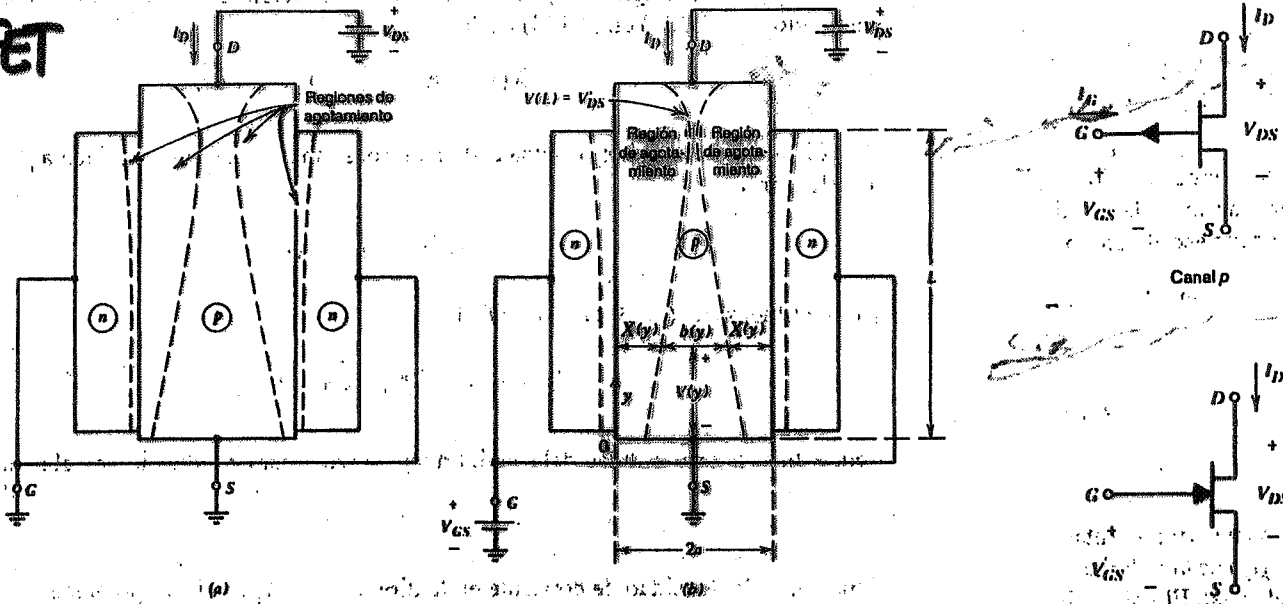


TRANSISTORES FET Y MOS

FET



MOS

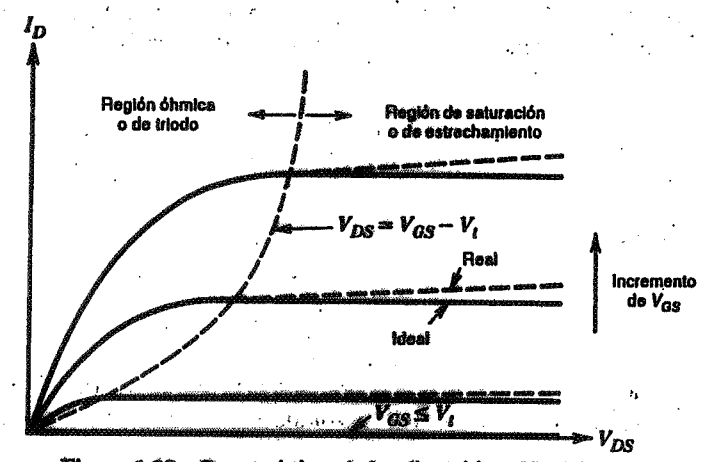
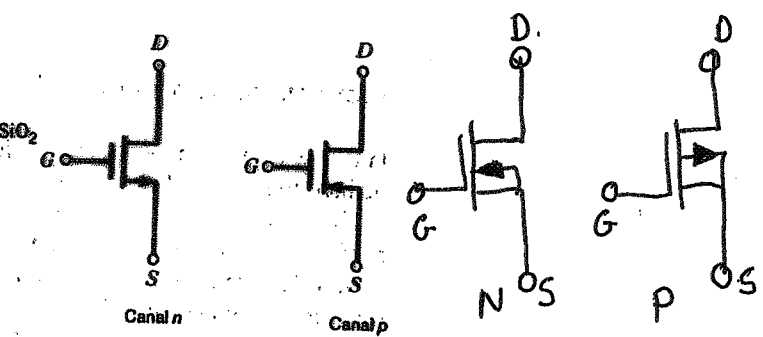
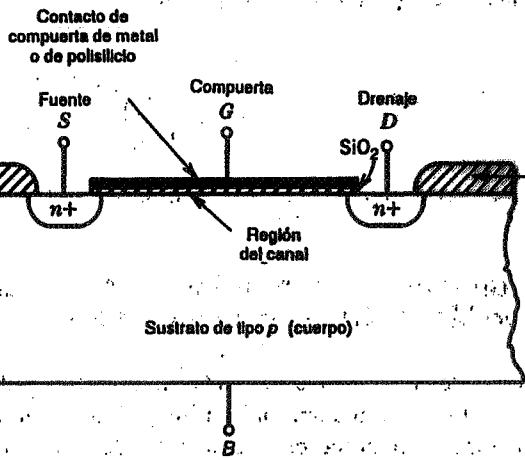


