

2-2) Definición de algunos parámetros importantes en A.O

2-2 a) Relación de rechazo de modo común: (RRMC)

Para comprender el concepto de la RRMC se puede suponer que la entrada del A.O es simplemente un amplificador diferencial de cualquier tecnología Fig.N°14.

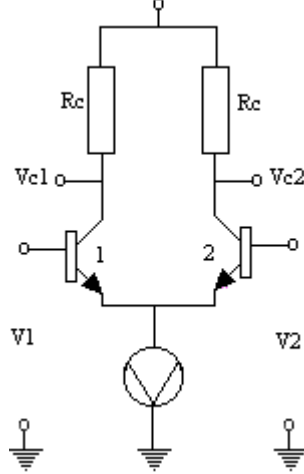


Figura N°14 Etapa de un A.O simplificada para análisis de RRMC

Si se identifica la señal de modo diferencial como la diferencia entre V1 y V2, y la de modo común como el promedio aritmético entre V1 y V2.

$$V_d = V_2 - V_1$$

Ec.1a

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Del juego de ecuaciones Ec 1-a se despeja V1 y V2.

$$V_1 = V_{mc} - \frac{V_d}{2}$$

Ec.1b

$$V_2 = V_{mc} + \frac{V_d}{2}$$

Luego se puede observar que en la Ec 1-b que la señal de modo común es idéntica en las dos entradas, mientras que, en la señal diferencial hay diferencia de fases. Representando mediante generadores en la entrada se obtiene el circuito de la Fig.N° 15.

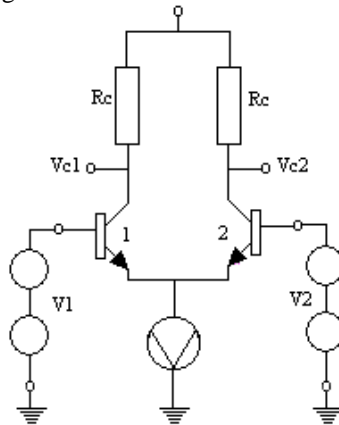


Figura N°15 Representación del ruido y la señal con generadores

La señal de V_{mc} es normalmente ruido que se introduce en la línea de entrada entre el generador excitador y el amplificador. Esta señal se introduce siempre con la misma fase en las dos entradas respecto de masa.

Por ejemplo si se supone que la v_d es una señal senoidal Fig.N°16 y la de V_{mc} es un pulso de ruido se puede representar de la siguiente forma.

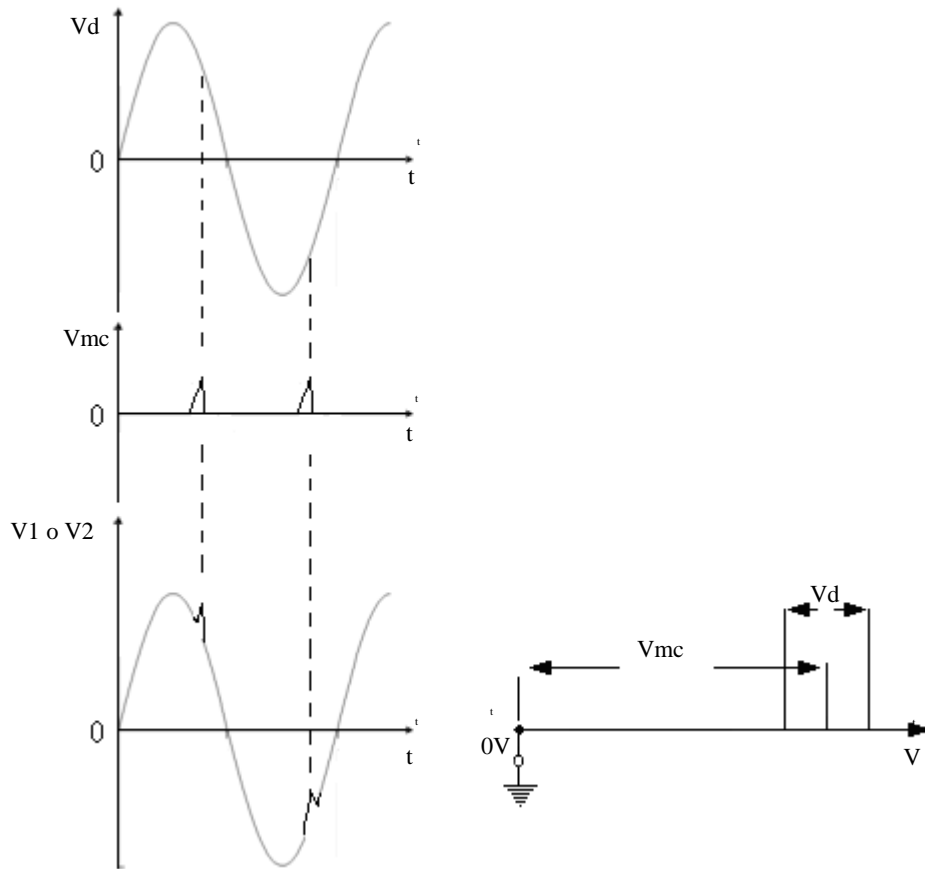


Figura N°16 Representación del ruido y la señal

Lo ideal es que solo se amplifique la señal diferencial v_d , pero en la práctica también es un poco amplificada la V_{mc} . Por lo tanto, existen dos ganancias, la diferencial A_d y la de modo común A_{mc} . Si se considera que el circuito es perfectamente simétrico podemos representar las tensiones de salida Ec.2 como.

$$V_{cI} = A_d V_d - A_{mc} V_{mc} \quad \text{Ec.2}$$

Donde A_d es la ganancia de tensión en emisor común sin considerar la R_e o $1/h_{ob}$ del generador de corriente constante y A_{mc} es la misma ganancia de tensión del emisor común pero atenuada por la influencia de R_e o $1/h_{ob}$. Si se selecciona una de las salidas de los colectores (por ejemplo V_{c1}) la señal de salida será.

$$V_{cI} = A_d V_d \left(1 - \frac{A_{mc} V_{mc}}{A_d V_d} \right) \quad \text{o} \quad V_{cI} = A_d V_d \left(1 - \frac{\frac{V_{mc}}{V_d}}{\frac{A_d}{A_{mc}}} \right) \quad \text{Ec.3}$$

Se trata que el término $A_{mc} V_{mc}$ de la Ec.3 sea despreciable comparado con $A_d v_d$ o sea que el término $A_{mc} V_{mc}$ debe ser lo más próximo a cero.

En la Ec.3 la relación A_d/A_{mc} define el grado de aproximación deseado a la condición planteada de eliminar lo mejor posible el término $A_{mc} V_{mc}$ en la salida.

$$RRMC = \frac{Ad}{A_{mc}} \quad \text{Ec.4}$$

Esta relación se conoce con el nombre de Relación de Rechazo de Modo Común y se especifica en veces o más usualmente en db.

Algunos datos de manual: Common mode rejection ratio (RRMC)

Valores típicos de RRMC

LM741 ----- 90db

LF 356 ----- 100db

CA 3130 ----- 90db

ICL761 ----- 90db

Ejemplo 2-1: Un sensor entrega una señal de $V_d=5[mV]$ la señal de ruido medido a la entrada de amplificador es de $V_{mc}=15$. Se requiere una señal de salida diferencial $V_{c1d}=1[V]$ y que la V_{c1mc} no sea mayor que el 0,1 % de V_{c1d} .

$$RRMC = \frac{Ad}{A_{mc}} \gg \frac{V_{mc}}{V_d} \quad RRMC = (20 \log \frac{Ad}{A_{mc}}) db \quad \text{Ec.5}$$

$$V_d = 5 mV \quad \rightarrow \quad Ad = 200 \quad \rightarrow \quad V_{c1d} = 1V$$

$$V_{mc} = 15 mV \quad \rightarrow \quad A_{mc} = 0.066 \quad \rightarrow \quad V_{c1mc} = 1 mV$$

$$RRMC = \frac{Ad}{A_{mc}} = \frac{200}{0.066} = 3030,30 \text{ veces} \approx 69.62 db$$

2-2 b) Impedancia de entrada.

