Dispositivos Activos

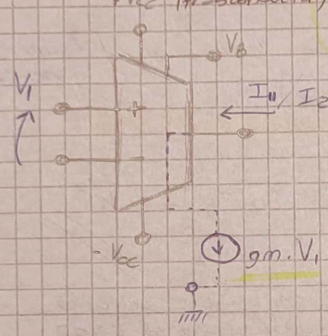
Videos sobre amplificador operacional de transconductancia (OTA'S)

Video I:

Ley de transferencia (transconductor)

$$\left.\frac{I_2}{V_1}\right|_{V_2=0} = gm$$

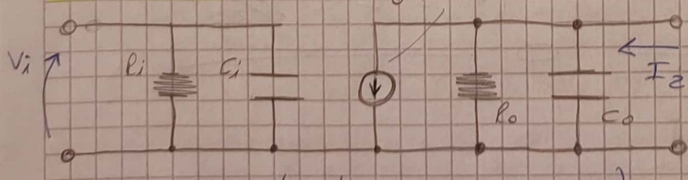
Condición de medición, ya que tengo que medir una corriente de salida.



- Este dispositivo presenta dos bornes de entrada, pero solamente uno de salida. Esto se debe a que tengo como salida una corriente, no una tensión.
- La corriente no llega hacia la referencia (gnd), sino que la corriente es impuesta por el generador de corriente controlado por tensión $gm.V_1$. Este generador de corriente es el responsable de llevar corriente hacia la referencia (gnd).
- Modelo completo del OTA: incluye fuente de corriente, carga activa, entrada diferencial (temas de aplicada 1)
- En el borne V_B puedo cambiar la polarización de la fuente de corriente, modificando el valor de la corriente I_{bias}. Al variar la polarización, puedo variar el valor de gm, ya que gm depende del punto de polarización, el cual puedo modificar cambiando la corriente I_{bias} a través de V_B.
- V_B (tensión de polarización) me permite modificar la corriente de polarización I_{bias} y en consecuencia, el gm del dispositivo.
- $gm = f(\sqrt{I_{bias}})$ Relación cuadrática. Varía gm^2 cuando modifico I_b.

Video II:

Modelo real:



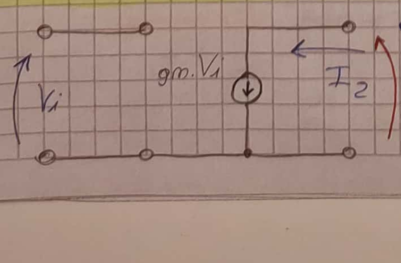
- $Z_i = R_i + j\,1/wC_i$

Impedancia de entrada.

- $Z_o = R_o + j\,1/wC_o$

Impedancia parásita.

Modelo Ideal (sin los aportes parásitos)



- Solamente tengo el generador de corriente controlado por la tensión de entrada.

V_o (para la transferencia de tensión)

Modelo real del Opamp

en baja frecuencia.

- $A(s) = \frac{\omega_t}{s+\omega_A} = \frac{V_o}{V_i}$; tengo un polo (producto del efecto Miller con el capacitor)

Modelo real de un OTA, transferencia de tensión

- $V_o = \underbrace{[(-)\, gm \cdot V_i]}_{I} \cdot \underbrace{\left[\frac{1}{G_o + sC_o}\right]}_{Z}$; Calculo la admitancia de salida y luego la invierto para obtener la impedancia.

signo arbitrario, lo puedo omitir si invierto la entrada. El efecto igual.

- $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\overset{\omega_t}{\frac{gm}{C_o}}}{s + \underbrace{\frac{G_o}{C_o}}_{\omega_A}}$ (Polinomio mónico, coef. 1 en s)

R_o y C_o son componentes parásitos, producto de corrientes parásitas de fuga en el proceso de fabricación.

$V = I Z$

- Valores aproximados en el modelo real:

$R_o \approx 5M\Omega\ (5\times10^{6}\Omega)$

$C_o \approx 0{,}1\,pF\ (1\times10^{-13}F)$

$gm \approx 200\mu S\ (2\times10^{-4}S)$

$\omega_t = 300MHz$, mejora su ancho de banda.

