Universidad Nacional de Rosario
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura
Escuela de Ingeniería Electrónica

ELECTRÓNICA II

NOTAS DE CLASE

Amplificador Operacional

REAL

Edición 2011.4

Índice

1. NOTAS DE CLASE: Primera Parte

Contenido:

- Limitantes de AO real vs. AO ideal
- Limitantes estáticas y dinámicas
- Modelo simplificado del AO real
- Análisis de la etapa de entrada
- Corriente de polarización – Modelo – Análisis de su influencia

1.1 Introducción

- Habíamos impuesto una serie de características en el AO ideal.
- En general estas características ideales se verifican para frecuencias y ganancias bajas.
- Es decir, si ensayo a altas frecuencias y/o con grandes ganancias, aparecen en juego varias limitaciones.

1.2 Limitantes más importantes

Podemos realizar una tabla comparativa:

	AO ideal	**AO real**
a)	La ganancia a lazo abierto se consideraba infinita. $av = \infty$	La ganancia a lazo abierto es muy grande sólo hasta algunos Hz. $av \neq \infty$
b)	Las corrientes de entrada se consideraban nulas. $Ientrada = 0$	Aparecen corrientes de polarización. $Ientrada \neq 0$
c)	No existía offset de tensión. con $ed = 0 \rightarrow Vo = 0$	Aparece offset de tensión. $e_{os} \neq 0$
d)	La impedancia de entrada se consideraba infinita. $Zi = \infty$	Existe una impedancia de entrada finita. $Zi \neq \infty$
e)	Considerábamos una impedancia de salida nula, por lo tanto el AO podía cargarse con cualquier R_L sin que modifique su nivel de salida Vo. $Zo = 0$	La impedancia de salida no es nula. $Zo \neq 0$
f)	Considerábamos que la ganancia a lazo abierto se mantenía infinitamente grande para toda frecuencia, por lo que: $AB \rightarrow \infty$	$AB \neq \infty$ aparecen frecuencias de corte muy bajas.
g)	Suponíamos que el AO era un amplificador diferencial ideal por lo que el factor de rechazo era infinito. $FR = \infty$	$FR \neq \infty$ Aparece una dependencia de la entrada a modo común en la salida.

1.2.1 Observaciones

- Notar que se consideran como dos no idealidades diferentes a los puntos b) y d).

- Aparentemente la limitación de $AB \neq \infty$ con frecuencia de corte muy baja es una no idealidad muy fuerte respecto al AO ideal. Veremos cómo influye finalmente en un circuito realimentado.

1.3 Otras limitantes

Existen otras limitantes o errores que estudiaremos y que usualmente no se consideran a la hora de analizar idealmente un circuito con AO.

Son:

- Slew Rate (SR)
- Tensión de entrada a modo común máxima ($e_{c\ max}$)
- Corriente de salida máxima (Io_{max})
- Niveles de saturación a la salida (V_M, V_m)
- Factor de rechazo a fuente de alimentación (PSRR)
- No linealidad de la ganancia.

1.4 Limitaciones estáticas y dinámicas

Para ordenar el estudio, agruparemos las limitaciones o características del AO real en "estáticas" y "dinámicas".

Estáticas	Dinámicas
Corrientes de polarización o de bias I_B y offset de corriente Ios.	Respuesta en frecuencia.
Offset de tensión de entrada e_{os}	Slew Rate (SR)
Factor de rechazo a modo común (CMRR)	Impedancia de entrada Zi y de salida Zo.
Factor de rechazo a fuente de alimentación (PSRR)	

1.4.1 <u>Observaciones</u>

- En general, las limitaciones estáticas que hemos enumerado no pueden corregirse con realimentación negativa, por lo que deben estudiarse métodos de corrección a aplicar con cada configuración.

- El criterio general de análisis de los errores que introducen estas limitaciones (estáticas y dinámicas), en un circuito concreto, es analizarlas de una por vez y superponerlas.

- Para introducir el análisis de estos errores y estudiar el comportamiento del AO real nos basaremos en un "modelo simplificado" del AO. Luego estudiaremos el esquema circuital del 741 e identificaremos sus bloques constitutivos.

1.5 Modelo simplificado de un AO real

El siguiente es un buen circuito aproximado que utilizaremos para estudiar los errores del AO real.

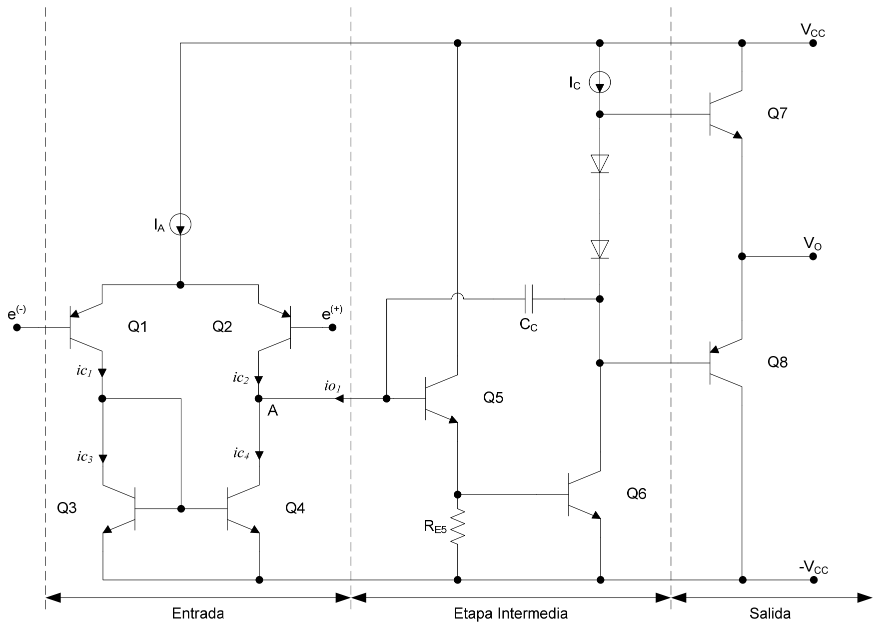


Fig. 1.1 *Diagrama interno de AO*

Identificamos las siguientes etapas:

Etapa de entrada:

- Q1/Q2 en configuración de amplificador diferencial.
- Q3/Q4 Fuente de corriente espejo
- Tienen una impedancia de entrada Zi alta.

Etapa intermedia:

- Q5 en configuración colector común (ganancia de corriente)
- Q6 en configuración emisor común (ganancia de tensión) con carga activa Ic.
- Cc: capacitor de compensación.

Etapa de salida:

- Formada por el par complementario Q7/Q8, trabajando como seguidores (ganancia de corriente) y baja Zo.

1.5.1 Análisis de la etapa de entrada

Según las referencias de corrientes y tensiones indicadas en la figura 1.1, tenemos que ignorando I_{B1} e I_{B2}

$$I_A = i_{C1} + i_{C2} \qquad (1.1)$$

Para un transistor PNP, se puede escribir con buena aproximación:

$$i_C = I_S \,.\, e^{\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)} \qquad (1.2)$$

Con I_S: corriente de saturación de colector (del orden de 10^{-15} A a 10^{-12} A)
V_T: voltaje térmico (~ 26mV)

Si consideramos transistores idénticos (Q1 ≡ Q2), resultarán $I_{S1} = I_{S2}$ por lo tanto:

$$i_{C1} = I_{S1} \,.\, e^{\left(\frac{V_{EB1}}{V_T}\right)} \qquad \text{y} \qquad i_{C2} = I_{S2} \,.\, e^{\left(\frac{V_{EB2}}{V_T}\right)}$$

entonces:

$$\frac{i_{c1}}{i_{c2}} = e^{\left(\frac{V_{EB1}-V_{EB2}}{V_T}\right)} \qquad (1.3)$$

pero:

$$V_{EB1} - V_{EB2} = V_{E1} - V_{B1} - V_{E2} + V_{B2} = V_{B2} - V_{B1} =$$

$$e^{(+)} - e^{(-)} = ed \ \text{(Entrada diferencial entre bases)}$$

por lo tanto:

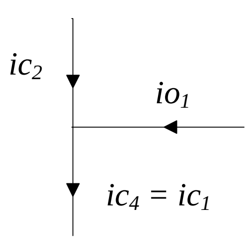
$$\frac{i_{c1}}{i_{c2}} = e^{\left(\frac{e^{(+)}-e^{(-)}}{V_T}\right)} \qquad (1.4)$$

Además, analizando el circuito, veremos que despreciando la I_{B3} se verifica que:

$$i_{c1} = i_{C3} = i_{C4} \qquad (1.5)$$

pues el espejo copia las corrientes de colector.

Por otro lado, en el nudo A podemos escribir:



$$i_{O1} + i_{C2} = i_{C1} \quad \Rightarrow$$

$$i_{O1} = i_{C1} - i_{C2} \qquad (1.6)$$

Luego, trabajando con (1.4), (1.6) y sabiendo que:

$$I_A = i_{C1} + i_{C2} \quad (1.7)$$

puede deducirse que:

$$i_{O1} = I_A \, . \tanh \left({ed}/{2V_T} \right) \quad (1.8) \qquad \textit{(ver anexo 1)}$$

que tiene aproximadamente la siguiente gráfica:

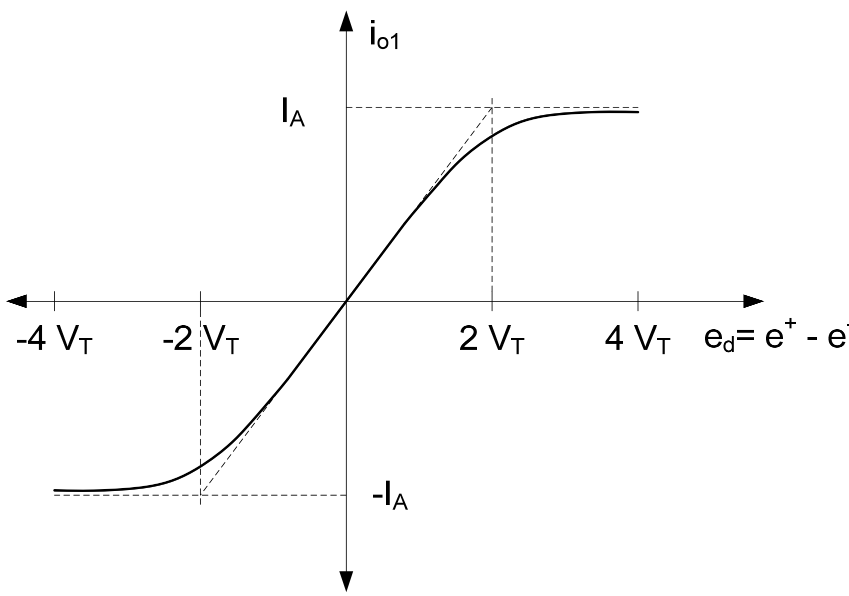


Fig. 1.2

1.5.2 <u>Observaciones</u>

- Hemos encontrado que la etapa de entrada tiene (para pequeños valores de entrada diferencial ed) una característica del tipo:

  $$i_{O1} = gm \, . \, ed \quad (1.9)$$

  donde gm es una transconductancia y es la tangente en el origen. Es decir, la etapa de entrada (amplificador diferencia polarizado con fuente de corriente) se comporta como un “conversor V → I”.

- Cuando utilizamos el AO en un circuito con realimentación negativa, se verifica que ed → 0, por lo tanto, la aproximación anterior es válida.

- $$gm = \left. \frac{\delta i_{O1}}{\delta ed} \right|_{ed=0} = \frac{I_A}{2V_T} \quad (1.10)$$

Es decir que la fuente de corriente que polariza el amplificador diferencial de entrada, fija el valor de gm.

Para el AO741, que tiene un transistor npn configurado como seguidor en cada entrada del diferencial, se puede demostrar que el $gm = \frac{I_A}{4V_T} \approx 190 \frac{\mu A}{V}$.

1.5.3 Las Corrientes de Polarización

Por simple análisis de la gráfica 1.1 se deduce que, en polarización, si $e_d = 0$ entonces $i_{o1} = 0$, y por cada transistor circula $i_{C1} = i_{C2} = I_A / 2$. Es decir, existen corrientes de entrada en los terminales de entrada del AO, y son independientes de *V*i.

Dos conceptos importantes:

- Las corrientes que toma el AO son independientes de cómo se lo polariza externamente. Por esta razón, al modelarlas aparecerán dos "fuentes de corriente".

- Siempre se debe proveer un camino de circulación de estas corrientes de entrada (o corrientes de bias).

Por otro lado, estas corrientes de polarización pueden ser entrantes o salientes, dependiendo del tipo de transistor que conforma el amplificador diferencial de entrada.

Además, debido a asimetrías de los transistores (≠ β), se tendrán corrientes de entrada distintas.

