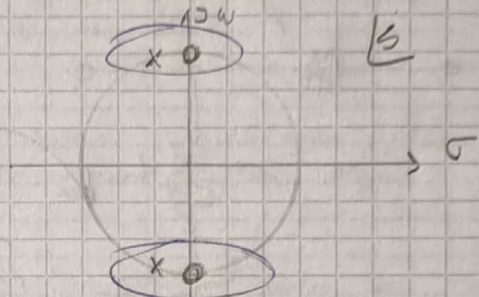
08/06

Clase presencial — (Clase 7)

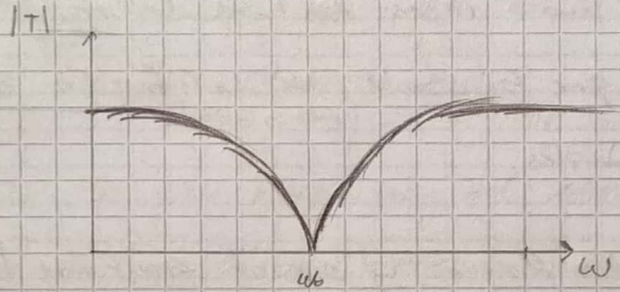
• Repaso notch:

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

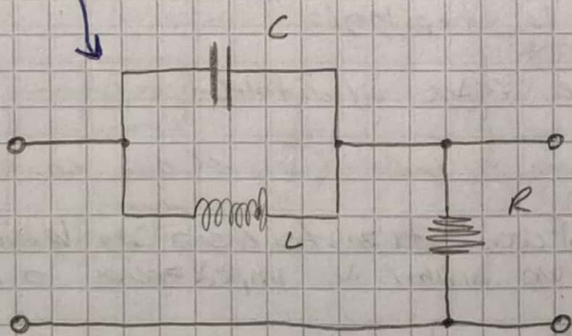


Ceros en el $j\omega$ → ceros de transmisión

• Punto donde la respuesta de módulo va a cero.



• tanque LC → puede ser en serie o en paralelo.



$$sC + \frac{1}{sL}$$

$$\frac{s^2LC + 1}{sL}$$ (admitancia)

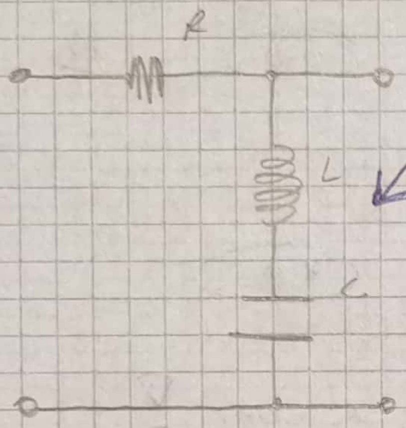
(Ver su circuito dual en el reverso de la hoja)

Dos formas de activación comúnmente usadas:
- Bruton → Activo un capacitor en derivación a FDNR.
- GIC → Activo inductor aterrizado

en $\omega = 0$, L es un corto
en $\omega \to \infty$, C es un corto
} Justifica las bandas de paso en los extremos.

• Polo de impedancia o zero de admitancia en $\omega = 0$.

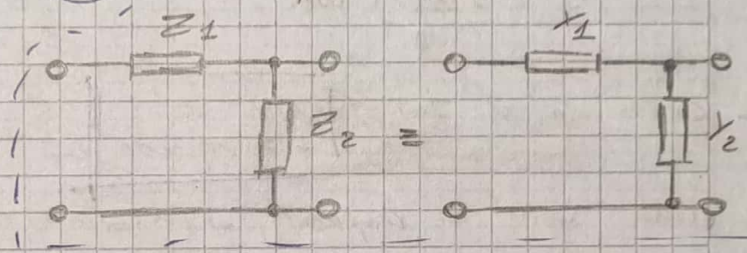
Circuitos duales → obedecen a la misma expresión matemática. no necesariamente a los mismos valores. (Importante definición)



$sL + \frac{1}{sC} = \frac{s^2LC+1}{sL}$ (Impedancia)

(Cambia la expresión según el tipo de divisor: si es de Z o Y)

(#)



- La transferencia de estas dos redes ~~tiene~~ tienen la misma función matemática. Lo que sí cambia es la función excitación. Eso es xq son redes duales.

- red equivalente → misma transferencia y misma excitación (más exigente)
- red dual (*) → solamente misma transferencia.

(*) también tiene que ver con la topología

dualidad topológica entre redes circuitales.

↳ relación topológica: en uno están en serie y en el otro en derivación por ejemplo.

- Función transferencia en base a un divisor de impedancias o admitancias

- $T = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2}$ o bien $\frac{Y_1}{Y_1+Y_2}$ (respetando los mismos subíndices)

(#) esta segunda red es más fácil de activar debido a su topología. Puedo activar L o C debido a que los puedo aterrizar. Activo uno o el otro ya que estaban en serie, elijo cuál aterrizar (conectarlo a gnd).

Buen tip ∇

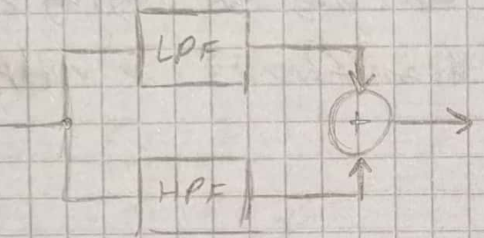
- Se suele evitar las activaciones de los componentes "flotantes", que no están aterrizados.

multiples implementaciones de un filtro notch:

- otra forma de implementar el notch:

12

$$T(s) = \frac{s^2}{den(T(s))} + \frac{w_o^2}{den(T(s))}$$ } sumar la salida de un LPF con la de un HPF.



tiene sentido algebraico, pero energéticamente pasa algo.

lo importante del notch es la rotación de fase.

* tmb se puede hacer un notch con lo que explico Ivan en el Jupyter. (ver clases pasadas)

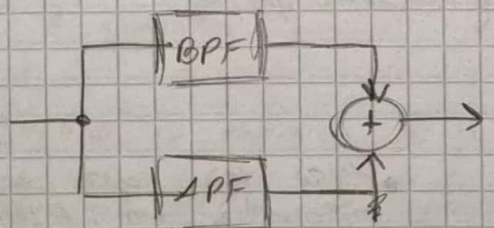
elimina banda.

[notch es un caso particular del elimina banda.]

Pasar de un elimina banda → notch (post. clase)

$\boxed{T(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}}$

- otra forma de implementarlo:



$$T_{AP}(s) = \frac{Q(-s)}{Q(s)} = \frac{s^2 - s\frac{w_o}{Q} + w_o^2}{Q(s)}$$

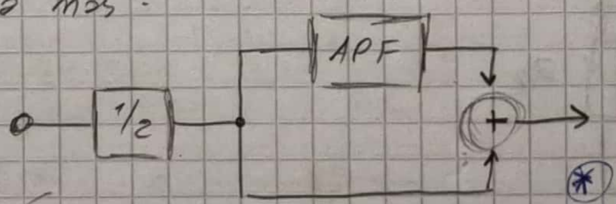
$$T_{BP}(s) = \frac{s\frac{w_o}{Q}}{Q(s)}$$

"Cancelación destructiva"

BPF: Band pass Filter

APF: All pass filter (nomenclatura)

- otra mas:



- le pongo el atenuador de 1/2 así tengo salida de 0dB, sino voy a tener el doble de salida.

(*) es un diagrama en bloque tipo Asys

Puedo implementar un BPF con este mismo circuito, pero con un restador en vez de sumador.

mismo principio de funcionamiento

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

$$T_{notch}(s) = 1 + T_{AP}(s) = \frac{Q(s) + Q(-s)}{Q(s)}$$

⟹

Filtro notch

$$\Rightarrow T(s)_{notch} = \frac{2 \cdot (s^2 + \omega_o^2)}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$ con el (+) sumador.

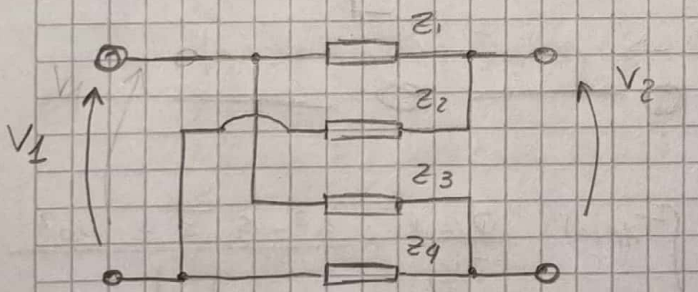
BPF

$$T_{BP}(s) = \frac{2 s \, \omega_o/Q}{s^2 + s\, \omega_o/Q + \omega_o^2}$$ con el (−) restador.