- $\omega_A \approx 300kHz$: la ganancia que tendrá este dispositivo se va a mantener hasta ese valor de frecuencia aproximadamente. Si lo comparo con el opamp, mejora su rango de trabajo en frecuencia.

- Ganancia para $s=0$ (ganancia de tensión)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{gm/C_o}{0 + G_o/C_o} = \frac{gm}{C_o} \cdot \frac{C_o}{G_o} = gm \cdot \frac{1}{1/R_o} = \boxed{gm \cdot R_o = A_o}$$

$A_o = 2\times10^{-4} \cdot 5\times10^{6} = 10^{3} \equiv 60\,dB$

- Esta ganancia se obtiene "en vacío", cuando el transconductor está cargado solamente con su resistencia parásita R_o.

- Si después le pongo una carga R en paralelo, le mato toda la ganancia, ya que la ganancia queda definida por el valor de la carga al ser $R_o \to \infty$.

$$R_p = R_o // R_{Load} = 5M\Omega // R_{Load} = (\to\infty) // R_{Load} = R_{Load}$$

No hay que cargar a los OTA's con resistencias, ya que le mato la ganancia en tensión.

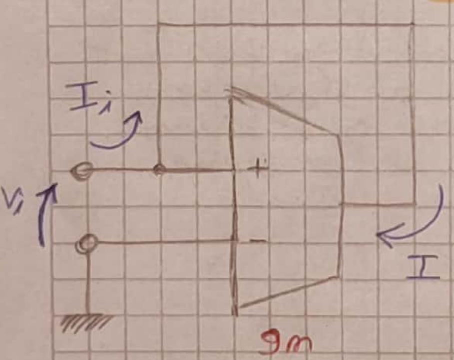
OTA - C } xq no se lo usa con resistores a estos dispositivos, solamente con capacitores (C) o con otros OTA's.

Observaciones (resumen)

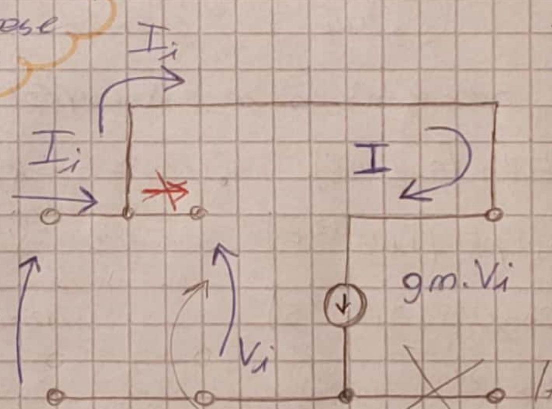
- → Ancho de banda $BW_{OTA} \gg BW_{opamp}$
- → OTA → OTA
  ↳ capacitores } Solamente se asocian con estos componentes, nunca con resistencias!!! (ni hablar de inductores)
  └→ tiene relación tmb con la integración de estos componentes. es fácil integrar OTA's y Caps, pero no R's. Usa pocos transistores tmb, menos que los opamps.
- → gm variable con la polarización (I_b)
- → bajo consumo (baja polarización y potencia)

Video III: Implementación de un resistor en base a un OTA

(realimentado)



≡



Circuito equivalente en base al modelo ideal.

$I = I_i$

(terminal no disponible)

Impedancia de entrada infinita, circuito abierto. (no toma corriente el par diferencial)

- obtener función excitación $\frac{V_i}{I_i} = Z_i$? *

- $I = gm.V_i$, $I = I_i \Rightarrow I_i = gm.V_i \Rightarrow \frac{V_i}{I_i} = \frac{1}{gm}$

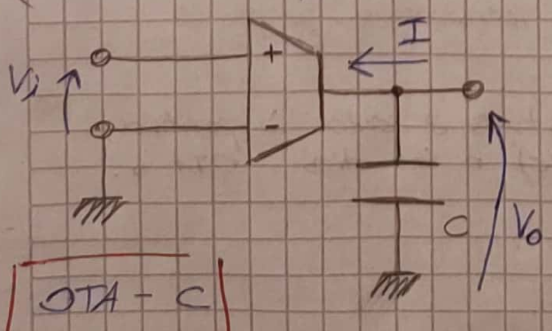
$f(\sqrt{I_b})$

(*) Implemento un resistor a través de un OTA

$$\left[\frac{1}{gm}\right] = \frac{1}{1/\Omega} = [\Omega] \checkmark$$

Implementación de un Integrador en base a un OTA (Ideal)

(lazo abierto)



$\boxed{\text{OTA - C}}$

- obtener la relación de transferencia de tensiones en el integrador.

