2do cuatrimestre

HOJA Nº 30

FECHA

Clase 12

Parámetros híbridos

- $P_1 = H\, P_2$
- $P_2 = G\, P_1$

$H = G^{-1}$

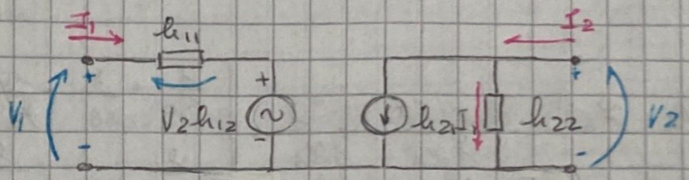
$P_1 = \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$ $\begin{cases} V_1 = I_1 h_{11} + V_2 h_{12} \\ I_2 = I_1 h_{21} + V_2 h_{22} \end{cases}$

$P_2 = \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$

$h_{11} = h_i$
$h_{12} = h_t$
$h_{21} = h_f$
$h_{22} = h_o$

- $h_{11} = \left.\dfrac{V_1}{I_1}\right|_{V_2=0}$
- $h_{12} = \left.\dfrac{V_1}{V_2}\right|_{I_1=0}$
- $h_{21} = \left.\dfrac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0}$
- $h_{22} = \left.\dfrac{I_2}{V_2}\right|_{I_1=0}$

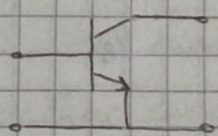
- Se agrega el común al final, por ejemplo hie si es emisor común



Buscamos tener máxima relación de potencia
h_{21} debe ser muy grande y h_{22} muy chico en Y

- Colector común

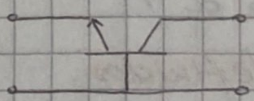
$P_1 = \begin{pmatrix} V_{be} \\ I_c \end{pmatrix}$ $P_2 = \begin{pmatrix} I_b \\ V_{ce} \end{pmatrix}$



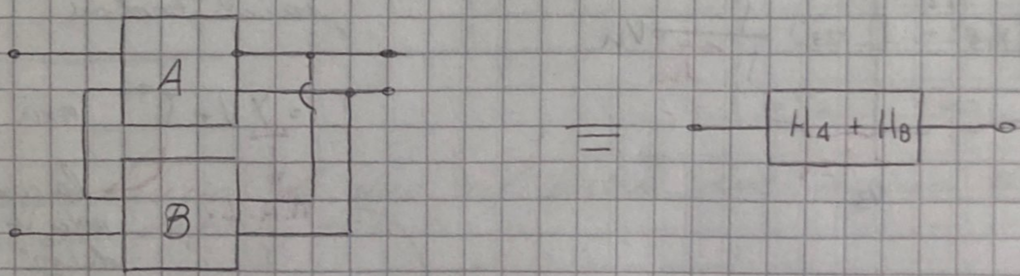
$I_e = I_c + I_b$

- Base común

$P_1 = \begin{pmatrix} V_{eb} \\ I_c \end{pmatrix}$ $P_2 = \begin{pmatrix} I_e \\ V_{cb} \end{pmatrix}$

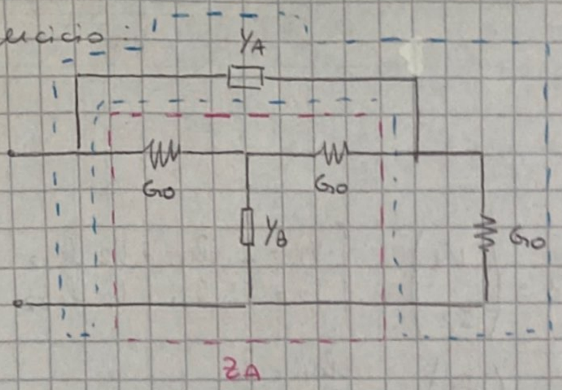


Serie - Paralelo



NOTA

Ejercicio:



$y_{11} = \left[(G_0 + Y_B) \,\|\, G_0 \right] + Y_A = \frac{I_1}{V_1}\Big|_{V_2=0}$

$y_{12} = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{V_1=0} =$

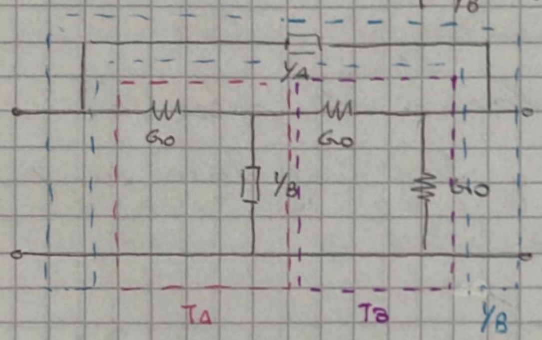
$Y = Y_A + Y_B = Z_A^{-1} + Y_B$

$$Z_A = \begin{bmatrix} \frac{1}{G_0} + \frac{1}{Y_B} & \frac{1}{Y_B} \\ \frac{1}{Y_B} & \frac{1}{G_0} + \frac{1}{Y_B} \end{bmatrix}$$

$$Y_B = \begin{bmatrix} Y_A & -Y_A \\ -Y_A & G_0 + Y_A \end{bmatrix}$$

$$Y_A = Z_A^{-1} = \frac{adj(Z_A)}{\Delta Z_A} = \frac{1}{\Delta Z_A} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{G_0} + \frac{1}{Y_B} & -\frac{1}{Y_B} \\ -\frac{1}{Y_B} & \frac{1}{G_0} + \frac{1}{Y_B} \end{bmatrix}$$

$$\Delta Z_A = \left(\frac{G_0 + Y_B}{G_0 Y_B} \right)^2 - \frac{1}{Y_B^2}$$



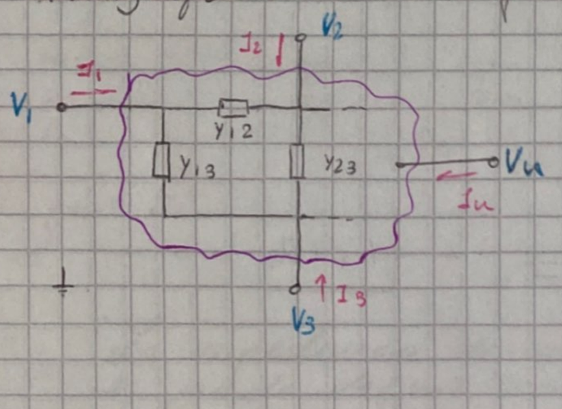
$$T_A = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_B}{G_0} & 1/G_0 \\ Y_B & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_B = \begin{bmatrix} 2 & 1/G_0 \\ G_0 & 1 \end{bmatrix}$$

$Y = (T_A \cdot T_B)_Y + Y_B$

→ convertir a Y

Matriz Admitancia Indefinida



Todas las abstracciones se hacen con una referencia externa a la red y la misma para todos

$I = Y V + I^{\circ}$ $n \times n$

Y → M.A.I. → matriz de admitancia Indefinida

I° → la consideramos nula y eso quiere decir que es autoexcitado o indefinida

fácil de interpretar y usar con herramientas como python

NOTA

$$\begin{bmatrix} Y_{13}+Y_{12} & -Y_{12} & -Y_{13} & \cdots \\ -Y_{12} & Y_{23}+Y_{12} & -Y_{23} & \cdots \\ -Y_{13} & -Y_{23} & Y_{13}+Y_{23} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \end{bmatrix}$$

$$y_{ij} = \frac{I_i}{V_j}\Big|_{V_k=0,\ \forall k\neq i,j}$$

1 $\begin{cases} \sum_{k=1}^{n} Y_{k1} = 0 \\ \sum_{k=1}^{n} Y_{1k} = 0 \end{cases}$

Todas las filas y columnas suman cero

2 $\Delta Y = 0$ determinante

3 $\underbrace{\underline{Y}_j^i}_{\text{cofactor de 1er orden}} = \underline{Y}_n^n$ todos los cofactores de primer orden son iguales

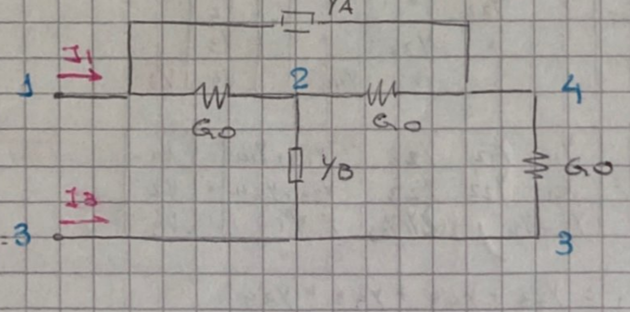
- Reducción: sacar o unir nodos (agrego restricción externa)

cuando unís — [Se suman la columna y fila que sacaste con la que cambiaste

Definir una M.A.I. implica tomar un nodo (borne) como referencia y reducirlo

- En paralelo, las MAI se suman
- Matriz dispersa: tiene muchos ceros

Funciones de Red



Para que sea un puerto se debe cumplir que $I_1 = -I_3$

$$Y = \begin{bmatrix} G_0+Y_A & -G_0 & 0 & -Y_A \\ -G_0 & 2G_0+Y_B & -Y_B & -G_0 \\ 0 & -Y_B & G_0+Y_B & -G_0 \\ -Y_A & -G_0 & -G_0 & 2G_0+Y_A \end{bmatrix}$$

La impedancia de una red entre los bornes m y n se puede definir como

$$Z_{mn} = \frac{V_{mn}}{I_{mn}} \qquad V_{mn} = V_m - V_n = V_1 - V_3$$

$$Z_{mn} = \frac{V_{mn}}{I_{mn}} = \frac{\underline{Y}^{mn}_{mn}}{\underline{Y}^{n}_{n}}$$

mn → filas; mn → columnas

$$\underline{Y}^{i}_{j} = (-1)^{i+j}\, Y^{(i)}_{(j)}$$

(i) ← borrar fila
(j) ← borrar columna

$$\underline{Y}^{mn}_{ij} = (-1)^{i+j+m+n}\, \underbrace{\left| Y^{(mn)}_{(ij)} \right|}_{\text{determinante sin el pivote}}$$

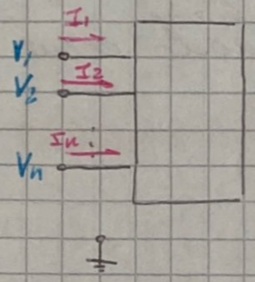
(mn) → borrar fila
(ij) → borrar columna

$$Z_{13} = \frac{V_{13}}{I_{13}} = \frac{\underline{Y}^{13}_{13}}{\underline{Y}^{a}_{a}} = \frac{2(G_0+Y_B)(2G_0+Y_A) - G_0^2}{(G_0+Y_A)\left[(G_0+Y_B)(2G_0+Y_A) - G_0^2\right] + Y_A\left[Y_A(G_0+Y_B)\right]}$$

puedo usar cualquiera por propiedad son todos iguales

Clase 13

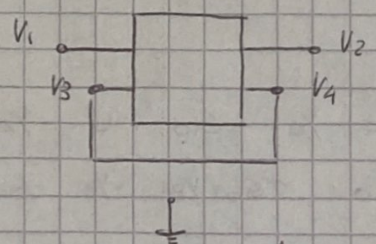
Reducción de bornes a MAI



$$\underset{(n\times 1)}{I} = \underset{(n\times n)}{Y} \cdot \underset{(n\times 1)}{V}$$

$$Ax = b$$

$$x = A^{-1} b$$



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & Y_{22} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & Y_{33} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & Y_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \; V_3$$

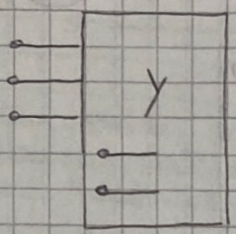
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{22} & Y_{13}+Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23}+Y_{24} \\ Y_{31}+Y_{41} & Y_{32}+Y_{42} & \sum_{ij} Y_{ij} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

Redefino I_3
$I_3' = I_3 + I_4$

$$\sum_{ij} Y_{ij} = Y_{33} + Y_{44} + Y_{43} + Y_{34}$$

NOTA

Supresión

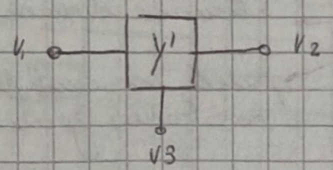


$$0\ \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & & & & \\ & Y_{22} & & & \\ & & Y_{33} & & \\ & & & Y_{44} & \\ & & & & Y_{55} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}\ 0$$

Están pero no las puedo modificar

$$\begin{bmatrix} (I) \\ (0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Y_{11}) & (Y_{12}) \\ (Y_{21}) & (Y_{22}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (V) \\ (0) \end{bmatrix}$$

- la matriz MAI NO varía! Solo queda "redefinida" en sub matrices

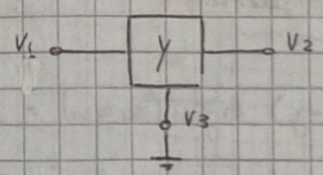


$I = Y'V$

$Y' = (Y_{11}) - (Y_{12})(Y_{22})^{-1} \cdot (Y_{21})$

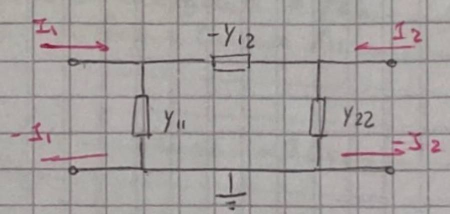
Referenciación (determinación de la MAI)

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdot & \cdot \\ \cdot & Y_{22} & \cdot \\ \cdot & \cdot & Y_{33} \end{bmatrix}$$

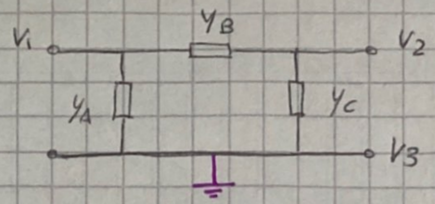


$$\begin{bmatrix} \\ \\ \\ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & & \\ & Y_{22} & \\ & & \cancel{Y_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 = 0 \end{bmatrix}$$

