



□ **FUNCIONES DE RED**

Expresando la función de red como cociente de polinomios o como suma de otros dos polinomios distintos a los primeros pero con la condición de ser uno par y otro impar, tenemos:

$$F(s) = M(s) + N(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{m_1(s) + n_1(s)}{m_2(s) + n_2(s)}$$

Multiplicando numerador y denominador por el conjugado del polinomio Q tenemos:

$$F(s) = \frac{m_1.m_2 + m_2.n_1 - m_1.n_2 - n_1.n_2}{m_2^2 - n_2^2}$$

Parte par  $M(s) = \frac{m_1.m_2 - n_1.n_2}{Q(s).Q(-s)}$       Parte impar  $N(s) = \frac{m_2.n_1 - m_1.n_2}{Q(s).Q(-s)}$

Parte real  $\text{Re}[F(j\omega)] = M(j\omega)$       Parte imaginaria  $j.\text{Im}[F(j\omega)] = N(j\omega)$

Una vez metidos en el dominio armónico podremos expresar la función como:

$$F(j\omega) = |F(j\omega)|.e^{j\Phi(\omega)} \qquad F(-j\omega) = |F(j\omega)|.e^{-j\Phi(\omega)}$$

efectuando cálculos entre estas dos funciones:

$$F(j\omega).F(-j\omega) = |F(j\omega)|^2 = \text{Re}^2[F(j\omega)] + \text{Im}^2[F(j\omega)] \qquad \frac{F(j\omega)}{F(-j\omega)} = \frac{1 + j\text{Tg}[\Phi(\omega)]}{1 - j\text{Tg}[\Phi(\omega)]}$$

Partiendo de la ya conocida expresión:  $\Phi(\omega) = \text{arcTg} \left[ \frac{\text{Im}[F(j\omega)]}{\text{Re}[F(j\omega)]} \right]$

Se sigue, según las igualdades ya vistas con:  $\text{Tg}[\Phi(\omega)] = \frac{N(j\omega)}{j.M(j\omega)}$

Terminando con la relación:  $j.\text{Tg}[\Phi(\omega)] = \frac{F(j\omega) - F(-j\omega)}{F(j\omega) + F(-j\omega)}$

$$s = j\omega \quad s^2 = -\omega^2 \quad s^3 = -j\omega^3 \quad s^4 = \omega^4 \quad s^5 = j\omega^5$$

Si  $s^4 + as^2 + b = (s^2 + \alpha s + \beta)(s^2 - \alpha s + \beta)$

Entonces  $\beta = \sqrt{b} \quad \alpha = \sqrt{2\beta - a}$



Si  $-s^6 + as^4 + bs^2 + c = (s^3 + \alpha s^2 + \beta s + \gamma)(-s^3 + \alpha s^2 - \beta s + \gamma)$

Entonces  $c = \gamma^2 \quad b = 2\alpha\gamma - \beta^2 \quad a = \alpha^2 - 2\beta$

Si  $s^8 + as^6 + bs^4 + cs^2 + d = (s^4 + \alpha s^3 + \beta s^2 + \gamma s + \varepsilon)(s^4 - \alpha s^3 + \beta s^2 - \gamma s + \varepsilon)$

Entonces  $d = \varepsilon^2 \quad c = 2\varepsilon\beta - \gamma^2 \quad b = 2\varepsilon + \beta^2 - 2\alpha\gamma \quad a = 2\beta - \alpha^2$

□ **BODE**

Complejos conjugados: en bajas frecuencias tengo  $40 \log \omega_0$

El máximo se da en  $\omega_{MAX} = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - 2\xi^2}$  con valor  $-20 \log 2\xi \sqrt{1 - \xi^2}$

En  $\omega_0$  tengo  $-20 \log 2\xi$  de diferencia entre la curva real y el bode

□ **FILTROS**

Pasa Bajo  $\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$

Pasa Alto  $\frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$

Pasa Banda  $\frac{2\xi\omega_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$

Elimina Banda  $\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$

□ **RETARDO DE GRUPO**

$$T(\omega) = -\frac{\partial \phi(\omega)}{\partial \omega} \quad T(\omega) = -\operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial F(s) / \partial s}{F(s)} \right\}$$

$$T(\omega) = -\sum_i \frac{-\sigma_{zi}}{\sigma_{zi}^2 + (\omega + \omega_{zi})^2} + \sum_j \frac{-\sigma_{pj}}{\sigma_{pj}^2 + (\omega + \omega_{pi})^2}$$

□ **Transferencia de una red escalera**

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1}{\Delta}$$

Delta es el determinante de la siguiente matriz

$$\begin{bmatrix} Z1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & Y2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & Z3 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & Y4 \end{bmatrix}$$



□ SÍNTESIS DE DIPOLOS PASIVOS

	<i>FOSTER I</i>	<i>FOSTER II</i>	<i>CAUER I</i>	<i>CAUER II</i>
Sintetiza	$Z(s)$	$Y(s)$	$Z(s)$ o $Y(s)$	$Z(s)$ o $Y(s)$
Construye redes tipo	Serie	Paralelo	Escalera	Escalera
Extracción de polos en	Cualquier orden	Cualquier orden	$s \rightarrow \infty$	$s \rightarrow 0$
Expande en	Fracciones simples	Fracciones simples	Fracciones continuas	Fracciones continuas
Forma de expansión	Depende del dipolo	Depende del dipolo	En potencias decrecientes	En potencias crecientes

□ DIPOLOS LC

La expansión en fracciones simples es idéntica se trate de impedancia o admitancia por lo que utilizamos  $F(s)$ .

