

Limitaciones de Amplificadores Operacionales

Manuel Toledo - INEL 5205 Instrumentación

Agosto 20, 2008

Saturación

La salida máxima del amplificador es aproximadamente 80% – 90% del voltaje de las fuentes de potencia (más o menos $\pm 13V$ si las fuentes son $\pm 15V$) a menos que sean del tipo “rail-to-rail”. Estos últimos pueden alcanzar voltajes muy cercanos a los de la fuente de potencia. En cualquier caso, la salida sufrirá recorte una vez alcance el voltaje de saturación en el lado positivo o negativo.

Corriente de corto circuito

El AO tiene un circuito de protección que limita la corriente a un valor máximo, llamado la *corriente de corto circuito* (*short-circuit current*, SCC). Si la corriente de salida que el AO supe o absorbe alcanza este valor, la magnitud el voltaje de salida deja de aumentar, limitando así la corriente al valor de este parámetro.

Ejemplo: Determine las resistencias más pequeña que puede ser usada en un amplificador sin inversión sencillo con ganancia de $4V/V$ de tal modo que no se supere la corriente de corto circuito $I_{SCC} = 20mA$ cuando $v_O = 14V$. El amplificador tiene una carga $R_L = 1k\Omega$ conectada a la salida.

Disipación de potencia

La operación del AO requiere la extracción de una cantidad de corriente I_Q (llamada el *quiescent current* en ingles), aun cuando la salida se mantenga en cero. Si $v_O = 0V$, el AO disipa internamente una potencia igual a

$$P = (V_{CC} + V_{EE})I_Q$$

donde V_{CC} y $-V_{EE}$ representan los voltajes positivo y negativo de la fuente de potencia, respectivamente. Valores típicos son $V_{CC} = +15V$ y $-V_{EE} = -15V$.

Si la salida no es cero, una corriente i_O debe ser provista a la carga y a la red de retroalimentación. La misma debe ser extraída de la fuente de potencia en adición a I_Q . Esta corriente entrará o saldrá del AO dependiendo de la polaridad de v_O .

Si $v_O > 0$, i_O sale del AO y la corriente de la fuente V_{CC} se convierte en $I_Q + i_O$. La potencia disipada internamente es

$$P = (V_{CC} + V_{EE})I_Q + (V_{CC} - v_O)i_O$$

Si $v_O < 0$, i_O entra al AO y la corriente de la fuente V_{EE} se convierte en $I_Q + i_O$. La potencia disipada internamente es

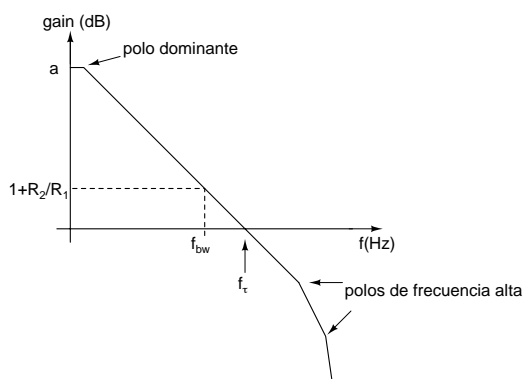
$$P = (V_{CC} + V_{EE})I_Q + (v_O + V_{EE})i_O$$

Note que los voltajes del *power supply* son V_{CC} y $-V_{EE}$ (o sea, V_{EE} es un voltaje positivo).

Ejemplo: Determine la potencia disipada por el AO usado en el ejemplo anterior si $v_O = 14V$ e $I_Q = 1mA$. Use $V_{CC} = V_{EE} = 15V$.

Ancho de banda

La mayoría de los AO son compensados internamente para hacerlos incondicionalmente estables. Esto significa que el circuito interno contiene componentes que hacen que exista un *polo dominante* que se encuentra a una frecuencia mucho mas baja que los demás polos. Esta situación se muestra en la siguiente figura:



El diagrama muestra las siguientes cantidades: la ganancia de lazo abierto a , la ganancia¹ de lazo cerrado del amplificador sin inversión $1 + \frac{R_2}{R_1}$ y la frecuencia de ganancia unitaria f_τ .

Este tipo de aparato se conoce como amplificador con *producto ganancia-ancho de banda (GBP) constante*. Como indica el termino, la reducción en la ganancia del amplificador (causada por el uso de retro-alimentación negativa) esta acompañada de un aumento similar en el ancho de banda, el cual puede ser calculado usando la formula

$$f_{bw} = \frac{f_\tau}{1 + R_2/R_1} = \frac{R_1 f_\tau}{R_1 + R_2}$$

Ejemplo: Calcule el ancho de banda de un amplificador con ganancia $A = +100V/V$ y que utiliza el AO $\mu A741$ con $f_\tau = 1MHz$.

