

Iref de forma precisa

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \approx 0.7V$$

$$I_{ref\text{precisa}} = \frac{(15 - 25mV \ln(I_{C2}/I_{S2})) - (-15 + 25mV \ln(I_{ref}/I_{S1}))}{39K}$$

$$I_{C2} = I_{ref}$$

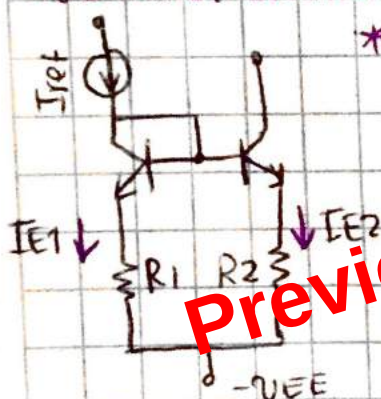
Se asume que $I_{S2} = I_{S1}$

En circuitos integrados $I_S \approx 1 \times 10^{-14} A$ (P/NPN y PNP)

∴ $I_{ref\text{precisa}} = I_{C\text{recursiva}}$

$$I_{ref\text{precisa}} = 737\mu A$$

Fuente de corriente Widlar



* Si $R_1 > R_2$

$$I_{E1} < I_{E2}$$

$$I_0 > I_{ref}$$

* Si $R_1 < R_2$

$$I_{E1} > I_{E2}$$

$$I_0 < I_{ref}$$

Preview from Notesale.co.uk
page 7 of 32

$$V_{BE1} + I_{E1} R_1 = V_{BE2} + I_{E2} R_2$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) + I_{E1} R_1 = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) + I_{E2} R_2$$

$$I_{C1} = I_{E1} = I_{ref}, I_{C2} = I_{E2} = I_{ref}$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_0}\right) + I_{ref} R_1 = I_0 R_2$$

$$\left\{ I_0 = \frac{V_T \ln(I_{ref}/I_0) + I_{ref} R_1}{R_2} \right\}$$

TAREA DEL 741

$$I_{C10} = \frac{25mV \ln(733\mu A / I_{C10})}{5K} = 18.43\mu A$$

$$733\mu A = I_{ref}$$

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = 0.75 \times 10^{-14} e^{\frac{V_{BE}}{25mV}}$$

$$I_{C10} = \frac{1}{4} \cdot 733\mu A = 18.32\mu A = I_{C10}$$

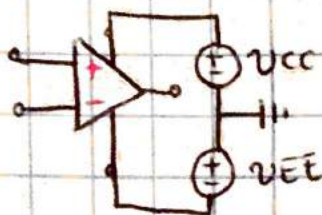
$$I_C = \frac{25mV \ln(733.4 / I_C)}{100\Omega}$$



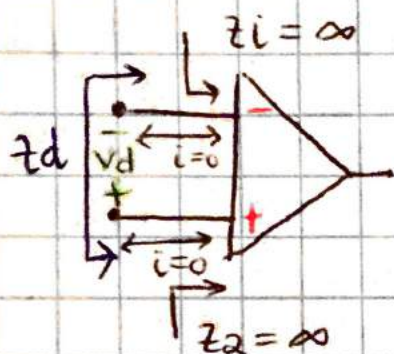
IDEAL

El REAL tiene entradas de alimentación positiva y negativa.

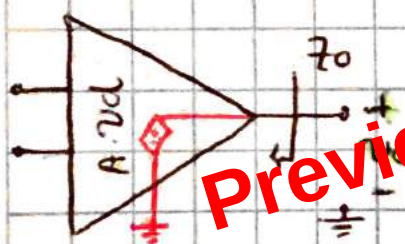
>> REAL



El voltaje de salida siempre será menor al de alimentación.



- $z_i = z_2 = z_c = \infty$
 - $z_d = \infty$
 - $v_d = v^+ - v^-$
- Entradas



En un ideal $A \rightarrow \infty$ (ganancia de voltaje en lazo abierto)

$$v_o = A(v^+ - v^-)$$

$$v^+ - v^- = v_o / A \approx 0 \therefore v^+ = v^-$$

REAL: con A finito pero grande $\Rightarrow v^+ \approx v^-$

como la dif. potencial v^+ y v^- es muy pequeña equivale a un CORTO CIRCUITO VIRTUAL.