$$F(s) = \frac{K_0}{s} + \sum_{i=1}^n \frac{2.K_i s}{s^2 + \omega_i^2} + K_\infty .s$$

Con los cálculos de los residuos:

$$K_0 = s.F(s)_{s=0} \quad 2.K_i = \frac{F(s)}{s} \cdot (s^2 + \omega_i^2)_{s^2 = -\omega_i^2} \quad K_\infty = \frac{F(s)}{s} \quad s \rightarrow \infty$$

□ DIPOLOS RC Y RL

La dualidad se da entre  $Z_{RC}(s) = Y_{RL}(s)$  y  $Y_{RC}(s) = Z_{RL}(s)$

	RC	RL
Singularidades	Alternadas en el semieje real negativo	Alternadas en el semieje real negativo
Impedancia $Z(0)$	Polo o constante	Cero o constante
Admitancia $Y(0)$	Cero o constante	Polo o constante
Impedancia $Z(\infty)$	Cero o constante	Polo o constante
Admitancia $Y(\infty)$	Polo o constante	Cero o constante
Comportamiento en frecuencias extremas	$Z(0) \geq Z(\infty)$ $Y(0) \leq Y(\infty)$	$Z(0) \leq Z(\infty)$ $Y(0) \geq Y(\infty)$
Análisis de la pendiente	$\frac{\partial Z(\omega)}{\partial \sigma} \leq 0$	$\frac{\partial Y(\omega)}{\partial \sigma} \leq 0$



- **FOSTER I sintetiza impedancias y descompone en fracciones simples como sigue:**

$$Y_{RL}(s) = Z_{RC}(s) = \frac{K_0}{s} + \sum_{i=1}^n \frac{K_i}{s + \sigma_i} + Z(\infty)$$

$$K_0 = s \cdot Z(s)_{s=0} \quad K_i = Z(s) \cdot (s + \sigma_i)_{s=-\sigma_i} \quad Z(\infty) = \lim_{s \rightarrow \infty} Z(s)$$

- **FOSTER II sintetiza admitancias y descompone en fracciones simples como sigue:**

$$Z_{RL}(s) = Y_{RC}(s) = Y(0) + \sum_{i=1}^n \frac{K_i \cdot s}{s + \sigma_i} + K_\infty \cdot s$$

$$Y(0) = \lim_{s \rightarrow 0} Y(s) \quad K_i = \frac{Y(s)}{s} \cdot (s + \sigma_i)_{s=-\sigma_i} \quad K_\infty = \frac{Y(s)}{s} \quad s \rightarrow \infty$$

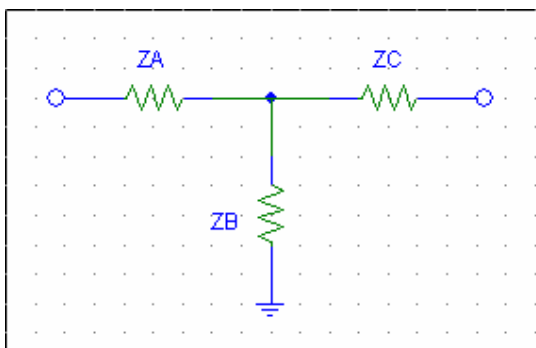
❑ **CUADRIPOLOS**

Variables Dependientes	Parámetros	Variables Independientes
$V_1 \ V_2$	<b>Z</b>	$I_1 \ I_2$
$I_1 \ I_2$	<b>Y</b>	$V_1 \ V_2$
$V_1 \ I_2$	<b>h</b>	$I_1 \ V_2$
$I_1 \ V_2$	<b>g</b>	$V_1 \ I_2$
$V_1 \ I_1$	<b>T</b>	$V_1 \ -I_2$
$V_2 \ I_2$	<b>T inversa</b>	$V_1 \ I_1$

Condición de residuo para que un cuadripolo sea sintetizable.

$$K_{11} \cdot K_{22} - K_{21}^2 \geq 0$$

❑ **Red "T"**



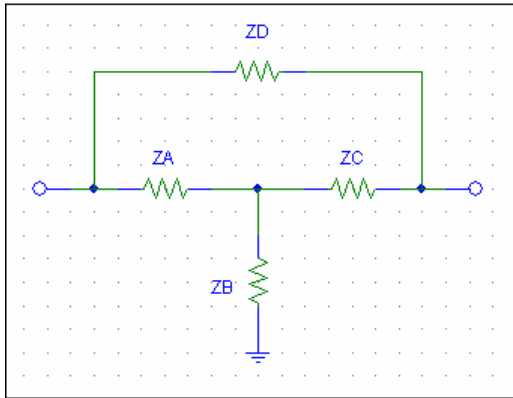
$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_A + Z_B \\ Z_{22} &= Z_B + Z_C \\ Z_{12} &= Z_{21} = Z_B \end{aligned}$$

**Diseño**

$$\begin{aligned} Z_A &= Z_{11} - Z_{12} \\ Z_B &= Z_{12} = Z_{21} \\ Z_C &= Z_{22} - Z_{12} \end{aligned}$$



□ Red “T Puenteada”



**Parámetros Z**

$$Z_{11} = Z_B + Z_A // (Z_D + Z_C)$$

$$Z_{22} = Z_B + Z_C // (Z_D + Z_A)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_B + \frac{Z_A Z_C}{Z_A + Z_C + Z_D}$$