Amplificador con n etapas identicas

Si se desea un GBP más grande, se pueden usar varias etapas para obtener un amplificador con la misma ganancia total. En el ejemplo anterior, la ganancia de $+100V/V$ se puede obtener con dos etapas con ganancia de $+10V/V$. Sin embargo, en este caso el ancho de banda global no es igual al de cada etapa, pues a la frecuencia f_{bw} cada etapa reduce la ganancia por $3dB$ y la atenuación total es $6dB$.

¹Igual al reciproco de la función de transferencia de la red de retro-alimentación, $1/\beta$.

Podemos obtener una formula para determinar el ancho de banda de un amplificador con n etapas idénticas partiendo de la respuesta de frecuencia de cada etapa,

$$A_i = \frac{A_{0i}}{\sqrt{1 + (f/f_{bw})^2}}$$

Para n etapas la ganancia total es

$$\left(\frac{A_{0i}}{\sqrt{1 + (f/f_{bw})^2}} \right)^n = \frac{A_0}{(1 + (f/f_{bw})^2)^{n/2}}$$

donde $A_{0i}^n = A_0$, la ganancia d.c. deseada. Notando que

$$f_{bw} = \frac{f_\tau}{\sqrt[n]{A_0}}$$

y que a la frecuencia f_{BW} (el ancho de banda del amplificador de n etapas) la ganancia total es igual a $A_0/\sqrt{2}$, tenemos que

$$1 + \left(\frac{\sqrt[n]{A_0} f_{BW}}{f_\tau} \right)^2 = \sqrt{2}$$

y

$$f_{BW} = \frac{f_\tau}{\sqrt[n]{A_0}} \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

donde f_{BW} es el ancho de banda del amplificador de n etapas, A_0 es la ganancia del amplificador de n etapas, y $\sqrt[n]{A_0}$ es la ganancia de cada etapa.

Ejemplo: Determine el ancho de banda de un amplificador con $A = 500V/V$ si se usan (i) una etapa, (ii) dos etapas, y (iii) tres etapas sin inversión. Asuma que se utiliza el AO $\mu A741$.

Etapas con inversión

La descripción anterior se refiere a n etapas sin inversión. Si se utilizan etapas con inversión, el ancho de banda debe calcularse usando $1 + R_2/R_1$ aunque la ganancia de cada etapa es $-R_2/R_1$. Las formulas aplican sin modificación pero el GBP es inferior.

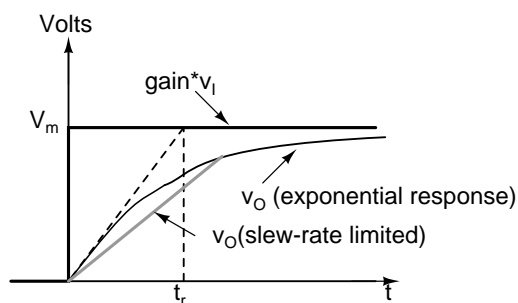
Ejemplo: Determine el ancho de banda de un amplificador si se usan (i) una etapa, (ii) dos etapas, y (iii) tres etapas con inversión para obtener una ganancia total con magnitud igual a $500V/V$. Asuma que se utiliza el AO $\mu A741$.

Razón de cambio máxima (*Slew-rate*)

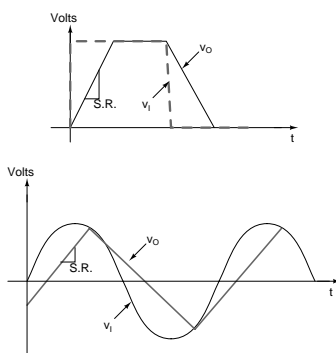
La respuesta de escalón de un amplificador de GBP constante debe ser

$$v(t) = V_m (1 - e^{-t/\tau})$$

pues actúa como un sistema de primer orden. En esta expresión $\tau = \frac{1}{2\pi f_{bw}}$. Sin embargo, debido a limitaciones del circuito interno del AO, si el escalón supera un tamaño particular, una respuesta de pendiente constante precederá a la respuesta exponencial, tal como muestra en la siguiente figura.



La razón máxima a la que puede cambiar el voltaje de salida se conoce como *slew-rate* (SR). Si la señal requiere un cambio más rápido, la señal se distorsiona y la razón de cambio se limita al *slew-rate*. Ejemplos de señales limitadas de este modo son los siguientes:



Para determinar el tamaño máximo del escalón que será libre de este tipo de distorsión, observe que

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{V_m}{\tau} e^{-t/\tau}$$

es máximo en $t = 0$. Por tanto, si

$$\frac{V_m}{\tau} < SR$$

la salida no será limitada por el SR. Esta formula se puede expresar como

$$V_m \leq \frac{SR}{2\pi f_{bw}}$$

donde V_m representa el tamaño del escalón en la salida del amplificador y f_{bw} es el ancho de banda del amplificador.

