos hablar de respuesta al escalón de un sistema. Para ello basta conocer la función de transferencia del sistema (en nuestro caso amplificador).

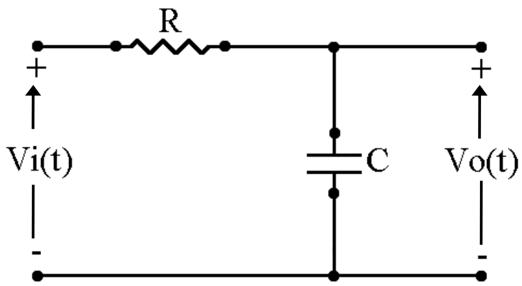
La respuesta al escalón dependerá de como sea la función de transferencia: (primer orden, 2º orden, orden superior).

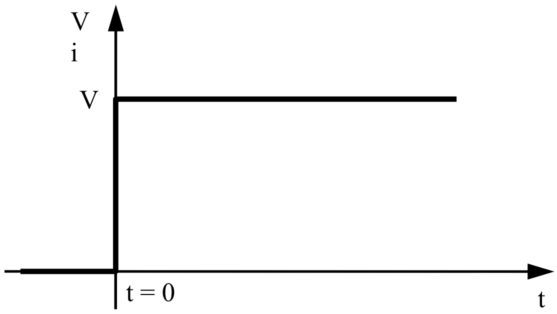
Vamos a estudiar la respuesta con algunos ejemplos sencillos.

Amplificador de simple polo.

Como su nombre indica la función de transferencia tiene un polo de primer orden y será de la forma $A(s) = Ao / (1 + Ts)$.

Veamos la respuesta al escalón de un circuito RC cuya función de transferencia es como la anterior.

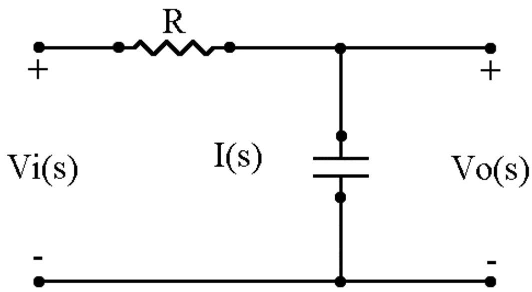




Supongamos que a la entrada se aplica un escalón de magnitud V en t = 0.

Utilizaremos la transformada de Laplace para obtener Vo(t).

Como las condiciones iniciales son nulas puedo poner impedancias complejas y el circuito queda:



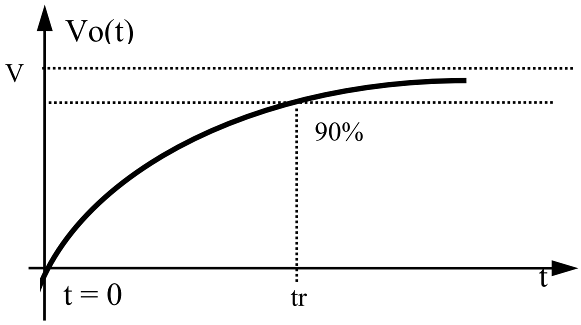
$$Vo(s) = \frac{I(s)}{Cs} \qquad \text{por otra parte:} \qquad I(s) = \frac{Vi(s)}{\left(R + \frac{1}{Cs}\right)} = \frac{Vi(s)Cs}{(RCs+1)}$$

pero: $Vi(s) = \dfrac{V}{s}$ (transformada de Laplace del escalón) luego:

$$I(s) = \frac{CV}{(RCs+1)} \qquad \text{y} \qquad Vo(s) = \frac{VC}{Cs}\cdot\left(\frac{1}{RCs+1}\right) = V\cdot\left[\frac{1}{s\cdot(RCs+1)}\right]$$

cuya transformada inversa es:

$$Vo(t) = V(1 - e^{-t/RC})$$



Sobre la gráfica se suele medir tr (tiempo de subida), tiempo que tarda la respuesta en alcanzar el 90% del valor final V.

3.-Función de Transferencia de doble polo con realimentación (polo de 2º orden).-

Vamos a considerar un amplificador cuya función de transferencia sin realimentación (ganancia) venga dada por una función:

$$A(s)=\frac{Ao}{(1+sT1)\cdot(1+sT2)}$$

Calculemos la ganancia con realimentación:

$$Af(s)=\frac{A(s)}{1+A(s)\beta}=\frac{\dfrac{Ao}{(1+sT1)\cdot(1+sT2)}}{\dfrac{(1+sT1)\cdot(1+sT2)+Ao\beta}{(1+sT1)\cdot(1+sT2)}}=\frac{Ao}{1+s\cdot(T1+T2)+Ao\beta+T1T2s^2}$$

dividiendo numerador y denominador por T1 , T2 queda:

$$Af(s)=\frac{\dfrac{Ao}{T1\cdot T2}}{s^2+\dfrac{T1+T2}{T1\cdot T2}s+\dfrac{1+Ao\beta}{T1\cdot T2}}$$ el numerador se puede poner como:

$$\left(\frac{1+Ao\beta}{T1\cdot T2}\right)\cdot\left(\frac{Ao}{1+Ao\beta}\right)$$ con lo que tendremos:

$$Af(s)=\frac{\left(\dfrac{1+Ao\beta}{T1\cdot T2}\right)\cdot\left(\dfrac{Ao}{1+Ao\beta}\right)}{s^2+\dfrac{T1+T2}{T1\cdot T2}s+\dfrac{1+Ao\beta}{T1\cdot T2}}$$

Vamos a llamar a: $\dfrac{1+Ao\beta}{T1\cdot T2}=wn^2$; y al término $\dfrac{T1+T2}{T1\cdot T2}=2\zeta\cdot wn$

$$\zeta=\left(\frac{T1+T2}{T1\cdot T2}\right)\cdot\frac{1}{2wn}=\frac{T1+T2}{T1\cdot T2}\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{\sqrt{T1\cdot T2}}{\sqrt{1+Ao\beta}}=\frac{T1+T2}{2\sqrt{T1\cdot T2\cdot(1+\beta\cdot Ao)}}$$

wn se denomina frecuencia natural no amortiguada y ζ es el coeficiente de amortiguamiento. Así que nos ha quedado:

$$Af(s) = \frac{\frac{Ao}{1+Ao\beta}\cdot wn^2}{s^2 + 2\zeta\cdot wns + wn^2} = \frac{Aofwn^2}{s^2 + 2\zeta\cdot wns + wn^2}$$

Obsérvese que wn^2 / (s^2 + 2ζ wns + wn^2) es el polo de 2º orden que se había estudiado en el diagrama de Bode sin más que hacer s = jw ; y que veíamos en la respuesta en frecuencia, que las curvas reales se apartan mucho de las asíntotas según el valor de coeficiente de amortiguamiento.

Vamos a ver ahora la respuesta al escalón unitario.

La respuesta al escalón de este amplificador depende evidentemente del valor del ζ ,amortiguamiento. Según vimos en el módulo auxiliar, se tienen tres casos: subamortiguamiento $\zeta < 1$, amortiguamiento crítico $\zeta = 1$ y sobreamortiguamiento $\zeta > 1$.

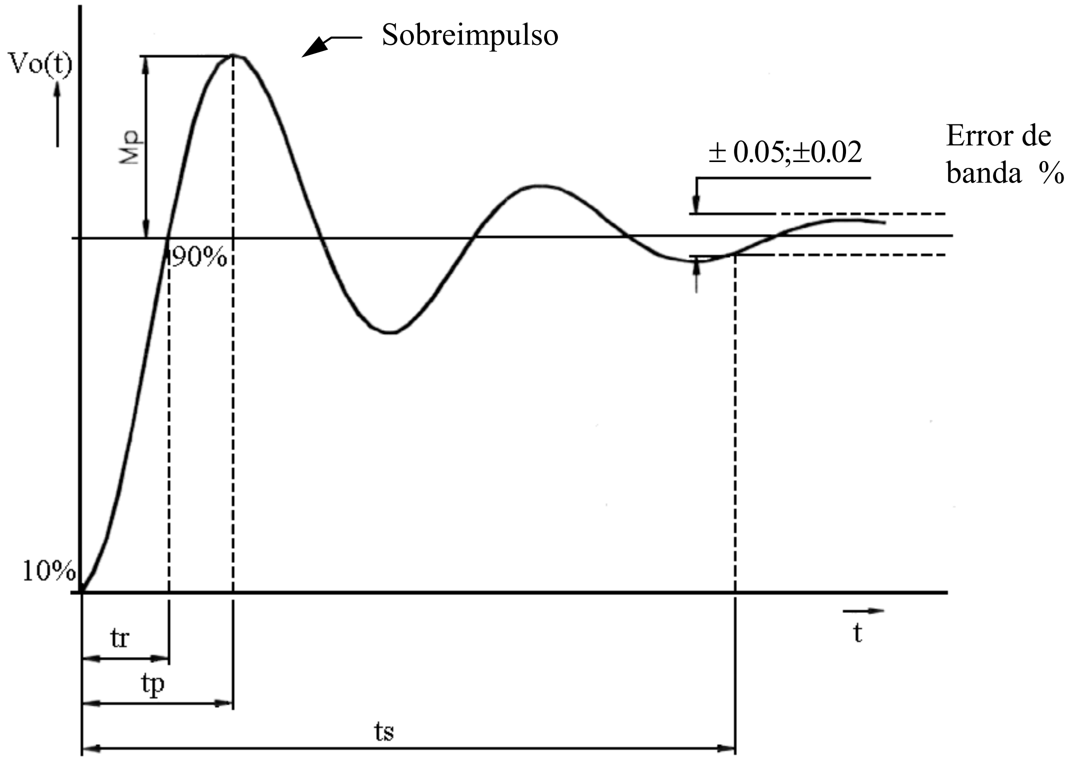
La respuesta se obtendría de la expresión $Af(s) = \frac{Vo(s)}{Vi(s)} \rightarrow Vo(s) = Af(s)\cdot Vi(s)$

$$Vo(s) = \frac{Aofwn^2}{s^2 + 2\zeta\cdot wns + wn^2}\cdot\frac{1}{s}$$

Si Vi(t) es un escalón unitario su transformada es 1 / s.