Figura 1.37 Dispositivo NMOS con voltajes de polarización aplicados.

Figura 1.38 Características de los dispositivos NMOS.

FET $I_D = I_0(V_{GS})$

MOS $I_D = I_0(V_{GS})$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$T_p = k (V_{GS} - V_p)^2$ (Incr)

V_T VALOR DE V_{GS} PARA $I_D = 0$ EN V_{GS}

MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE UN MOS/FET

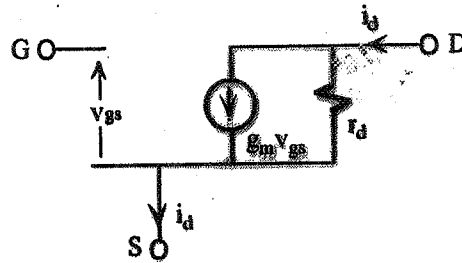


Figura 2.17. Modelo de pequeña señal de un transistor FET.

• TRANSCONDUCTANCIA

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DSQ}} \equiv \left. \frac{I_{D2} - I_{D1}}{V_{GS2} - V_{GS1}} \right|_{V_{DSQ}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{V_{DSQ}} \quad (2.28)$$

En un JFET, g_m se puede extraer a partir de la ecuación analítica del transistor en la región de saturación que relaciona la I_D con la V_{GS} , definida por

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad \text{o} \quad 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad (2.29)$$

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dV_{GS}} \right|_{V_{DSQ}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = -\frac{2}{V_P} \sqrt{I_D I_{DSS}}$$

En un transistor MOS, cuya ecuación analítica en la región de saturación es

$$I_D = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{o} \quad V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{k}}$$

g_m se puede expresar mediante la siguiente ecuación

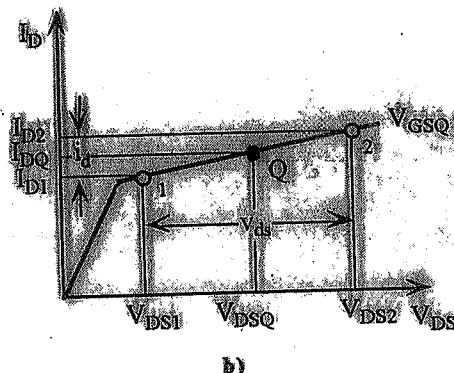
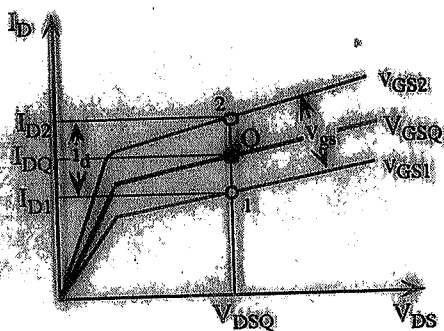
$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dV_{GS}} \right|_{V_{DSQ}} = k(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2I_D k}$$