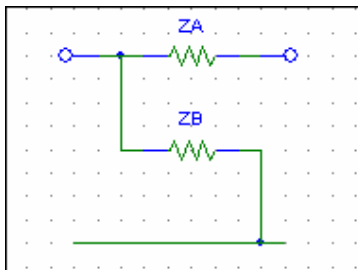
**Parámetros Y**

$$Y_{11} = Y_D + \frac{Y_A(Y_B + Y_C)}{Y_A + Y_B + Y_C}$$

$$-Y_{21} = Y_D + \frac{Y_A}{Y_A + Y_B + Y_C}$$

$$Y_{22} = Y_D + \frac{Y_C(Y_A + Y_B)}{Y_A + Y_B + Y_C}$$

□ Red “Lattice” simétrica



**Parámetros Z**

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Z_A + Z_B}{2}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{Z_B - Z_A}{2}$$

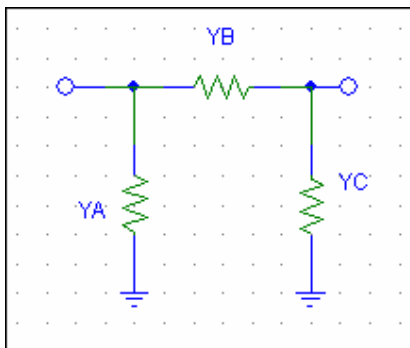
**Parámetros Y**

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y_A + Y_B}{2}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{Y_B - Y_A}{2}$$

**Diseño**  $Z_A = Z_{11} - Z_{12}$        $Z_B = Z_{11} + Z_{12}$

□ Red “π”



$$Y_{11} = Y_A + Y_B$$

$$Y_{22} = Y_C + Y_B$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -Y_B$$

**Diseño**

$$Y_A = Y_{11} + Y_{12}$$

$$Y_B = -Y_{12}$$

$$Y_C = Y_{22} + Y_{12}$$



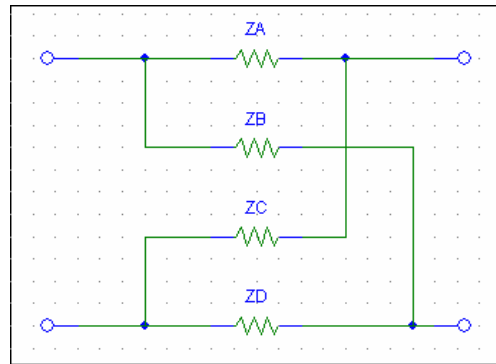
□ Red “Lattice”

Parámetros Z

$$Z_{11} = (Z_A + Z_C) // (Z_B + Z_D)$$

$$Z_{22} = (Z_A + Z_B) // (Z_C + Z_D)$$

$$Z_{21} = \frac{Z_B(Z_C + Z_D) - Z_D(Z_A + Z_B)}{Z_A + Z_B + Z_C + Z_D}$$



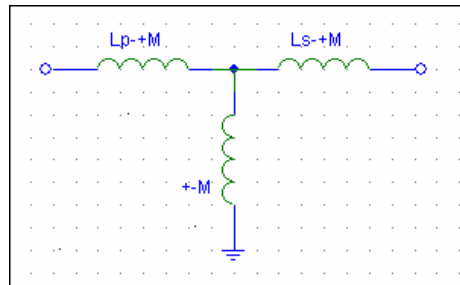
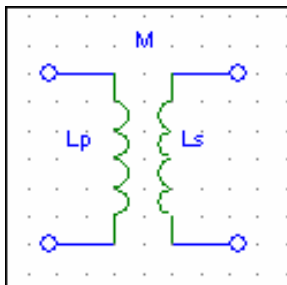
Parámetros Y

$$Y_{11} = \frac{(Y_A + Y_B)(Y_C + Y_D)}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_D}$$

$$Y_{22} = \frac{(Y_A + Y_C)(Y_B + Y_D)}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_D}$$

$$-Y_{21} = \frac{Y_A(Y_B + Y_D) - Y_B(Y_A + Y_C)}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_D}$$

□ Trafo

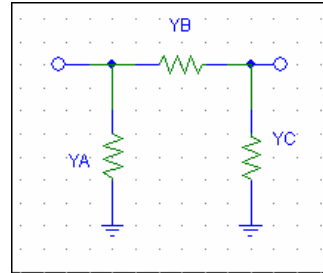
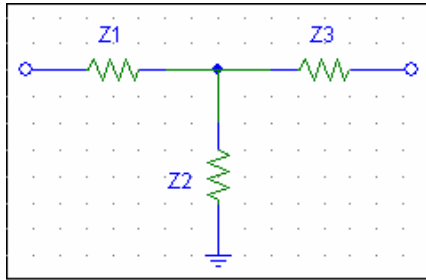


$$Z_{11} = sL_p \quad Z_{22} = sL_s \quad Z_{12} = Z_{21} = \pm sM$$



□ PASAJE DE UNA ESTRUCTURA A OTRA

➤ Red Pi a T y viceversa



$$Y_A = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

$$Z_1 = \frac{Z_A Z_B}{Z_A + Z_B + Z_C}$$

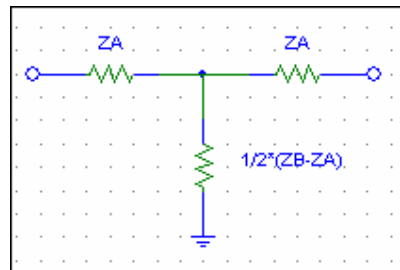
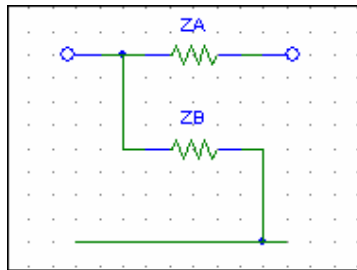
$$Y_B = \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