- tiene el doble de ganancia, por eso hay que agregar el atenuador. (Para así obtener transferencia de 0dB)

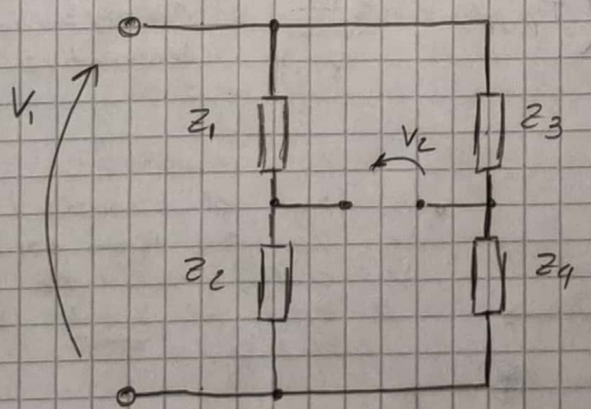
- $T = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$ //

- el lattice me puede poner ceros en el semiplano derecho, me pone coeficientes negativos en el numerador. (me permite implementar un pasa-todo pasivo)



Lattice (Red Balanceada)

{esquema de cuadripolo



- Única red capaz de implementar un filtro pasa todo, pasivo.

[La salida es la diferencia entre los divisores] → |Clave|

- $T(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}$; simplificación → que las diagonales sean iguales, simetría eléctrica. $Z_1 = Z_4$ y $Z_2 = Z_3$, → transferencias mas accesibles

$$T(s) = \frac{Z_2 \cdot (Z_3 + Z_4) - Z_4 \cdot (Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)}$$

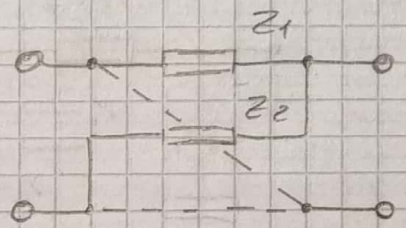
simetría eléctrica

Si $Z_1 = Z_4$ y $Z_2 = Z_3$

$$= \frac{Z_2 \cdot (Z_2 + Z_1) - Z_1 \cdot (Z_2 + Z_1)}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_1 + Z_2)}$$, factor común $(Z_1 + Z_2)$

$$T(s) = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

Lattice simétrico



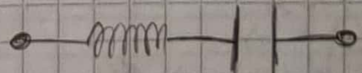
(luego de realizar la simetría eléctrica)

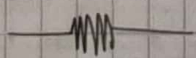
- Para hacer un pasa todo, una impedancia debe ser resistiva y la otra reactiva (L o C) → Pasa todo de 1er orden.

Z_1 y Z_2 reactivas (L y C) → Pasa todo de 2° orden !

A chequear ?

deducción: Utilizo la expresión de la bi-lineal, pero en las impedancias puedo realizar más de un componente. Necesito obtener algo de segundo orden.

- $Z_2 = sL + \frac{1}{sC} = \frac{s^2LC + 1}{sC} =$ 

- $Z_1 = R. =$ 

$$T_{AP}(s) = \frac{P(-s)}{P(s)} = \frac{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$, $$T(s) = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_1 + Z_2)} \begin{matrix} — P(-s) \\ — P(s) \end{matrix}$$

"All pass filter"

$$P(-s) = Z_2 - Z_1 = \frac{s^2LC + 1 - sCR}{sC}$$ obtengo el numerador

→ sigue

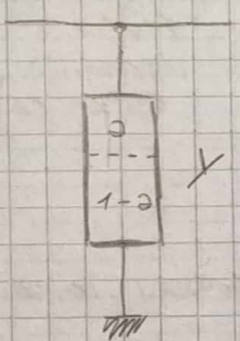
$$T_{AP}(s) = \frac{s^2 - s\,R/L + 1/LC}{s^2 + s\,R/L + 1/LC}$$

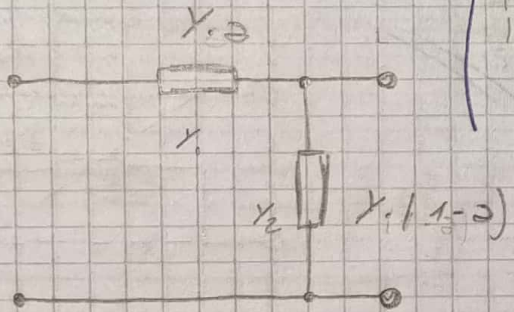
transferencia completa en función de los valores de las impedancias.

- Para hacer un APF de orden 3, ya me conviene cascadear un APF de orden 1 con otro de orden 2.

admitancia que incide sobre los ceros.

Levantamiento (parcial) de masa





(Puedo hacer todas las bilineales y bicuadráticas que yo quiera.)

$\boxed{T = a.}$; $a \leq 1 \rightarrow$ Atenuación lograda en la transferencia

$$Y_1 = \left(G + sC + \frac{1}{sL}\right) \xrightarrow{a} Y = a.G + bsC + \frac{1}{sL}.d \quad \text{(reparto el genérico)}$$

$$T(s) = a = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{Y.a}{Y.a + Y.(1-a)}$$

[• elijo los ceros con a, b y d; los polos los tengo fijos por la topología] (ver en la teoría de la clase n° 7) → Importante comentario

Expresión generalizada de una bicuadrática.

$$Y_1 = a.G + bsC + \frac{1}{sL}.d$$

$$Y_2 = \ldots (1-a) \ldots$$

$$T = \frac{a.G + bsC + d/sL}{G + sC + 1/sL} = \frac{sLGa + s^2LCb + d}{s^2LC + sLG + 1}$$

$$T(s) = \frac{b.\cancel{LC}.\left(s^2 + s\frac{G}{C}.\frac{a}{b} + \frac{d}{b}.\frac{1}{LC}\right)}{\cancel{LC}.\left(s^2 + s\frac{G}{C} + \frac{1}{LC}\right)}$$

$\frac{w_0}{Q}$ $\quad w_0^2 \quad w_z^2$

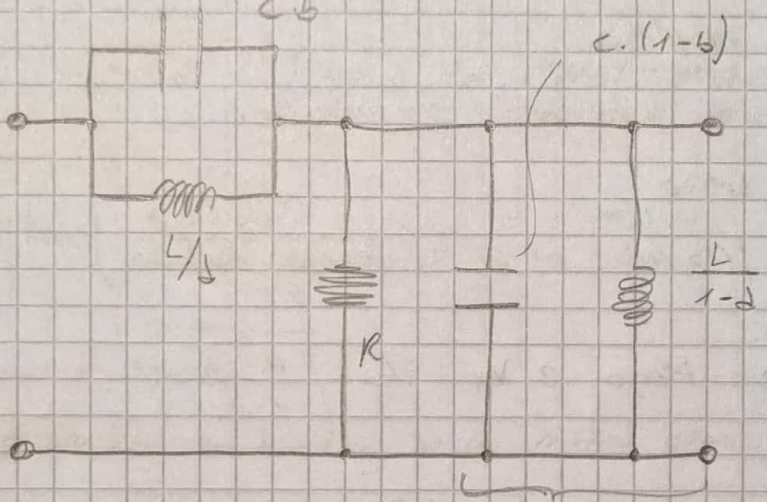
(hay algo que está mal?)

Ver clase n° 7

tiene dos implicancias que $a = 0$ | 68 d

$\boxed{a=0}$ → elimino el término lineal.
→ no levanto nada del término lineal resistor. Sigue idealizado.