En el circuito de la fig. N°17 se observa la etapa de entrada básica en configuración diferencial-cascodo de alta impedancia de entrada que a su vez posee bajas corrientes de base de los transistores I_{bq1} e I_{bq2} .

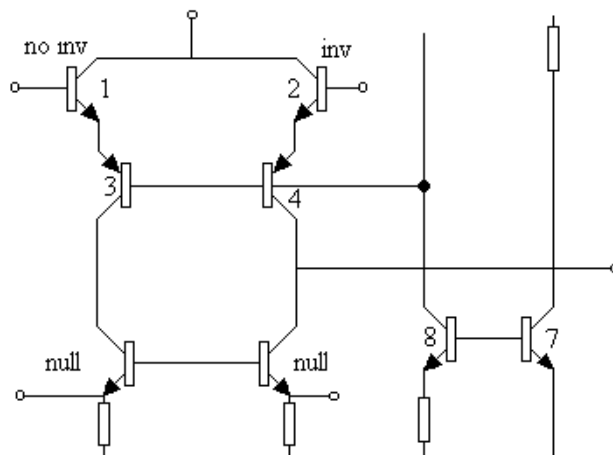


Figura N°17 Impedancia de entrada del LM741

Las impedancias pueden determinarse mediante el siguiente circuito fig. N°18 equivalente de la entrada.

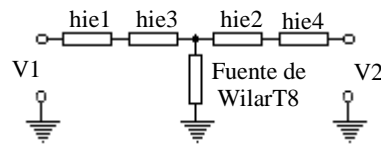


Figura N°18 Circuito equivalente para determinar Zi

Si se supone que los transistores 1,2,3 y 4 son iguales la $Z_{id} = 4h_{ie}$. Con este método se pueden lograr impedancias de entrada elevadas dado que los h_{ie} son grande debido a que las corrientes de emisor son muy pequeñas.

Existen otras configuraciones a base de configuraciones diferencial que permiten obtener alta impedancia además de mejorar otros parámetros del amplificador operacional. Como es el caso de la etapa de entrada con tecnología Fet combinada con la bipolar (BiFet) lograda con un diferencial Darlington o diferencial cascado con entrada FET y salida bipolar. Como se ve en las Fig. N° 5, 6 y 11 se ve que se trata de las familias Bi Fet (tipo TL074 de la firma Texas).

También se pueden encontrar amplificadores operacionales cuyas etapas de entrada están compuestas por transistores CMOS y transistores bipolares (BiMos) (tipo CA3130 de la firma Intersil) o son construidos exclusivamente utilizando tecnología CMOS (tipo ICL 7611 de la firma Intersil) Fig. N° 12 y 13. En estos casos la impedancia de entrada mejora junto con otros parámetros respecto del Bipolar y el BiFet.

Algunos datos de manual.

Valores típicos de Zi Input Resistance (Rm)

LM741	-----	$2 \times 10^6 \Omega$
LF355	-----	$10^{12} \Omega$
CA3130	-----	$1,5 \times 10^{12} \Omega$
ICL7611	-----	$10^{12} \Omega$

2-2 c) Señales de error y desviaciones.

Estas señales tienen su origen en la polarización del circuito de entrada del amplificador operacional y en el ruido producido internamente en el A.O.

Estas señales de error y ruidos se representan como generadores equivalentes a la entrada.

Se pueden clasificar:

- 2c-1) Tensión compensadora de entrada. (Vos)
- 2c-2) Desviación térmica de la Vos
- 2c-3) Corriente de polarización de entrada (Ib)
- 2c-4) Corriente de compensadora de entrada (Ios)
- 2c-5) Desviación térmica de la (Ios) e (Ib)
- 2c-6) Tensión y corriente equivalente de ruido a la entrada (en) (in)

2-2c-1) Tensión compensadora de entrada (Vos) o tensión de Offset

Es provocada por la desigualdad de las tensiones de polarización de los transistores del circuito diferencial de la etapa de entrada Fig. N°19 y será la diferencia entre estas tensiones Ec. 6.

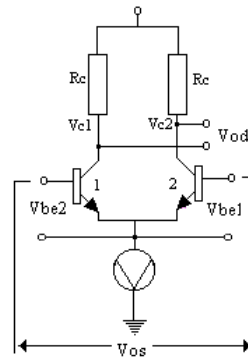


Figura N°19 Circuito simplificado para determinar Vos con entrada bipolar.

$$V_{os} = V_{be1} - V_{be2} \quad \text{o} \quad V_{os} = V_{gs1} - V_{gs2} \quad \text{Ec.6}$$

Esta tensión es interpretada por el AO como señal diferencial por lo que aparecerá entre los colectores o drenadores de la etapa de entrada diferencial Ec. N°7.

$$V_{od} = I_{c1} R_c - I_{c2} R_c \quad \text{Ec.7}$$

Si esta tensión Vos se aplicara a la entrada este error se compensaría y se tendría $V_{od} = 0$

O sea que la tensión de offset se puede definir como aquella que hay que aplicar a la entrada de A.O para obtener una tensión de salida igual a cero (en ausencia de otras señales). Lo ideal sería que con las dos entradas unidas y puestas a masa la tensión de salida fuera cero. En el caso en que estas entradas de entrada sean FET o CMOS se produce también esta descompensación por la desigualdad entre las tensiones de puerta Fig.N° 20, las ecuaciones son similares a las Ec 6 y Ec.7

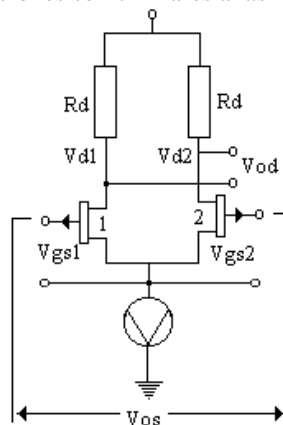


Figura N°20 Circuito equivalente para determinar Vos con entrada Fet o CMOS

Examinando manuales se nota que el avance tecnológico desde los bipolares, JFET y CMOS si bien mejoró Z_i y otros parámetros no mejoraron notablemente los valores Vos de una familia a otra. Esto se debe a que los mecanismos que determinen Vos no son tan sencillos como en las bipolares y los errores son mas gruesos.

Algunos datos de manual: (Input offset voltage) Vos

Valores típicos de Vos

LM741	2 mV
LF355	3mV
CA3130	3mV
ICL7611	5mV

2-2c-2) Desviación térmica de la Vos se expresa (dVos/dt)

La tensión de polarización directa ente base y emisor Vbe y la de puertas en los Fet y CMOS como sabemos varía con la temperatura como se ve en la Ec. 8 que representa Vbe en función de la temperatura.

$$V_{be} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_e}{I_s} \quad \text{Ec.8}$$

Se define la desviación térmica de Vos como la diferencia entre las derivadas respecto de la temperatura.

$$\frac{dV_{os}}{dt} = \left(\frac{dV_{be1}}{dt} - \frac{dV_{be2}}{dt} \right) \frac{\mu V}{C^\circ} \quad \text{Ec.9}$$

De la solución de esta ecuación diferencial se tiene que la desviación térmica es linealmente dependiente de la temperatura o sea queda Vos(t) = C.T en el caso de los A.O bipolares.

Puede calcularse aproximadamente la Vos para cualquier temperatura conociendo C= dVos/dt (dato de manual). Esto es válido para amplificadores operacionales con entradas bipolar.