$$Z_2 = \frac{Z_A Z_C}{Z_A + Z_B + Z_C}$$

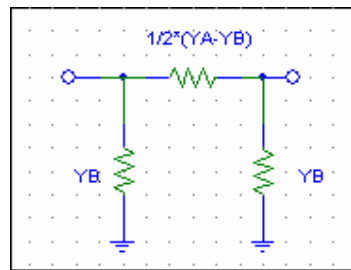
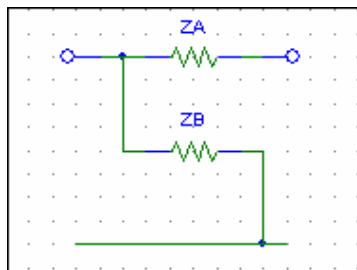
$$Y_C = \frac{Y_2 Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

$$Z_3 = \frac{Z_B Z_C}{Z_A + Z_B + Z_C}$$

➤ De Láttice simétrico a T

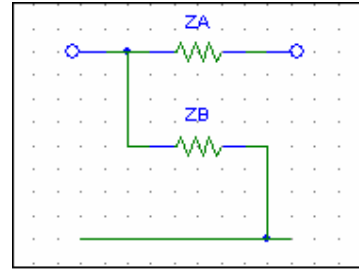
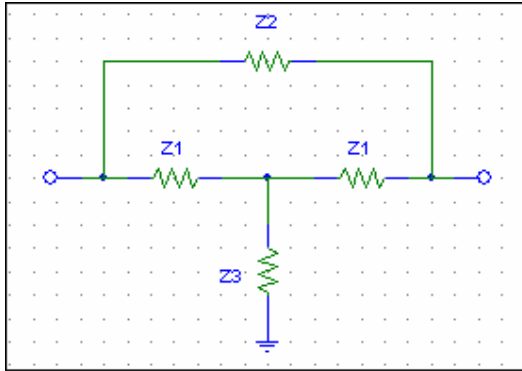


➤ De Láttice simétrico a “π”





➤ De T-Punteado simétrico a Láttice simétrico

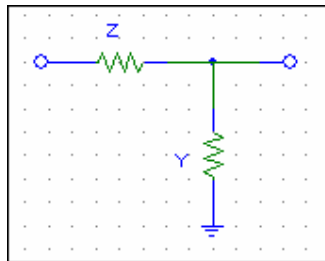


$$Z_A = Z_1 // \frac{Z_2}{2} \quad Z_B = Z_1 + 2Z_3$$

Cualquier red simétrica puede ser convertida en un Láttice aplicando el teorema de la bisección, donde las impedancias del láttice se evalúan:

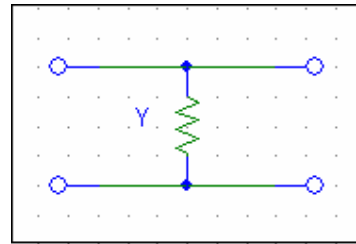
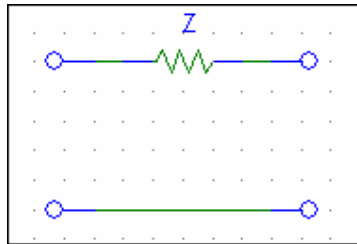
$$Z_A = Z_E(\text{short}) \quad Z_B = Z_E(\text{open})$$

❑ Red "L" invertida y otras



Matriz transmisión

$$T = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

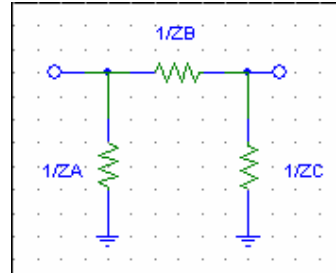
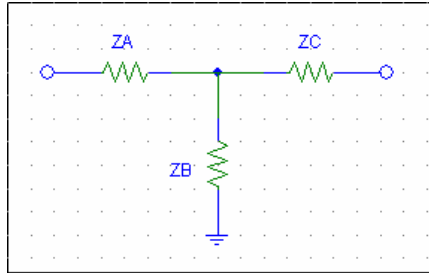


$$T = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} Y & -Y \\ -Y & Y \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Z = \begin{bmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{bmatrix}$$



□ Los cuadripolos A y B son duales si se cumple  $[Z]_A = [Y]_B$



Las dimensiones del cuadripolo “ $\pi$ ” deben ser tomadas en ohms.

□ Condiciones de reciprocidad y simetría

Parámetros	Reciprocidad	Simetría
Impedancia	$Z_{12} = Z_{21}$	$Z_{11} = Z_{22}$
Admitancia	$Y_{12} = Y_{21}$	$Y_{11} = Y_{22}$
Híbridos	$h_{12} = -h_{21}$	$\Delta h = 1$
G	$g_{12} = -g_{21}$	$\Delta g = 1$
Transmisión	$\Delta T = 1$	$A = D$

□ Impedancias de entrada y salida

Parámetros	Entrada	Salida
Impedancia	$Z_E = Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$	$Z_S = Z_{22} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{11} + Z_G}$
Admitancia	$Y_E = Y_{11} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22} + Y_L}$	$Y_S = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_G}$
Híbridos	$Z_E = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + Y_L}$	$Y_S = h_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{h_{11} + Z_G}$
Transmisión	$Z_E = \frac{A \cdot Z_L + B}{C \cdot Z_L + D}$	$Z_S = \frac{D \cdot Z_G + B}{C \cdot Z_G + A}$
G	$Z_E = \frac{g_{22} + Z_L}{\Delta g + g_{11} \cdot Z_L}$	$Z_S = \frac{\Delta g + g_{22} + Y_G}{g_{11} + Y_G}$