Ejemplo notch:



Condiciones:

- $a = 0$
- $d = b$

Si quiero que sea de 0dB → $b = 1$

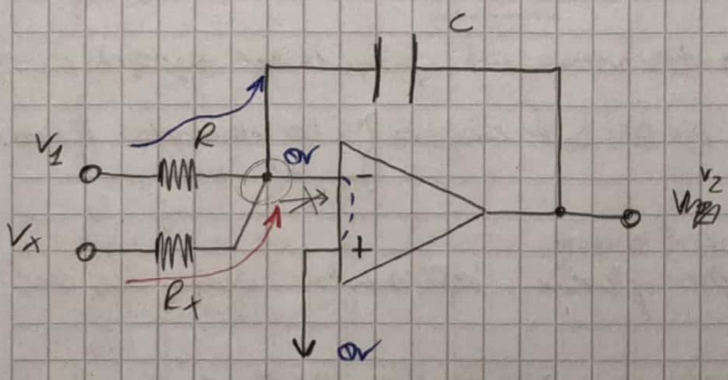
$\boxed{d = b = 1}$

- Si no es notch de 0dB, tengo estos dos componentes.
  Si es de 0dB, pierdo estos dos componentes. (xq ambos valdrían 1)

[Se degenera en la primera versión del notch] Clave

— 0 —

Scheumann:



nodo sumador de corrientes

$$T = -\frac{1/sC}{R}$$

$$V_x \cdot G_x + V_1 \cdot G = V_2 \cdot sC$$

$$V_2 = \frac{V_1 G + V_x G_x}{sC}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G + \left(\frac{V_x}{V_1}\right) \cdot G_x}{sC}$$

V_x por ej. es la salida BPF del Ackerberg-Mossberg.

- Saco una transferencia intermedia de la etapa, saco V_x del circuito.

ver en clase n° 7

- Forma más fácil de obtener una bicuadrática → con un sumador sumar corrientes en nodos con tierra virtual → sumo transferencias.

Altero los ceros del numerador.

• Uso como sumadores los nodos de tierra virtual ⚠

* Schaumann, pág $\boxed{226}$ (Integrador con pérdidas)

$\boxed{227}$ → Ackerberg Mossberg completo

$a > 1$ → ganancia.

$\boxed{231}$ → GIC completo

↳ está hecho como un inductor.

Divisor resistivo de salida

R y $\dfrac{R}{(1-c)}$ (Parecido al de la tarea semanal)

Si salgo por V_2: tengo $2 \cdot V_x$ si $\boxed{\dfrac{R}{1-c} = R}$

$\boxed{\text{Predistorsión}}$

$\boxed{231}$ Red bicuadrática completa → complejidad tipo parcial.

levantamiento parcial de algunos componentes.

$Q\dfrac{R}{b}$ y $QR(1-b)$ → levantamiento parcial del resistor

aC y $(1-a).C$ → levantamiento parcial del capacitor.

$\dfrac{R}{c}$, $\dfrac{R}{(1-c)}$ y todo el resto del circuito $\Big\}$ levantamiento parcial del inductor.

El GIC completo me puede implementar ceros en el lado derecho.

69 e

ejercicio: (Parte B de la guía)

TP2

- Partes de función ($\mathbb{R} + j\,\mathrm{Img}$) → no es tan importante, pero se usa más adelante.

A partir del 8 en adelante $\overline{V}$

8A- Teórico. (tiene un error este ejercicio)

8B- notch.

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \qquad T(0) = 1$$

$\omega_0 = 2\pi \cdot 50Hz$

Q → viene de la mano de un máxima planicidad. ✗

$\alpha_{max} = 3dB \rightarrow B_w = 5Hz.$

Como es un segundo orden, debería haber una coincidencia entre el Q del filtro con el Q del par de polos c.c.

$B_w = 5H_z = \frac{f_0}{Q}$ los cuales están en el eje $j\omega$

Aspecto conceptual de un notch $\overline{V}$

{ Acercar los polos a los ceros del notch implica maximizar el Q de ese par de polos. Como toco el Q, esto implica o repercute en el ancho de banda. → $B_w = \frac{f_0}{Q}$

$$\left.\begin{aligned} f_1 \cdot f_2 &= f_0^2 \\ f_2 - f_1 &= B_w \end{aligned}\right\} \text{ Centro geométrico de la respuesta.}$$

[$\alpha_{max} = 3dB$ → Butter, me lleva el Q a $\frac{\sqrt{2}}{2}$.] ✗ no va.

- No existe notch de orden 1, sí de orden 4. (siempre orden PAR)

no tiene expresión cerrada ni plantilla de diseño

[No se puede calcular el orden n de un notch.]

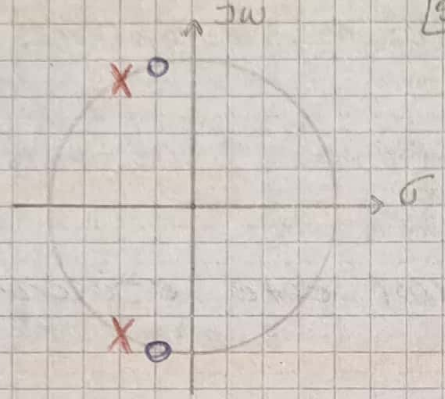
notch → recíproco de pasa banda. Clave en un notch

[Aumento el ~~notch~~ Q, disminuyo el bw, lo hago más selectivo.]

elimina banda :

notch vs elimina banda

- los ceros no pueden estar en el $j\omega$ → eso es notch.



Con el Q de los ceros, lo acerco lo mas posible al notch.

↳ modelo la profundidad de la atenuación. "que tanto atenuo".

- el elimina banda tiene los 3 terminos en los ceros, pueden tener los ceros en el semiplano derecho. (!?)
- "la atenuación depende del ratio de los Q"

$\boxed{217}$ → elimina banda.

$\boxed{212}$ → Páginas sobre el notch

$\boxed{209}$ → notch con Ackerberg - Mossberg.

buscar anular el termino lineal.

$$\begin{cases} a - b.(KQ) = 0 \\ a - (c-d).k = 1 \\ a = 1 \end{cases}$$

; K es la ganancia de la R de entrada.

$(c - d) = 0 \rightarrow c = d$

d lo tengo libre para hacer lo que quiera.

Clase n°7: Funciones bilineales y bicuadráticas, análisis e implementación

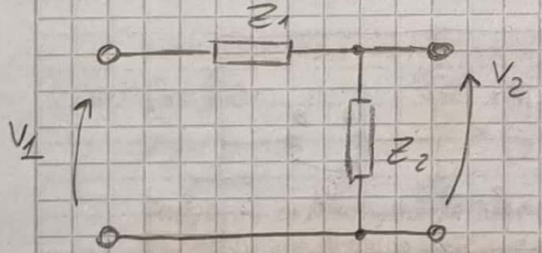
Video n°1: Funciones transferencia bilineales: Análisis e implementación de redes pasivas y activas.

Implementación de redes pasivas

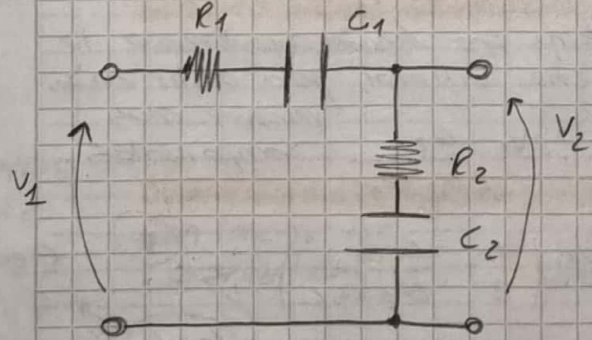
(Resumen funciones bilineales → ver hojas impresas y comentadas del Schaumann: 75-78 adjuntas)

$$T(s) = K\,\frac{s+z}{s+p} \quad (\#)$$

$K \leq 1$



$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{Y_1}{Y_1+Y_2}$$



$$T(s) = \frac{\overbrace{R_2 + 1/sC_2}^{Z_2}}{\underbrace{R_2 + 1/sC_2}_{Z_2} + \underbrace{R_1 + 1/sC_1}_{Z_1}}$$

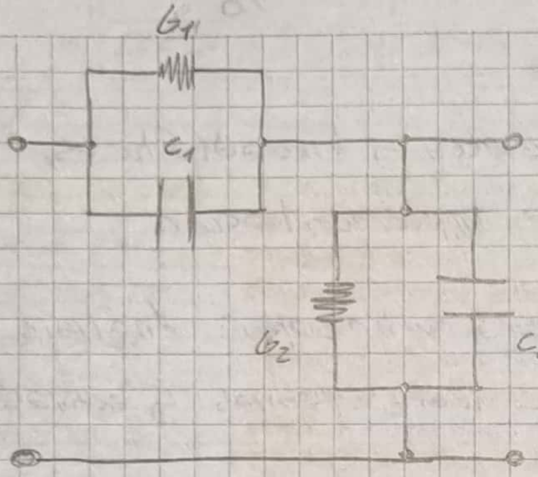
- Puede haber más de un elemento en las impedancias del divisor. Si tengo elementos reactivos de igual naturaleza, en este caso C, el filtro / la transferencia seguirá siendo de 1er orden.