$I = gm.V_i$ (como siempre)

$$V_o = I \cdot \frac{1}{sC} = gm.V_i \cdot \frac{1}{sC}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{gm/C}{s} = \frac{1}{s} \cdot gm/C$$

Constante del Integrador (ω_I)

↳ Integrador (Laplace)

cte del Integrador (ω_t) tiene una respuesta en módulo.

- Integrador con Pérdidas → mediante el modelo real

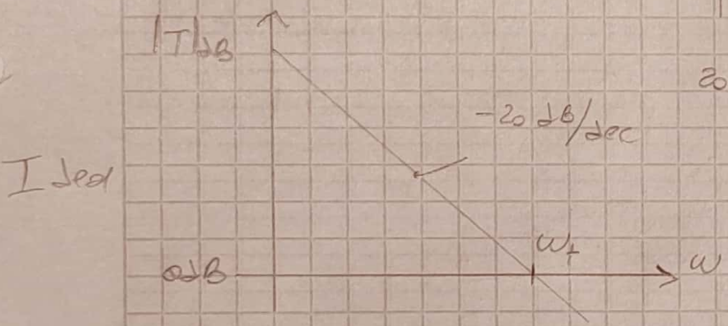
tengo en consideración los componentes parásitos de salida.

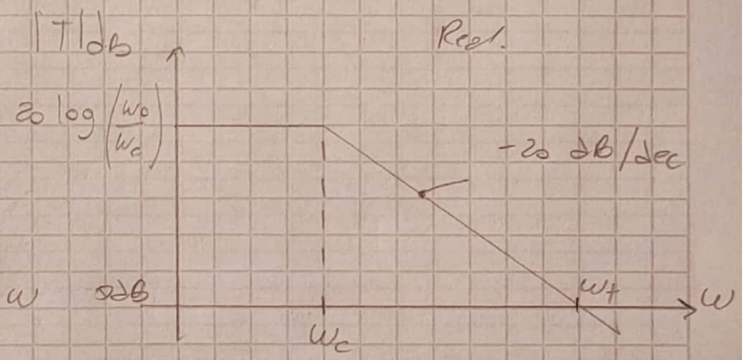
$$V_o = \underbrace{(g_m \cdot V_i)}_{I} \cdot \frac{1}{\underbrace{s.(C_o + C) + G_o}_{Y(s)}}$$

Como todas las admitancias en paralelo y luego invierto.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\overbrace{g_m/(C+C_o)}^{\omega_t}}{s + \underbrace{G_o/(C+C_o)}_{\omega_c}}$$

ω_c : frecuencia de corte del Integrador.





- OTA realimentado → para simular una función excitación, que se comporte como un resistor.

- OTA lazo abierto → función transferencia Integrador.

Integrador Inversor → entra V_i por el otro borne, lo invierto. (mismo gráfico de módulo, fase a 180°)

¿Ventaja con trabajar a lazo abierto?

tengo poco margen para modular la señal? puedo tener distorsión armónico debido a la relación cuadrática del gm. Esto en circuito realimentado no sucede, (es) son inmune a esto. no puedo hacer grandes modulaciones sin distorsionar.

el signo negativo es arbitrario, se puede englobar dentro de la constante H. Hace referencia a la inversión de fase.

Videos clase 2

- Función transferencia de segundo orden implementada con amplificadores operacionales. (filtro pasa bajos)

- $T(s) = \frac{-H \; \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$

le doy una ganancia (y una fase) al implementarlo con un circuito activo.