En el caso de amplificadores operacionales con entrada FET o MOS el problema se puede plantear en los mismos términos, pero no se llega a una relación lineal tan sencilla como el de los circuitos bipolares dado que el mecanismo que relaciona las respectivas tensiones con la temperatura es bastante más complejo

Se debe aclarar que el fabricante suministra un valor promedio de este coeficiente.

Algunos datos de manual: Average temperatura coefficient of input offset voltaje o drift.

Valores típicos de dVos/dt

LM741	15 $\mu V/C^\circ$
LF355	5 $\mu V/C^\circ$
CA3130	10 $\mu V/C^\circ$
ICL7611	15 $\mu V/C^\circ$

Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación o PSRR

Otro motivo por el cual puede producirse la desviación en la Vos se debe a variaciones en la tensión de alimentación de A.O. Este parámetro se conoce como Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación o PSRR y es la relación Ec.10 entre una variación en la Vos respecto a una variación en la tensión de fuente.

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}} \quad \text{Ec.10}$$

Ejemplo N° ...El amplificador operacional LM324 tiene una PSRR = -100db medido para CC. Si la fuente tiene un ripple de +/- 0,25V o sea +/- Vcc +/- 0,25V.

$$\begin{aligned} +\Delta V_{os} &= PSRR \times (+0,25) = 2,5 \mu V \\ -\Delta V_{os} &= PSRR \times (-0,25) = -2,5 \mu V \end{aligned} \quad \Delta V_{os} = 5 \mu V$$

Algunos datos de manual: Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación

Valores típicos de PSRR.

LM741	96 db
LF355	100 db

CA3130	200 $\mu\text{V/V}$ ~74 db
ICL7611	90 db

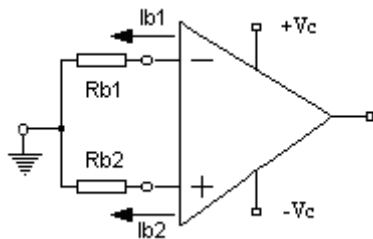
Por último en algunos A.O se suele especificar la variación de la V_{os} en el tiempo por envejecimiento o puesta en estado de régimen. Como ejemplo se puede tomar el caso de Offset voltaje drift with time : 10 nV/semana.

2-2c-3) Corriente de polarización de entrada (I_b)

Estas corrientes como su nombre lo indica provienen de la polarización de los transistores bipolares o de la corriente de fuga en las puertas de los FET y CMOS. Cuando el acoplamiento a la entrada del amplificador es directo esta corriente es suministrada por la fuente de señal y por el sistema de polarización interna. El resultado Fig. N°21 es un par de corriente I_{b1} e I_{b2} en cada una de las entradas del A.O.

Si las resistencias de la Fig. N°21, $R_{b1} \neq R_{b2}$ vistas en CC por ambas entradas son de distintas magnitudes y las corrientes $I_b = I_{b1} = I_{b2}$ aparecerá una tensión diferencial de error sobre ellas, o sea en la entrada del A.O.

Por otra parte si las resistencias fueran iguales en ambas entradas y las corrientes $I_{b1} \neq I_{b2}$ fueran diferentes también aparecerá una tensión de error. Es el primer caso el que interesa en este apartado pues es la corriente de polarización aunque sea la misma en las dos entradas la que produce el error. Esta corriente de polarización es la necesaria para llevar a cero la salida sin señal de entrada ni tensión de offset. Normalmente se especifica el promedio Ec. 11 o los valores máximo y mínimo de una de las entradas.



$$I_b = \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} \quad \text{Ec.11}$$

Figura N°21 Circuito para determinar el efecto de I_b

Algunos datos de manual: Input bias current (I_b)

Valores típicos de I_b

LM741	80 nA
LF355	30 pA
CA3130	5 pA
ICL7611	1 pA

2-2c- 4) Corriente compensadoras de entrada (I_{os})

Como se enuncia en el apartado anterior aparece una tensión de error si las I_{b1} e I_{b2} no son iguales aunque lo sean las resistencias. La corriente que produce dicho error es Ec.12 la diferencia entre las I_{b1} e I_{b2} .

$$I_{os} = I_{b1} - I_{b2} \quad \text{Ec.12}$$

Algunos datos de manual: Input offset current I_{os}

Valores típicos de I_{os}

LM741	20 nA
LF355	3 pA
CA3130	0,5 pA
ICL7611	0,5 pA

2-2c-5) Desviación térmica de la I_b y la I_{os}

La corriente de polarización depende de la temperatura a través de la variación del h_{fe} del transistor con la temperatura.

Tanto en el caso de la corriente de polarización como la compensadora la ecuación que la relaciona con la temperatura son similares Ec13 y Ec14.

$$\frac{dI_b}{dt} \quad \text{Ec.13}$$

$$\frac{dI_{os}}{dt} \quad \text{Ec.14}$$

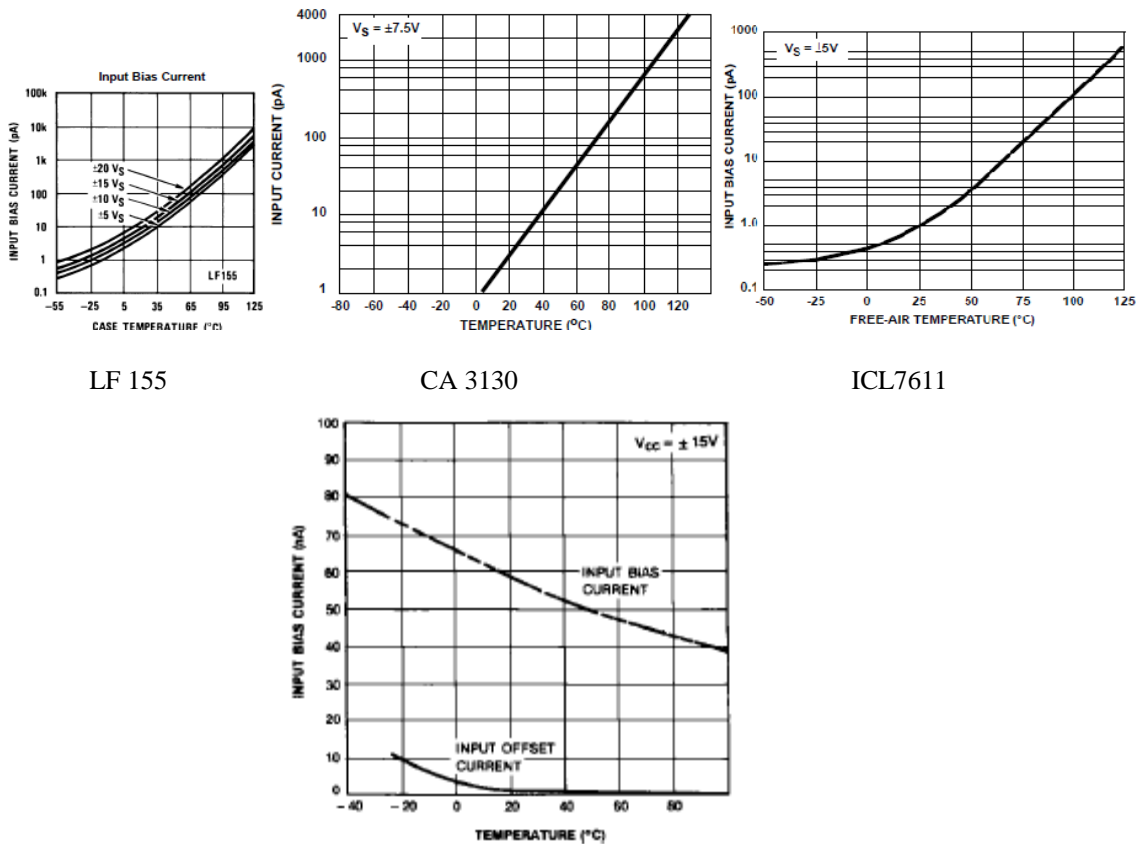
Se trata de derivadas que suelen ser presentadas Fig N° 22 en forma de gráficos en la hoja de datos del A.O o bien se suministra su valor promedio.

