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)

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

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 (TC1)

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

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

normalizo la transferencia para trabajar cómodamente.

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

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

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

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

es una señal intermedia.

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

integral en el tiempo

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

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

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

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

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

otra integración en el tiempo.

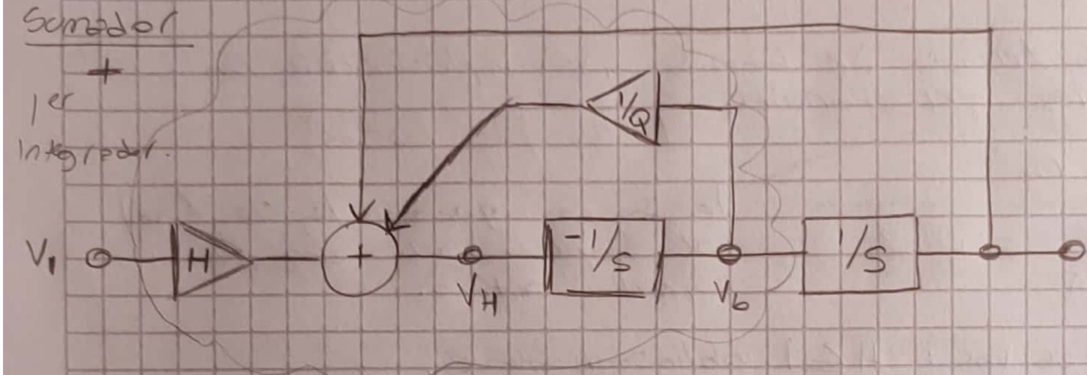
$$\begin{cases} V_H = V_1 \cdot H + V_L + V_b/Q & (3) \\ V_b = \left(\frac{-1}{s}\right) \cdot V_H & (2) \\ V_L = \frac{1}{s} \cdot V_b & (1) \end{cases}$$

obtengo finalmente que V_H es solamente una sumatoria de señales.

- A partir de estas 3 ecuaciones armo el esquema del circuito.

esquema del filtro

parto de la ecuación en donde tengo presente a la variable Vi



esquema conceptual del filtro Tow-Thomas

- Anotaciones: tengo varias posibilidades en este circuito:

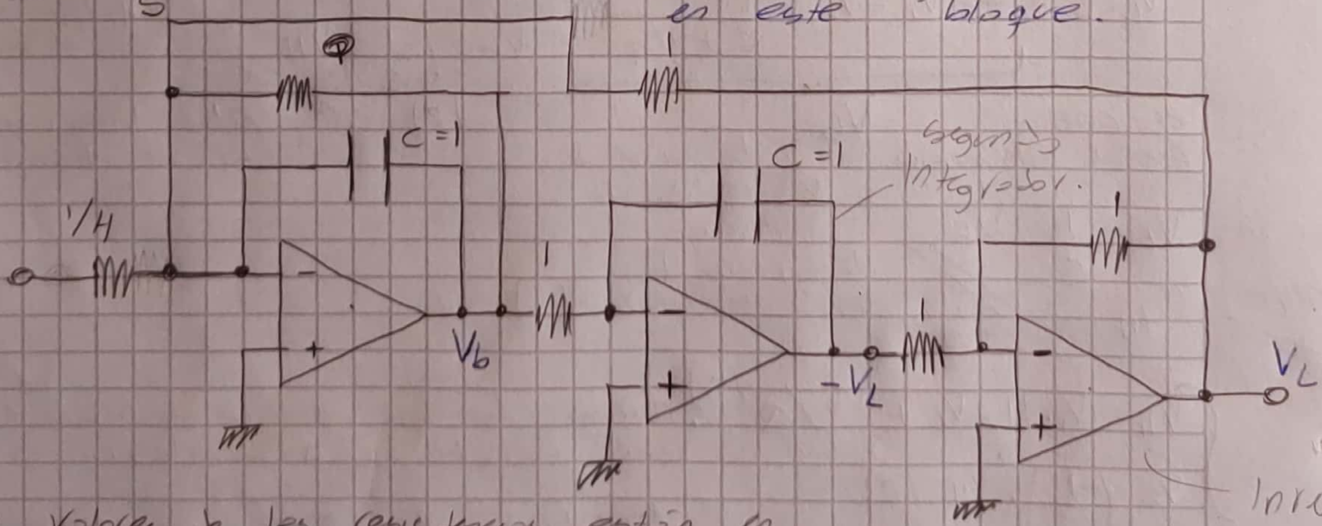
Puedo implementar cada etapa por separado: un sumador, dos integradores y un inversor; o puedo aprovechar la impedancia de realimentación de la configuración sumadora y puedo poner un capacitor, metiendo así el primer estado integrador dentro del mismo circuito del sumador. Recordar que tanto el integrador como el bloque sumador son inversores también.

- usando el bloque/circuito de sumador + integrador, omito la señal intermedia V_H, queda la siguiente ecuación:

$$V_b \cdot s = -\left(H V_1 + V_L + \tfrac{1}{Q} V_b\right)$$

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

Aparece dos veces V_b, 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 invertidos algunos, 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.

¿ $\omega_0 \overset{?}{=} 1$ → tengo norma de frecuencia $\Omega_\omega = \omega_0$

normalizado 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 centro de segundo orden:

Transferencia pasa bajos:

low pass

$$T_L(s) = \frac{-H\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} = \frac{-H \cdot 1}{s^2 + s\frac{1}{Q} + 1} = \frac{V_L(s)}{V_1(s)} \quad \text{(normalizada)}$$

borne de salida del pasa banda.

Banda pass

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

$$T_B(s) = \frac{s \cdot V_L}{V_1} = s \cdot T_L(s) = \frac{-H\omega_0^2 s}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} = \frac{-s H}{s^2 + s\,1/Q + 1}$$

$K = \frac{H \cdot \omega_0}{Q}$

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

Afecto el parámetro H
H era antes el centro de nivel de la banda de paso.
lo reservo 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.