• **Resistencia de salida o de drenador r_d .** Se define como

$$r_d = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{V_{GSQ}} \equiv \left. \frac{V_{DS2} - V_{DS1}}{I_{D1} - I_{D2}} \right|_{V_{GSQ}} = \left. \frac{v_{ds}}{i_d} \right|_{V_{GSQ}}$$

• **Factor de amplificación μ .** Relaciona los parámetros g_m y r_d de la siguiente manera

$$\mu = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = g_m r_d$$



CONFIGURACIONES AMPLIFICADORAS MOS/FET

$$\mu = g_m r_d$$

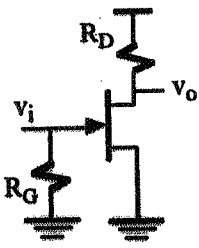
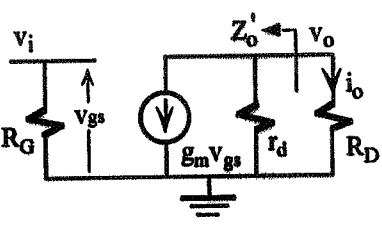
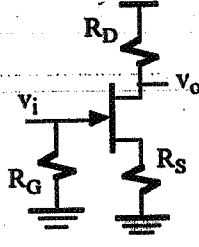
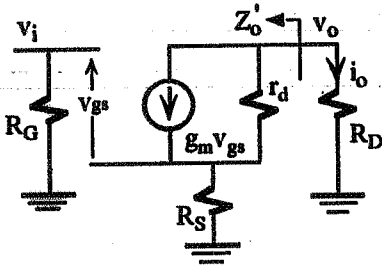
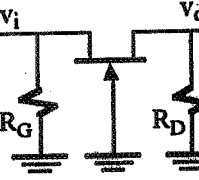
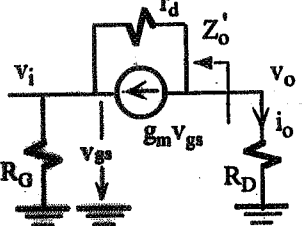
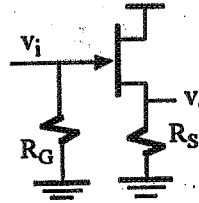
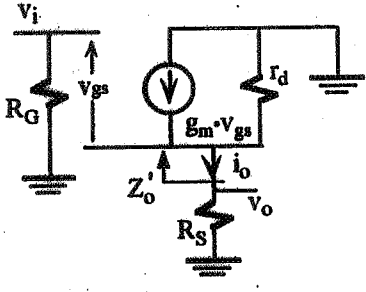
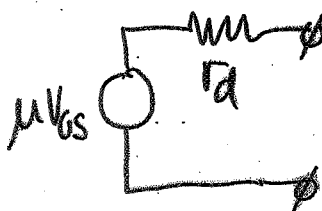
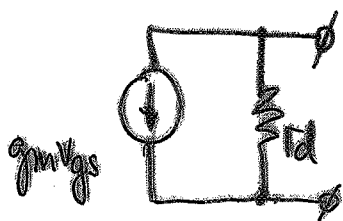
Configuración del amplificador	Modelo equivalente de pequeña señal	Parámetros del amplificador
 <p style="text-align: center;">Fuente común</p>		$A_V = -\frac{\mu R_D}{R_D + r_d}$ $A_I = -\frac{\mu R_G}{R_D + r_d}$ $Z_i = R_G$ $Z_o^{\circ} = r_d; \quad Z_o = Z_o^{\circ} \parallel R_D$
 <p style="text-align: center;">Fuente común con resistencia de fuente</p>		$A_V = -\frac{\mu R_D}{R_D + r_d + (1 + \mu) R_S}$ <p style="text-align: center;">Si $(1 + \mu) R_S \gg R_D + r_d$ y $\mu \gg 1$</p> $A_V \approx -\frac{R_D}{R_S}$ $Z_i = R_G$ $Z_o^{\circ} = r_d + (1 + \mu) R_S$ $Z_o = Z_o^{\circ} \parallel R_D$
 <p style="text-align: center;">Puerta común</p>		$A_V = \frac{(1 + \mu) R_D}{r_d + R_D}$ $Z_i = R_G \parallel \frac{r_d + R_D}{1 + \mu}$ $Z_o^{\circ} = r_d$ $Z_o = Z_o^{\circ} \parallel R_D$
 <p style="text-align: center;">Drenador común</p>		$A_V = \frac{1}{1 + \frac{R_S + r_d}{\mu R_S}}$ $Z_i = R_G$ $Z_o^{\circ} = \frac{r_d}{1 + \mu}$ $Z_o = Z_o^{\circ} \parallel R_S$

