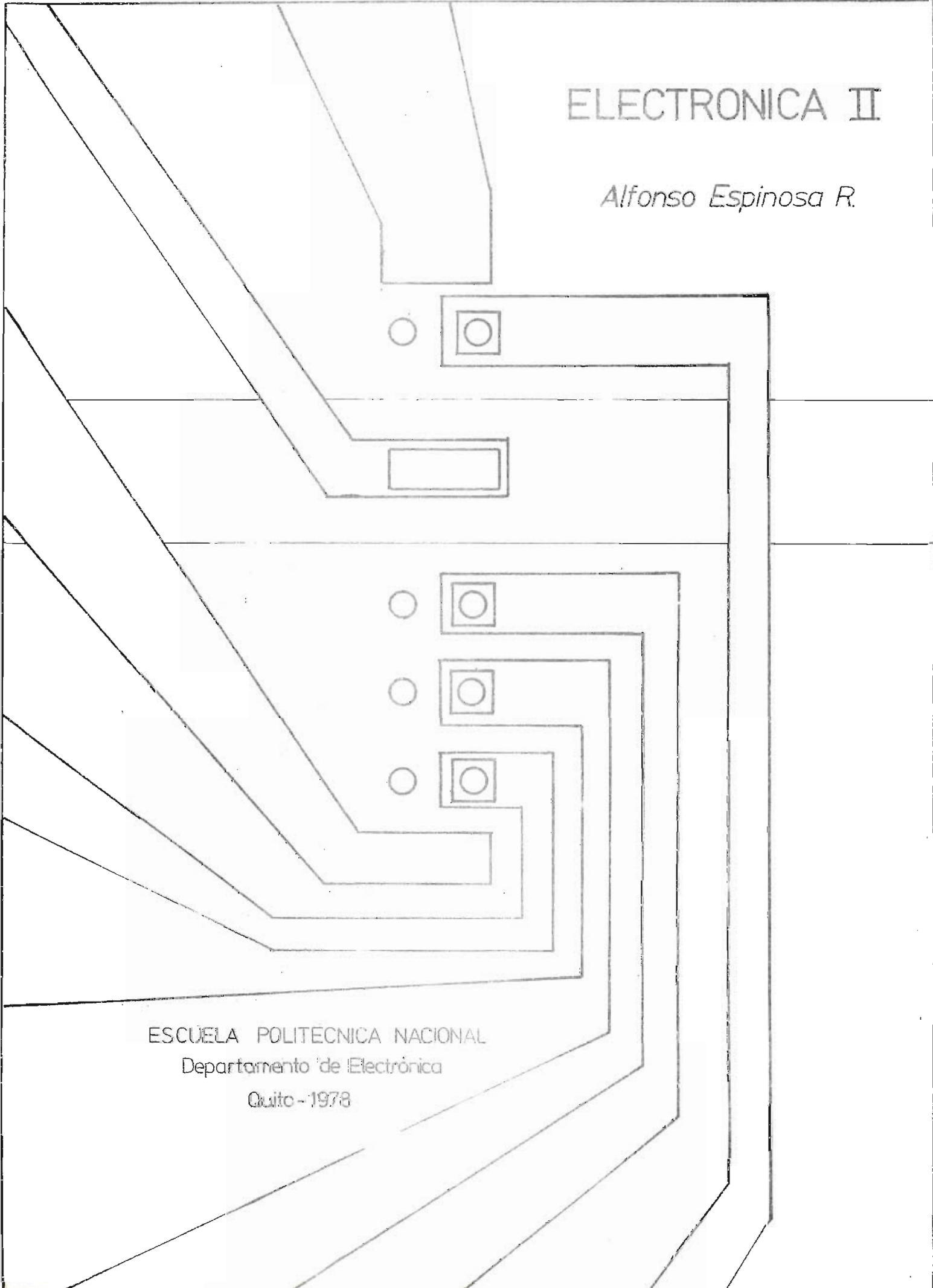


ELECTRONICA II

Alfonso Espinosa R.



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
Departamento de Electrónica
Quito - 1978

1978 PLAN DE TRABAJO

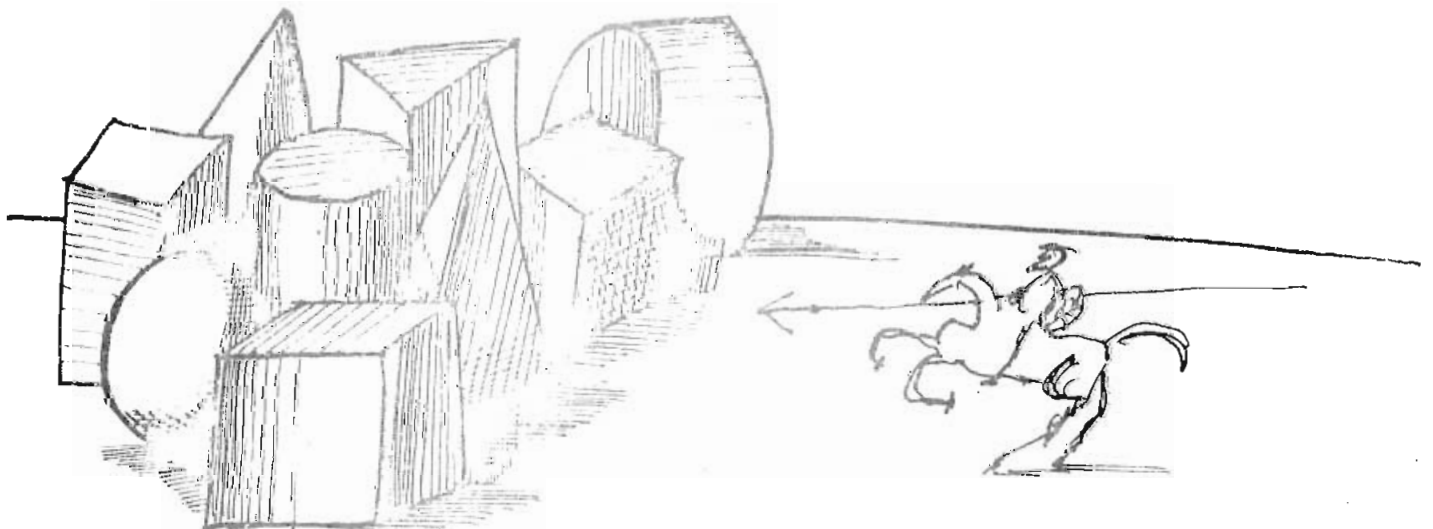
Semana	TEORIA	LABORATORIO
1	FET: Descripción General, JFET, MOSFET, Circuitos equivalentes, Amplificador con fuente común	Organización de los grupos
2	FET: Amplificadores con FET's. Aplicaciones especiales de FET's.	Características y polarización de los FET's.
3	Optoelectrónica	Amplificadores con FET's.
4	I Prueba Bimestral Respuesta de Frecuencia	Aplicaciones de optoelectrónica.
5	Respuesta de frecuencia de transistores bipolares.	Respuesta de frecuencia I
6	Circuitos de compensación II Prueba Bimestral	Respuesta de frecuencia II
7	Realimentación	Circuitos de compensación.
8	Amplificadores diferenciales, Amplificadores operacionales: características.	Osciladores.
9	Respuesta de frecuencia y estabilidad de amplificadores operacionales. Aplicaciones lineales.	Características de amplificadores operacionales.
10	Aplicaciones lineales de amplificadores operacionales I Prueba Bimestral	Aplicaciones lineales de amplificadores operacionales I; Amplificador, Sumador, Restador.
11	Aplicaciones no lineales de amplificadores operacionales	Aplicaciones lineales de amplificadores operacionales II: Seguidor de voltaje, Integrador, Amplificadores de voltaje alterno
12	Filtros activos	Aplicaciones no lineales de amplificadores operacionales.
13	Generadores de Funciones II Prueba Bimestral	Semana de prácticas atrasadas.

Pg.	PROGRAMA
1.	<u>Introducción:</u> Programa, Literatura.
2.	<u>Respuesta de frecuencia:</u> Diagrama de Bode, Funciones de transferencia. Análisis de frecuencia.
13.	<u>Realimentación:</u> Introducción, Realimentación negativa y positiva.
18	<u>Amplificadores diferenciales:</u> Amplificador diferencial ideal y real.
21.	<u>Amplificadores operacionales:</u> Definición, circuito básico, características.
23.	<u>Respuesta de frecuencia y estabilidad de amplificadores operacionales:</u> Realimentación, Estabilidad.
26.	<u>Aplicaciones de amplificadores operacionales:</u> Circuitos lineales, circuitos no lineales, Filtros activos, Generadores de funciones, Aplicaciones

LITERATURA

- Millman - Halkias: Integrated Electronics, Tokio, McGraw-Hill, 1972
- Lenta, John D.: Handbook of Modern Solid-State Amplifiers, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1974.
- Hnatch, Eugene R.: Applications of linear Integrated Circuits, New York, John Wiley, 1975.

Revistas: Electronics, Electronic Design, Control Engineering.



RESPUESTA DE FRECUENCIA

1. DIAGRAMA DE BODE

1.1. Definición

El diagrama de Bode está formado por dos curvas, en escala logarítmica, que muestran $G(jf) = V_o/V_i$ como:

- a) $|G|_{db} = 20 \lg |G| = f(f)$ Variación de la amplitud con la frecuencia.
- b) $\angle G = f(f)$ Variación del ángulo de fase con la frecuencia.

2. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

2.1. Función de transferencia proporcional.

$$G(jf) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = K \quad (K < 1)$$

$$|G|_{db} = 20 \lg K$$

$$\angle G = 0^\circ$$

La curva de la amplitud es una recta, paralela a la de 0 db y a una distancia K.

La curva de fase es una recta sobre el eje de 0°

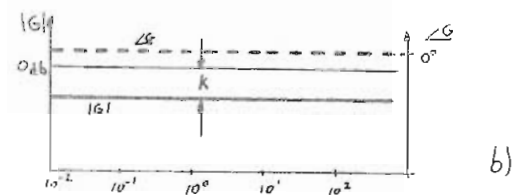
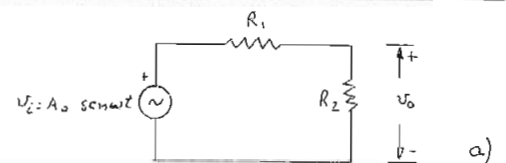
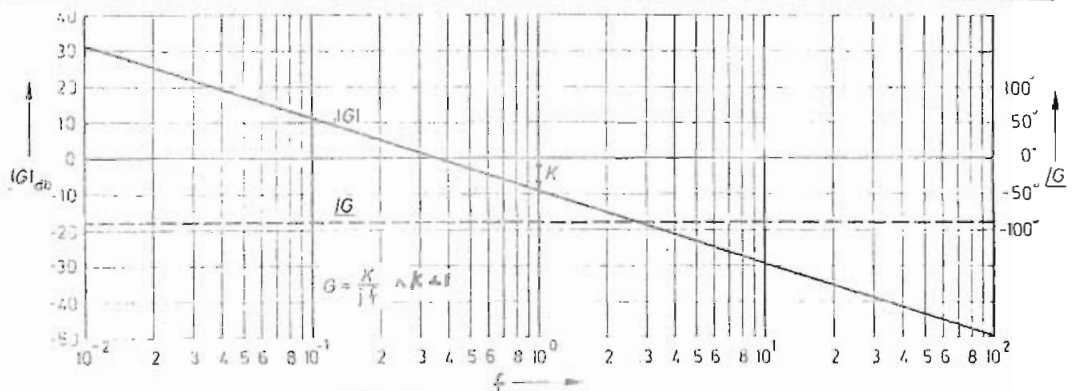


Fig.1.- Función proporcional.
a) Circuito
b) Diagrama de Bode.

2.2. Función de transferencia de un integrador.

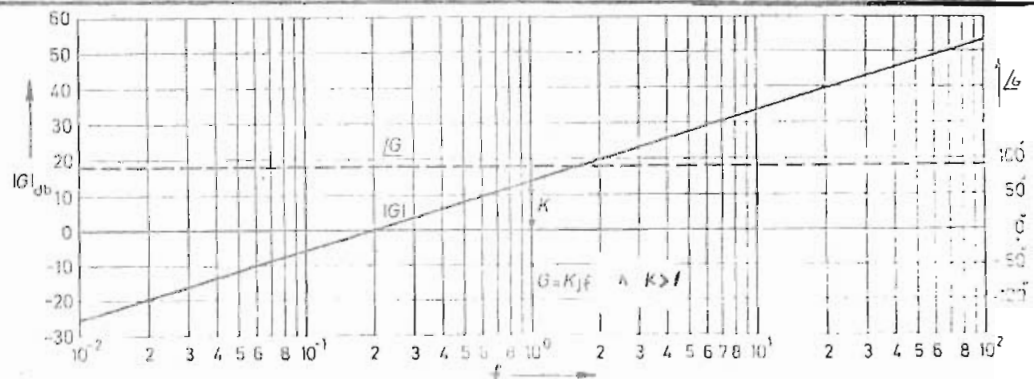
Fig.2.- Diagrama de Bode de un integrador

(Pendiente = 20 db/década = 6 db/octava)



2.3. Función de transferencia de un diferenciador.

Fig.3.- Diagrama de Bode de un diferenciador.



2.4. Función de transferencia de un polo.

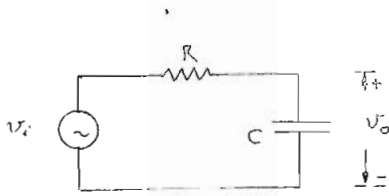


Fig.4.- Filtros pasa-bajo

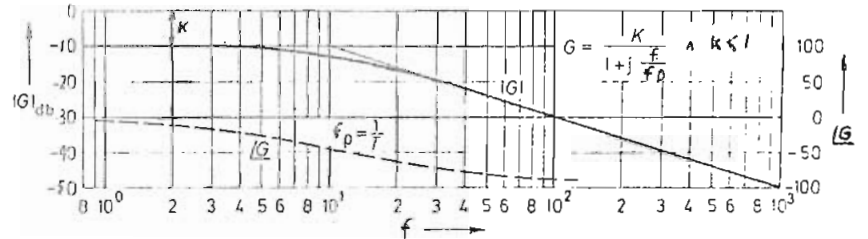


Fig.5.- Diagrama de Bode

$$G(jf) = \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_p}} \Rightarrow G(jf) = \begin{cases} K & \text{para } f \ll f_p \\ \frac{K}{j(f/f_p)} & \text{para } f \gg f_p \end{cases}$$

$$G(jf) = \frac{K}{1 + (f/f_p)^2} + j \frac{-K (f/f_p)}{1 + (f/f_p)^2}$$

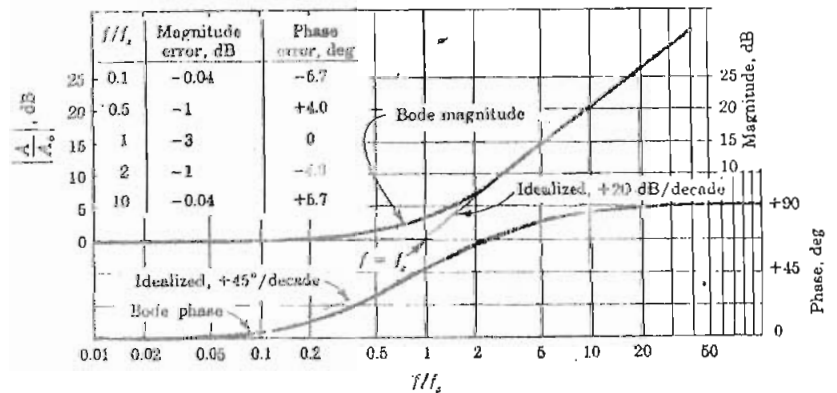
$$|G(jf)|_{db} = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (f/f_p)^2} \Rightarrow |G(jf)|_{db} = \begin{cases} 20 \lg K & \text{para } f \ll f_p \\ 20 \lg \left[\frac{K}{f/f_p} \right] & \text{para } f \gg f_p \end{cases}$$

20 lg K - 3db para f = f_p

$$\angle G = - \arctan (f/f_p) \Rightarrow \angle G = \begin{cases} -90^\circ & \text{para } f \gg f_p \\ -45^\circ & \text{para } f = f_p \\ 0^\circ & \text{para } f \ll f_p \end{cases}$$

2.5. Función de transferencia de un cero

Fig.6.- Diagrama de Bode de la función de transferencia de un cero.



$$A(jf) = A_o [1 + j(f/f_z)]$$

$$\left| \frac{A}{A_o} \right|_{db} = 20 \lg \sqrt{1 + (f/f_z)^2} \Rightarrow |A|_{db} = \begin{cases} 3db & \text{para } f = f_z \\ 0db & \text{para } f \ll f_z \\ 20 \lg (f/f_z) & \text{para } f \gg f_z \end{cases}$$

$$\angle \frac{A}{A_o} = \theta = \arctan (f/f_z) \Rightarrow \theta = \begin{cases} 0 & \text{para } f \ll f_z \\ 45^\circ & \text{para } f = f_z \\ 90^\circ & \text{para } f \gg f_z \end{cases}$$

2.6. Función de transferencia de un filtro pasa-alto.

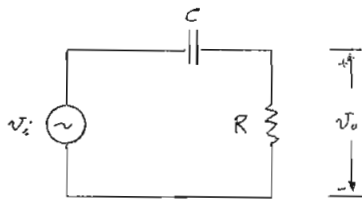


Fig. 7.- Filtro pasa-alto

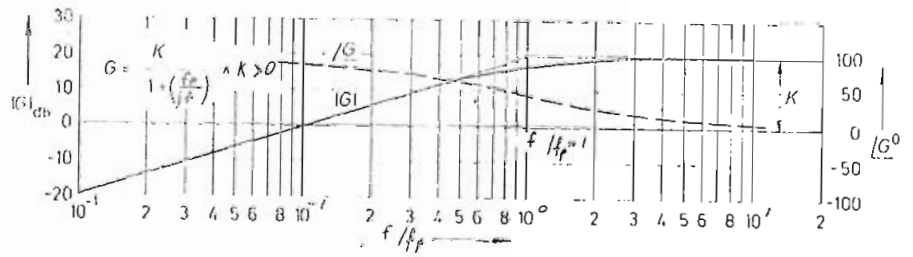


Fig. 8.- Diagrama de Bode

$$G(jf) = \frac{K}{1 + \frac{f_p}{jf}} \Rightarrow G(jf) = \begin{cases} K & \text{para } f \gg f_p \\ \frac{K}{jf/f_p} & \text{para } f \ll f_p \end{cases}$$

$$G(jf) = \frac{K}{1 + (f_p/f)^2} + j \frac{K(f_p/f)}{1 + (f_p/f)^2}$$

$$|G(jf)| = 20 \log K - 20 \log \sqrt{1 + (f_p/f)^2} \Rightarrow |G(jf)|_{dB} = \begin{cases} 20 \log K & \text{para } f \gg f_p \\ 20 \log K - 20 \log (f_p/f) & \text{para } f \ll f_p \\ 20 \log K - 3 \text{ dB} & \text{para } f = f_p \end{cases}$$

$$\angle G(jf) = \arctan (f_p/f) \Rightarrow \angle G(jf) = \begin{cases} 90^\circ & \text{para } f \ll f_p \\ 45^\circ & \text{para } f = f_p \\ 0^\circ & \text{para } f \gg f_p \end{cases}$$

2.7 Función de transferencia del producto de funciones y del inverso de funciones.

- Producto de funciones

$$F(j\omega) = F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) \cdot \dots \cdot F_n(j\omega)$$

$$|F(j\omega)| = |F_1(j\omega)| \cdot |F_2(j\omega)| \cdot \dots \cdot |F_n(j\omega)|$$

$$|F(j\omega)|_{dB} = |F_1(j\omega)|_{dB} + |F_2(j\omega)|_{dB} + \dots + |F_n(j\omega)|_{dB}$$

$$\angle F(j\omega) = \angle F_1(j\omega) + \angle F_2(j\omega) + \dots + \angle F_n(j\omega)$$