En el caso de pasivos {(tengo 2 C en este caso y es de 1er orden)

- Si tengo elementos reactivos de distinta naturaleza, caso R-L-C, obtendré una transferencia de 2do orden como mínimo.

* (#) Como esta transferencia tiene que ser de orden n=1, esto implica en que no podrá haber dos elementos reactivos de naturaleza opuesta. Tiene que ser R-L o R-C, sino ya se va a segundo orden. (queda s^2 en el denom)

- Dos elementos reactivos de naturaleza contraria, implica un orden 2.
- Si mantengo todos los elementos reactivos de la misma naturaleza, será R-L o R-C, pero siempre 1er orden.



$$T(s) = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{G_1 + sC_1}{G_1 + sC_1 + G_2 + sC_2}$$

$$T(s) = \frac{C_1 \cdot \left(s + \frac{G_1}{C_1}\right)}{(C_1 + C_2) \cdot \left(s + \frac{G_1 + G_2}{C_1 + C_2}\right)}$$

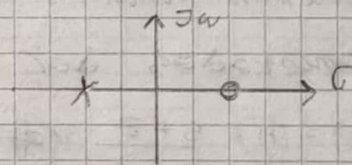
Z

P

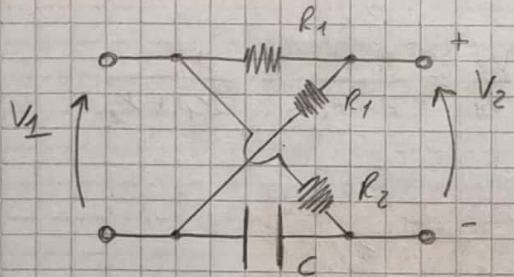
K

* Con este tipo de circuitos, nunca voy a poder implementar un filtro pasa todo (APF), ya que no puedo lograr ubicar un "cero" en el semiplano derecho. No puedo hacer aparecer un signo (-) en el numerador de la transferencia.

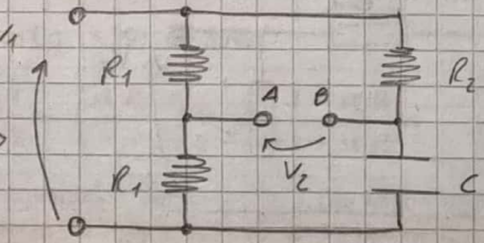
- $T(s) = K \cdot \frac{s - z}{s + p}$



Red Lattice → ver desarrollo en el apunte impreso y tmb en la clase presencial.



⟹



Obtengo una función similar a la de una bilineal, pero utilizando muchos más componentes.

$V_2 = V_A - V_B$ → en una ddp

$$V_A = V_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_1} = \frac{R_1}{2R_1} \cdot V_1 = \frac{V_1}{2}$$

$$V_B = V_1 \cdot \frac{G_2}{G_2 + sC}$$

$$\frac{V_1}{2} - V_1 \cdot \frac{G_2}{G_2 + sC} = V_1 \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{G_2}{G_2 + sC}\right)$$

$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{(G_2 + sC) - 2G_2}{2 \cdot (G_2 + sC)} = \frac{sC - G_2}{2 \cdot (sC + G_2)} = \underbrace{\frac{1}{2}}_{K} \cdot \frac{s - G_2/C}{s + G_2/C}$$

#

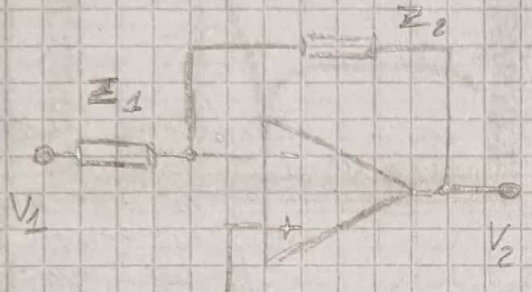
$$\frac{G_2}{C} = \frac{1}{R_2 C}$$

La red Lattice soluciona el problema planteado anteriormente, me permite implementar un "APF" mediante una red pasiva, ya que aparece un (-) en el numerador de la transferencia, lo cual implica un "cero" en el semiplano derecho.

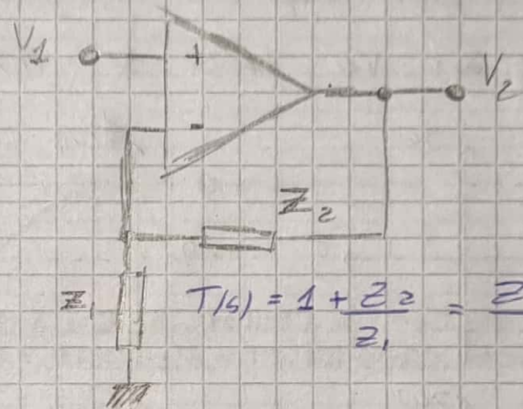
* "Circuito balanceado": V_1 y V_2 no comparten ningún nodo, ningún terminal de puerto. Esto provoca mejor rechazo en modo común (Ed1)

Implementaciones Activas

- Básicamente, implemento nuevamente los divisores de impedancias (pasivos), pero ahora les agrego un amplificador operacional.



$$T(s) = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

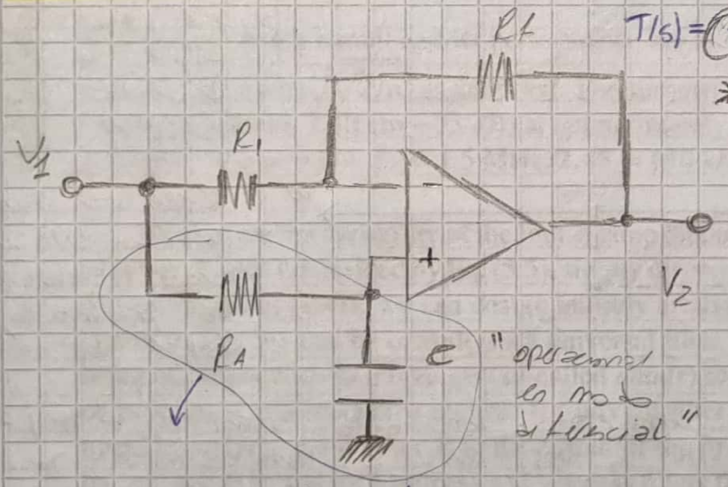


$$T(s) = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$$

Lattice activo:

$$T(s) = -K \cdot \frac{s - \frac{1}{KCR_A}}{s + \frac{1}{CR_A}}$$

*



"operacional en modo diferencial"

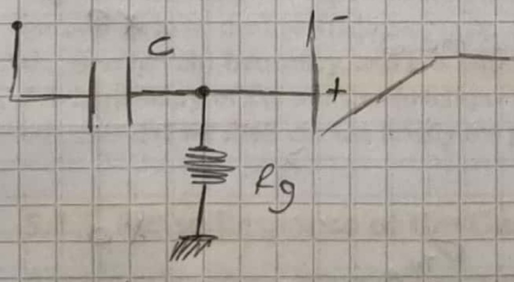
221 - 224

- Función transferencia red Lattice Activado

$K = \frac{R_f}{R_1}$; ganancia

- Este circuito tmb tiene la siguiente variante:

(*)