En algunos casos también se especifica la desviación de la I_b e I_{os} en función de la tensión de fuente y del tiempo. Por ejemplo el parámetro offset current drift with time. (0,1 pA/ semana).

Algunos datos de manual: Average temperature coefficient of input offset current Input current.

Valores típicos de dI_{os}/dt

LM741	0,5 nA/C°
-------	-----------

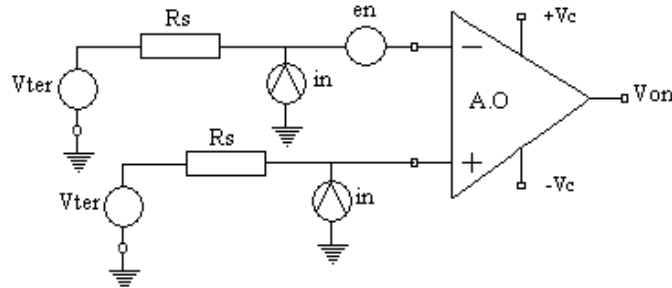


Input Bias Current vs Ambient Temperature
LM 741

Figura N°22 Gráficas de I_b e I_{os} versus temperatura

2-2c-6) Tensión y corriente ruido equivalente (en e in)

Dentro de un A.O hay muchas fuentes de ruido que pueden representarse por generadores equivalentes de tensión y de corriente. Estas fuentes de ruidos son debidas a diversas causas físicas de los conductores y semiconductores. El efecto combinado de estos generadores se representa en la etapa de entrada del A.O tal como se muestra en la Fig N° 23, normalmente las fuentes de ruido de las segunda etapa influye muy poco en el ruido total.



Ec.14

Figura N°23 Fuentes de ruido equivalente.

Reflejando los generadores de las etapas a la entrada del diferencial se llega a dos generadores equivalentes de ruido. Como se sabe la resistencia del generador excitador produce tensión de ruido térmico (ruido térmico de Johnson) que depende del valor de la resistencia del generador excitador. Por otra parte la corriente de ruido equivalente al circular por dicha resistencia producirá también una tensión de ruido. Considerando entonces el valor de la resistencia del generador excitador que se va a usar, puede elegirse el tipo A.O que tiene el balance más adecuado de tensión y corriente de ruido. En conclusión hay tres fuentes de ruido en juego, Ec.13, Ec.14 y Ec.15 dos propias del A.O que son en e in y la tensión de ruido térmico asociada a la resistencia del generador.

La expresión de cada generador será:

$$en = \sqrt{4 K T R_{iAO} \Delta B} \quad \text{Ec.13}$$

$$in = \sqrt{2 Q I_{cc} \Delta B} \quad \text{Ec.14}$$

$$V_{ter} = \sqrt{4 K T R_s \Delta B} \quad \text{Ec.15}$$

Donde

K = Constante de Boltzman.

Q = Carga del electrón.

ΔB = Ancho de banda.

I_{cc} = Corriente continua del dispositivo semiconductor.

Considerando las Ec. 13 y la Ec 14 la tensión de ruido total generada por el A.O será

$$ent^2 = en^2 + 2(in R_s)^2 \Rightarrow ent = \sqrt{en^2 + 2(in R_s)^2} \quad \text{Ec.16}$$

A esta se debe agregar el ruido térmico de la resistencia del generador excitador y para el caso en que se use una sola entrada del A.O la expresión queda sin el 2 del término in Ec.17

$$enit = \sqrt{4 K T R_s \Delta B + (en^2 + (in R_s)^2) \Delta B} \quad \text{Ec.17}$$

Como se vio estos parámetros dependen de la frecuencia o más precisamente el ancho de banda AB. Es por esto que cuando el fabricante especifica estos datos invariablemente lo hace en función de la frecuencia. En los A.O bipolares en general se especifican los dos datos en forma de gráficos $en=f(fre)$ e $in=f(fre)$. En el caso de los amplificadores FET e CMOS la corriente de ruido equivalente no se suministra en gráfico por ser de muy bajo valor.

Cuando se necesita calcular la tensión de ruido equivalente total se deben dividir los tramos curvos (del ancho de banda) de los gráficos y tomar valores intermedios de en e in . Luego se calcula el valor del

ruido para los anchos de banda subdividido y se realiza la sumatoria para el ancho de banda total, de esta forma la Ec 17 quedaría.

$$enit = \sqrt{4 K T R_s \Delta B + \sum_{n=i} (en^2 + (in R_s)^2) \Delta B} \quad \text{Ec.18}$$

En el caso de trabajar con A.O de la familia BiFet o CMOS el término $(in \times R_s)$ suele no aparecer pues “in” es prácticamente cero.

Como estos parámetros dependen del ancho de banda del amplificador se especifica su valor en función de la frecuencia.

Algunos datos de manual: Equivalent input noise voltage $en \left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$

Equivalent input noise current $in \left[\frac{pA}{\sqrt{Hz}} \right]$

Estos parámetros se presentan Fig. N° 24 en la hoja de datos en forma numérica o bien como gráficos en función de la frecuencia.

Algunos datos de manual.

Valores típicos de in y en

CA3130 $23\mu V$ para $\Delta B=0,2MHz$ y $R_s=1M\Omega$

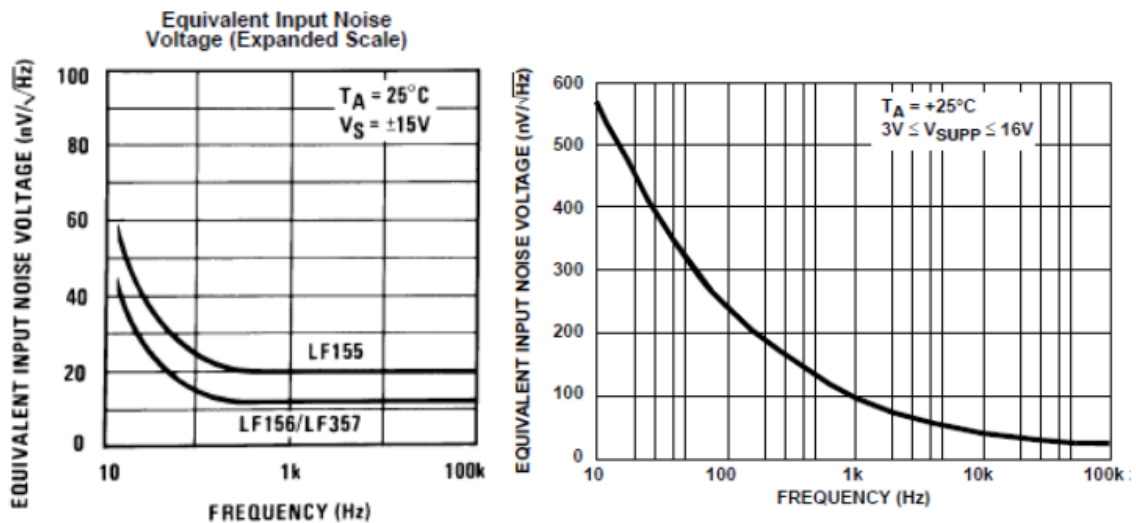
LF355 $en = 25 \left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$

LF355 $in = 0,01 \left[\frac{pV}{\sqrt{Hz}} \right]$

CL7611 $en = 100 \left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$

ICL7611 $in = 0,01 \left[\frac{pV}{\sqrt{Hz}} \right]$

Cuando se presenta en forma de gráfico Fig. N° 24 se debe considerar solo el ancho de banda del circuito a realizar.