- Inverso de funciones

$$[F(j\omega)]^{-1} = \frac{1}{F(j\omega)}$$

$$|[F(j\omega)]^{-1}|_{dB} = -|[F(j\omega)]|_{dB}$$

$$\angle [F(j\omega)]^{-1} = -\angle [F(j\omega)]$$

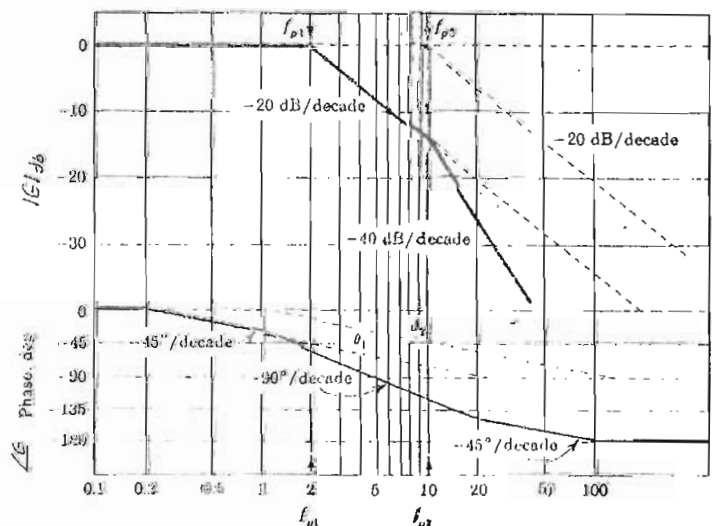


Fig. 9.- Diagrama de Bode de una función de transferencia.

formada por dos polos:

$$G(jf) = \frac{1}{1 + j(f/f_{p1})} \cdot \frac{1}{1 + j(f/f_{p2})}$$

2.8 Ancho de banda

El ancho de banda se define entre los puntos en que existe una disminución de la ganancia de 3 db.

$$BW = f_{H(-3db)} - f_{L(-3db)}$$

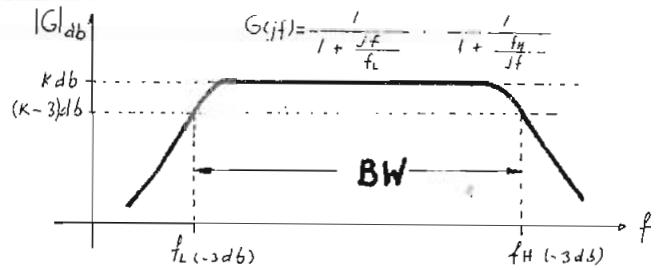


Fig 10 - Ancho de banda

2.9 Función de transferencia de factores elevados a la n potencia.

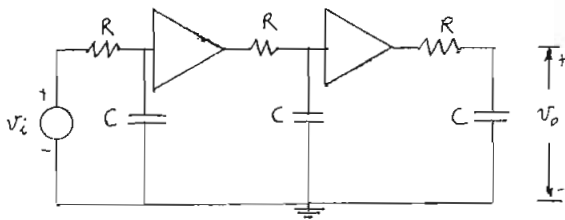


Fig. 11.- Filtros pasa-bajo en cascada

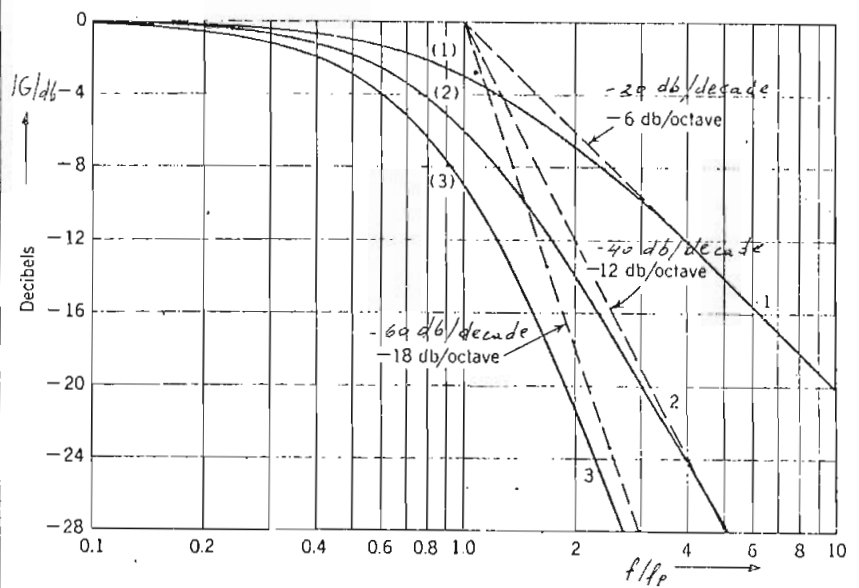


Fig. 12.- Diagrama de Bode de (n) filtros pasa-bajo conectados en cascada

$$G(jf) = \left(\frac{1}{1 + j(f/f_p)} \right)^n$$

$$|G(jf)| = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_p)^2}} \right]^n$$

Interesamos el valor de la frecuencia $f(-3db)$

$$|G(jf_{-3db})| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\left[\frac{1}{1 + (f_{-3db}/f_p)^2} \right]^{n/2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_{(-3db)} = \sqrt{2^{1/n} - 1} f_p$$

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$f_{(-3db)}/f_p$	1	0,64	0,51	0,44	0,39	0,35	0,32	0,30	0,28

3. ANALISIS DE FRECUENCIA DE TRANSISTORES BIPOLARES

3.1. Variación de los parámetros h.

- h_i varía muy poco
- h_r varía muy poco
- h_f es el parámetro que más varía.

$$\bar{h}_f = \frac{h_{fo}}{1 + j \frac{f}{f_o}}$$

Conexión con base común:

$$\bar{h}_{f_b} = \alpha$$

$$\alpha = \frac{\alpha_o}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

Conexión con emisor común

$$\bar{h}_{f_E} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\beta = \frac{\beta_o}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad \wedge \quad \beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \quad \wedge \quad f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha_o)$$

La conexión con base común es mucho más estable, en alta frecuencia, que la conexión con emisor común.

- h_o varía de acuerdo a las variaciones de C_{be} y C_{bc}

$$\bar{h}_{oe} \approx \frac{\bar{h}_{ob}}{1 + h_{fb}}$$

$$\bar{h}_{oo} = h_{ob} + j\omega C_{ob}$$

$$\bar{h}_{oe} = \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}} + j\omega \frac{C_{ob}}{1 + h_{fb}}$$

$$C_{oe} = \frac{C_{ob}}{1 + h_{fb}}$$

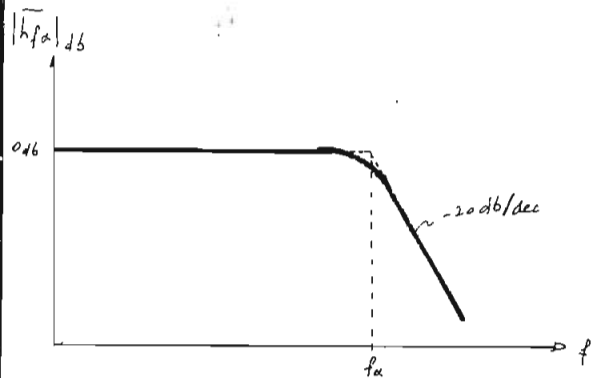


Fig. 13.- Variación de α con la frecuencia

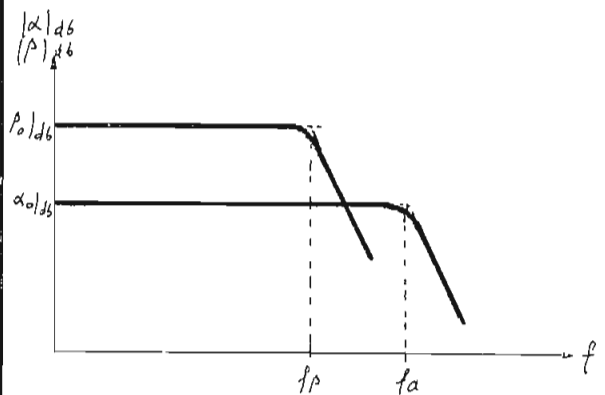


Fig. 14.- Variación de α y β con la frecuencia

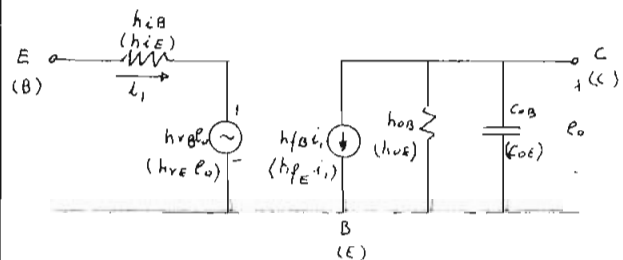


Fig. 15.- Circuito equivalente

3.2. Análisis de amplificadores con emisor común

Debemos encontrar la amplificación como función de la frecuencia.

$$A = A_0 \left(\frac{1}{1 + jf/f_b} \right) \left(\frac{1}{1 + jf/f_e} \right) \left(\frac{f_c + jf}{f_c + jf} \right)$$

A_0 es la amplificación para el caso en que los elementos se comporten en forma óptima y la amplificación no se reduzca ni en baja ni en alta frecuencia.

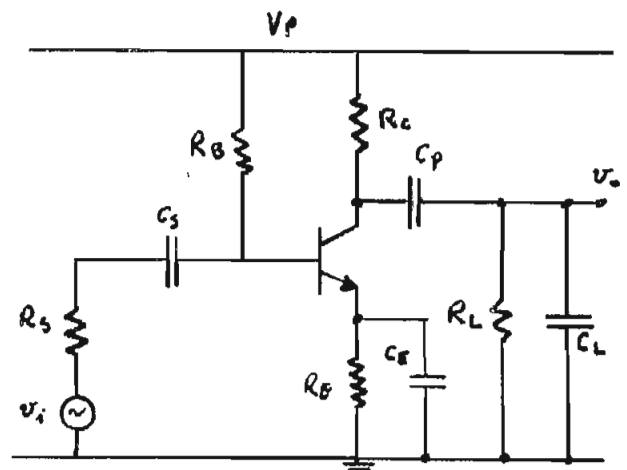


Fig. 16.- Amplificador con emisor común

3.2.1. Cálculo de A_0

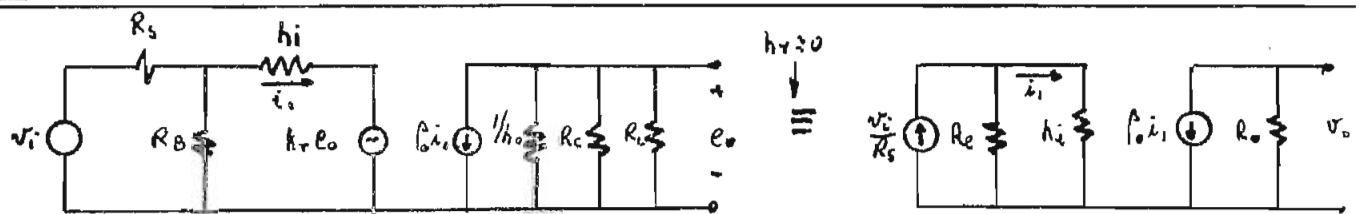


Fig. 17.- Circuito equivalente del amplificador con emisor común en el caso óptimo

$$R_e = R_s \parallel R_B$$

$$R_o = \frac{1}{h_o} \parallel R_C \parallel R_L$$

$$\frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_e \cdot h_i}{R_e + h_i} = i_1 \cdot h_i$$

$$V_o = -\beta_o \cdot i_1 \cdot R_o$$

$$V_o = -\beta_o \cdot \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \cdot R_o$$

$$A_0 = \frac{V_o}{V_i}$$

$$A_0 = -\beta_o \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \cdot R_o$$

3.2.2. Influencia de C_L , C_{OE} y β

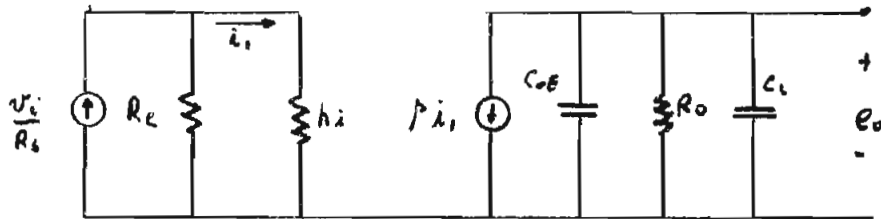


Fig. 18.- Circuito equivalente considerando las capacidades entre colector y emisor

C_L , C_{OE} y β influyen en las altas frecuencias.

$$C_o = C_{OE} + C_L$$

$$Z_o = R_o \parallel C_o$$

$$Z_o = \frac{R_o \cdot \frac{1}{j\omega C_o}}{R_o + \frac{1}{j\omega C_o}}$$

$$Z_o = R_o \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_o R_o}$$

$$Z_o = R_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{jf}{\frac{1}{2\pi C_o R_o}}} \Rightarrow \downarrow f_c = \frac{1}{2\pi C_o R_o}$$

$$Z_o = R_o \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

$$A = -\beta \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \cdot Z_o$$

$$\beta = \frac{\beta_o}{1 + \frac{jf}{f_\beta}}$$

$$A = - \left(\frac{\beta_o}{1 + \frac{jf}{f_\beta}} \right) \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \right) (R_o) \left(\frac{1}{1 + \frac{jf}{f_c}} \right)$$

$$A = A_o \left(\frac{1}{1 + \frac{jf}{f_\beta}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{jf}{f_c}} \right)$$

$C_o + C_L$ determinan un punto de corte en alta frecuencia en

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_o R_o}$$

El transistor determina un punto de corte en alta frecuencia en f_β

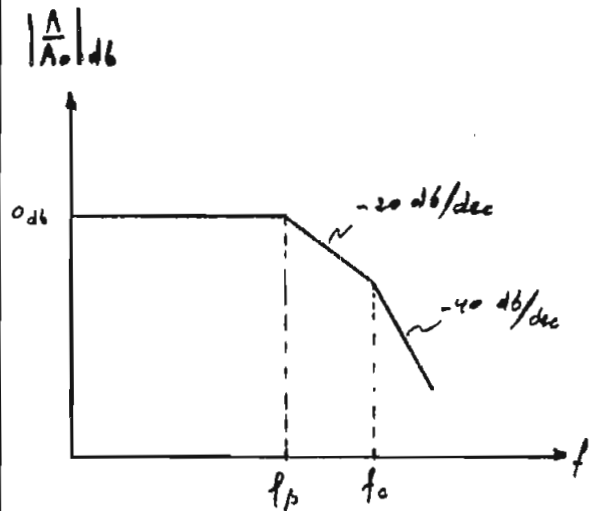


Fig. 19.- Respuesta de frecuencia tomando en cuenta sólo las variaciones de β y C_o .

3.2.3. Influencia de los condensadores de paso C_s y C_p

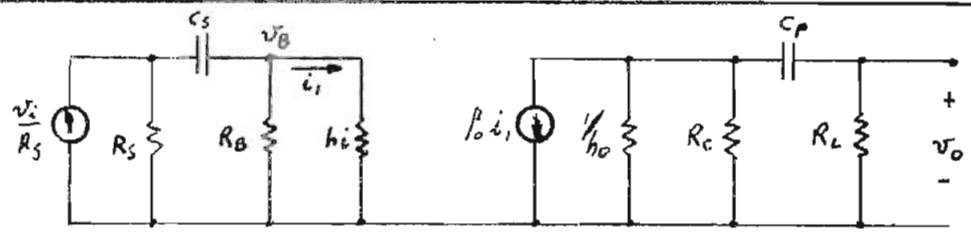


Fig. 20.- Circuito equivalente de un amplificador con emisor común, considerando los condensadores de paso C_s y C_p

C_p y C_s influyen en las frecuencias bajas. A la entrada y a la salida tenemos básicamente el circuito de la Fig. 21.

$$i [R_a \parallel (X_{C_p} + R_b)] = i_c (R_b + X_{C_p})$$

$$i_c = i \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b + X_{C_p}}$$

$$i_c = i \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_p (R_a + R_b)}}$$

$$e_o = i (R_a \parallel R_b) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_p (R_a + R_b)}}$$

En el circuito equivalente, a la entrada tenemos:

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_s [R_s + (R_b \parallel h_i)]}$$

$$i_1 = \frac{v_B}{h_i} = \frac{v_i}{h_i \cdot R_s} (R_s \parallel R_b \parallel h_i) \left(\frac{1}{1 + f_s/jf} \right)$$

En el circuito equivalente, a la salida tenemos:

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_p \left[\left(\frac{1}{h_o} \parallel R_c \right) + R_L \right]}$$

$$v_o = -\beta_o i_1 [1/h_o \parallel R_c \parallel R_L] \cdot \frac{1}{1 + f_p/jf}$$

$$v_o = -\beta_o \cdot \frac{v_i}{h_i \cdot R_s} \left(\frac{1}{1 + f_s/jf} \right) \cdot R_o \cdot \left(\frac{1}{1 + f_p/jf} \right) \cdot (R_s \parallel R_b \parallel h_i)$$

$$\frac{R_s \parallel R_b \parallel h_i}{h_i} = \frac{R_s \parallel R_b}{(R_s \parallel R_b) + h_i}$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = A_o \cdot \left(\frac{1}{1 + f_s/jf} \right) \left(\frac{1}{1 + f_p/jf} \right)$$

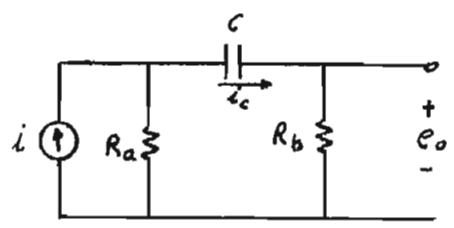


Fig. 21.- Circuito con condensador de paso

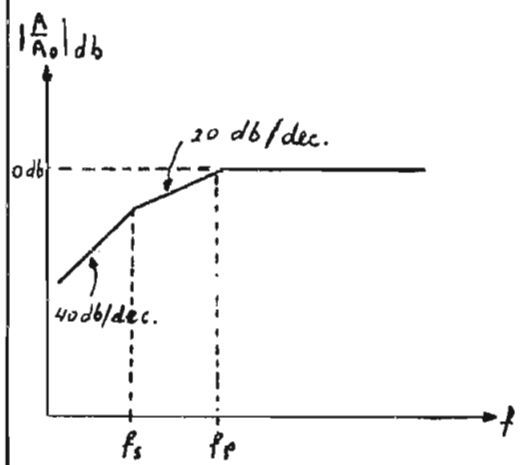


Fig. 22.- Respuesta de frecuencia tomando en cuenta sólo los condensadores de paso.

3.2.4. Influencia de la resistencia y condensador de emisor

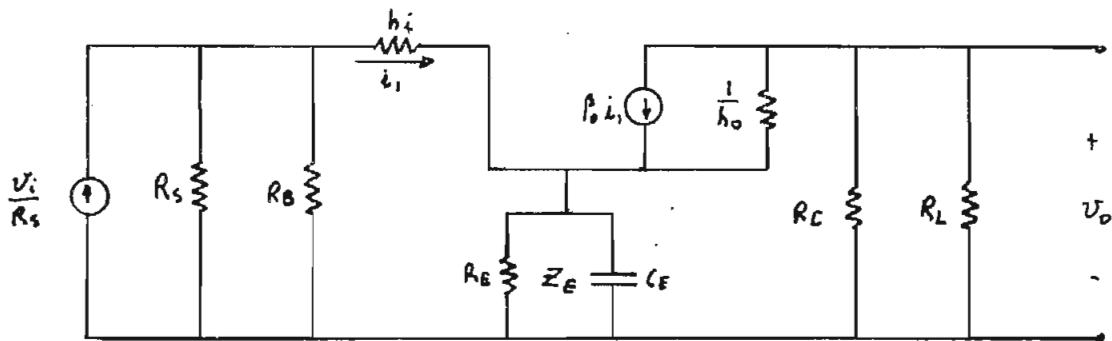


Fig. 23.- Circuito equivalente de un amplificador con emisor común, considerando la resistencia y capacidad conectadas al emisor.