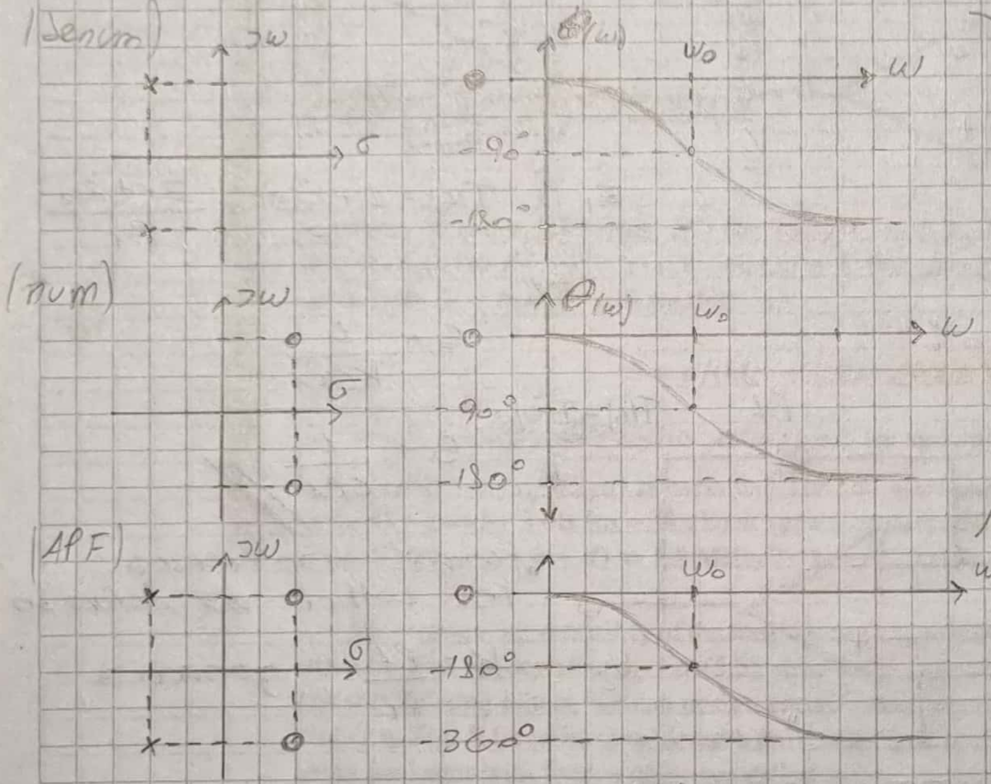
Realizando este cambio en el orden del divisor de impedancias R-C, evito ese signo (-) que aparece en la transferencia. Evito tener 180° en la fase de la transferencia.

Funciones bicuadráticas (Schaumann capítulo 5)

- Ver apunte impreso y comentarios del Schaumann, páginas 206 - 209, incluye gráficos.
- Fase de un APF → requiere un estudio particular.

Fase filtro pasa todo:

Voy a tener el doble de recorrido de fase que en comparación a los demás tipos de filtros, ya que tengo aporte de fase de los ceros complejos conjugados y de los polos complejos conjugados. Ver tabla de Pessano:



- tengo dos veces el mismo desarrollo de fase, el del numerador y el del denominador.

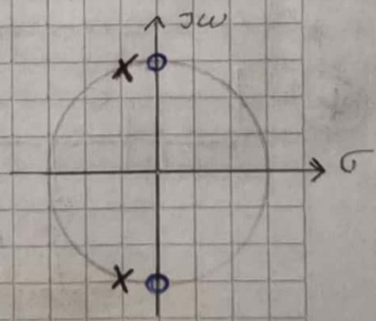
Como estos se restan (?) me queda el doble de desarrollo de fase

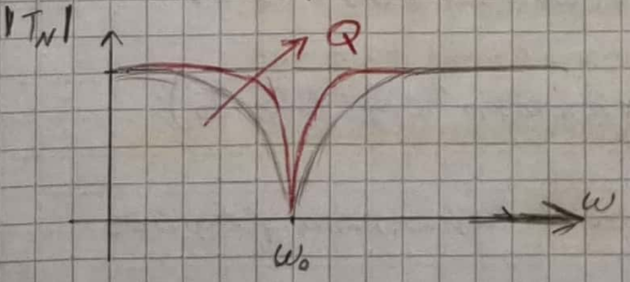
Recordar siempre que en $w = w_0$, tengo la mitad del desarrollo total de fase!

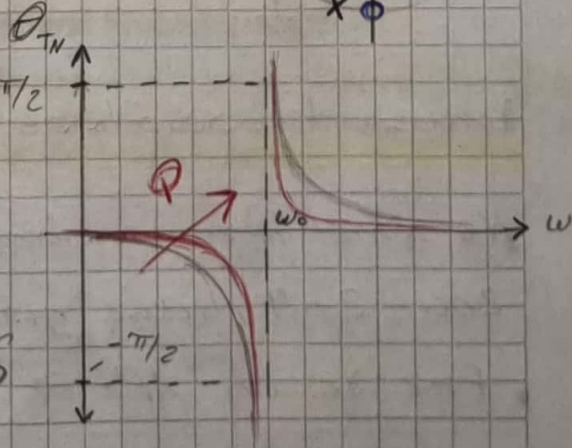
- Cada par de ceros / polos complejos conjugados aportan $-\pi$ ($-180°$) de fase. los polos de 0 a $-180°$ y los ceros de -2π a $-\pi$.

Filtro notch ~ Función bicuadrática

$$T_N = T_{BE} = \frac{s^2 + w_z^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2} \longrightarrow$$



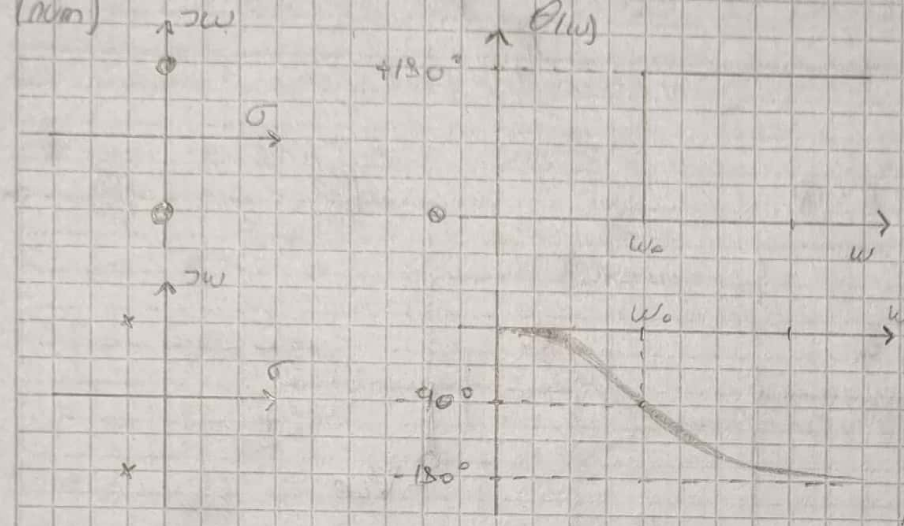




- A medida que el par de polos se acercan al eje jw, estos aumentan su Q y en consecuencia, aumenta la selectividad de este filtro. La atenuación y el salto de fase en $w = w_0$ son más bruscos.

- el salto en la fase es de 180° desde $-\pi/2 \longrightarrow +\pi/2$

- El salto de fase es generado de la siguiente manera:

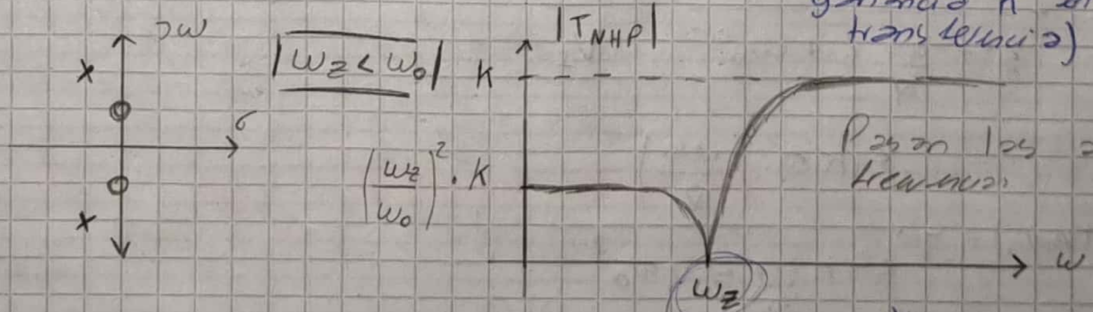


de esta manera, se compone la fase del filtro notch. empieza en 0°, luego baja hasta -90° debido a los polos y ahí ocurre el salto de fase de 180° de los ceros que la lleva hasta +90°. Finalmente, vuelve a bajar hasta 0°.