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

$\omega = 1 = \omega_0$ (normalizada)

ω_0 (normalizada)

⟹ entonces, ahora reemplazo H por la expresión de K

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

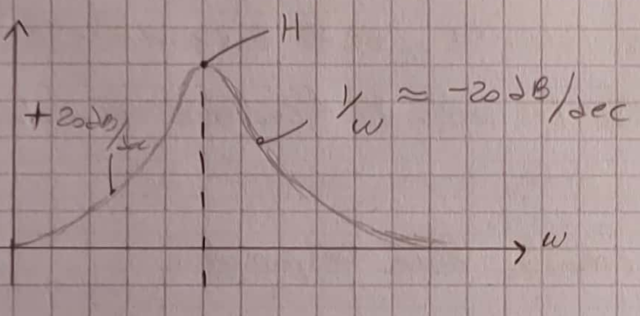
$1=\omega_0$ (normalizada)

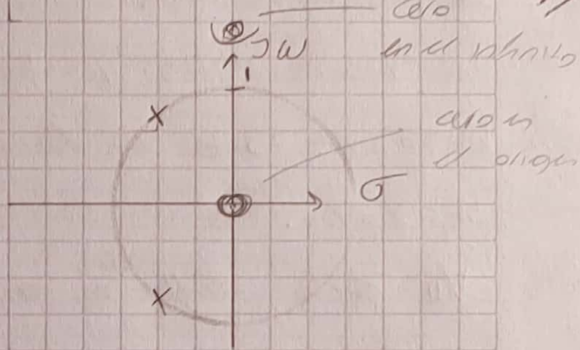
$|T_B(\omega=\omega_0)| = \left(H\cdot\frac{\omega_0}{Q}\right)\cdot\frac{Q}{\omega_0} = H$ →

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

Transferencia final:

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





• 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. Anotación gráfica.

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

— o —

• Implementación de un pasabajos 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.

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

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:

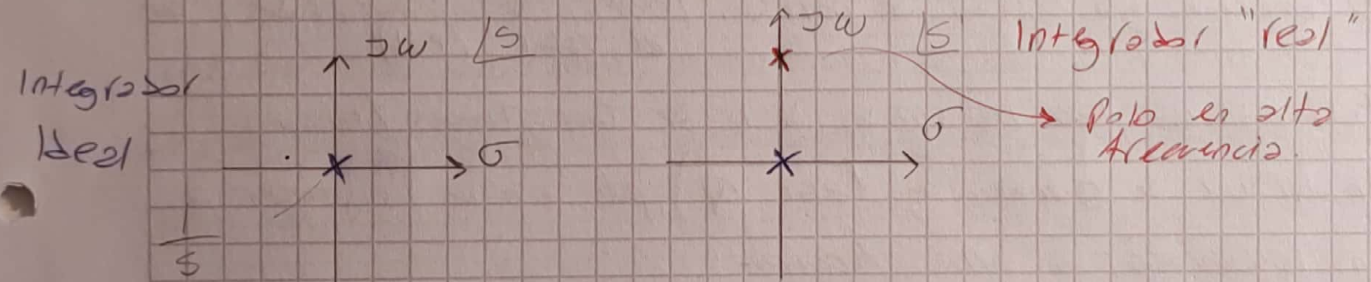
Transferencia de un integrador ideal.

- $T_{Int}(s) = \dfrac{1}{s \cdot \tau}$, siendo τ la constante de integración

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

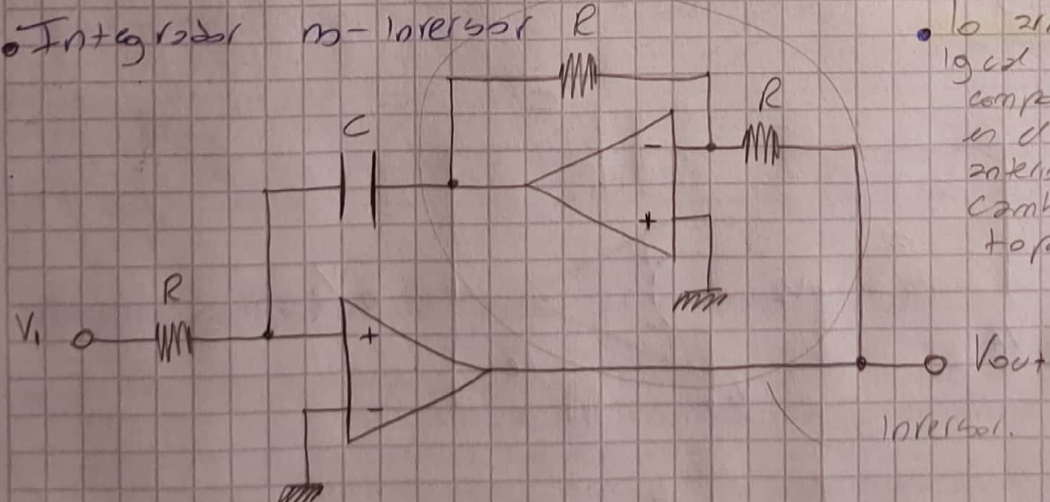
- $T_{Int}(s) = \dfrac{1}{s \cdot \tau + q(s)}$, aparta el comportamiento del integrador real de su comportamiento ideal.

$q(s)$ 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.