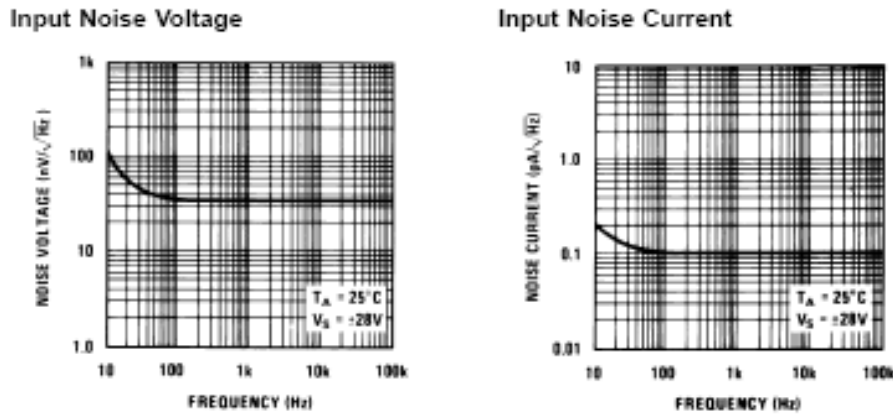


Figura N°24 Gráficas de “en” e “in” versus frecuencia

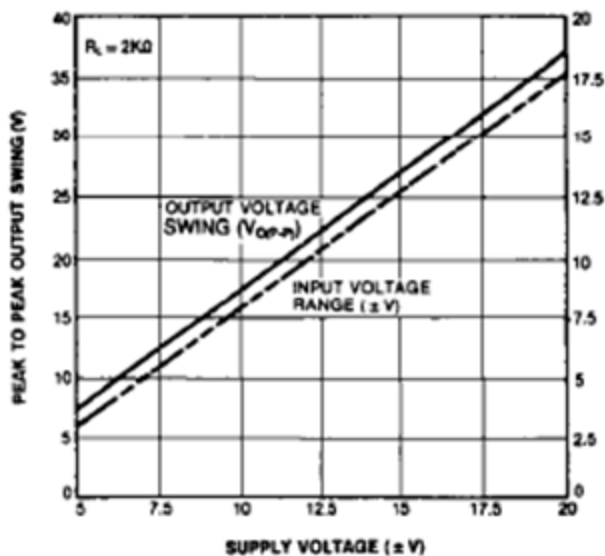
2-2d) Rango de tensión de entrada

Son dos las tensiones definidas a la entrada del A.O, la tensión máxima diferencial y la tensión máxima de modo común.

Normalmente se especifica el rango de la tensión de modo común (Input Common mode voltage range). Para estas tensiones de modo común no se garantiza las especificaciones de A.O a menos que esté específicamente establecido. El intervalo de voltaje de modo común está limitado por la saturación de la etapa de entrada. En base a esto se especifica el rango de tensión de entrada (Input voltage range) dentro del cual se garantiza las especificaciones del A.O para funcionamiento lineal. Como es obvio esta tensión está limitada por la tensión de fuentes de alimentación. Es muy usual que se suministren gráficos como en la Fig. N° 25 describiendo esta relación:

Algunos datos de manual: Input Common mode voltage range

LM741



**Output Swing and Input Range
vs Supply Voltage**

LF155

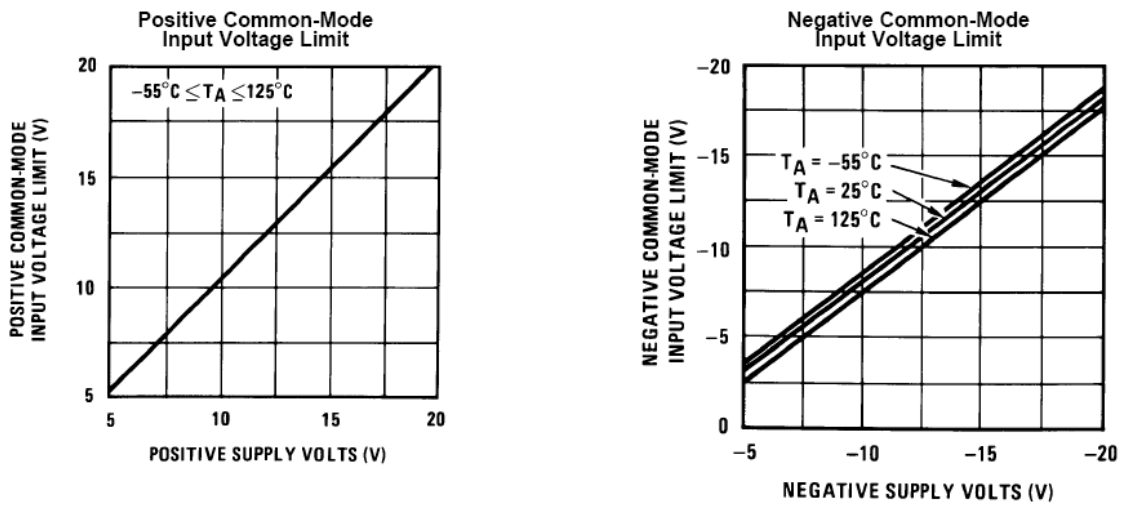


Figura N°25 Gráficas del limite de tensión de modo común a la entrada versus VCC

Valores típicos de ViR

LM741	+/-13 V
LF355	+15 / -12 V
CA3130	-0,5 / +12V
ICL7611	+/- 4,4 V

2-2e) Ganancia de tensión y respuesta temporal a señal débil.

Ganancia de tensión para señal débil.

Este parámetro suele ser presentado en diversas formas dependiendo esta de la aplicación que se le da al A.O.

Lo normal es que se especifique a lazo abierto suministrando gráficos de la ganancia en función de la frecuencia o la tensión de alimentación Fig.N° 26, algunos casos se especifica a lazo cerrado cuando es necesario destacar alguna característica importante como puede ser la estabilidad en frecuencia.