Circuitos pasivos: $|H| \leq 1$ obligatoriamente.

Amplificador operacional → equivalente real — es un integrador.

↳ equivalente ideal — opamp IDEAL (TCI)

nomenclatura:
V_L = tensión "low pass" (pasa bajos)
V_B = tensión "band pass" (pasa banda)
V_H = tensión "high pass" (pasa altos)
V_1 = tensión "input" (entrada)

salida

$$\frac{V_L}{V_1} = \frac{-H \cdot \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \underset{\boxed{\omega_0 = 1}}{=} \frac{-H \cdot 1}{s^2 + \frac{1}{Q} s + 1}$$

normalizo la transferencia para trabajar cómodamente.

$V_L \cdot (s^2 + \frac{1}{Q} s + 1) = -H V_1$

$V_L \cdot (s^2 + 1/Q \, s) = -H V_1 - V_L$

$V_L \cdot s \cdot (s + 1/Q) = -H V_1 - V_L$

$V_L \cdot s = \underbrace{(-H V_1 - V_L) \cdot \frac{1}{s + 1/Q}}_{V_b}$

es una señal intermedia.

la señal de salida la obtengo integrando la señal intermedia (V_b)

Integral en el tiempo

$V_L = \frac{1}{s} \cdot V_b$ (1)

$V_b = -(H V_1 + V_L) \cdot \frac{1}{s + 1/Q}$

$V_b \cdot s + V_b \cdot 1/Q = -(H V_1 + V_L)$

$V_b \cdot s = -\underbrace{(H V_1 + V_L + 1/Q \, V_b)}_{V_H \text{ (sin incluir el signo)}}$ (3)

$V_b = \left(\frac{-1}{s}\right) V_H$ (2)

otra integración en el tiempo.

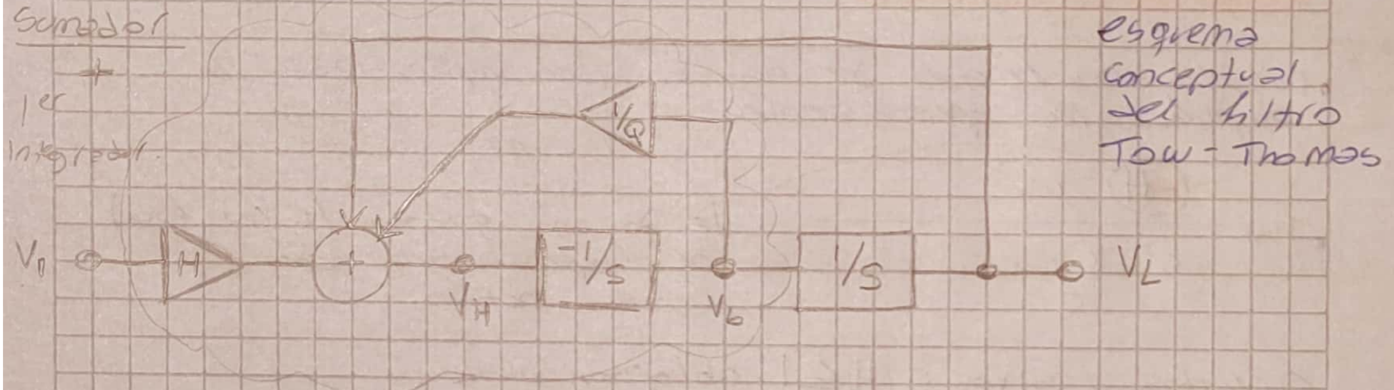
$$\begin{cases} V_H = V_1 \cdot H + V_L + V_b / Q & (3) \\ V_b = \left(\frac{-1}{s}\right) \cdot V_H & (2) \\ V_L = \frac{1}{s} \cdot V_b & (1) \end{cases}$$

- obtengo finalmente que V_H es solamente una sumatoria de señales.
- A partir de estas 3 ecuaciones armo el esquema del circuito.