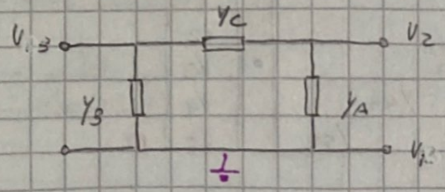
I_3 pasa a ser una corriente conocida



Ejemplo



$$Y = \begin{bmatrix} Y_A + Y_B & -Y_B & -Y_A \\ -Y_B & Y_B + Y_C & -Y_C \\ -Y_A & -Y_C & Y_A + Y_C \end{bmatrix}$$



$$Y = \begin{bmatrix} Y_A + Y_B & -Y_B & -Y_A \\ -Y_B & Y_B + Y_C & -Y_C \\ -Y_A & -Y_C & Y_A + Y_C \end{bmatrix}$$

Transimpedancia

$$Z_{mn}^{ij} = \frac{V_{ij}}{I_{mn}}$$

Como I_{mn} es mi entrada, tengo la restricción $I_n = -I_m$ por propiedades de los cuadripolos

Variable independiente
Entrada

$$Z_{mn}^{ij} = \frac{V_i - V_j}{I_{mn}} = \text{sgn}(i-j) \cdot \text{sgn}(m-n) \; \frac{Y_{ij}^{mn}}{\underline{Y_{u}^{m}}}$$

filas elimino m, n

elimino columnas i j

puede ser cualquiera, son todos iguales

$$\text{sgn}(x) \begin{cases} 1 \; ; & x \geq 0 \\ -1 \; ; & x < 0 \end{cases}$$

Transferencia de tensión

$$A_{mn}^{ij} = \text{sgn}(i-j)\; \text{sgn}(m-n) = \frac{Y_{ij}^{mn}}{Y_{mn}^{mn}} = \frac{V_{ij}}{V_{mn}}$$

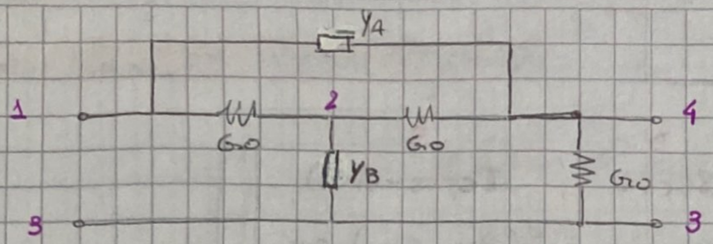
Transferencia de corriente

→ si o si tengo que agregar una limitación de carga

$$B_{mn}^{ij} = \frac{-I_{ij}}{I_{mn}} = \frac{V_{ij}}{R_l} \cdot \frac{1}{I_{mn}} = \frac{Z_{mn}^{ij}}{R_l}$$

NOTA

$Y_{Giz} = \begin{pmatrix} 0 & -g_m \\ g_m & 0 \end{pmatrix}$



$Z_{in} = Z_{11}$

$A = -\frac{Y_{22}}{Y_{21}}$

$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0}$

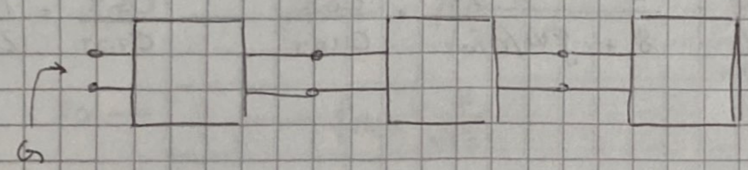
En esta configuración, siempre que cargo al circuito con Go, tengo Go a la entrada → $G_0^2 = Y_A Y_B$

$Y_a = \frac{1}{Y_b}\Big|_{G_0=1}$

$A = -\frac{Y_a}{G_0+Y_a}$

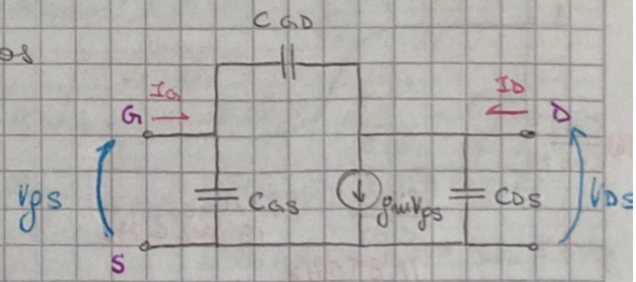
Nos queda una transferencia de primer orden a pesar de tener ⊣⊢ y ⌇ xq tengo condición de nivel de impedancia constante.

Esto me permite SIEMPRE tener Go a la entrada y a la salida, por lo que puedo adaptar impedancias

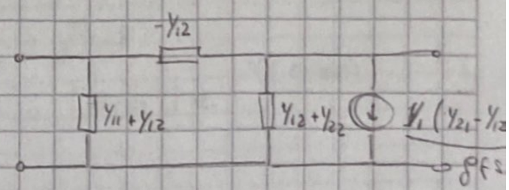


Ejercicio 8 - Guía cuadripolos

$V_{DS} = 10V$ | $g_{fs} = 820mS$
$V_{GS} = 0V$ | $C_{iss} = 24pF$
$I_{DS} = 200mA$ | $C_{oss} = 17pF$
Source común | $C_{rss} = 7pF$
$f = 1MHz$



$$\begin{cases} C_{GD} = C_{rss} = -Y_{12} \\ C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} = Y_{22} \\ C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} = Y_{11} \end{cases}$$



$Y_{par} = \begin{bmatrix} sC_{iss} & -sC_{rss} \\ -sC_{rss} & sC_{oss} \end{bmatrix}$

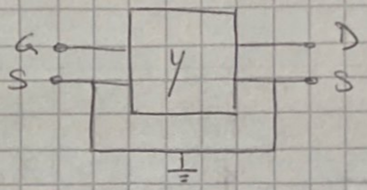
$Y_{MOS} = Y_{par} + Y_{OTA}$

$Y_{MOS} = \begin{bmatrix} sC_{iss} & -sC_{rss} \\ \underbrace{g_m - sC_{rss}}_{g_{fs}} & sC_{oss} \end{bmatrix}$

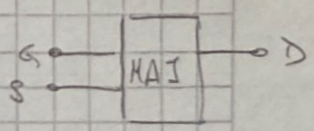
$Y_{OTA} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{bmatrix}$

NOTA SMU — se utiliza para la caracterización, parametrizar

Teniendo



quiero pasar a

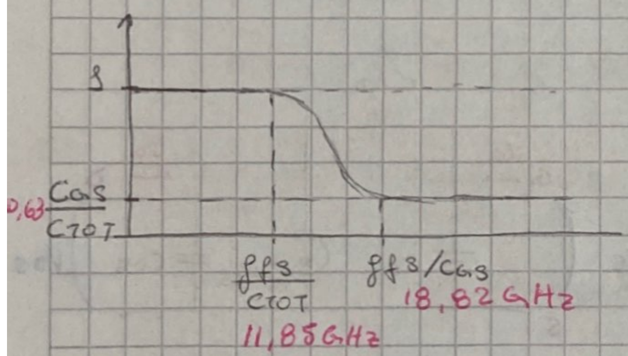


$$Y_{MAI_{MOS}} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} \quad G \quad & \quad D \quad & \quad S \quad \end{array} \\ \begin{bmatrix} sC_{iss} & -sC_{rss} & s(C_{rss}-C_{iss}) \\ g_m - sC_{rss} & sC_{oss} & s(C_{rss}-C_{oss})-g_m \\ s(C_{rss}-C_{iss})-g_m & s(C_{rss}-C_{oss}) & s(C_{iss}+C_{oss}-2C_{rss})+g_m \end{bmatrix} \end{array}$$

$-C_{GS} = C_{rss} - C_{iss}$ $\qquad$ $-C_{DS} = C_{rss} - C_{oss}$

$$Y_{MOS\,practic} = \begin{bmatrix} sC_{iss} & s(C_{rss}+C_{iss}) \\ s(C_{rss}-C_{iss})-g_m & s(C_{iss}+C_{oss}-2C_{rss})+g_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s \cdot 24pF & s\,31pF \\ s(-17pF) - 320mS & s27pF + 320mS \end{bmatrix}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{SD}}{V_{GD}} = \frac{s \cdot C_{GS} + g_m}{sC_{TOT} + g_m} = \frac{s + g_m/C_{GS}}{s + g_m/C_{TOT}} \cdot \frac{C_{GS}}{C_{TOT}} \qquad \frac{C_{GS}}{C_{TOT}} = \frac{17pF}{27pF}$$

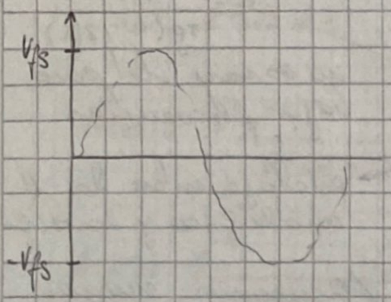


NOTA

HOJA Nº 34

FECHA

Videos clase 18 - Filtros Digitales



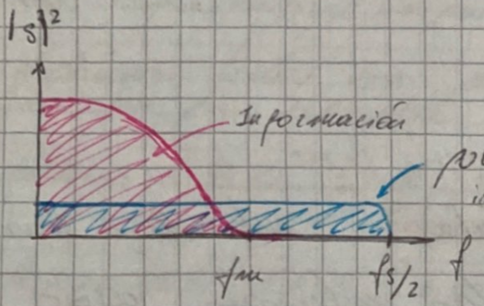
q: paso de cuantificación

$$q = \frac{2V_{fs}}{2^B}$$

ruido de cuantificación

$$x(t) = x'(t) + n(t)$$

• Potencia $= \frac{q^2}{12}$ • $RMS = \frac{q}{2\sqrt{3}}$ • $f_s \geq 2f_m$



quiero filtrar todo lo que aparece después de fm, pongo un pasabajos que atenúe $f > f_m$

$$V_x \longrightarrow \boxed{\frac{x}{z}} \longrightarrow q_{rms} = \frac{q}{2\sqrt{3}}$$

$$\alpha_{min} = 20\log\left(\frac{V_x}{q}\cdot 2\sqrt{3}\right)$$

$$\alpha_{min}\Big|_{\substack{\text{peor caso}\\ V_x = V_{fs}}} = 20\log\left(\frac{V_{fs}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}}{q}\right)$$

$$\alpha_{min}\Big|_{V_x=V_{fs}} = 20\log\left(\frac{\cancel{q}\,2^B}{\cancel{2}\sqrt{2}}\cdot\frac{\cancel{2}\sqrt{3}}{\cancel{q}}\right)$$

$$\alpha_{min}\Big|_{V_x=V_{fs}} = 20\log\left(\sqrt{3/2}\right) + 20B\log(2) =$$

$$= 1,76 + 6,02\cdot B \Longrightarrow \alpha_{min} \cong 6\,dB/bit$$

Por ejemplo, para 16 bits, $\alpha_{min}\Big|_{\text{peor caso}} = 96\,dB$

Pero con 40 dB alcanzaría

• Transformada bilineal: $s = \overbrace{\frac{2}{T_s}}^{k=2f_s}\cdot\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = f_B(s)$

$$H(z) = H(s)\Big|_{s=f_B(s)} \qquad H(z)\Big|_{z=e^{j\Omega}} = H(\Omega) = |H(\Omega)|\,e^{j\varphi(H(\Omega))}$$

$$s = k\,\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = \frac{z-1}{z+1}\,k \longrightarrow sz + s = k(z-1) \longrightarrow z(k-s) = s+k$$

$$z = -\frac{s+k}{s-k} = \frac{k+\sigma+j\omega}{k-\sigma-j\omega}$$

$$j\omega = k\,\frac{e^{j0}-e^{-j\Omega}}{e^{j0}+e^{-j\Omega}} = k\,\frac{e^{j\Omega/2}-e^{-j\Omega/2}}{e^{j\Omega/2}+e^{-j\Omega/2}} = k\cdot\frac{\cancel{2}j\,sen(\Omega/2)}{\cancel{2}\cos(\Omega/2)}$$

$$\omega = k\cdot tg(\Omega/2) \longrightarrow \Omega = 2\cdot tg^{-1}(\omega/k)$$

NOTA

Si cambio la frecuencia de muestreo, cambia mi sistema digitalizado porque cambia mi función de mapeo

La frecuencia de muestreo afecta el comportamiento de mi sistema

1-1 fanalógica a digital o "Prewarping" (me distorsiona la señal xq la comprime)

$k = \frac{w_1}{Tg(w_1/2f_s)}$ no es muy útil para bajas frecuencias

$f_B(z) = k \cdot \frac{z-1}{z+1}$ $\qquad k = \frac{\pi f_p \cdot 2}{Tg\left(\pi \cdot \frac{f_p}{f_s}\right)}$ → anclaje entre la f analógica y la digital

Si quiero emular el sistema en una frecuencia mayor a f_s/k debo recurrir a Prewarping

$$X(z) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{(i)} z^{-i} = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot z^{-i}$$

$z^{-1} \rightarrow$ delay

$$\frac{P(z)}{Q(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

Filtros IIR (respuesta al impulso infinita) Naturaleza recursiva

↳ dependencia con las salidas anteriores, $a_i \neq 0$

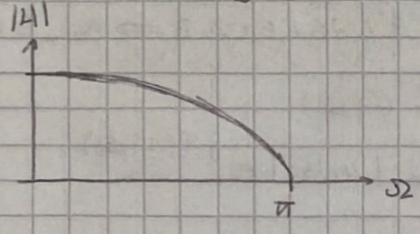
Filtros FIR (respuesta finita al impulso)

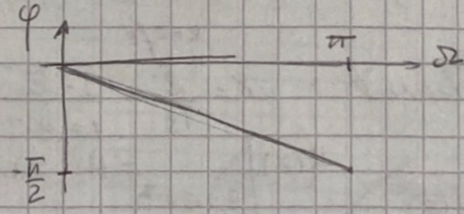
↳ $a_i = 0$, no tiene dependencia con las salidas anteriores