C_E influye en las frecuencias bajas

Si se considera que $1/h_0$ es muy grande, y $\beta \gg 1$, entonces, a la entrada, el circuito equivalente tiene la forma que indica la Fig. 24.

$$\frac{V_i}{R_s} \cdot [R_s \parallel R_B \parallel (h_i + \beta Z_E)] = i_1 (h_i + \beta Z_E) \quad \wedge \quad Z_E = R_E \parallel X_{C_E}$$

$$i_1 = \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i + \beta Z_E} \quad \wedge \quad R_E \equiv R_s \parallel R_B$$

$$i_1 = \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i} \cdot \frac{1}{1 + \beta \frac{1}{R_E + h_i} \cdot \frac{R_E}{j\omega C_E R_E + 1}} \quad \wedge \quad \beta Z_E = \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E}$$

$$i_1 = \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E R_E + \beta \frac{R_E}{R_E + h_i}}$$

$$i_1 = \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i} \cdot \frac{1}{1 + \beta \frac{R_E}{R_E + h_i}} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + \frac{j\omega C_E R_E}{1 + \beta \frac{R_E}{R_E + h_i}}}$$

$$\left. \begin{aligned} f_{p1} &\approx 1 + \frac{\beta R_E}{R_E + h_i} \\ f_{p1} &= \frac{1}{2\pi C_E R_E} \\ f_{p2} &\approx \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + h_i}\right) \left(\frac{1}{2\pi C_E R_E}\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} f_{p2} &= \beta f_{p1} \\ f_{p2} &> f_{p1} \end{aligned} \right.$$

$$i_1 = \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}\right)$$

Si h_0 es muy grande y $\beta \gg 1$, entonces $R_0 \approx R_C \parallel R_L$ y $V_0 = -\beta \cdot i_1 \cdot R_0$

$$V_0 = -\beta \cdot \frac{V_i}{R_s} \cdot \frac{R_E}{R_E + h_i} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}\right) \cdot R_0$$

$$A_v = A_0 \left(\frac{f_c + jf}{f_{c2} + jf}\right)$$

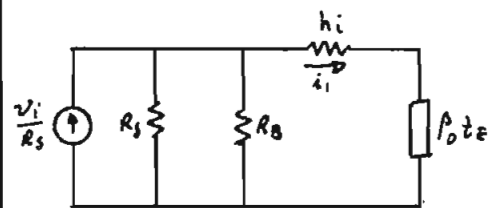


Fig. 24.- Límites de entrada

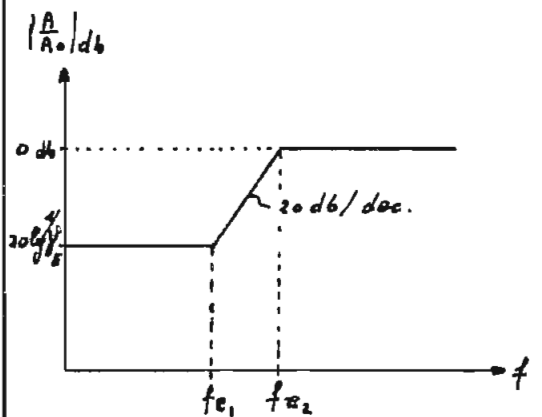


Fig. 25.- Resposta de frecuencia tomando en cuenta solamente Z_E

3.3. Circuitos de compensación.

3.3.1. Compensación en alta frecuencia.

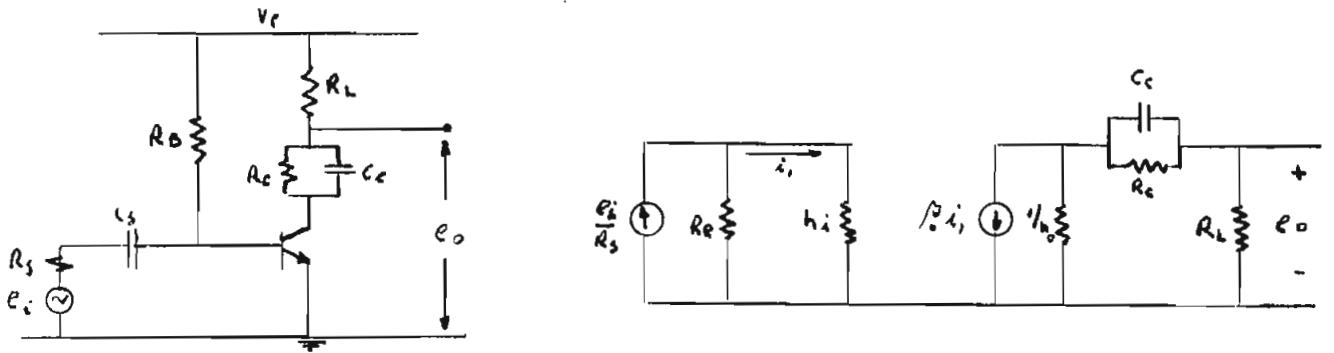


Fig. 26.- Amplificador con emisor común y compensación para altas frecuencias.

Consideramos sólo las variaciones a causa de $R_C \parallel C_C$.

$$i_1 = \frac{e_i}{R_s} \cdot \frac{R_C}{R_C + h_i} \quad \wedge \quad R_C = R_C \parallel R_s$$

$$e_o = -\beta_o \cdot i_1 \cdot \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_L \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C \parallel X_{C_C}}{1/h_o + R_L}}$$

$$e_o = -\beta_o \cdot \frac{e_i}{R_s} \cdot \frac{R_C}{R_C + h_i} \cdot \frac{1/h_o \cdot R_L}{R_L + 1/h_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C / j\omega C_C}{(R_C + \frac{1}{j\omega C_C})(1/h_o + R_L)}}$$

$$A = \frac{e_o}{e_i} = A_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C / (1/h_o + R_L)}{j\omega C_C R_C + 1}}$$

$$A = A_o \cdot \frac{1 + j\omega C_C R_C}{1 + j\omega C_C R_C + \frac{R_C}{1/h_o + R_L}}$$

$$A = A_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C}{1/h_o + R_L}} \cdot \frac{1 + j\omega R_C C_C}{1 + j\omega R_C C_C \left(\frac{1/h_o + R_L}{1/h_o + R_L + R_C} \right)}$$

$$\left. \begin{aligned} f_c &\equiv \frac{1/h_o + R_L + R_C}{1/h_o + R_L} \\ f_{cc} &\equiv \frac{1}{2\pi R_C C_C} \\ f_r &\equiv \frac{1}{2\pi C_C R_C \left(\frac{1/h_o + R_L}{1/h_o + R_L + R_C} \right)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} f_r &= f_c \cdot f_{cc} \\ f_r &> f_{cc} \end{aligned}$$

$$A = A_o \cdot \frac{1}{f_c} \cdot \left(1 + jf/f_{cc} \right) \left(\frac{1}{1 + jf/f_r} \right)$$

Si hacemos que f_{cc} coincida con el primer punto de corte en alta frecuencia, aumentamos el ancho de banda, pero siempre se cumple:

$$A \cdot BW \geq b_n$$

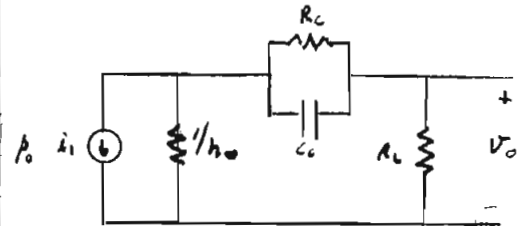


Fig. 27.- Circuito de salida

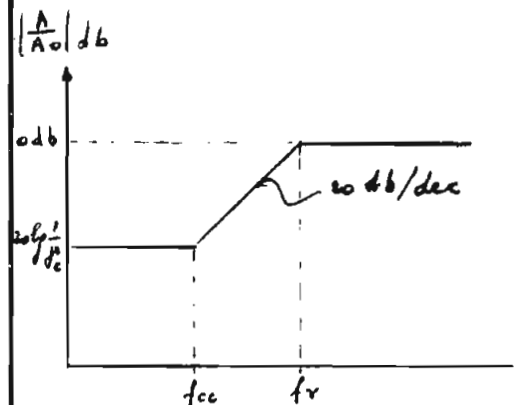


Fig. 28.- Respuesta de frecuencia tomando en cuenta la compensación para altas frecuencias.

3.3.2. Compensación en baja frecuencia

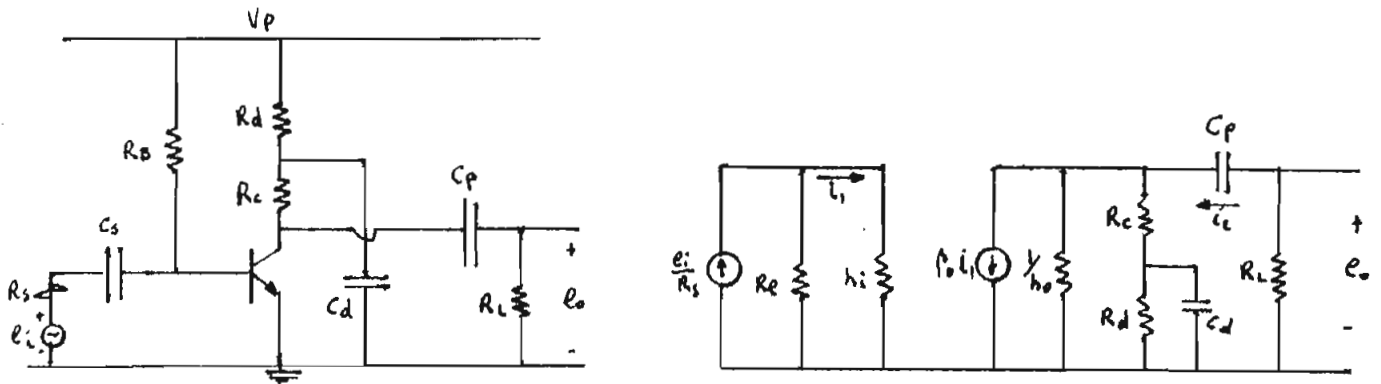


Fig. 29.- Amplificador con emisor común y compensación para bajas frecuencias

Consideramos solamente las variaciones a causa de $C_d \parallel R_d$.

$$i_1 = \frac{e_i}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \quad \text{con } R_e = R_B \parallel R_s$$

Considerando que h_o es muy grande, tenemos:

$$\frac{i_L}{\beta_0 i_1} = \frac{R_c + (R_d \parallel X_{Cd})}{R_L + R_c + (R_d \parallel X_{Cd})}$$

Si hacemos $(R_d \parallel X_{Cd}) \ll (R_L + R_c)$, entonces

$$i_L = \beta_0 i_1 \cdot \frac{R_c + \frac{R_d}{j\omega C_d}}{R_L + R_c}$$

$$e_o = -i_L \cdot R_L = -\beta_0 i_1 \cdot \frac{R_c}{R_L + R_c} \cdot \left(1 + \frac{R_d/j\omega C_d R_c}{R_d + j\omega C_d}\right) \cdot R_L$$

$$e_o = -\beta_0 \cdot \frac{e_i}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \cdot \frac{R_c \cdot R_L}{R_L + R_c} \cdot \left(1 + \frac{R_d/R_c}{j\omega R_d C_d + 1}\right)$$

$$A = \frac{e_o}{e_i} = -\beta_0 \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + h_i} \cdot R_o \cdot \left(\frac{j\omega R_d C_d + 1 + R_d/R_c}{1 + j\omega R_d C_d}\right)$$

$$A = A_0 \cdot \frac{R_c + R_d}{R_c} \cdot \left(\frac{j\omega R_d C_d \left(\frac{R_c}{R_c + R_d}\right) + 1}{1 + j\omega R_d C_d}\right)$$

$$y_d \equiv \frac{R_c}{R_c + R_d}$$

$$f_d \equiv \frac{1}{2\pi C_d R_d}$$

$$f_g \equiv \frac{1}{2\pi R_d C_d \left(\frac{R_c}{R_c + R_d}\right)}$$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} f_g = \frac{f_d}{y_d} \\ f_g > f_d \end{array} \right\}$$

$$A = A_0 \cdot \frac{1}{y_d} (1 + jf/f_g) \left(\frac{1}{1 + jf/f_d}\right)$$

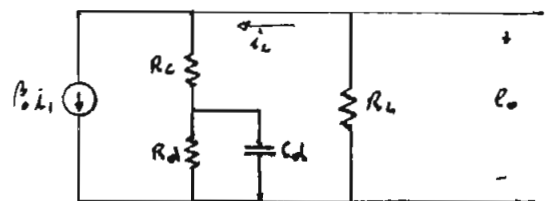


Fig. 30.- Circuito de salida

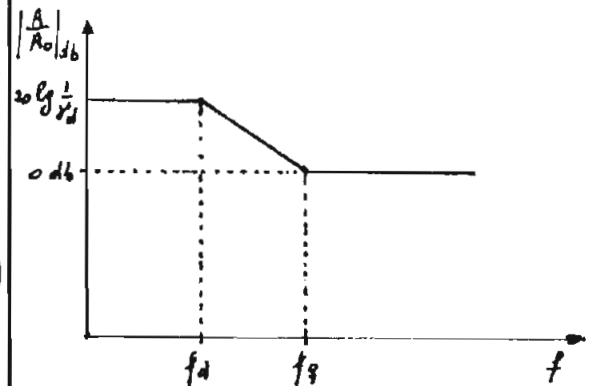


Fig. 31.- Respuesta de frecuencia de la compensación para bajas frecuencias.

REALIMENTACION

1. INTRODUCCION

1.1. Definición

Se denomina realimentación al proceso de devolver la señal de la salida de un dispositivo a su entrada y, de esta forma, influir nuevamente sobre la salida.

1.2. Análisis General

A = Ganancia del amplificador sin realimentación

β = Fracción de la señal de salida que se devuelve a la entrada

e_s = Señal de entrada

e_o = Señal de salida

e_r = Señal de realimentación.

$$\left. \begin{aligned} e_o &= A e_i \\ e_i &= e_s + e_r \\ e_r &= \beta e_o \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{e_o}{A} = e_s + \beta e_o$$

$K = \frac{e_o}{e_s}$ = Ganancia del amplificador con realimentación

$$K = \frac{A}{1 - A\beta}$$

$A > 0 \Rightarrow$ Realimentación positiva

$A < 0 \Rightarrow$ Realimentación negativa

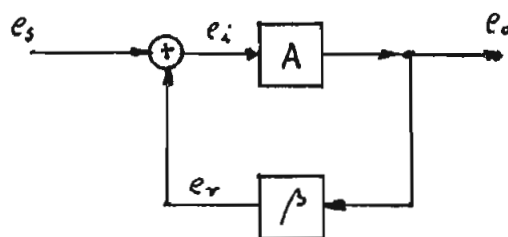


Fig. 32.- Esquema de un amplificador con realimentación

2. REALIMENTACION NEGATIVA

2.1. Ganancia con realimentación

$A = -A_o$ (A es negativa $\wedge A_o$ es un número positivo)

$$K = \frac{-A_o}{1 + A_o\beta}$$

2.2. Propiedades

2.2.1. Efecto de la realimentación sobre la sensibilidad de la ganancia de un amplificador a variaciones del valor de A_o

El valor de A_o puede variar por cambios de los parámetros o de la carga.

En un primer análisis consideramos que:

$$A_o\beta \gg 1 \Rightarrow K \approx \frac{1}{\beta}$$

Esto significa que la ganancia del amplificador con realimentación (K) no depende de las variaciones de A_o . Sin embargo, no siempre se cumple que $A_o\beta \gg 1$, por lo que se hace necesario un análisis más estricto.

2.2.1. Efecto de la realimentación sobre la sensibilidad de la ganancia de un amplificador a variaciones de A_0 (cont.)

Para un análisis exacto, definimos:

$$D = \frac{dk}{dA_0} = \text{Dependencia de } k \text{ con respecto a } A_0$$

Sin realimentación: $K = -A_0 \Rightarrow D = -1$

Con realimentación: $K = \frac{-A_0}{1+A_0\beta} \Rightarrow D = \frac{-1}{(1+A_0\beta)^2} < -1$

La realimentación disminuye la dependencia de K con respecto a A_0 .

2.2.2. Efecto de la realimentación sobre la distorsión y el ruido.

Si no existe realimentación:

$$e'_o = (e'_s \cdot P_1 A_1 + e'_d) A_2$$

$$e'_o = \underbrace{P_1 A_1 A_2 e'_s}_{e'_{os}} + \underbrace{A_2 e'_d}_{e'_{od}}$$

$$D' = \frac{e'_{os}}{e'_{od}} = P_1 A_1 \cdot \frac{e'_s}{e'_d}$$

Con realimentación:

$$e_o = [(e_s P_1 + \beta e_o) A_1 + e_d] A_2$$

$$e_o = \underbrace{\frac{P_1 A_1 A_2}{1 - \beta A_1 A_2} e_s}_{e_{os}} + \underbrace{\frac{A_2}{1 - \beta A_1 A_2} e_d}_{e_{od}}$$

$$D = \frac{e_{os}}{e_{od}} = P_1 A_1 \cdot \frac{e_s}{e_d}$$

Parecería que no se obtiene ninguna ventaja con la realimentación; sin embargo, usualmente se especifica que la señal de salida debe tener un valor fijo deseado. Para cumplir con esta condición, debe aumentarse la señal de entrada cuando exista realimentación. Entonces:

$$e'_{os} = e_{os} \quad \wedge \quad e'_d = e_d$$

$$P_1 A_1 A_2 e'_s = \frac{P_1 A_1 A_2}{1 - \beta A_1 A_2} e_s \Rightarrow e_s = (1 - \beta A_1 A_2) e'_s$$

$$\frac{D}{D'} = \frac{(1 - \beta A_1 A_2) e'_s}{e_d} \cdot P_1 A_1 \cdot \frac{1}{P_1 A_1} \cdot \frac{e'_d}{e'_s}$$

$$\frac{D}{D'} = 1 - \beta A_1 A_2 \Rightarrow \frac{D}{D'} > 1$$

Por lo tanto, si se puede compensar la disminución de la ganancia debida a la realimentación - lo que es posible hacerlo sin mayor distorsión ya que a la entrada las señales son pequeñas - se puede aumentar la relación señal a distorsión en un factor $(1 - \beta A_1 A_2)$.

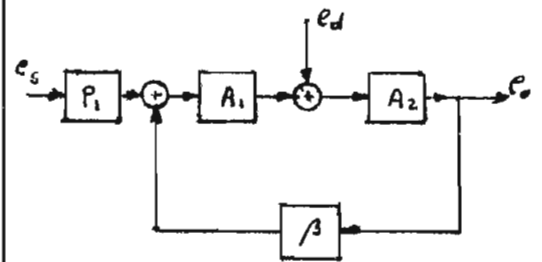


Fig. 33.- Amplificador con realimentación y una señal de distorsión

2.2.3. Efecto de la realimentación sobre la respuesta de frecuencia

2.2.3.1. Efecto sobre las frecuencias altas

$$A_v = -A_o \left(\frac{1}{1 + jf/f_a} \right)$$

$$K = \frac{-A_o \left(\frac{1}{1 + jf/f_a} \right)}{1 + A_o \beta \left(\frac{1}{1 + jf/f_a} \right)}$$

$$K = \frac{-A_o}{1 + A_o \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_a(1 + A_o \beta)}}$$

$$f_a(va) = f_a(1 + A_o \beta) \Rightarrow f_a(va) > f_a$$

$$K = K_o \cdot \frac{1}{1 + jf/f_a(va)} \quad \wedge \quad K_o = \frac{-A_o}{1 + A_o \beta}$$

La realimentación aumenta el ancho de banda en las frecuencias altas, pero disminuye la amplificación.

$$A \cdot BW = \text{constante}$$

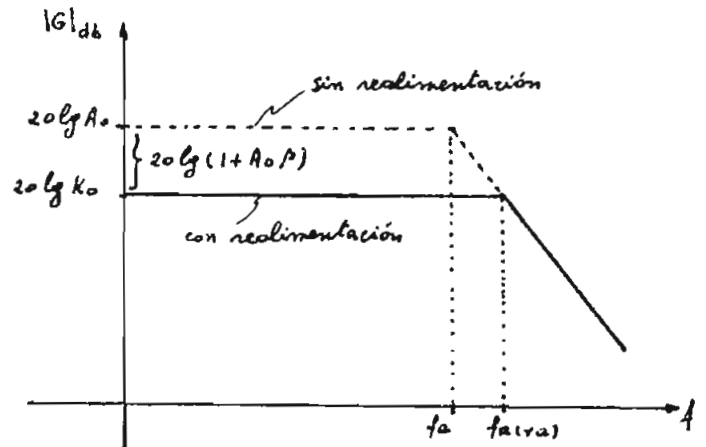


Fig. 34.- Efecto de la realimentación sobre las frecuencias altas.

2.2.3.2. Efecto de la realimentación sobre las frecuencias bajas

$$A_v = -A_o \left(\frac{1}{1 + f_b/jf} \right)$$

$$K = \frac{-A_o \left(\frac{1}{1 + f_b/jf} \right)}{1 + A_o \beta \left(\frac{1}{1 + f_b/jf} \right)}$$

$$K = \frac{-A_o}{1 + A_o \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{f_b}{jf(1 + A_o \beta)}}$$

$$f_b(va) = \frac{f_b}{1 + A_o \beta} \Rightarrow f_b(va) < f_b$$

$$K = K_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{f_b(va)}{jf}} \quad \wedge \quad K_o = \frac{-A_o}{1 + A_o \beta}$$

La realimentación también aumenta el ancho de banda en la región de las frecuencias bajas.