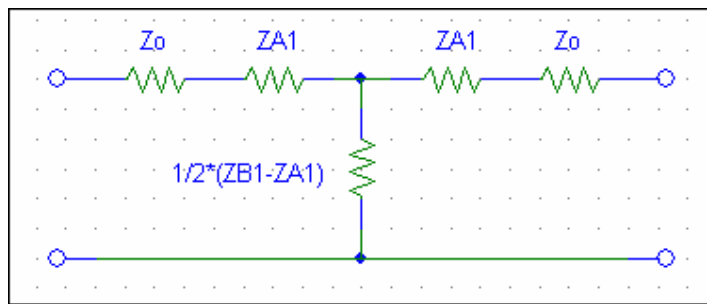


❑ Interconexión de cuadripolos

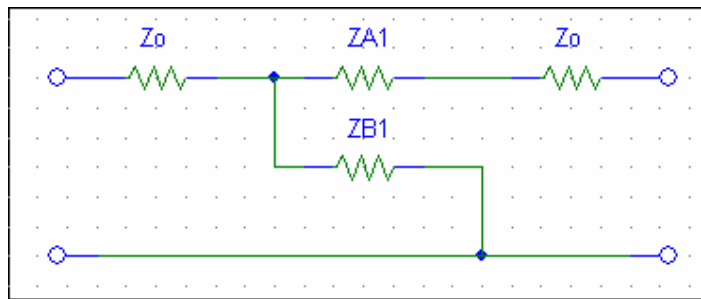
Entrada	Salida	Relación de parámetros
Serie	Serie	Sumatoria Z
Paralelo	Paralelo	Sumatoria Y
Serie	Paralelo	Sumatoria h
Paralelo	Serie	Sumatoria g
Cascada	Cascada	Productoria T

❑ Transformación de redes balanceadas a desbalanceadas

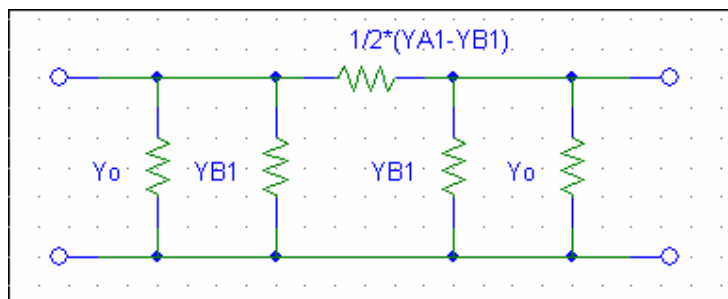
1) Si las ramas del láttice poseen una impedancia común, se la saca.



Si la impedancia central no resulta una frp es decir  $Z_{B1} \leq Z_{A1}$  dejamos un láttice residual.

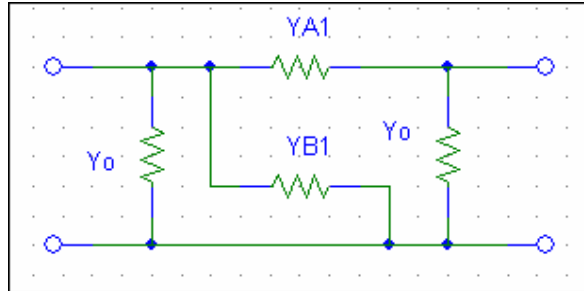


2) Si las ramas del láttice poseen una admitancia en común, se la remueve.

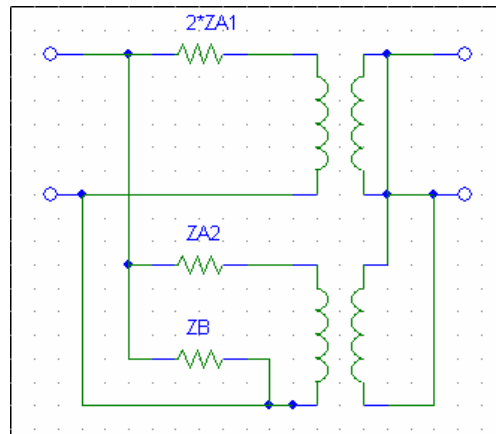




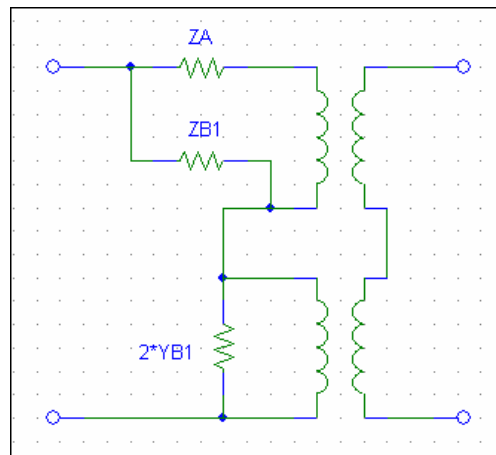
Si la admitancia central del Pi no resultara frp es decir  $YA1 \leq YB1$  entonces queda un láttice residual.



3) Si no encuentro una impedancia o admitancia común, puedo remover una admitancia de la rama serie



4) Si no encuentro una impedancia o admitancia común, puedo remover una impedancia de la rama cruzada.





□ **Transferencias cargadas**

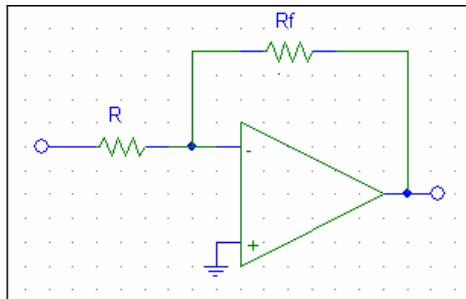
Considere un excitador thevenin  $V_G$  con impedancia  $Z_G$  con un cuadripolo cargado por  $Z_L$  donde  $V_1$  es la tensión de entrada al cuadripolo y  $V_2$  la tensión en  $Z_L$ .