Escaneado con CamScanner

esquema del filtro

parto de la ecuación donde tengo presente a la variable Vi

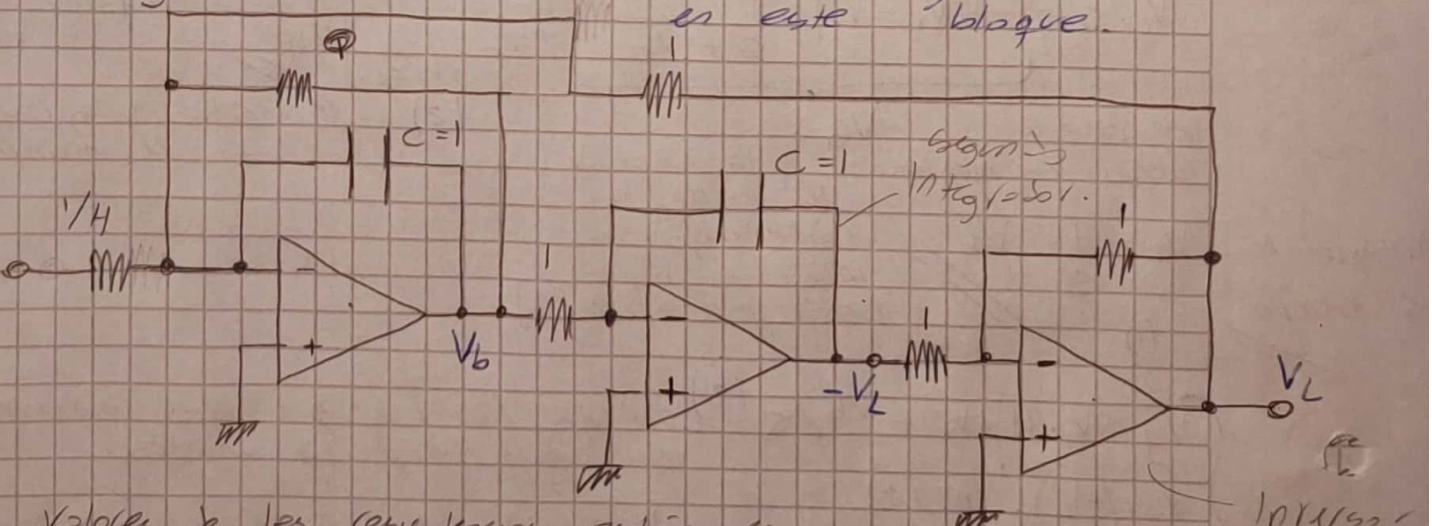


- Antenemos: tengo varias posibilidades en este circuito: Puedo implementar cada etapa por separado: un sumador, dos integradores y un inversor; o puedo aprovechar la impedancia de realimentación de la configuración sumadora y puedo poner un capacitor, metiendo así el primer estado integrador dentro del mismo circuito del sumador. Recordar que tanto el integrador como el bloque sumador son inversores tmb.
- Usando el bloque/circuito de sumador + integrador, omito la señal intermedia V_H, queda la siguiente ecuación:

$$V_b \cdot s = -(H V_1 + V_L + 1/Q\, V_b)$$

$$V_b = -\frac{1}{s} \cdot (H V_1 + V_L + 1/Q\, V_b)$$

Aparece dos veces Vb, ya que se comporta tanto como entrada y salida en este bloque.



- los valores de las resistencias están en función de la ganancia o constante que multiplica a cada señal de entrada o intermedia. Están invertidas algunas, dependiendo de la expresión. C=1 → valores normalizados.

- Q aparece en un solo componente — parámetro de control
- la ganancia H tmb solo queda en función de un solo componente

¿$\omega_o = 1$? → tengo norma de frecuencia $\Omega_\omega = \omega_o$

normalizando en frecuencia.

todos los componentes están normalizados, dsps tengo que elegir una norma de impedancia para poder desnormalizar y obtener el valor real de los componentes.

los valores de las resistencias subirán y el de los capacitores bajarán, tanto en función de la norma de frecuencia como la de impedancia.

V_H queda oculta en este caso, no está disponible.