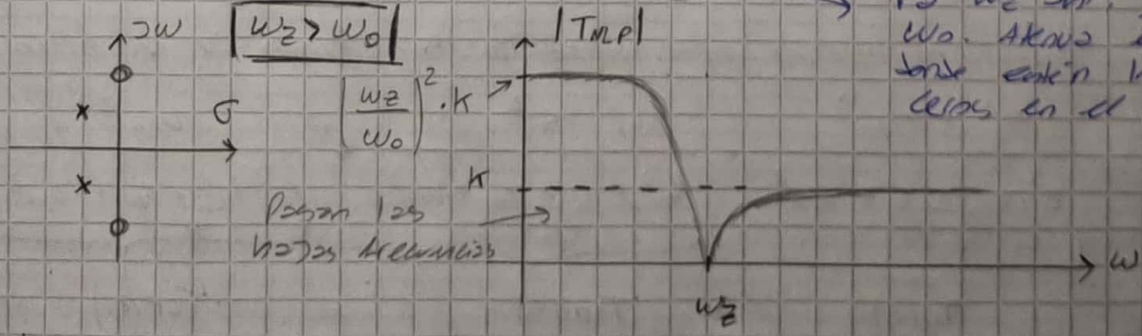
Variantes del Filtro notch:

- esto ocurre cuando $\omega_z \neq \omega_0$ y se desprenden dos casos posibles:
  - $\omega_z < \omega_0 \rightarrow$ notch pasa altos
  - $\omega_z > \omega_0 \rightarrow$ notch pasa bajos.
- en el schaumann lo aplica en base a una constante "k" que afecta a la frecuencia ω_z, que puede ser >1 o <1 y eso provoca la variante en el filtro notch. (Asumiendo una ganancia K en la transferencia)

notch high pass



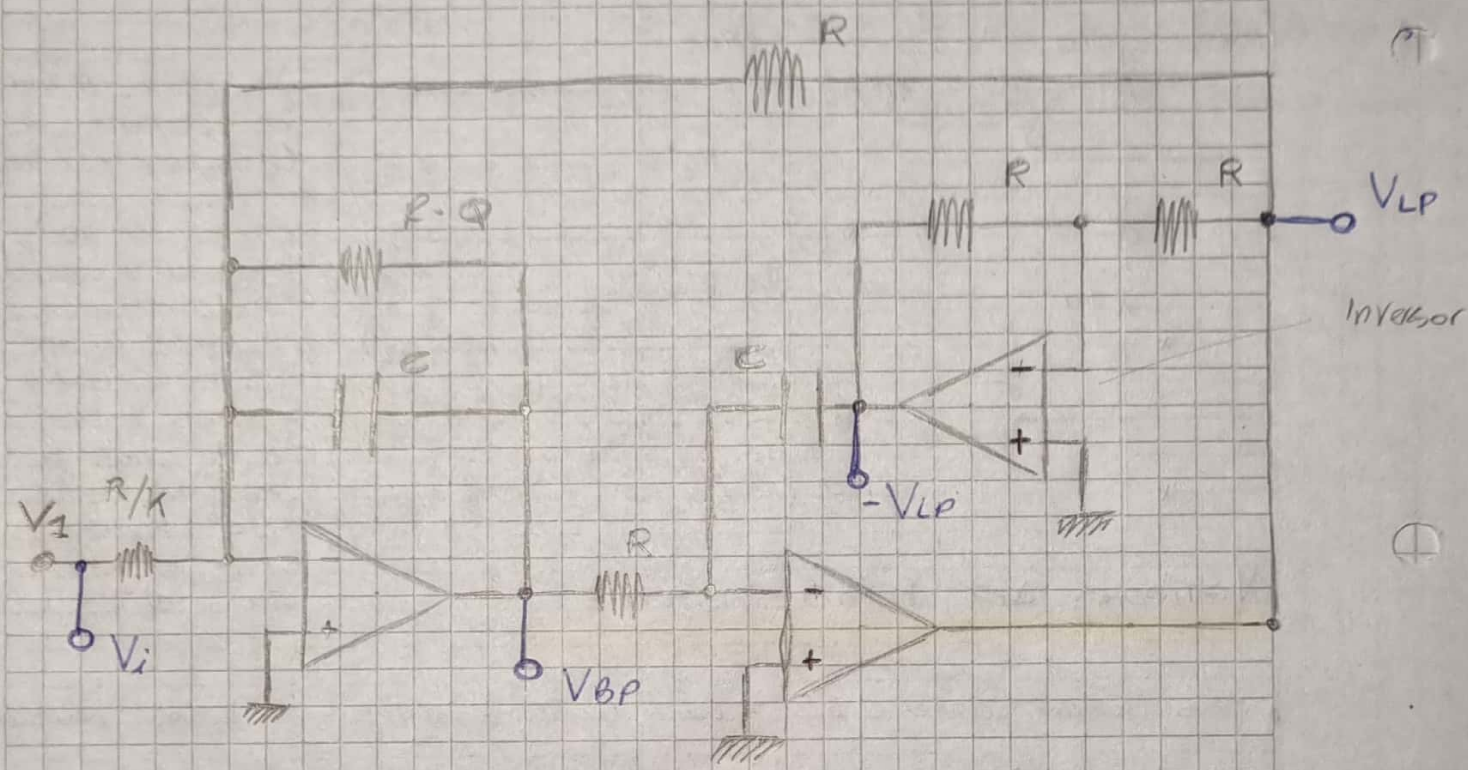
Va ω_z ahí, no ω_0. Ahora es donde están los ceros en el eje jω



- Una importante característica de estas variantes es que poseen igual ripple (atenuación) en la banda de eliminación.
- Su gráfico de fase es el mismo que el del notch clásico.

Bicuadrática completa

Implementación de bicuads por suma de transferencias



- Circuito Ackerberg-Mossberg normalizado ($R_2 = R$) convenientemente.

$\begin{cases} R\cdot Q \rightarrow \text{define el Q del circuito, ajuste independiente.} \\ R/K \rightarrow \text{define la ganancia K del circuito en la banda de paso} \end{cases}$

→ múltiples salidas del circuito, señales intermedias.

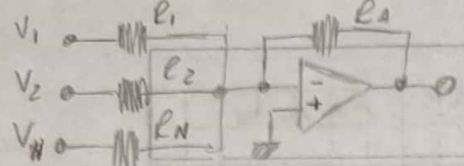
$$T_{LP}(s) = -\frac{K\cdot w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2} = \frac{V_{LP}}{V_I}$$

$$\frac{V_B}{V_I} = T_{BP}(s) = -\frac{s.K.\cancel{Q}.\left(\frac{w_0}{\cancel{Q}}\right)}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}$$

- Por ejemplo, si quiero implementar la transferencia de un filtro notch:

$$T_N(s) = \underbrace{\frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}}_{T_N(s)} = \underbrace{\frac{s^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}}_{T_{HP}(s)} + \underbrace{\frac{w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}}_{T_{LP}(s)}$$

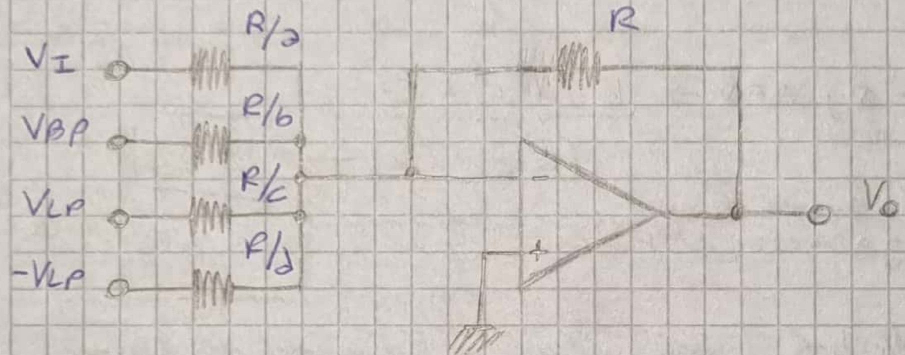
- Puedo implementar la transferencia de un filtro notch mediante la suma de una transferencia pasabajos y otra pasaaltos.



$$V_0 = -R_A \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_N}{R_N} \right)$$

Sumador no-Inversor

- Ahora, mediante otro OPAMP en configuración sumador (inversor) voy a realizar la suma pesada de las distintas salidas del circuito Ackerberg - Mossberg para así obtener una función bicuadrática completa.



$$\Longrightarrow V_0 = -R \cdot \left(\frac{V_I}{R/a} + \frac{V_{BP}}{R/b} + \frac{V_{LP}}{R/c} + \frac{(-V_{LP})}{R/d} \right)$$

$$V_0 = -\cancel{R} \cdot \left[\frac{1}{\cancel{R}} \cdot \left(V_I \cdot a + V_{BP} \cdot b + V_{LP} \cdot c - V_{LP} \cdot d \right) \right]$$

Ahora divido m. a m. por V_I, así formo las funciones transferencia.