Definiciones:

- Corriente de polarización (componente a modo comuún (MC))

$$I_B = \frac{I_{entrada(+)} + I_{entrada(-)}}{2} \qquad (1.11)$$

- Offset de corrientes de entrada (componentes a modo diferencial (MD))

$$I_{OS} = I_{entrada(+)} - I_{entrada(-)} \qquad (1.12)$$

En general I_{OS} es de un orden de magnitud menor que I_B, y el signo no se puede conocer, dependerá de cada AO en particular.

Ejemplos:

	741C		OP77		
	Típico	Máximo	Típico	Máximo	
I_B	80	500	1.2	2	nA
I_{OS}	3	30	0.3	1.5	nA

1.5.4 Modelo eléctrico

La idea es modelar eléctricamente el comportamiento en polarización de la etapa de entrada.

Llamamos: I_P a la corriente de entrada en el terminal (+)
I_N a la corriente de entrada en el terminal (-)

y en función de las definiciones anteriores (1.11); (1.12), puede escribirse:

$$\left.\begin{aligned} I_B &= \frac{I_P + I_N}{2} \\ I_{OS} &= I_P - I_N \end{aligned}\right\}$$

$$I_P = 2I_B - I_N = 2I_B - \left(I_P - I_{OS}\right)$$

$$= 2I_B - I_P + I_{OS} \Rightarrow$$

$$2I_P = 2I_B + I_{OS} \quad \Rightarrow \quad \boxed{I_P = I_B + \frac{I_{OS}}{2}} \qquad (1.13)$$

$$\text{Idem anterior} \quad \boxed{I_N = I_B - \frac{I_{OS}}{2}} \qquad (1.14)$$

Por otro lado, la etapa de entrada puede modelarse (en su comportamiento en polarización) como un arreglo de fuentes de corriente ideales como se muestra en la figura:

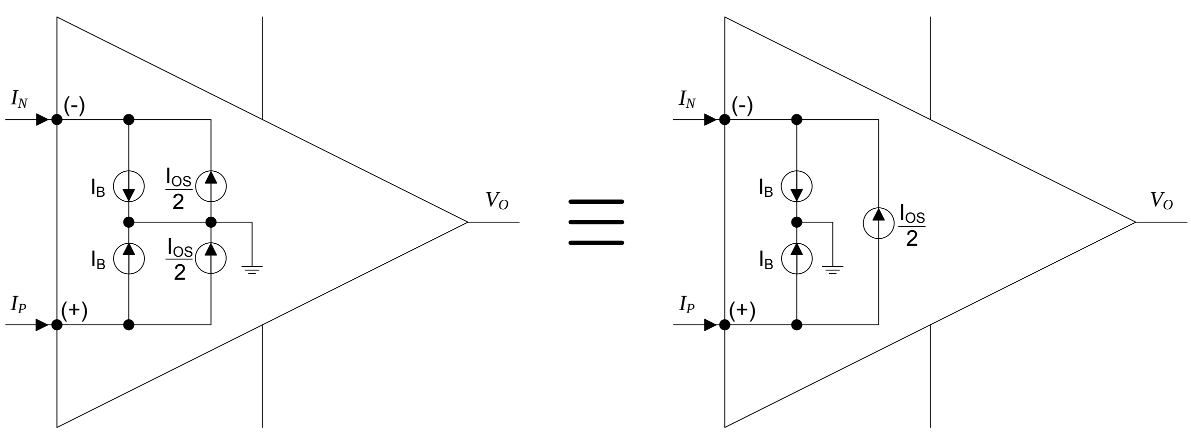


Fig. 1.3

1.5.4.1) Conceptos

- En función de los valores de I_B (corriente de polarización) y I_{OS} (Offset de corriente de polarización) dados por el fabricante, se puede modelar la etapa de entrada de la forma antes explicada.

- Es muy importante tener en claro que el tipo de Amplificador Diferencial a la entrada, y su polarización mediante una fuente de corriente (I_A en la figura 1.1), determina que las corrientes de polarización en los terminales de entrada son constantes, independientemente de cómo se polarice el AO y cuál sea su aplicación circuital (inversor, no inversor, integrador, comparador, etc.).

  - Lo que variará entre una aplicación y otra, será la “influencia” o “error” que estas corrientes producirán a la salida, en una configuración particular.

1.5.5 <u>Influencia de las corrientes de entrada en un inversor</u>

Se estudiará cómo se modifica la salida en una configuración inversora cuándo se considera que el AO posee corrientes de entrada no nulas.

Para ello, se usará el modelo encontrado Fig. 1.3:

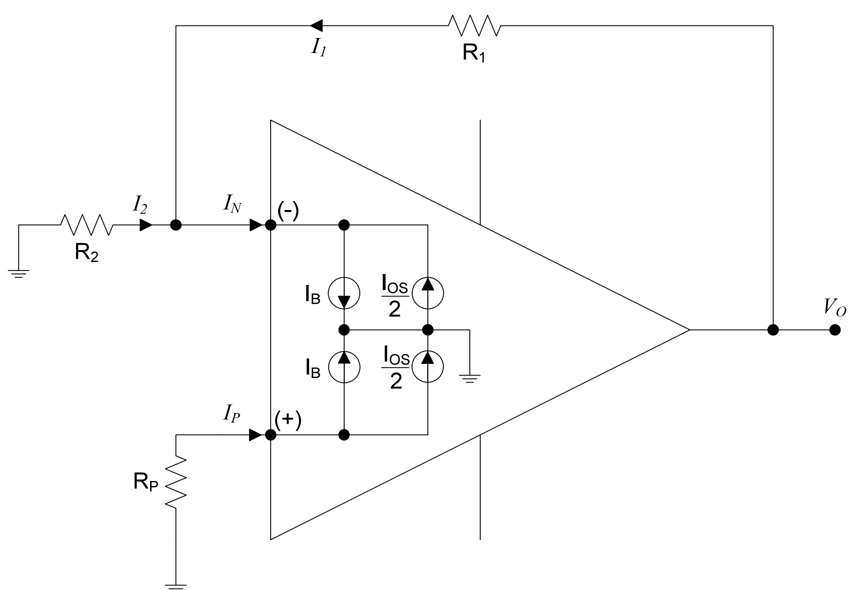


Fig. 1.4

Aclaraciones previas:

Estamos pasivando la entrada ($Vi = 0$) pues estudiaremos la influencia en la salida de las corrientes de entrada y estamos aplicando el concepto de "principio de superposición".

Hemos conectado una resistencia Rp desde el terminal (+) a masa, y la justificación de su presencia se explicará al final de la deducción que haremos.

El AO sigue siendo un "AO ideal" en relación al resto de sus parámetros, es decir por ejemplo, la ganancia av $\rightarrow\infty$, lo que nos permite imponer un corto virtual entre $e^{(+)}$ y $e^{(-)}$ (ed = 0).

Pueden escribirse las siguientes ecuaciones:

$$e^{(+)} = -I_P \,.\, R_P \qquad (1.15)$$

$$I_2 = -\frac{e^{(-)}}{R_2} = -\frac{e^{(+)}}{R_2} \qquad (1.16)$$

$$I_1 = \frac{Vo - e^{(-)}}{R_1} \qquad (1.17)$$

$$e^{(+)} = e^{(-)} \qquad (1.18)$$

Trabajando con estas ecuaciones puede escribirse una expresión general para *V*o (ver *anexo* 1):

$$\boxed{Vo = R_1 \,.\, I_N - R_1 \,.\, I_P \,.\, R_P \,.\, (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})} \qquad (1.19)$$

La deducción de esta ecuación puede verse en el Anexo 1, punto 5.2.

Este valor, que es función de las resistencias de polarización y de los parámetros del AO real, es conocido como "ruido de corriente continua a la salida". Si *V*i = 0 en este circuito con un AO real, $Vo \neq 0$.

Observaciones:

1.5.5.1) Si analizamos la ecuación (1.19), podemos ver que si Rp = 0 entonces $Vo = I_N \,.\, R_1$.
Es decir, como $e^{(+)}$ quedaría conectada a masa y ed = 0 entonces, $e^{(-)} = 0$ por lo que I_2 debe ser nula y toda la corriente I_N circularía por R_1, por lo tanto $I_1 = I_N$ lo que implica que $Vo = I_N \,.\, R_1$.

1.5.5.2) Para qué se coloca Rp?
Para poder elegir un valor adecuado y poder compensar la salida.

Reemplazando en la ecuación (1.19), los valores de I_P e I_N por las ecuaciones (1.13) y (1.14) respectivamente, encontramos:

$$Vo = R_1 . I_B . (1 - \frac{R_P}{R_1 \| R_2}) - R_1 . \frac{I_{OS}}{2} (1 + \frac{R_P}{R_1 \| R_2}) \qquad (1.20)$$

La existencia de un signo (-) en el primer paréntesis es lo que permitirá compensar el efecto de I_B sobre Vo.

Es decir que si $R_P = R_1 \| R_2 \Rightarrow \quad \boxed{Vo = -R_1 . I_{OS}}$

Conclusión:

Haciendo $R_P = R_1 \| R_2$ (la resistencia vista desde el terminal (+) es igual a la vista del terminal (-)) se logra "anular" (compensar) el efecto de una de las componentes de las corrientes de entrada: las corrientes de Polarización.

El efecto de I_{OS} no puede compensarse con esta relación de resistencias.

Podría proponerse reducir mucho R_1 para que $-R_1 . I_{OS} \rightarrow 0$, pero si quiero mantener una cierta ganancia de tensión tendría que bajar mucho R2 por lo que aumentarían las corrientes circulantes por las resistencias de polarización, consumiendo una corriente excesiva a la salida del AO.

Debe llegarse a un compromiso en el diseño. Si el error por I_{OS} es inaceptable, se deberá elegir otro AO.

1.5.6 <u>Influencia de las corrientes de entrada en un integrador</u>

El mismo análisis puede hacerse para una configuración integradora.

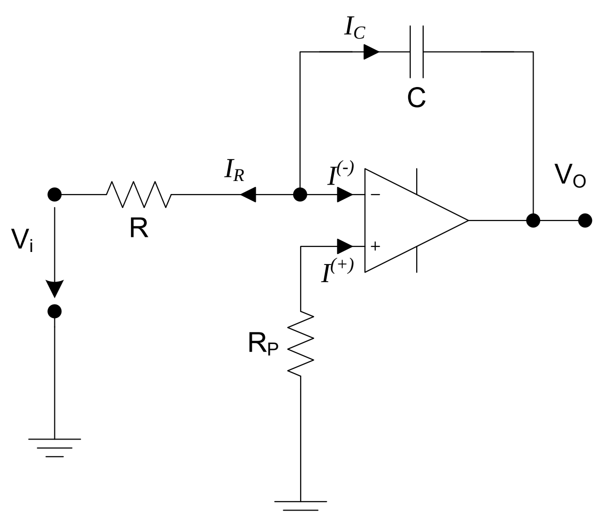


Fig. 1.5

Si planteamos la suma de las corrientes en el punto A (terminal (-), pasivando *V*i) tendremos:

$$I_R + I^{(-)} = -I_C$$

$$\Rightarrow \qquad I_C = -(I_R + I^{(-)}) \qquad (1.21)$$

Además:

$$e^{(+)} = -I^{(+)}.\,R_P = e^{(-)} = I_R\,.\,R$$

$$\Rightarrow \qquad I_R = -\frac{I^{(+)}.R_P}{R}$$

y sabiendo que según el modelo, de la ecuación(1.13), tendremos:

$$I_R = -\frac{(I_B + \frac{I_{OS}}{2}).R_P}{R}$$

Si imponemos Rp = R entonces:

$$I_R = -(I_B + \frac{I_{OS}}{2}) \qquad (1.22)$$

Por lo tanto reemplazando $I^{(-)}$ por $I_B - \frac{I_{OS}}{2}$ en (1.21) y reemplazando en (1.22) resulta:

$$I_C = -(I_R + I_B - \frac{I_{OS}}{2}) = \quad -\left[-(I_B + \frac{I_{OS}}{2}) + I_B - \frac{I_{OS}}{2}\right]$$

$$\Rightarrow \qquad I_C = I_{OS}$$

Es decir que la corriente de carga de C es la diferencia entre las corrientes de entrada $I^{(-)}$ e $I^{(+)}$.

$$\boxed{\Rightarrow \quad Vo(t) = \frac{1}{C}\int_0^t -I_{OS}\,dt + e^{(+)}} \qquad (1.23)$$

Observaciones:

1.5.6.1) La presencia de Rp compensa I_B. Esto es así pues la circulación de $I^{(+)}$ por Rp produce una caída de tensión $I^{(+)}$. Rp que debe ser la misma que la caída en R, por lo tanto si Rp = R, entonces $I_R = I^{(+)}$.
Esto hace que por el capacitor circule la diferencia entre $I^{(-)}$ e $I^{(+)}$, o sea I_{OS}.

1.5.6.2) Según la ecuación (1.23), *V*o(t) será una rampa y el AO eventualmente saturará.

1.5.6.3) Este circuito, como bloque integrador puro, requerirá una modificación para evitar la saturación de la salida. Veremos en el T.P. Nº 1 / 2, cómo se corrige.