La ventaja de la realimentación sobre los circuitos de compensación radica en que la realimentación amplía el ancho de banda para cualquier frecuencia de corte y no se necesita un cálculo exacto (de f_{so} f_p , f_a ejemplar) para compensar determinadas frecuencias de corte

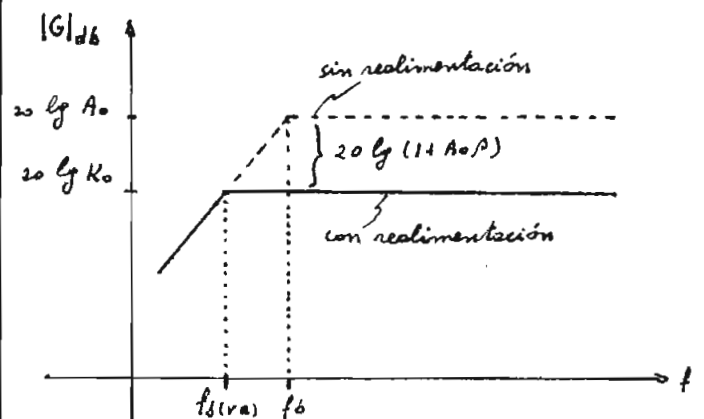


Fig. 35.- Efecto de la realimentación sobre las frecuencias bajas.

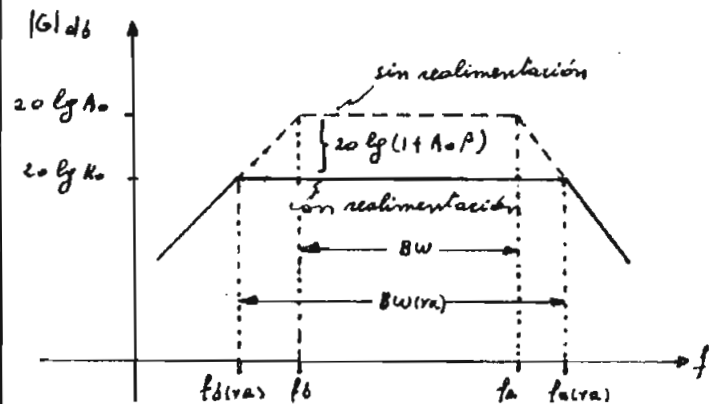


Fig. 36.- Efecto de la realimentación sobre la respuesta de frecuencia.

2.2.4. Efecto de la realimentación sobre las impedancias de entrada y salida

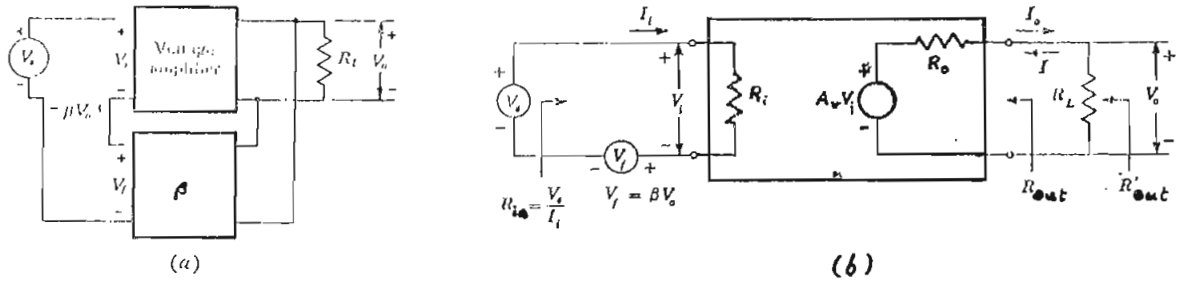


Fig. 37.- Amplificador con realimentación negativa de voltaje, en serie con la fuente de la señal de entrada.
a) Estructura
b) Circuito equivalente

2.2.4.1. Efecto sobre la impedancia de entrada.

$$V_s = I_i \cdot R_i + V_f = I_i \cdot R_i + \beta V_o$$

$$A_v \equiv \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v \cdot R_o}{R_o + R_L}$$

$$V_o = \frac{A_v \cdot V_i \cdot R_o}{R_o + R_L} \Rightarrow V_o = A_v \cdot R_i \cdot I_i$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i}$$

$$V_s = I_i \cdot R_i + \beta A_v \cdot R_i \cdot I_i$$

$$R_{in} \equiv \frac{V_s}{I_i} = R_i (1 + \beta A_v)$$

A_v representa la ganancia de voltaje en circuito abierto sin realimentación, mientras que A_v es la ganancia de voltaje sin realimentación, tomando en cuenta R_L

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_v$$

En el tipo de conexión estudiado, la realimentación aumenta la impedancia de entrada

2.2.4.2. Efecto sobre la impedancia de salida.

$$R_{out} = \frac{V}{I} \Big|_{V_s = 0 \wedge R_L = \infty}$$

V es una fuente conectada a la salida, e I es la corriente producida por V .

$$I = \frac{V - A_v \cdot V_i}{R_o} \Big|_{V_i = -\beta V} = \frac{V + \beta A_v \cdot V}{R_o}$$

$$R_{out} \equiv \frac{V}{I} = \frac{R_o}{1 + \beta A_v}$$

En el tipo de conexión estudiado, la realimentación disminuye la impedancia de salida

3. REALIMENTACION POSITIVA

3.1. Criterio de Barkhausen

$$x_f = -x_i = -APx_i$$

$$\frac{x_f}{x_i} = -AP$$

Si $-AP = 1$, entonces, al conectar ① con ② la señal x_i se mantendrá indefinidamente y se producirá una oscilación. La frecuencia de oscilación es aquella para la cual el desplazamiento total de fase de la señal, a través del amplificador y la red de realimentación, es de 360° , o un múltiplo entero de 360° .

Si $|AP| < 1$ la oscilación se termina y tiende a desaparecer.

En osciladores prácticos se tiene que $|AP|$ es ligeramente mayor que 1. En este caso la amplitud de la oscilación es limitada por la no linealidad de los elementos.

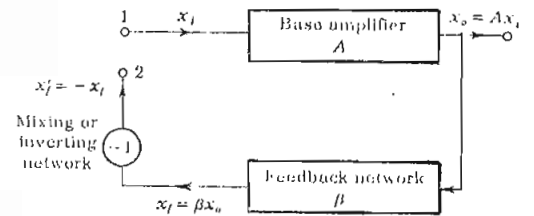


Fig. 38.- Amplificador con la red de realimentación desconectada.

3.2. Oscilador sinusoidal por desplazamiento de fase.

$$\alpha = \frac{1}{2\pi f RC}$$

$$-\beta = \frac{V_f'}{V_o} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j(6\alpha - \alpha^3)}$$

Para $\alpha^2 = 6$, el desplazamiento de fase de V_f'/V_o será de 180° . Entonces tendremos realimentación positiva.

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6}}$$

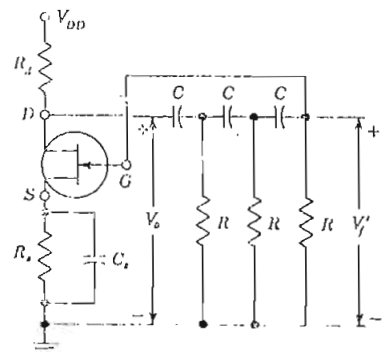
A esta frecuencia tendremos que:

$$\beta = + \frac{1}{29} \Rightarrow$$

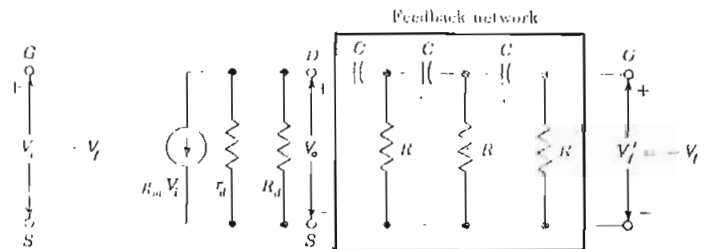
Para que $|AP| > 1$, el transistor debe tener $\mu > 29$.

Este circuito se utiliza para producir señales sinusoidales de baja frecuencia.

No se utilizan inductancias para el desplazamiento, ya que se necesitarían bobinas de muy alto valor.



(a)



(b)

Fig. 39.- Oscilador por desplazamiento de fase

- a) configuración
- b) circuito equivalente

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

1. EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL IDEAL

Para un amplificador diferencial ideal tenemos que:

$$\left. \begin{aligned} v_o &= A_d (v_1 - v_2) \\ v_d &\equiv v_1 - v_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = A_d \cdot v_d$$

si $v_1 = v_2 \Rightarrow v_o = 0$

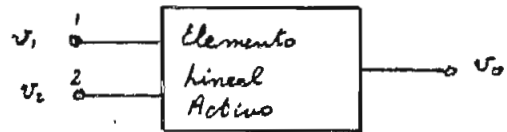


Fig. 40: Amplificador diferencial ideal

2. EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL REAL

2.1. Estructura

En la práctica, v_o no depende sólo de v_d sino también de v_c , y

$$v_c \equiv \frac{1}{2} (v_1 + v_2) \quad \textcircled{1} \quad ; \quad v_d \equiv v_1 - v_2$$

La salida puede expresarse como una combinación lineal de v_{c1} y v_{c2}

$$v_o = A_1 v_1 + A_2 v_2 \quad \textcircled{2}$$

Donde, A_1 (A_2) es la amplificación de la entrada 1 (2) cuando la entrada 2 (1) está a tierra.

$$\downarrow \textcircled{1}, \textcircled{2} \quad \left\{ \begin{aligned} v_1 &= v_c + \frac{1}{2} v_d \\ v_2 &= v_c - \frac{1}{2} v_d \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = A_1 (v_c + \frac{1}{2} v_d) + A_2 (v_c - \frac{1}{2} v_d)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= v_c (A_1 + A_2) + \frac{1}{2} v_d (A_1 - A_2) \\ A_c &\equiv A_1 + A_2 \\ A_d &\equiv \frac{1}{2} (A_1 - A_2) \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = A_d v_d + A_c v_c \quad \textcircled{3}$$

El caso ideal lo tenemos cuando A_c es igual a cero.

El CMRR (Common-mode rejection ratio) nos muestra cuantitativamente la calidad del amplificador diferencial.

$$CMRR \equiv S \equiv \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

$$\downarrow \textcircled{3} \Rightarrow \frac{v_o}{A_d} = v_d + \frac{A_c}{A_d} v_c$$

$$v_o = A_d v_d \left(1 + \frac{1}{S} \cdot \frac{v_c}{v_d} \right)$$

Cuando $S \gg \frac{v_o}{v_d} \Rightarrow v_o = A_d v_d$, tenemos el caso ideal.

2.2. Circuito básico

La Fig. 41 muestra el circuito básico.

Para calcular A_d , tenemos que si

$$v_{i1} = \text{constante} \Rightarrow \Delta v_d = \Delta v_{i2} - \Delta v_{i1} = \Delta v_{i2}$$

Al subir v_{i2} aumenta I_{E2} , por lo que V_{RE} tiende a subir.

Como $v_{i1} = \text{constante}$, al subir V_{RE} , disminuye V_{BE1} , por lo que I_{E1} disminuye también.

Como I_{E2} aumentó e I_{E1} disminuyó, I_E tiende a permanecer constante.

Si los dos transistores son iguales, se establece un equilibrio cuando:

$$\Delta V_{BE2} = -\Delta V_{BE1} = \frac{\Delta v_d}{2}$$

Se tiene que I_{C2} aumenta e I_{C1} disminuye.

$$\Delta I_{C2} = \beta \Delta I_B = \frac{\beta \cdot \Delta V_{BE2}}{r_{BE2}} = \frac{\beta \Delta v_d}{2 \cdot r_{BE2}}$$

$$\Delta I_{C1} = \beta \Delta I_B = \frac{\beta \cdot \Delta V_{BE1}}{r_{BE1}} = -\frac{\beta \Delta v_d}{2 \cdot r_{BE1}}$$

Al variar las corrientes de colector varía el voltaje de salida v_o

$$\Delta v_{o2} = -\Delta I_{C2} \cdot R_{C2} = -\frac{\beta \Delta v_d}{2 \cdot r_{BE2}} \cdot R_{C2}$$

$$A_{d2} = \frac{\Delta v_{o2}}{\Delta v_d} = -\frac{\beta R_{C2}}{2 r_{BE2}}$$

Para calcular A_c tenemos que:

$$\Delta v_c = \Delta v_{i1} = \Delta v_{i2} \Rightarrow \Delta v_d = 0$$

El aumento simultáneo de v_{i1} y v_{i2} produce un aumento de voltaje V_{RE} y por lo tanto un incremento de I_E

$$\Delta I_E = \Delta I_{E1} + \Delta I_{E2} = \frac{\Delta v_c}{R_E}$$

$$\Delta I_{E1} = \Delta I_{E2} = \frac{\Delta I_E}{2}$$

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C2}$$

$$\Delta v_{o2} = -\Delta I_{C2} \cdot R_C = -\frac{\Delta I_{E2}}{2} \cdot R_C$$

$$\Delta v_{o2} = -\frac{\Delta v_c}{2 R_E} \cdot R_C$$

$$A_{c2} = \frac{\Delta v_{o2}}{\Delta v_c} = -\frac{R_C}{2 R_E}$$

$$\rho = CMRR = \left| \frac{A_{d2}}{A_{c2}} \right| = \frac{\beta R_E}{r_{BE}}$$

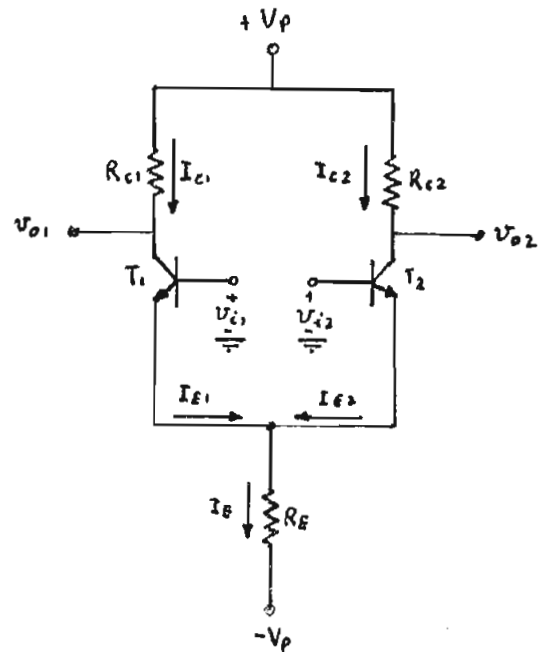


Fig. 41 - Conexión básica de un amplificador diferencial

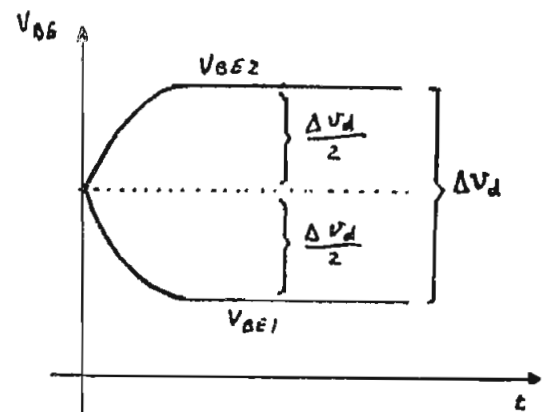


Fig. 42 - Variación de V_{BE}

2.3. Amplificadores diferenciales con fuente de corriente constante.

La Fig. 42 muestra el circuito de una fuente de corriente constante.

Si se disminuye R_L , I_L ($\approx I_E$) podría incrementarse produciendo un incremento de V_{EN} .

Como V_{BN} permanece prácticamente constante, al subir V_{EN} disminuiría V_{BE} , lo que provocaría una disminución de I_B e I_L . Es decir que el incremento inicial de I_L ha sido compensado.

$$\Delta I_L = \beta \cdot \Delta I_B + \frac{1}{Y_{CE}} \cdot \Delta V_{CE}$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_B &= \frac{\Delta V_{BE}}{Y_{BE}} \\ \Delta V_{BE} &= -\Delta I_L \cdot R_E \end{aligned} \right\} \Rightarrow \Delta I_B = -\frac{\Delta I_L \cdot R_E}{Y_{BE}}$$

$$\Delta I_L = \beta \left[\frac{-\Delta I_L \cdot R_E}{Y_{BE}} \right] + \frac{1}{Y_{CE}} \cdot \Delta V_{CE}$$

$$Y_L = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_L}$$

$$Y_i = Y_{CE} \left(1 + \beta \frac{R_E}{Y_{BE}} \right)$$

Para aumentar el valor de β , de un amplificador diferencial, se reemplaza R_E por una fuente de corriente constante. (Ver Fig. 41).

La fuente de corriente mantiene I_E constante, independientemente de los valores de v_{o1} y v_{o2} . Cuando se produce una diferencia de voltaje a la entrada:

$v_d = v_{i2} - v_{i1}$, I_E permanece constante y lo único que varían son I_{E1} e I_{E2} .

En la práctica, este tipo de conexión permite alcanzar valores de β del orden de 80 a 100 dB. (10^4 a 10^5).

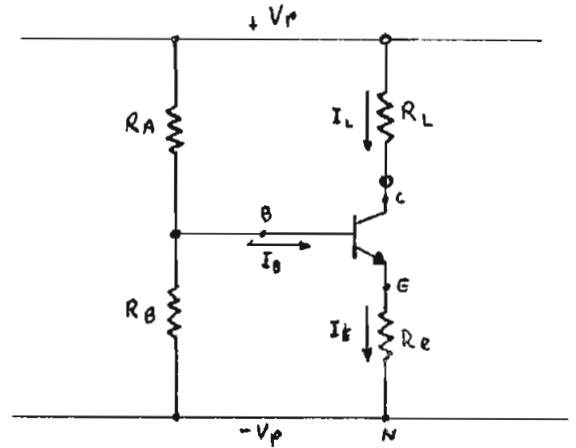


Fig. 43.- Circuito básico de una fuente de corriente.

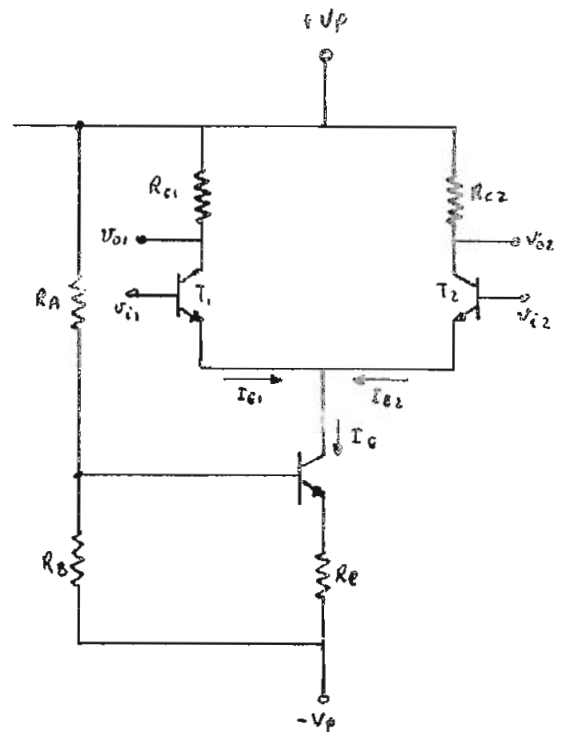


Fig. 44.- Amplificador diferencial con fuente de corriente constante.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1. DEFINICION

Un amplificador operacional es un amplificador de voltaje continuo con un valor muy alto de amplificación, en el cual el voltaje de salida es función de la diferencia de los voltajes de entrada.