La respuesta como hemos indicado depende del valor de ζ . En el primer caso $\zeta < 1$, la salida Vo(t) es oscilatoria amortiguada y en los otros dos casos $\zeta = 1$ y $\zeta > 1$ la respuesta es no oscilatoria (exponencial como ya vimos).

En la siguiente figura se muestra el caso de respuesta oscilatoria indicando los diversos parámetros que suelen definirse sobre ella.



4.-Estabilidad.-

En general y de lo visto podemos decir que un sistema (en nuestro caso amplificador) será estable si para cualquier perturbación (ent. escalón por ejemplo), la respuesta transitoria desaparece espontáneamente (se extingue).

Por el contrario habrá inestabilidad si la pertubación transitoria persiste indefinidamente o aumenta indefinidamente hasta ser limitada por una no linealidad del sistema.

En el caso visto anteriormente vemos que ζ = o lleva a una oscilación permanente y, por tanto, a inestabilidad.

La determinación de la estabilidad mediante la respuesta transitoria (dominio del tiempo) con frecuencia puede ser un estudio complejo, por lo que se resumen a métodos basados en la respuesta en frecuencia.

Consideramos un amplificador de función de transferencia A(s) sin realimentación.

El amplificador realimentado tendrá por función de transferencia según ya sabemos:

$$Af(s) = \frac{A}{1 + A\beta}$$

En los casos vistos hasta ahora esta función Af era de primer orden (polo de primer orden) A/ (1 + Ts) o de 2º orden, pero, en general, tanto el numerador como el denominador de Af (s) podrán ser polinomios de grados m y n (por ejemplo) en s. En cualquier caso del análisis visto observamos que las soluciones del denominador (polos) son las responsables de la forma de la respuesta (piensese en las 3 posibilidades de la respuesta del polo de 2º orden visto).

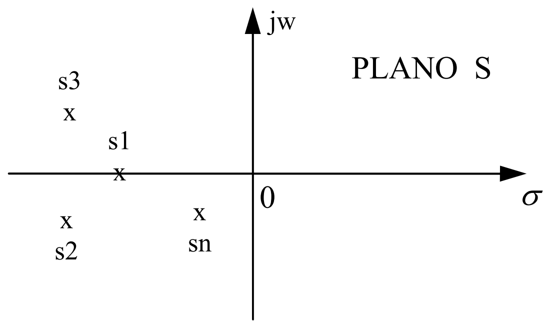
Debe observarse también que en la respuesta al escalón han aparecido en la solución exponenciales negativas, bien solas o amortiguando a una sinusoide

$$e^{-\zeta . w_n t} . \mathrm{sen}(wdt + \phi)$$

Estas exponenciales negativas provienen de que las raices (soluciones del polo de 2º orden) tenían parte real negativa. Si la parte real hubiera sido positiva conduciría a exponenciales con exponente positivo, por lo que la respuesa transitoria diverge sin límite a medida que transcurre el tiempo.

Luego en conclusión, para la estabilidad los polos (denominador) de Af(s) deben tener soluciones (raices) negativas. (Deben situarse en la parte izquierda del plano s).

$$1 + \beta \cdot \mathrm{A} = (\mathrm{s} - \mathrm{s1}) \cdot (\mathrm{s} - \mathrm{s2}) \ldots\ldots (\mathrm{s} - \mathrm{sn})$$



Existen métodos que permiten deteminar si hay polos de x en la parte derecha del plano s, lo que implicaría inestabilidad.

Nosotros vamos a dar un criterio para la estabilidad, sin demostración, basado en el diagrama de Bode. No es válido en todos los casos, si bien nos servirá para los que vamos a manejar.

Sobre el diagrama de Bode se definen dos indicadores:

Bode de $\mathrm{A}\beta$ (función de transferencia lazo abierto).

.-Margen de Ganancia (M.G.)

Es el valor de $|\beta \cdot \mathrm{A}|$ en dB a la frecuencia a la cual el ángulo de fase de $|\beta \cdot \mathrm{A}|$ sea -180°.

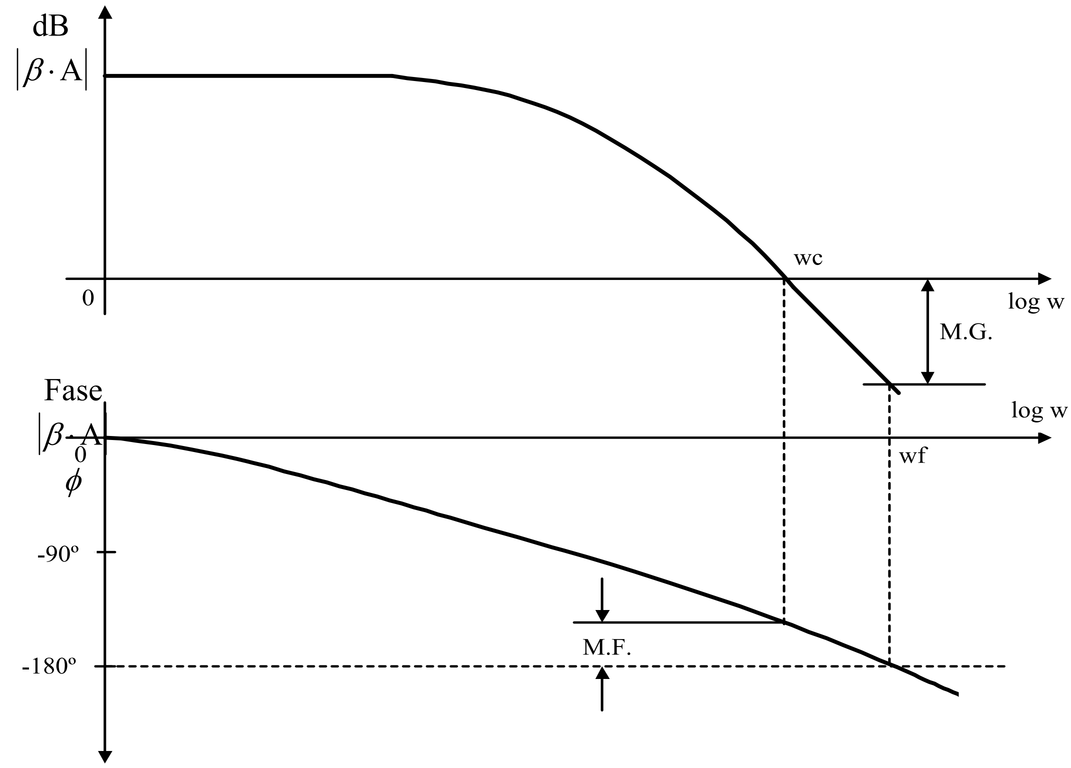
Si el (M.G.) es negativo el sistema realimentado $\dfrac{\mathrm{A}}{1 + \mathrm{A}\beta}$ es estable; si es positivo hay inestabilidad.

.-Margen de fase (M.F.)

Se denomina así al valor de ángulo de fase de $|\beta \cdot \mathrm{A}|$ a la frecuencia a la cual la curva de amplitud es “0” dB, +180º. Si la curva de fase está por encima del eje de -180º a esa frecuencia el M.F. es positivo y hay estabilidad. Si por contrario está por debajo de la línea de -180º el M.F. es negativo y hay inestabilidad.

Ambos indicadores deben cumplir lo indicado para la estabilidad. Si valen cero el sistema está en el límite entre estabilidad e inestabilidad. Aun siendo el sistema estable valores pequeños de los M.G. y M.F. hacen que el sistema tenga una mala estabilidad relativa.

Por ejemplo, un amplificador lineal de buena estabilidad requiere unos M.G. y M.F. de 10dB y 50º respetivamente por lo menos. En la siguiente figura se muestran ambos márgenes sobre el diagrama de Bode.



Para este sistema representado el M.G. negativo (estabilidad), el M.F. también es positivo como se ve; luego (estabilidad).

De nuevo notar que se analiza la estabilidad de $\dfrac{A}{1+\beta \cdot A}$ (lazo cerrado realimentación) a través de $|\beta \cdot A|$ lazo abierto.

5.-Respuesta en frecuencia del A.O.-

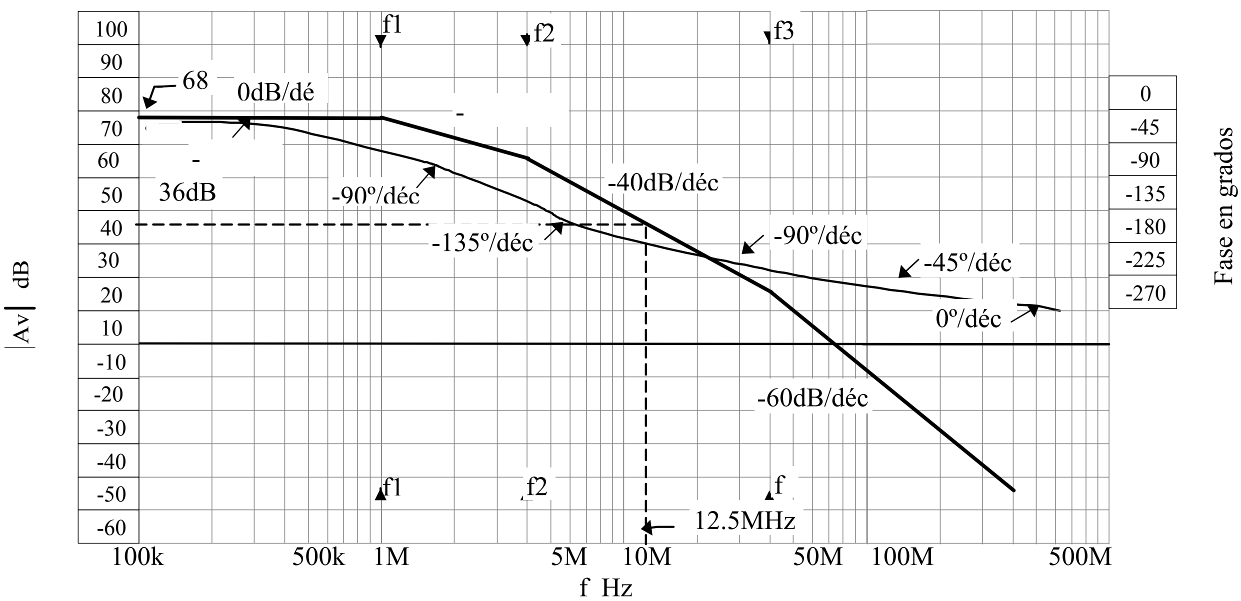
El A.O. consta de 2 o 3 etapas de ganancia, otra atenuadora, desplazadora de nivel y otra de salida.