1.5.7 Variación de I_B con la temperatura

En la gráfica se muestra una comparativa aproximada y general de la influencia de la temperatura en el valor de I_B para distintos tipos de AO según sea el tipo de amplificador diferencial de entrada.

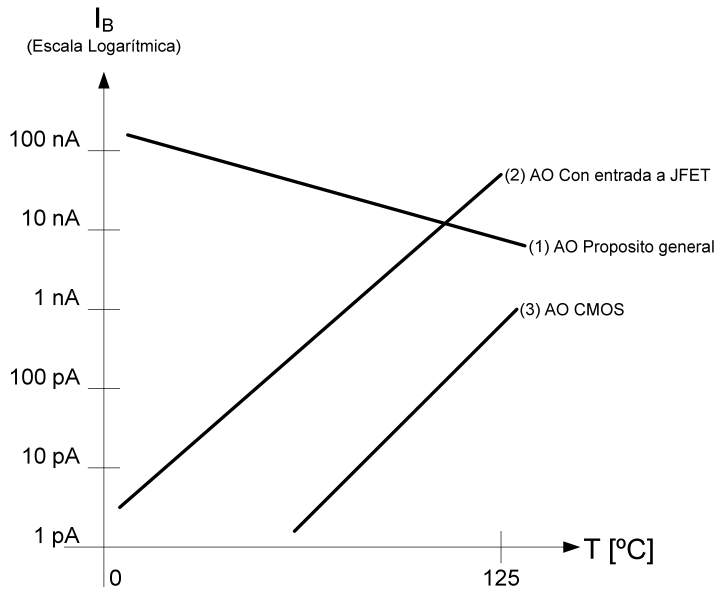


Fig. 1.6

- La curva (1) corresponde a amplificadores operacionales de propósito general, con entrada a BJT. El aumento de la temperatura genera una disminución de I_B por el aumento de β.

- La curva (2) corresponde a amplificadores operacionales con entrada a JFET. En estos dispositivos JFET la corriente inversa se duplica cada 10 ºC por lo que $I_B(T) = I_B(T_0)\,.\,2^{\frac{(T-T_0)}{10}}$. En escala logarítmica aparece como una recta, por lo que si bien tienen menores I_B, son fuertemente dependientes de la temperatura.

- La curva (3) corresponde a la entrada MOSFET. Estos amplificadores operacionales tienen diodos protectores de entrada para evitar daños por descargas electrostáticas. La fuga de estos diodos hace aumentar I_B con la temperatura.

2. NOTAS DE CLASE: Segunda Parte

Contenido:

- Offset de tensión
- Definición /Modelo / compensación
- Errores por Eos
- Modelo completo del AO real
- Factor de Rechazo (CMRR)
- Factor de rechazo a fuente (PSRR)

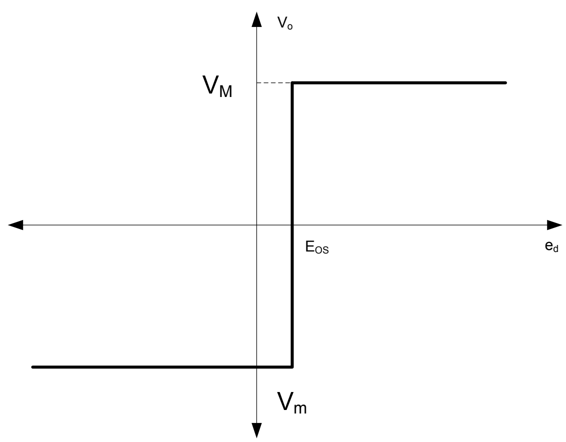
2.1 OFFSET de tensión en la entrada (Eos)

2.1.1 Definición

En un AO ideal si cortocircuitamos las entradas obtendríamos una tensión de salida nula. Es decir $v_o = 0 \quad (v_o = a_v.e_d \ ; si \ e_d = 0 \Rightarrow v_o = 0)$

Pero en un AO Real debido a diferencias de características de los transistores del Amplificador diferencial de entrada (básicamente V_{be}), si $e_d = 0$ no obtendremos $v_o = 0$.

La característica de transferencia de un AO real considerando $a_v \to \infty$ será:



Este "corrimiento" del cero, es lo que se conoce como offset de tensión de entrada o "desvío de entrada".

Fig. 2.1 Característica de transferencia de AO real

Podemos entonces modelar eléctricamente este offset como una fuente de tensión ideal conectada en serie con alguno de los terminales.

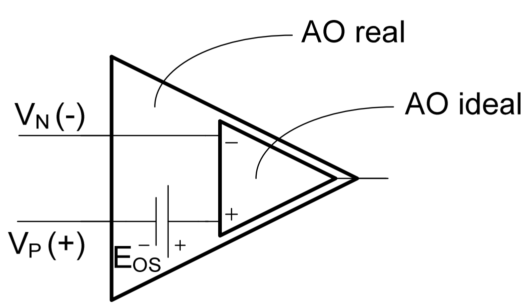


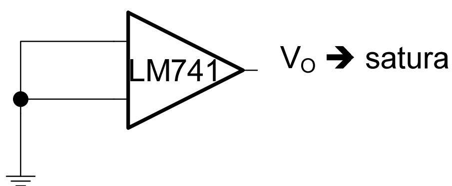
Fig. 2.2 Modelado del offset de tensión

Valores típicos para el AO741 es entre $2mV$ y $6mV$

2.1.2 Observaciones al modelo

- Estamos modelando al Comportamiento del AO real (corrimiento de la salida) como una fuente de tensión más un AO ideal. El signo de la misma es arbitrario ya que no podemos saber cual es el signo de Eos.
- Observar que ahora en el AO real $Vn \neq Vp$ pero $e^{+} = e^{-}$ en el AO ideal *(Fig. 2.2)*
- No confundir el Eos de un AO suponiendo que se trata de un corrimiento de la salida cuando cortocircuito las entradas

Es mas, en el siguiente esquema suponiendo que el AO es por ejemplo el *LM741*, la salida estará saturada!



Esto se debe a que si $a_v \to \infty$ aunque el Eos sea pequeño $v_o \to satura$

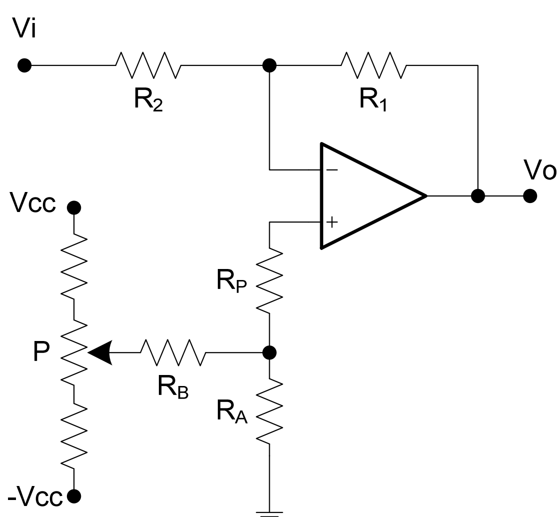
Fig. 2.3 *Cortocircuito en las entradas del LM741*

2.1.3 Compensación

El offset de tensión se puede compensar externamente o internamente.

2.1.3.1 Compensación Externa

Se trata de agregar una tensión en alguna de las entradas de forma que compense el Eos. Por ejemplo en un circuito inversor podemos proponer lo siguiente:



Modificando P agregamos una tensión en e^{+} de tal forma que si $v_i = 0$ ajustamos $v_o = 0$

2.1.3.2 Compensación interna

Para poder realizarla el fabricante debe proveer los pines de ajuste.
Analizaremos el caso del AO 741. Mostraremos una sección del esquema interno, particularmente el amplificador diferencial de entrada de este AO:

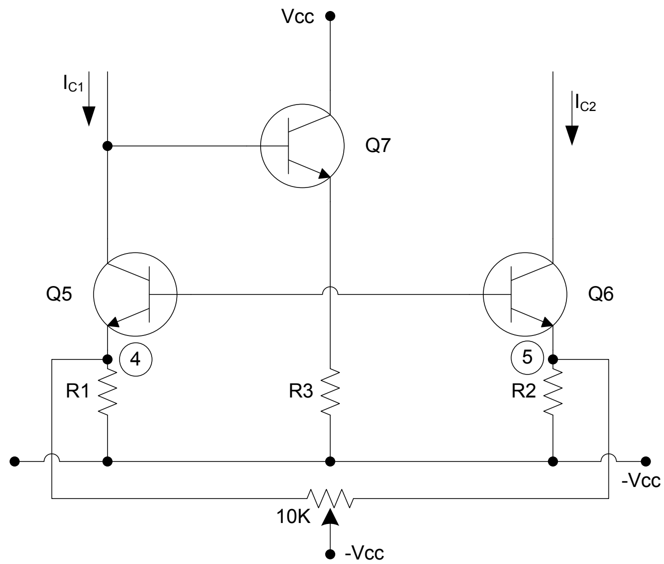


Fig. 2.5 *Amplificador diferencial del LM741*

- Los dos extremos del potenciómetro de $10K\Omega$ que se conecta externamente (pines 1 y 5 del integrado) resultan en paralelo con R1 y R2. Modificando el pote se modifican las corrientes por Q5 y Q6 y por lo tanto las corrientes de colector Ic1 e Ic2 de los transistores que forman el AD de entrada.
- Al imponer difentes corrientes de colector a los transistores del diferencial (produciendo un desajuste) se busca compensar las diferentes características de las tensiones base-emisor. Puede pensarse que para que la Vbe de los transistores sean iguales necesitan tener diferentes corrientes de colector (I_{C1} e I_{C2}) y por lo tanto también de base (I_{B1} e I_{B2}).

2.1.4 Errores por Eos

Analizaremos como afecta en un circuito inversor considerando en el modelo del AO la presencia de Eos.

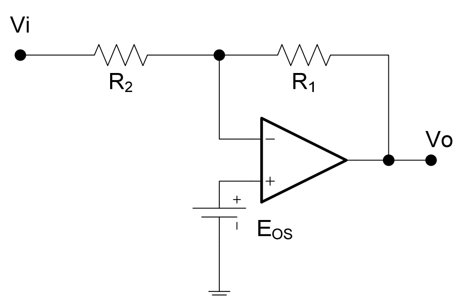


Fig. 2.6 *Circuito inversor*

Este Eos produciría una salida de CC que se sumará a la señal de $v_o(t)$ que será función de $v_i(t)$ y la ganancia $-\frac{R_1}{R_2}$.

Si pasivamos v_i obtendremos $v_o = Eos.\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$, es decir para Eos es una configuración ***NO*** inversora de ganancia $\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$. Para un $Eos = 5mV$ y una ganancia $Av = 100$ la salida será aproximadamente $500mV$ que se sumara a $v_o(t)$.

Analizaremos ahora para un circuito integrador.

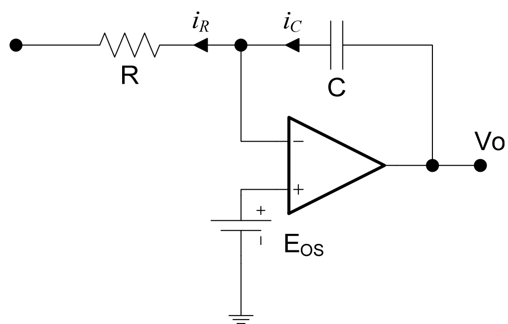


Fig. 2.7 *Circuito integrador.*

Si pasivamos v_i, la tensión Eos fijara una corriente por R de valor $i_R = \frac{Eos}{R}$.

Si suponemos el resto de las características de AO como ideales $(I_{entrada} = 0)$, i_R circulara por C cargándolo hasta que el AO sature.

$$v_o(t) = \frac{1}{C}\int_0^t \frac{Eos}{R}\partial t$$

$\therefore$ $v_o(t)$ será una rampa hasta la saturación del AO.

2.2 Modelo Completo del AO real

Podemos dibujar un modelo eléctrico completo que incluya los que hemos visto incluyendo una resistencia de salida (R_o), una Resistencia de entrada (R_i) y la ganancia a_v.