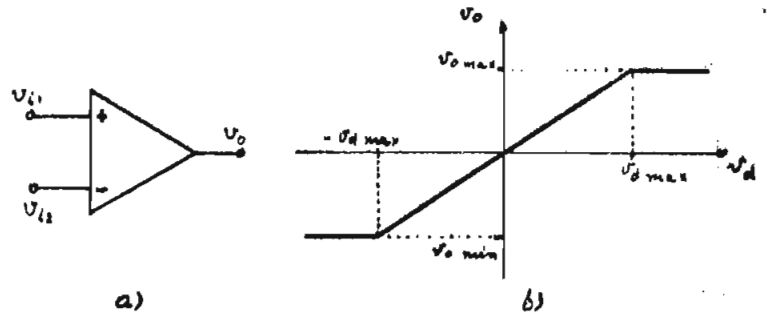


Fig. 45.- Amplificador operacional
a) Símbolo
b) Función de transferencia

2. CIRCUITO BASICO

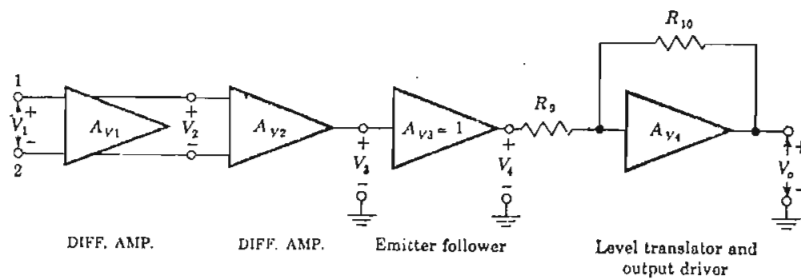


Fig. 46.- Esquema de un amplificador operacional (MC 1510)

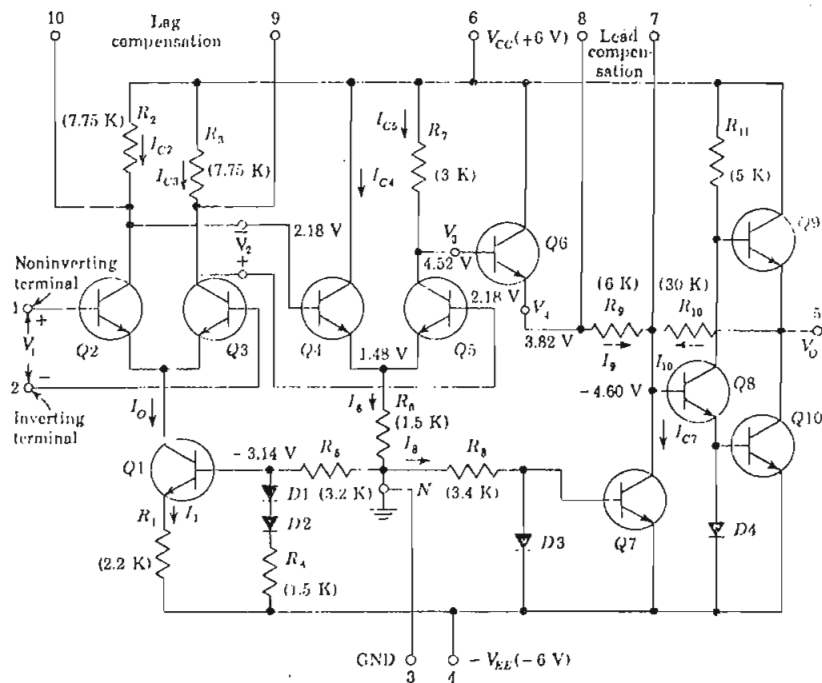


Fig. 47.- Circuito de un amplificador operacional real (MC 1530)

3. CARACTERISTICAS

3.1. Características del amplificador operacional ideal.

- a) Impedancia de entrada: $R_{in} = \infty$
- b) Impedancia de salida: $R_{out} = 0$
- c) Amplificación: $A_v = \infty$
- d) Ancho de banda: $\text{BW} = \infty$
- e) $f = \infty \Rightarrow V_o = 0$ cuando $V_{i1} = V_{i2}$
- f) Las características no varían con la temperatura.

3.2. Características del amplificador operacional real.

Input Bias Current The input bias current is one-half the sum of the separate currents entering the two input terminals of a balanced amplifier, as shown in Fig. 48 a) the input bias current is $I_B = (I_{B1} + I_{B2})/2$ when $V_o = 0$.

Input Offset Current The input offset current I_{io} is the difference between the separate currents entering the input terminals of a balanced amplifier. As shown in Fig. 48 a) we have $I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$ when $V_o = 0$.

Input Offset Current Drift The input offset current drift $\Delta I_{io}/\Delta T$ is the ratio of the change of input offset current to the change of temperature.

Input Offset Voltage The input offset voltage V_{io} is that voltage which must be applied between the input terminals to balance the amplifier, as shown in Fig. 48 a)

Input Offset Voltage Drift The input offset voltage drift $\Delta V_{io}/\Delta T$ is the ratio of the change of input offset voltage to the change in temperature.

Output Offset Voltage The output offset voltage is the difference between the dc voltages present at the two output terminals (or at the output terminal and ground for an amplifier with one output) when the two input terminals are grounded (Fig. 48 b)).

Power Supply Rejection Ratio The power supply rejection ratio (PSRR) is the ratio of the change in input offset voltage to the corresponding change in one power supply voltage, with all remaining power supply voltages held constant.

Slew Rate The slew rate is the time rate of change of the closed-loop amplifier output voltage under large-signal conditions.

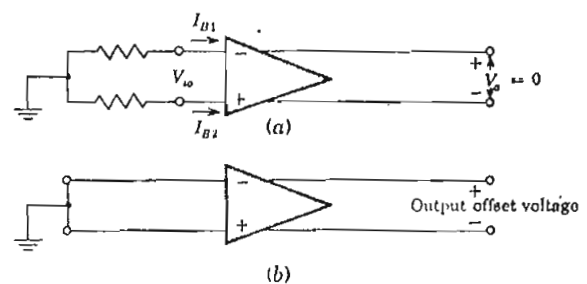
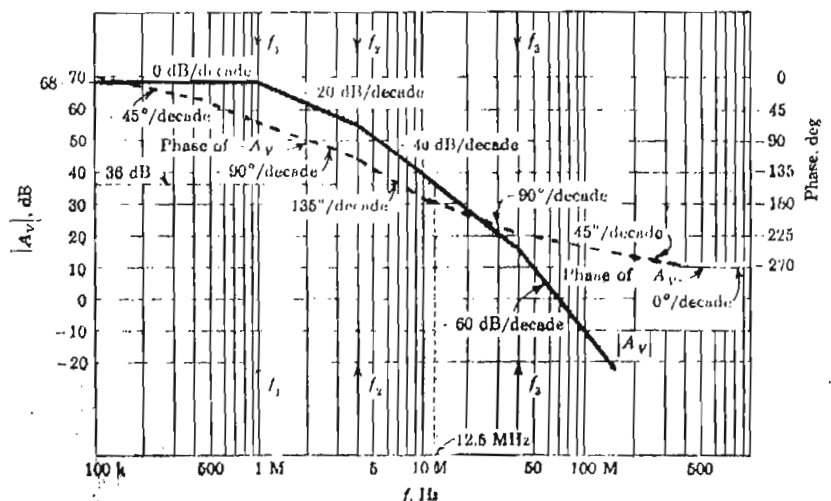


Fig. 48.- (a) Input offset voltage. (b) Output offset voltage.

Fig. 49.- Typical parameters of monolithic operational amplifier

Open-loop gain A_d	50,000
Input offset voltage V_{io}	1 mV
Input offset current I_{io}	10 nA
Input bias current I_B	100 nA
Common-mode rejection ratio ρ	100 dB
PSRR	20 $\mu\text{V}/\text{V}$
I_{io} drift	0.1 nA/ $^{\circ}\text{C}$
V_{io} drift	1.0 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Slew rate	1 V/ μs

Fig. 50.- Respuesta de frecuencia del amplificador operacional $\mu\text{A}702\text{A}$



RESPUESTA DE FRECUENCIA Y ESTABILIDAD DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1. REALIMENTACION

1.1. Amplificador con realimentación negativa

La realimentación negativa se realiza a través de R_2 .
Al colocar, por ejemplo, un voltaje positivo a la entrada, se produce una amplificación que provoca un voltaje negativo a la salida, el cual, al ser realimentado, disminuye el voltaje de entrada al amplificador. De esta forma, al variar R_1 y R_2 se puede variar la amplificación.

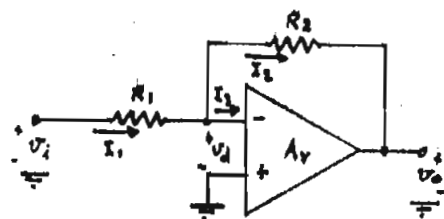


Fig. 51.- Amplificador con realimentación negativa

1.2. Análisis considerando un amplificador operacional de ganancia infinita

$$\left. \begin{aligned} R_{in} = \infty &\Rightarrow I_3 = 0 \Rightarrow I_1 = I_2 \\ A_v = \infty &\Rightarrow V_d = -\frac{V_o}{A_v} \approx 0 \Rightarrow I_1 = \frac{V_i}{R_1} \\ V_i - V_o &= I_1 (R_1 + R_2) \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_i - V_o = \frac{V_i}{R_1} (R_1 + R_2)$$

$$\boxed{A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}} \quad \wedge \quad \boxed{R_{in} = R_1}$$

1.3. Análisis considerando un amplificador operacional de ganancia finita

$$\left. \begin{aligned} R_{in} = \infty &\Rightarrow I_3 = 0 \Rightarrow I_1 = I_2 \\ V_i - V_o &= I_1 (R_1 + R_2) \\ V_d = -\frac{V_o}{A_v} \\ I_1 &= \frac{V_i - V_d}{R_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_i - V_o = \frac{V_i + V_o/A_v}{R_1} (R_1 + R_2)$$

$$V_i \left(1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) = V_o \left(\frac{R_1 + R_2}{A_v R_1} + 1\right)$$

$$-V_i \cdot \frac{R_2}{R_1} = V_o \left(\frac{1}{A_v} + \frac{R_2}{A_v R_1} + 1\right)$$

$$\boxed{A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_2/R_1}{\frac{1}{A_v} + \frac{R_2}{A_v R_1} + 1}}$$

Si $A_v \rightarrow \infty$, $\Rightarrow A_{vf} = -R_2/R_1$, que es lo que habíamos encontrado para el caso ideal.

1.4. Influencia de la realimentación sobre el ancho de banda

La realimentación trae como consecuencia una disminución de la amplificación pero un aumento del ancho de banda.

Como la pendiente de la curva es de 20 dB/década, tenemos que:

$$\frac{20 \lg A_v - 20 \lg A_{vf}}{\lg f_{sf} - \lg f_s} = \frac{20}{\lg 10} \Rightarrow$$

$$\frac{A_v}{A_{vf}} = \frac{f_{sf}}{f_s}$$

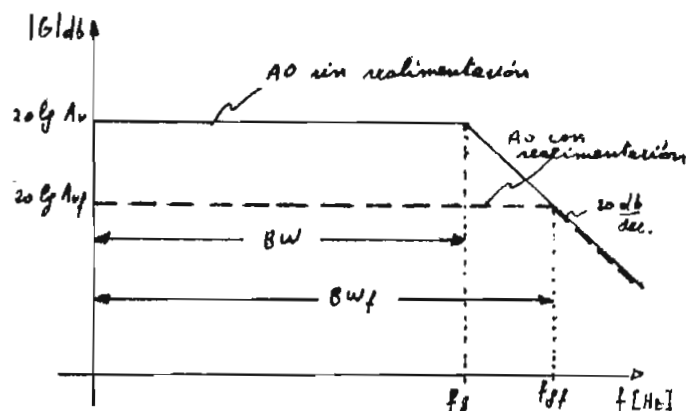


Fig. 52.- Influencia de la realimentación sobre el ancho de banda.

2. ESTABILIDAD

2.1. Condición de estabilidad

En un amplificador operacional, con realimentación negativa, existe un desfase de 180° entre la salida y la entrada porque se utiliza la entrada negativa y porque el lazo de realimentación está constituido por resistencias pasivas.

De acuerdo al criterio de estabilidad de Barkhausen, el sistema será estable cuando:

$$A_v \cdot \beta \leq 1 \quad | \varphi_{A_v} = -180^\circ$$

La ganancia del lazo de realimentación es:

$$\beta = \frac{v_d}{v_o} \Big|_{v_i=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow \quad | R_2 \gg R_1$$

$$\beta \approx \frac{R_1}{R_2} = \left| \frac{1}{A_{vf}} \right|$$

Condición de estabilidad:

$$\left| \frac{A_v}{A_{vf}} \right| \leq 1 \quad | \varphi_{A_v} = -180^\circ$$

Para que el sistema sea estable, el valor de A_v , a la frecuencia en que el amplificador operacional produce un desfase de -180° (punto de referencia: PR), no debe ser mayor que $\frac{R_2}{R_1} \approx |A_{vf}|$

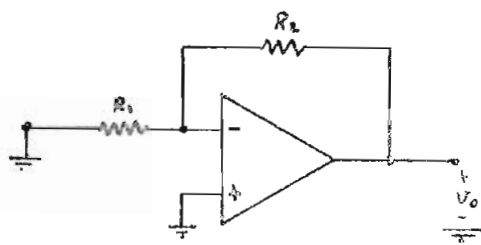


Fig. 53.- AO con realimentación negativa y $v_i=0$

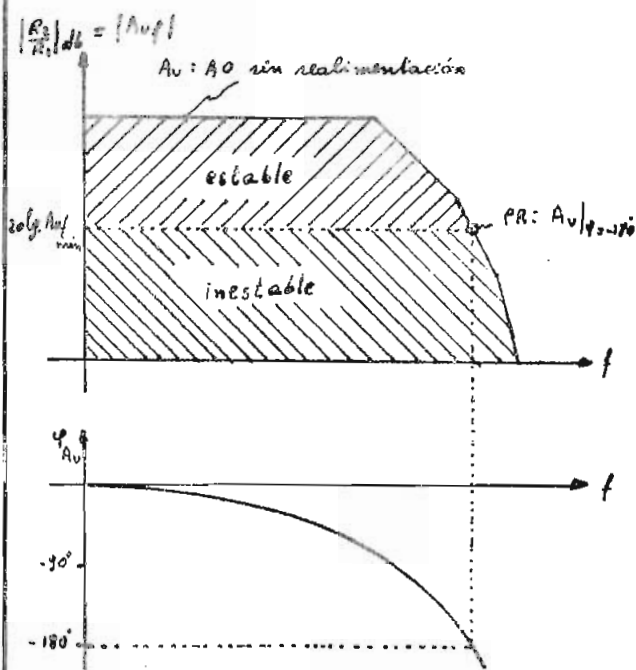


Fig. 54.- Condición de estabilidad.

2.2. Compensación

La condición de estabilidad limita el grado de la realimentación negativa (β) y también la posibilidad de extender el ancho de banda. Para superar estas limitaciones se debe cambiar la respuesta de frecuencia del amplificador operacional. Para este fin se utilizan las compensaciones.

- Reserva de fase (α):

Se denomina "reserva de fase" a la diferencia entre el desfaseamiento crítico de -180° y el desfaseamiento del amplificador operacional. Es decir, es el desfaseamiento extra que se debería tener para que el sistema pare a ser inestable.

En circuitos de amplificadores operacionales con realimentación negativa, se recomienda que se tenga una reserva de fase de -90° para todos los valores de $R_2/R_1 = |A_{v(f)}|$ mayores que 1.

Básicamente se puede aumentar la zona de estabilidad por medio de dos tipos de compensaciones:

a) Compensación tipo "lag":

Construyendo un filtro pasa-bajo cuya frecuencia de corte sea muy baja. Por ejemplo, conectando un condensador entre los puntos 9 y 10 del circuito de la figura 47. La desventaja de este método radica en la limitación de la respuesta de frecuencia de la zona estable.

Algunos amplificadores operacionales modernos contienen ya internamente este condensador de compensación.

b) Compensación tipo "lead":

Construyendo una red que produzca un cero que compense la atenuación de alta frecuencia del amplificador operacional. Por ejemplo, conectando un condensador entre los puntos 7 y 8 del circuito de la Fig. 47, o conectando en serie un amplificador operacional que tenga en su respuesta de frecuencia un cero de compensación.

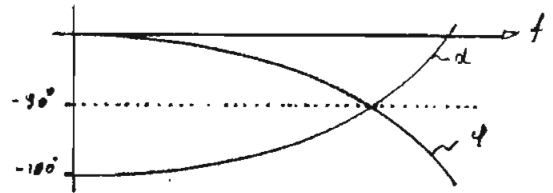


Fig. 55.- Reserva de fase (α)

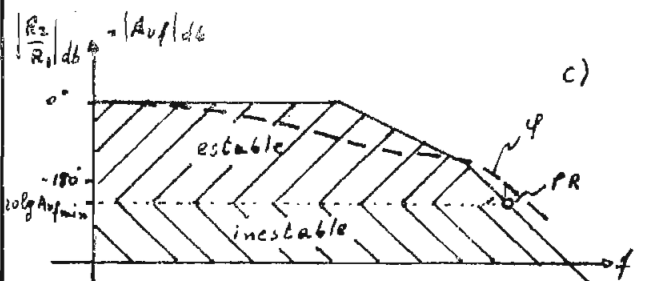
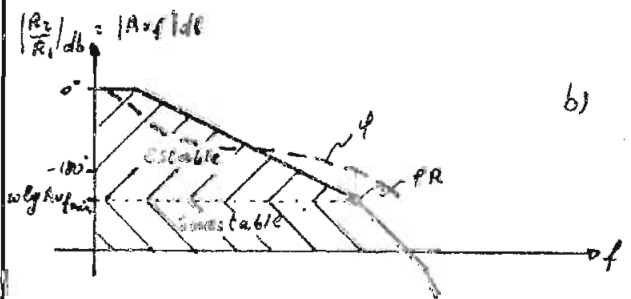
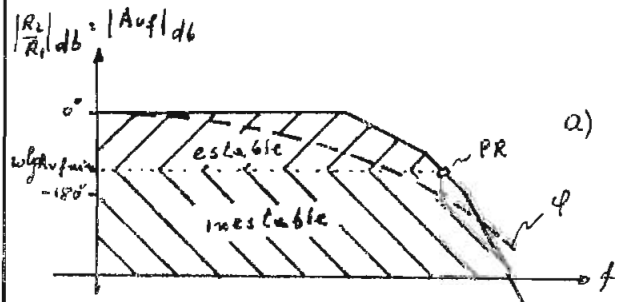


Fig. 56.- Respuesta de frecuencia de un amplificador operacional
a) sin compensación
b) con compensación lag
c) con compensación lead

APLICACIONES DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1. CIRCUITOS LINEALES

1.1. Amplificador inversor

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1}$$

- Inversor:

Si $R_2 = R_1 \Rightarrow V_o = -V_i$

- Amplificador inversor

Si $R_2 > R_1 \Rightarrow A_{vf} = - \frac{R_2}{R_1} \wedge |A_{vf}| > 1$

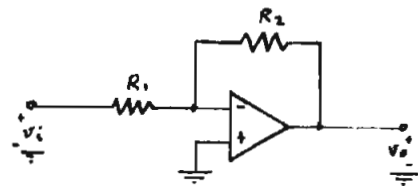


Fig. 57.- Amplificador inversor.

1.2. Sumador inversor

$R_{in} = \infty \Rightarrow I_3 = 0$

$A_v = \infty \Rightarrow V_d = 0$

$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$

$-\frac{V_o}{R'} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}$

$$V_o = - \left(\frac{R'}{R_1} V_1 + \frac{R'}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R'}{R_n} V_n \right)$$

Si $R_1 = R_2 = \dots = R_n \Rightarrow$

$$V_o = - \frac{R'}{R_n} (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

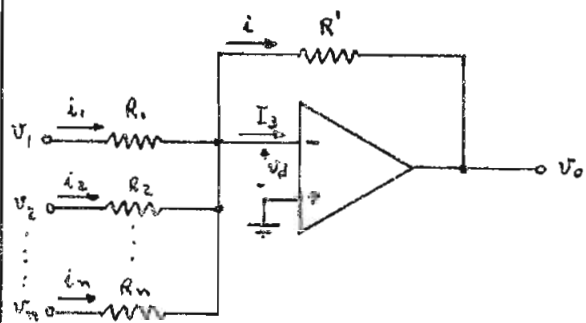


Fig. 58.- Sumador inversor

1.3. Restador

$V_d = V_n - V_p$

$A_v = \infty \Rightarrow V_d = 0 \Rightarrow V_n = V_p$

$$\left. \begin{aligned} V_n &= i_f R_f + V_o \\ i_f &= \frac{V_1 - V_o}{R_1 + R_f} \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_n = \frac{(V_1 - V_o)}{R_1 + R_f} \cdot R_f + V_o$$

$V_p = V_2 \frac{R_p}{R_2 + R_p}$

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

$$V_o = \alpha (V_2 - V_1)$$

$\alpha = \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_p}{R_2}$

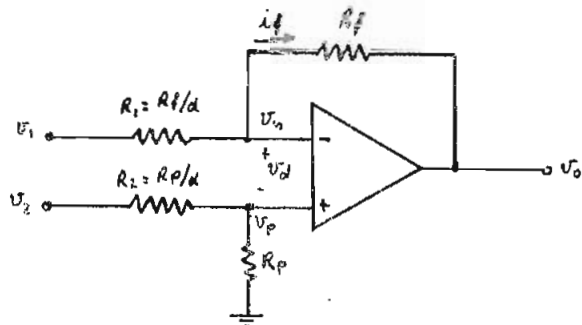


Fig. 59.- Restador

En esta conexión deben utilizarse resistencias de muy baja tolerancia y amplificadores operacionales que tengan un valor de CMRR muy alto.