$$\longrightarrow \frac{V_0}{V_I} = -\left(\frac{\cancel{V_I}}{\cancel{V_I}} a + \frac{V_{BP}}{V_I} b + \frac{V_{LP}}{V_I} \cdot (c-d) \right), \quad T_{LP}(s) = \frac{N_{LP}(s)}{D(s)}$$

$$T(s) = -\left[a + T_{BP}(s) \cdot b + T_{LP}(s) \cdot (c-d) \right], \quad T_{BP}(s) = \frac{N_{BP}(s)}{D(s)}$$

$$T(s) = -\left[a + \frac{N_{BP}(s) \cdot b}{D(s)} + \frac{N_{LP}(s)}{D(s)} \cdot (c-d) \right], \quad D(s) \text{ común denominador}$$

$$T(s) = -\frac{a \cdot \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2\right) + (-s K \omega_0) \cdot b + (-K\omega_0^2) \cdot (c-d)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

Ahora ordeno según el orden

$$T(s) = -\frac{a \cdot s^2 + \left(a \cdot \frac{\omega_0}{Q} - K\omega_0 b\right) \cdot s + \left(a\omega_0^2 - K\omega_0^2 \cdot \underbrace{(c-d)}_{(-1)\cdot(d-c)}\right)}{D(s)}$$

$$T(s) = -\frac{a s^2 + s \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot (a - K \cdot Q \cdot b) + \omega_0^2 \cdot \left[a + K \cdot (d-c) \right]}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2}$$

- Función bicuadrática completa resultante de sumar las multiples salidas del circuito, en función de los coeficientes "a, b, c, d". Se implementó una "suma pesada" mediante el sumador inversor.

• Por ejemplo, si quiero implementar ahora un BPF, necesito darle valores a los coeficientes de tal manera de eliminar los términos cuadrático y el independiente del numerador de la función transferencia.

=> Ej: BPF

→ $\boxed{a=0}$

→ $[a+K\cdot(d-c)]=0$; $a=0 \to \underbrace{K\cdot(d-c)=0}$

$(d-c)=0 \to \boxed{c=d}$

me queda libre "b", con el cual puedo asignarle ganancia al filtro.

=> Ejemplo: Notch (debo eliminar solamente el término lineal principalmente)

→ $a\neq 0 \to a=1$ (le asigno un buen valor)

→ $[a-K\cdot Q b]=0$; $a=1 \to 1=KQb \to b=\frac{1}{K\cdot Q}$

→ $[a+K\cdot(d-c)]$ } Con este término defino qué tipo de filtro notch implemento, si un notch clásico o sus variantes pasa alto o pasa bajo.

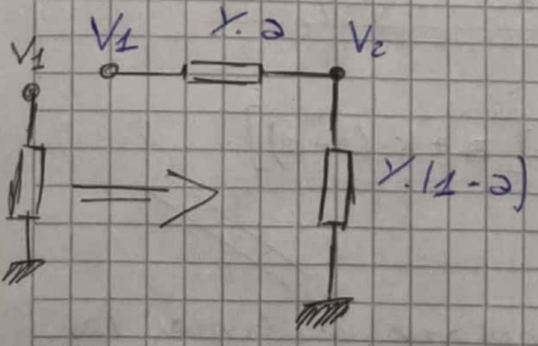
=> notch clásico: $[a+K\cdot(d-c)]=1$; $a=1$

$\cancel{1}+K\cdot(d-c)=\cancel{1} \to \underbrace{K\cdot(d-c)=0}$

$(d-c)=0 \to c=d$

— o —

Pre-alimentación de tensión / Voltage feedforward



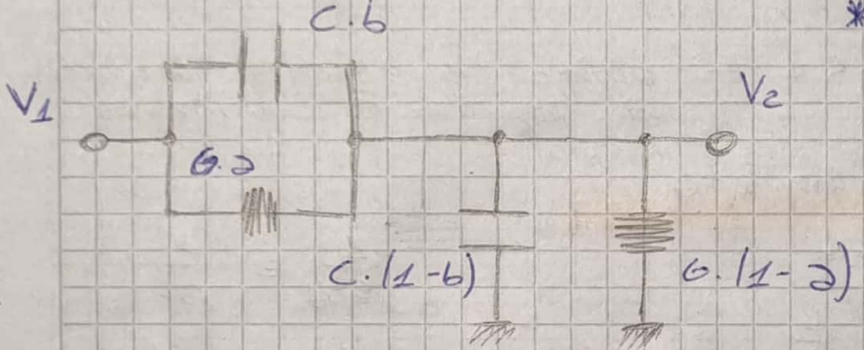
• Básicamente hago un divisor de impedancias/admitancias en un nodo, con el objetivo de que pase solamente una fracción de la tensión inicial que tenía en el nodo.

• Esta fracción de tensión la logro fraccionando la impedancia/admitancia que tenía en el nodo inicial.

• Inicialmente, toda la admitancia "Y" estaba a masa, ahora en cambio levanto una fracción "a" de Y que no está conectada a masa, sino entre los nodos. Esto es conocido como "lifting" o levantamiento de impedancias/

• Llevo la tensión desde V_1 hasta V_2 a través de una parte de Y_1, una fracción "a" de Y_1. El resto, lo dejo referido a masa como estaba antes $(1-a)$.

"Levanto de masa una parte de esa admitancia y traigo tensión desde un nodo hacia otro nodo".



* Como tengo dos elementos reactivos pero de igual naturaleza, igualmente obtendré una transferencia de 1er orden.

(Conviene utilizar admitancias en ambos desarrollos.)

$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}$$

$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{G.a + sCb}{Ga + sCb + G.(1-a) + sC.(1-b)}$$

(Se podría hacer el mismo análisis con las L's en vez de las C's)

$$= \frac{G.a + sCb}{G.(\cancel{a} + 1 - \cancel{a}) + sC.(\cancel{b} + 1 - \cancel{b})} = \frac{sCb + Ga}{sC + G}$$

solo afecta el num, nunca el denom

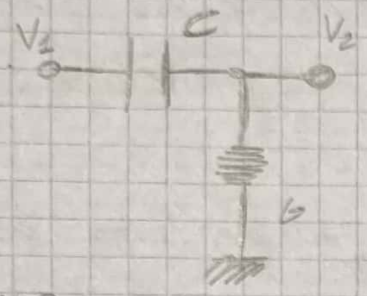
$$\bullet\ T(s) = \frac{\cancel{C}b.\left(s + \frac{Ga}{Cb}\right)}{\cancel{C}.\left(s + \frac{G}{C}\right)} = \frac{b.\left(s + \frac{G.a}{C.b}\right)}{\left(s + \frac{G}{C}\right)} \quad ; \quad 0 \le a \le 1, \quad 0 \le b \le 1, \quad G = \frac{1}{R}$$

Importantes aclaraciones:

* Al tratarse de circuitos pasivos, la predistorsión solamente te permite realizar una atenuación, no obtener ganancia, por eso sus valores son $0 \le a, b \le 1$

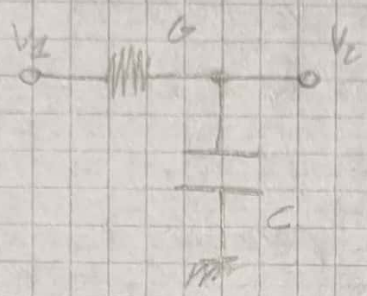
* Observar como los coeficientes "a" y "b" solamente aparecen en el numerador de la transferencia y no en el denominador. Esto significa que la predistorsión solamente afecta a los ceros de la transferencia, mientras que los polos permanecen fijos todo el tiempo, sin importar los valores que adopten los coeficientes.