- $z_o = 0$ ideal
- $BW = \infty$ ancho de banda

En lazo abierto funciona como comparador.

>> Retroalimentación

⊕: saturada, oscila, no lineal.

⊖: lineal, control, de la salida al inverting.

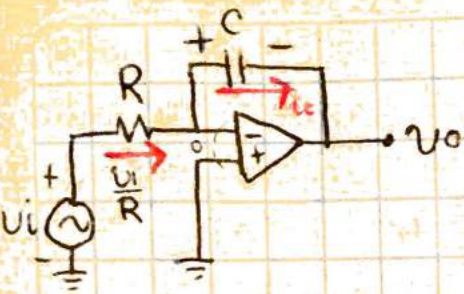
>> Inversor y no inversor

En +: $v_p \rightarrow v_p \cdot A$ (Si la otra está en tierra).

En -: $v_p \rightarrow -v_p \cdot A$

8/sep/15

Integrador inversor



$$\frac{v_i}{R} = C \frac{dv_o(t)}{dt}$$

$$v_o(t) = -v_o(t)$$

$$\frac{v_i(t)}{R} = -C \frac{dv_o(t)}{dt}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \downarrow \frac{1}{I} v_i(t) = C \frac{dv_o}{dt} \\ \downarrow \frac{1}{I} v_i = L \frac{dv_o}{dt} \end{array} \right.$$

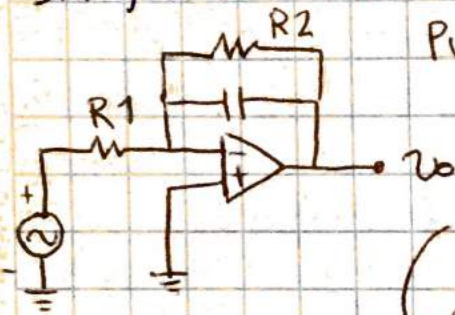
$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i(t) dt + v_{oi}$$

voltage inicial del capacitor

$$Z = RC$$

Si $v_o(t=0^+) = 0$
 $v_{oi} = 0$

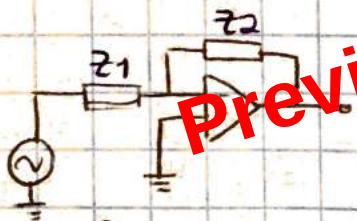
Integrador Miller



Puede funcionar como integrador o como filtro pasa bajas de 1er. orden.

$$v_o(t) = -\frac{1}{R1 \cdot C} \int v_i(t) dt + v_{oi}$$

cuando $f_{op} \geq \frac{10}{RC}$



$$A_v(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{Z2}{Z1}$$

>> Para el integrador inversor:

$$A_v(s) = -\frac{1}{sC} = -\frac{1}{sRC}$$

$$A_v(s) = -\frac{1}{j\omega RC}; |A_v(s)| = \frac{1}{\omega RC}$$

$$|A_v(s)|_{dB} = 20 \log(\omega RC)$$

>> Para integrador Miller:

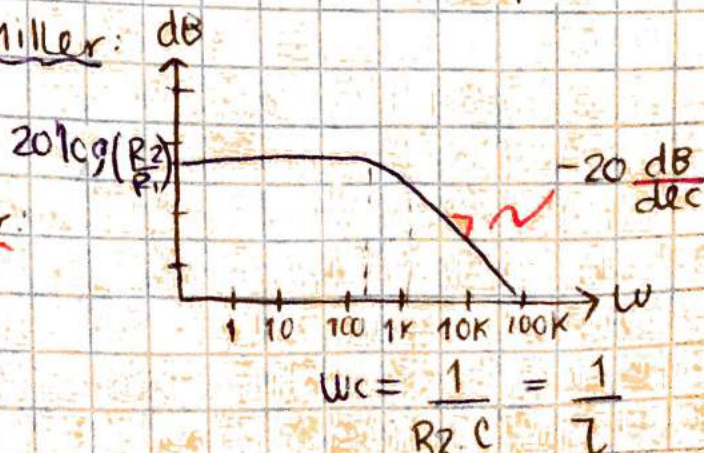
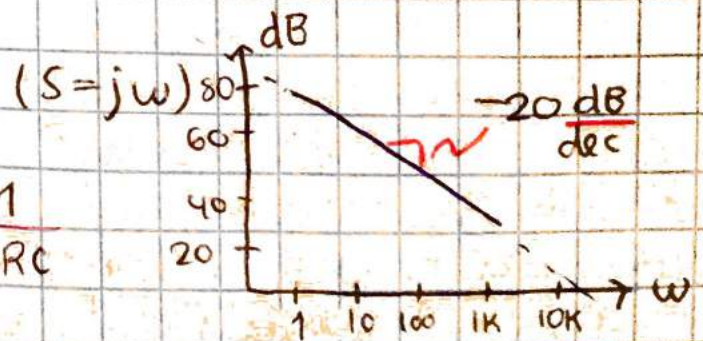
$$A_v(s) = -\frac{R2 \parallel 1/sC}{R1}$$

Para usarse como integrador:

$$f_{op} > f_c \parallel \omega_o \gg \omega_c$$

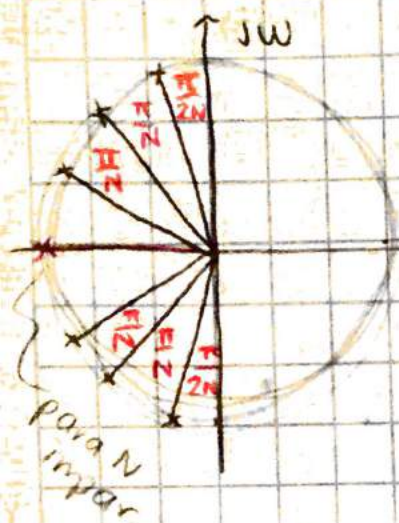
$$\bullet \omega_{op} \geq 10 \omega_c$$

$$\bullet f_{op} \geq \frac{10}{2\pi R2 C}$$



$$\omega_c = \frac{1}{R2 \cdot C} = \frac{1}{T}$$

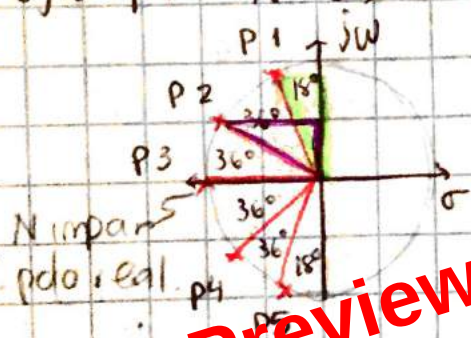
➤ POLOS DEL FILTRO Están en el plano complejo



Caen en una circunferencia de radio w_0
 Todas deben caer de lado izquierdo para que el sistema sea estable.

Si N es impar uno de los polos será real
 Los polos ocurren en pares conjugados
 Sólo en el primero y último polo el θ es diferente

Ejemplo: $N=5$, $w_0 = 10K \text{ rad/s}$



$$\frac{\pi}{2N} = \frac{180^\circ}{10} = 18^\circ$$

$$P_1 = -10K \cdot \sin(0^\circ) + j 10K \cdot \cos(18^\circ)$$

Conjugados $P_1 = P_5$ con θ en j

$$P_2 = -10K \cdot \sin(54^\circ) + j 10K \cdot \cos(54^\circ) \quad P_2 = P_4$$

$$P_3 = -10K$$

$$T(s) = \frac{K (10K)^5}{(s - (-10K \cdot \sin 18^\circ + j 10K \cos 18^\circ)) \cdot (s - (-10K \sin 18^\circ - j 10K \cos 18^\circ)) \cdot (\dots)}$$

FILTRO CHEBYSHEV

$$|T(s)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \cos^2(N \cos^{-1}(w/w_p))}} \quad \text{para } w \leq w_p$$