Tabla 2.5. Análisis de las configuraciones básicas de los amplificadores JFET y MOSFET.



EQUIVALENCIA ENTRE
CIRCUITO CON g_m
Y CON μ

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

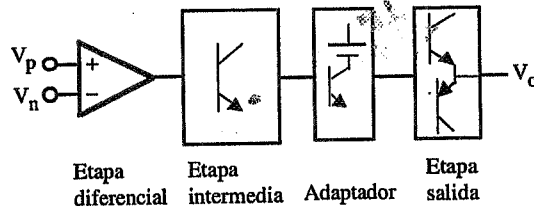
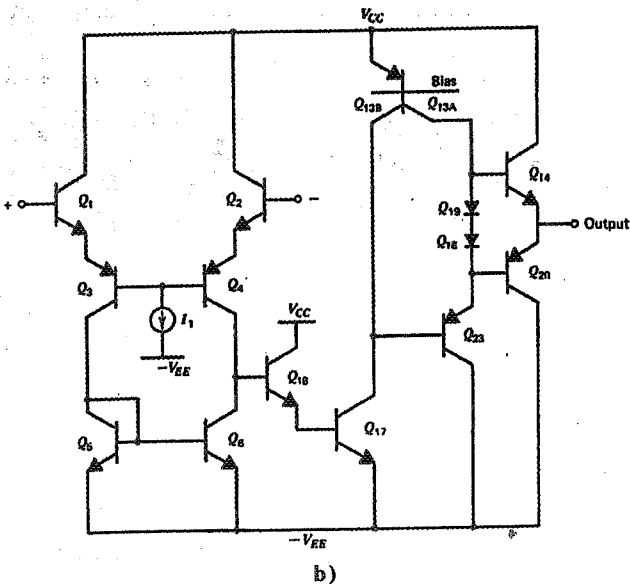
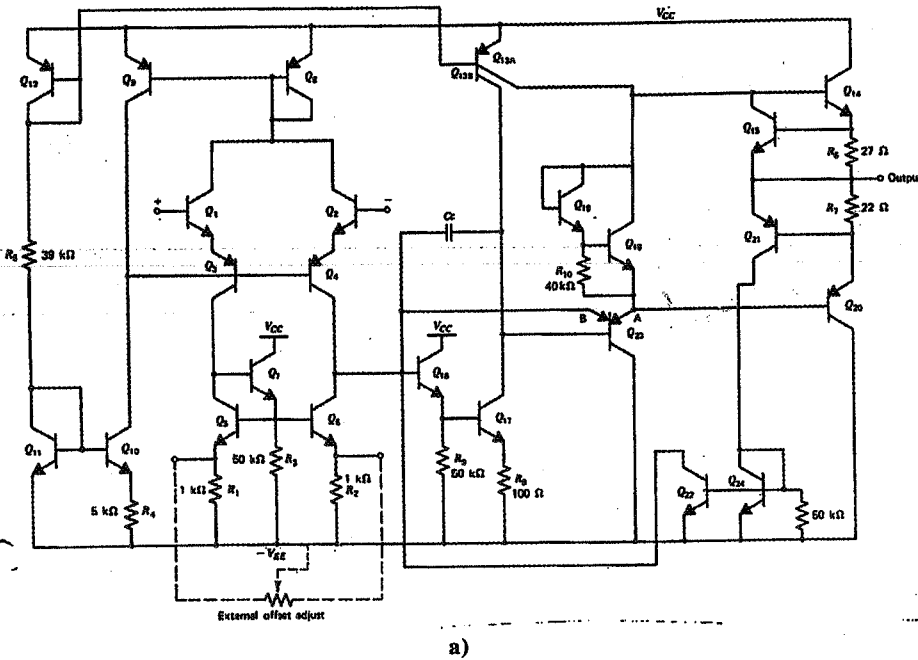