Algunos datos de manual: Open Loop Frequency Response

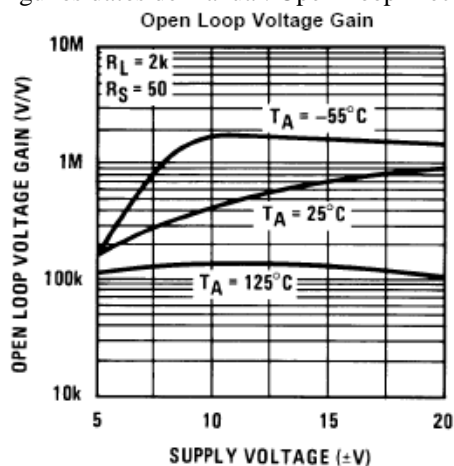
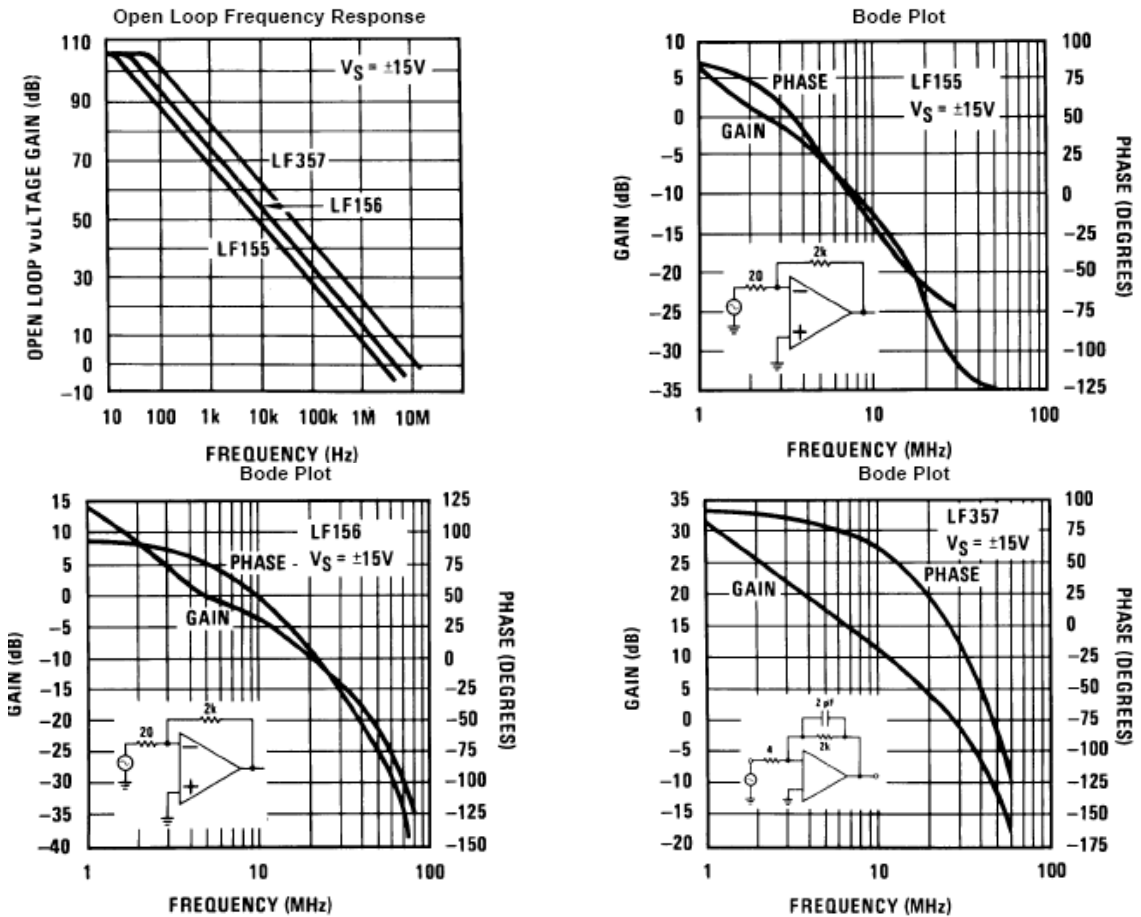


Figura N°26 Gráficas de la relación entre la ganancia de tensión y la frecuencia o la Vcc.



Cuando el amplificador no es internamente compensado en frecuencia, es común, que se especifique también la variación de la fase en función de la frecuencia Fig. N° 27 y el circuito exterior necesario para lograr la compensación que garantice la estabilidad en frecuencia del A.O.

En el caso de los operacionales programables además de las variaciones en la respuesta por compensación externa puede haber variaciones con el valor de la corriente de programación dependiendo dicha variación de la familia a la que pertenezca el A.O. Tomemos como ejemplo ICL76XX en la Fig. N° 27, en cuyo gráfico se ve claramente que estas curvas características tienen como parámetro la corriente de programación I_Q .

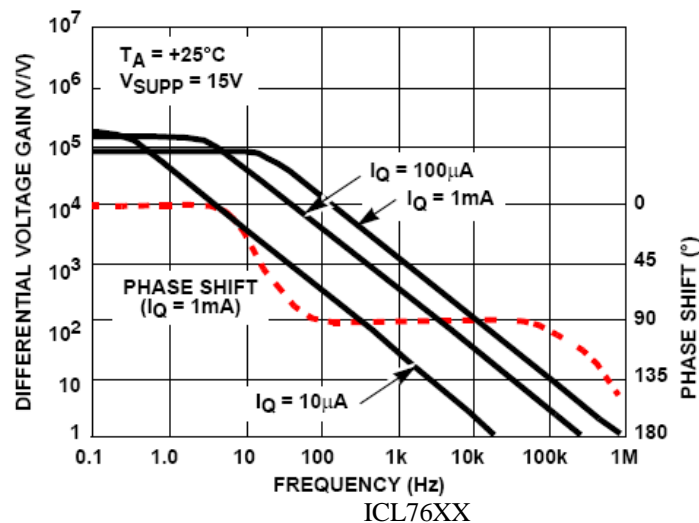


Figura N°27 Gráficas de la relación entre la ganancia de tensión y la frecuencia con la corriente de programación.

En otros casos se suele especificar la ganancia en función de otros parámetros de interés como la temperatura y otros.

En las graficas de las Fig. N° 26 y Fig. N° 27 se pueden observar dos puntos de interés, uno a partir del cual decrece la ganancia para alta frecuencia que en general es un polo dominante de la función, que define la frecuencia de corte superior del A.O.

El otro punto es el de intersección con el eje de frecuencia. Este último punto define el “**ancho de banda ganancia unitaria**” dato también útil para la elección de un A.O dependiendo de la aplicación en la que será usado.

Respuesta temporal a señal débil o Tiempo de crecimiento. Rise time

Es el tiempo (t_r) que tarda la salida desde el 10% hasta el 90% del valor del régimen para ganancia unitaria (o sea para el circuito de la Fig. N° 28) cuando la señal de entrada es una rectangular ideal para el caso y para señal débil Fig. N° 28.

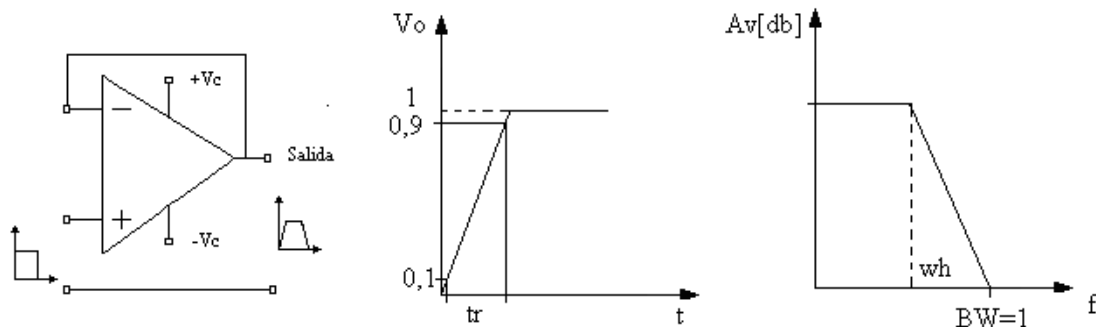


Figura N°28 Circuito para la medición de rise time y gráficas obtenidas.

Como se demostrará (cuando se trate el tema de respuesta en frecuencia) a partir del tiempo de crecimiento t_r es posible obtener el ancho de banda para ganancia unitaria del A.O mediante la Ec. 19

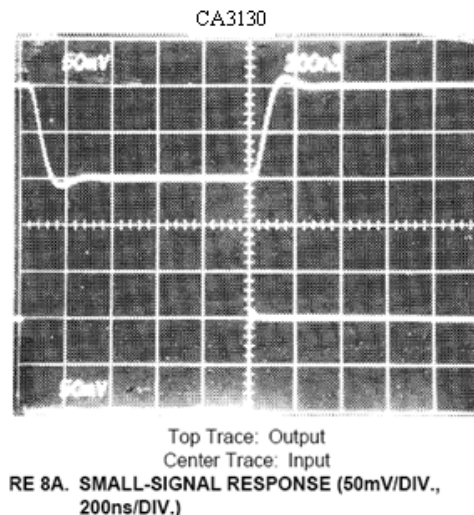
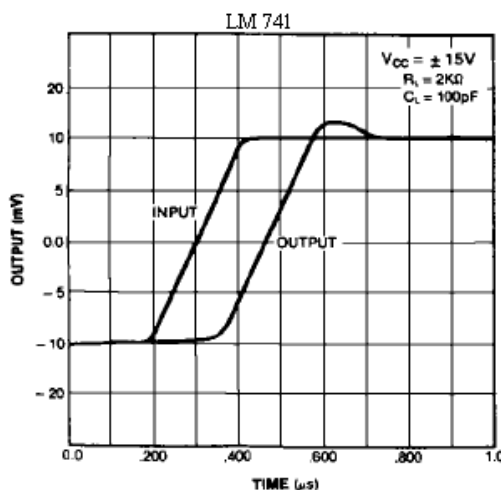
$$\Delta B [Mhz] = \frac{0,35}{t_r} \left[\frac{1}{\mu s} \right] \quad \text{Ec.19}$$

Valor que coincide aproximadamente con el que se puede leer en la curva de la hoja de datos del A.O. Se suele presentar Fig. N° 29 en valor medidos en una tabla o en gráficos u oscilogramas de la medición

Valores típicos de t_r (Rise time)

LM741	0,3 μ s
LF355	1,5 μ s
CA3130	0,09 μ s
ICL7611	20 a 2 μ s

Figura N°29 Gráfica y captura de señal para determinar “rise time”.