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

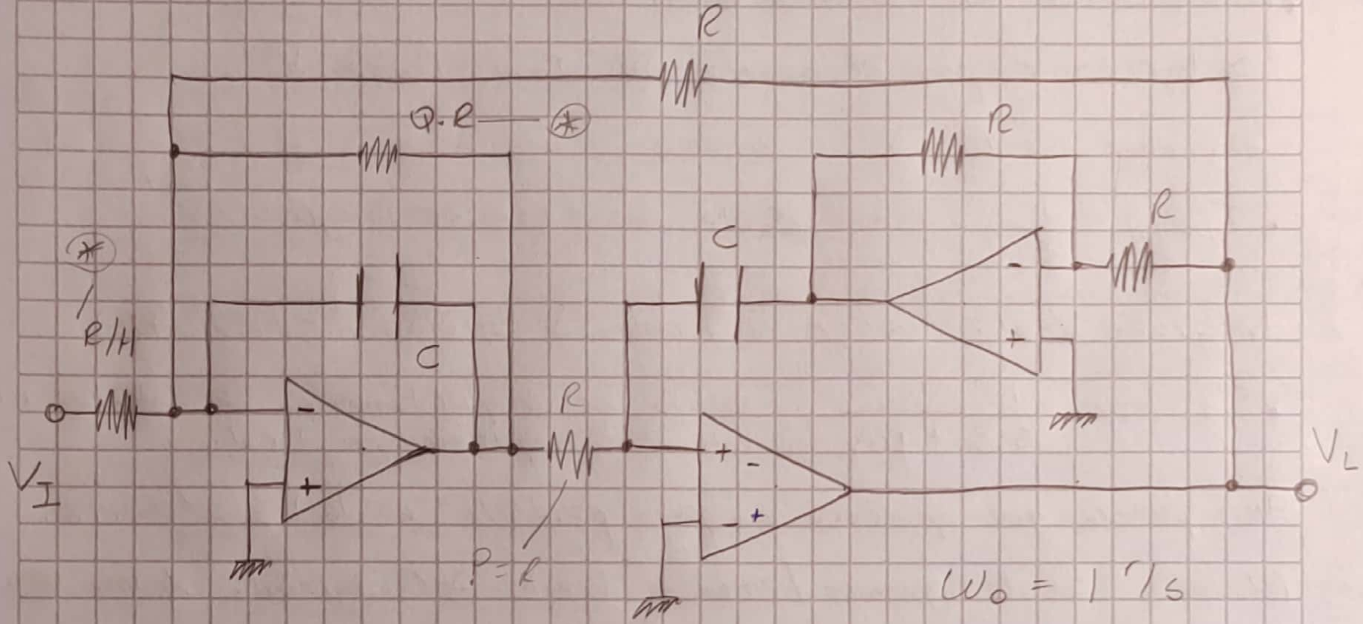
- Integrador no-inversor



- Lo mismo 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.



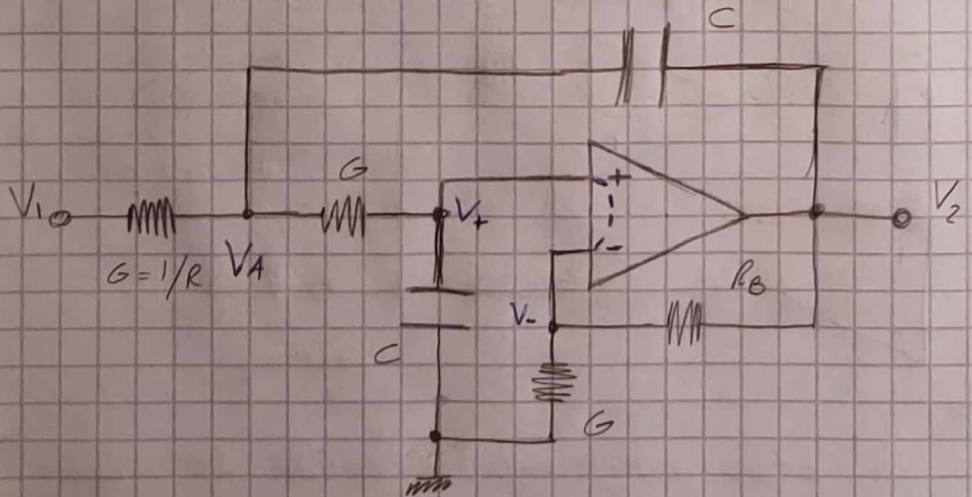
$\omega_0 = 1$ r/s

(*) 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 → $\omega_0 = 1$ r/seg

Sallen - Key



Planteo las ecuaciones del método de nodos en V_A, V^- y V^+

$$\begin{cases} V_A: V_A \cdot (G + G + sC) - V_+ \cdot G - V_1 \cdot G - sC \cdot V_2 = 0 \\ V_+: V_+ \cdot (G + sC) - V_A \cdot G = 0 \\ V_-: V_- \cdot (G + 1/R_B) - V_2 \cdot (1/R_B) = 0 \\ \text{extra}: V_+ = V_- \end{cases}$$

(conectados lógicamente, pero no físicamente) (tienen el mismo potencial)

- Recordar: los nodos utilizados son V_A, V_+ y V_-, V_1 y V_2 se los considera como fuentes / generadores.
- Se suman las impedancias que salen del nodo en cuestión y luego se restan las que son compartidas con los demás nodos / generadores.
- V_1 no se suele elegir para el método, salvo que estemos buscando una función de excitación, en este caso es una de transferencia.
- V_2 es la salida de un operacional, no conozco su corriente, no lo puedo elegir.

* Con estas ecuaciones, se obtiene la siguiente transferencia:

- $T(s) = \dfrac{V_2(s)}{V_1(s)} = \dfrac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + s\, \omega_0/Q + \omega_0^2}$ Pasa bajos de segundo orden
- $\omega_0 = \dfrac{1}{(RC)^2}$; $R = \dfrac{1}{G}$
- $K = \dfrac{R + R_B}{R} = 1 + \dfrac{R_B}{R}$; $Q = \dfrac{1}{3-K}$

Parámetros de la transferencia.

- Puntos débiles de esta topología:

* No hay ortogonalidad de ajuste: si varío el valor de R, en consecuencia tmb van a variar ω_0, K y $Q(K)$, lo cual no nos sirve. Toco un parámetro y se desconfigura todo.
El Ackerberg-Mossberg tiene mejor ortogonalidad de ajuste.

Sensibilidad

$$T(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \Bigg\} \; T(s, \omega_0, Q, K)$$

- Se puede observar como la transferencia está en función de multiples parámetros.

quiero estudiar como afectan las variaciones de los distintos parámetros a la transferencia, o sino tmb como afectan las variaciones de los componentes a los parámetros.

Por ejemplo:

$$\frac{\Delta T(s,R_0)}{\Delta R} = \left.\frac{\partial T(s,R)}{\partial R}\right]_{R=R_0} \longrightarrow \Delta T(s,R_0) = \Delta R \cdot \left.\frac{\partial T(s,R)}{\partial R}\right]_{R=R_0}$$

$T(s,R) = T(s,R_0) + \Delta T(s,R_0)$ (Aproximación en el punto)

$\frac{\Delta R}{R} \rightarrow$ Tolerancia, parámetro conocido (1%, 5%, 10%) (lo normalizo)

- $\Delta R \rightarrow$ es el cambio (variación) infinitesimal en R.

Hago aparecer $\frac{\Delta R}{R}$, multiplico y divido por R.

Tmb divido m.a.m. por $T(s,R_0)$, para obtener como resultado un intervalo en la variable dependiente. Un intervalo de variación provocado por la variable R (independiente).

$$\frac{\Delta T(s,R_0)}{T(s,R_0)} = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{\partial T(s,R)}{\partial R} \cdot R \cdot \frac{1}{T(s,R_0)}$$

Como se convierte en intervalo de incertidumbre de la variable independiente, que afecta a la variable dependiente, en este caso la transferencia.

- la tolerancia es un intervalo de incertidumbre.

$$* \quad \frac{\Delta T(s,R_0)}{T(s,R_0)} = \underbrace{\frac{\Delta R}{R}}_{\text{tolerancia}} \cdot \frac{R}{T(s,R_0)} \cdot \frac{\partial T(s,R_0)}{\partial R} \rightarrow S_R^T$$

Sensibilidad de "T" respecto a "R"

Var dependiente

Var independiente.