La función de transferencia resulta compleja con varios polos siendo necesario para el cálculo recurrir al ordenador. La respuesta en frecuencia puede obtenerse también por mediciones en el laboratorio.

La función de transferencia en lazo abieto del A.O. tiene varios polos.

El fabricante especifica, en general, los polos y los ceros y la curva de Bode en el manual comercial. Así en la figura se indica la ganancia y fase en lazo abierto de un A.O. $(\mu \cdot \text{A702A})$.

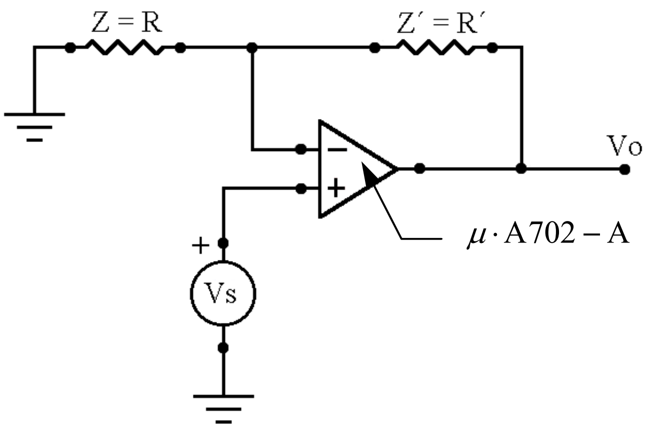
Se observan 3 polos a 1MHz, a 4Mhz y a 40 MHz.



6.-Estabilidad de un A.O.-

Vamos a aplicar lo visto de la estabilidad a algún ejemplo concreto de A.O.

Sea el A.O. no inversor



Hemos visto que la estabilidad del Amplificador realimentado (lazo cerrado) se analiza a partir de la función de transferencia en lazo abieto $\beta \cdot \mathrm{A} = \mathrm{Av}\beta$ .Utilizando la teoría de los amplificadores con realimentación obtendríamos la expresión de Avf. Como no hemos estudiado los amplificadores realimentados, nos limitamos a poner los resultados y a aplicar a estos el criterio de estabilidad previamente estudiado.

Se trata de una realimentación de tensión en serie obteniéndose:

$$\mathrm{A} = -\mathrm{AV} \quad ; \quad \beta = \frac{\mathrm{R}}{\mathrm{R} + \mathrm{R}'} \quad ; \quad \beta \cdot \mathrm{A} = \frac{-\mathrm{RAV}}{\mathrm{R} + \mathrm{R}'}$$

De aquí:

$$\mathrm{Avf} = \frac{\mathrm{A}}{1 + \mathrm{A}\beta} = \frac{-\mathrm{AV}}{1 - \left(\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{R} + \mathrm{R}'}\right) \cdot \mathrm{AV}}$$

Para analizar la estabilidad debemos estudiar la respuesta en frecuencia (diagrama de Bode $\mathrm{A}\beta$) (Función de transferencia en lazo abierto del amplificador).

En la figura 2. se dispone del diagrama de Bode de $|\mathrm{Av}|$ (amplitud y fase) si se desea el de $|\beta \cdot \mathrm{AV}|$, la curva de fase no se afecta pues β es un nº real y en cuanto a la amplitud basta desplazar paralelamente a si misma (elevar o bajar) la curva de amplitud una cantidad igual a $20 \log \beta = 20 \log\left(\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{R} + \mathrm{R}'}\right) \mathrm{dB}$.

Si observamos la fig. 2, vemos que el M.G. es 36 dB(positivo) (valor de la amplitud cuando la curva de fase es -180º).

Si β = 1 la curva $|\beta \cdot \mathrm{AV}| = |\mathrm{AV}|$, y el margen de ganancia de $36\mathrm{dB} > 0$ indica que
el amplificador realimentado es inestable.

Para llevarlo al límite de la inestabilidad debemos hacer que el M.G. sea ≤ 0 o, en el límite será cero. Esta condición equivale a $|\beta \cdot \mathrm{AV}| = 1$ cuando la fase de $\mathrm{AV} = -180^{\circ}$.

Es decir, a la frecuencia $wf \rightarrow ff = 12.5\text{MHz}$ en el que AV(fase) = -180º deberemos tener

$$20\log|\beta \cdot AV| = 0dB = 20\log AV\left[\frac{R}{(R+R')}\right] = 20\log\left[\frac{R}{(R+R')}\right] + 20\log AV = 0$$ pero

20logAV a ff = 12.5MHz vale 36dB, segýn hemos visto en la gráfica, luego quedará:

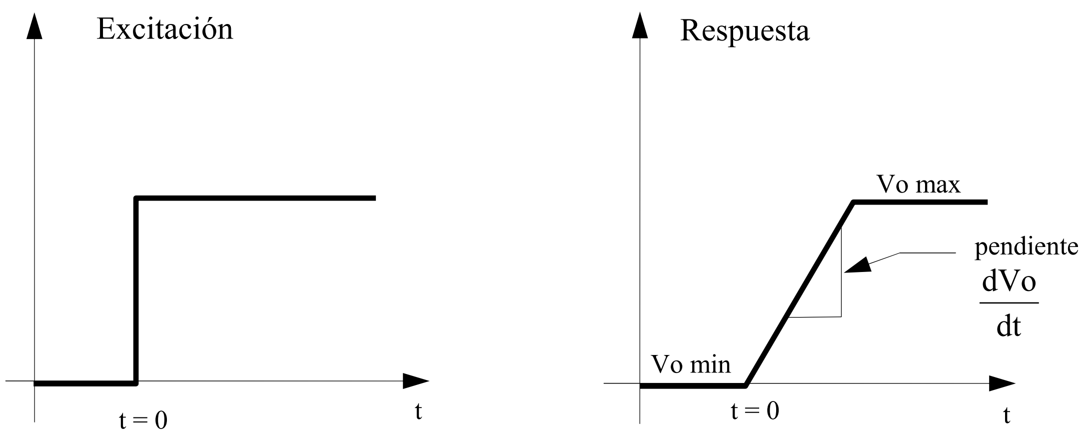
$$20\log\left[\frac{R}{(R+R')}\right] = 36 \Rightarrow \frac{(R+R')}{R} = 63$$

Obsérvese que con la condición límite que hemos impuesto el M.F. también es 0º.

La ganancia del A.O. no inversor ideal es $Avf = \frac{(R+R')}{R}$, luego esta cantidad no debe ser inferior a 63, de lo contrario el M.G. de $|\beta \cdot AV|$ que es cero pasa a ser positivo y el amplificador con realimentación se hace inestable. En la práctica se suele pedir un cierto M.G. y M.F. para asegurar una buena estabilidad, recurriendose con frecuencia a las técnicas de compensación para conseguirlo.

7.-Respuesta a grandes señales:

Si se excita un A.O. con una señal rápida capaz de saturar el amplificador, como puede ser un escalón de gran amplitud, la salida no responde inmediatamente como aparece en la siguiente figura:



La señal de salida crece a una velocidad dVo / dt determinada por las capacidades y corrientes internas, así como por la amplitud del escalón aplicado. Cuando esta amplitud es óptima se obtiene la relación de velocidad máxima (Slew rate) que constituye una especificación importante (velocidad de subida).

Cuando la señal alcanza su máxima pendiente, esta pendiente alcanza el nombre de **SLEW-RATE** (S_R) :

$$S_R = \frac{dV_o}{dt} \Big|_{máx}$$

Es decir, que si la señal de excitación es elevada, el ancho de banda puede estar condicionado por el SLEW-RATE.

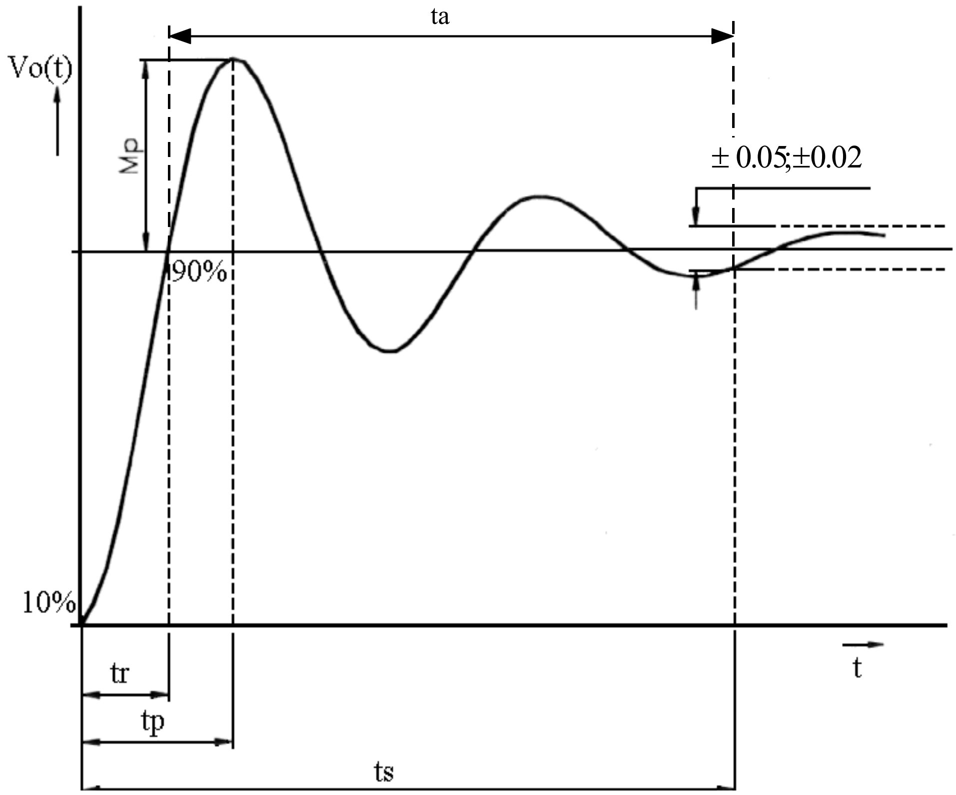
Esta limitación se debe al tiempo que se tarda en cargar o descargar las diferentes capacidades internas del circuito integrado. Este parámetro es especialmente bajo si el amplificador está compuesto internamente por una capacidad.