Implementación de un pasabanda dentro de segundo orden:

Transferencia pasa bajos:

low pass

$$T_L(s) = \frac{-H\omega_o^2}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} = \frac{-H \cdot 1}{s^2 + s\frac{1}{Q} + 1} = \frac{V_L(s)}{V_1(s)} \quad \text{(normalizada)}$$

borne de salida del pasa banda.

Band pass

$$T_B(s) = \frac{V_B(s)}{V_1(s)} ; \quad V_L = \frac{1}{s} V_B \rightarrow V_B = s \cdot V_L$$

$$K = \frac{H \cdot \omega_o}{Q}$$

$$T_B(s) = \frac{s \cdot V_L}{V_1} = s \cdot T_L(s) = \frac{-H\omega_o^2 s}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} = \frac{-s H}{s^2 + s\,1/Q + 1}$$

$$T_B(s)\Big|_{s=j\omega} = \frac{-j\omega H}{-\omega^2 + j\frac{\omega}{Q} + 1}$$

Afecto el parámetro H
H era antes el centro de nivel de la banda de paso.
lo redefino como una cte. K.

$$|T_B(\omega)| = \frac{\omega H}{\sqrt{(1-\omega^2)^2 + \left(\frac{\omega}{Q}\right)^2}}$$

Esto me permite que H signifique lo mismo en el FP bajo que en el FP banda, osea, el nivel de la banda de paso.

$$|T_B(\omega = 1)| = \frac{H}{\sqrt{0 + \left(\frac{1}{Q}\right)^2}} = \frac{H}{\frac{1}{Q}} = \frac{H \cdot Q}{1}$$

ω_o (normalizado)

⟹ entonces, ahora reemplazo H por la expresión de K

$|T_B(\omega=1)| = \frac{H \cdot Q}{Q}$; $H \to K = H \cdot \frac{\omega_0}{Q}$

$1 = \omega_0$ (normalizado)

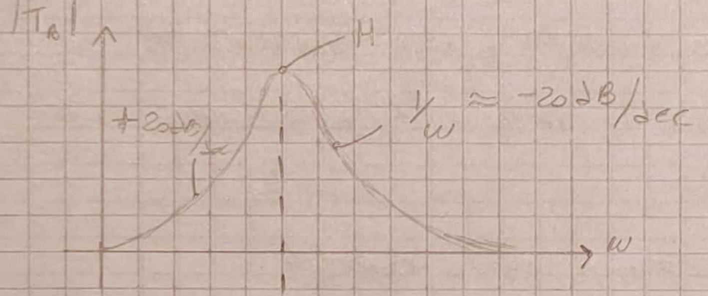
$|T_B(\omega=\omega_0)| = \left|H \cdot \frac{\omega_0}{Q}\right| \cdot \frac{Q}{\omega_0} = H$ →

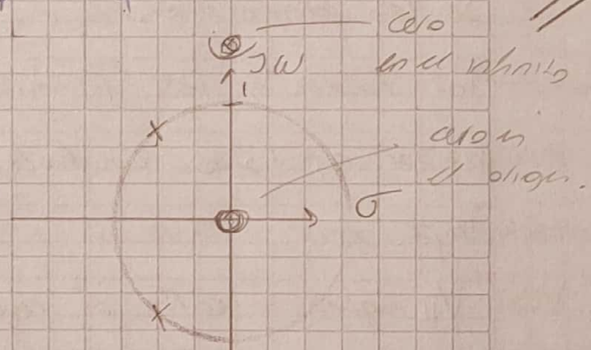
• Logro que H siga significando la "ganancia" en la banda de paso del filtro pasa banda.

Transferencia final:

$\omega_0 = 1$

$$T_B(s) = \frac{-sK}{s^2 + s\,1/Q + 1} \quad ; \quad K = H \cdot \frac{\omega_0}{Q} = \frac{H}{Q} \Rightarrow |T_B(\omega=1)| = H$$





• Como tengo un cero en el origen, es obvio que el gráfico del módulo empezará en 0. Luego, gracias al par de polos, el módulo de la transferencia irá subiendo hasta llegar a "H" en $\omega = \omega_0$. Finalmente, como tiene otro cero en el infinito, el módulo irá disminuyendo y converge hacia 0 con la pendiente opuesta con la que subió.