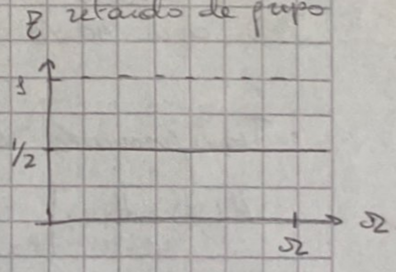
Ejemplo $H(s) = \frac{1}{s+1}$ ⟶ $H(z) = H(s)\Big|_{s=f_B(z)} = \frac{1}{k\frac{(z-1)}{z+1}+1} = \frac{1}{k+1} \cdot \frac{z+1}{z+\frac{1-k}{k+1}}$

$H(\Omega) = H(z)\Big|_{z=e^{j\Omega}} = \frac{1}{2k} \cdot 2\cos(\Omega/2)\, e^{-j\Omega/2}$

τ retardo de grupo







Que el retardo de grupo no E a Z, es un problema, ya que implica que no está en ninguno de los dos estados

Cercanía al $j\omega$ ⟶ cercanía a la circ unitaria

NOTA rta al impulso simétrica ⟶ fase lineal, retardo de grupo cte

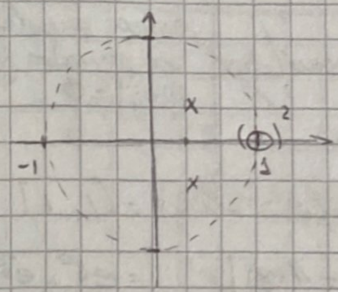
Ejemplo #2

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2+\sqrt{2}\,s+1} \qquad H(z) = H(s)\Big|_{s=f_B(z)} = k^2\left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 \cdot \frac{1}{k^2\left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 + k\sqrt{2}\left(\frac{z-1}{z+1}\right)+1}$$

$$H(z) = k^2 \frac{(z-1)^2}{k^2(z-1)^2+k\sqrt{2}(z-1)(z+1)+(z+1)^2}$$

$k = 2f_s$, si $f_s = 1\,Hz$,

$$H(z) = 4\frac{(z-1)^2}{z^2(5+2\sqrt{2})-6z+5-2\sqrt{2}}$$



- En los filtros FIR, los b_i son las respuestas al impulso

Además, todos sus polos están siempre en el origen, por lo que siempre son estables

$$H(z)_{FIR} = \frac{b_0 z^{N-1} + b_1 z^{N-2} + \dots + b_{N-1} z^0}{z^{N-1}}$$

$$H(\Omega) = b_0 e^{j0} + b_1 e^{-j\Omega} + b_2 e^{-j2\Omega} + \dots + e^{-j(N-1)\Omega}$$

$$= e^{-j\underbrace{\left(\frac{N-1}{2}\right)}_{P_M}\Omega}\left(b_0 e^{-jP_M\Omega} + b_1 e^{-jP_{M-1}\Omega} + \dots + b_{P_{M-1}} e^{-j3\Omega} + b_{P_{M+2}} e^{+\dots} + \dots + b_{N-1} e^{+jP_M\Omega}\right)$$

$$\begin{cases} b_0 = b_{N-1} \\ b_{PM-1} = b_{PM+1} \end{cases} \qquad b_{P_M-x}\, e^{-jx\Omega} + b_{P_M+x}\, e^{+jx\Omega} = 2b_{P_M+x}\cos(x\Omega)$$

M pares de coef $(N/2)$

$$H(j\Omega) = 2\sum_{i=1}^{M} b_{P_M-i}\cos(i\Omega)\, e^{-jP_M\Omega}$$

$$|H(\Omega)| = 2\sum_{i=1}^{N/2} b_{P_M-i}\cos(i\Omega) \quad \wedge \quad \varphi_\Omega = -\frac{N-1}{2}\Omega$$

Un FIR simétrico, tiene fase lineal

Si tengo antisimetría $(b_0 = -b_{N-1} \wedge b_{P_M-1} = -b_{P_M+1})$

$$H(\Omega) = 2j\sum_{i=1}^{N/2} b_{P_M-i}\,\operatorname{sen}(i\Omega)\cdot e^{-jP_M\Omega}$$

$$|H(\Omega)| = 2\sum_{i=1}^{N/2} b_{P_M-i}\,\operatorname{sen}(i\Omega) \quad \wedge \quad \varphi_\Omega = -P_M\Omega + \pi/2 = -\frac{N-1}{2}\Omega + \pi/2$$

Un FIR antisimétrico también tiene fase lineal con un corrimiento

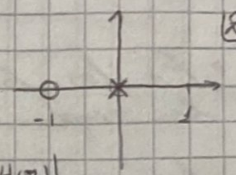
NOTA

- Para simetría, $|H(\Omega)|\Big|_{\Omega=0}$ nunca puede ser cero (nunca puede ser para altos) y N par

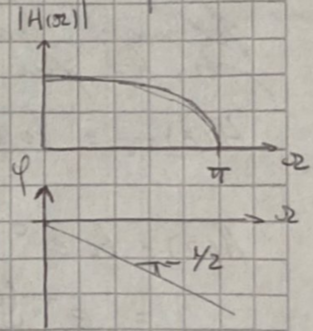
no usar

	N par	N impar
Simétrico cos	$\|H(0)\| \neq 0$ $\|H(\pi)\|$ libre 2	$\|H(0)\|$ libre $\|H(\pi)\|$ libre retardo de grupo $\in \mathbb{Z}^+$
Asimétrico sen	Nunca puede ser para bajos $\|H(0)\| = 0$	

Ejemplo: $h(n) = [1, 1] \longrightarrow H(z) = 1 + z^{-1} = \frac{1+z}{z}$



$H(\Omega) = H(z)\Big|_{z=e^{j\Omega}} = e^{j0} + e^{-j\Omega} = \underbrace{e^{-j\Omega/2}}_{\varphi}\underbrace{(2\cos(\Omega/2))}_{|H|}$

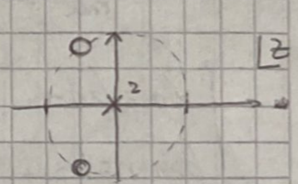


retardo entre 2 muestras, N par

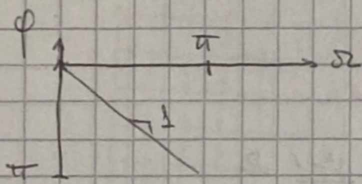
Par

$h(n) = [1, 1, 1] \longrightarrow H(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} = \frac{z^2 + z + 1}{z^2}$

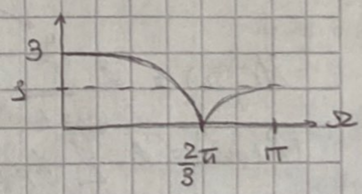
$H(\Omega) = H(z)\Big|_{z=e^{j\Omega}} = e^{j0} + e^{-j\Omega} + e^{-2j\Omega}$



$H(\Omega) = e^{-j\Omega}(e^{j\Omega} + e^{-j\Omega} + 1) = e^{-j\Omega}(2\cos(\Omega) + 1)$



$\longrightarrow$ Retardo de grupo $\in \mathbb{Z}$

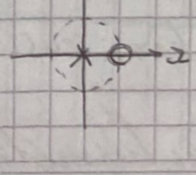


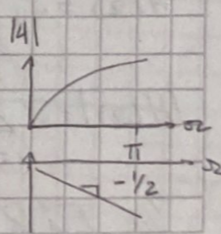
Promediador $\longrightarrow$ Filtro para bajos (suma muestras)

$y(k) = \sum_{i}^{N-1} x(k-i)\, b_i \xrightarrow{\text{si los } b_i \text{ son todos iguales}} y(k) = b \cdot \sum_{i}^{N-1} x(k-i) \xrightarrow{\text{si } b \text{ es } 1/N} y(k) = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} x(k-i)$

Diferenciador $\longrightarrow$ resta muestras

$h(k) = (1, -1) \longrightarrow H(z) = 1 - z^{-1} = (z-1)/z$



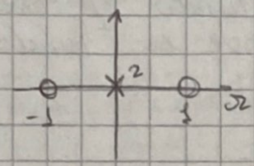


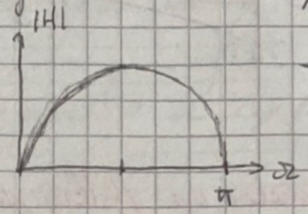
Tiene un comportamiento para altos y es similar a derivar

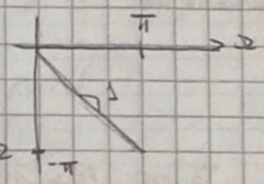
NOTA

Otra manera de tener un derivador es $h(n) = [1, 0, -1]$, atenúa bajas y altas frecuencias, entonces tendría un comportamiento del tipo pasa banda, lo cual ayuda a evitar el ruido en alta frecuencia que no es contemplado por el derivador común y tendría N impar

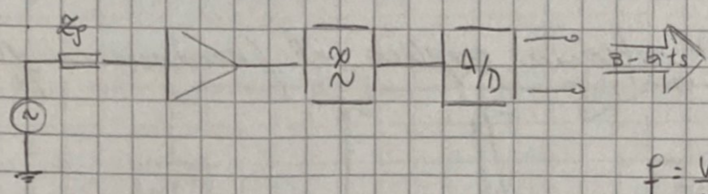
$$H(z) = \frac{z^2 - 1}{z^2}$$

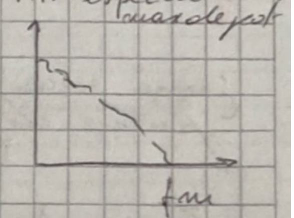






Clase 14





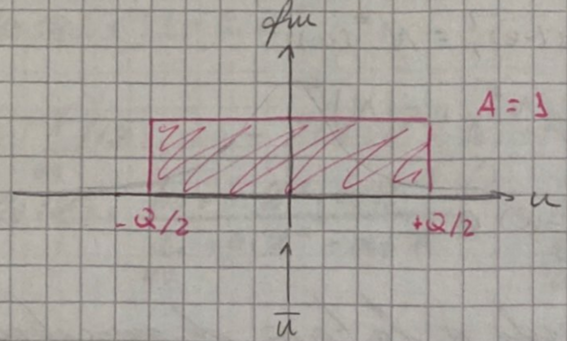
$$q = \frac{Vr}{2^B}$$

Para conocer la potencia en W tengo que sacarle el área a $\int |X|^2 df \longrightarrow \sigma^2$

fm: función distribución probabilidad

$\mathrm{Var}(u) = \sigma_u^2 = \frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(x_i - \bar{x})^2 \longrightarrow$ describe la potencia, con la raíz describiría la VRMS (si $\bar{x} = \ldots$)

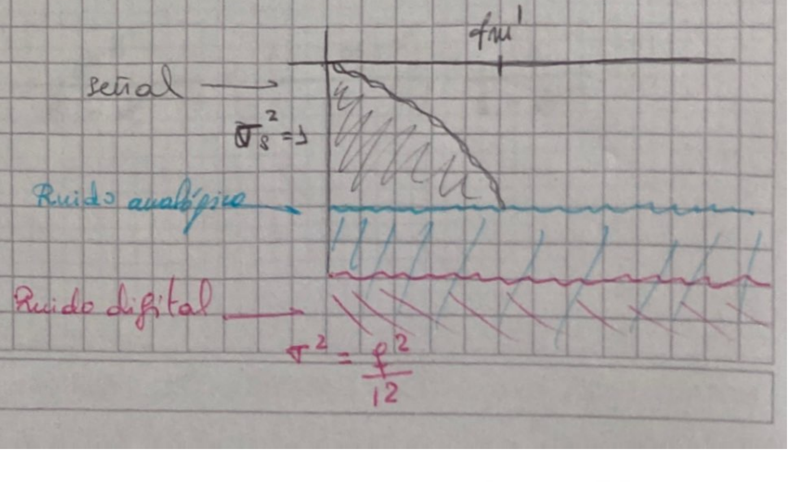
$\mathrm{media}(u) = \bar{u}$



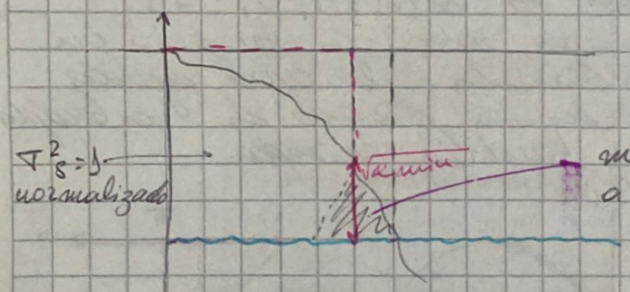
$\sigma^2 = \frac{q^2}{12}$ (sistema digital o cuantización ADC)

Subiendo la cantidad de bits, disminuye la potencia y mejora la SNR xq disminuye q

$$fm = q \Big|_{P_S[dB] = P_r[dB]}$$



A consecuencia del aliasing, aumenta el piso de ruido al solapamiento

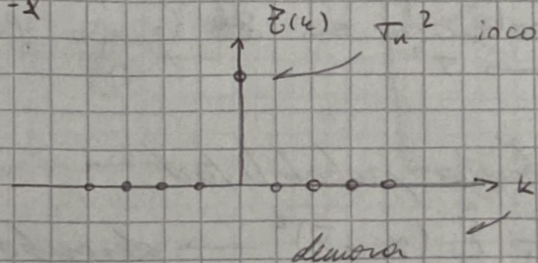


me distorsiona la potencia, para a ser ruido xq todo lo que no me sirve es ruido

Tengo que meter un filtro pasa bajos para atenuar la señal que produce el ruido

¿Qué porcentaje de la potencia explica el fenómeno que quiero digitalizar?

$$r(k) = \frac{1}{2l} \sum_{i=-l}^{+l} x(i) \cdot x(i+k)$$



cuando me desplazo 1 muestra me da cero. Cuanto más parecido al $\delta(k)$ sea, más plano

$$\mathcal{F}\{r(k)\} = |N|^2 \ \forall k \qquad \mathcal{F}\{n(k)\} = N(j\omega)$$

$$\mathcal{F}\{n(-k)\} = N^*(\omega)$$

$$r_k = n(k) * n(-k) \xrightarrow{\mathcal{F}} N(\omega) \cdot N^*(\omega) = |N|^2$$