Ganancia	Impedancia	Admitancia	Híbridos	<b>g</b>	Transmisión
$A_V = \frac{V_2}{V_1}$	$\frac{Z_{21} \cdot Z_L}{\Delta Z + Z_{11} \cdot Z_L}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_L}$	$\frac{-h_{21}}{\Delta h + h_{11} \cdot Y_L}$	$\frac{g_{11} \cdot Z_L}{g_{22} + Z_L}$	$\frac{Z_L}{A \cdot Z_L + B}$
$A_i = \frac{-I_2}{I_1}$	$\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$	$\frac{-Y_{21} \cdot Y_L}{\Delta Y + Y_{11} \cdot Y_L}$	$\frac{-h_{21} \cdot Y_L}{h_{22} + Y_L}$	$\frac{g_{21}}{\Delta g + g_{11} \cdot Z_L}$	$\frac{1}{C \cdot Z_L + D}$

$$\frac{V_2}{V_G} = \frac{Z_L}{A \cdot Z_L + C \cdot Z_L \cdot Z_G + B + D \cdot Z_G}$$

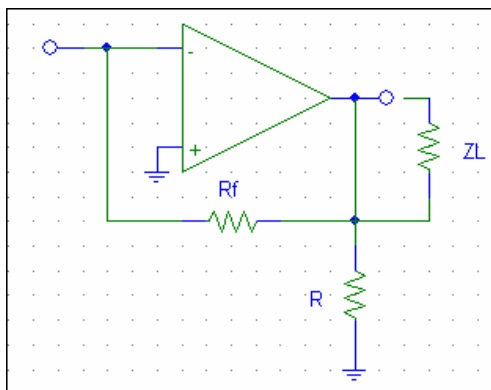
□ **Fuentes controladas**

1) **Fuente de Tensión controlada por Tensión (caso particular matriz g)**



$$A = \frac{-R_f}{R} \quad T = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2) **Fuente de Corriente controlada por Corriente (caso particular matriz h)**

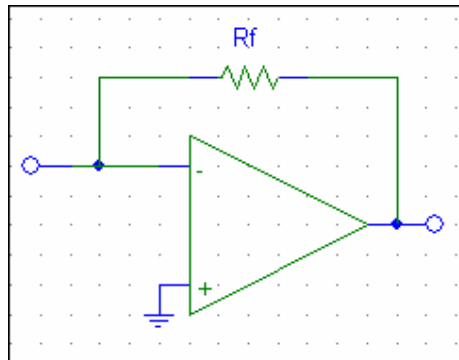


$$h = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad \alpha = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)$$

$$I_2 = I_1 \cdot \alpha$$



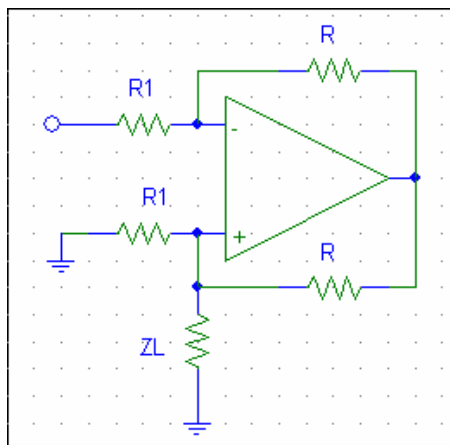
### 3) Fuente de Tensión controlada por Corriente



$$Z = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ -Rf & 0 \end{vmatrix}$$

$$V_2 = -Rf \cdot I_1$$

### 4) Fuente de Corriente controlada por Tensión

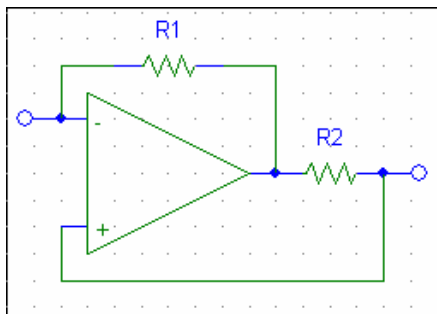


$$Y = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ Y1 & 0 \end{vmatrix}$$

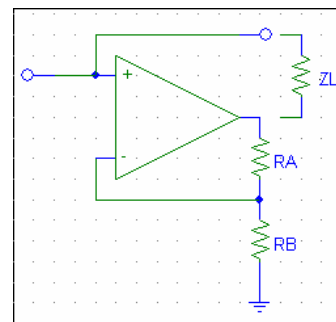
$$I_2 = Y1 \cdot V_1$$

#### ❑ Conversores de impedancia

##### 1) NIC - Conversor de Impedancia Negativo



INIC



VNIC



$$Z_E = -k.Z_L \quad Z_S = \frac{-1}{k}.Z_G$$

INIC

$$T = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{k} \end{vmatrix} \quad k = \frac{R_1}{R_2}$$

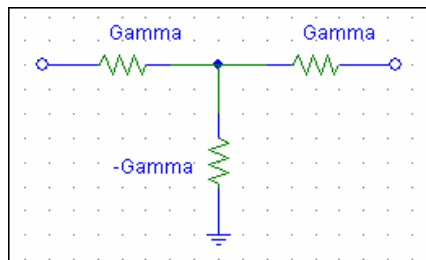
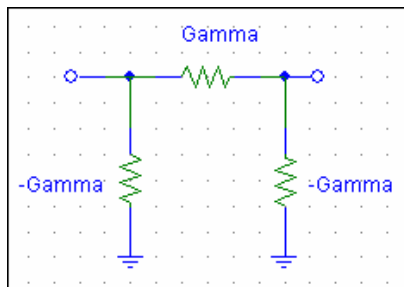
VNIC

$$T = \begin{vmatrix} -k & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \quad k = \frac{R_B}{R_A}$$

Se aplican para adaptar impedancias, para eliminar Rp de bobinas etc.