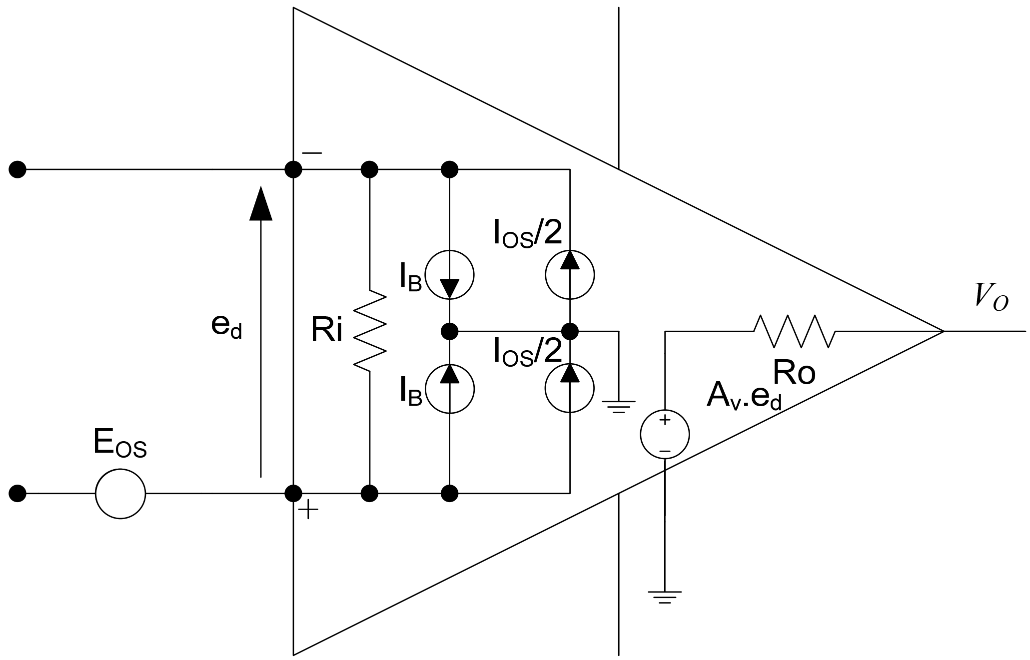


Fig. 2.8 *Modelo completo del AO real*

Observaciones:

- La R_i modela la variación de las corrientes de entrada frente a e_d.
- Las I_B e I_{OS} modelan las corrientes que toman las entradas en polarización y son independientes del circuito que se configure con el AO.
- La R_o modela la variación de v_o ante modificaciones en la carga conectada a v_o. Particularmente éste parámetro, como se vera en Electrónica III, disminuye cuando el AO se ve realimentado negativamente. En este caso la Z_o vista del AO realimentado vale :

$$Z_o \approx \frac{R_o}{a_v \beta}$$

Donde β es el coeficiente de realimentación (ver Nota de Clase AO Ideal, puntos 1.2.2 y 1.3)

2.3 Factor de Rechazo (CMRR) o (FR)

Veremos como se analiza la influencia de una ganancia a modo común (a_{vc}) en el AO real.
Idealmente una AO amplifica la entrada diferencial de forma que $v_o = k.e_d$.
Pero en un AO real la salida tendrá una componente a modo común (MC).

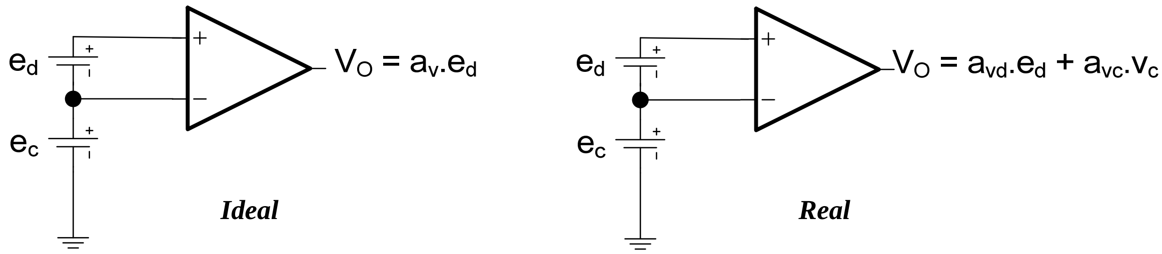


Fig. 2.9 *Factor de rechazo en AO ideal y AO real*

Por definición:

$$F_R = \frac{a_{vd}}{a_{vc}} \quad \Rightarrow \quad a_{vc} = \frac{a_{vd}}{F_R}$$

Podemos reescribir:

$$v_o = a_{vd}.e_d + \frac{a_{vd}}{F_R} e_c$$

$$\therefore \qquad v_o = a_{vd}\left(e_d + \frac{e_c}{F_R} \right)$$

Es decir el término $\frac{e_c}{F_R}$ puede pensarse como una fuente de tensión en la entrada en serie con e_d, y la ganancia a lazo abierto a_{vd} afecta a la suma $\left(e_d + e_c / F_R\right)$.

Es decir el modelo sería:

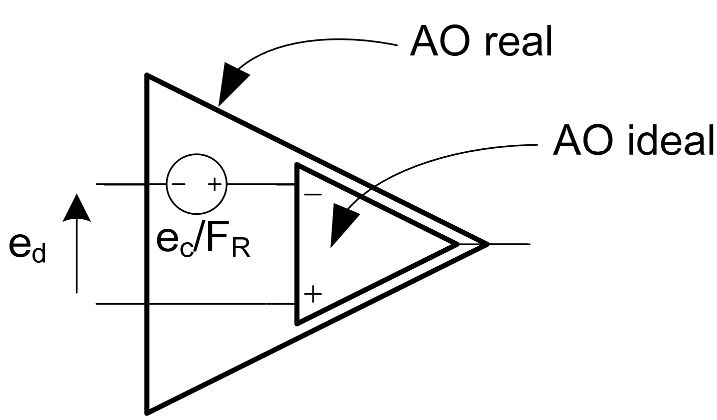


Fig. 2.10 *Modelo completo del AO real*

Observaciones

La fuente que modela la influencia de un factor de rechazo no infinito vale $\frac{e_c}{F_R}$. Es decir depende de la entrada a modo común que tenga el AO en el circuito configurado y del propio valor FR del AO.

Por ejemplo en el siguiente amplificador diferencial la $e_c = V_2/2$ $\therefore$ la fuente vale $\frac{V_2/2}{F_R}$.

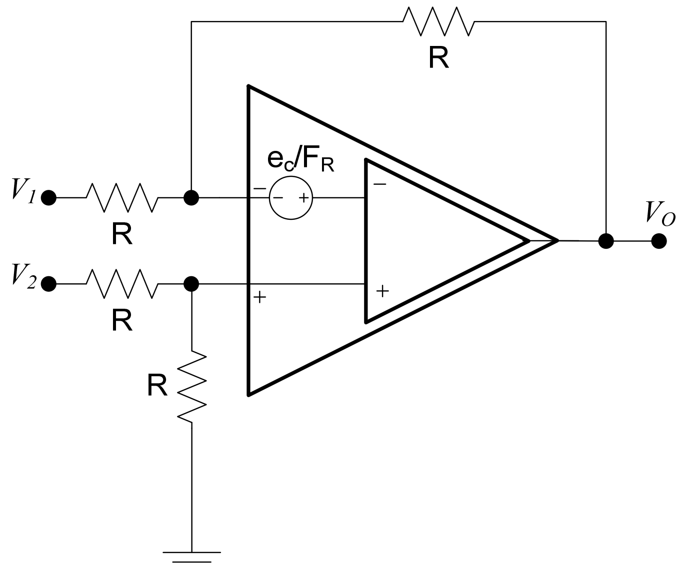


***Fig. 2.11** Modelo del factor de rechazo en el amplificador diferencial*

No confundir con la entrada a modo común Ec del circuito diferencial (AO realimentado).

Como ejercicio plantear y modelar este error para el caso de un amplificador inversor y un no inversor.

Algunos autores presentan el modelo del F_R en el AO haciendo una analogía con la fuente de offset de entrada. Esto es así porque el offset se modela como una fuente de tensión ideal en serie con la entrada y el F_R también se modela de la misma manera.

Si defino:

$$\frac{1}{F_R} = \frac{\delta E_{os}}{\delta v_c} \quad , \quad v_o = a_v\left(e_d + \frac{v_c}{F_R}\right)$$

Y sabiendo que era:

$$v_o = a_{vd}\left(E_{os} + e_d\right)$$

Puedo "asignar" el problema del F_R a un "desvío de entrada" de valor v_c / F_R.

Por ejemplo:

$$(F_R)_{dB} = 20\log F_R \quad \Rightarrow \quad F_R = 10^{(F_R)_{dB}/20}$$

el AO741 tiene un $(F_R)_{dB}$ típico de 90dB

$$\therefore \quad F_R = 10^{90/20} = 31622$$

Si $e_c = 1v \Rightarrow$ la fuente será $\dfrac{e_c}{F_R} = \dfrac{1}{31622} = 31,6\mu V$

Es lo mismo que pensar que Eos varía en $31,6\mu V$

Observación

Lo que está modelando F_R o $CMRR$ es la modificación de los puntos de trabajo de los transistores de la etapa de entrada por la presencia de una tensión a modo común. Esta modificación afectara a v_o

2.4 Factor de Rechazo a fuente (PSRR)

El concepto es modelar la influencia de una modificación en los puntos de operación de los transistores que afectan por lo tanto a la salida v_o.
La idea es modelar esta influencia como una modificación de E_{os}.

- Definimos:

$$\frac{1}{PSRR} = \frac{\delta Eos}{\delta Vcc}$$

Por ejemplo para el AO741:

$$\frac{1}{PSRR} = \frac{30\mu V}{V} \text{ (típico)}$$

Si Vcc se modifica de $15V \;\; a \;\; 12V \Rightarrow \;\; \Delta Vcc = 3V$

$$\therefore \Delta Eos = \frac{1}{PSRR}\Delta Vcc = \frac{30\mu V}{V}3V = 90\mu V$$

Que para un valor típico de Eos de 2mV, resulta despreciable.

3. NOTAS DE CLASE: Tercera Parte

Contenido:

- Limitación Dinámica a LA
- Respuesta en Frecuencia
- Frecuencia de Transición
- Ganancia de Lazo

3.1 Limitaciones dinámicas a Lazo Abierto (LA)

3.1.1 Respuesta en Frecuencia

- Para el AO ideal supusimos $a_v \to \infty\ \forall f$. Veremos que en el AO real existe una fuerte dependencia de a_v con f. $\therefore a_v(jf) \neq cte$
- Para este análisis usaremos un modelo en bloques simplificado del esquema presentado anteriormente del AO real (Fig. 1.1)
- Este esquema se puede modelar como sigue:

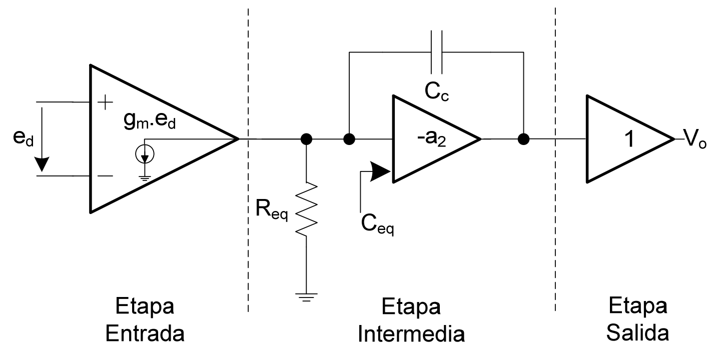


Fig. 3.1 *Diagrama en bloques 1*

- Vimos que la etapa de entrada se comportaba como un A.D. de transconductancia con $gm = I_A / 2V_T$. Por lo tanto la modelamos como un AD con salida $gm.ed$ (fuente de corriente)
- La etapa intermedia formada por Q_5 / Q_6 tiene una ganancia $-a_2$ (seguidor Q_5 y el emisor común Q_6). El capacitor Cc (llamado de compensación) aparece conectado entre entrada y salida (Base de Q_5 y colector de Q_6). Modelamos la resistencia y capacidad entre el nodo común a las etapas e intermedia y masa como Req y Ceq.
- La etapa de salida (transistores Q_7 / Q_8 en colector común) es un buffer de ganancia unitaria que provee corriente. Para calcular Ceq puedo aplicar el teorema de Miller al capacitor Cc conectado entre entrada y salida de la etapa intermedia. *(ver anexo 2)*

En nuestro caso resulta:

$$K = -a_2$$

$$Z = \frac{1}{SC_C} \qquad (impedancia\,compleja\,del\,C_C)$$

$$\Rightarrow Z_{eq} = \frac{1/SC}{1+|a_2|} = \frac{1}{SC_C(1+|a_2|)}$$

$$\boxed{\Rightarrow C_{eq} = C_C(1+|a_2|)} \tag{3.1}$$

- Es decir la capacidad equivalente vista desde la entrada de la etapa intermedia es aproximadamente el valor del capacitor de compensación Cc multiplicado por $|a_2|$
- Por otro lado la capacidad a la salida resultara:

$$Zs = \frac{1/SC}{1-\frac{1}{K}} \approx \frac{1}{SC} \qquad pues \quad \frac{1}{K} \approx 0 \qquad \therefore \quad Cs \approx Cc$$

Es decir el capacitor a la salida equivalente es aproximadamente igual a Cc.