* $a = 0 ; b = 1$



HPF 0dB

* $a = 1 ; b = 0$



LPF 0dB

* $a = 1 ; b = 1$

$|T(s)| = 1 \quad \forall \omega$

$\theta_{T(s)} = 0°$

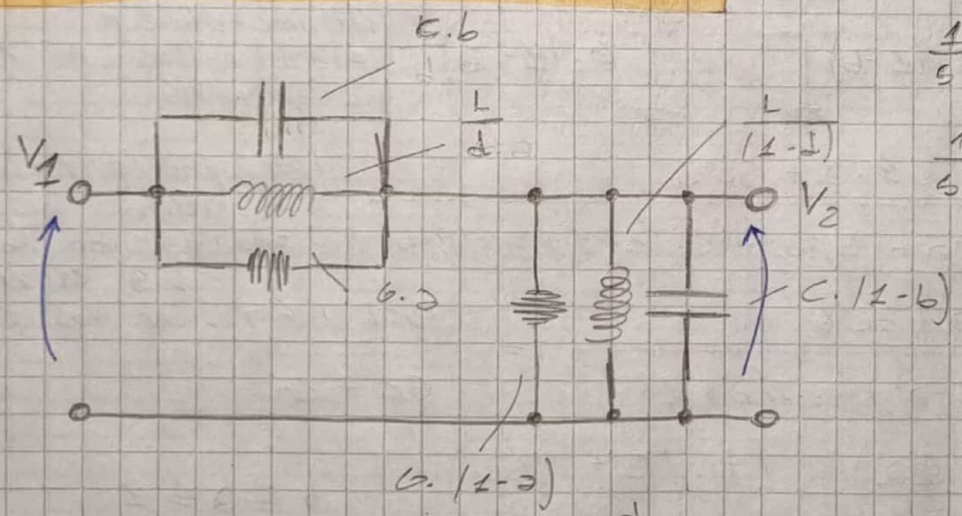
* $a = 0 ; b = 0$

$|T(s)| = 0 \quad \forall \omega$

$\theta_{T(s)} = 0°$

$0 < a < 1$ y $0 < b < 1 \Rightarrow$ obtengo las bilineales completas con los valores intermedios.

Función bicuadrática completa



$$\frac{1}{sL/a} = \frac{a}{sL}$$

$$\frac{1}{sL/(1-a)} = \frac{1-a}{sL}$$

$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{Ga + sCb + \frac{a}{sL}}{Ga + sCb + \frac{a}{sL} + G.(1-a) + sC.(1-b) + \frac{(1-a)}{sL}}$$

$$T(s) = \frac{\frac{sLGa + s^2LCb + a}{sL}}{G.(\cancel{a} + 1 - \cancel{a}) + sC.(\cancel{b} + 1 - \cancel{b}) + \frac{1}{sL}.(\cancel{a} + 1 - \cancel{a})}$$

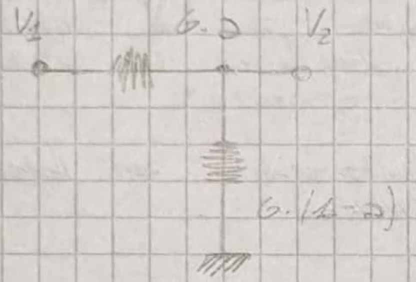
$$T(s) = \frac{\frac{s^2LCb + sLGa + a}{sL}}{G + sC + \frac{1}{sL}} = \frac{\frac{s^2LCb + sLGa + a}{\cancel{sL}}}{\frac{sLG + s^2LC + 1}{\cancel{sL}}}$$

$$T(s) = \frac{s^2LCb + sLGa + a}{s^2LC + sLG + 1}$$

; Ahora lo dejo en formato mónico a ambos polinomios de la transferencia.

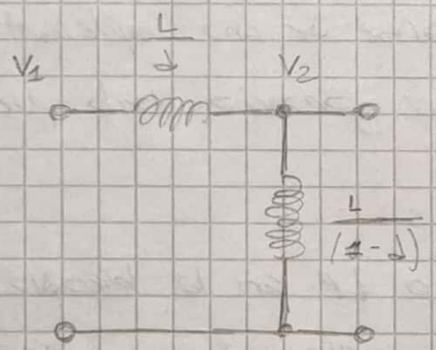
Bicuadrática completa con circuitos pasivos ▽▽

$$T(s) = \frac{\cancel{L}Cb \cdot \left(s^2 + s \cdot \frac{Ga}{Cb} + \frac{d}{LCb}\right)}{\cancel{LC} \cdot \left(s^2 + \frac{G}{C} s + \frac{1}{LC}\right)} = \frac{b \cdot \left(s^2 + s \cdot \frac{Ga}{Cb} + \frac{d}{LCb}\right)}{s^2 + s\frac{G}{C} + \frac{1}{LC}}$$



$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{Ga}{Ga + G.(1-a)} = \frac{Ga}{G.(a + 1 - a)} = \frac{\cancel{G}.a}{\cancel{G}} = a$$

- Se puede ver como la fracción "a" es el resultado de la transferencia, cuanto ella ya levantar la admitancia. $0 \leq a \leq 1$. Es la fracción del divisor.



$$T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{\frac{d}{sL}}{\frac{d}{sL} + \frac{(1-d)}{sL}} = \frac{\frac{d}{sL}}{\frac{1}{sL}.(d + 1 - d)} = \frac{\frac{d}{\cancel{sL}}}{\frac{1}{\cancel{sL}}} = d$$

- Esto se cumple para los 3 tipos de componentes, el valor del coeficiente es la fracción en que levanto esa Z de tierra y provoca la atenuación.

* Si quiero implementar un filtro notch:

$$T_N(s) = \frac{s^2 + w_z^2}{s^2 + 1/Q + 1} \quad \omega_0 \text{ (transferencia normalizada)}$$

$\Rightarrow a = 0 \rightarrow$ Anulo el término lineal del numerador

$\frac{1}{LC} = 1 \rightarrow$ frecuencia normalizada

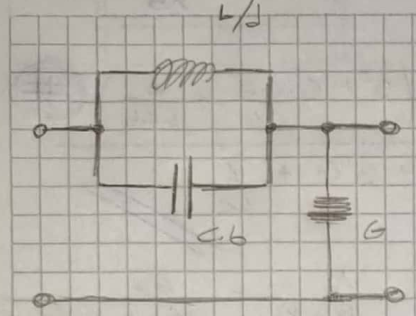
$\frac{d}{b} = w_z^2 \Longrightarrow \frac{d}{b} = 1$ (notch clásico)

$d = 1$ y $b = 1 \rightarrow$ notch de 0dB, ganancia $= 1$ en los extremos.

ganancia igual $= 1$ tanto en continua como en alta frecuencia ($w = 0$ e $w \rightarrow \infty$)

Con estos valores, obtengo el siguiente circuito

Ver Schaumann
224 - 228



$d = b = 1$

- levanto completamente el inductor y el capacitor del circuito, pero dejo a la admitancia 100% aislada a masa.

"en baja frecuencia, el comportamiento estará dado por 'd', mientras que en alta frecuencia se obtendrá 'b' como ganancia"

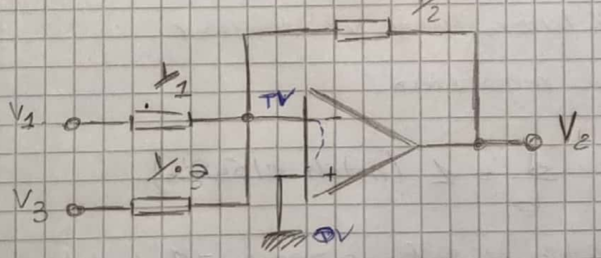
- $\lim_{s \to 0} T(s) = d$
- $\lim_{s \to \infty} T(s) = b$

Comandan el comportamiento del notch estos dos parámetros.

(#) Importante recordar que, al tratarse de una implementación pasiva, este circuito no podrá tener ganancia. Solo puede atenuar.

(Ver como implementar un notch HP o LP con la bicuadrática completa. Recordar que no puedo implementar un pasa todo de segundo orden con esta red, ya que no puedo poner ceros en el semiplano derecho. Para ello debo usar si o si una red Lattice).

- Levantar admitancias → Realización de bicuadráticos pasivos.
- Al implementarlo con activos, el razonamiento es el siguiente:



* El circuito activo utilizado en este caso es un OPAMP no-inversor, que luego se convierte en un sumador no-inversor al prealimentarlo.

- Planteo la transferencia de un sumador inversor, pero ahora con admitancias en vez de con impedancias:

$$V_2 = -\frac{1}{Y_2} \cdot \left(V_1 \cdot Y_1 + V_3 \cdot a \cdot Y \right) = -\left(\frac{V_1 Y_1 + V_3 \cdot a Y}{Y_2} \right) ; \quad 0 \leq a \leq 1$$

Anotaciones →

- Importante observar como si $a = 0$, se elimina la pre-alimentación y se obtiene nuevamente la transferencia del sumador.
- Realizo la prealimentación en los nodos en donde tengo tierra virtual "TV"; son nodos "sumadores"
- Esto me permite modificar los ceros de la transferencia (numerador), dejando fijos los polos de la misma (denominador)
- a solo aparece en el numerador.