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n)\, b_n + \sum_{n=1}^{N-1} y(k-n)\, a_n$$

Cambia el sistema de acuerdo a la tasa de muestras

Hacer ej 2

HOJA Nº 37

FECHA

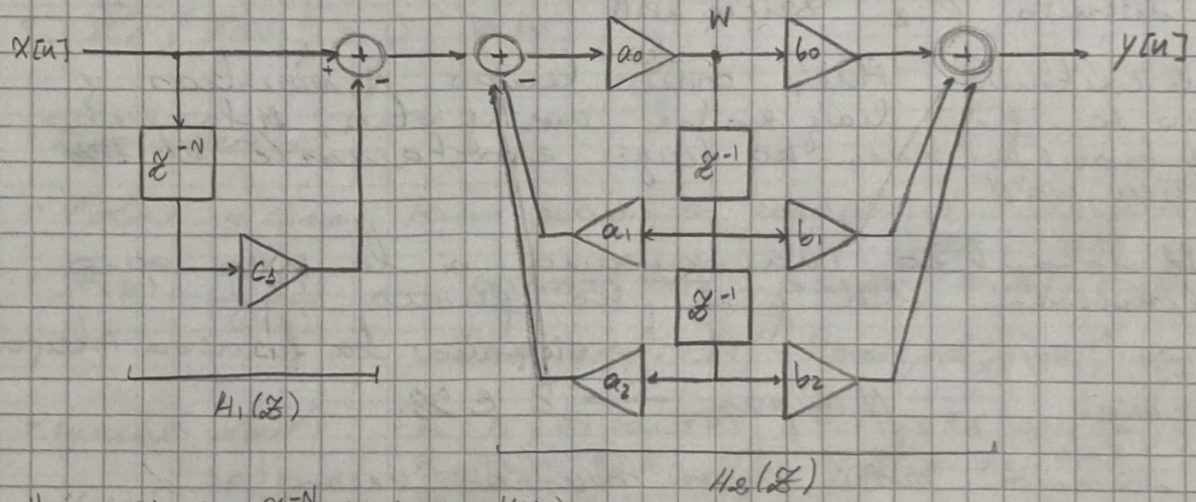
Clase 15

$\frac{1}{10} \cdot \frac{f_s}{2} \geq f_{max} \xrightarrow{\text{para preservar la mayor cant de información}} f_s \geq 20 f_{max}$

Independientemente de la señal, $\Omega = 1 = f_s/2$

$f_{nor} = f_s/2 \longrightarrow$ normalizo respecto a Nyquist

Ej 4)



H_1: $X(z) - z^{-N} X(z) \cdot c_1 = Y(z)$

$H_1(z) = (1 - c_1 z^{-N})$

H_2: $\frac{1}{a_0} Y(z) \cdot \quad - Y(z) z^{-1} \cdot a_1 - Y(z) z^{-2} a_2 = b_0 X(z) + b_1 z^{-1} X(z) + b_2 z^{-2} X(z)$

$$H_2(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{\frac{1}{a_0} - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} = \frac{z^2 b_0 + b_1 z + b_2}{\frac{z^2}{a_0} - a_1 z - a_2} = a_0 . b_0 \frac{z^2 + b_1/b_0\, z + b_2/b_0}{z^2 - a_1 a_0 z - a_2 a_0}$$

b) $a_0 = 1$, $a_1 = 1$, $b_0 = \frac{1}{N}$, $c_1 = 1$ y $N = 3, 4, 5$ $\quad a_2 = 0 \quad b_1 = 0 \quad b_2 = 0$

$$H(z) = (1 - z^{-N}) \cdot \frac{1}{N} \frac{z^2}{z^2 - z} = \frac{(1 - z^{-N})}{N} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

NOTA siempre que se mueva se promedia ∴ tiene efecto pasabajos

Clase 16

Resolución espectral $\Delta f = \frac{f_s}{N}$ separación entre muestras

N → cant de muestras

Si me piden garantizar la rta en cierta frecuencia tengo que hacer prewarping

IIR → siguen mejor la plantilla, muy difícil de implementar

FIR → siempre estables, fase lineal

- Método ventana

1- H discreto $f_{:2}$ Brick wall

2- h continuo, sinc, como tengo N muestras y no se qué hay entre una y otra, si lo vuelvo a transformar, no tengo exactamente el ~~...~~ brick wall

3- Se le aplica una ventana a la sinc para eliminar lo que no quiero

→ elegimos la función interpolante

firwin N impar → $\tau \in \mathbb{Z}$

f mayor orden, mas muestras necesito

Videos Clase 11

• Inmitancia: $F(s) = \dfrac{P(s)}{Q(s)}$ → Funciones reales y positivas

- Realizabilidad: Implementables con componentes de valores reales
  → Causal
  → Estable

1_ $F(s)$ no tendrá polos en el semiplano derecho

2_ $F(s)$ podría tener polos simples en el eje $j\omega$ con residuos reales positivos

3_ $\Re\{F(\omega)\} \geq 0 \quad \forall \omega$

• Propiedades

- Polos y ceros serán reales o complejos conjugados

- $F(s) = \dfrac{P(s)}{Q(s)}$ —— $\text{Grado}\{P(s)\} - \text{Grado}\{Q(s)\} \leq \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{matrix}$

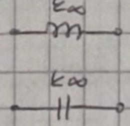
  $\text{Menor pot}\{P(s)\} - \text{Menor pot}\{Q(s)\} \leq \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{matrix}$

- Linealidad (si F_1 y F_2 son FPR, $F_1 + F_2 = F_3$ es FPR y si F_4 es FPR, $1/F_4$ también es FPR)
  $F_1 \parallel F_2 = F_5 \longrightarrow$ FPR

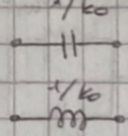
- Si $P(s)$ es par / impar y $Q(s)$ es impar / par } No pueden tener términos faltantes

$$F(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{k_0}{s} + \sum_j^N \frac{k_j}{s+\sigma_j} + \sum_i^M \frac{2k_i s}{s^2+\omega_i^2} + k_\infty s$$

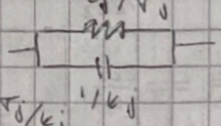
• $k_\infty s$ → Z / → Y



• $\dfrac{k_0}{s}$ → Z / → Y

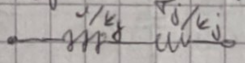


• $\dfrac{k_j}{s+\sigma_j}$ → $Z(s) = \dfrac{1}{s \cdot 1/k_j + \dfrac{\sigma_j}{k_j}}$

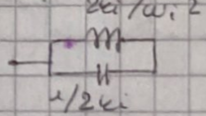


dualidad

→ $Y(s) = \dfrac{k_j}{s+\sigma_j}$

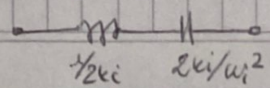


• $\dfrac{2k_i s}{s^2+\omega_i^2}$ → $Z(s) = \dfrac{1}{s/2k_i + 1/s\, 2k_i/\omega_i^2}$



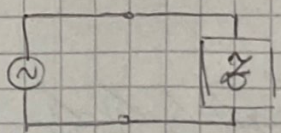
*

→ $Y(s)$



NOTA

Síntesis de Dipolos No-Disipativos



$\overline{P} = \frac{1}{2} \underbrace{\Re e\{Z(\omega)\}}_{=0} \cdot |I(\omega)|^2 \longrightarrow$ Potencia activa media disipada

$\overline{P} = 0$

$Z(s) = \frac{\overset{par}{M_1} + \overset{impar}{N_1}}{M_2 + N_2} \Longrightarrow \Re e\{Z(s)\} = Par\{Z(s)\} = \frac{\overset{par}{M_1 M_2} - \overset{par}{N_1 N_2}}{\underbrace{M_2^2 - N_2^2}_{par}}$

$M_1 M_2 - N_1 N_2 = 0 \longrightarrow M_2 = N_1 = 0$

$Z(s) = \frac{M_1}{N_2}$

$\hookrightarrow M_1 = N_2 = 0$

$Z(s) = \frac{N_1}{M_2}$

- Para que $Z(s)$ ∧ $Y(s)$ sean NO-disipativas, $F(s) = \frac{Par}{Impar} \vee \frac{Impar}{Par}$
- Singularidades complejas conjugadas
- Si el numerador es par y un órden mayor al denominador, tengo un polo en infinito

$$F(s)\Big|_{s=j\omega} = F(\omega) = j\,X(\omega) \quad \vee \quad = j\,B(\omega)$$

$\frac{\partial X(\omega)}{\partial \omega}$ es siempre mayor a cero ∴ siempre creciente con ω

→ Impone una restricción en el ordenamiento de las singularidades, tengo que tener una alternancia

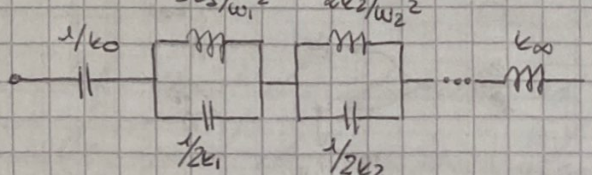
O x O x

Teorema de Foster

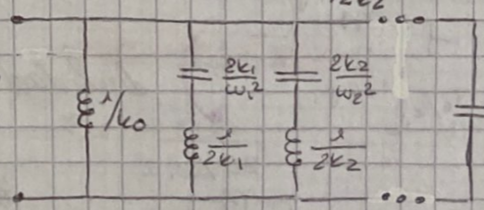
→ canónico, menor cant de componentes

← *

Serie



Paralelo
Derivación



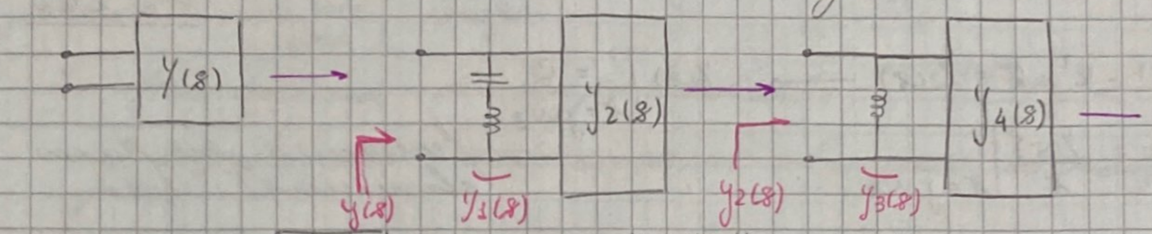
$$Res_{p_0} = \lim_{s \to p_0} (s - p_0) \cdot H(s)$$

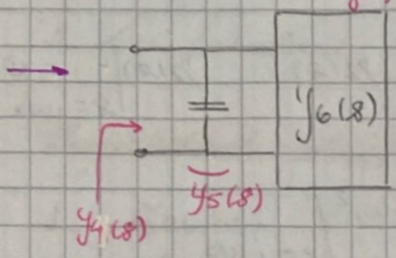
$$Res_{p_1} \text{ comp conj} = 2k_1 = \lim_{s \to p_1} \frac{(s^2 - p_1)}{s} \cdot H(s)$$

NOTA

Método de Cauer

• Concepto de remoción: podemos descomponer la admitancia en una sumatoria de admitancias parciales, las cuales "removemos" de la original





$y_2(s) = Y(s) - Y_1(s)$

$Y(s) = Y_1(s) + Y_3(s) + Y_5(s)$

No remuevo Y_6 q/ sería cero

• Cambiar la estrategia de remoción va a cambiar la topología de la red que vamos a implementar

- $y_2(s) = Y(s) - \frac{k_0}{s}$
- $y_2(s) = Y(s) - k_\infty . s$

• En la remoción los polos se mantienen en su lugar, los ceros se desplazan (siempre que no estén en 0 o ∞).
Si extraigo k_∞, voy a reemplazar el polo de ∞ por un ce
Cuando paso de Y a Z, invierto las singularidades, entonces, puedo remover k_∞ nuevamente.

• Frecuencias críticas: frecuencias distintas de cero e ∞ en las cuales hay singularidades

Cf: cant de frecuencias críticas

Cc: cant de componentes de una red canónica

$Cc = Cf + 1$

$F(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}$ $\qquad \overset{\text{num}}{P(s)} = \overset{\text{cociente}}{C(s)} \cdot \overset{\text{den}}{Q(s)} + \overset{\text{resto}}{R(s)}$

$F(s) = \underbrace{C(s)}_{\text{remoción}} + \frac{R(s)}{Q(s)}$ → Red que nos queda luego de la remoción

$\frac{Q(s)}{R(s)} = C_2(s) + \frac{R_2(s)}{Q_2(s)}$

NOTA

capacitores en derivación e inductores en serie → Tf pasa bajo!
capacitores en serie e inductores en derivación → Tf pasa altos

Remociones parciales

Me sirven para mover los ceros sin remover por completo ciertas singularidades.