Redibujemos el diagrama en bloques:

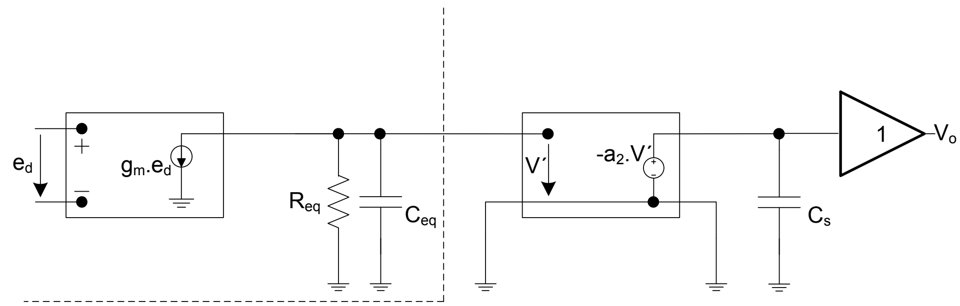


Fig. 3.2 *Diagrama en bloques 2*

- La etapa de entrada cargada con $Req//Ceq$ puede repensarse encontrando el equivalente de Thevenin a la salida como se muestra en la Fig. 3.3

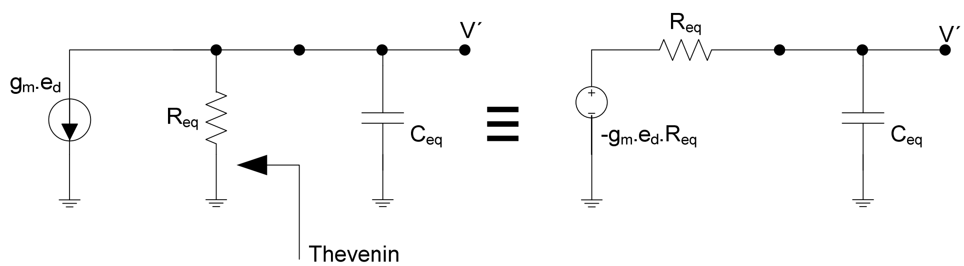


Fig. 3.3 *Equivalente de Thevenin a la salida*

- Asumiendo que el amplificador de Transconductancia de la entrada tiene una gm independiente de la frecuencia, la dependencia frecuencial del AO a lazo Abierto aparece "dominada" por la presencia de $Ceq \; y \; Req$

- Aplicando Laplace resulta:

$$v'(jf) = \frac{-gm \;\; ed \; Req \;\; \frac{1}{j2\pi \, f \; Ceq}}{Req + \frac{1}{j2\pi \, f \; Ceq}} = \frac{-gm \;\; ed \; Req}{j2\pi \, f \; Ceq \, Req + 1} \tag{3.2}$$

- Luego según el esquema en bloques de la Fig 3.2 puedo calcular:

$$v_o(jf) = -a_2 v'(jf) \qquad (3.3)$$

- Remplazando (3.2) en (3.3) resulta que puedo encontrar la ganancia a lazo abierto en función de f: $av(jf)$

$$av(jf) = \frac{vo(jf)}{ed} = \frac{a_2\ gm\ Req}{j2\pi Ceq\ Req\ f\ +1} \qquad (3.4)$$

- Puedo pensar a esta ganancia de la forma:

$$\boxed{av(jf) = \frac{a_0}{j\frac{f}{f_b} + 1}} \qquad (3.5)$$

Ganancia a Lazo Abierto en función de f

Donde $\boxed{a_0 = a_2 gm\, Req}$ (3.6)

$$\boxed{f_b = \frac{1}{2\pi\ Ceq\ Req}} \qquad (3.7)$$

- La ecuación (3.5) tiene la forma típica de un polo de primer orden en f_b (frecuencia de corte) con una ganancia de CC igual a a_0.

Observaciones

a) Cuánto mayor sea $Req.Ceq$ menor será f_b. Veremos luego porque se busca una f_b pequeña.
b) Justamente para que f_b sea pequeña el capacitor de compensación Cc se integra entre la entrada y la salida de la etapa intermedia (con ganancia –a2), ya que el valor de Ceq es aproximadamente $Ceq = |a_2| C_C$. Es decir si analizo como ejemplo el caso del AO741 tenemos que $Req \approx 2M\Omega \quad y \quad f_b = 5Hz \quad \Rightarrow \quad Ceq = \frac{1}{5Hz.2.\pi.2M\Omega} \approx 16nF$

   Este capacitor equivalente es muy grande para integrar, pero como $a_2 \approx 500$

$$\Rightarrow C_C \approx \frac{Ceq}{500} \approx 30\,pF$$

   El capacitor se construye (se integra) de 30pF que es un valor razonable.

c) Para el AO741:

$$gm \approx 198 \mu A / V$$

$$Req \approx 2 M\Omega$$

$$|a_2| \approx 544$$

$$\boxed{\Rightarrow a_o = a_2.gm.Req \approx 200\ V / mV}$$

Que puede verificarse como valor típico en la hoja de datos.

3.1.2 Análisis de la respuesta en frecuencia a L.A.

Para estudiar el comportamiento en frecuencia tanto del Bode de Amplitud como la fase nos concentramos en la ecuación (3.5)
La gráfica de amplitud y fase son del tipo siguiente:

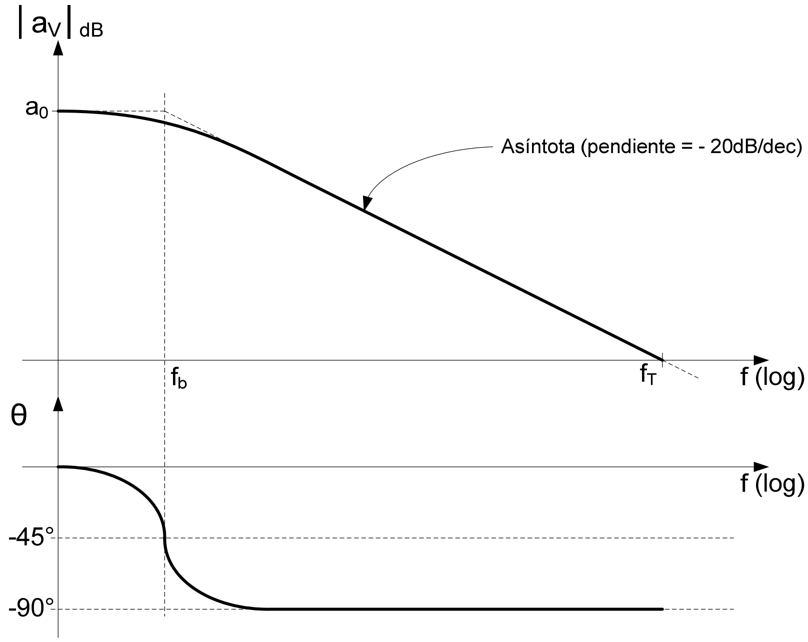


Fig. 3.4 *Diagrama de Bode del AO Real a lazo abierto*

Esta es la gráfica de una respuesta de un polo de 1er orden y tiene los siguientes puntos característicos:

a) Para $f = f_b \Rightarrow |a_v(jf_b)| = \dfrac{a_o}{\left|1 + j\dfrac{f_b}{f_b}\right|} = \dfrac{a_o}{\sqrt{2}}$

   Esto es lo mismo que decir que a_o cae 3dB en $f = f_b$ o sea la frecuencia inferior de corte

b) Para $f = f_b$ la fase vale $\theta(f_b) = \text{arc}\,tg\ (f_b / f_b) = -45º$

c) Para $f \gg f_b$ el bode de ganancia tiende a la asuntota, que cae 20db por década y la fase tiende a -90º, por esta razón para $f \gg f_b$ estamos en la región integradora

d) La frecuencia f_T se llama frecuencia de transición y en ella $|a_v(jf_T)|_{dB} = 0dB$, es decir vale 1(V/V)

Resumiendo

$$|a_v(jf)| = \frac{a_0}{\sqrt{1 + (f/f_b)^2}} \tag{3.8}$$

$$\theta(jf) = -arctg(f/f_b)$$

Podemos encontrar f_T proponiendo $\left|a_v(jf_T)\right| = 1$

$$\Rightarrow \frac{a_0}{\sqrt{1+({}^{f_T}\!/_{f_b})^2}} = 1$$

$$\Rightarrow a_0 = \sqrt{1+({}^{f_T}\!/_{f_b})^2}$$

$$\Rightarrow a_0 = \sqrt{\frac{f_b{}^2 + f_T{}^2}{f_b^2}}$$

Para $f_T \gg f_b$ (es decir para la región integradora) resulta:

$$a_0 \approx \frac{f_T}{f_b} \Rightarrow \boxed{f_T = a_0 f_b} \tag{3.9}$$

Es decir hemos encontrado que la relación:

$$\frac{f_T}{f_b} = a_0 = constante$$

Además sabemos que según (3.8):

$$\left|a_v(jf)\right| = \frac{a_0}{\sqrt{1+({}^{f}\!/_{f_b})^2}}$$

para $f \gg f_b$ se puede escribir

$$\left|a_v(jf)\right|_{f \gg f_b} = \frac{a_0}{{}^{f}\!/_{f_b}} = \frac{a_0 f_b}{f} \tag{3.10}$$

es decir aplicando (3.9)

$\left|a_v(jf)\right|_{f \gg f_b} = \dfrac{f_T}{f}$ (para la región integradora)

En forma general podemos escribir la ganancia a lazo abierto como:

$$\boxed{a_v(jf)_{\,f \gg f_b} = \frac{f_T}{f}\underline{|90^\circ}} \qquad \text{para} \qquad f \gg f_b \tag{3.11}$$

Esta es otra forma de decir que en la región integradora el bode de amplitud es asintótica a la recta de pendiente $-20\,{}^{dB}\!/_{dec}$.

Como conclusión: $$f_T = |av(jf)|.f = f_b a_0 = GBP = cte \tag{3.12}$$

GBP = producto ganancia ancho de banda

La expresión (3.12) implica que en cualquier frecuencia suficientemente grande respecto a f_b se cumplirá que el producto ganancia por ancho de banda es constante.

Gráficamente:

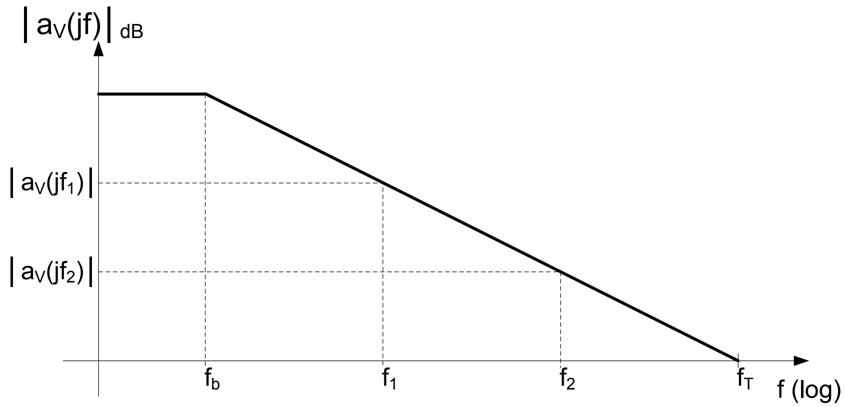


Fig. 3.5 *Ganancia por ancho de banda constante*

$$\boxed{|av(jf_1)|.f_1 = |av(jf_2)|.f_2 = f_T.1}$$

Es por esta razón que los amplificadores operacionales con capacitor de compensación o "compensación de polo dominante" se llaman GBP constante.

3.1.3 <u>Expresión de fT</u>

Por ultimo encontremos f_T en función de las características o parámetros internos del AO:

Reemplazando (3.6) y (3.7) en (3.9) podemos escribir:

$$f_T = f_b a_0 = \frac{1}{2\pi C_{eq} R_{eq}} a_2 \ gm \ R_{eq}$$

Además $C_{eq} = C_C(1+|a_2|) \approx C_C.a_2$ ver (3.1)

Por lo tanto:

$$f_T = f_b a_0 = \frac{1}{2.\pi.C_C.\cancel{a_2}.\cancel{R_{eq}}} \cancel{a_2} \ gm \ \cancel{R_{eq}}$$

$$f_T = \frac{gm}{2.\pi.C_C} \tag{3.13}$$

Para el AO741 tenemos:

$$gm \approx 190\mu A/V$$

$$C_C = 30\,pF$$

$$\Rightarrow f_T \approx 1MHz$$

Se establece una relación de compromiso, si quisiera subir f_T debo bajar C_C pero subirá f_b.
Veremos que es conveniente que f_b sea baja para lograr que los polos presentes en altas frecuencias (producto de la capacidades intrínseca del AO) se ubiquen a frecuencias donde el $|av(jf)|$ sea menor a *0dB*, es decir, donde no existe ganancia de tensión.

3.1.4 La ganancia de Lazo

La explicación formal del problema de la estabilidad en el AO realimentado negativamente se vera en ECAIII con el desarrollo del Estudio Sistemático de la realimentación y la estabilidad.

La argumentación conceptual que daremos en este punto, intenta explicar por qué necesito compensar interna o externamente a un AO y generar una respuesta en frecuencia del tipo "Polo dominante".
Cabe aclarar existen otras técnicas de compensación.