Valores típicos de este parámetro se situan alrededor de $\frac{1voltio}{\mu \cdot seg}$ aunque puede encontrarse modelos rápidos superiores a los $\frac{100voltios}{\mu \cdot seg}$.

Respuesta transitoria.

Sobre la respuesta a un escalón de tansión aplicado a la entrada, que es de la forma ya vista y que se muestra de nuevo a continuación , se suelen definir los siguientes parámetros:

tr = tiempo de subida.
tp = tiempo de sobreimpulso.
ta = tiempo de asentamiento.
ts = tiempo de estabilización.



La respuesta al escalón, está relacionada de forma compleja con la anchura de banda y con el "Slew rate", así como por las condiciones de carga.

Si la señal aplicada es sinusoidal :

$$v = v_o \text{ sen } wt$$

La pendiente máxima, ocurre en t=0 y vale :

.-Slew rate.-

$S_R = \left.\frac{dVo}{dt}\right|_{max}$ para una señal de una excitación elevada, el ancho de banda puede estar condicionado por el S_R.

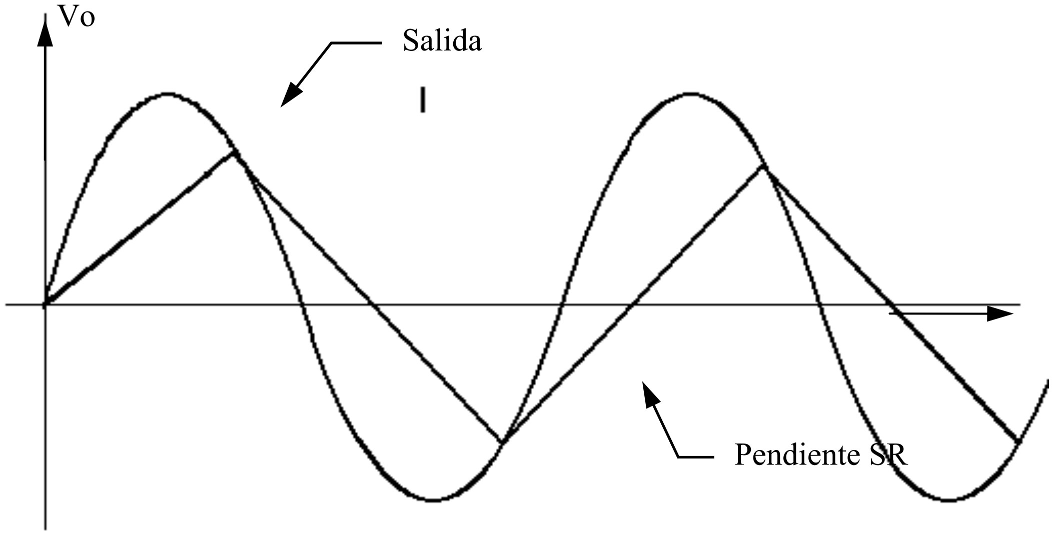
Para una senoide Vo = Asenwt $\left.\frac{dVo}{dt}\right|_{max} = wA\cos wt$ la máxima pendiente se da para t = 0 $\Rightarrow \left.\frac{dVo}{dt}\right|_{t=0} = wA = S_R$ conociendo $S_R \Rightarrow$ $\boxed{w_{max} = \frac{S_R}{A}}$

$f_{max} = \frac{w_{max}}{2\pi} = \frac{S_R}{2\pi \cdot A}$ que nos da la máxima frecuencia que puede ser reproducida sin distorsión.

El Slew rate nos indica la relación entre la frecuencia y la amplitud de una señal que puede ser amplificada por el A.O.

Para grandes señales debe limitarse la frecuencia máxima y viceversa.

Para frecuencias mayores que la máx, la salida aparecerá distorsionada.



Por tanto, el ancho de banda para gran señal, no viene dado por la frecuencia de ganancia unidad sino por la frecuencia máxima calculad anteriormente con el S_R.

Un valor típico del ancho de banda de grandes señales puede ser de 10kHz.

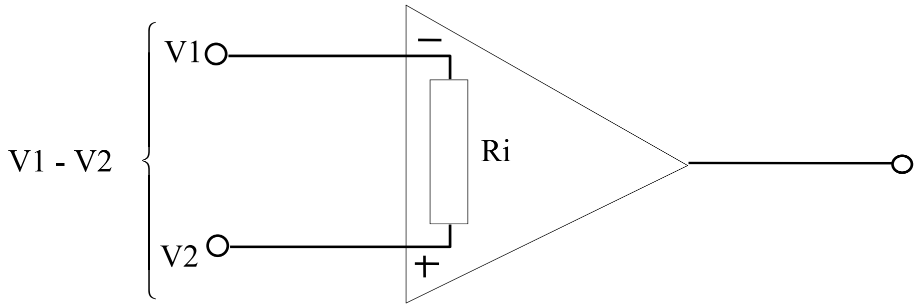
4.-Amplificadores operacionales reales (otras características y efectos).

Impedancia de entrada.

Aunque ya la hemos visto, hay que decir que debemos distinguir entre dos impedancias de entrada.

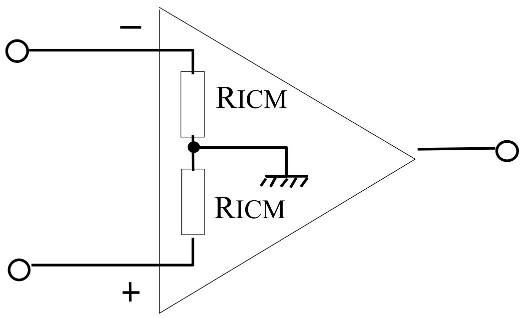
.-Impedancia de entrada diferencial:

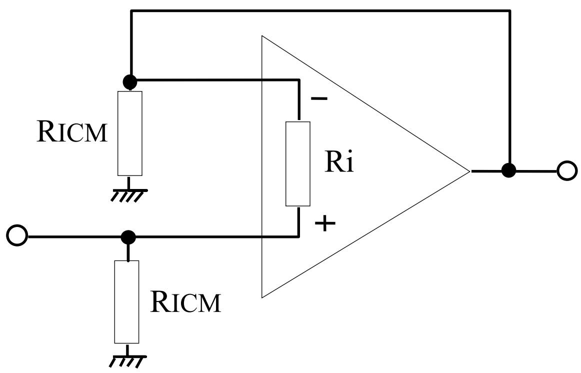
Es la que aparece entre los terminales + y - del A.O. Para el caso ideal es ∞ y para el caso real varía según el tipo de amplificador diferencial de entrada que tenga el A.O. para transistores bipolares suele ser del orden o superior a $10^5\Omega$ y para transistores FET de $10^{15}\,\Omega$. Esta es la impedancia de entrada que se ha visto anteriormente.



.-Impedancia de entrada en modo común:

Está asociada a las señales de entrada al A.O. que se encuentran entre una entrada y tierra.





El orden de magnitud de R_{ICM} es considerablemente mayor que el de la impedancia de entrada diferencial Ri, para los A.O. con transistores bipolares en sus entradas y sensiblemente igual a Ri para A.O. con entrada FET.

$R_{ICM} >> Ri$ Transistores bipolares

$R_{ICM} \approx Ri$ Transistores FET

Como ejemplo para un A.O. con entrada FET.

$Ri = 2M\Omega$, $R_{ICM} \cong 200M\Omega$

Factor de rechazo del modo común (CCMRR).

En un A.O ideal la salida es proporcional a la diferencia entre las entradas (amplificador diferencial) Vo = Ad (V1 - V2) siendo Ad la ganancia en modo diferencial.

Vo = 0 si V1 = V2

En el A.O. real esto no se cumple y $Vo \neq 0$ si $V1 = V2$, se define el factor de rechazo del modo común como:

$$CMRR = \frac{Ad}{Ac} \quad \frac{\text{(ganancia en modo diferencial)}}{\text{(ganancia en modo común)}}$$ se suele expresar en dB.

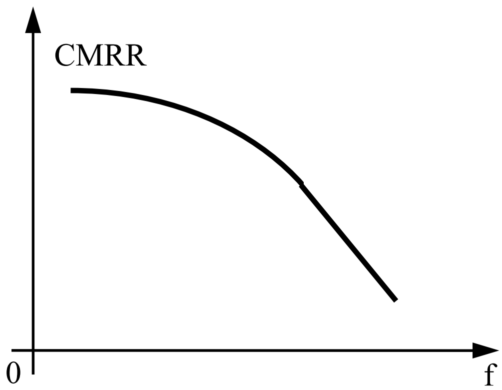
$$CMRR = 20\log\left|\frac{Ad}{Ac}\right|$$ cuanto mayor sea más se acercará el A.O. al caso real.

$$\begin{cases} \text{Valores de 60 a 120dB o mayores} \\ \text{Valores normales 90dB} \end{cases}$$

Este factor tiene interés cuando se hace uso de la entrada diferencial.