- $S_R^T = \frac{R}{T(s)} \cdot \frac{\partial T(s,R)}{\partial R}$

Esto me permite ver que tanto depende un parámetro de una determinada variable.

$S_K^Q = ?$ $\quad S_R^K = ?$

Ejemplificación con el Sallen Key.

$$Q = \frac{1}{3-K} = (3-K)^{-1} \longrightarrow Q(K)$$ Q está en función del parámetro K.

$$K = 1 + \frac{R_b}{R} \longrightarrow K(R_b, R)$$

S_K^Q = Sensibilidad de ajustar Q respecto de ajustar K.

$$= \frac{K}{Q(K)} \cdot \frac{\partial Q(K)}{\partial K}$$ resuelvo la derivada.

(Regla de la cadena)

$$= \frac{K}{Q(K)} \cdot \frac{\partial}{\partial K}\left\{(3-K)^{-1}\right\} = \frac{K}{Q(K)} \cdot \left[\cancel{1}(-1)\cdot(3-K)^{-2}\cdot \cancel{(-1)}\right]$$

$$= \frac{K}{\frac{1}{(3-K)}} \cdot (3-K)^{-2} = K \cdot \cancel{(3-K)} \cdot \frac{1}{(3-K)^{\cancel{2}}}$$

- $$S_K^Q = \frac{K}{(3-K)} = K \cdot \underbrace{\frac{1}{3-K}}_{Q} = K \cdot Q$$

- tratando de ajustar Q, cualquier imprecisión que tenga en K, se magnifica en Q. Lo cual no es bueno. Esto es parte de los puntos flojos del Sallen Key.

tmb puedo calcular "a través de una regla de la cadena"

- $$S_R^Q = S_K^Q \cdot S_R^K$$

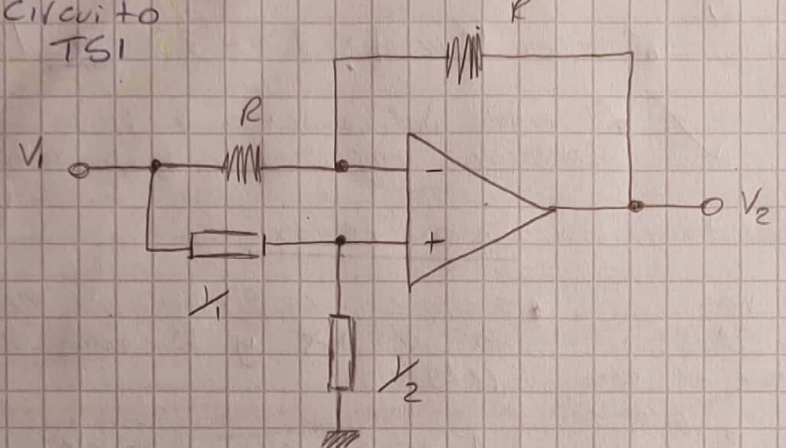
Fin videos clase 2 :)

20/04 (Ampliación TS1)

(Clase Presencial)

Pasa todo 1er orden → Pasa todo 2do orden

Circuito TS1

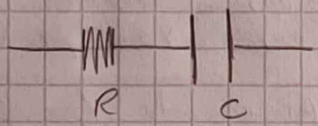


• $T_{PT_1}(s) = \dfrac{Q(-s)}{Q(s)}$

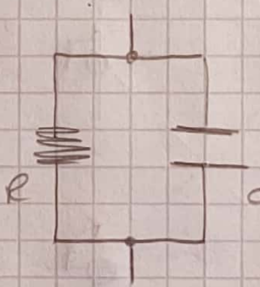
Cociente de polinomios de la transferencia de un filtro pasa todo.

2do orden:

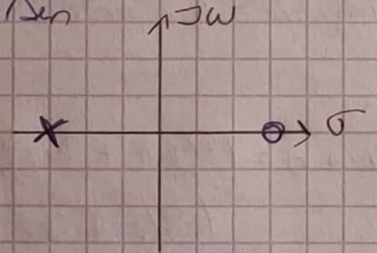
$Y_1 =$



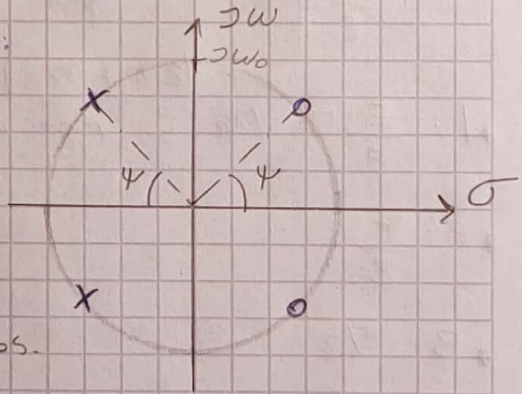
$Y_2 =$



1er orden



2do orden:



En el segundo orden, sí o sí deben ser polos complejos conjugados para que se cumpla que estén espejados.

$$T_{PT_2} = \frac{s^2 - s\frac{w_0}{Q} + w_0^2}{s^2 + s\,w_0/Q + w_0^2}$$

Módulo unitario

Fase?

$$T_{PT_2} = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{Q(-s)}{Q(s)}$$

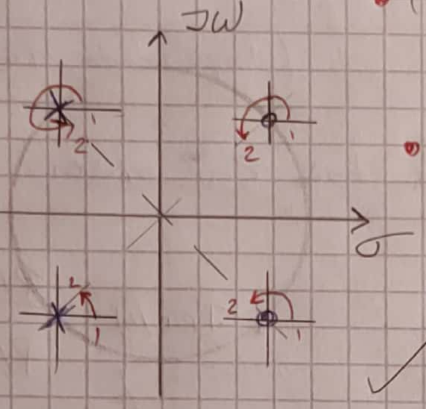
Analizo en $\omega = 0$, $\omega = \omega_0$ y $\omega \to \infty$

• Siempre hay que analizar en los puntos críticos, las singularidades en las circunferencias.