Por ejemplo: Elijo remover k_∞ (polo en infinito)

$$Y(s) - k_\infty \cdot s = Y_2(s) \implies Y(s) - k'_\infty \cdot s = Y_2(s)$$

donde $k'_\infty < k_\infty$

$$Y(s) - k'_\infty s = Y_2(s) \longrightarrow Y_2(s)\Big|_{s=j\omega_z} = 0$$

$$k'_\infty = \frac{Y(s)}{s}\Big|_{s=j\omega_z}$$ → frecuencia que quiero eliminar

Para un polo finito: $$Y(s) - \frac{2k'_1 s}{s^2+\omega_1^2} = Y_2(s) \qquad Y_2(s)\Big|_{s=j\omega_z} = 0$$

$k'_1 < k_1$

$$2k'_1 = Y(s) \cdot \frac{s^2+\omega_1^2}{s}\Big|_{s=j\omega_z}$$

Para un polo en cero: $$Y(s) - \frac{k'_0}{s} = Y_2(s) \qquad Y_2(s)\Big|_{s=j\omega_z} = 0$$

$k'_0 < k_0 \qquad k'_0 = Y(s) \cdot s\Big|_{s=j\omega_z}$

Videos clase 12

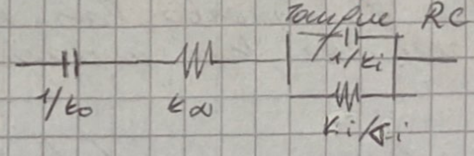
- Funciones de excitación disipativas

singularidades sobre el eje σ

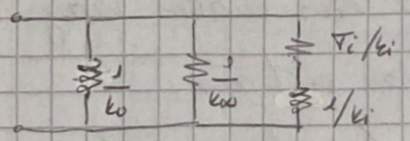
RC $$F(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{k_0}{s} + k_\infty + \underbrace{\sum_i \frac{k_i}{s+\sigma_i}}_{\text{tanque RC}}$$

$$\frac{1}{\frac{s}{k_i} + \frac{\sigma_i}{k_i}} \qquad sC + 1/R$$

$Z(s)$

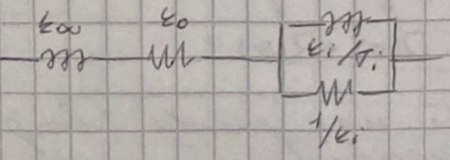


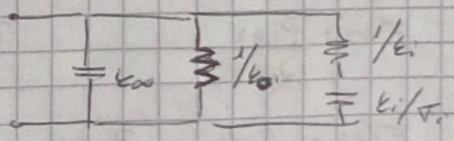
$Y(s)$



RL $$F(s) = s k_\infty + k_0 + \sum_i \frac{s k_i}{s+\sigma_i}$$

$Z(s)$





NOTA El residuo de fracciones simples sería $\sum_j \frac{k_j}{s+\sigma_j}$, este k_j es lo que es negativo, no el k_i. El k_j no tiene que ver con el componente

HOJA Nº 40

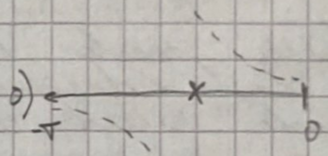
FECHA

Propiedades de los Z_{RC} (Y_{RL})

1_ $Z_{RC}(0) > Z_{RC}(\infty)$

hay cap∞ — x (k_0) — ΣR → no hay cap∞

k_∞ hay R_∞ — 0 no hay R_∞



2_ Alternancia de singularidades, $\frac{dF(\sigma)}{d\sigma} < 0$

la singularidad mas cercana al origen es siempre un polo

3_ Los residuos tendrán valores positivos

Propiedades de los Z_{RL} (Y_{RC})

1_ $Z_{RL}(0) < Z_{RL}(\infty)$

k_0 — 0

ΣR — x (k_∞)

2_ Alternancia de singularidades, $\frac{dF(\sigma)}{d\sigma} > 0$

3_ Los residuos tendrán valores negativos

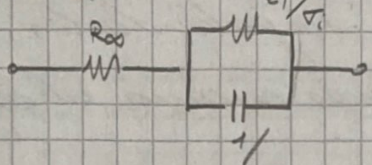
NOTA

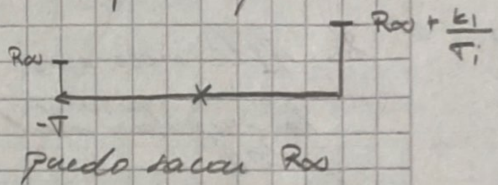
Clase 19/10

Si hago una remoción parcial de una constante en el origen, también estoy sacando ese valor en ∞

Nunca puedo sacar más que el valor mínimo de los extremos. Si tengo un cero en ∞, no puedo sacar nada, si tengo un polo, puedo sacar lo que quiera

Ejemplo



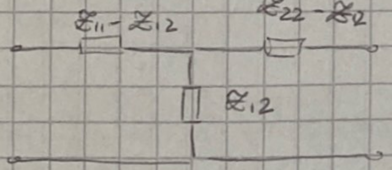


Videos clase 14

Síntesis de funciones transferencia

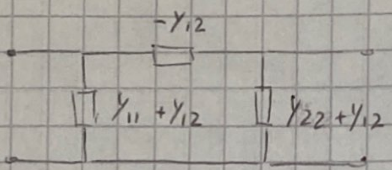
• Propiedades de las funciones transferencia

- $T(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}$, $T(s)$ debe ser real si s es real.
  → restringe P y Q coef reales   grado{P} ≤ grado Q
- Polos en el semiplano izquierdo
- Ceros sin restricciones
- T no necesariamente es una FRP (funciones reales positivas)



$$\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}}$$

como $Z_{12} = Z_B$ y $Z_{11} = Z_A + Z_B$, los polos de Z_{12} van a estar en Z_{11}



$$\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = -\frac{Y_{12}}{Y_{22}}$$

• Residuos

$k_{11} \cdot k_{22} - k_{12}^2 \geq 0$ → Reciprocidad

cálc de res en polo común de Z_{11} y Z_{12}

Z_{22} y Z_{12}

Simetría: $k_{11} = k_{22}$ → $k_{11}^2 - k_{12}^2 \geq 0$

Condición de red a polos compactos $\underbrace{k_{11} \cdot k_{22} - k_{12}^2 = 0}_{\text{límite de realizabilidad}}$

NOTA

Los ceros los determina el parámetro de transmisión (12 o 21)

- Ceros de transmisión
  - → semiplano izq → fase mínima
  - → semiplano der → fase no mínima → Lattice

Los ceros de transmisión de una red pasiva son los mismos para cualquier juego de parámetros

- En Z, si tengo C en serie, voy a tener un cero de transmisión en $s \to 0$

  si tengo L en serie, voy a tener un cero de transmisión en $s \to \infty$

- En Y, si tengo C en //, voy a tener un cero de transmisión en $s \to \infty$

  si tengo L en //, voy a tener un cero de transmisión en $s \to 0$

$$\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} = -\frac{Y_{12}}{Y_{22}} = \frac{P(s)}{Q(s)} \xrightarrow{?} \begin{matrix} P(s) \neq Z_{12} \neq -Y_{12} \\ Q(s) \neq Z_{11} \neq Y_{22} \end{matrix}$$

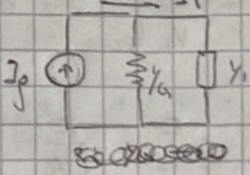
Pero si propongo $\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = \frac{P(s)/D(s)}{Q(s)/D(s)}$, $\begin{matrix} P(s)/D(s) = Z_{12} \\ Q(s)/D(s) = Z_{11} \end{matrix}$

Sea que $Q(s)/D(s) = \overset{Y_{22}}{Z_{11}}$, se debe sintetizar como función de excitación FRP, respetando los ceros de transmisión de $T(s) = V_2/V_1$

- Síntesis de transferencias descargadas

$$-\left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0} = -\frac{\overbrace{Y_{21}}^{\text{transferencia}}}{\underbrace{Y_{11}}_{\text{FRP}}} = \frac{\overbrace{Z_{21}}^{\text{transferencia}}}{\underbrace{Z_{22}}_{\text{FRP}}}$$

$$Y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0}$$



$$-\left.\frac{I_2}{I_g}\right|_{V_2=0} = -\left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0} \cdot \left.\frac{I_1}{I_g}\right|_{V_2=0}$$

$$= -\frac{Y_{21}}{\cancel{Y_{11}}} \cdot \frac{\cancel{Y_{11}}}{Y_{11}+Y_G}$$

si $Y_G \to 0$, $= -\frac{Y_{21}}{Y_{11}}$

NOTA Remover un polo en algún lugar, provoca que aparezca un cero de transferencia en ese lugar

Los ceros los determina el parámetro de transmisión (12 o 21)

HOJA Nº 41

FECHA

• Ceros de transmisión → semiplano izq → fase mínima
→ semiplano der → fase no mínima → Lattice

Los ceros de transmisión de una red pasiva son los mismos para cualquier juego de parámetros

• En Z, si tengo C en serie, voy a tener un cero de transmisión en $s \to 0$

si tengo L en serie, voy a tener un cero de transmisión en $s \to \infty$

• En Y, si tengo C en //, voy a tener un cero de transmisión en $s \to \infty$

si tengo L en //, voy a tener un cero de transmisión en $s \to 0$

$$\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} = -\frac{Y_{12}}{Y_{22}} = \frac{P(s)}{Q(s)} \xrightarrow{?} \begin{matrix} P(s) \neq Z_{12} \neq -Y_{12} \\ Q(s) \neq Z_{11} \neq Y_{22} \end{matrix}$$

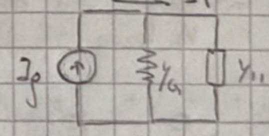
Pero si propongo $\left.\frac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0} = \frac{P(s)/D(s)}{Q(s)/D(s)}$, $\begin{matrix} P(s)/D(s) = Z_{12} \\ Q(s)/D(s) = Z_{11} \end{matrix}$

Sea que $Q(s)/D(s) = \frac{Y_{22}}{Z_{11}}$, se debe sintetizar como función de excitación FRP, respetando los ceros de transmisión de $T(s) = V_2/V_1$

• Síntesis de transferencias descargadas

$$-\left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0} = -\frac{\overbrace{Y_{21}}^{\text{transferencia}}}{\underbrace{Y_{11}}_{FRP}} = \frac{\overbrace{Z_{21}}^{\text{transferencia}}}{\underbrace{Z_{22}}_{FRP}}$$

$$Y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0}$$



$$-\left.\frac{I_2}{I_g}\right|_{V_2=0} = \left.\frac{-I_2}{I_1}\right|_{V_2=0} \cdot \frac{I_1}{I_g}$$

$$= -\frac{Y_{21}}{\cancel{Y_{11}}} \cdot \frac{\cancel{Y_{11}}}{Y_{11} + Y_G}$$

si $Y_G \to 0$, $= -\frac{Y_{21}}{Y_{11}}$

NOTA Remover un polo en algún lugar, provoca que aparezca un cero de transferencia en ese lugar

Síntesis simplemente cargadas

Recordar las ec de cuadripolos Z $\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{cases}$

y $\begin{cases} I_1 = V_1 Y_{11} + V_2 Y_{12} \\ I_2 = V_1 Y_{21} + V_2 Y_{22} \end{cases}$

$$T_x = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{P(s)}{\underset{\text{par}}{M(s)} + \underset{\text{impar}}{N(s)}}$$

$$T_x = \frac{P(s)/M(s)}{1 + N(s)/M(s)} = \frac{P(s)/N(s)}{1 + M(s)/N(s)}$$ → FRP no disipativas

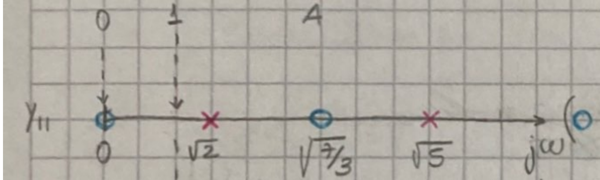
El numerador siempre debe ser impar ∴ si $P(s)$ es par, tengo que sacar factor común $N(s)$. Si $P(s)$ es impar, tengo que sacar factor común $M(s)$

Clase 26/10

La condición de medición define el tipo de componente con el cual se cierra el circuito

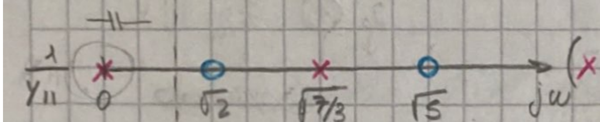
La alimentación define el parámetro de entrada y se selecciona en función del denominador de la transferencia.

Ej) $Y_{11} = \frac{3s(s^2+7/3)}{\underbrace{(s^2+2)(s^2+5)}_{A}}$ $Y_{21} = \frac{s(s^2+1)}{\underbrace{(s^2+2)(s^2+5)}_{A}}$ Red no disipativa

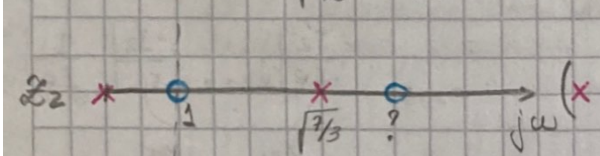


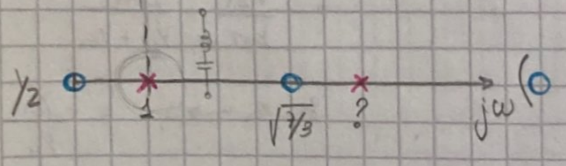
A tiene que tener alternancia con Y_{11}, no Y_{21}.
Y_{21} únicamente me indica dónde (por ser no disipativa) tengo que remover

$Y_{21} = \left.\frac{I_2}{V_1}\right|_{V_2=0}$ $Y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0}$ → excito con V_1, tengo que poner una impedancia en serie



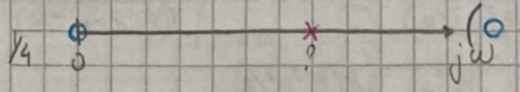
Hago una remoción parcial para llevar el cero de $\sqrt{2}$ a 1. Como al remover voy a tener un capacitor en serie, me aseguro que no va a dejar pasar la continua y por lo tanto remuevo el cero

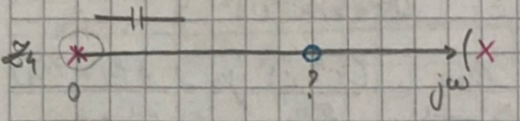


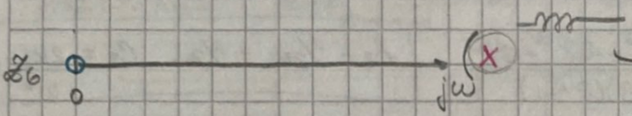


NOTA

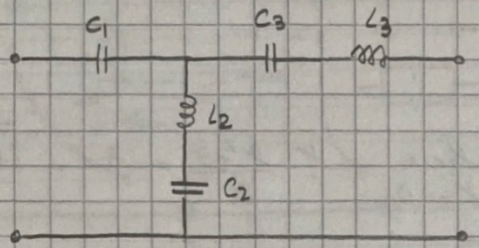
Sigo removiendo para finalizar la síntesis