Posteriormente cuando estudiemos el amplificador diferencial conducido con un A.O. volveremos sobre el C.M.R.R

Por último indicar que varía con la frecuencia disminuyendo esta.

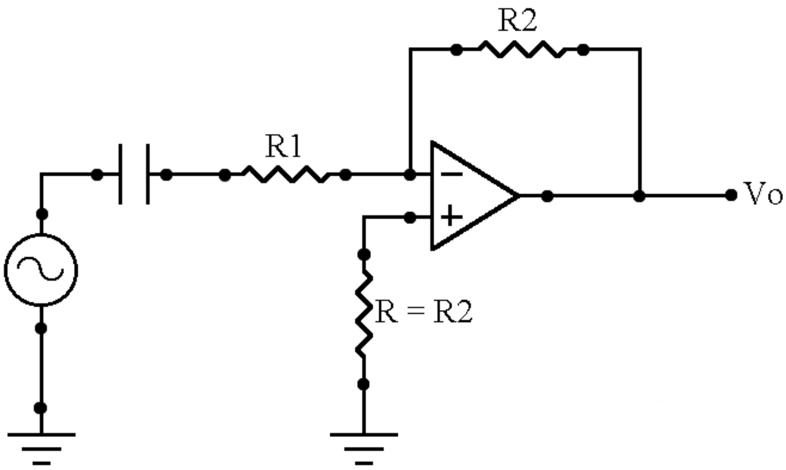


La causa de la sensibilidad del A.O. al modo común son las asimetrías del amplificador diferencial de entrada.

Corrientes de polarización.

Ya se han visto, solo añadir que sí $IB1 \neq IB2$ el error es $(IB1 - IB2)R2 = R2I_{IO}$, que solo es eliminable mediante un ajuste individual, dado el valor inapreciable de la corriente de offset I_{IO}. En cualquier caso el error será tanto mayor sea R2.
El efecto se manifiesta en una tensión continua superpuesta a la salida del amplificador.

En el caso que mostramos R1 no afecta al estar desacoplada por el condensador para la polarización.



5.- EFECTOS DEBIDOS A LAS CARACTERÍSTICAS NO IDEALES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Se estudiarán estos efectos en la configuración del amplificador inversor.

6.1 Efecto de las corrientes de polarización.-

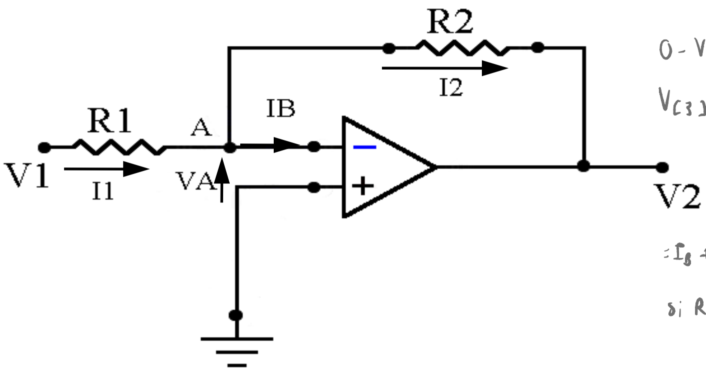
Veamos error que introducen y la forma de corregirlo.
Consideremos el circuito inversor:

$i_1 = i_B + i_2 \rightarrow \frac{V_1}{R_1} = I_B - \frac{V_S}{R_2} \rightarrow \frac{V_1}{R_1} - I_B = -\frac{V_S}{R_2}$

$\rightarrow V_S = I_B R_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \rightarrow V_S = -\frac{R_e}{R_1} V_e$

$0 - V_{[3]} = I_B R_3$

$V_{[3]} = -I_B R_3$



$\frac{V_1 - V_{[2]}}{R_1} = I_B + \frac{V_{[2]} - V_S}{R_2} \rightarrow \frac{V_1 + I_B R_3}{R_1}$

$= I_B + \frac{-I_B R_3 - V_1}{R_2} \rightarrow V_1 + I_B R_3 = R_1 I_B - \frac{I_B R_3 - V_1}{R_2}$

si $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow R_3 = R_1 \| R_2$

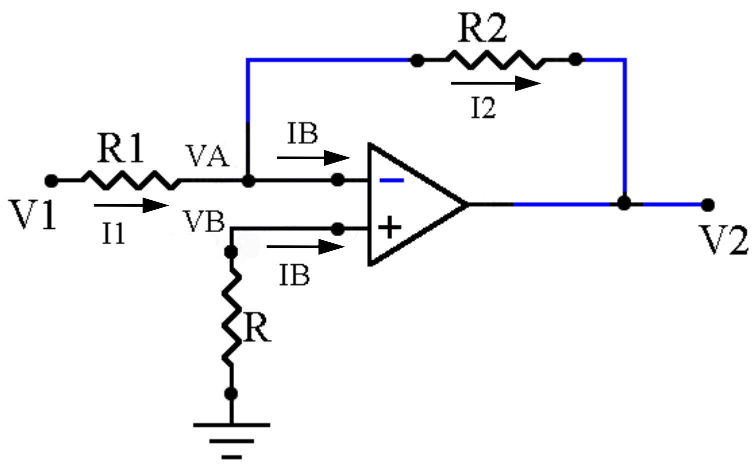
podemos escribir: $\frac{(V1 - VA)}{R1} = IB + \frac{(VA - V2)}{R2}$ ⟵ I1= 1B + I2

Si Av = ∞ , A_V= ∞ y V_A= 0 cortocircuito (tierra) virtual, luego:

$$\frac{V2}{R2} = IB - \frac{V1}{R1} \quad ; \quad V2 = -\frac{V1R2}{R1} + R2IB$$

El término R2IB puede ser importante si R2 es alta. Es el término de error en la tensión de salida debido a IB.

Para reducirlo vamos a modificar el circuito como se indica:



De aquí se puede escribir:

$$\text{I1= IB + I2 ;}\quad \frac{(V1-VA)}{R1}=IB+\frac{(VA-V2)}{R2}$$

$$\frac{V1}{R1}-\frac{VA}{R1}=IB+\frac{VA}{R2}-\frac{V2}{R2}\quad ; \quad \frac{V2}{R2}=-\frac{V1}{R1}+IB+\frac{VA}{R1}+\frac{VA}{R2}$$

$$V2= -\ \frac{V1R2}{R1}+R2\left[IB+VA\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}\right)\right]$$

además VB= -IBR

Si la AV= ∞ cortocircuito virtual y VA= VB con lo que el término

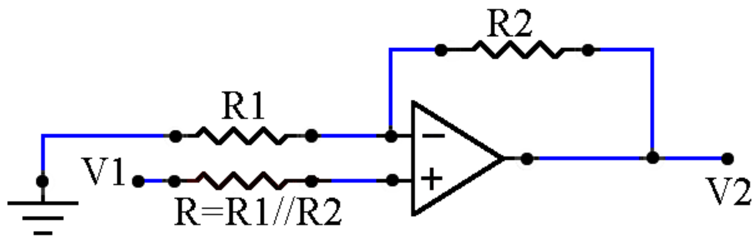
$$R2\left[IB+VA\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}\right)\right]\qquad \text{se anula si hacemos R= R1//R2 ;}$$

en efecto:
$$R2\left[IB-IBR\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}\right)\right]=R2\left[IB-IB\cdot\frac{R1R2}{R1+R2}\cdot\frac{R1+R2}{R1R2}\right]=0$$

y la ganancia es -R2/R1 no siendo afectado en sus características el circuito por la presencia de R.

Si las corrientes de polarización no son iguales aparecerá un término de error R2(IB1 - IB2) = IioR2 que no es fácil de eliminar.

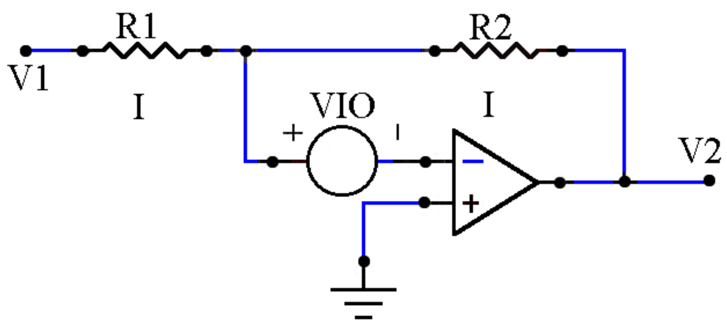
Si el montaje es no inversor la resistencia R= R1// R2 debe ponerse en la entrada no inversora. El razonamiento es idéntico al caso inversor visto.



2.-Efecto de tensión de offset.-

La tensión de offset origina un tèrmino de error que se manifiesta en una tensión continua superpuesta con la señal de salida.

Utilizaremos el montaje siguiente para poner de manifiesto el efecto.



Utilizando de nuevo el efecto de la tierra virtual tendremos;

$$\frac{(V1 - V_{IO})}{R1} = \frac{(V_{IO} - V2)}{R2}; \quad V2 = \frac{V1R2}{R1} + V_{IO}\left[\frac{(R1+R2)}{R1}\right]$$

se ve que el término que introduce la tensión de offset es $V_{IO}\left[\frac{(R1+R2)}{R1}\right]$ y si R2 $\rangle\rangle$ R1 el error puede ser importante.

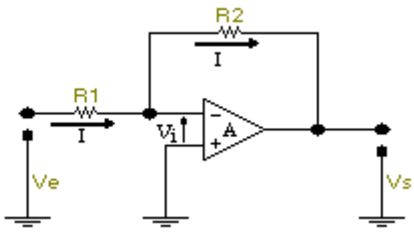
Este error es una limitación en el manejo de señales continuas débiles pues las derivas de V_{IO} pueden aparefcer confundidas con la señal.

Para el circuito no inversor la tensión de offset se coloca en este terminal y el efecto es el mismo que hemos obtenido.

Otros efectos que pueden citarse son los debidos a ser en el A.O. real $Av \neq \infty$, $Ri \neq \infty$

y $Ro \neq 0$. Ya se han visto al calcular la ganancia AV y Avf.