Cuando explicamos conceptualmente la realimentación negativa presentamos el siguiente esquema general para un lazo:

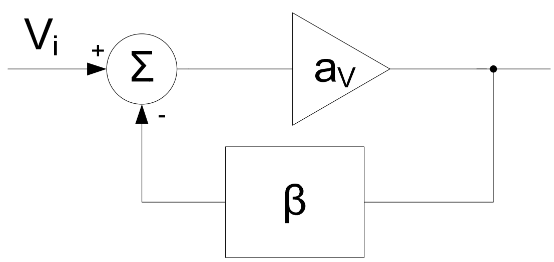


Fig. 3.6 *Esquema general de un lazo*

Definimos ganancia de lazo $T = a_v\beta$ y en general T es función de la frecuencia f ya que a_v y β son función de f.

Si escribimos $T = \frac{a_v}{1/\beta}$ podemos deducir que:

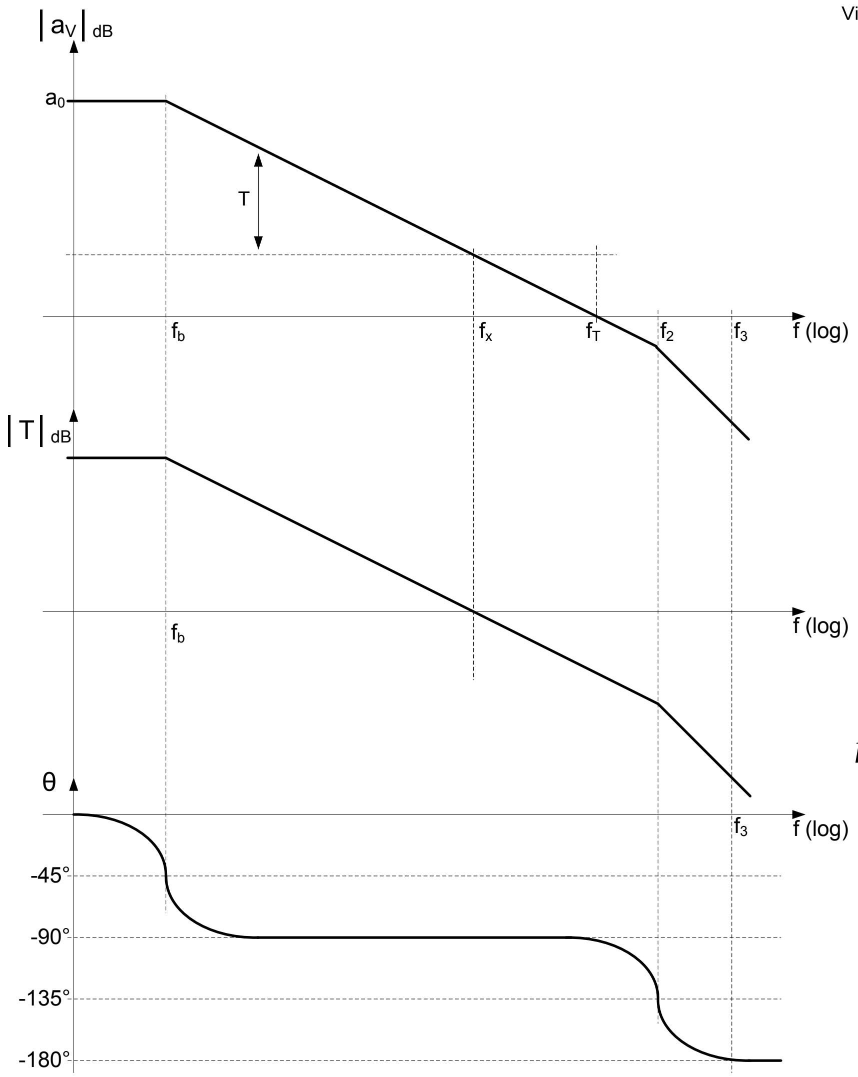
$$|T|_{dB} = |a_v|_{dB} - \left|1/\beta\right|_{dB}$$

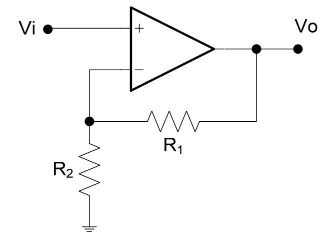
y la fase:

$$\measuredangle T = \measuredangle a - \measuredangle\, 1/\beta$$

Es decir si conocemos los diagramas de Bode de a_v y $1/\beta$ podemos encontrar el bode de T como diferencia.

Supongamos una grafica de $|a_v|_{dB}$ como la Fig. 3.7, correspondiente a la ganancia de lazo abierto de un AO compensado internamente y un coeficiente de realimentación β correspondiente a una malla de realimentación de un circuito ***NO INVERSOR*** de ganancia $\cong 100$.





$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$Av = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \cong 100$$

$$\left|\frac{1}{\beta}\right|_{dB} = 40dB$$

f_x : frecuencia de cruce

f_2 : frecuencia del segundo polo

Fig. 3.7 *Diagrama de Bode de AO Real Compensado configuración NO INVERSOR.*

Luego veremos que para $f \ll f_x$ es decir donde $|T| \gg 1$ tenemos un comportamiento de lazo cerrado casi ideal, es decir la ganancia a lazo cerrado $Av \approx 1/\beta$ dependiendo solo de la red de realimentación.

Por otro lado la estabilidad o inestabilidad del sistema esta determinado por la variación de T con f.

Si observamos la Fig. 3.7 en ella supusimos que la ganancia a_v posee un segundo polo en f_2, con $f_2 > f_T$. Es decir, en f_2 aparece el primer polo introducido por las capacidades intrínsecas de los transistores que conforman el AO.
Si suponemos que la red de realimentación es ideal (es decir no depende de f) la grafica de la fase es la dibujada.

Vemos que para $f = f_3$ la fase de T es aproximadamente (- 180º), es decir la realimentación pasara de negativa a positiva, pero como $|T|_{dB} < 0$ el circuito no podrá oscilar y será estable.

Es por eso que se pretende que f_b sea pequeña para asegurar que los polos introducidos por las capacidades intrínsecas del AO se ubiquen en $f > f_T$ y no exista ganancia de lazo mayor a cero en estas frecuencias.

4. NOTAS DE CLASE: Cuarta Parte

Contenido:

- Respuesta a Lazo Cerrado
- Circuito "No Inversor"
- Circuito "Inversor"
- Ganancia a Lazo Cerrado y ganancia de Lazo
- Error en la aproximación asintótica
- Slew Rate
- Efecto del SR sobre salida de pulsos
- Efecto del SR sobre salida senoidal

4.1 Respuesta de Lazo Cerrado:

Analizaremos qué sucede con el comportamiento en frecuencia de los circuitos lineales con AO realimentados.
Estudiaremos las configuraciones básicas "No Inversor" / "Inversor"

4.1.1 Circuito "No Inversor"

Lo que haremos es encontrar $Av(f)$ para una configuración inversora considerando una ganancia a lazo abierto $av(f)$ finita.
Trabajaremos con el modelo de AO real considerando sólo la existencia de una $av(f)$.

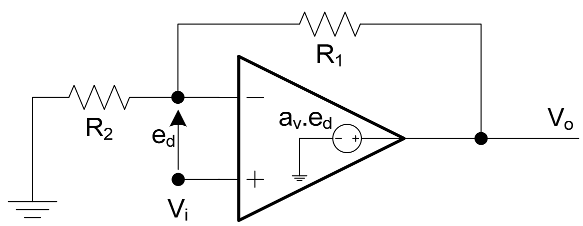


Fig. 4.1 *Modelo AO Real*

Encontraremos primero Av en función de av.

$$Vo = av.ed$$

$$ed = Vi - \frac{Vo.R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow \qquad Vo = av.Vi - av.\frac{Vo.R_2}{R_1 + R_2}$$

Operando resulta:

$$Av = \frac{Vo}{Vi} = \frac{R_1 + R_2}{\frac{R_1 + R_2}{av} + R_2} \tag{4.1}$$

Observación:

De la ecuación (4.1) podemos ver que si $av \to \infty$, entonces:

$$Av \to \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{4.2}$$

que es la expresión de la ganancia ideal.

Reemplazamos en (4.1) av por su dependencia frecuencial, que vimos era del tipo:

$$av = \frac{a_o}{1 + j\, f/fb} \tag{4.3}$$

Operando resulta:

$$Av(jf) = \frac{R_1 + R_2}{\left(\frac{R_1 + R_2}{a_o} + R_2\right)\left[1 + jf\,\frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2 + a_o.R_2).fb}\right]} \tag{4.4}$$

que puede pensarse como:

$$Av(jf) = \frac{Av_o}{1 + j\, f/f_B} \tag{4.5}$$

con:

$$Av_o = \frac{R_1 + R_2}{\frac{R_1 + R_2}{a_o} + R_2} \quad ; \quad \frac{1}{f_B} = \frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2 + a_o.R_2).fb} \tag{4.6}$$

Si se plantea $Av_o.f_B$ resulta:

$$Av_o.f_B = \frac{(R_1 + R_2)}{\left(\frac{R_1 + R_2}{a_o} + R_2\right)} \cdot \frac{(R_1 + R_2 + a_o.R_2).fb}{(R_1 + R_2)}$$

$$= \frac{a_o}{(R_1 + R_2 + a_o.R_2)} \cdot (R_1 + R_2 + a_o.R_2).\ fb$$

$$= a_o.fb$$

Es decir $Av_o . f_B = a_o . fb = f_T$ (de la ecuación (3.9))

Esto es lo que permite afirmar que el producto ganancia por ancho de banda es constante en un circuito "No Inversor".

Si lo queremos ver gráficamente:

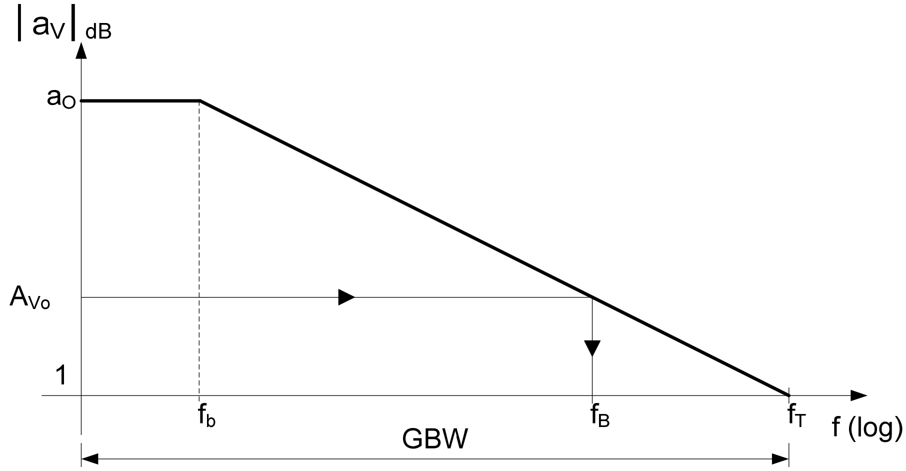


Fig. 4.2 *Bode de amplitud de un AO con frecuencia de corte fb.*

Ingresando en la gráfica con el valor de la ganancia a lazo cerrado Av_o encontramos f_B, la frecuencia de corte del circuito realimentado.

Podemos ver esta propiedad también de la siguiente forma:

¿Cuánto vale $\left|av(f_B)\right|$?

Sabemos que $\left|av(f_B)\right|_{f \rangle\rangle fb} \simeq \dfrac{f_T}{f} = \dfrac{a_o . fb}{f}$ según (3.10)

Si $f = f_B \Rightarrow \left|av(f_B)\right| \simeq \dfrac{a_o . fb}{f_B}$

Reemplazando $f_B = \dfrac{(R_1 + R_2 + a_o . R_2) . fb}{R_1 + R_2}$ de (4.6):

resulta: $\left|av(f_B)\right| = \dfrac{a_o . fb}{\dfrac{(R_1 + R_2 + a_o . R_2) . fb}{R_1 + R_2}} = \dfrac{a_o}{\dfrac{a_o . R_2}{R_1 + R_2} + 1}$

$$= \frac{1}{\dfrac{R_2}{(R_1 + R_2)} + \dfrac{1}{a_o}}$$

y sabiendo que $Avo = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ podemos escribir:

$$\boxed{\left|av\left(f_B\right)\right| = \frac{1}{\frac{1}{Av_o} + \frac{1}{a_o}} \simeq Av_o} \qquad (4.7)$$

Es decir, la ganancia a lazo abierto en f_B, $\left|av\left(f_B\right)\right|$, vale Avo.

Observaciones:

En esta deducción estamos asumiendo que $f \gg f_b$ o lo que es lo mismo que $\left|av\left(f_B\right)\right|$ coincide con la asíntota a frecuencias $f \gg f_b$.