1.4. Amplificador no inversor de alta impedancia de entrada.

$$\left. \begin{aligned} A_v \rightarrow \infty &\Rightarrow v_d = \frac{V_o}{A_v} = 0 \Rightarrow v_i = v_v \\ R_{in} = \infty &\Rightarrow i_p = 0 \wedge i_n = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$v_v = \frac{R_1}{R_2 + R_1} v_o$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_p} \rightarrow \infty$$

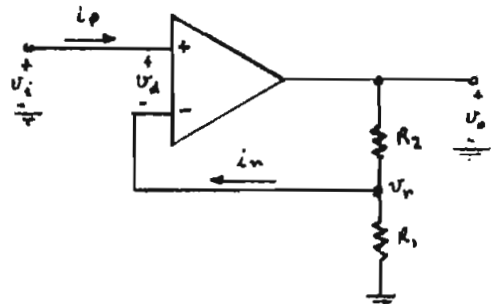
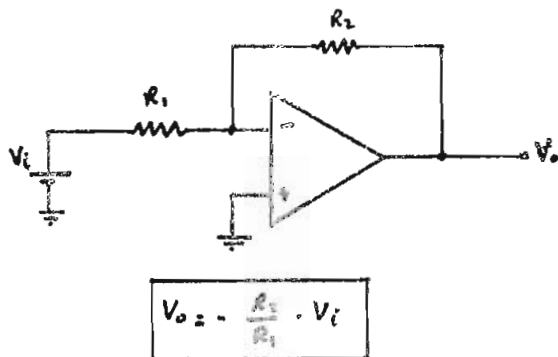


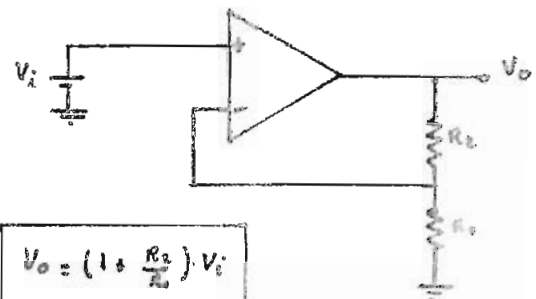
Fig. 60.- Amplificador no inversor de alta impedancia de entrada

1.5. Fuentes de voltaje constante.



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

Fig. 61.- Fuente de voltaje constante con amplificador inversor



$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i$$

Fig. 62.- Fuente de voltaje constante con amplificador no inversor de alta impedancia de entrada

1.6. Fuente de corriente constante

$$A_v = \infty \Rightarrow v_d = 0$$

$$R_{in} = \infty \Rightarrow i_p = 0 \Rightarrow i_L = i_o$$

$$i_L = \frac{V_i}{R_1}$$

$$i_o = \frac{V_i}{R_1}$$

Nótese que i_o no depende de R_L , o sea que tenemos una fuente de corriente.

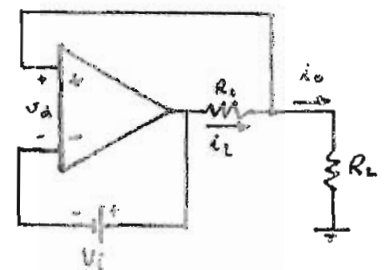


Fig. 63.- Fuente de corriente constante.

1.7 Seguidor de voltaje

$A_v = \infty \Rightarrow V_d \approx 0 \Rightarrow$

$V_o = V_i$

$R_{in} \rightarrow \infty$

$R_{out} \rightarrow 0$

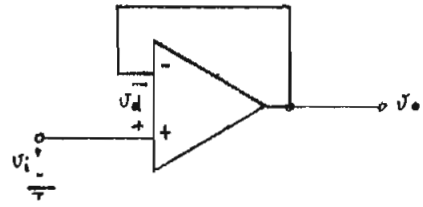


Fig. 64.- Seguidor de voltaje

1.8. Integrador

$R_{in} = \infty \Rightarrow i_3 = 0 \Rightarrow i_1 = i_2$

$A_v = \infty \Rightarrow V_d = 0$

$\frac{V_i}{R_1} = - \frac{dV_o}{dt} \cdot C_1 \Rightarrow$

$V_o = - \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t V_i dt + V_o(t=0)$

$V_o(t=0)$: condición inicial de V_o

Si se tiene una entrada sinusoidal

$V_i = V_i e^{j\omega t}$

$V_o = - \frac{1}{R_1 C_1} \cdot V_i \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot e^{j\omega t}$

$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{1}{j\omega R_1 C_1}$

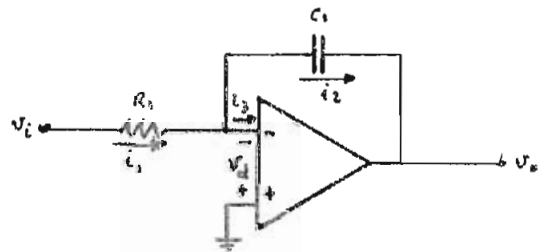


Fig. 65.- Integrador

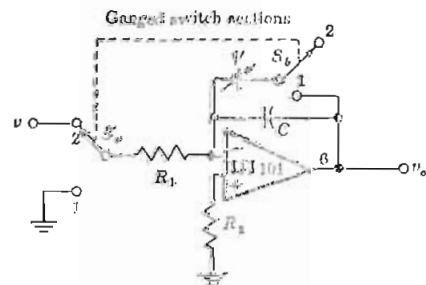


Fig. 66.- Circuito práctico del integrador

1.9. Diferenciador

$R_{in} = \infty \Rightarrow i_1 = i_2$

$A_v = \infty \Rightarrow V_d = 0$

$C_1 \frac{dV_i}{dt} = - \frac{V_o}{R_1}$

$V_o = - R_1 C_1 \frac{dV_i}{dt}$

Para una señal sinusoidal

$V_i = V_i e^{j\omega t}$

$\frac{V_o}{V_i} = - j\omega R_1 C_1$

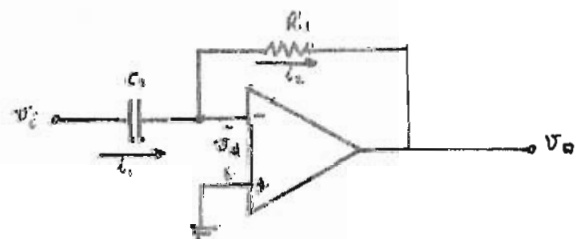


Fig. 67.- Diferenciador.

1.10. Computación analógica

$$d^2v + k_1 \frac{dv}{dt} + k_2 v - v_1 = 0$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} = -k_1 v - k_2 \frac{dv}{dt} + v_1$$

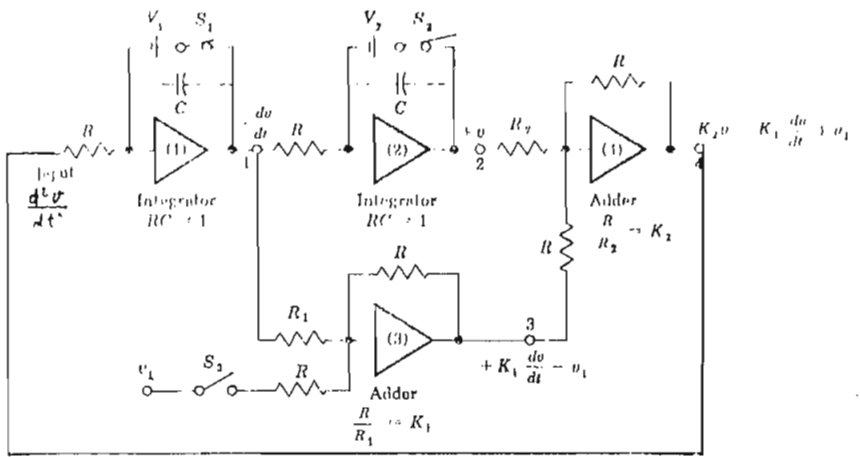


Fig. 68.- Circuito de computación analógica

1.11. Amplificador de voltajes alternos

$$A_v = \infty \Rightarrow v_d = 0$$

$$R_{in} = \infty \Rightarrow i_1 = i_2$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{v_i}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \\ i_2 &= -\frac{v_o}{R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{v_i}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}} = -\frac{v_o}{R_2}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C_1}} \quad A \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Las limitaciones de alta frecuencia están dadas por las características de respuesta de frecuencia del amplificador operacional

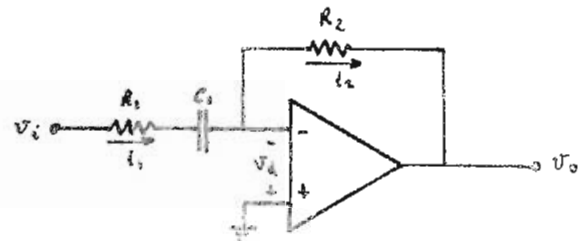


Fig. 69.- Amplificador de voltajes alternos.

1.12. Seguidor de voltajes alternos

Si C_1 y C_2 son prácticamente un cortocircuito a la frecuencia de la señal, entonces

$$v_o \approx v_i \quad (\text{seguidor de voltaje})$$

R_1 y R_2 para dar fuga a las corrientes de offset.

Si no existiera C_2 , $R_{in} \approx R_1 + R_2$. Al conectar C_2 se produce un aumento de la impedancia de entrada.

$$i_1 = \frac{v_i - v_o}{R_1} \Rightarrow \frac{i_1}{v_i} = \frac{(1-A)}{R_1} \Rightarrow$$

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_1} = \frac{R_1}{1-A} \quad \text{a} \quad A \approx 1 \Rightarrow$$

$$R_{in} \gg R_1$$

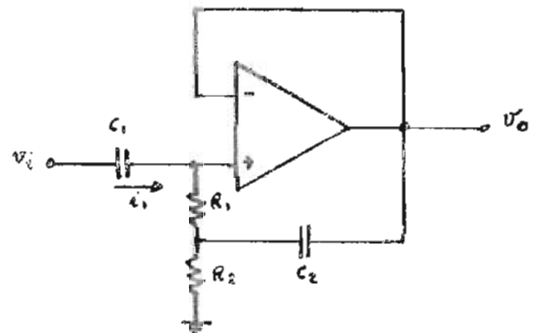


Fig. 70.- Seguidor de voltajes alternos.

2. CIRCUITOS NO LINEALES

2.1. Comparador (El amplificador operacional como interruptor).

$$v_o = \begin{cases} v_{o \text{ min}} & \text{para } v_i < v_{ref} \\ v_{o \text{ max}} & \text{para } v_i > v_{ref} \end{cases}$$

Si se intercambian las entradas (+) y (-), entonces

$$v_o = \begin{cases} v_{o \text{ min}} & \text{para } v_i > v_{ref} \\ v_{o \text{ max}} & \text{para } v_i < v_{ref} \end{cases}$$

Las resistencias y los diodos tienen como fin limitar las corrientes y voltajes de entrada

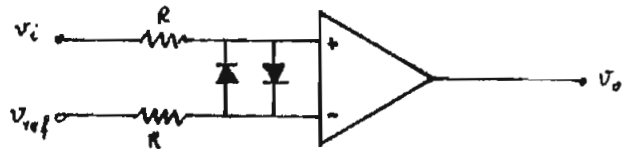


Fig. 71.- Comparador

2.2. Detector de cruce de cero.

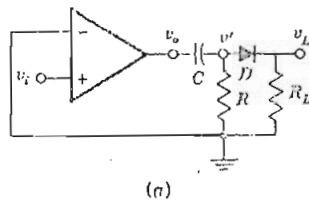
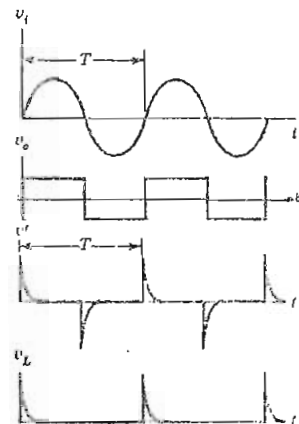


Fig. 72.- Detector de cruce de cero

- a) Circuito
- b) Voltajes



(b)

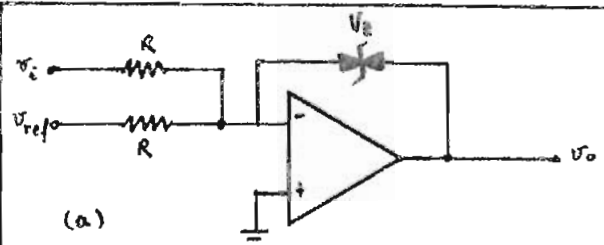
2.3. Comparador con limitador de voltaje

La conexión es básicamente igual a la de un sumador inversor

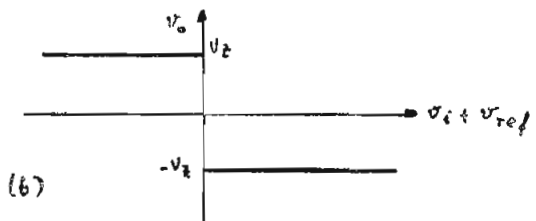
$$v_o = - \frac{v_2}{R} (v_i + v_{ref})$$

Para $v_i + v_{ref} \neq 0$ se tiene que $|v_o|$ comienza a incrementarse ya que v_2 es muy grande. Al llegar a ser $|v_o| = v_2$, v_2 disminuye, por lo que v_o se estabiliza en ese valor

$$v_o = \begin{cases} -v_2 & \text{para } v_i > -v_{ref} \\ +v_2 & \text{para } v_i < -v_{ref} \end{cases}$$



(a)



(b)

Fig. 73.- Comparador con limitador de voltaje
a) Circuito
b) Curva característica.

2.4. Comparador con excitador

Una de las principales limitaciones de los comparadores radica en su baja corriente de salida. Para superar esta dificultad se utilizan excitadores.

El transistor Q_1 actúa como interruptor.
 R_1 y R_2 limitan las corrientes de base y de colector respectivamente.
 D_1 protege al transistor de los excesivos voltajes negativos de polarización.

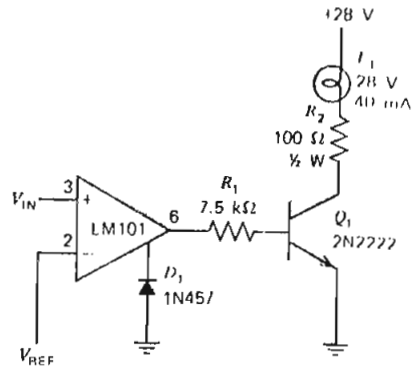


Fig. 74.- Comparador con excitador

2.5. Comparador con alta corriente de salida

Cuando $V_B = V^+$, Q_1 está en cortocircuito y Q_2 está en circuito abierto.

Cuando $V_B = V^-$, Q_1 está en circuito abierto y Q_2 está en cortocircuito.

R_1 limita la corriente de base

Si se desea limitar la corriente de salida, se puede conectar resistencias en serie con los colectores de Q_1 y Q_2 .

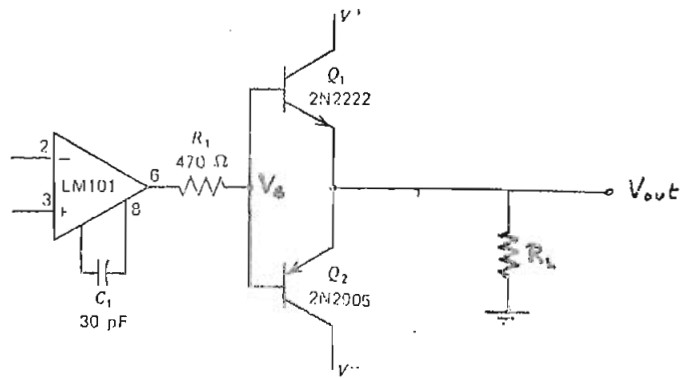


Fig. 75.- Comparador con alta corriente de salida

2.6. Schmitt-Trigger

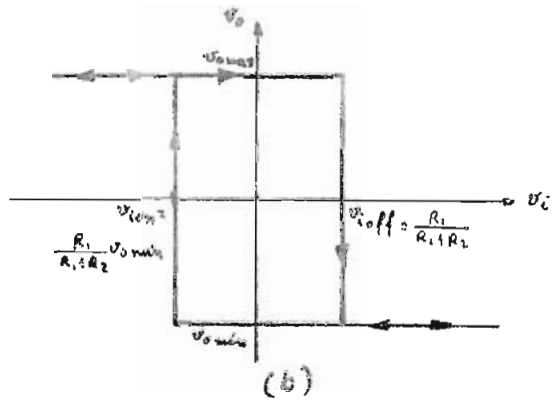
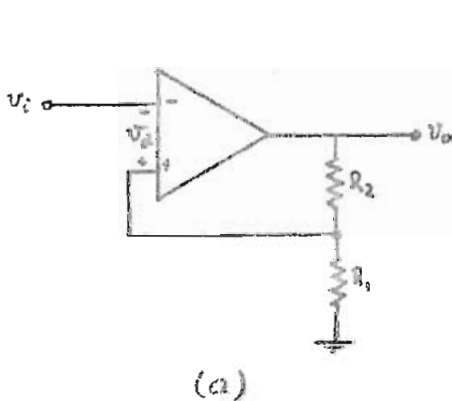
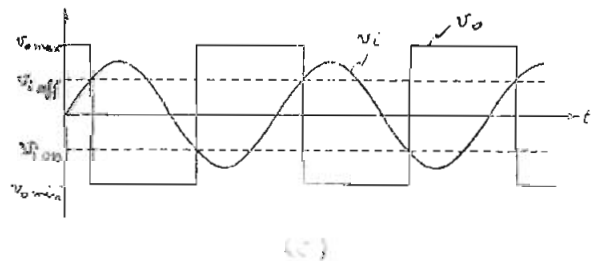


Fig. 76.- Schmitt Trigger

- a) Circuito
- b) Curva característica
- c) Ejemplo



2.7 Multivibrador astable.

Por existir una realimentación positiva, el amplificador operacional tiende a estar en estado de saturación.

Si por ejemplo, $v_o = v_{o\max}$, entonces $v_p = (R_1/R_1 + R_p)v_{o\max}$ y el condensador C comienza a cargarse, hasta que $v_N \geq (R_1/R_1 + R_p)v_{o\max}$ momento en el que v_o pasa a ser $v_{o\min}$.

Al tener a la salida $v_{o\min}$, $v_p = (R_1/R_1 + R_p)v_{o\min}$ y el condensador comienza a descargarse, hasta que llegue un momento en que $v_N \leq (R_1/R_1 + R_p)v_{o\min}$ y v_o se convierte en $v_{o\max}$, con lo que el proceso se reinicia.

$$T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_p}\right)$$

Para $R_1 = R_p \Rightarrow T = 2,2RC$

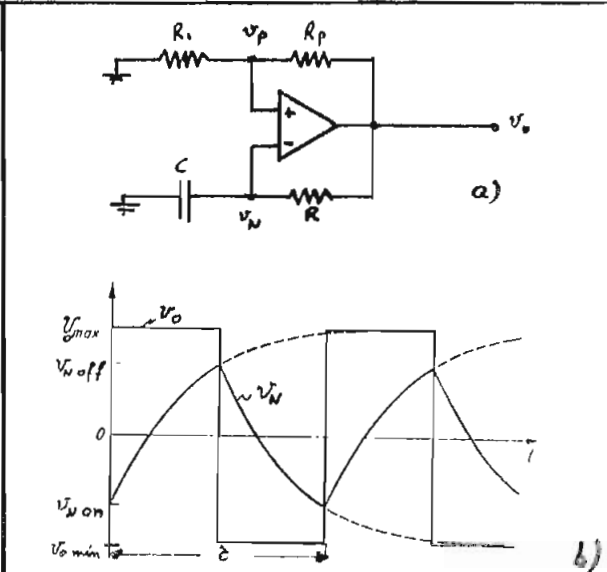


Fig. 77.- Multivibrador astable
a) Circuito
b) Voltaje de salida

2.8 Monostable

El diodo tiene por objeto impedir que v_N llegue a ser más negativo que v_p , por lo que v_o tiende a estabilizarse en $v_{o\min}$.