Para el caso de trabajar con el A.O para señales fuertes se utilizan parámetros definidos para esa condición como los del siguiente punto.

2-2 g) Respuesta en frecuencia y temporal a señales fuertes.

Respuesta en frecuencia a señales fuertes

La respuesta en frecuencia a señales fuertes es la excursión o amplitud pico a la salida, con referencia al cero volt, que se puede obtener sin recortes o distorsión de la señal en función de la frecuencia. En la Fig.N°30 se observa que hasta cierta frecuencia la excursión de salida casi alcanza los valores de fuente (llamada respuesta de máxima potencia) pero cuando aumenta la frecuencia dicho valor decrece. Si se excede esta valor la respuesta será distorsiva.

Algunos valores de manual

Excursión de tensión a la salida: Output voltage swing.

Este parámetro se presenta en gráficos en función de la frecuencia.

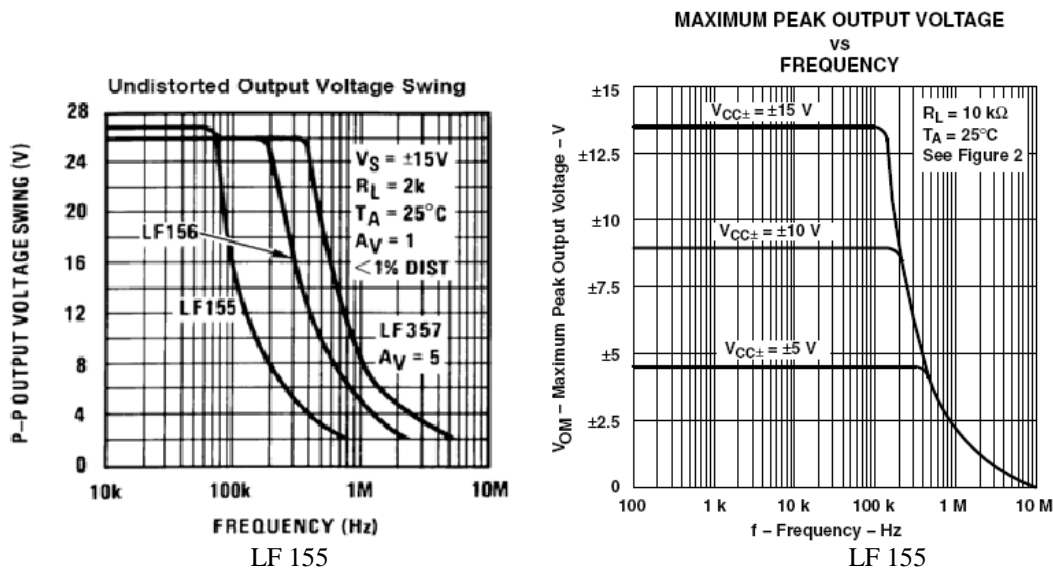
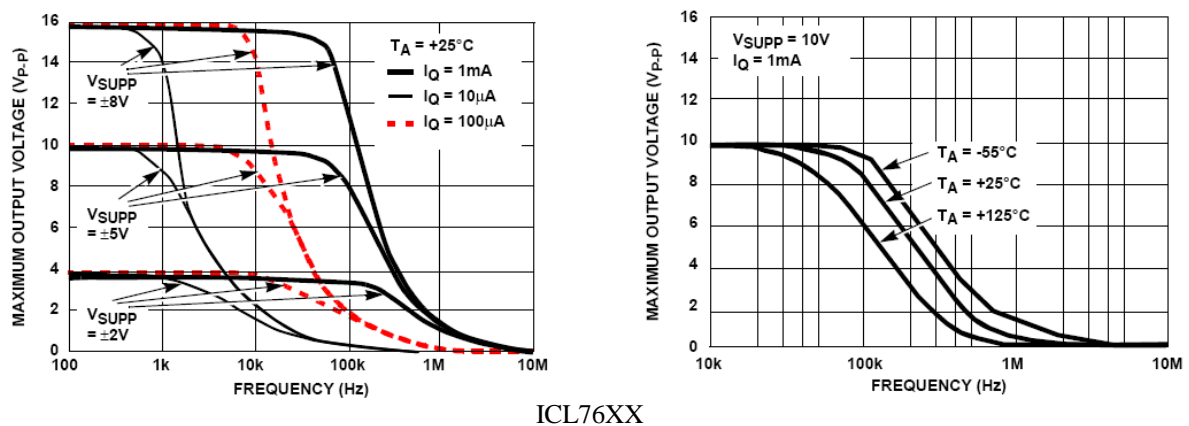


Figura N°30 Excursión de tensión pico a pico versus frecuencia.

Este parámetro también depende de la corriente de programación, tensión de la fuente de alimentación, temperatura ambiente, el valor de la resistencia de carga y si es o no compensado el A.O.

Por ejemplo el CMOS programable ICL76XX de la Fig. N° 31. En este caso la excursión depende además de la frecuencia de I_Q (corriente de programación).



ICL76XX

Figura N°31 Excursión de tensión pico a pico versus frecuencia e I_{CQ} y temperatura como parámetros.

2-2h) Respuesta temporal a señales fuertes.

La limitación en la excursión de la tensión de salida vista en el parámetro anterior, está relacionada a muchos factores uno de los preponderantes es el capacitor de compensación (recordar circuito interno del 741) cuya velocidad de carga y descarga en los dos sentidos esta limitada para las tensiones de salidas de valores grandes.

En el caso de los A.O con capacitor interno de compensación (**solo para este caso**) la velocidad de respuesta, está fijada por el valor del capacitador y por la máxima corriente que es capaz de suministrar el circuito interno A.O, Ec. 20 al capacitor para su carga.