3.- Ganancia en lazo abierto finita



Las demás característica se suponen ideales, pero $v_i \neq 0$, al ser A finita.

$$v_e - v_i = IR_1$$
$$v_s - v_i = -IR_2$$
$$v_s = -Av_i$$

Del sistemas de tres ecuaciones anterior, hay que eliminar I y v_i para hallar $v_s = f(v_e)$.

$$v_s + \frac{v_s}{A} = -R_2\left(\frac{v_e + \frac{v_s}{A}}{R_1}\right)$$

$$v_s\left(1 + \frac{1}{A} + \frac{R_2}{R_2\,A}\right) = -\frac{R_2}{R_1}\,v_e$$

$$v_s = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} + \frac{R_2}{R_2\,A}}\,v_e = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A} + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)}\,v_e$$

La ganancia ideal, aparece dividida por el término de error :

$$1 + \frac{1}{A} + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)$$

que debería valer la unidad, luego interesaría :

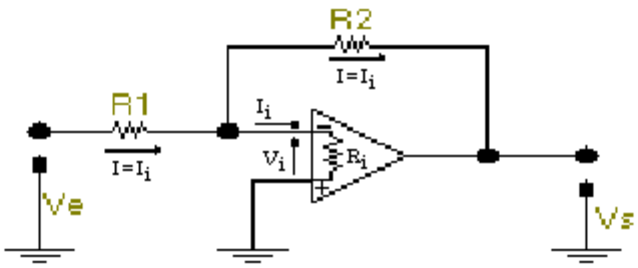
$$\frac{R_1 + R_2}{R_1\,A} \longrightarrow 0$$

Valores de R_2 elevados se oponen a esta condición. Es decir, cuando se deseen ganancias muy grandes del circuito, A tendría que ser muy elevada para disminuir el error.

6.4 Impedancia de entrada finita

En este caso existirá una corriente de entrada que, multiplicada por la impedancia, hará que la tensión en los terminales de entrada del operacional v_i sea distinta de cero. Por lo tanto, $A \neq \infty$.

Las demás característica se siguen suponiendo ideales.



$$v_e = IR_1 + I_i R_i$$

$$v_s = -IR_2 + I_i R_2 + I_i R_i$$

$$v_s = - A I_i R_i$$

Eliminando I e I_i , puede calcularse $V_s = f(V_e)$

$$v_s = -R_2 \frac{v_e + R_i \dfrac{v_s}{AR_i}}{R_1} - \frac{v_s}{AR_i}(R_1 + R_2)$$

$$v_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1 A} + \frac{R_1 + R_2}{AR_i}\right) = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

$$v_s = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A}\left(\frac{R_i R_2 + R_1 R_2 + R_i R_1}{R_i R_1}\right)} v_e = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_i}\right)} v_e =$$

$$= \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A}\frac{R_1 + R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_1 R_2}{R_i(R_1 + R_2)}\right)} v_e = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A'}\frac{R_1 + R_2}{R_1}} v_e$$

Expresión análoga a la del caso anterior, sin más que sustituir A por A', donde :

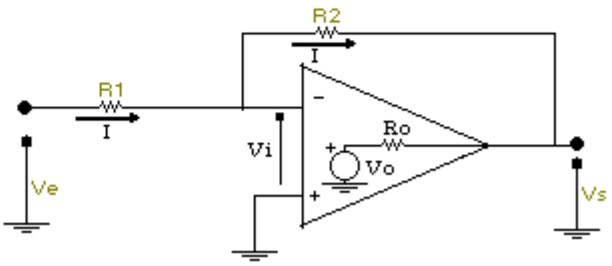
$$A = \frac{A'}{1 + \frac{R_1 // R_2}{R_i}}$$

Es decir, el efecto de la impedancia de entrada es el de rebajar la ganancia en lazo abierto de A, a un valor A'.

Si $R_i = R_1 // R_2$ resulta : $A' = A / 2$.

6.5 Impedancia de salida no nula

Consideramos además, que A es finita y las demás característica se suponen ideales.



Si el terminal de salida está en circuito abierto, la corriente Y circulará por la resistencia R_o.

$$v_e = IR_1 + v_i$$

$$v_s = -IR_2 + v_i$$

$$v_s = v_o + IR_o$$

$$v_o = -Av_i$$

Eliminando Y, V_i y V_o puede ponerse $v_s = f(v_e)$

$$V_e = V_i + R_1 \frac{V_s + AV_i}{R_o} = V_i\left(1 + \frac{R_1A}{R_o}\right) + \frac{R_1}{R_o} V_s$$

$$V_s = V_i + R_2 \frac{V_s + AV_i}{R_o} = V_i\left(1 + \frac{R_2A}{R_o}\right) + \frac{R_2}{R_o} V_s$$

$$V_i = \frac{V_e - \frac{R_1}{R_o} V_s}{1 + \frac{R_1A}{R_o}}$$

Sustituyendo:

$$V_s = \frac{V_e - \frac{R_1}{R_o} V_s}{1 + \frac{R_1A}{R_o}} \left(1 + \frac{R_2A}{R_o}\right) - \frac{R_2}{R_o} V_s$$

$$V_s \left(1 + \frac{(R_o - AR_1)R_1}{(R_o + AR_1)R_o} + \frac{R_2}{R_o}\right) = \frac{R_o - AR_2}{R_o + AR_1} V_e$$

$$V_s = \frac{R_o(R_o - AR_2)}{R_o(R_o + AR_1) + R_1(R_o - AR_2) + R_2(R_o + AR_1)} V_e$$

Si se hubiera considerado $A = \infty$, resultaría :

$$V_s = \frac{-AR_oR_2}{A\,(R_1R_o - R_1R_2 + R_1R_2)} V_e = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

y no se habría observado el efecto de la impedancia de salida.

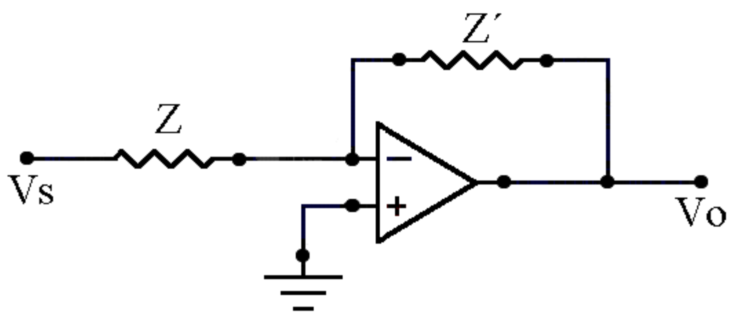
Si $R_2 \rightarrow 0$, también quedaría el resultado ideal.

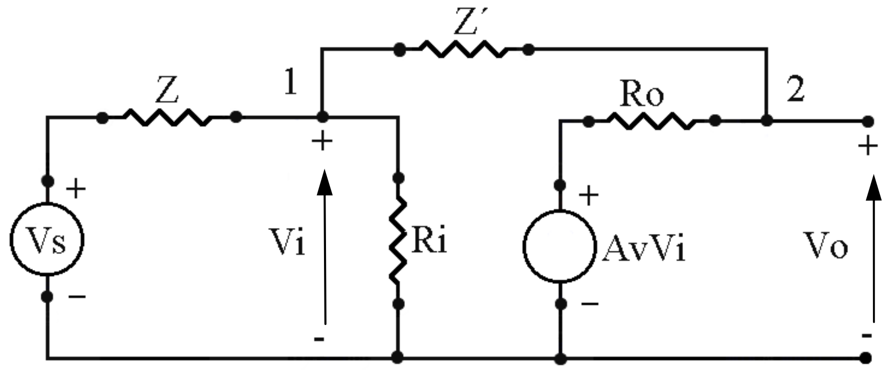
Por último indicar que **todas estas características no ideales se reducen en gran medida al aplicarle realimentación negativa al circuito**, como se comprobará en un tema posterior.

6.-A.O. inversor práctico_(real).

La expresión anterior de la ganancia solo es válida si Av= ∞. Si este condición no se cumple la ganancia puede obtenerse como en el apartado anterior. Allí en principio se supuso Av finita y R_i= ∞ y R_0= 0. Si ninguna de estas condiciones se cumple la forma de analizar el circuito para calcular Avf será la siguiente.

En primer lugar ponemos el cuicuito equivalente del amplificador.





Como hemos dicho Av finita, R_i finita, $R_0 \neq 0$, el circuito se puede resolver de diversas formas:

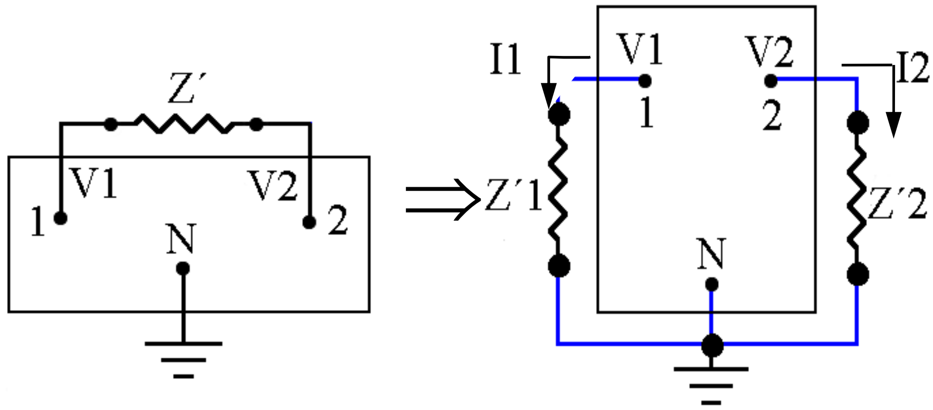
-Utilizando la teoría de la realimentación: Se trata de una realimentación de tensión en paralelo.

-Pasando los generadores de tensión a corriente y aplicando el método de los nudos.

-Aplicando el teorema de Miller.