0 y 2π no son lo mismo, son coincidentes. No es lo mismo alcanzar en 0 y 2π. (Importante)

Paso a paso del gráfico de la fase $\varphi(w)$ en los puntos críticos

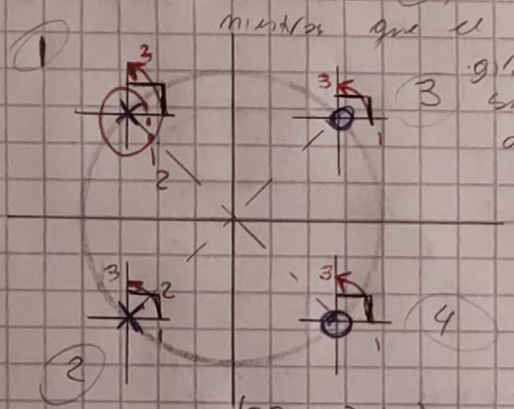
$\boxed{w = 0}$



- $\varphi(w=0)$ = (Aporte de fase de todos los ceros) − (Aporte de fase de todos los polos)
- Se ve que en los dos polos y en los dos ceros, se suman 2π ($360°$) siempre midiendo de la misma manera.
- Entonces $\varphi(w=0) = 2\pi - 2\pi = 0$ (empieza en 0)
- El ángulo del cuadrante de arriba y el de abajo se "complementan" y suman 2π.

En $w = \infty$ voy a tener todos los ángulos rectos.

$\boxed{w = (\to \infty)}$ el polo se va enroscando, mientras que el cero gira en sentido opuesto



- Siempre empiezo a medir en el $+x$ y lo tomo como referencia.

A medida que me desplazo en el eje jw, los polos van ganando fase y los ceros van perdiendo fase.

- Por eso la fase tiene pendiente negativa siempre.

$(2\pi + \pi/2)$

- 1: $\frac{5}{2}\pi$ (ya pegó una vuelta)
- 2: $\frac{\pi}{2}$
- 3: $\pi/2$
- 4: $\pi/2$

- $\varphi(w\to\infty) = \cancel{(5/2\pi + \pi/2)} - \cancel{(\pi/2 + \pi/2)}$

ceros
$(\pi/2 + \pi/2) -$
polos
$(5/2\pi + \pi/2)$
$= \pi - 3\pi = -2\pi$

- En el caso de los ceros, voy perdiendo fase y vuelvo para atrás. En el caso de los polos, voy ganando fase y puedo pegar más de una vuelta. $(5/2\pi > 2\pi)$.

- Funciones de fase no mínima → Sistemas con ceros en el semiplano derecho.

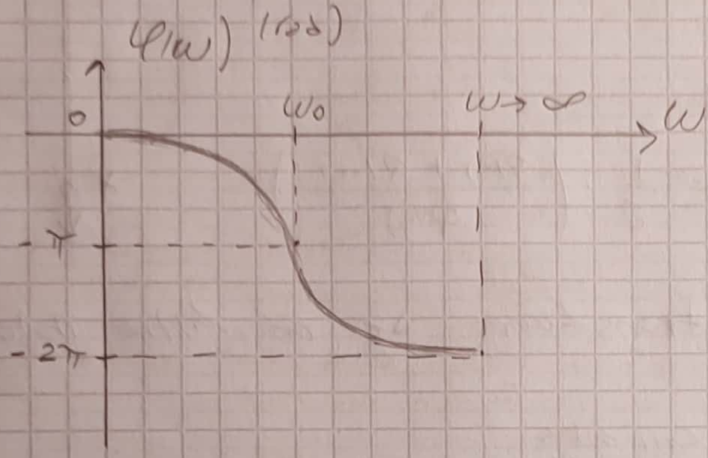
Importante.

(#) Importante mantener siempre la misma referencia en la medición de los ángulos y tener en cuenta cómo se iba midiendo el ángulo para valores anteriores de w. En los polos se sigue "enroscando", mientras que en los ceros vuelve hacia atrás (con respecto a la posición inicial)

(#)

|Propiedad|

~~Obs:~~



$$\varphi(\omega=\omega_0) = \frac{\varphi(\omega\to\infty)}{2} = -\frac{2\pi}{2} = -\pi$$

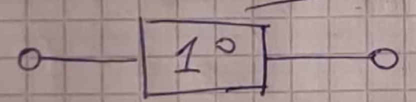
• $\omega = \omega_0$, no lo analizo gráficamente xq si conozco $\omega=0$ y $\omega\to\infty$, se que en $\omega=\omega_0$ obtengo la mitad del desarrollo de fase.

• $\omega=\omega_0$ se puede obtener fácilmente con la función analítica de arco tangente. (Pero conviene por propiedad)

• Función de los pasa todo → corrección de fase.

y para esto tmb.

"Pasa todo de primer orden"



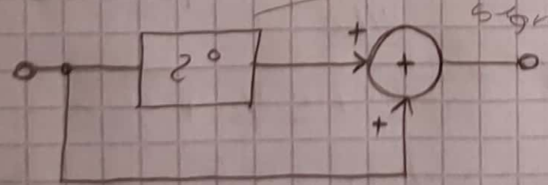
su fase va de 0 a $-\pi$.

el de segundo orden tiene fase de 0 a -2π.

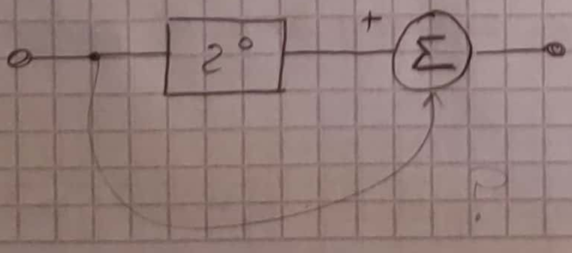
realiza un sistema que cancela una única frecuencia, se convierte en un filtro notch.

Como hacer un filtro notch a partir de filtros pasa todo de segundo orden.

"Pasa todo de segundo orden"



* muevo los ceros del semiplano derecho al eje $j\omega$, por ende ahí elimino la frecuencia $\omega=\omega_0$.