En el case de una señal senoidal de frecuencia f ,

$$v(t) = V_m \sin(2\pi ft)$$

la razón de cambio es

$$\frac{dv(t)}{dt} = 2\pi f V_m \cos(2\pi ft)$$

y tambien es máxima en $t = 0$ asi que para tener una señal libre de distorsión,

$$2\pi f V_m \leq SR$$

Esta condición se puede expresar como

$$f \leq \frac{SR}{2\pi V_m}$$

o como

$$V_m \leq \frac{SR}{2\pi f}$$

Ejemplo: Calcule f_{max} si $V_m = 10V$ y $SR = 0.5V/\mu s$.

Corrientes de polarización

El funcionamiento de AO que utilizan transistores bipolares requiere que exista corriente en los terminales de entrada del aparato. La corriente de polarización o *bias current* se define como el promedio de la corriente que entra o sale de los terminales

$$I_B = \frac{I_p + I_n}{2}$$

La diferencia entre las corrientes que entran a los terminales se llama corriente de *offset* y se define como

$$I_{OS} = |I_p - I_n|$$

Debido a que es causada por errores aleatorios en la fabricación del circuito integrado, no es posible conocer el signo de I_{OS} de antemano. Típicamente, I_{OS} es un orden de magnitud menor que I_B .

Table 1: Parametros de Varios AO

Modelo	tipo	I_B	I_{OS}
741C	bjt	80nA	20nA
OP-77	bjt	1.2nA	0.3nA
LM308	super-beta	1nA	
OP-07	cancelación	1nA	0.4nA
LF356	biFET	30pA	3pA
AD549	biFET	menor a 100fA	
OPA129	biFET	menor a 100fA	
TLC279	CMOS	0.7pA	0.1pA

La tabla 1 muestra valores² de I_B e I_{OS} para varios AO de uso común. Puede observarse la amplia de valores que pueden obtenerse de los distintos aparatos.

²Además, se muestra la tecnología usada para reducir I_B , que puede describirse como sigue: *super-beta* usa una base muy delgada para producir transistores con una β muy grande; *cancelación* incluye un circuito interno adicional que provee la corriente de polarización, haciendo que desde afuera el aparato aparente tener $I_B = 0$; en este caso, I_{OS} e I_B acaban siendo del mismo orden de magnitud; *biFET* y *biMOS* utilizan JFETs y MOSFETs, respectivamente, en la entrada del circuito, y transistores bipolares en el resto; *CMOS* usa CMOS FETS en todo el circuito.

En adición al valor de I_B especificado en la tabla, es importante considerar las variaciones del parámetro con temperatura. La misma puede resumirse como sigue:

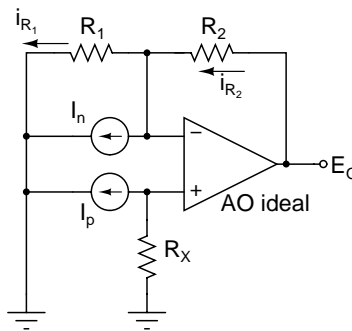
- en AO que utilizan transistores bipolares, la I_B disminuye a medida que la temperatura aumenta, debido a que la β de los transistores aumenta con T ;
- en AO contruidos con JFETs, I_B se duplica cada vez que la temperatura aumenta por $10^\circ C$, según la formula

$$I_B(T) = I_B(T_0) \times 2^{(T-T_0)/10}$$

- en circuitos basados en MOSFETs, la dependencia es similar a aquellos basados en JFETs debido a la presencia de diodos usados para protección contra descargas de electricidad estática.

Error debido a I_B

Considere el siguiente diagrama,



donde por conveniencia las corrientes de polarización se representan como fuentes externas a un AO ideal. Los terminales de entrada están virtualmente conectados, y

$$v_n = v_p = -I_p R_x$$

$$I_{R_1} = -\frac{R_x}{R_1} I_p$$

El error causado por las corrientes es

$$E_O = -I_p R_x + \left(I_n - \frac{R_x}{R_1} I_p \right) R_2$$

Para reducir este error, podemos (i) reducir el tamaño de R_2 (y consecuentemente el de R_1 para mantener la misma ganancia), o (ii) escoger

$$R_x = R_1 \parallel R_2$$

de tal modo que el error debido a I_B , que usualmente es el componente más importante, se cancele. En tal caso, el error restante es

$$E_O = \pm I_{OS} R_2$$

donde se a incluido la incertidumbre en el signo del error.