## 2) GYR Girador

$$Z_E = R\gamma^2.Y_L \quad Z_S = R\gamma^2.Y_G \quad T = \begin{vmatrix} 0 & R\gamma \\ 1 & 0 \\ R\gamma & 0 \end{vmatrix}$$



Implementación

Aplicación, lo puedo conectar entre dos cuadripolos A y B, para sintetizar una transferencia:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R\gamma \cdot (-Y_{21A}) \cdot Z_{21B}}{Z_{11B} + R\gamma^2 \cdot Y_{22A}}$$

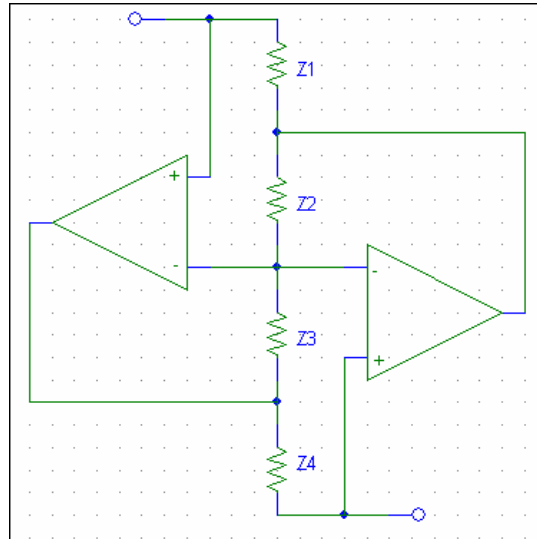
o para crear un inductor flotante, colocando un C entre dos giradores.

## 3) GIC Conversor Generalizador de Impedancia

$$Z_E = k.f(s).Z_L \quad Z_S = \frac{Z_G}{k.f(s)} \quad T = \begin{vmatrix} k & 0 \\ 0 & \frac{1}{f(s)} \end{vmatrix} \quad f(s) = \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_2 \cdot Z_4}$$



Si adopto  $Z_1 = \frac{1}{sC}$   $Z_2 = Z_3$   $Z_4 = R$  en régimen armónico tengo un FNDR resistor negativo dependiente de la frecuencia.



Implementación GIC

#### □ Matriz de Admitancia Indefinida

La sumatoria de cualquier línea (fila o columna) debe ser cero. La MAI siempre será cuadrada con tantas filas (y columnas) como nodos existan en la red.

**Transferencia de tensiones**

$$\frac{V_{MN}}{V_{PQ}} = (-1)^{M+N+P+Q} \cdot \frac{Y_{PQ}^{MN}}{Y_{PQ}^{PQ}}$$

**Impedancia de transferencia**

$$Z_{MN,PQ} = (-1)^{M+N+P+Q} \cdot \frac{Y_{PQ}^{MN}}{Y_{PQ}^{N}}$$

Los supraíndices corresponden a columnas a eliminar, mientras que los subíndices corresponden a filas a eliminar.

#### □ Teoría imagen

**Impedancia imagen de entrada**

$$Z_{O1} = \sqrt{\frac{A \cdot B}{C \cdot D}}$$

**Impedancia imagen de salida**

$$Z_{O2} = \sqrt{\frac{B \cdot D}{A \cdot C}}$$



Su relación:  $\frac{Z_{O1}}{Z_{O2}} = \frac{A}{D}$

Una forma práctica de obtener las impedancias imágenes son:

$$Z_{O1} = \sqrt{Z_E(\text{short}) \cdot Z_E(\text{open})} \quad Z_{O2} = \sqrt{Z_S(\text{short}) \cdot Z_S(\text{open})}$$

En redes simétricas donde  $A = D$  se tiene  $Z_O = Z_{O1} = Z_{O2} = \sqrt{\frac{B}{C}}$

**Matriz transmisión de una red asimétrica**

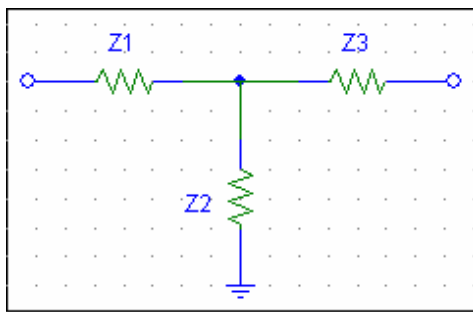
$$T = \begin{vmatrix} \sqrt{\frac{Z_{O1}}{Z_{O2}}} \cdot ch\theta & \sqrt{Z_{O1} \cdot Z_{O2}} \cdot sh\theta \\ \frac{sh\theta}{\sqrt{Z_{O1} \cdot Z_{O2}}} & \sqrt{\frac{Z_{O2}}{Z_{O1}}} \cdot ch\theta \end{vmatrix}$$

**Matriz transmisión de una red simétrica**

$$T = \begin{vmatrix} ch\theta & Z_O \cdot sh\theta \\ \frac{sh\theta}{Z_O} & ch\theta \end{vmatrix}$$

Definiendo una relación  $n = \sqrt{\frac{Z_{O1}}{Z_{O2}}}$   $\frac{V_1}{V_2} = n \cdot e^\theta$  ,  $\frac{I_1}{I_2} = \frac{e^\theta}{n}$  con  $\theta = \alpha + j\beta$