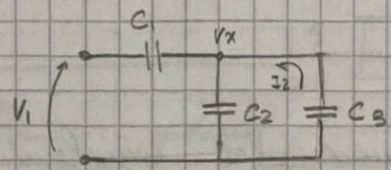


→ lo pongo en serie para evitar que se cancele por la condición de medición $V_2 = 0$



Para $s \to 0$

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



$$V_x = \frac{C_2 + C_3}{C_1 // (C_2 + C_3)} \cdot V_1$$

$$I_2 = V_x \cdot sC_3 \longrightarrow I_2 = 0$$

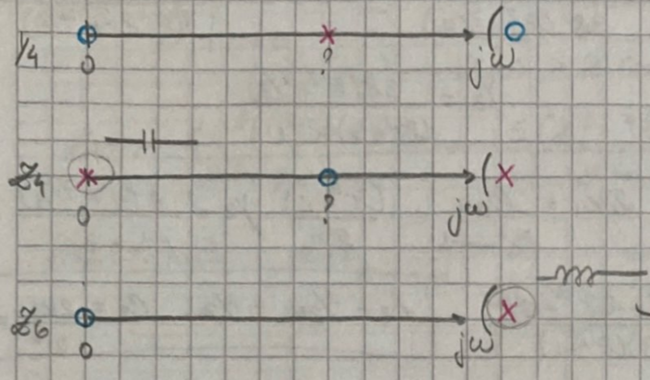
Para $s \to 1$

$$\frac{sC_2}{s^2 L_2 C_2 + 1} \longrightarrow$$ polo de admitancia, drena toda la corriente

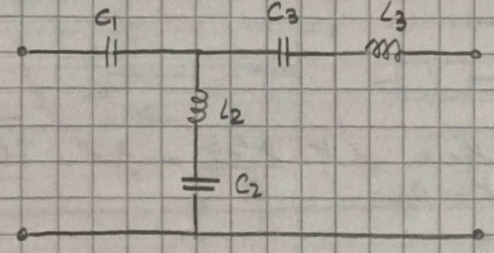
Para $s \to \infty$, $I_2 = 0 \Longrightarrow$ Omitimos un cero en ∞ provocado por el grado de A mayor al de Y_{21}

El grado de A siempre es mayor o igual al grado de el numerador de Y_{21}. Siempre que $Gr\{A\} > Gr\{Num(Y_{21})\}$, tengo que remover un cero implícito de ∞

Sigo removiendo para finalizar la síntesis

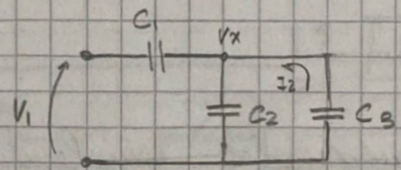


→ lo pongo en serie para evitar que se cancele por la condición de medición $V_2 = 0$



Para $s \to 0$

$\frac{I_2}{V_1}\Big|_{V_2=0}$



$V_x = \frac{C_2 + C_3}{C_1 /\!/ (C_2 + C_3)} \cdot V_1$

$I_2 = V_x \cdot sC_3 \Rightarrow I_2 = 0$

Para $s \to 1$

$\frac{sC_2}{s^2 L_2 C_2 + 1}$ → polo de admitancia, drena toda la corriente

Para $s \to \infty$, $I_2 = 0$ ⟹ Omitimos un cero en ∞ provocado por el grado de A mayor al de Y_{21}

El grado de A siempre es mayor o igual al grado de el numerador de Y_{21}. Siempre que $G\{A\} > G\{Num(Y_{21})\}$ tengo que remover un cero implícito de ∞

síntesis activa → no

b) $Z_2\Big|_{s=j1} = 0 = \frac{1}{Y_{11}} - Z_1 \longrightarrow Z_1 = \frac{(s^2+2)(s^2+5)}{3s(s^2+7/3)}\Bigg|_{s=j1} = \frac{(-1+2)(-1+5)}{3\cdot 1j(-1+7/3)}$

$Z_1 = \frac{1}{j\cdot 1} = \frac{1}{sC_1}$ $\boxed{C_1 = 1}$

$Z_2 = \frac{(s^2+2)(s^2+5)}{3s(s^2+7/3)} - \frac{1}{sC_1} = \frac{(s^2+2)(s^2+5) - 3(s^2+7/3)}{3s(s^2+7/3)} = \frac{s^4+7s^2+10-3s^2-7}{3s(s^2+7/3)}$

$Z_2 = \frac{s^4+4s^2+3}{3s(s^2+7/3)} = \frac{(s^2+3)(s^2+1)}{3s(s^2+7/3)}$ $Y_2 = \frac{3s(s^2+7/3)}{(s^2+3)(s^2+1)}$

$Y_4 = Y_2 - Y_3 = Y_2 - \frac{2k_1 s}{s^2+1}$ $2k_1 = \lim\limits_{s^2\to -1} \frac{(s^2+1)}{s}\cdot Y_2 = \frac{3(-1+7/3)}{-1+3} = 2$

$Y_4 = \frac{3s(s^2+7/3)}{(s^2+3)(s^2+1)} - \frac{2s}{s^2+1} = \frac{3s^3+7s-2s^3-6s}{(s^2+3)(s^2+1)}$ $\boxed{L_2 = 1/2k_1 = 1/2 \quad C_2 = \frac{2k_1}{\omega^2} = 2}$

$Y_4 = \frac{s^3+s}{(s^2+3)(s^2+1)} = \frac{s\,\cancel{(s^2+1)}}{(s^2+3)\cancel{(s^2+1)}} = \frac{s}{s^2+3}$

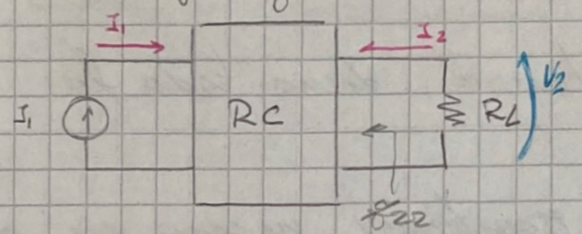
$Z_6 = Z_4 - \frac{k_0}{s} = \frac{s^2+3}{s} - \frac{k_0}{s}$ $k_0 = \lim\limits_{s\to 0} s\cdot\frac{s^2+3}{s} = 3$ $\boxed{C_3 = 1/3}$

$Z_6 = s$

$Z_8 = s^2 - k_\infty s \longrightarrow \boxed{L_3 = 1}$

Clase 8/11 Síntesis de cuadripolos simplemente cargados

TS 12, ej 5 guía 7



$\frac{-I_2}{I_1} = H\frac{s^2+5s+4}{s^2+8s+12}$ $Z_{21} = 6H$ → parámetro de cuadripolo, se mide en vacío, $I_2 = 0$

$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0}$

Hallar el cuadripolo

$-\frac{I_2}{I_1}\Big|_{V_2=(-I_2 R_l)} = H\frac{s^2+5s+4}{s^2+8s+12} = \frac{F_T}{F_e}$ → síntesis descargadas

Terminó en derivación

$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \longrightarrow -I_2 R_l = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$

$-I_2(R_l + Z_{22}) = Z_{21} I_1 \longrightarrow -\frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_{21}}{R_l+Z_{22}}$

$H\frac{s^2+5s+4}{s^2+8s+12} = \frac{6H}{R_l+Z_{22}}$

Asumo $\Omega_2 = R_l$ ∴ $R_l = 1$

$-\frac{I_2}{I_1}\Big|_{V_2=0} = \frac{Z_{21}}{Z_{22}}$

Las condiciones de carga hacen que no tenga restricciones a la salida

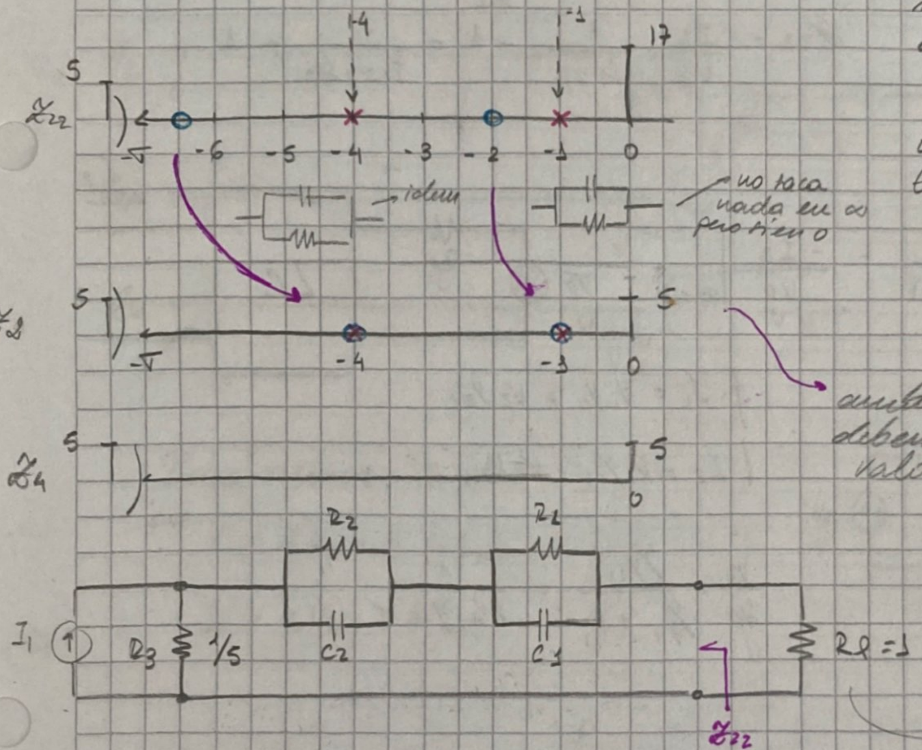
$Z_{22} = \frac{Z_{21}}{T(s)} - 1$ $\qquad Z_{22} = 64 \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{s^2+8s+12}{s^2+5s+4} - 1$

$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{I_1=0}$ → alternancia → eje $-\sigma$ → $Z(0) > Z(\infty)$ → xq tendría un cap en serie

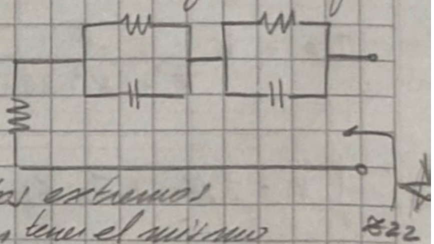
$$Z_{22} = \frac{5s^2+43s+68}{s^2+5s+4} = \frac{5(s^2+43/5\, s+68/5)}{s^2+5s+4} = 5\,\frac{(s+\tilde{2})(s+\tilde{6,5})}{(s+4)(s+1)}$$

$Z_{22}(0) = 17 \qquad \lim_{s\to\infty} Z_{22} = 5$

Z_{21} no tiene singularidades que fijo en la $T(s)$ dddi tengo que remover



Estimamos que vaya a tener la siguiente forma



ambos extremos deben tener el mismo valor, xq es una res

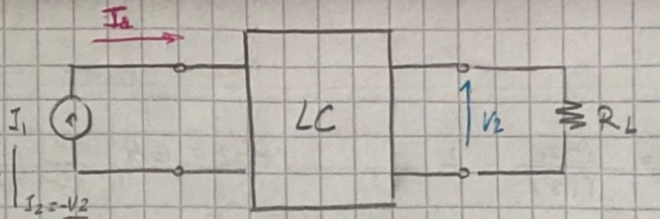
$(R_1 C_1)^{-1} = 4$

$(R_2 C_2)^{-1} = 1$

para considerarla dentro del cuadripolo T_1 tengo que poner la R_l en serie

$D = \frac{I_1}{(-I_2)}\Big|_{V_2=0}$

2) Impedancia



$$T(s) = k\,\frac{s^2+9}{\underbrace{s^3+2s^2+2s+1}_{\text{Butter } 3^{er} \text{ orden}}} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=-\frac{V_2}{R_L}}$$

$$T(s) = \frac{F_T}{1+F_E}$$

→ pasabajos notch ⟶ si quisiera llevarlo a pasaalto notch:

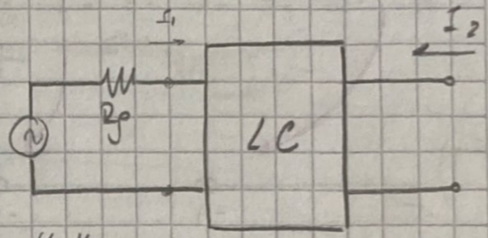
$$T(s) = k\,\frac{s\,(s^2+1/9)}{s^3+2s^2+2s+1}$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \qquad V_2 = Z_{21} I_1 - \frac{V_2}{R_L} Z_{22}$$

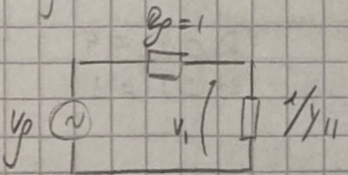
$$V_2\left(1+\frac{Z_{22}}{R_L}\right) = Z_{21} I_1 \longrightarrow \frac{V_2}{I_1} = \frac{Z_{12}}{1+\frac{Z_{22}}{R_L}} \qquad Z_2 = R_L, \quad R_L = 1$$

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{Z_{12}}{1+Z_{22}} \qquad Z_{22} = \frac{I_1}{V_2}\cdot\frac{1}{Z_{21}} - 1 = \frac{1}{T(s)\,Z_{21}} - 1$$

$$T(s) = k\,\frac{s}{s^3+2s^2+2s+1} = \frac{-I_2}{V_g}\Big|_{V_2=0}$$



$$\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{cases} \qquad \begin{cases} I_1 = V_1 Y_{11} + V_2 Y_{12} \\ I_2 = V_1 Y_{21} + V_2 Y_{22} \end{cases}$$



$$\frac{V_1}{V_g} = \frac{1/Y_{11}}{1/Y_{11}+1} = \frac{1}{1+Y_{11}}$$

$$T(s) = -\frac{I_2}{V_g}\Big|_{V_2=0} = \left(-\frac{I_2}{V_1}\cdot\frac{V_1}{V_g}\right)\Big|_{V_2=0} = -Y_{21}\cdot\frac{1}{1+Y_{11}}$$

$$\frac{-Y_{21}}{1+Y_{11}} = \frac{k s}{s^3+2s^2+2s+1} = \frac{k s}{\underbrace{(s^3+2s)}_{N(s),\ \text{impar}} + \underbrace{(2s^2+1)}_{M(s),\ \text{par}}} = \frac{\overbrace{k s / 2s^2+1}^{Y_{21}}}{1+\underbrace{s^3+2s/2s^2+1}_{Y_{11}}}$$