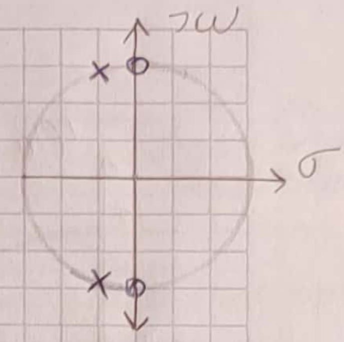
* En vez de ser un sumador, se convierte en un promediador, me agrego un 1/2 en cada término.

demostración analítica

- $Y = \frac{1}{2} X + \frac{1}{2} X \cdot (TP_{T2^o})$

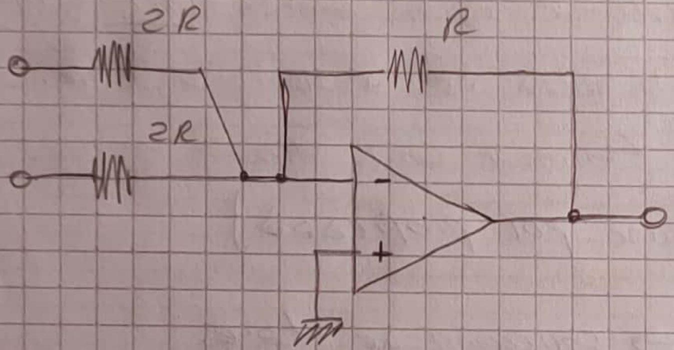
$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} (TP_{T2^o})$$

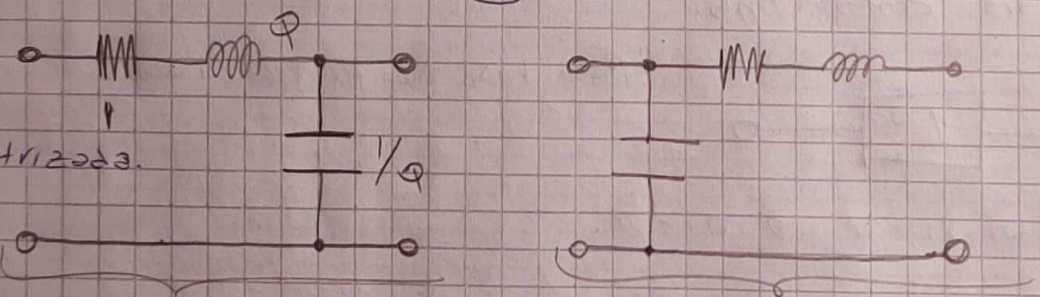
$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{Q(-s)}{Q(s)} \right) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{Q(s) + Q(-s)}{Q(s)} \right)$$



- $T_N(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{Q(s)}$ transferencia de un filtro notch.

Promediador → suma de corrientes.





Red parametrizada.

- FPB, transferencia de tensión

Si $Q = 1$ → $R = L = C = 1$

$\omega_0 = 1$

$\Delta z = 1$

- FPB, transferencia de corriente

* depende de como empieza y como termina el circuito. (serie, derivación y demes)

$$* T = \frac{1/LC}{s^2 + s\,1/L + 1/LC}$$

- Sensibilidad → importante el momento de llevar a cabo el circuito. propagación de las tolerancias de los componentes hacia los parámetros de los componentes.

- $\frac{w_0}{Q} = \frac{R}{L} \rightarrow Q = \frac{w_0 \cdot L}{R} = \frac{L}{R \cdot \sqrt{L \cdot C}} \rightarrow Q(R,L,C)$ está en función de esos 3 parámetros.

- $w_0^2 = \frac{1}{LC}$; $\frac{\Delta Q}{Q} = ?$ Sensibilidad.

(Q depende de todo, todas las tolerancias influyen sobre él.)

$w_0(L,C) \rightarrow w_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = (LC)^{-1/2}$

$\frac{\Delta Q}{Q} =$

5% va la 10% tolerancia

- $\frac{\Delta Q}{Q} = S_L^Q \cdot \frac{\Delta L}{L} + S_C^Q \frac{\Delta C}{C} + S_R^Q \frac{\Delta R}{R}$

"Sensibilidad de Q con respecto a L"

- $\frac{\Delta w_0}{w_0} = S_L^{w_0} \cdot \frac{\Delta L}{L} + S_C^{w_0} \cdot \frac{\Delta C}{C}$ (w_0 depende solamente de L y C)

(En la práctica es mas conveniente simular con generador de montecarlo que hacer el análisis a mano de las tolerancias.)

$S_L^{w_0} = \frac{L}{w_0} \cdot \frac{\partial w_0}{\partial L} = L \cdot \underbrace{(LC)^{1/2}}_{1/w_0} \cdot (-1/2) \cdot C \cdot (LC)^{-3/2}$ (regla de la cadena)

"coeficiente de mezcla" $= (LC)^1 \cdot (LC)^{1/2} \cdot (LC)^{-3/2} \cdot (-1/2) = (LC)^0 \cdot (-1/2)$

$= 1 \cdot -1/2 = -1/2$

- la sensibilidad es la misma tanto en función de L como de C. $\longrightarrow S_L^{w_0} = S_C^{w_0} = -1/2$

Nota: Si las tolerancias son iguales, salgo con la misma tolerancia que con la que entro. (depende de la topología) ?

$\frac{\Delta w_0}{w_0} = (-1/2) \cdot \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$; $(LC)^{-1/2} \rightarrow Y = X^2$

$\underbrace{S_X^Y = 2}_{\text{Propiedad.}}$?

$Q = \frac{L}{R \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L^2}{LC}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R} \cdot \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2}$

con esto aplico la propiedad.

$\frac{\Delta Q}{Q} = \underbrace{S_L^Q}_{(1/2)} \frac{\Delta L}{L} + \underbrace{S_C^Q}_{(-1/2)} \frac{\Delta C}{C} + \underbrace{S_R^Q}_{(-1)} \frac{\Delta R}{R}$

¿?

Corroborarlo en la práctica esto. (python / spice)

Sintaxis {...} → no le asigno un valor concreto, sino el resultado de una variable

$\frac{1}{w_0}$ → desnormalizo. Solamente normalizado en frecuencia.

Análisis heurístico → "probar todas las combinaciones a fuerza bruta"

Son 3 for's anidados aprox. este es el límite.

- mido V_0 directamente xq Ac amplitud = 1, ya me da la transferencia/respuesta en frecuencia.

(Info sobre simulaciones)

0,159 Hz → $w_0 = 1$

Pongo el eje Y en veces (lineal); la dif entre las curvas y los extremos me da el ΔQ.

Sallen-Key → la sensibilidad del Q depende del propio Q, entonces eso lo hace poco práctico de implementar.

A medida que aumenta el Q, aumenta la dispersión.