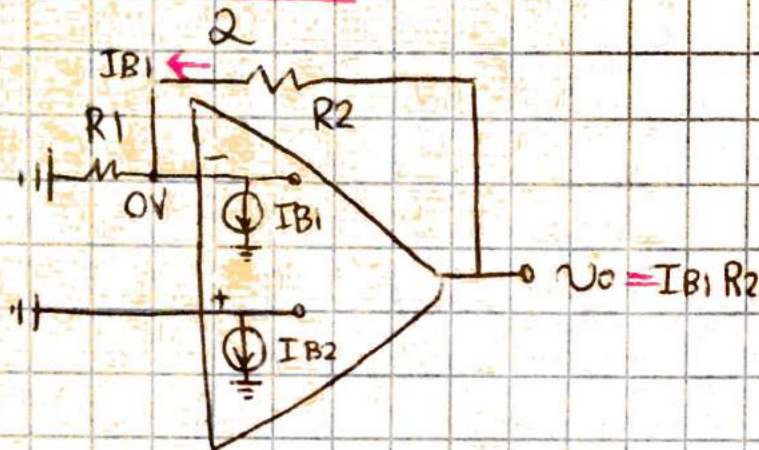
$$|T(s)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \cosh^2(N \cosh^{-1}(w/w_p))}} \quad \text{para } w \geq w_p$$

Para $w = w_p$: $|T(s)| = 1 \rightarrow$ La misma en Butterworth

$$\epsilon = \sqrt{10^{A_{max}/10} - 1} \quad N \geq \frac{\cosh^{-1}\left(\sqrt{\frac{10^{A_{min}/10} - 1}{\epsilon^2}}\right)}{\cosh^{-1}\left(\frac{w_s}{w_p}\right)}$$

>> I_B , corriente de polarización

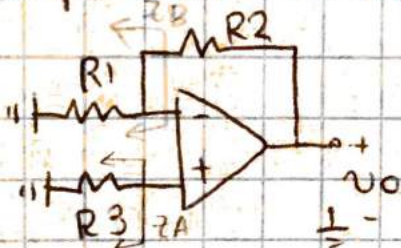
$$I_B = |I_{B1} + I_{B2}|$$



>> I_{os} , corriente de offset de entrada

$$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|, \{V_o = I_{os} R_2\} \quad R_2 \text{ no mayores a } 500K$$

>> Compensación de la corriente de polarización



$$V_o = I_B [R_2 - R_3 (1 + R_2/R_1)]$$

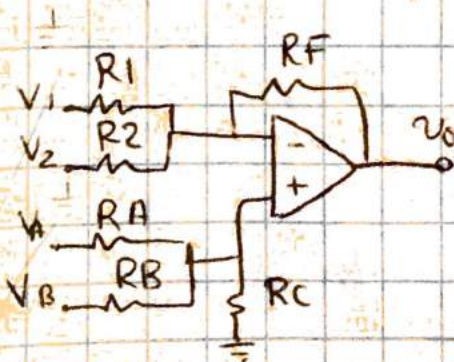
$$V_o = I_B R_3 (1 + R_2/R_1)$$

$$V^+ = V^- = -I_{B2} R_3$$

Para que exista compensación $Z_A = Z_B$

la compensación se hace en corriente directa (capacitores mueren)

Para sacar las impedancias matas fuentes



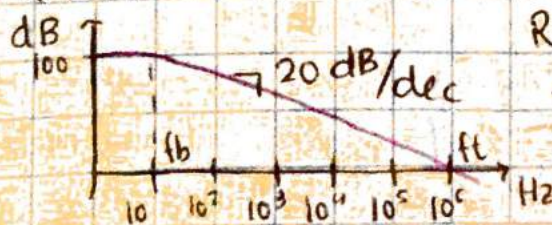
$$R_1 || R_2 || R_F = R_A || R_B || R_C$$

Compensa I_B

CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS (De C.A.)

13 / nov / 15

* ANCHO DE BANDA



Respuesta compensada en frecuencia (capacitor interno mantiene el roll off en -20 dB/dec)

Para $\omega \gg \omega_b$: $A(s) = A_o \omega_b / j\omega \Rightarrow |A(j\omega)| = \frac{A_o \omega_b}{\omega}$

A_o ganancia en 0 Hz
(b. free de cort.)