4.1.2 Circuito "Inversor"

Siguiendo el mismo razonamiento que para el circuito "No Inversor" podemos demostrar que para un inversor se verifica:

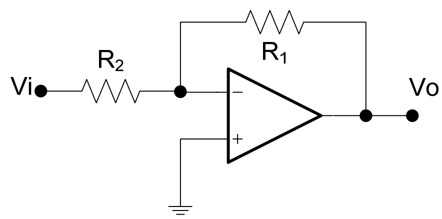


Fig. 4.3 *Circuito Inversor*

$$Av_o . f_B = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}(a_o . f_b)$$

a) Si R_1 es mucho mayor que R_2 es decir, para circuitos inversores de ganancias grandes, se cumple:

$$Av_o . f_B \simeq a_o . f_b$$

Es decir, se verifica que el producto ganancia por ancho de banda es constante.

b) Si R_1 no es mucho mayor que R_2 (ganancias pequeñas) se cumple que:

$$f_B = \frac{a_o . fb}{Av_o} . \frac{-R_1}{(R_1 + R_2)}$$

y sabiendo que $Av_o = -\frac{R_1}{R_2}$ resulta:

$$f_B = \frac{a_o . fb}{\left(-\frac{R_1}{R_2}\right)} . \frac{-R_1}{(R_1 + R_2)} = \frac{a_o . fb}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}$$

$$f_B = \frac{f_T}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{GBW}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}$$

Es decir que la frecuencia de corte del circuito inversor (realimentado) f_B es el factor GBW dividido por la ganancia de un circuito "No Inversor" $\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$

Gráficamente:

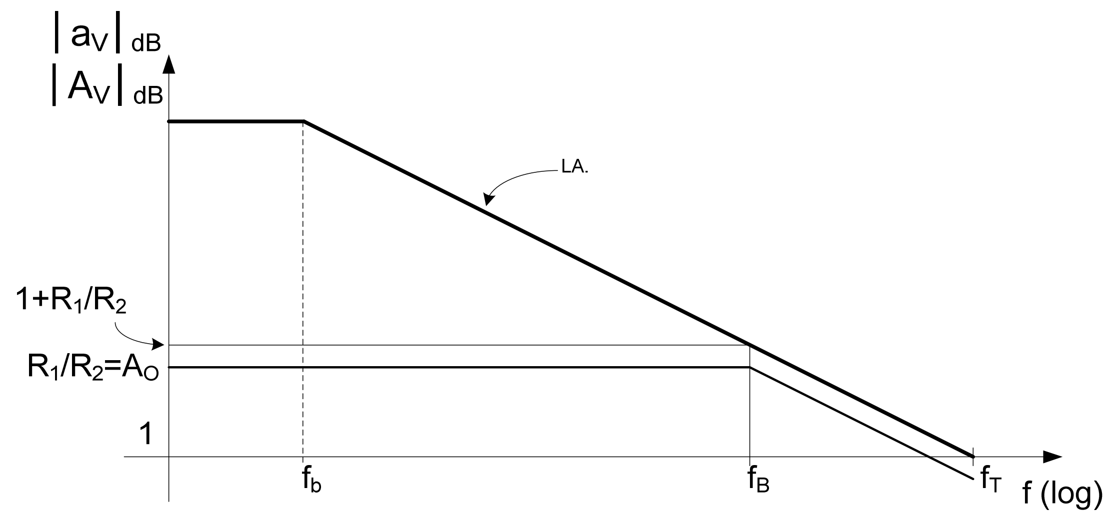


Fig. 4.4 *Diagrama de Bode de AO Real en configuración INVERSOR*

Observaciones:

1) Podemos deducir fácilmente que para ganancias de gran valor absoluto, prácticamente se verifica que el producto ganancia por ancho de banda es constante, pues $\left|1+\frac{R_1}{R_2}\right| \simeq \left|\frac{R_1}{R_2}\right|$ para ganancias grandes.
2) Por otro lado, analizar que pasa para pequeñas ganancias:

Por ejemplo, si $|A_v| = 1$

Inversor	$\frac{R_1}{R_2} = -1$	$BW = f_B = \frac{GBW}{2}$
No Inversor	$R_1 = 0$ $R_2 = \infty$	$BW = f_B = \frac{GBW}{1}$

Gráficamente:

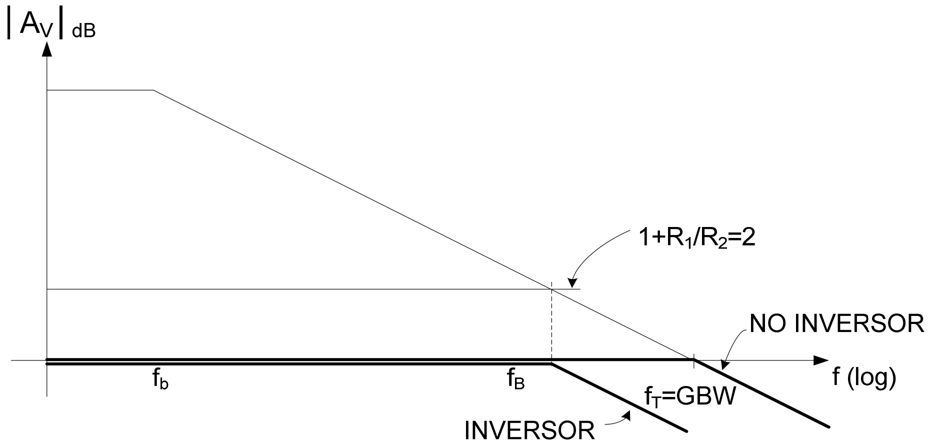


Fig. 4.5 *Comparación de Diagramas de Bode en ambas configuraciones*

Conclusión:

El circuito "No Inversor" tiene mayor ancho de banda que el circuito "Inversor".

4.1.3 Respuesta a Lazo Cerrado (consideraciones finales):

4.1.3.1 Ganancia a Lazo Cerrado en función de la ganancia de lazo:

Vimos que:

$$Av(LC) = \frac{av}{1+\beta.av} \tag{4.8}$$

y definimos $T = \beta.av$ (ganancia de lazo)

Es fácil ver que $Av(LC) \rightarrow \frac{1}{\beta}$ si $av \rightarrow \infty$ de (4.8)

Por lo tanto $\frac{1}{\beta} = Av_{ideal}\ (LC)$

Por otro lado, podemos escribir la ecuación (4.8) de la siguiente forma:

$$Av(LC) = \frac{av}{1+\beta.av} = \frac{av}{1+T} = \frac{T/\beta}{1+T} = \frac{1}{\beta}.\frac{T}{1+T}$$

O lo que es lo mismo:

$$Av(LC) = Av_{ideal}\ (LC).\frac{1}{1+\dfrac{1}{T}} \tag{4.9}$$

Por lo tanto, de (4.9) vemos que la ganancia a lazo cerrado $Av\,(LC)$ es la ganancia de lazo cerrado Ideal $Av_{ideal}\ (LC)$, multiplicada por el factor $\dfrac{1}{1+{}^{1}\!/_{T}}$.

Observaciones: (visualización gráfica)

Cuanto mayor sea *T*, más se acercará la ganancia $Av\,(LC)$ a la ideal, ya que el factor $\dfrac{1}{1+{}^{1}\!/_{T}} \to 1$.

Vimos que la ganancia de lazo *T*, puede pensarse como diferencia en las gráficas de Bode de amplitud de la ganancia a lazo abierto y el factor de realimentación $\dfrac{1}{\beta}$.

Gráficamente:

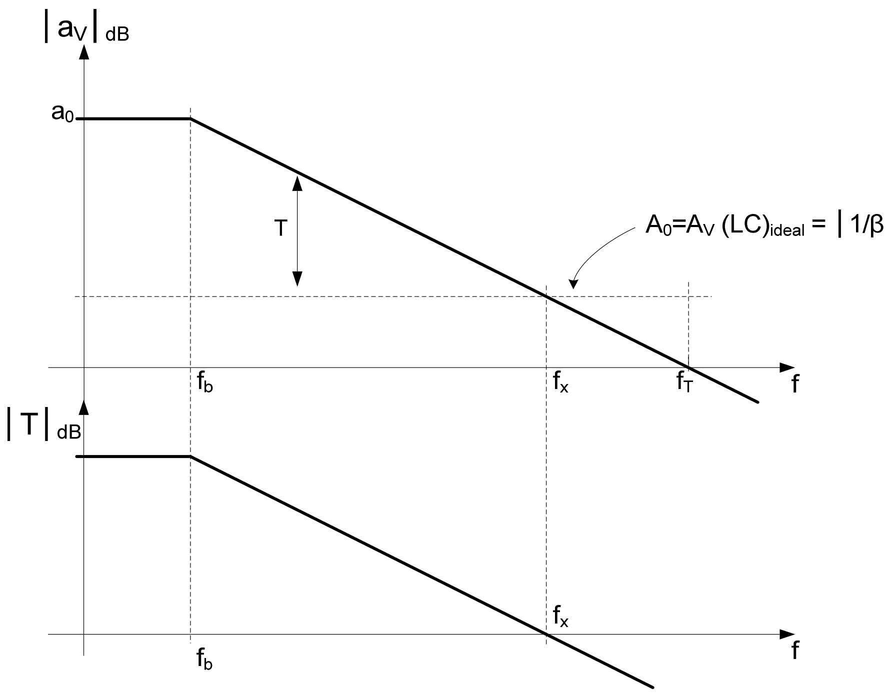


Fig. 4.6

Por lo tanto, cuanto mayor sea T (a baja frecuencia), más se aproximará $Av\,(LC)$ al valor $Av_{ideal}\,(LC) = \frac{1}{\beta}$.

Para un valor dado de ganancia a lazo cerrado Ao, a medida que la frecuencia aumente y T disminuya, aumentará el error, es decir $Av_{real}\,(LC)$ se desviará del $Av_{ideal}\,(LC)$.

4.1.3.2 Error en la ganancia – La aproximación asintótica:

Vimos que

$$Av(LC) = A_o.\frac{1}{1+\frac{1}{T}} \tag{4.10}$$

y sabemos que $T(jf) = av(jf).\beta$

pero para $f >> f_b \Rightarrow av(jf) = \frac{f_T}{jf} = -j\frac{f_T}{f}$ según ecuación (3.10)

Reescribiendo (4.10) resulta:

$$Av(LC) = A_o.\frac{1}{1+\frac{1}{av(jf).\beta}} = A_o.\frac{1}{1+j\frac{f}{f_T.\beta}}$$

$$= \quad A_o.\frac{1}{1+j\frac{f}{f_T.\beta}}$$

Si valorizamos $f = f_B$ entonces:

$$Av(LC) = A_o.\frac{1}{1+j\frac{f_B}{f_T.\beta}} \tag{4.11}$$

Pero además sabemos que $f_B \, . \, Ao = f_T$ (producto ganancia por AB = cte.) y

$A_o = \dfrac{1}{\beta} \quad \Rightarrow \quad f_B . \dfrac{1}{\beta} = f_T$.

Entonces en (4.11) resulta:

$$Av(LC(f_B)) = A_o . \frac{1}{1 + j \, . \, 1}$$

Si calculamos el módulo:

$$\left| Av(f_B) \right| = \frac{A_o}{\sqrt{2}} \quad \text{que es la frecuencia de -3 dB}$$

Se puede demostrar que el error en la ganancia a lazo cerrado debido a av finita vale:

$$e_{\%} = \frac{100}{T}$$

Si por ejemplo, quiero una ganancia a LC $Av(LC) = 1.000$, con un error del 1% y supongo válido $Av(LC) = 1.000 \approx 1/\beta$, resultará $\beta = \dfrac{1}{1000}$.

Sabiendo que $e_{\%} = \dfrac{100}{T} = 1$

$$\Rightarrow \quad T = 100 = av.\beta = av.\frac{1}{1.000}$$

$$\Rightarrow \quad av = 100 \times 1.000 = 100.000$$

Es decir, necesito una $av = 100.000$, para asegurar una ganancia de lazo cerrado de 1.000 con un error del 1%.

4.2 Slew Rate (S.R.)

Se define como la tasa de cambio de la tensión a la salida, causada por un escalón en la entrada.
Vimos que los AO compensados internamente poseen un Capacitor de Compensación que controla la respuesta en frecuencia de la ganancia a lazo abierto av.
Es justamente la velocidad de carga y descarga de este capacitor (Cc), la que determina la velocidad de variación de la salida de la 2ª etapa (en el circuito simplificado del AO real) y por lo tanto el SR

En la carga de un capacitor se cumple generalmente:

$$i = c.\frac{\delta v}{\delta t}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{\delta v}{\delta t} = \frac{i}{C}$$

Como la 2ª etapa está acoplada a una etapa seguidora de gran ancho de banda $\Rightarrow SR = \frac{\delta v}{\delta t}$ es la variación de la tensión a la salida de la 2ª etapa.

Para el AO 741, el valor típico es de 0,5 V/μs.