Figura 8.1. Bloques funcionales de un OA.



8.2. Esquemático del OA 741. a) Esquema completo, b) Esquema simplificado.

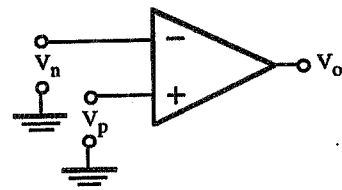


Figura 8.3. Símbolo de OA,

$$V_d = V_p - V_n$$

$$V_c = \frac{V_p + V_n}{2}$$

$$V_o = A_d V_d + A_c V_c$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad \text{o} \quad CMRR(\text{dB}) = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$$

$$V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{CMRR} \frac{V_c}{V_d} \right)$$

AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL. CARACTERÍSTICAS.

- 1) Resistencia de entrada ∞ .
- 2) Resistencia de salida 0.
- 3) Ganancia en tensión en modo diferencial ∞ .
- 4) Ganancia en tensión en modo común 0 (CMRR= ∞).
- 5) Corrientes de entrada nulas ($I_p=I_n=0$).
- 6) Ancho de banda ∞ .
- 7) Ausencia de desviación en las características con la temperatura.

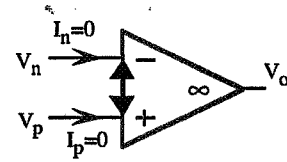


Figura 8.4. Representación del OA ideal.

8.3.- Configuraciones básicas del OA

• **Amplificador inversor.** La ganancia en tensión del amplificador inversor (figura 8.5) se obtiene analizando el circuito y aplicando las características del OA ideal. Si las corrientes a través de las líneas de entrada son nulas, se cumple

$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2} \quad (8.5)$$

En el OA ideal $V_n=V_p$. Pero en este caso $V_p=0 \Rightarrow V_n=0$, y por ello, a este nudo se le denomina **masa virtual** al tener una tensión de 0. Si $V_n=0$, sustituyendo en la ecuación 8.5 resulta que la ganancia vale

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

El término inversor es debido al signo negativo de esta expresión que indica un desfase de 180° entre la entrada y salida. La impedancia de entrada de este circuito es R_1 .

• **Amplificador no-inversor.** La ganancia en tensión del amplificador no-inversor (figura 8.6) se resuelve de manera similar al anterior caso a partir de las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} V_n = \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_o \\ V_n = V_p = V_i \end{cases} \quad (8.7)$$

resultando que

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8.8)$$

La impedancia de entrada es ∞ .

• **Seguidor.** Por último, la configuración seguidor (figura 8.7) tiene una ganancia $A_v=1$, pero la impedancia de entrada y salida de este circuito valen $Z_i \approx A_d R_i$ y $Z_o \sim R_o / A_d$, siendo R_i y R_o las impedancias de entrada y salida del OA. Por ejemplo, el 741 tiene las siguientes características: $A_d=200.000$, $R_i=1M\Omega$ y $R_o=75\Omega$. Aplicando las anteriores relaciones, se obtiene que las impedancias de entrada y salida del seguidor valen $Z_i=2 \cdot 10^{10}\Omega$ y $Z_o=3.7 \cdot 10^{-4}\Omega$.