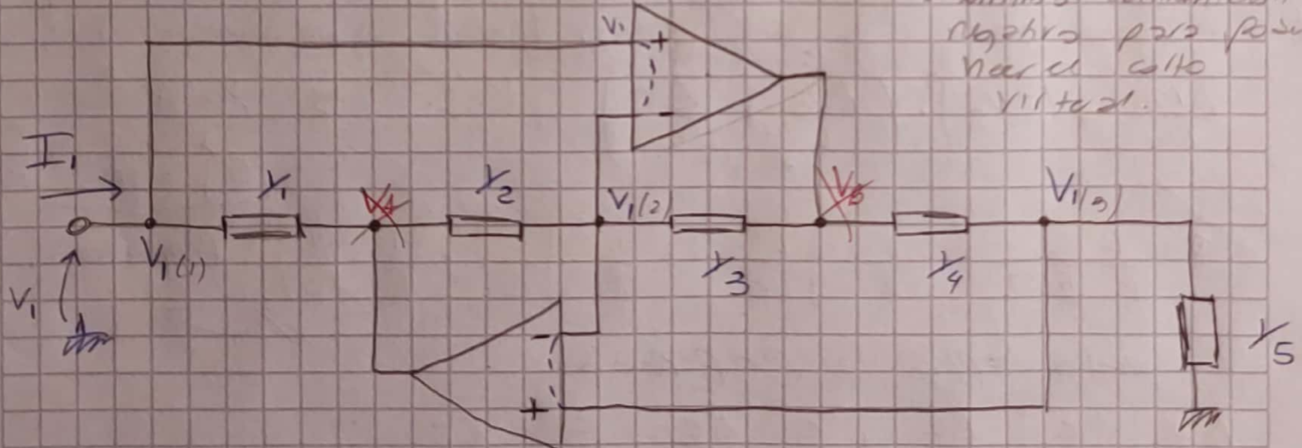
---

ejercicio resuelto en TC1 con Saturnino

Conversor generalizado de Inmitancias (GIC)

- Inmitancia: puede ser una admitancia como una impedancia.

Asumimos realimentación negativa para poder hacer el corto virtual.



* $Z_1(s) = \frac{V_1}{I_1}$

Anotaciones teoremas nodos.

- Para obtener funciones transferencia, no conviene considerar el nodo de entrada para el método de nodos.
- Para funciones impedancia sí conviene, ya que la necesito para formar la impedancia.

(1) $V_1 Y_1 - V_A Y_1 = I_1$ • Planteo el método de nodos pero con las ecuaciones, no con matrices.

(2) $V_1 \cdot (Y_2 + Y_3) - V_A Y_2 - V_B \cdot Y_3 = 0$

(3) $V_1 \cdot (Y_4 + Y_5) - V_B \cdot Y_4 = 0$ / dejar todo en función de I_1 y V_1.

(3) $V_B = V_1 \cdot \dfrac{(Y_4 + Y_5)}{Y_4}$ (divisor de admitancias)

(3) → (2) $V_1 \cdot (Y_2 + Y_3) - V_A Y_2 - V_1 \cdot \left(\dfrac{Y_4 + Y_5}{Y_4}\right) \cdot Y_3 = 0$ (2')

(1) $V_A = \dfrac{V_1 \cdot Y_1 - I_1}{Y_1}$

hace varios pasos de una.

(1) → (2') $V_1 \cdot (Y_2 + Y_3) - \left(\dfrac{V_1 Y_1 - I_1}{Y_1}\right) \cdot Y_2 - V_1 \cdot \left(\dfrac{Y_3 Y_4 + Y_3 Y_5}{Y_4}\right) = 0$

$-I_1 \cdot \dfrac{Y_2}{Y_1} = V_1 \cdot \left[(Y_2 + Y_3) - Y_2 - \dfrac{Y_3 Y_4 + Y_3 Y_5}{Y_4} \right]$ común denom.

$-I_1 \cdot \dfrac{Y_2}{Y_1} = V_1 \cdot \left(\dfrac{\cancel{Y_2 Y_4} + \cancel{Y_3 Y_4} - \cancel{Y_2 Y_4} - \cancel{Y_3 Y_4} - Y_3 Y_5}{Y_4} \right)$

$-I_1 \cdot \dfrac{Y_2}{Y_1} = V_1 \cdot \left(- \dfrac{Y_3 Y_5}{Y_4} \right)$

• $\dfrac{V_1}{I_1} = \dfrac{Y_2}{Y_1} \cdot \dfrac{Y_4}{Y_3 Y_5} = \dfrac{Y_2 Y_4}{Y_1 Y_3 Y_5} \equiv \dfrac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} = Z_i(s)$

GIC Antoniou como girador

[ver en carpeta TCI tmb resuelto]

• $Z_1 = s . L_{eq}$ ⟶ Asumo $Z_2 = \dfrac{1}{LC}$

Z_{input}

↳ $Z_{1,3,4,5} = R$

$K^2 = R^2$

$K = R$.

$Z_i = s . \underbrace{(R^2 C)}_{L_{eq}}$

Recordar girador con opa's. $Z_i = \dfrac{K^2}{Z_2}$

• tanto con $Z_2 = 1/sC$ y $Z_4 = 1/sC$ se obtiene L_{eq}, pero son dos modos distintos. (se ve más adelante)

* GIC como $\boxed{\text{FDNR}}$

[Frequency dependent negative resistor]

• $Z_{1_{FDNR}} = \dfrac{1}{s^2 D}$ (resistor negativo dependiente de la frecuencia)

D "supercapacitor"

• elijo 2 de las 3 impedancias impares para reemplazar por capacitores, así hago aparecer el s^2 en el denom.

• Conviene ponerlo en Z_3 y Z_5 los caps, no en Z_1.

Si $Z_{3,5} = \dfrac{1}{sC}$ y $Z_{1,2,4} = R$

• $Z_{1(s)} = \dfrac{1}{s^2 RC^2}$ — $D = [\Omega \cdot F^2]$

$\downarrow s = j\omega$

$$\begin{cases} Z_1(j\omega) = \dfrac{-1}{\omega^2 D} \\ |Z_1(\omega)| = \dfrac{1}{\omega^2 D} \; ; \; \varphi_{Z_1} = \pi \text{ (fase fija)} \end{cases}$$

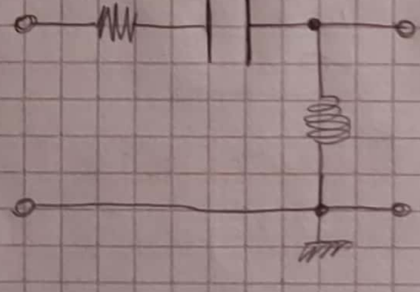
(numero real, pero negativo)

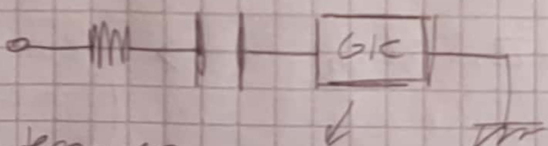
• Se comporta como un circuito activo ente "componente"

• "Es como una fuente de corriente"

• Formalmente, es una función de excitación que se comporta de esta manera.