Siendo  $\alpha$  la atenuación y  $\beta$  la rotación de fase, se puede diseñar una red, dados estos parámetros y las impedancias de carga y generador.



$$Z1 = \frac{Z_G \cdot ch\theta - \sqrt{Z_G \cdot Z_L}}{sh\theta}$$

$$Z2 = \frac{\sqrt{Z_G \cdot Z_L}}{sh\theta}$$

$$Z3 = \frac{Z_L \cdot ch\theta - \sqrt{Z_G \cdot Z_L}}{sh\theta}$$

**Pérdida de inserción**  $PI = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{20}}{V_2}\right)$  y  $Np = 8,68dB = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$



□ **Transferencias**

**Transferencia de tensión en vacío:**  $\frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22}}$

**Impedancia de transferencia:**  $\frac{E_2}{I_1} = Z_{21}$

**Transferencia de corrientes en corto:**  $\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}$

**Admitancia de transferencia:**  $\frac{I_2}{E_1} = Y_{21}$

**Condición de residuo para la realizabilidad:**  $K_{11}.K_{22} - K_{21}^2 \geq 0$

□ **Síntesis de cuadripolos LC en vacío**

**Transferencia de tensión**

$T(s) = \frac{Z_{21}}{Z_{11}}$  Si las singularidades de T(s) están sobre el eje imaginario puedo:

1) Sintetizar en escalera con LC, completando a  $Z_{11}$  para ser frp, y removiendo los polos atento a los ceros de  $Z_{21}$ , generándolos por polos de impedancia o ceros de admitancia.

2) Sintetizar por una red LC balanceada donde:  $Z_A = Z_{11} - Z_{21}$  y  $Z_B = Z_{11} + Z_{21}$

**Impedancia de transferencia:**

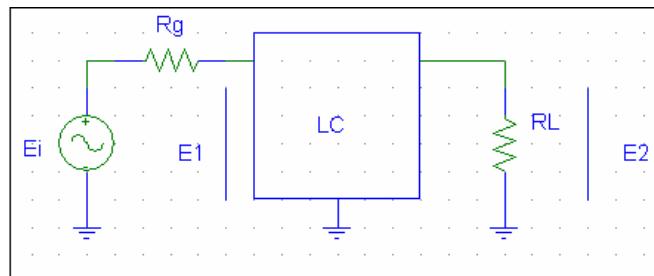
$T(s) = \frac{E_2}{I_1} = Z_{21}$  Si las singularidades de T(s) están sobre el eje imaginario puedo usar un láttice tal que expandiendo en fracciones simples, expreso

$Z_{12} = \overbrace{Z_{12P}}^{\text{RESIDUOS POSITIVOS}} - \overbrace{Z_{12N}}^{\text{RESIDUOS NEGATIVOS}}$  al no haber restricción en  $Z_{11}$  y  $Z_{22}$

adopto  $Z_{11} = Z_{22} = Z_{12P} + Z_{12N}$  y el láttice lo tengo con  $Z_A = 2.Z_{12N}$  y  $Z_B = 2.Z_{12P}$



□ Transferencias cargadas



Dado un requerimiento  $H(s) = \frac{E_2}{E_i}$  y los datos  $R_G$  y  $R_L$  se procede:

$$P(s).P(-s) = 1 - 4 \cdot \frac{R_G}{R_L} \cdot H(s).H(-s)$$

Si esta ecuación no posee simetría cuadrantal en los ceros, no existe solución.  
Si  $P(s).P(-s)$  presenta simetría cuadrantal en los ceros prosigo con la síntesis, asignándole todas las singularidades en el SPI a  $P(s)$  y las del SPD a  $P(-s)$

Calculo: 
$$Z_E = R_G \cdot \frac{1 \pm P(s)}{1 \mp P(s)}$$

Y sintetizo esta impedancia cumpliendo con los ceros de transmisión de  $H(s)$ .

□ Síntesis de cuadripolos RC en vacío

Si las singularidades de la transferencia, las tengo sobre el semieje real negativo, entonces debo sintetizar por RC.

En escalera, se sigue la temática de sintetizar  $Z_{11}$  cumpliendo con la extracción de un polo de  $Z_{11}$  donde aparece un cero de  $Z_{21}$ . Obviamente a frecuencias extremas extraere C o R mientras que en las frecuencias críticas internas extraigo tanques.

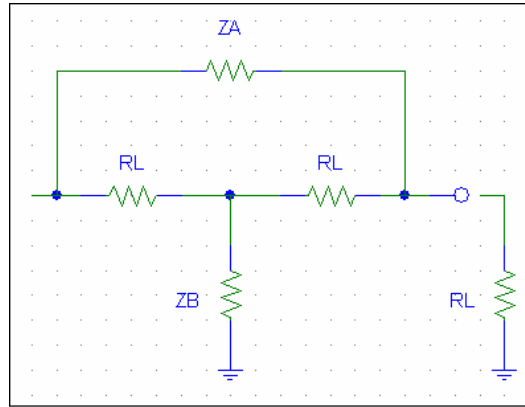
□ Cuadripolos a Resistencia constante

1) Láttice si  $ZA.ZB = R_L^2$  entonces  $Z_E = R_L$

y su transferencia es: 
$$\frac{E_2}{E_i} = \frac{1}{2} \cdot \frac{ZB - R_L}{ZB + R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L - ZA}{R_L + ZA}$$



2) T puenteada si  $Z_A.Z_B = R_L^2$  entonces  $Z_E = R_L$



□ Teorema de descomposición de Osaki