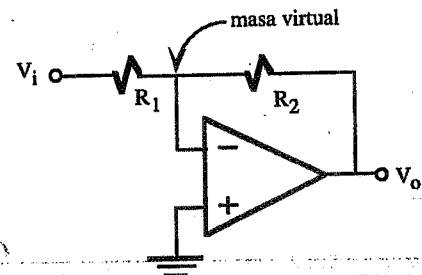


Figura 8.5. Amplificador inversor.

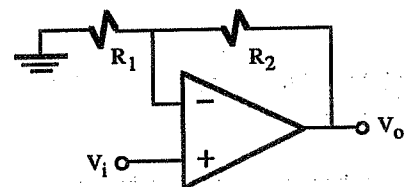


Figura 8.6. Amplificador no-inversor.

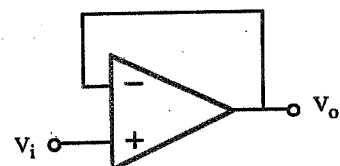


Figura 8.7. Amplificador seguidor.

• **Logarítmico y antilogarítmico (exponencial).** Un amplificador inversor cuya resistencia de realimentación es sustituida por un diodo, tal como se muestra en la figura 8.11.a, se comporta como un circuito cuya salida es proporcional al logaritmo de la tensión de entrada. Esta relación se obtiene a partir de la característica tensión-corriente del diodo que aplicado a este circuito es

$$I_d = I_S \left(\exp\left(\frac{-V_o}{\eta V_T}\right) - 1 \right) \quad (8.16)$$

En el caso de que $-V_o/\eta V_T \gg 1$, el 1 es despreciable frente al término exponencial. Y como $V_i = I_d R$, la relación logarítmica buscada es

$$V_o = -\eta V_T \ln \frac{V_i}{R I_S} = -\eta V_T \ln V_i - \text{Cte.} \quad (8.17)$$

La figura 8.11.b describe la versión del amplificador logarítmico basado en un transistor bipolar NPN. La versión dual de estos circuitos se indican en las figuras 8.12.a y 8.12.b. Fácilmente se comprueba que la expresión de este amplificador exponencial es

$$V_o = -I_S R \exp(V_i / \eta V_T) \quad (8.18)$$

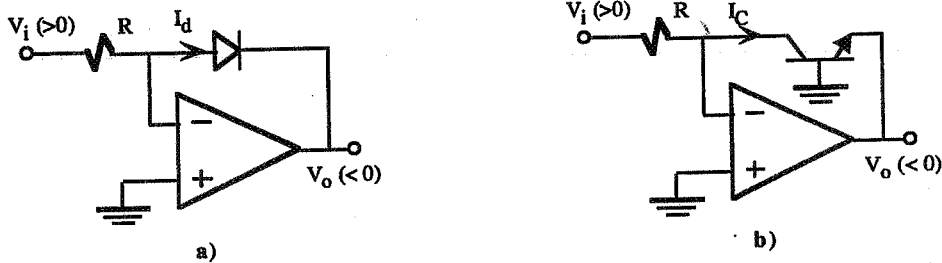


Figura 8.11. Amplificador logarítmico. a) basado en un diodo, b) basado en un transistor bipolar.

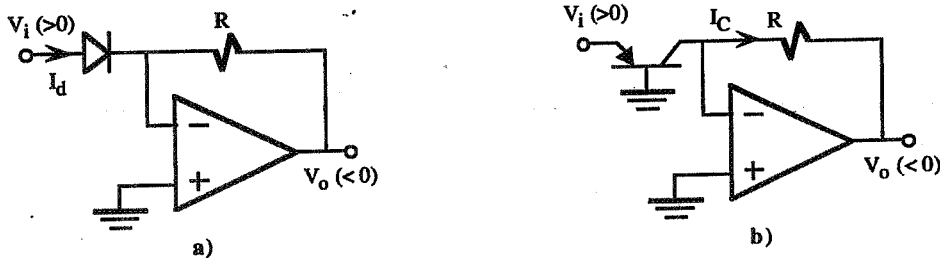
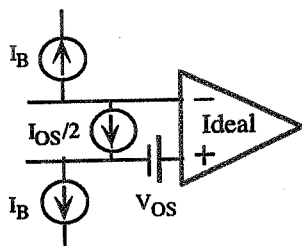


Figura 8.12. Amplificador antilogarítmico o exponencial. a) basado en un diodo, b) basado en un transistor bipolar.

LIMITACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

OFFSET, TENSIONES Y CORRIENTES EQUIVALENTES. COMPENSACION



8.13. Modelo de un OA con corrientes y tensiones "offset".

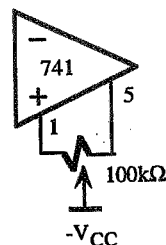


Figura 8.14. Corrección externa en el OA 741 para anular los efectos "offset".

8.4.- Otras configuraciones básicas del OA

• **Amplificador sumador.** El circuito mostrado en la figura 8.8, como su propio nombre indica, permite sumar algebraicamente varias señales analógicas. La tensión de salida se expresa en términos de la tensión de entrada como

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \dots \right) = -R_f \left(\sum_{i=1}^N \frac{V_i}{R_i} \right) \quad (8.9)$$

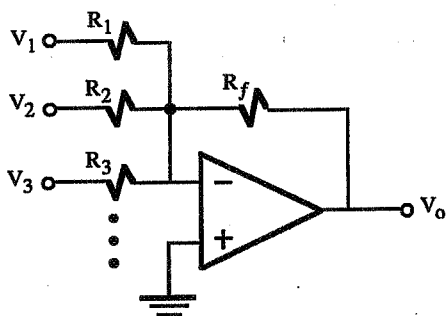


Figura 8.8. Amplificador sumador.

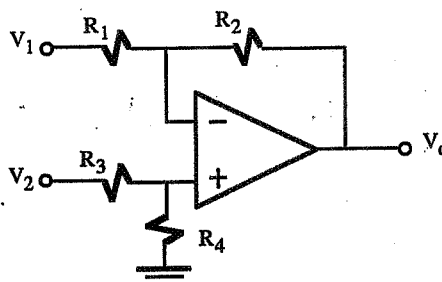


Figura 8.9. Amplificador restador.

• **Amplificador restador.** Analizando el circuito de la figura 8.9, fácilmente se obtiene la siguiente expresión

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \right) \quad (8.10)$$

Si se verifica la siguiente relación entre las resistencias

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (8.11)$$

se obtiene la expresión simplificada que indica como la tensión de salida es función de la diferencia de las tensiones de entrada:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

* INTEGRADOR Y DERIVADOR

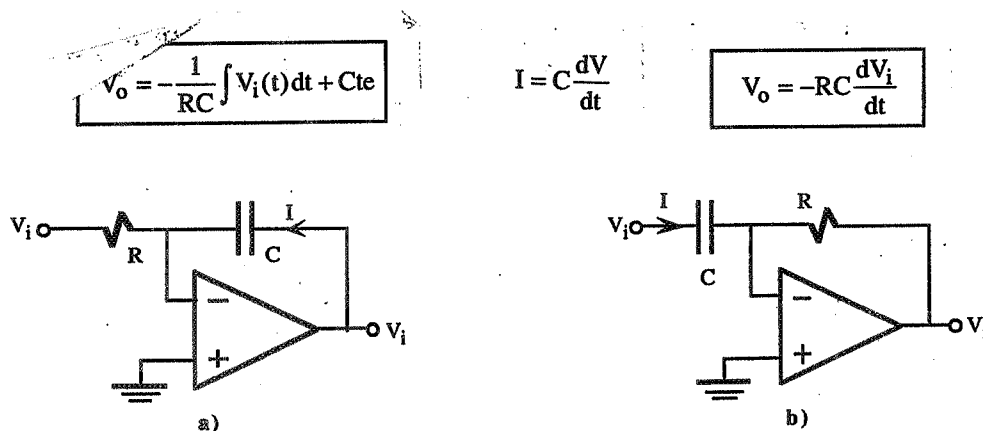


Figura 8.10. a) Integrador, b) derivador

8.5.2.- Parámetros de frecuencia

Los OA son diseñados para tener alta ganancia con un ancho de banda elevado, características que les hacen ser inestables con tendencia a la oscilación. Para asegurar estabilidad en su operación es preciso utilizar técnicas de compensación internas y/o externas que limitan su operación. El ejemplo más típico se encuentra en el 741 con un condensador interno de 3pF que introduce una frecuencia de corte superior (f_C) de 5Hz como se observa en la figura 8.14. A la frecuencia en la cual la ganancia toma 1 se denomina *ancho de banda de ganancia unidad* o f_1 . Una relación importante que verifica el OA es