Si a través de C_1 se introduce un pulso positivo de disparo, v_N se hace positivo y $v_o = v_{o\max}$, entonces $v_p = (R_1/R_1 + R_p)v_{o\max}$ y el condensador comienza a cargarse. Cuando se llegue al valor $v_N \geq (R_1/R_1 + R_p)v_{o\max}$, v_N es negativa y $v_o = v_{o\min}$. Como el diodo impide que el condensador se cargue a un valor más negativo que $(R_1/R_1 + R_p)v_{o\max}$, se tiene que el valor de v_o queda estable en $v_{o\min}$. El impulso de disparo ha producido, por lo tanto, un pulso de duración fija.

$$T = RC \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_p}\right)$$

Para $R_1 = R_p$, se tiene que

$$T = 0,7RC$$

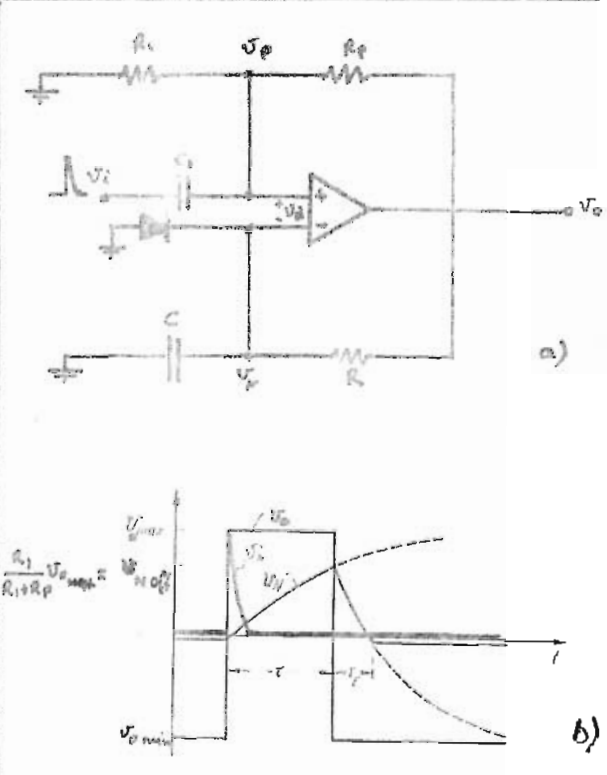


Fig. 78.- Monostable
a) Circuito
b) Voltaje de salida

2.9. Monostable redirizable

Un impulso positivo a la entrada descarga C a través del transistor Q y R_2 , entonces $v_N = 0$. Como $V_p = \frac{1}{2} V_f$, v_N es positiva y $v_O = v_{O\text{max}}$. Luego se carga C a través de R hasta que v_N se hace negativa y v_O cambia de estado, en ese momento conduce D y se produce una realimentación negativa que mantiene $v_N = \frac{1}{2} V_f$ y $v_O = -0,6 V$.

$$\tau = RC \ln 2$$

Si antes del periodo τ se produce un nuevo impulso a la entrada, C se descarga y $v_O = v_{O\text{max}}$. El valor de v_O cambiará solamente cuando haya transcurrido un tiempo mayor o igual a τ desde el último impulso a la entrada.

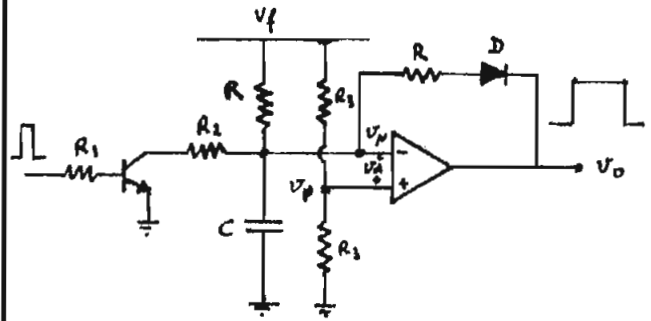


Fig. 78.- Monostable redirizable

2.10. Interruptor análogo y circuito "Sample and Hold"

El amplificador operacional está conectado como seguidor de voltaje tiene como fin aislar la carga del circuito de entrada.

El FET forma con R un divisor de tensión.

Si $v_S \gg 0$, entonces el diodo no conduce y $v_{GS} = 0$, por lo que el FET está en cortocircuito. Para $v_{GS\text{min}} \ll R$, entonces $v_O = v_i$.

Si $v_S \ll 0$, entonces el diodo conduce y $v_{GS} \leq 0$, o sea que el FET está en circuito abierto. Si $v_{GS\text{max}} \gg R$, entonces $v_O = 0 V$.

$$v_{GS\text{min}} \ll R \ll v_{GS\text{max}}$$

Un "sample and hold" (muestreador-retenedor), se construye reemplazando R por un condensador. Cuando el FET conduce se carga el condensador al voltaje de entrada, con una constante de tiempo $\tau = (R_S + v_{GS\text{min}})C$.

Cuando el FET no conduce, C queda cargado y $v_O = \text{constante}$. En esta conexión se deben utilizar amplificadores operacionales que tengan corrientes de offset y de drift muy pequeñas.

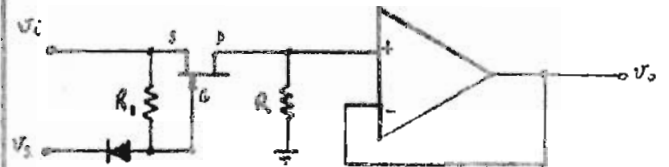


Fig. 80.- Interruptor análogo

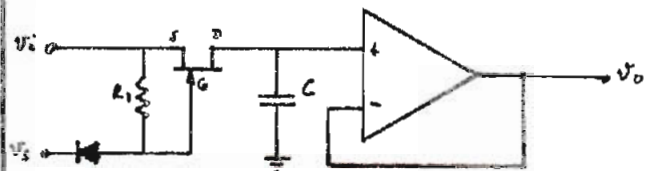


Fig. 81.- Muestreador-Retenedor.

3. FILTROS ACTIVOS

3.1. Definición

Los filtros construidos a base de condensadores, resistencias y elementos activos, por ejemplo, transistores y amplificadores operacionales.

3.2. Tipos de filtros



Fig. 82.- Filtro pasa-bajo

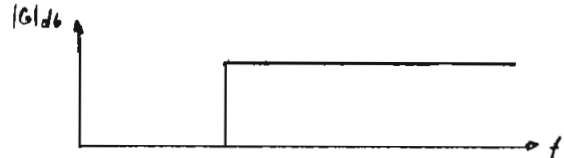


Fig. 83.- Filtro pasa-alto

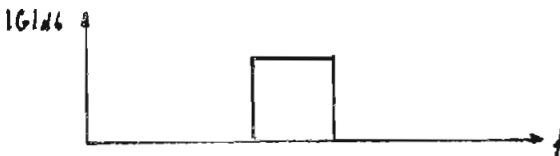


Fig. 84.- Filtro pasa-banda



Fig. 85.- Filtro elimina-banda

3.3. Filtro para-bajo de primer orden

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= - \frac{R_2 // C_2}{R_1} \\ &= - \frac{R_2 / j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2} \cdot \frac{1}{R_1} \\ &= - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + jf/f_p} \quad \wedge \quad f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

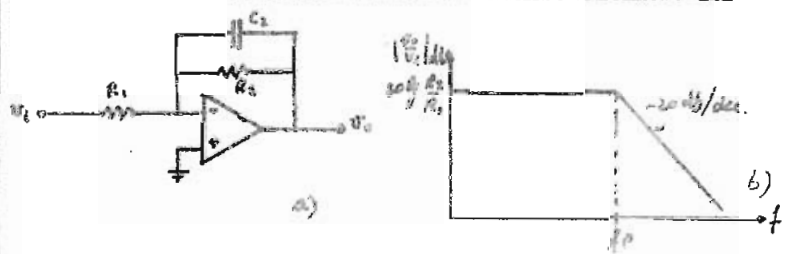


Fig. 86.- Filtro para-bajo de primer orden
 a) Circuito
 b) Respuesta de frecuencia

3.4. Filtro para-alto de primer orden

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= - \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \\ &= - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}} \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{f_p}{jf}} \quad \wedge \quad f_p = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

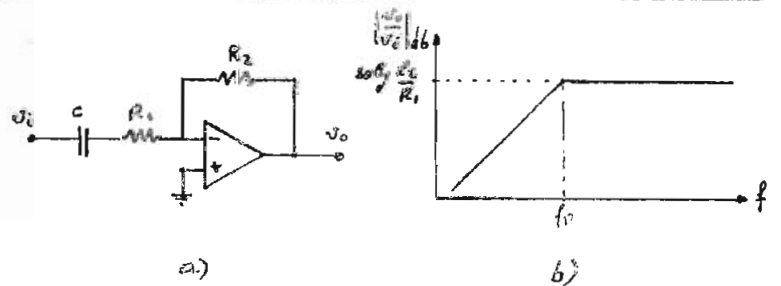


Fig. 87.- Filtro para-alto de primer orden
 a) Circuito
 b) Respuesta de frecuencia

3.5. Compensación en baja frecuencia (PI).

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{f_p}{jf} \right)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

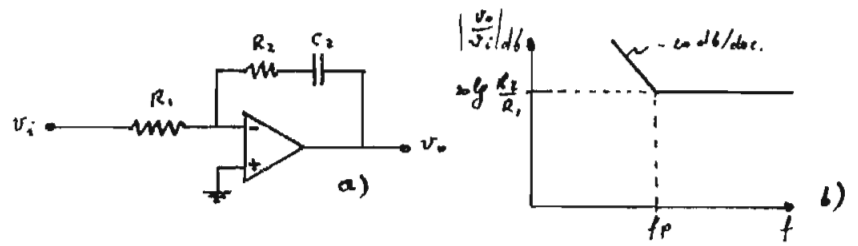


Fig. 87.- Regulador PI.
a) Circuito.
b) Respuesta de frecuencia.

3.6. Compensación en baja frecuencia (Lag).

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_3(R_2 + 1/j\omega C_2)}{R_3 + R_2 + 1/j\omega C_2}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_3 \cdot R_2}{R_1(R_3 + R_2)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \right)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_2 + R_3)} \right)}$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi C_2 (R_2 + R_3)}$$

$$\Rightarrow f_b < f_a$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_3 \cdot R_2}{R_1(R_3 + R_2)} \cdot \left(\frac{1 + f_a/jf}{1 + f_b/jf} \right)$$

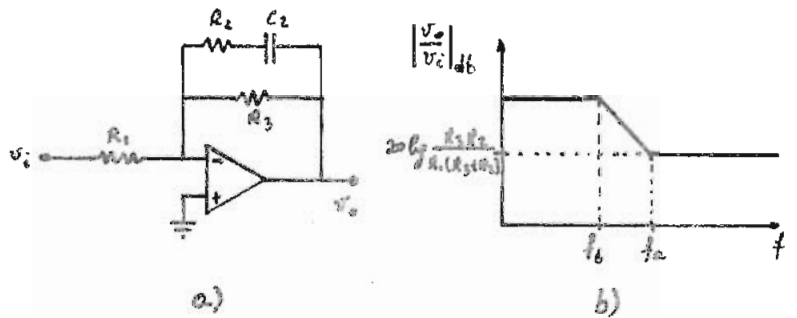


Fig. 88.- Regulador Lag
a) Circuito
b) Respuesta de frecuencia

3.7. Compensación en alta frecuencia (PD).

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{j\omega C_1 (R_1 + 1/j\omega C_1)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} (1 + j\omega C_1 R_1)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{jf}{f_p} \right)$$

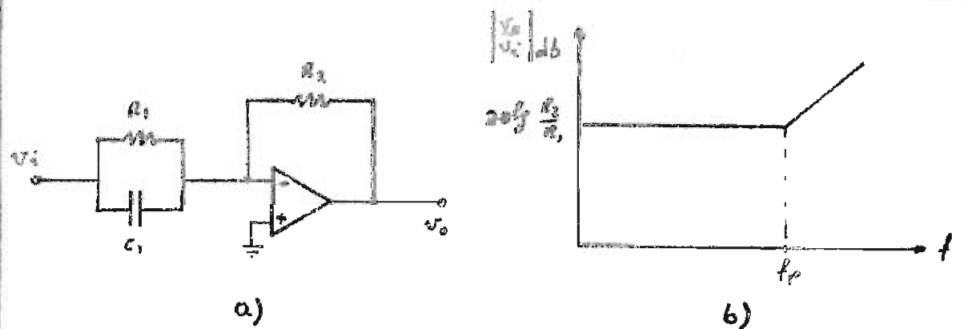


Fig. 89.- Regulador PD
a) Circuito
b) Respuesta de frecuencia.

3.8. Compensación en alta frecuencia (Lead)

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_3 + \frac{R_1}{j\omega C_1 (R_1 + 1/j\omega C_1)}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - R_2 \cdot \frac{j\omega C_1 R_1 + 1}{j\omega C_1 R_3 R_1 + R_3 + R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_3 + R_1} \cdot \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 \left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right)}$$

$$\left. \begin{aligned} f_a &\equiv \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \\ f_b &\equiv \frac{1}{2\pi C_1 \left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \right)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow f_b > f_a$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2}{R_3 + R_1} \cdot \frac{1 + jf/f_a}{1 + jf/f_b}$$

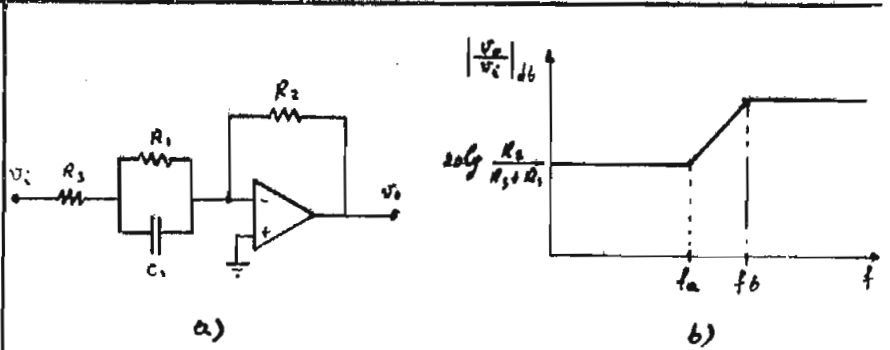


Fig. 50.- Regulador Lead
a) Circuito
b) Respuesta de frecuencia.

3.9. Compensación en altas y bajas frecuencias (PID)

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{\frac{(R_2 + 1/j\omega C_2) R_4}{R_2 + R_4 + 1/j\omega C_2}}{R_3 + \frac{R_1}{j\omega C_1 (R_1 + 1/j\omega C_1)}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{\frac{R_2 R_4 (1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2})}{(R_2 + R_4) (1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_2 + R_4)})}}{R_3 + \frac{R_1}{j\omega C_1 R_1 + 1}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \cdot \frac{1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_2 + R_4)}}}{j\omega C_1 R_1 R_3 + R_3 + R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2 R_4}{(R_2 + R_4)(R_3 + R_1)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}\right) (1 + j\omega C_1 R_1)}{\left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_2 + R_4)}\right) \left[1 + j\omega C_1 \frac{R_1 R_3}{R_3 + R_1}\right]}$$

$$f_b \equiv \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad \wedge \quad f_a \equiv \frac{1}{2\pi C_2 (R_2 + R_4)} \Rightarrow f_a < f_b$$

$$f_c \equiv \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad \wedge \quad f_d \equiv \frac{1}{2\pi C_1 \left(\frac{R_1 R_3}{R_3 + R_1} \right)} \Rightarrow f_c < f_d$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_4 R_2}{(R_2 + R_4)(R_3 + R_1)} \cdot \frac{(1 + f_a/jf)(1 + jf/f_c)}{(1 + f_b/jf)(1 + jf/f_d)}$$

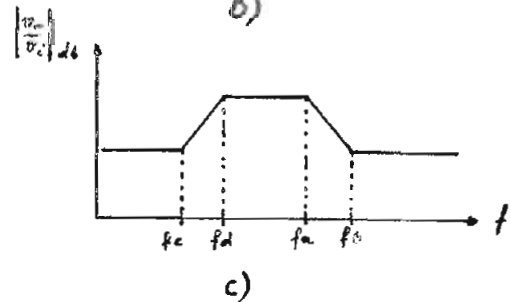
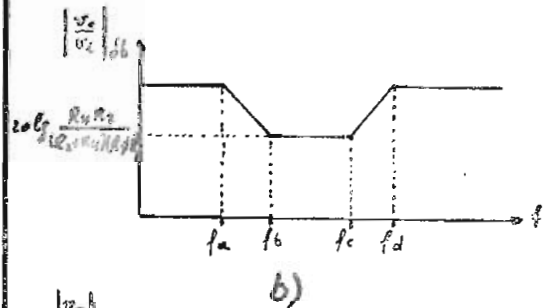
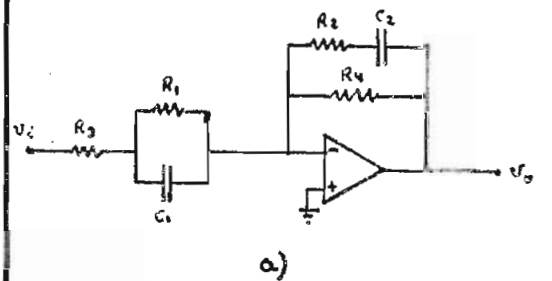


Fig. 51.- Regulador PID
a) Circuito
b) Respuesta de frecuencia (fb < fc)
c) Respuesta de frecuencia (fd < fa)

4. GENERADORES DE FUNCIONES

4.1. Generador de funciones con matrices de diodos.



Fig. 32.- Generador de funciones con $v_{i, on} = 0,6V$.

- a) Circuito
- b) Curva característica

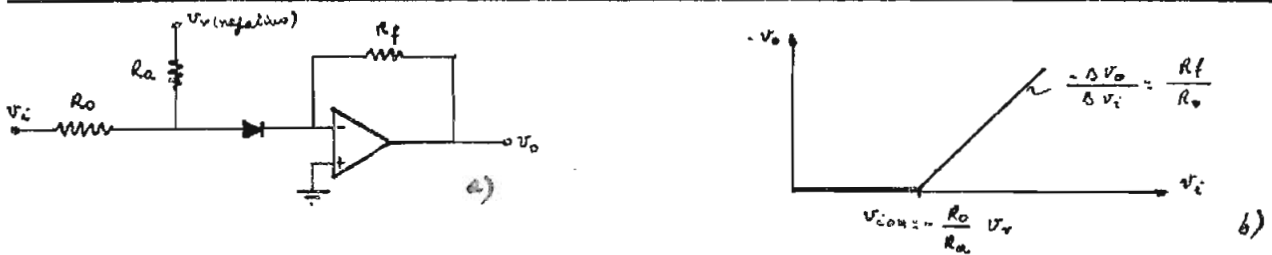


Fig. 33.- Generador de funciones con $v_{i, on}$ variable

- a) Circuito
- b) Curva característica

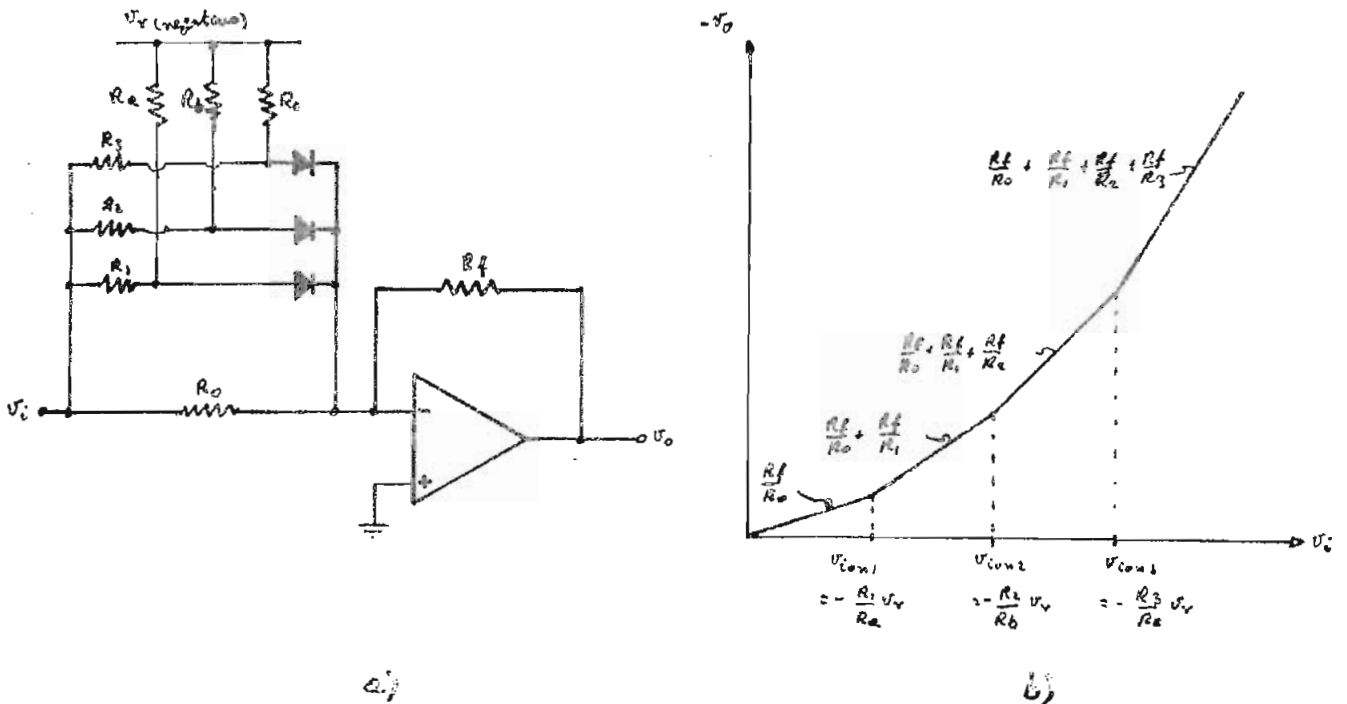


Fig. 34.- Generador de funciones

- a) Circuito
- b) Curva característica

4.2. Generador de onda cuadrada y triangular

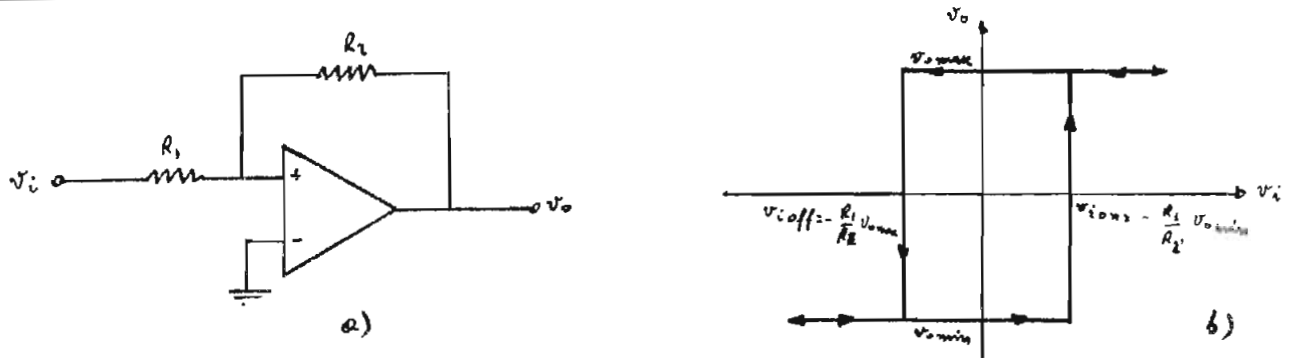
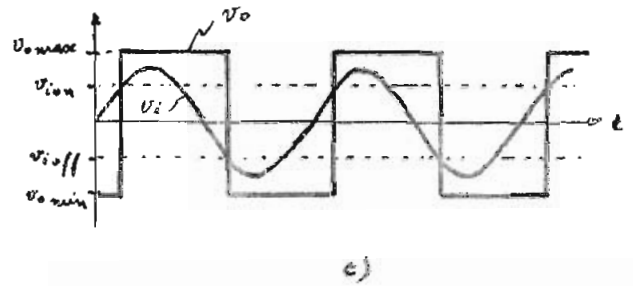


Fig. 55.- Schmitt-Trigger
 a) Circuito
 b) Curva característica.
 c) Ejemplo



El generador de funciones consiste de un Schmitt-Trigger y un integrador conectados en serie.