Necesito tener Y_{21} impar, es decir que siempre me tiene que quedar impar/par o par/impar

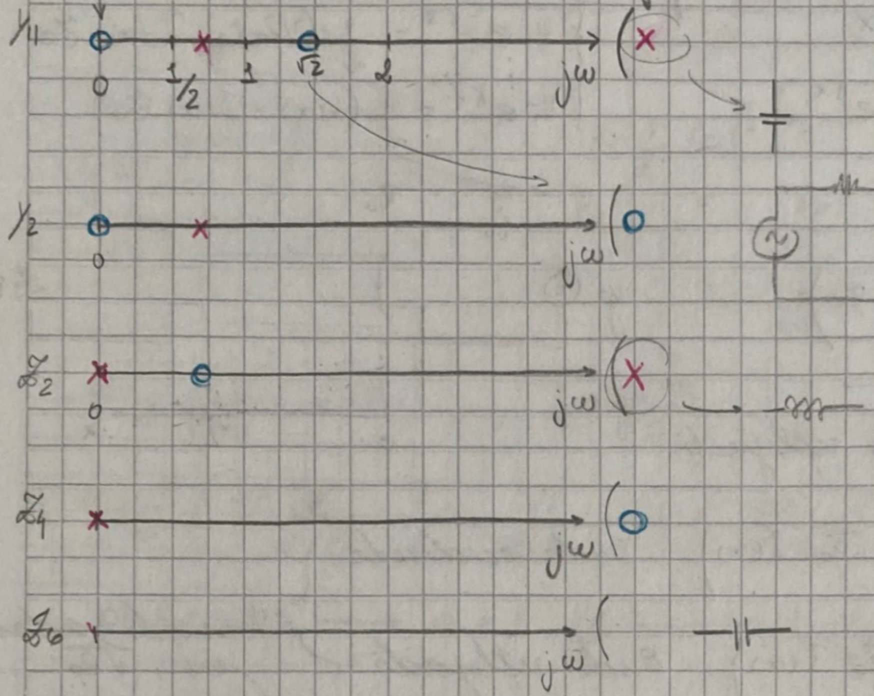
$$T(s) = \frac{\frac{k s}{2s^2+1}}{1+\frac{s^3+2s}{2s^2+1}} = -\frac{Y_{21}}{1+Y_{11}}$$

NOTA

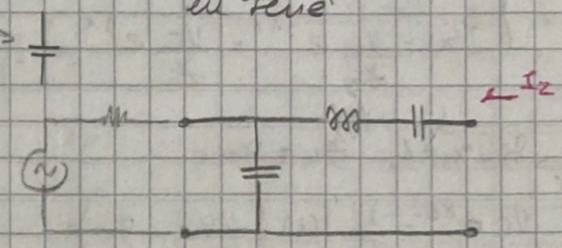
$Y_{11} = \dfrac{s^3 + 2s}{2s^2 + 1}$ $\qquad Y_{21} = \dfrac{s}{2s^2+1}$ $\qquad Y_{11} = \dfrac{(s^2+2)s}{2(s^2+1/2)}$

$Y_{21} = \dfrac{s}{2(s^2+1/2)}$

cero doble



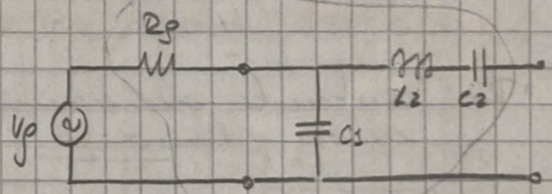
Tengo que terminar en serie



$T\ z \rightarrow \begin{bmatrix} 1 & z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

$T\ y \rightarrow \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y & 1 \end{bmatrix}$

Total



Parámetros T

$$\begin{cases} V_1 = A V_2 + B(-I_2) \\ I_1 = C V_2 + D(-I_2) \end{cases}$$

$T(s) = \dfrac{1}{B_T}$

$$T_T = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_2 + 1/sC_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$T_T = \begin{bmatrix} 1 + sC_2 & 1 \\ - & - \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & sL_2 + 1/sC_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ & (1+sC_2)(sL_2 + 1/sC_2) + 1 \end{bmatrix}$$

$$(1 + sC_2)(sL_2 + 1/sC_2) + 1 = \underline{s^2 L_2 C_2 + sL_2}$$

Videos clase 17 - Parámetros S

→ Potencias
→ especialmente útil en altas f
→ generalización. Útiles tmb en ↓
pero poco prácticos

$$\begin{cases} Z = R + j\omega L \\ Y = G + j\omega C \end{cases}$$

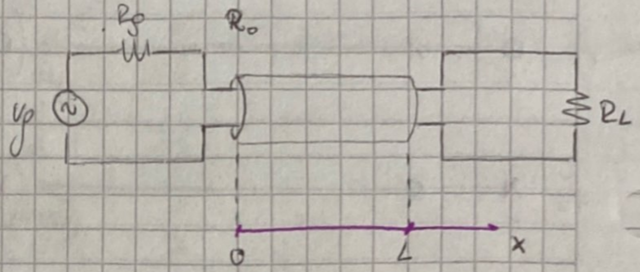
$Z_0 = \sqrt{\dfrac{Z}{Y}}$ → impedancia característica

$\gamma = \sqrt{Z \cdot Y}$ → cte de propagación

$$\begin{cases} V(x) = V_i e^{-\gamma x} + V_r e^{\gamma x} \\ I(x) = \dfrac{V_i}{Z_0} e^{-\gamma x} - \dfrac{V_r}{Z_0} e^{\gamma x} \end{cases} \qquad \begin{cases} V_i e^{-\gamma x} = \frac{1}{2}\left(V(x) + I(x) Z_0\right) \\ V_r e^{\gamma x} = \frac{1}{2}\left(V(x) - I(x) Z_0\right) \end{cases}$$

Si $x = L$, $Z_L = Z_0$

$$V_r e^{\gamma L} = \frac{1}{2} I(L) \underbrace{\left(\underbrace{\frac{V(L)}{I(L)}}_{Z_L} - Z_0 \right)}_{0}$$



$\boxed{V_r = 0}$ → no hay onda reflejada

$$a = \frac{1}{2}\left(\frac{V(x)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0}\, I(x)\right) \quad \text{onda incidente}$$

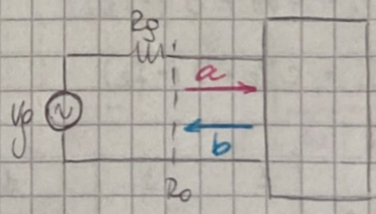
$$b = \frac{1}{2}\left(\frac{V(x)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0}\, I(x)\right) \quad \text{onda reflejada}$$

Normalizadas por $\sqrt{R_0}$

• R_0: constante adimensional que se toma como referencia en un plano

Si $R_0 = Z_0$, $\quad a = \dfrac{V_i e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_0}}$

$b = \dfrac{V_r e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_0}}$



$$\begin{cases} V(x) = \sqrt{Z_0}\,(a+b) \\ I(x) = 1/\sqrt{Z_0}\,(a-b) \end{cases} \Longrightarrow P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left\{ \cancel{\sqrt{Z_0}}\,(a+b) \cdot \frac{1}{\cancel{\sqrt{Z_0}}} (a-b)^* \right\}$$

$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V \cdot I^*\}$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{ \underbrace{a \cdot a^* - b b^*}_{\operatorname{Re}} + \underbrace{b\, a^* - a b^*}_{\operatorname{Im}} \}$$

$$P = \frac{1}{2}\left(|a|^2 - |b|^2\right)$$

incidente
reflejada

$$P = \frac{1}{2}|a|^2 \left(1 - \left(\frac{|b|}{|a|}\right)^2\right)$$

→ S: coef de reflexión

Si $S = 1$, no hay coeficiente de reflexión en la carga y por lo tanto no hay pot dis.

NOTA Si: $S = 0$, está adaptado, ~~$Z_L = R_0$~~ $R_0 = R_g$

Videos clase 17 - Parámetros S

→ Potencias
→ especialmente útil en altas f
→ generalización. Útiles tmn en ↓f
pero poco prácticos

$$\begin{cases} Z = R + j\omega L \\ Y = G + j\omega C \end{cases} \qquad Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \qquad \gamma = \sqrt{Z \cdot Y}$$

Z_0: impedancia característica

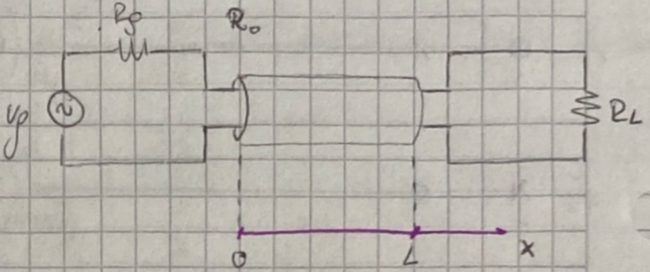
γ: cte de propagación

$$\begin{cases} V(x) = V_i e^{-\gamma x} + V_r e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{V_i}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_r}{Z_0} e^{\gamma x} \end{cases} \qquad \begin{cases} V_i e^{-\gamma x} = \frac{1}{2}\left(V(x) + I(x) Z_0\right) \\ V_r e^{\gamma x} = \frac{1}{2}\left(V(x) - I(x) Z_0\right) \end{cases}$$

Si $x = L$, $Z_L = Z_0$

$$V_r e^{\gamma L} = \frac{1}{2} I(L) \underbrace{\left(\underbrace{\frac{V(L)}{I(L)}}_{Z_L} - Z_0\right)}_{0}$$

$\underline{V_r = 0}$ → no hay onda reflejada



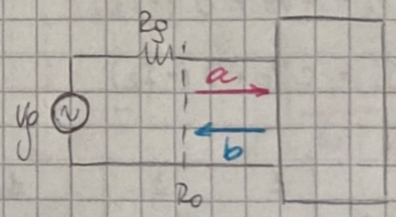
$$a = \frac{1}{2}\left(\frac{V(x)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0}\, I(x)\right) \quad \text{onda incidente}$$

$$b = \frac{1}{2}\left(\frac{V(x)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0}\, I(x)\right) \quad \text{onda reflejada}$$

Normalizadas por $\sqrt{R_0}$

- R_0: constante adimensional que se toma como referencia en un plano

Si $R_0 = Z_0$,
$$a = \frac{V_i e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_0}} \qquad b = \frac{V_r e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_0}}$$



$$\begin{cases} V(x) = \sqrt{Z_0}\,(a+b) \\ I(x) = 1/\sqrt{Z_0}\,(a-b) \end{cases} \Longrightarrow P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left\{\cancel{\sqrt{Z_0}}(a+b) \cdot \frac{1}{\cancel{\sqrt{Z_0}}}(a-b)^*\right\}$$

$$P = \tfrac{1}{2} \operatorname{Re}\{V \cdot I^*\}$$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underbrace{a \cdot a^* - b b^*}_{\operatorname{Re}} + \underbrace{b \cdot a^* - a b^*}_{\operatorname{Im}}\}$$

$$P = \frac{1}{2}\left(|a|^2 - |b|^2\right)$$

incidente
reflejada

$$P = \frac{1}{2} |a|^2 \left(1 - \left(\frac{|b|}{|a|}\right)^2\right)$$

→ S: coef de reflexión

Si $S = 1$, no hay coeficiente de reflexión en la carga y por lo tanto no hay pot dis.

NOTA Si $S = 0$, está adaptado, ~~$Z_L = R_0$~~ $R_L = R_0$

HOJA Nº 45

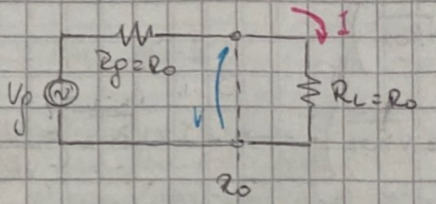
FECHA

- **Máxima transferencia de energía:** cuanto más refleje menos pot voy a tener

$P = \frac{1}{2}|a|^2 \longrightarrow \rho = 0$

$$\rho = \frac{V - I R_0}{V + I R_0} = \frac{V/I - R_0}{V/I + R_0} = \frac{Z(x=0) - R_0}{Z(x=0) + R_0}$$

- $Z \to \infty$, $\rho = 1$ circuito abierto
- $Z = R_0$, $\rho = 0$ adaptado
- $Z = 0$, $\rho = -1$ cortocircuito



$P = \frac{1}{2}|a|^2$

$P_L = \frac{V^2}{R_L} = \frac{V_g^2}{4R_0}$ pot max sobre la carga

$\overline{P_L} = \frac{1}{2} P_L = \frac{V_g^2}{8R_0}$ pot media

$a = \frac{1}{2}\left(\frac{V}{\sqrt{R_0}} + I\sqrt{R_0}\right)$ $\quad I = V_g \frac{Z}{Z+R_g} \cdot \frac{1}{Z} = \frac{V_g}{Z+R_g}$

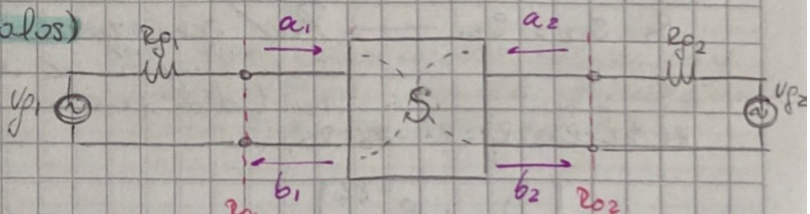
$a = \frac{1}{2}\left(V_g \frac{Z}{Z+R_g} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_0}} + \frac{V_g}{Z+R_g}\sqrt{R_0}\right) = \frac{V_g}{2\sqrt{R_0}}\left(\frac{Z+R_0}{Z+R_g}\right)$