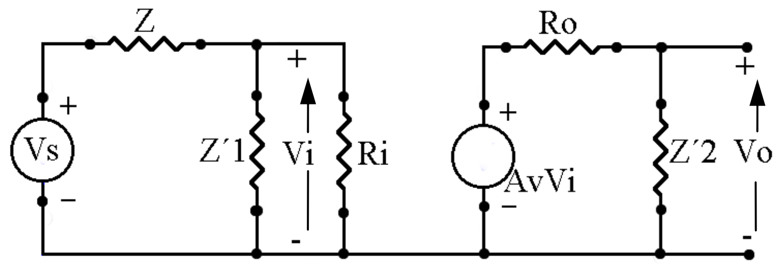
Vamos a estudiarlo mediante Miller:

La relación que existe entre los nudos 1 y 2 es V_0/V_i= AV ganancia en tensión, pero teniendo en cuenta la carga que supone Z'.



$$Z1 = \frac{Z'}{1-k} \qquad K = \frac{V1}{V2}$$
$$Z2 = \frac{Z'k}{K-1}$$

La aplicación del teorema conduce al siguiente circuito:



Calculamos primero AV y después Avf.

AV= V_0/V_i ; del circuito de salida se tiene:

$$AV = \frac{Vo}{Vi} = \frac{\dfrac{AvVi}{\dfrac{Z'AV}{AV-1}+Ro}\cdot\dfrac{Z'AV}{Av-1}}{Vi} = \frac{AvZ'}{\dfrac{Z'Av+Ro(AV-1)}{(Av-1)}\cdot(AV-1)} = 1 \;;$$

AV(Z´+Ro) = AvZ´+Ro ; $\boxed{AV = \dfrac{AvZ'+Ro}{Ro+Z'}}$

y dividiendo numerador y denominador por Z´ queda: $\boxed{AV = \dfrac{AvZ'+RoY'}{1+RoY'}}$

que es la expresión (15-3) del libro pag 556, siendo Y´ la admitancia Y´ = 1 / Z´.

La ganancia en tensión con realimentación será:

$$AVf = \frac{Vo}{Vs} = \left(\frac{Vo}{Vi}\right)\cdot\left(\frac{Vi}{Vs}\right) = Av\cdot\left(\frac{Vi}{Vs}\right)$$

Del circuito de entrada calculamos Vi :

$$Vi = \frac{Vs\left(\frac{Z'}{1-AV}\,//Ri\right)}{Z+\left(\frac{Z'}{1-AV}\,//Ri\right)} = \frac{\dfrac{Vs\cdot\frac{Z'Ri}{1-AV}}{\frac{Z'+Ri\cdot(1-AV)}{(1-AV)}}}{Z+\dfrac{Z'Ri}{Z'+Ri(1+AV)}} = \frac{Vs\cdot\dfrac{Z'Ri}{Z'+Ri\cdot(1-AV)}}{\dfrac{Z[Z'+Ri(1-AV)]+Z'Ri}{Z'+Ri\cdot(1-AV)}} = \frac{VsZ'Ri}{Z[Z'+Ri(1-AV)]+Z'Ri}$$

Si utilizamos la admitancia Y = 1 / Z , Y´ = 1 / Z´ e Yi = 1 / Ri queda:

$$Vi = \frac{Vs\cdot\frac{1}{Y'}\cdot\frac{1}{Yi}}{\frac{1}{Y}\cdot\left[\frac{1}{Y'}+\frac{1}{Yi}(1-AV)\right]+\frac{1}{Y'}\cdot\frac{1}{Yi}}$$

multiplicando numerador y denominador por Y y por Y´Yi queda:

$$Vi = \frac{VsY}{\left[\frac{1}{Y'}+\frac{1}{Yi}(1-AV)\right]YiY'+Y} = \frac{VsY}{\frac{Yi+Y'(1-AV)}{Y'Yi}Y'Yi+Y} = \frac{VsY}{Y+Yi+Y'(1-AV)}$$

$$AVf = AV\cdot\frac{Vi}{Vs} = \frac{AVY}{Y+Yi+Y'(1-AV)}$$

dividiendo numerador y denominador por AV queda:

$$\mathrm{AVf} = \frac{\mathrm{Y}}{-\mathrm{Y}' + \frac{1}{\mathrm{AV}}\left(\mathrm{Y} + \mathrm{Yi} + \mathrm{Y}'\right)} \quad ; \quad \mathrm{AVf} = \frac{-\mathrm{Y}}{\mathrm{Y}' - \frac{1}{\mathrm{AV}}\left(\mathrm{Y} + \mathrm{Yi} + \mathrm{Y}'\right)}$$

que es la expresión 15-2 del libro pag.556.

Obsérvese de la expresión de AV

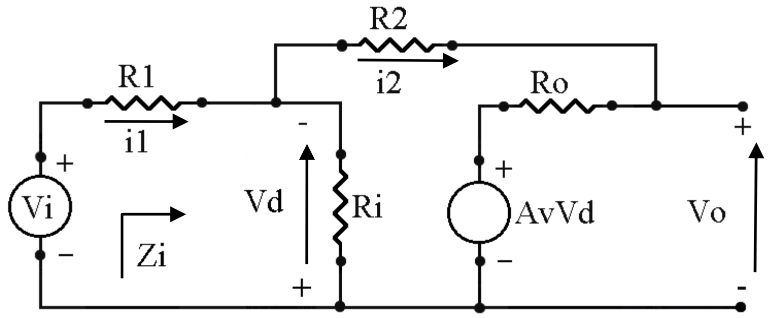
$\mathrm{AV} = \dfrac{\mathrm{Av} + \mathrm{RoY}'}{1 + \mathrm{RoY}'}$ que si Ro = 0 Av = AV ; y que si Av = ∞ también AV = ∞ y

Avf = -Y / Y´ = -Z´ / Z como en el A.O. ideal.

Del circuito equivalente considerando el A.O. ideal se ve que la impedancia de entrada es Z_i=R_1 al estar el punto B a tierra (tierra virtual). La impedancia de salida se ve que es Z_0 = 0 al ser R_0= o en el A.O. ideal.

Impedancia de entrada

El A.O. inversor real es:

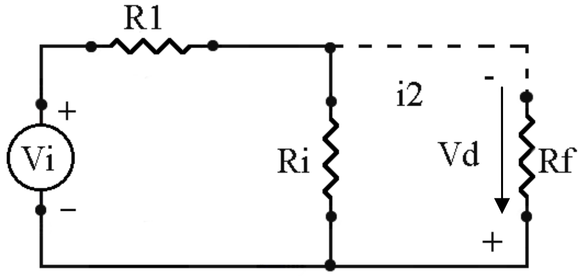


La impedancia de entrada será: $Zi = \frac{Vi}{iL}$;

en la entrada tendremos: $Vi = R1 \cdot i1 - Vd$; en el A.O. al ser Vd = 0 queda ;

$$Zi = \frac{Vi}{i1} = R1$$

si consideramos el circuito real: $Zi = R1 + Ri // Rf$; $Rf = -\frac{Vd}{i2}$



Del circuito de la figura anterior escribimos:

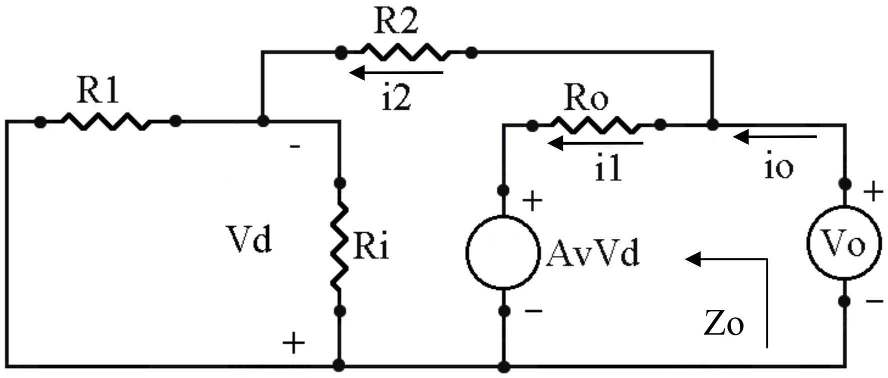
$$-Vd = i2 \cdot R2 + i2 \cdot Ro + AvVd \quad ; \quad Rf = -\frac{Vd}{i2} \quad ; \quad -Vd(1 + Av) = i2(R2 + Ro)$$

luego $Rf = \frac{R2 + Ro}{1 + Av}$ y $Zi = R1 + Ri // Rf$

como $\left.\begin{matrix} Rf \langle\langle Ri \\ Rf \langle\langle R1 \end{matrix}\right\} \Rightarrow \boxed{Zi \cong R1}$

Impedancia de salida

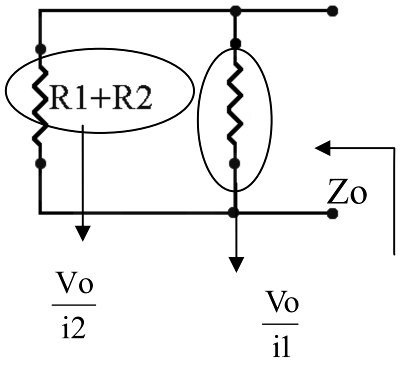
Del circuito equivalente queda:

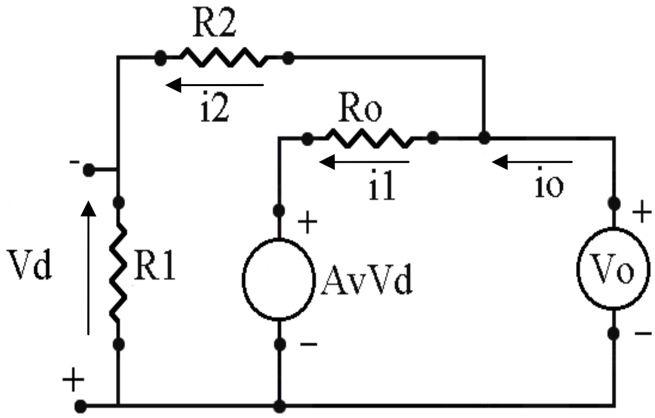


$$Zo = \frac{Vo}{io} \quad ; \quad io = i1 + i2 \quad ; \quad i1 = \frac{Vo - AvVd}{Ro} \quad ; \quad i2 = \frac{Vo}{R2 + R1//Ri}$$