$$A_{OL} \cdot f_C = A \cdot f = f_1$$

$$f_C = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

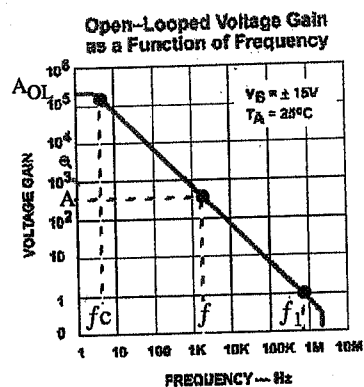


Figura 8.14. Respuesta en frecuencia del OA 741.

8.5.3.- Slew-Rate

Otro parámetro que refleja la capacidad del OA para manejar señales variables en el tiempo es el *slew-rate* (SR) definido como la máxima variación de la tensión de salida con el tiempo que puede proporcionar la etapa de salida del OA; se mide en V/ μ s y se expresa como

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad (\text{V}/\mu\text{s}) \quad (8.22)$$

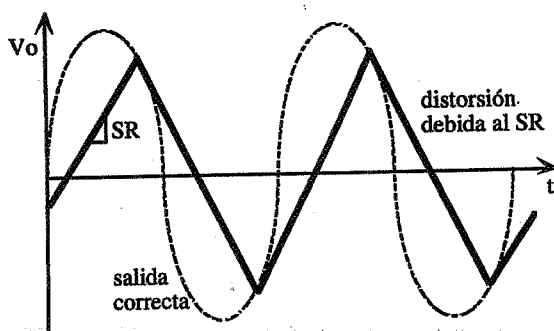


Figura 8.15. Efecto de la distorsión debida al SR en la salida de un OA.

El SR del OA 741 vale 0.5V/ μ s. Al intentar variar la tensión de salida con un valor mayor que el SR se producirá una distorsión o recorte de esa señal y el OA perderá sus características lineales. En la figura 8.15 se indica la distorsión típica que se aparece cuando se ha superado largamente el SR. En vez de obtener una onda sinusoidal se produce una especie de onda triangular cuya pendiente es efectivamente el valor de SR. Es

8.5.4.- Otros parámetros

Rango de tensión de entrada o *input voltage range*. Máxima diferencia de tensión a la entrada del OA. El OA 741 tiene un rango de entrada de ± 13 V.

Máxima variación de rango de tensión de salida o *maximun peak output voltage swing*. Indica para una alimentación de ± 15 V, el valor de tensión más alta que se puede esperar a la salida del OA. El OA 741 es de ± 14 V.

Resistencia y capacidad de entrada o *input resistance and capacitance*. Resistencia y capacidad equivalente en lazo abierto vista a través de los terminales de entrada. Para el OA 741 es de 2M Ω y 1.4pF, respectivamente.

Resistencia de salida o *output resistance*. El OA 741 tiene una resistencia de salida de 75 Ω .

Consumo de potencia o *total power dissipation*. Consumo de potencia DC en ausencia de señal y para una tensión de alimentación de ± 15 V. El OA 741 es de 50mW.

Máxima corriente de salida o *output short circuit current*. Corriente máxima de salida limitada por el circuito de protección. El OA 741 tiene 25mA.

Variación máxima de la tensión de salida o *output voltage swing*. Es la amplitud pico-pico máxima que se puede conseguir sin que se produzca recorte. El OA 741 es de ± 13 a ± 14 V para $V_{CC} = \pm 15$ V.