Si $R_g = R_0 \longrightarrow a = \frac{1}{2}\frac{V_g}{\sqrt{R_0}} \longrightarrow |a|^2 = \frac{1}{4}\frac{V_g^2}{R_0}$ (P_{max})

$P = \frac{1}{2}|a|^2(1 - |\rho|^2)$ $\quad$ Para una red pasiva, $|\rho|^2 \leq 1$

Parámetros S (cuadripolos)

$b = S \cdot a$



$$\begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{cases}$$

- $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0,\ R_{g2}=R_{02},\ V_{g2}=0}$ coef de reflexión 1
- $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_1=0,\ R_{g1}=R_{01}}$ Transferencia inversa ← Ganancia de transducción inversa
- $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0,\ R_{g2}=R_{02}}$ Transferencia directa → pérdidas por inserción
- $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}\Big|_{a_1=0,\ R_{g1}=R_{01}}$ coeficiente de reflexión 2

como mido en el plano 1, a_2 es la incidente entonces para que $a_2 = 0$, tiene que estar adaptada

NOTA

Pérdidas: $|a|^2 - |b|^2$ en un plano

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{R_{01}} - I_1\sqrt{R_{01}}}{V_1/\sqrt{R_{01}} + I_1\sqrt{R_{01}}} = \frac{V_1 - I_1 R_{01}}{V_1 + I_1 R_{01}} = \frac{V_1/I_1 - R_{01}}{V_1/I_1 + R_{01}}$$

$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_{01}}{Z_1 + R_{01}} \qquad S_{22} = \frac{Z_2 - R_{02}}{Z_2 + R_{02}}$$

Coef de reflexión 1 y 2

func de excitación comparativo

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} \qquad a_1 = \frac{1}{2}\frac{V_{g1}}{\sqrt{R_{01}}}\left(\frac{Z_1 + R_{01}}{Z_1 + R_{g1}}\right) \quad \text{si } R_{g1} = R_{01}, \quad a_1 = \frac{1}{2}\frac{V_{g1}}{\sqrt{R_{01}}}$$

$$b_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}} - I_2\sqrt{R_{02}}\right)$$

$$a_2 = 0 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}} + I_2\sqrt{R_{02}}\right) \longrightarrow -I_2\sqrt{R_{02}} = \frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}}$$

$$\left.b_2\right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}\left(\frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}} + \frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}}\right) = \frac{V_2}{\sqrt{R_{02}}}$$

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{\substack{a_2=0 \\ \text{si } R_{g1}=R_0}} = \frac{V_2/\sqrt{R_{02}}}{\frac{1}{2}V_{g1}/\sqrt{R_{01}}} = 2\frac{V_2}{V_{g1}}\sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}} = \frac{V_2}{V_{g1}/2}\sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}}$$

$\hookrightarrow = V_1$ si $R_{g1} = R_{01}$

$$S_{21} = \frac{V_2}{V_{g1}/2}\sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}} \qquad S_{12} = \frac{V_1}{V_{g2}/2}\sqrt{\frac{R_{02}}{R_{01}}}$$

Transferencia directa e inversa

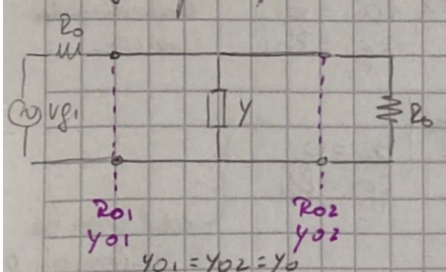
si $S_{11} = S_{22} \longrightarrow$ Red simétrica

si $S_{12} = S_{21} \longrightarrow$ Red recíproca, transmite la potencia o la tensión de la misma forma en un sentido que en otro

si $R_L = R_{02} = R_g = R_{01} = Z_0 = R_0$,

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma L} \\ e^{-\gamma L} & 0 \end{bmatrix}$$

Ejemplo para admitancia



$Y_{01} = Y_{02} = Y_0$

$$S_{11} = \frac{Y_{01} - Y_1}{Y_{01} + Y_1} = \frac{-Y}{Y + 2Y_0} = S_{22}$$

por simetría y xq $Y_{01} = Y_{02}$

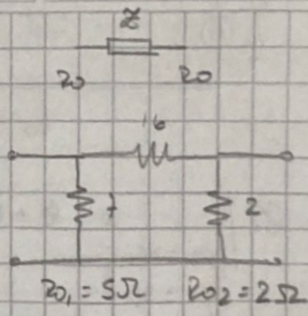
$$S_{21} = S_{12} = \frac{V_2}{V_{g1}/2} \qquad V_2 = V_{g1}\cdot\frac{Y_0}{Y_0 + (Y + Y_0)} = V_{g1}\frac{Y_0}{Y + 2Y_0}$$

$$S_{21} = \frac{2Y_0}{Y + 2Y_0}$$

$$S = \begin{bmatrix} \frac{-Y}{Y + 2Y_0} & \frac{2Y_0}{Y + 2Y} \\ \frac{2Y_0}{Y + 2Y} & -\frac{Y}{Y + 2Y_0} \end{bmatrix}$$

P_2

NOTA $|S_{21}|^2 = \dfrac{\dfrac{|V_2|^2}{R_{02}}}{\dfrac{|V_{g1}|^2}{4R_{01}}}$ } max pot disponible



Clase virtual:

Como la red es no disipativa, la potencia total me las disipa la carga

Si el cuadripolo está completamente adaptado, las pérdidas son nulas

$S_{11} \leq 1$

$|S_{11}|_{dB}$: Return loss (RL)

→ Busco tener poco S_{11} y pocas pérdidas

Para que esto sea cierto el cuadripolo es NO disipativo

$-|S_{21}|_{dB}$: Insertion loss

$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$ → todo se transmite o se refleja

$|-IL|^2 + |RL|^2 = 1$ Todo lo que no se transmite se refleja

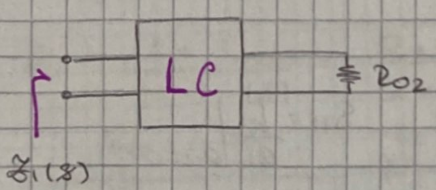
$1 - |S_{21}|^2 = |S_{11}|^2$

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{Z_1 - R_{01}}{Z_1 + R_{01}} \right|^2 = \frac{S_{11}(s) \cdot S_{11}(-s)}{FE}$$

Me quedo con los polos del semiplano izq

$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_{01}}{Z_1 + R_{01}} \longrightarrow Z_1 = -R_{01} \cdot \frac{1 + S_{11}}{S_{11} - 1} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot R_{01} \rightarrow \text{disipativa}$$

[Z_1 es RLC]



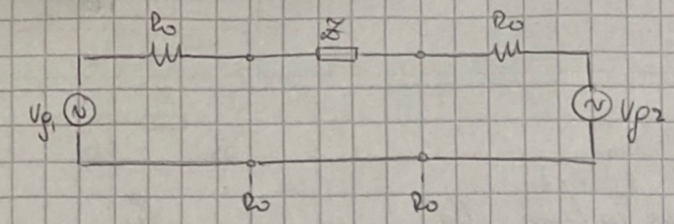
Voy ~~tran~~ removiendo inductores y capacitores hasta finalmente encontrarme con la R_L

$$|S_{21}|^2 = \frac{|V_2|^2}{R_{02}} \cdot \frac{1}{\frac{|V_{g1}|^2}{4R_{01}}} = \frac{P_2}{P_{max}}$$

P_2 → pot puerto 2

P_{max} → pot maxima disponible

NOTA



$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0}$$

$$S_{12} = \frac{V_1}{V_{g_2}/2} \underbrace{\sqrt{\frac{R_{02}}{R_{01}}}}_{1}$$

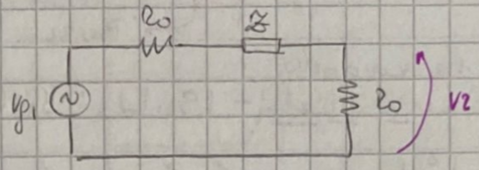
$$S_{21} = \frac{V_2}{V_{g_1}/2} \underbrace{\sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}}}_{1}$$

$$S_{22} = \frac{Z_2 - R_0}{Z_2 + R_0}$$

$$Z_1 \Big|_{\substack{R_{g2} = R_0 \\ V_{g2} = 0V}} = Z + R_0$$

$$S_{11} = \frac{Z + R_0 - R_0}{Z + R_0 + R_0} = \frac{Z}{2R_0 + Z} \qquad S_{22} = \frac{Z}{2R_0 + Z}$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_2}{V_{g_1}/2}$$



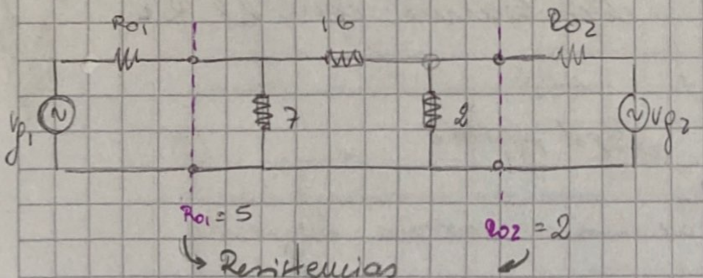
$$S_{21} = \frac{1}{1/2} \cdot \frac{R_0}{Z + 2R_0} = \frac{2R_0}{2R_0 + Z}$$

$$S = \frac{1}{2R_0 + Z} \begin{bmatrix} Z & 2R_0 \\ 2R_0 & Z \end{bmatrix}_{\substack{R_{01} = R_0 \\ R_{02} = R_0}}$$

Si $R_{01} \neq R_{02}$

$$S_{11} = \frac{Z + R_{02} - R_{01}}{Z + R_{02} - R_{01}} \qquad S_{22} = \frac{Z + R_{01} - R_{02}}{Z + R_{01} + R_{02}}$$

Clase 16/11



→ Resistencias imagen → Si son iguales, se llama R característica

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2 = 0}$$

$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_{01}}{Z_1 + R_{01}} = \frac{4{,}96 - 5}{4{,}96 + 5} = -4{,}18 \times 10^{-3}$$

$$S_{22} = \frac{Z_2 - R_{02}}{Z_2 + R_{02}} = \frac{1{,}81 - 2}{1{,}81 + 2} = -0{,}0502$$

El parámetro se define para cuando está adaptado

$$S_{12} = \frac{V_1}{V_{g_2}/2} \sqrt{\frac{R_{02}}{R_{01}}} = 2 \cdot 0{,}073 \sqrt{\frac{2}{5}} = 0{,}0923$$

$$S_{21} = \frac{V_2}{V_{g_1}/2} \sqrt{\frac{R_{01}}{R_{02}}} = 2 \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + R_{01}} \cdot \frac{1}{16 + 1} \sqrt{\frac{5}{2}} = 0{,}0926$$

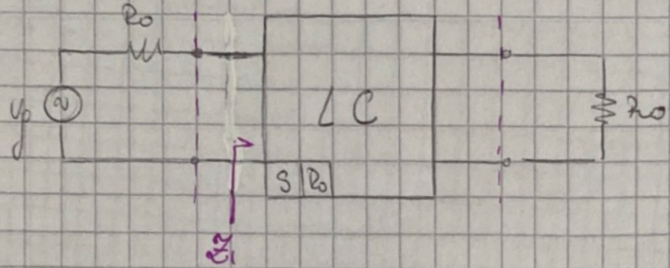
NOTA: Impedancia imagen: impedancia que cuando conecto en un punto me genera la misma Z que R_{01}

$$S = \begin{bmatrix} -4,18\times10^{-3} & 0,0923 \\ 0,0926 & -50,21\times10^{-3} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} R_{01} = 5\Omega \\ R_{02} = 2\Omega \end{matrix}$$

$S_{12} \cong S_{21} \longrightarrow$ pasivo y casi recíproco

Darlington

- Para redes no disipativas, $\left[\, |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \,\right]$



$$Z_1 = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} R_0$$

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^6} \longrightarrow |S_{21}(s)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{s}{j}\right)^6} = \frac{1}{1-s^6}$$

$$S_{21}(s) = \frac{1}{s^3+2s^2+2s+1}$$

$$|S_{11}(s)|^2 = 1 - |S_{21}|^2 = \frac{Q-P}{Q} = \frac{-s^6}{1-s^6}$$

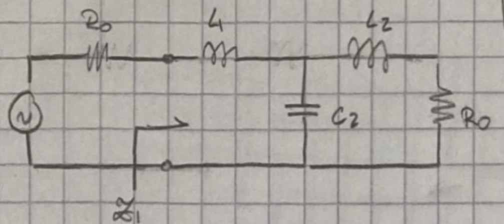
$$|S_{11}(s)|^2 = \frac{s^6}{s^6-1}$$

$$S_{11}(s) = \frac{s^3}{s^3+2s^2+2s+1} \longrightarrow \text{complementario en potencia}$$

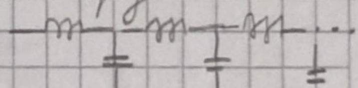
$$Z_1 = \frac{1+S_{11}(s)}{1-S_{11}(s)} = \frac{Q+P}{Q-P} = \frac{2s^3+2s^2+2s+1}{2s^2+2s+1}$$

saco cap e ind hasta que me quede solo Ro

como es de tercer orden, tengo en total 3 componentes pasivos no disipativos



como mi $T(s)$ original era un Butter pasabajo la configuración sería



$L_1 = 1 \qquad C_2 = 2$

$L_2 = 1 \qquad R_0 = 1$

$$\begin{array}{r|l} 2s^3+2s^2+2s+1 & 2s^2+2s+1 \\ -\;(2s^3+2s^2+s) & s \;\rightarrow Z_2 \\ \hline 2s^2+2s+1 & s+1 \\ -\;(2s^2+2s) & 2s \;\rightarrow Y_4 \\ \hline s+1 & 1 \\ -\;s & s \;\rightarrow Z_6 \\ \hline 1 \;\rightarrow R_0 & \end{array}$$