Para entender conceptualmente esta limitación, podemos analizar el Modelo Simplificado del AO real que estudiamos en la Nota de Clase del AO real 1ª parte (Fig. 1.1)
Si lo redibujamos esquemáticamente tenemos el siguiente circuito:

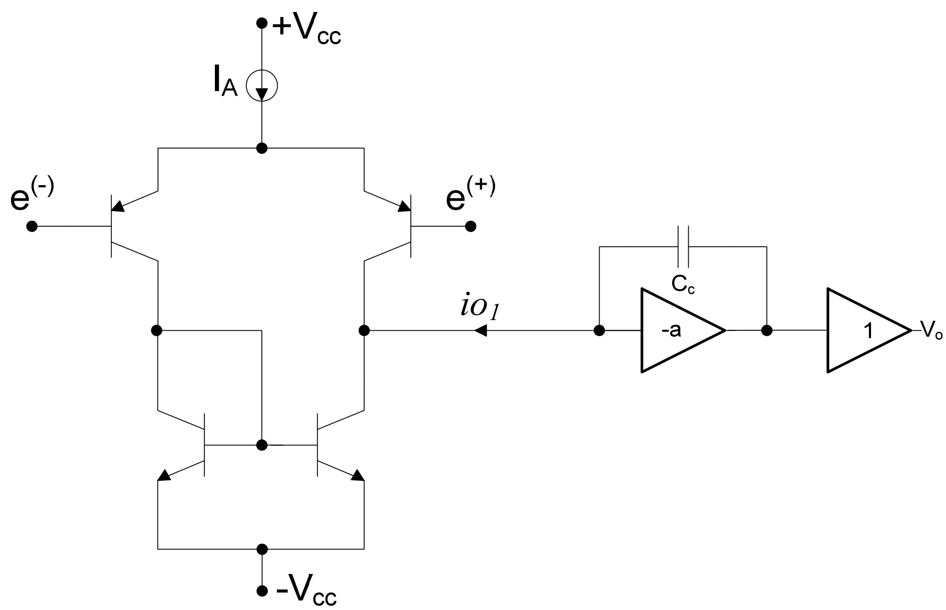


Fig. 4.7 *Modelo simplificado del AO Real*

Dado que la polarización del Amplificador Diferencial a la entrada está constituida por la fuente de corriente I_A, el valor máximo teórico para la corriente es precisamente I_A.
Esto implica que existirá una limitación práctica en la corriente disponible para cargar y descargar el capacitor Cc, por lo que $\frac{\delta v}{\delta t}$ (que es el SR) estará limitado.

Por lo tanto, podemos escribir:

$$\left.\frac{\delta v}{\delta t}\right|_{MAX} = \frac{I_A}{Cc} = SR$$

Además vimos que:

$$f_T = \frac{gm}{2.\pi.Cc} \quad \Rightarrow \quad Cc = \frac{gm}{2.\pi.f_T}$$

De aquí resulta que:

$$SR = \frac{2.\pi.I_A.f_T}{gm}$$

Observaciones:

a) El SR aumenta con el aumento de f_T.
b) El SR aumenta si disminuye gm.

4.2.1 Efecto del SR sobre pulsos:

Genéricamente, sobre una salida de pulsos, el efecto de un SR finito es el que se muestra a continuación.
Supongamos que se trata de un AO741 con un SR típico de 0.5V/µs. Realizamos dos gráficas comparativas del mismo AO pero con salida de pulsos de distinto ancho (tiempo en alto) y en una configuración seguidor.

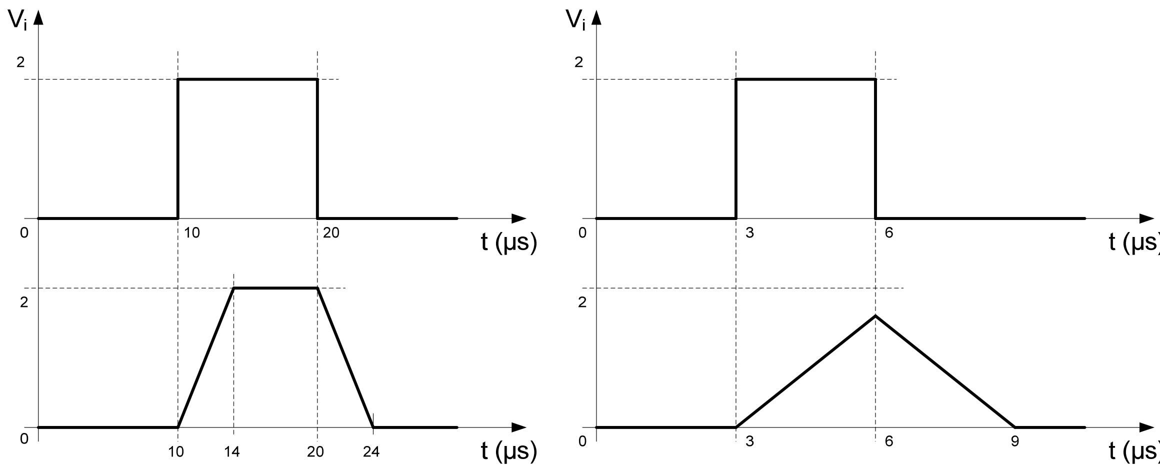


Fig. 4.8 *Efecto del Slew Rate*

Es decir, el mismo AO puede utilizarse para una salida de pulsos de ancho 10µs con un error aceptable, pero es inaceptable para un ancho de pulso de 3µs.
En un diseño en particular, debe ponerse un ΔT aceptable y en función de la excursión que tenga (ΔV) calcular el SR_{min} admisible.

4.2.2 Efecto del SR sobre señales senoidales

Si suponemos un circuito con AO cuya salida sea senoidal del tipo $Vo(t) = Vp\, sen\left(2.\pi.f.t\right)$ podemos calcular en qué instante de la evolución de la salida el AO resulta más exigido respecto del SR. Para ello basta con calcular el máximo de la derivada de $Vo(t)$ con respecto al tiempo.
Es decir que para que el AO no provoque una deformación de la señal:

$$SR > \max\left[\frac{\delta Vo(t)}{\delta t}\right]$$

Gráficamente, estamos calculando la tangente en el origen, pues el máximo se da para t = 0.

$$SR > \left.\frac{\delta Vo(t)}{\delta t}\right|_{t=0} = 2.\pi.f.Vp$$

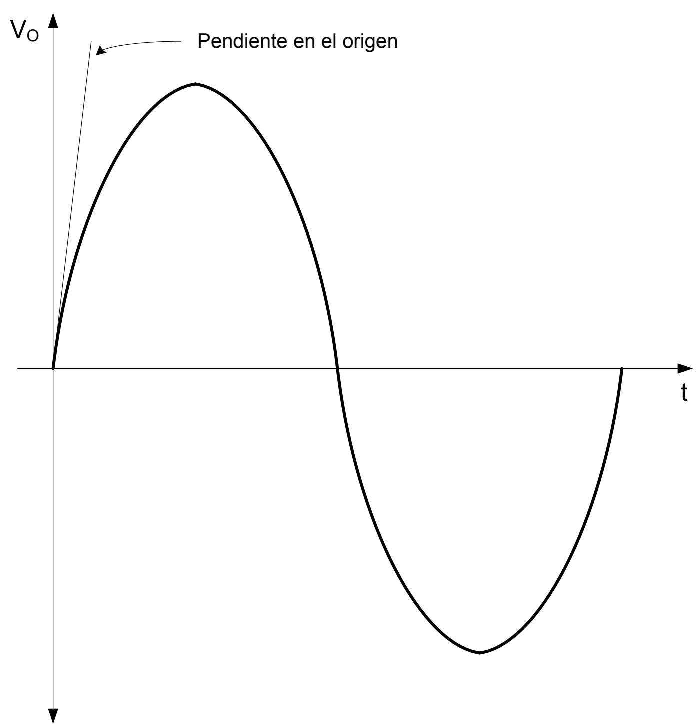


Fig. 4.9 *Máxima pendiente en una onda Senoidal*

Observaciones:

Cuál es la máxima frecuencia que la salida de un AO puede reproducir considerando onda senoidal con máxima excursión, sin deformación.

Para ello utilizamos la ecuación de diseño:

$$SR > 2.\pi.f.Vp$$

Donde SR es el Slew Rate del AO en cuestión y Vp el valor de pico máximo a la salida del AO para excursión lineal (sin saturar el AO).

$$\therefore \quad f_{\max} = \frac{SR}{2.\pi.Vp}$$

A esta $f_{\max}$ se la llama “Ancho de Banda de Potencia”.

Para el AO741: SR: 0.5 v/μs
Vp ≈ 12V

Por lo que $f_{\max} = 6.6\,kHz$

Es decir que el 741 puede entregar a la salida, una senoide de 12V de tensión de pico sin distorsionar, sólo hasta 6.6 kHz.

5. NOTAS DE CLASE: Anexo 1

5.1 Demostración de la ecuación Nº 1.8

Por Definición $\tanh = \dfrac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$ (5.1)

Operando podemos escribir la siguiente igualdad:

$$\tanh = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{e^x - \frac{1}{e^x}}{e^x + \frac{1}{e^x}} = \frac{\frac{e^{2x}-1}{e^x}}{\frac{e^{2x}+1}{e^x}} = \frac{e^{2x}-1}{e^{2x}+1} \quad (5.2)$$

Por otro lado:

$$ic_1 + ic_2 = I_A \quad (5.3) \quad \text{y} \quad \frac{ic_1}{ic_2} = e^{\frac{Vd}{V_T}} \quad (5.4)$$

Por lo tanto, reemplazando resultan:

$$ic_2 = \frac{I_A}{1 + e^{\frac{Vd}{V_T}}} \quad (5.5)$$

$$ic_1 = \frac{I_A}{1 + e^{\frac{Vd}{V_T}}} \times e^{\frac{Vd}{V_T}} \quad (5.6)$$

Además, sabemos que:

$$i_o = ic_1 - ic_2 \quad (5.7)$$

Y reemplazando (5.5) y (5.6) en (5.7) resulta:

$$\boxed{i_o = I_A \frac{e^{2\left(Vd/2V_T\right)} - 1}{e^{2\left(Vd/2V_T\right)} + 1} = I_A \times \tanh\left(\frac{Vd}{2V_T}\right)} \quad (5.8)$$

5.2 Deducción de la ecuación Nº 1.19

Teníamos como ecuaciones de partida:

$$e^{(+)} = -Ip \times Rp$$
$$I_2 = -\frac{e^{(+)}}{R_2}$$
$$I_1 = \frac{V_o - e^{(-)}}{R_1}$$
$$I_2 + I_1 = I_N$$

Por lo tanto:

$$-\frac{e^{(+)}}{R_2} + \frac{V_o - e^{(-)}}{R_1} = I_N$$

$$-\frac{e^{(+)}}{R_2} + \frac{V_o}{R_1} - \frac{e^{(-)}}{R_1} = I_N$$

Además $e^{(+)} = e^{(-)}$

Luego

$$-e^{(-)} \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) + \frac{V_o}{R_1} = I_N$$

Considerando que $e^{(-)} = e^{(+)} = -Ip \cdot Rp$ entonces:

$$Ip \times Rp \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) + \frac{V_o}{R_1} = I_N$$

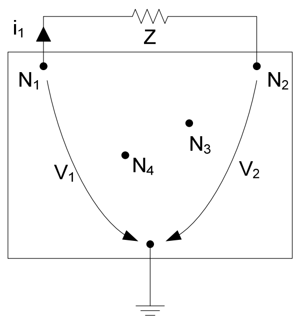
Por lo que:

$$\boxed{V_o = R_1.I_N - R_1.I_P.R_P.\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

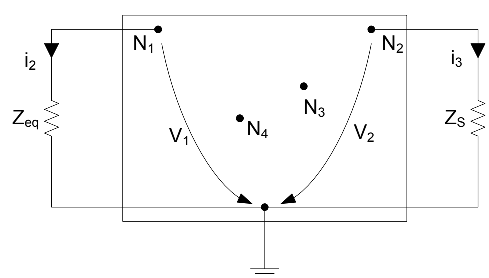
6. NOTAS DE CLASE: Anexo 2

6.1 Teorema de Miller

Dada una red genérica de N nodos con una impedancia Z conectada entre los nodos N_1 y N_2



Si se conoce la relación $k = \frac{V_2}{V_1}$ se puede plantear el siguiente esquema equivalente:



Donde:

$$Zeq = \frac{Z}{1-k}$$

$$Zs = \frac{Z.k}{k-1} = \frac{Z}{1-\frac{1}{k}}$$

Para demostrarlo se debe plantear la equivalencia de corrientes:

$$i_1 = i_2$$
$$i_3 = -i_1$$

$$i_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} \qquad i_2 = \frac{V_1}{Zeq} \qquad i_3 = \frac{V_2}{Zs}$$

$$i_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1}{Zeq} \qquad \text{y} \qquad V_2 = k.V_1$$

$$\frac{V_1 - k.V_1}{Z} = \frac{V_1}{Zeq} \quad \Rightarrow$$

$$Zeq = \frac{Z}{1-k}$$

Igualmente:

$$i_3 = \frac{V_2}{Zs} = -\frac{(V_1 - V_2)}{Z}$$

$$\Rightarrow \qquad \frac{k.V1}{Zs} = -\frac{(V1 - k.V_1)}{Z}$$

$$\Rightarrow \qquad \frac{k}{Zs} = \frac{k-1}{Z}$$

$$\boxed{\Rightarrow \qquad Zs = \frac{k.Z}{k-1}}$$