Si suponemos $Ri \rangle\rangle R1 \Rightarrow i2 = \dfrac{Vo}{R2 + R1}$

$$io = \frac{Vo - AvVd}{Ro} + \frac{Vo}{R2 + R1} \quad ; \quad \frac{Vo}{i1} = \frac{Vo}{\dfrac{Vo - AvVd}{Ro}} \quad (1)$$





Del circuito calculamos Vd en funciön de Vo; $-Vd = -R2 \cdot i2 + Vo$

sustituyendo i2:

$$-Vd = -R2\frac{Vo}{R1+R2} + Vo \Rightarrow -Vd = Vo\left(1 - \frac{R2}{R1+R2}\right) = Vo\left(\frac{R1}{R1+R2}\right)$$

Sustituyendo Vd en (1):

$$\frac{Vo}{i1} = \frac{Vo}{\dfrac{Vo + AvVo\dfrac{R1}{R1+R2}}{Ro}} = \frac{Ro}{1+\dfrac{AvR1}{R1+R2}} = Rf$$

$$Zo = Rf\,//\left(R2+R1\right)$$

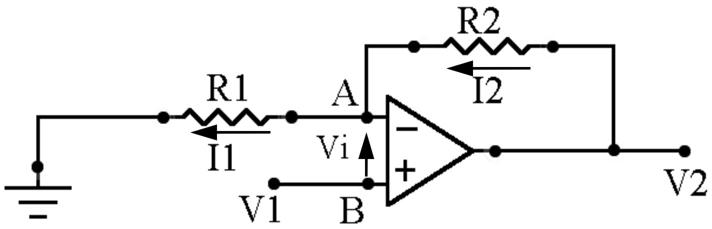
como en general sucede que: $R1 + R2 \rangle\rangle \dfrac{Ro}{1+\dfrac{AvR1}{R1+R2}}$

queda:

$$\boxed{Zo \cong \frac{Ro}{1 + \frac{AvR1}{R1 + R2}}}$$

4.- A.O. no inversor.-

El circuito es el de la figura:



Se ve que la entrada se aplica a la entrada no inversora (+).

Considerado el A.O. ideal, entre A y B hay un cortocircuito virtual como ya se vio y, por tanto, Vi= 0. Es decir, la tensión V1 aparece en B pero no fluye corriente a través del cortocircuito.

Podemos escribir:

i1 = VB / R1 = V1 / R1 ; i1 = i2 al no derivarse corriente hacia el amplificador por ser Ri = ∞.

La tensión de salida será:

$$V2 = i2 \cdot R2 + V1 \quad \text{y sustituyendo } i2 = i1 \;;\quad V2 = V1 \cdot \frac{(R1 + R2)}{R1}$$

$$\text{y} \qquad AVf = \frac{V2}{V1} = \frac{(R1 + R2)}{R1}$$

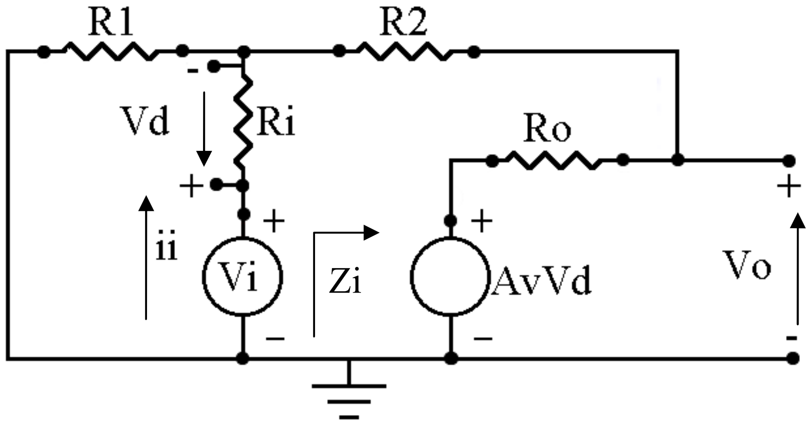
Obsérvese que la ganancia es positiva, por lo que la salida está en fase con la entrada.

La impedancia de entrada $Z_i = \infty$ puesto que la señal se aplica directamente al A.O. que suponemos ideal con $R_i = \infty$.

La impedancia de salida es nula como en el caso anterior al ser $R_0 = 0$

Impedancia de entrada

El circuito equivalente es:



Al ser $ii\downarrow\downarrow \Rightarrow$ Zi es muy alta.

$$ii = \frac{Vd}{Ri} \quad ; \quad Vd = \frac{Vo}{Av} \quad ;$$

(1) $Vo = \left(\frac{R1+R2}{R1}\right)\cdot Vi \Rightarrow$ considerando el A.O. ideal (si se quisiese un cálculo más riguroso habría que calcular Vo = f (Vi) con el A.O. real con $Ri \neq \infty$; $Ro \neq 0$ y $Av \neq \infty$.

Manteniendo la expresión (1): $$ii = \frac{Vd}{Ri} = \frac{Vo}{AvRi} = \frac{(R1+R2\cdot Vi)}{R1RiAv}$$

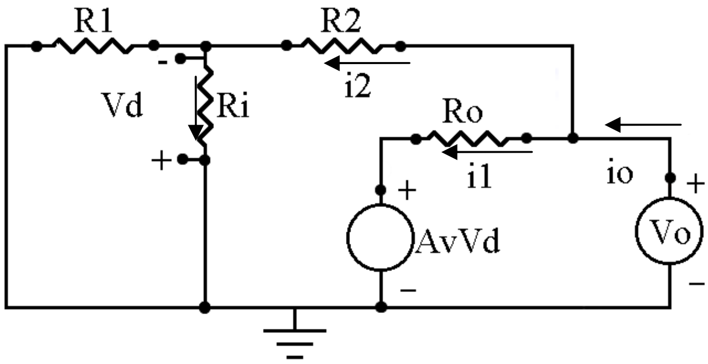
$$Zi = \frac{Vi}{ii} = \frac{R1RiAv}{R1+R2} \quad ; \quad \boxed{Zi = \frac{AvRi}{1+\frac{R2}{R1}}}$$

Por ejemplo $Av = 10^5$ y $Ri = 100k$; $R2 = 10k$; $R1 = 1k$

$$Zi \cong 10^9\,\Omega = 1G\Omega$$

Impedancia de salida

El circuito equivalente será:



Vemos que el circuito equivalente es el mismo que en el caso inversor por lo que la Zo será como antes:

$$Zo \cong \frac{Ro}{1+\frac{R1Av}{R1+R2}}$$ muy baja por lo que en ambos casos la supondremos nula.

7.-ESPECIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.-

La información suministrada por los fabricantes de A.O. se encuentra en los denominados linear databook y suele comenzar, como en casi todos los dispositivos, por la relación de valores máximos permitidos.

En el caso de un A.O. las magnitudes límites más significativas son:

-Tensión de alimentación.
-Tensión diferencial de entrada.
-Tensión de entrada.
-Potencia disipada.

Además se suelen indicar los márgenes de temperatura tanto de almacenamiento como de operación.

Las características eléctricas más importantes de un A.O. son las siguientes:

1. Tensión de offset de entrada. Es la tensión que hay que aplicar a la entrada para que en ausencia de señal la salida sea cero, es decir, para que el dispositivo esté equilibrado.
2. Desviación de la tensión de offset de entrada.- Es la variación que se produce en dicha tensión cuando varía la temperarura. Se mide en $\mu \cdot V/^{o}C$.
3. Corriente de offset de entrada.- Es la diferencia entre las corrientes de entrada al amplificador cuando éste está equilibrado (tensión de salida cero).

4. Desviación de la corriente offset de entrada.- Es la variación que se produce en esta corriente debida a los cambios de temperatura. Se suele medir en $nA/^{o}C$.
5. Corriente de polarización media.- Es la semisuma de las corrientes de entrada cuando el A.O. está equilibrado.
6. Resistencia de entrada (diferencial).- Es la relación entre la tensión y la corriente de entrada para unas determinadas condiciones de tensión de alimentación y resistencia de carga.
7. Ganancia de tensión en bucle abierto.- El valor de este parámetro suele ir ligado a unas determinadas condiciones de las tensiones de alimentación y salida, de temperatura y el valor de la carga.
8. Corriente de salida en cortocircuito.- Es el valor máximo de corriente que puede suministrar el dispositivo.
9. Relación de rechazo en modo común.- Es la razón entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común. Se expresa en dB.
10. Ancho de banda para ganancia unidad.- Los catálogos suelen indicar el valor de la frecuencia más elevada que puede ser amplificada cuando la ganancia de tensión es la unidad. El ancho de banda disminuye al aumentar la ganancia.

11. Pendiente máxima de la señal de salida (Slew rate). Indica el ritmo de crecimiento de la tensión a la salida cuando se aplica una señal en escalón de gran amplitud en la entrada.

Valores máximos del A.O. 741C.

Magnitud	Valor
Tensión de alimentación	$\pm 18V$
Tensión diferencial de entrada	$\pm 30V$
Tensión de entrada	$\pm 15V$
Potencia disipada	500mW

Características típicas del 741C.

Parámetro	Normal
Tensión de offset de entrada	2mV
Desviación de la tensión offset de entrada	$15\mu \cdot V/^{o}C$
Corriente offset de entrada	20nA
Desviación de la corriente offset de entrada	$0.5nA/^{o}C$
Corriente de polarización media	80nA
Resistencia de entrada (diferencial)	2MΩ
Ganancia de tensión en bucle abierto	200.000
Corriente de salida en cortocircuito	25mA
Relación de rachazo en modo común	90dB
Ancho de banda (ganancia unidad)	1MHz
Ancho de banda (para av = 20dB)	100kHz
Slew rate	$0.5V / \mu \cdot sg$