Paso altos





• tengo un inductor aterrizado emulado por el gic.

Aterrizado = conectado a masa en 1 de sus 2 terminales.

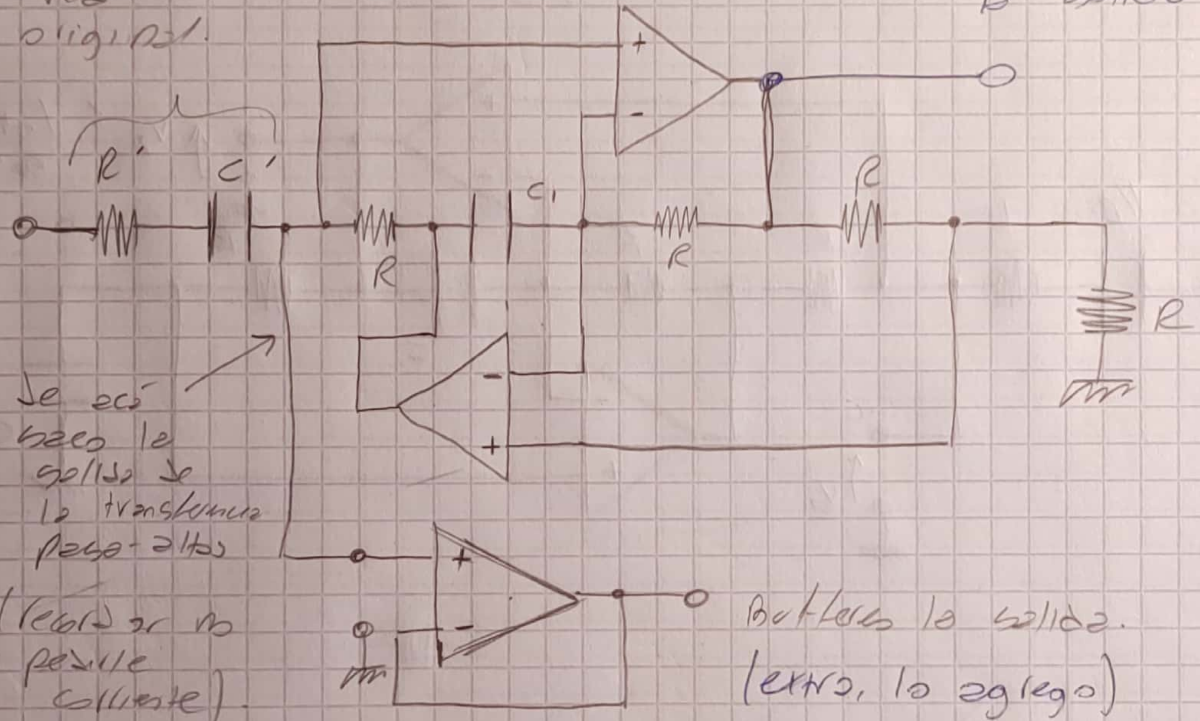
Emulo un inductor con el operacional, ya que solo coloco un solo capacitor en una impedancia par. Obtengo la impedancia de un inductor en Laplace.

• Recordar que no puedo cargar la salida de estas redes, sino no obtengo la transferencia, se cae. Recordar que la condición de medición de V_2 es $I_2 = 0$.

Pasa Altos

Parte de la red original

Más adelante puedo sacar de acá la salida.

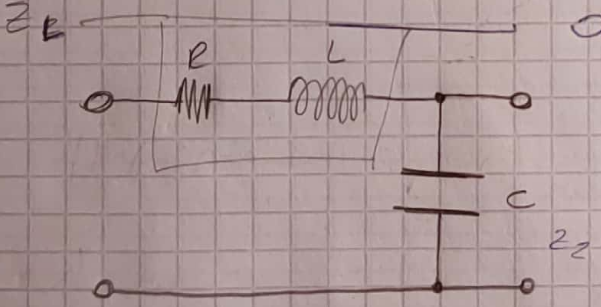


De acá saco la salida de la transferencia pasa-altos

(recordar no pedirle corriente)

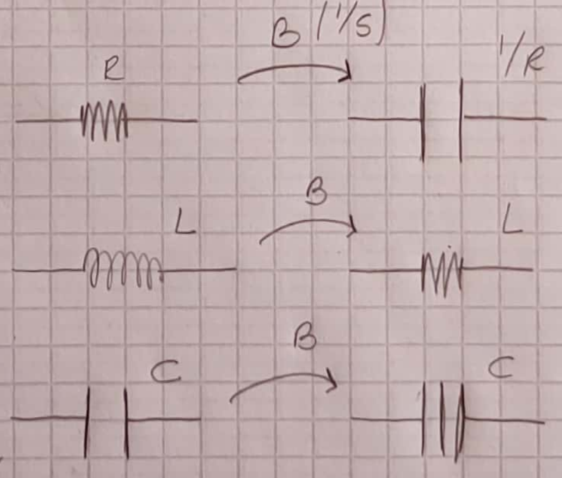
Buffereo la salida. (extra, lo agrego)

Pasa bajos

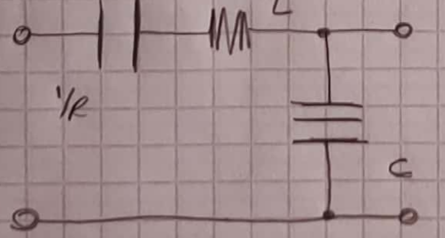


$$T = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_L} = \frac{Z_2/s}{Z_2/s + Z_L/s}$$

(divido todo por s)

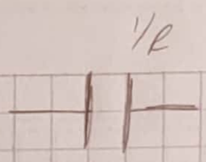


Bruton (1/s)

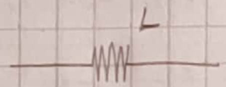


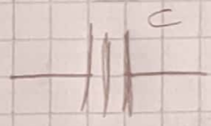
Convierto el filtro, utilizo otros componentes.

Valores de los componentes, no de sus impedancias.

- $Z_R = R \xrightarrow{1/s} Z_R = \frac{R}{s} = \frac{1}{s(1/R)} \equiv$  Capacitor

Al dividir por s, la impedancia cambia de carácter, pasa de ser resistiva a capacitiva.

- $Z_L = sL \xrightarrow{1/s} Z_L = \frac{\cancel{s}L}{\cancel{s}} = \underline{L} \equiv$  Resistencia.

- $Z_C = \frac{1}{sC} \xrightarrow{1/s} Z_C = \frac{1}{sC} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{s^2 C} \equiv$ 

$C \to D$