Por lo tanto la **velocidad de respuesta** se define como el cambio del voltaje de salida en el tiempo ante la excitación de un pulso.

$$S_r = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\text{Corriente suministrada por la fuente interna del A.O}}{\text{Capacitor}} \equiv \frac{\mu A}{pF} \equiv \frac{V}{\mu s} \quad \text{Ec.20}$$

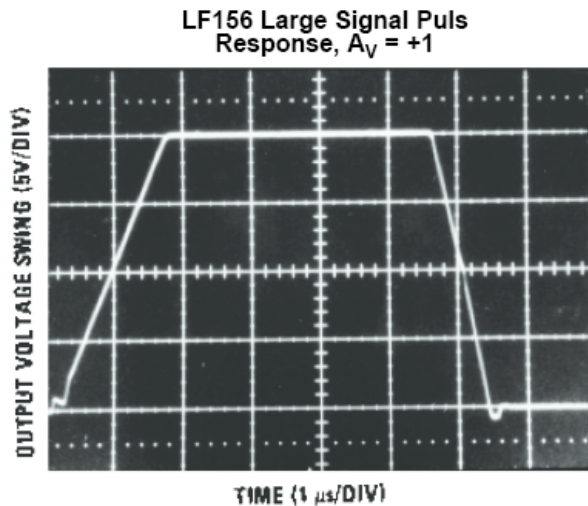
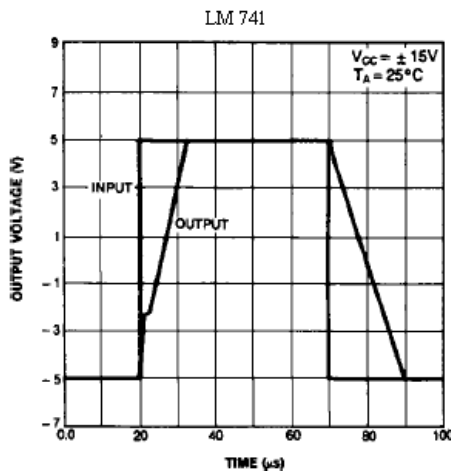
$$\text{Para el A.O LM741 sera } S_r = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\text{Corriente suministrada por el A.O}}{\text{Capacitor}} \equiv \frac{15\mu A}{30pF} \approx 0,5 \frac{V}{\mu s}$$

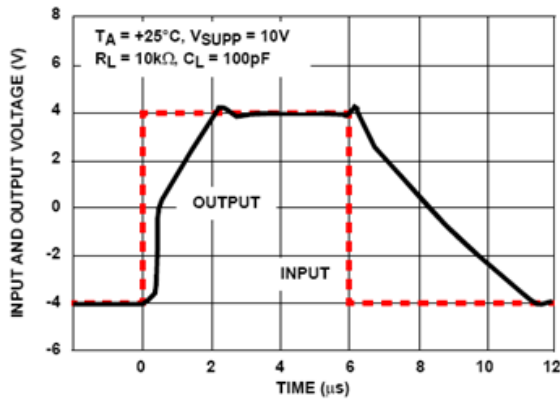
Algunos datos de manual: Signal Pulse Response

En algunos casos se suministra el oscilograma Fig. N°32 mostrando la forma de onda a la salida comparada con la entrada.

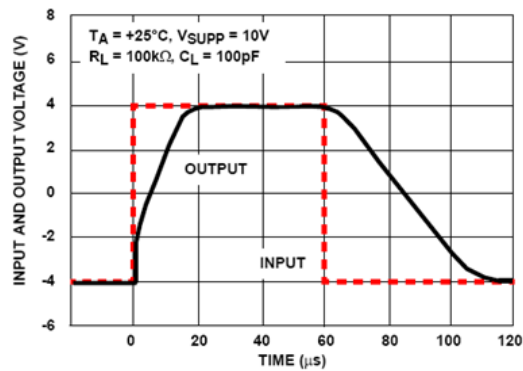
Respuesta en temporal a señales fuertes(SW) (slew rate)

LM741	0,5V/μs
LF355	12V/μs
CA3130	30V/μs
ICL7611	0,016 a 0,16V/μs



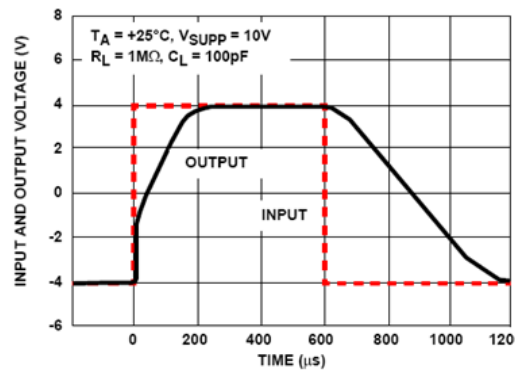


VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE ($I_Q = 1mA$)



VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE ($I_Q = 100\mu A$)

ICL7611



VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE ($I_Q = 10\mu A$)

Figura N°32 Respuesta a señales fuertes que permite comparar la entrada y salida.

Es evidente que las dos respuestas a señales fuertes están íntimamente relacionadas y se puede demostrar que la limitación de rapidez (slew rate) determina la máxima frecuencia sin distorsión (senoidal) que puede suministrar el A.O. Cuando la excursión de la tensión de salida es la máxima se dice que es **respuesta a máxima potencia**, en este caso, la output swing es un poco menos que V_{cc} .

La distorsión a la que se hace referencia se manifiesta como Fig. N° 33 una triangularización de la senoidal en la salida.

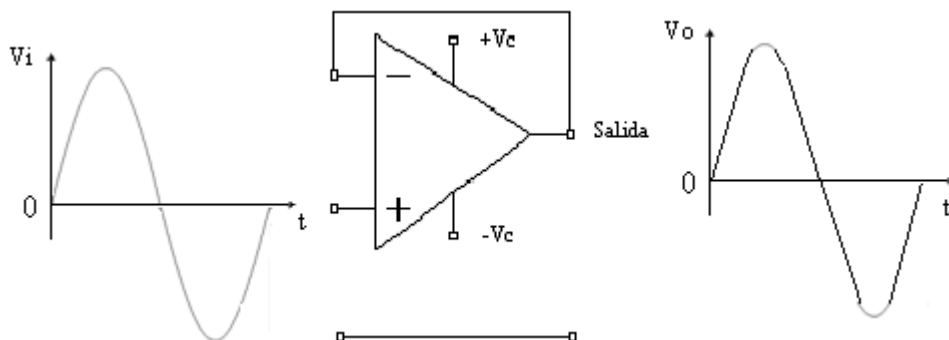


Figura N°33 Triangularización de la salida por limitación de la velocidad (slew rate).

Se puede determinar aproximadamente la máxima frecuencia sin distorsión que se puede obtener para un determinado Sr y excursión de salida pico.

Suponiendo que la tensión pico de carga del capacitor de compensación de frecuencia sea aproximadamente la tensión pico de salida y teniendo en cuenta la Ec. 21

$$V_{op} \approx I_{c \max} \times \frac{1}{W_{\max} \times C} = \frac{I_{c \max}}{C} \frac{1}{2\pi f_{\max}} \quad \text{Ec.21}$$

$$f_{\max} = \frac{S_r}{6,28 V_{op}} \text{ donde } S_r = \frac{I_{c \max}}{C} \quad \text{Ec.22}$$

Ejemplo del oscilograma de respuesta a pulsos del LM 307 se deduce que $S_r=0,5[V/ms]$. Calcular la frecuencia máxima sin distorsión para a) $V_{op} = +/- 8V$ y b) $Ouput \text{ swing} = +/- 14V$ o sea a máxima potencia.

$$\text{a) Se tiene que } f_{\max} = \frac{0,5 V / \mu s}{6,28 \times 8V} 9,9 KHz \quad \text{del manual } f_{\max} \approx 9 KHz \quad \text{Ec.23}$$

$$\text{b) Se tiene que } f_{\max \text{ pot}} = \frac{0,5 V / \mu s}{6,28 \times 14V} 5,7 KHz \quad \text{del manual } f_{\max \text{ pot}} \approx 5 KHz \quad \text{Ec.24}$$

Como se observa en las Ec. 23 y Ec. 24 los valores de frecuencias coinciden bastante con los leídos en las graficas de excursión de salida en función de la frecuencia.

Cuando se diseña un amplificador se debe considerar la limitación de frecuencia superior pero como vimos esta frecuencia puede ser determinada por respuesta en frecuencia para señal débil o por señal fuerte. En este caso de los dos valores calculados se elige el menor previniendo que el amplificador funciones con pequeña señal o señal fuerte. También se debe tener en cuenta que la máxima excursión a la salida de A.O depende de otras variables como por ejemplo la temperatura y el valor de la resistencia de carga.