Ejemplo: Para el $\mu A741$, $I_B = 80nA$ e $I_{OS} = 20nA$. Determine el error en el voltaje de salida si $R_1 = 22k\Omega$, $R_2 = 2.2M\Omega$, y

(a) despreciamos I_{OS} y $R_x = 0$;

Respuesta:

$$E_O = (2.2 \times 10^6) (80 \times 10^{-9}) = 176mV$$

(b) $R_x = 22k\Omega || 2.2M\Omega = 21782\Omega$;

Respuesta:

$$E_O = \pm I_{OS} R_2 = \pm 20nA \times 2.2M\Omega = \pm 44mV$$

Nivel (*Offset*) en el voltaje de entrada, V_{OS}

Debido a imperfecciones en la construcción del AO, aun si conectamos ambas entradas a tierra $v_O = v_{og} \neq 0V$. Este error se representa como un voltaje de *offset* en la entrada,

$$V_{OS} = \frac{v_{og}}{a}$$

donde v_{og} representa el voltaje que se mide en la salida cuando las entradas están conectadas a tierra, y a es la ganancia de lazo abierto. El V_{OS} usualmente se representa como una fuente d.c. conectada a la entrada + del AO, y es amplificado igual que cualquier señal conectada a dicho punto.

El valor de V_{OS} no es constante, y cambia linealmente con temperatura. Coeficientes típicos son: $5mV/^\circ C$ (741) y $0.1mV/^\circ C$ (OP-77).

Además, la presencia de un voltaje común a las dos entradas (llamado *voltaje de modo común*, o v_{CM}) produce un cambio dado por

$$\frac{dV_{OS}}{dv_{CM}} = \frac{1}{CMRR}$$

donde el *common-mode rejection ratio* ($CMRR$) es un parámetro que se reduce a medida que la frecuencia de la señal común aumenta, haciendo que V_{OS} aumente con la frecuencia de v_{CM} .

También variaciones en el voltaje de la fuente de potencia afectan el valor de V_{OS} , de acuerdo a la fórmula

$$\frac{dV_{OS}}{dV_S} = \frac{1}{PSRR}$$

donde $PSRR$ representa un parámetro llamado el *power-supply rejection ratio*.

Por último, la señal de salida v_O producen cambios en la entrada diferencial del AO que afectan V_{OS} , $\Delta V_{OS} = \frac{\Delta v_O}{a}$.

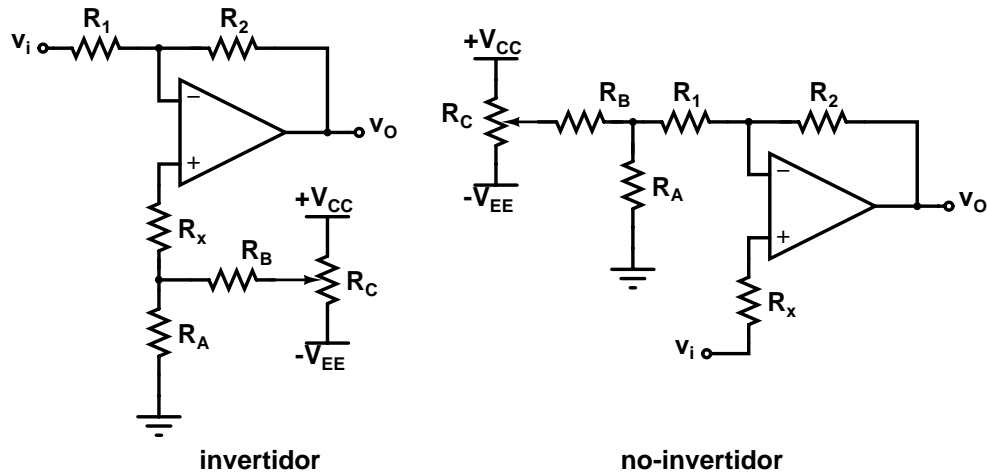
Todas estas variaciones pueden combinarse en la siguiente expresión³

$$V_{OS} = V_{OS_0} + TC \times \Delta T + \frac{\Delta v_p}{CMRR} + \frac{\Delta V_s}{PMRR} + \frac{\Delta v_{out}}{a}$$

³He usado v_p en el lugar de v_{CM} , pues ambos son aproximadamente iguales.

Cancelación del error debido a V_{OS} y a I_{OS}

Si el error producido por V_{OS} e I_{OS} excede los límites impuestos por la aplicación, es necesario corregirlo añadiendo un voltaje externo que cancela el error. Esto implica que cada circuito tiene que ser ajustado en el campo, pues solo se conocen los valores límites del error y no su valor o polaridad. Algunos AO tienen terminales especiales que permiten la corrección del error d.c producido por V_{OS} e I_{OS} , y en este caso las publicaciones asociadas deben presentar su uso correcto. Los siguientes diagramas muestran alternativas que pueden usarse cuando dichos terminales no están disponibles:



Circuitos para anular el error dc