Pendiente de 1 solo polo/cero → +/- 20 dB/dec.

Anotación gráfica.

— o —

• Implementación de un pasaaltos activo de segundo orden.

Circuito Ackerberg - Mossberg.

Recordar la expresión: $V_B(s) = \frac{-1}{s} \cdot V_H(s) \to V_H(s) = -s \cdot V_B(s)$

$$T_H(s) = \frac{V_H(s)}{V_1(s)} = \frac{-s\,V_B(s)}{V_1(s)} = -s \cdot T_B(s)$$

obtengo la transferencia del pasa altos derivando la del pasa-banda.

$$T_H(s) = -s \cdot \left(\frac{-sH}{s^2 + 1/Q\,s + 1}\right) = \frac{H s^2}{s^2 + 1/Q\,s + 1}$$; $\omega_0 = 1$ (normalizado)

P.Z., $|T_H|$, φ_{T_H} se obtiene igual que siempre.

• Problema de las etapas de integración

↳ Importantes para el circuito de Tow-Thomas !!

Integrador Ideal:

Constantes de un integrador ideal.

• $T_{int}(s) = \dfrac{1}{s \cdot \tau_0}$ siendo τ la constante de integración

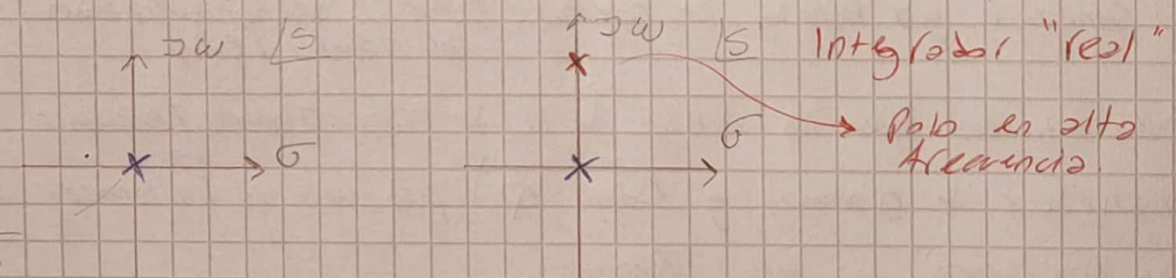
Integrador real: Incluye un término de pérdida / calidad $q(s)$

• $T_{int}(s) = \dfrac{1}{s \cdot \tau_0 + q(s)}$; aparta el comportamiento del integrador real de su comportamiento ideal.

$q(s)$ provoca que aparezca un polo "parásito" en la transferencia. Relacionado con la ganancia / ancho de banda del integrador. Aparece a alta frecuencia este polo, empieza a molestar en altas frecuencias.

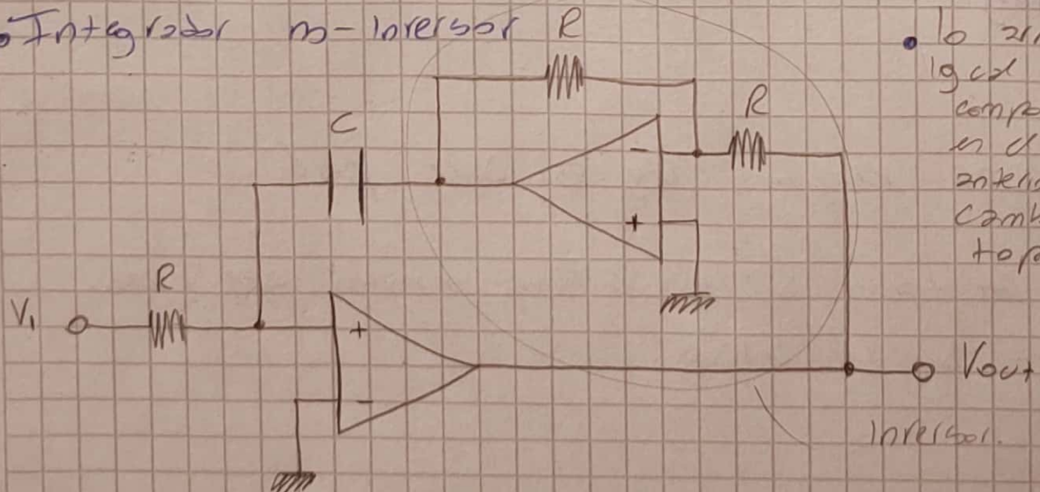
Integrador Ideal

$\frac{1}{s}$



• Para mitigar los efectos de este integrador, se cambia su topología en el circuito. "Corrección activa!"