El disparador de Schmitt genera un voltaje constante que es integrado por el integrador. El momento en que v_{o2} alcanza el valor de umbral del disparador de Schmitt, cambia el signo de v_{o1} y el proceso continua de esta forma indefinidamente.

La frecuencia puede variarse, cambiando la constante de integración, esto es, variando C_3 o R_3 .

La amplitud de v_{o1} está determinada por los niveles de voltaje.

La amplitud de v_{o2} está determinada por las características del disparador de Schmitt.

$$T = 4 R_3 C_3 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Nota que la frecuencia no depende del valor de los fuentes.

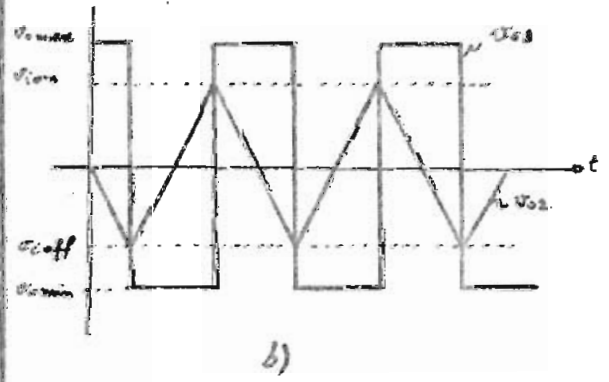
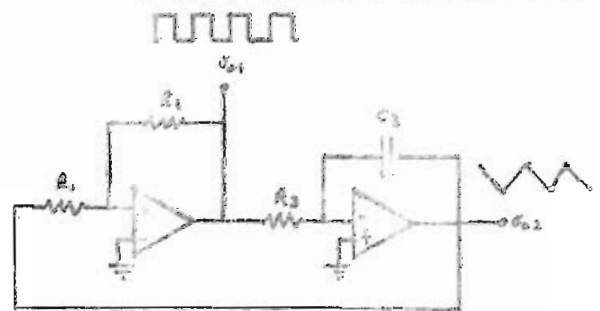


Fig. 56.- Generador de funciones
 a) Circuito
 b) Curvas características.

5. APLICACIONES

5.1. Filtro programado digitalmente.

Analog filter can be programmed digitally

by Leonard M. Smithline
Lanning Research Corp., Ithaca, N.Y.

The frequency response of an analog active filter can be selected digitally, yet with the resolution and accuracy of resistive tuning and the dc stability of capacitive tuning. The filter accepts TTL inputs, permitting it to be controlled directly by a computer and making it ideal for electronically switched systems. Furthermore, this digitally programmable filter is cost-competitive with mechanically switched types of filters, especially for high-order filter functions.

A simple first-order low-pass filter is drawn in (a). The corner frequency of this circuit is determined by the proportion (α) of the amplifier output voltage (V) that is applied to the feedback capacitor (C). Since applying a voltage of magnitude αV to capacitor C produces the same feedback current as applying a voltage of magnitude V to capacitor αC , the value of capacitor C is effectively multiplied by α . Therefore, the filter's corner frequency can be written as:

$$\omega_b = 1/\alpha R_f C$$

where R_f is the feedback resistor. The over-all dc gain of the circuit is unaffected by loop gain α .

The effective multiplication of capacitance C by gain α can be used to control the filter's corner frequency, as shown in (b). In this circuit, the filter's corner frequency is determined by logic inputs through a voltage-divider setup. Resistor R_u is the upper leg of the divider, while the resistance of the lower leg is selected by enabling the appropriate TTL inverter buffer. When a logic input turns on one of the buffers, the resistor associated with that buffer is shorted to ground.

Resistor R_b provides the appropriate bias voltage for the buffers. The transistor, which is wired as an emitter-

follower, reduces the resistance of the voltage divider that is reflected forward in series with capacitor C. This Thevenin equivalent resistance (R_T) is divided by the current gain (β) of the emitter-follower. For the circuit to operate properly:

$$R_T/\beta \text{ must be much less than } R_i \parallel R_f$$

where R_i is the input resistor. Since the dc levels of both the buffers and the transistor are blocked by the capacitor, there is no need for any bias stabilization circuitry.

If the effects of biasing resistor R_c are neglected, programmable gain α can be expressed as:

$$\alpha = 1/[1 + (R_u/R_b) + \sum R_n G_i]$$

where G_i represents the conductance of those resistors, R_1 through R_n , whose buffers are enabled. The filter's corner frequency now becomes:

$$\omega_b = \omega_0(K + \sum R_n G_i)$$

where:

$$\omega_0 = 1/R_f C$$

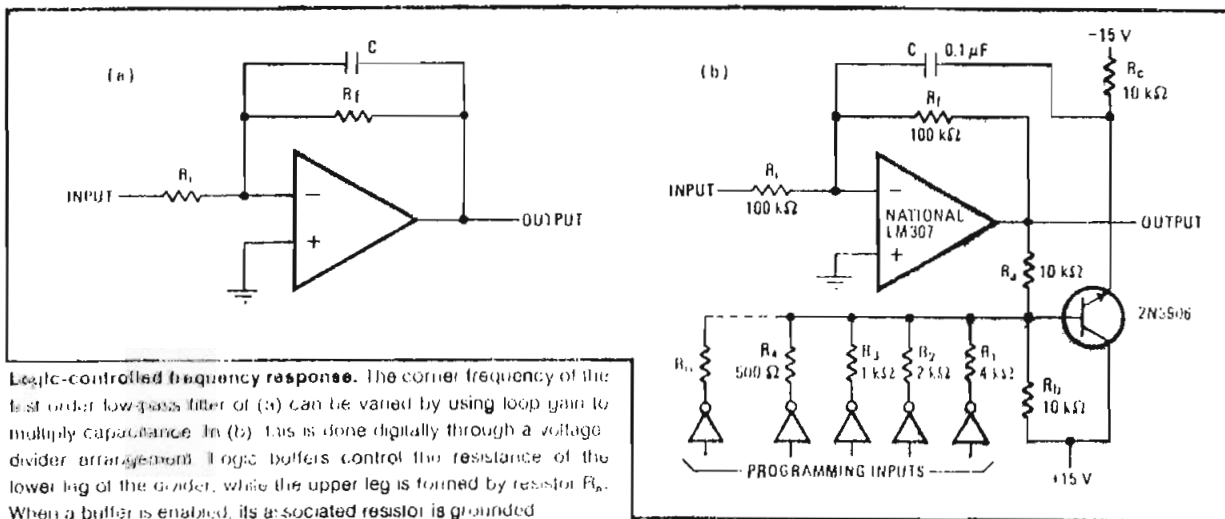
$$K = 1 + (R_u/R_b)$$

The filter's starting frequency—that is, the corner frequency of the filter with none of the logic buffers enabled—is equal to $K\omega_0$. And each increment above this frequency, as each logic buffer is enabled, is equal to $\omega_0 R_n G_i$. Since the effects of the enabled buffers are additive, the filter can be programmed to accept either standard binary codes or a binary-coded-decimal input. For the component values cited in the figure, ω_0 is 100 radians/second, K is 2, the starting frequency is 200 rad/s, and the frequency increment is 250 rad/s.

Moreover, the programming approach that is shown here can be extended to higher-order filters through the use of either the standard biquad or state-variable filter configurations.^{1,2}

REFERENCES

1. A.E. Schultz, "Active Filters Are Moving toward Standardization," Electronic Products, June 18, 1973.
2. G.E. Tobey, J.G. Graeme, L.P. Huelsman, "Operational Amplifiers—Design and Applications," McGraw-Hill Inc., 1971.



Logic-controlled frequency response. The corner frequency of the first order low-pass filter of (a) can be varied by using loop gain to multiply capacitance. In (b) this is done digitally through a voltage divider arrangement. Logic buffers control the resistance of the lower leg of the divider, while the upper leg is formed by resistor R_u . When a buffer is enabled, its associated resistor is grounded.

5.2. Fuente de poder para amplificadores operacionales

Designer's casebook

Regulator for op amps practically powers itself

by Richard Eckhardt
 Electronics Consulting & Development, Cambridge, Mass.

Here's a rather novel way to build a dual-voltage regulator for powering operational amplifiers that offers good tracking, as well as low ripple. Tracking between the two output voltages is good because only one reference source is used for both the positive and negative sides of the regulator. Although the circuit employs two op amps itself, they are powered by their own outputs. Furthermore, the circuit's output-current capability is on the order of several amperes, and output ripple is held to less than 1 millivolt peak-to-peak.

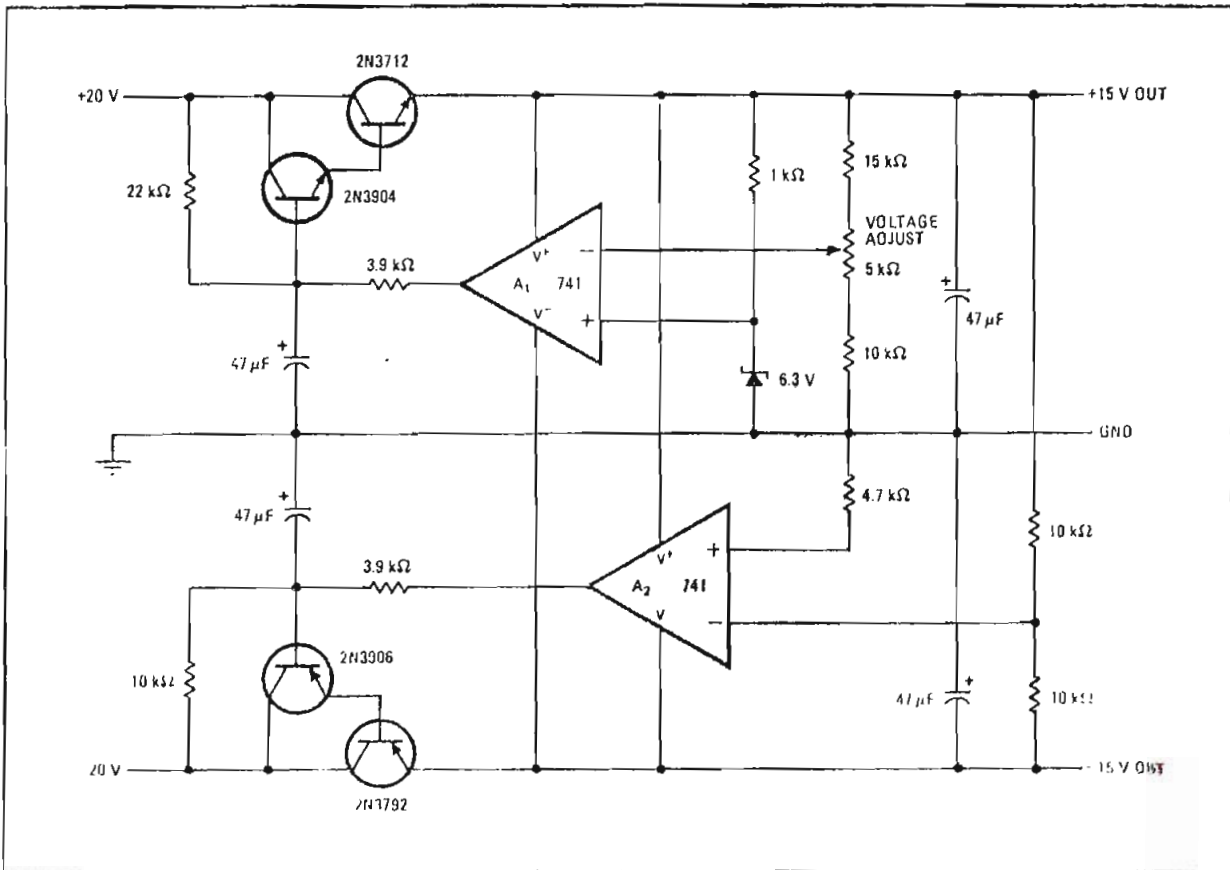
The circuit, shown in the figure, operates as a conventional series-pass regulator on its positive side to de-

velop its +15-volt output. Amplifier A_1 is used for error-detection. The pass transistor for the positive side is biased on from the unregulated +20-v input supply voltage. The output voltage from amplifier A_1 then adjusts this transistor's output.

On the negative side (-15-v output) of the regulator, amplifier A_2 operates as a unity-gain follower. The pass transistor on the negative side is biased in a manner similar to its positive counterpart. The value of the biasing resistor for the negative pass transistor is different from the value of the biasing resistor for the positive pass transistor in order to bring A_2 's output closer to the negative supply voltage.

Since amplifier A_2 is wired in a follower configuration, the reference voltage developed by the zener diode can be used for both the positive and negative sides of the regulator. The two output voltages, therefore, track each other within approximately 50 mV.

With suitable modification, the same circuit approach can be used to build a regulator for devices other than op amps that require a split supply. □



Split supply. Regulator circuit for op amps develops ±15-V outputs from a +20-V unregulated source with less than 1 millivolt of ripple. Although the regulator uses op amps itself, they receive their power inputs from their own outputs. Amplifier A_1 acts as an error detector, while amplifier A_2 is a voltage follower. The single zener voltage reference means that tracking is good between the positive and negative sides.

5.3. Regulador de baterias.

Designer's casebook

Low-drain regulator extends battery life

By T. C. Penn
Texas Instruments Inc., Dallas, Texas

Stable regulation of battery power supplies once required dumping current into a zener diode or sacrificing several volts and milliamperes to a three-terminal regulator. Powering up voltage-controlled oscillators and other supply-sensitive circuits with batteries becomes practical when the circuit described here regulates the supply voltage. Providing ± 1 -millivolt regulation with loads ranging from 5 to 55 milliamperes, the circuit maintains accuracy even when the battery voltage is only 50 mv higher than the regulated output, and it draws rather less than 1 mA of quiescent current.

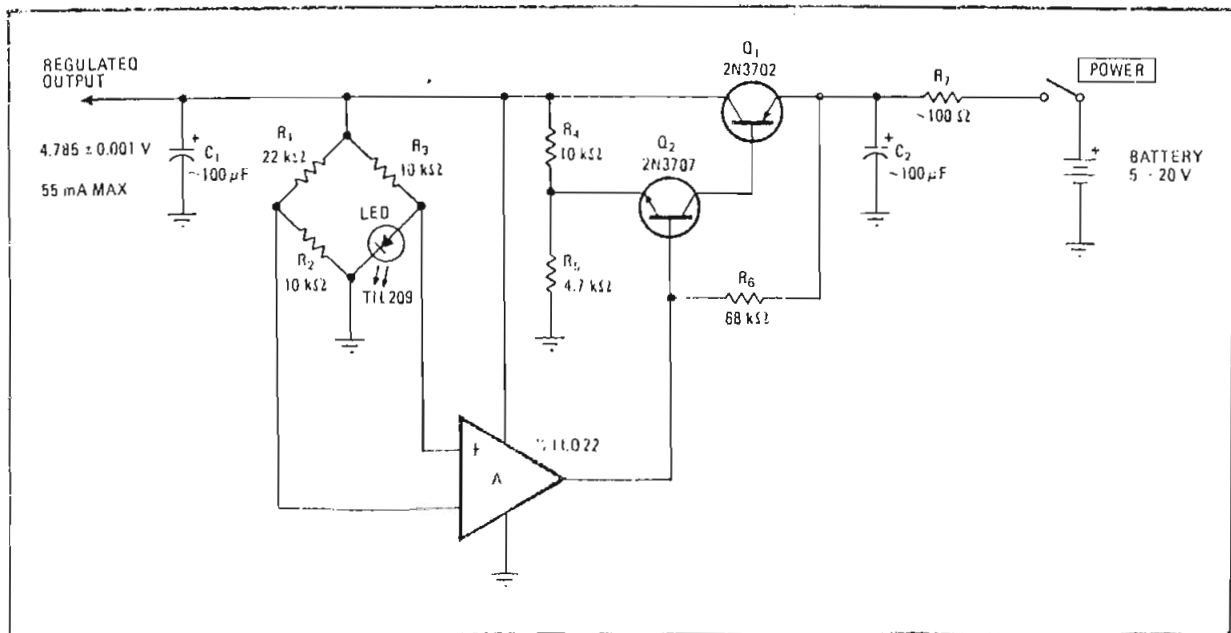
As evident in the schematic, the simplicity of the circuit belies its performance. The regulating operational amplifier A gets its reference voltage from the bridge made up of R_1 to R_3 and a light-emitting diode. The drop across the LED, which varies from device to device, is about 1.4 v and it remains relatively stable over a wide temperature range. Changing the temperature from 20°C to 40°C varies the regulated-output voltage only about 1 mv. If greater stability is required, a low-voltage reference diode or even a two-terminal regulator may

be substituted for the LED in the reference leg of the bridge.

The op amp controls Q_2 and Q_1 to maintain a zero offset between its inverting and noninverting inputs, thus establishing that the voltage drop across R_2 is equal to the drop across the LED. The regulated-output voltage is the sum of the drops across R_1 and R_2 ; this can be shown to be $V_{\text{REG}} = V_{\text{LED}}(R_1/R_2 + 1)$. With the values that appear in the schematic and if $V_{\text{LED}} = 1.4$ v, the regulated-output voltage V_{REG} by substitution becomes $1.4(22 \text{ kilohms}/10 \text{ kilohms} + 1) = 4.48$ v. If the voltage must be trimmed to a particular value, a 5-kilohm potentiometer can be inserted between R_1 and R_2 , with its wiper connected to the op amp.

Although the op amp is powered by the bus it regulates, the circuit exhibits no start-up problems. As soon as power is applied, Q_2 , biased on by the current through R_6 , turns on Q_1 , supplying power to the op amp and reference bridge. Q_1 and Q_2 , in conjunction with R_4 and R_5 , form a feedback pair with a voltage gain of about 3. For that reason, a high-gain op amp may be used with no danger of oscillation.

The op amp is half of a dual package, although it could equally well be one fourth of a quad package. In either case, the regulated bus can power all the op amps in the package, so long as the total current required does not exceed 55 mA. The current drawn by the TLO 22 dual op amp alone is about 800 microamperes. Also pictured in the schematic are optional filtering and decoupling components, C_1 , C_2 , and R_7 . □



Battery supply regulator. Voltage drop across LED in bridge references op amp, controlling current to the output. Under 5-milliamperes load current, regulated output of 4.785 ± 0.005 V is achieved with supply voltage ranging from 4.900 to 5.000 V. With a 9.000-V supply, the regulated output is 4.785 ± 0.001 V with loads ranging from 5 to 55 mA. Current through LED is barely enough to make it glow.