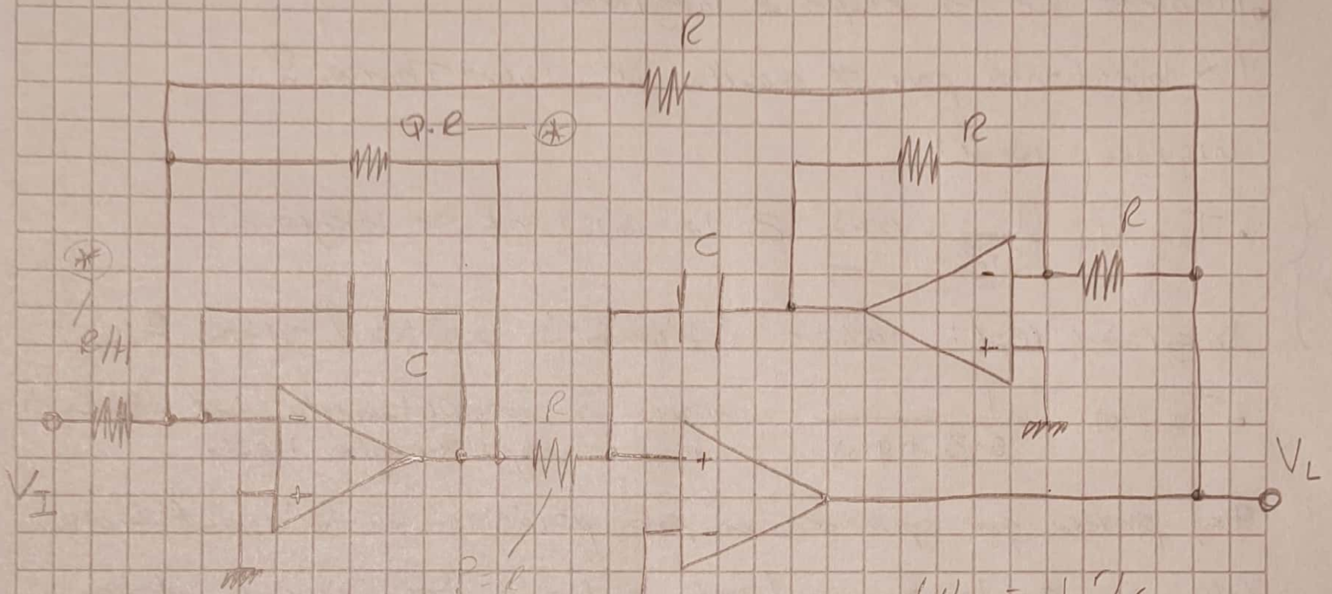
• Integrador no-inversor



• lo armo con igual cantidad de componentes que en el caso anterior, pero cambiando la topología.

* Ahora, cambio la etapa integradora de salida del circuito Tow-Thomas por este nuevo circuito, reemplazando el integrador primitivo y el inversor de ganancia 1.

Configuración Ackerberg - Mossberg.



$\omega_0 = 1\ 1/s$

(*) Componente ya salido de norma. (osea, desnormalizado, con el valor real)

Esta estructura tiene las virtudes de la de Tow-Thomas (sintonía individual de ganancia y factor Q), pero con las limitaciones de los operacionales en alta frecuencia.

Si $R=1$ y $C=1 \rightarrow \omega_0 = 1\ 1/seg$

Sallen - Key

Copiar circuito pág. 5 del pdf.

Ver comentarios de los últimos minutos del video.

Intro de sensibilidad.