

Análisis de Redes de Microondas

Modelado de Componentes y Circuitos de RF: Parámetros Z, Y y S

Fernando Silveira

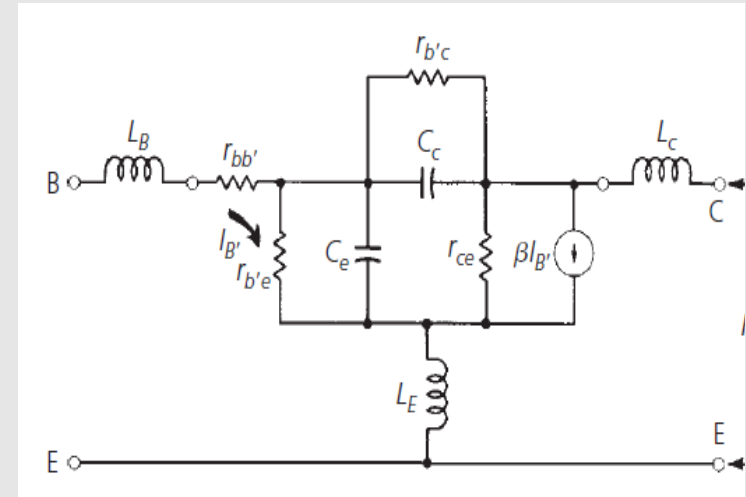
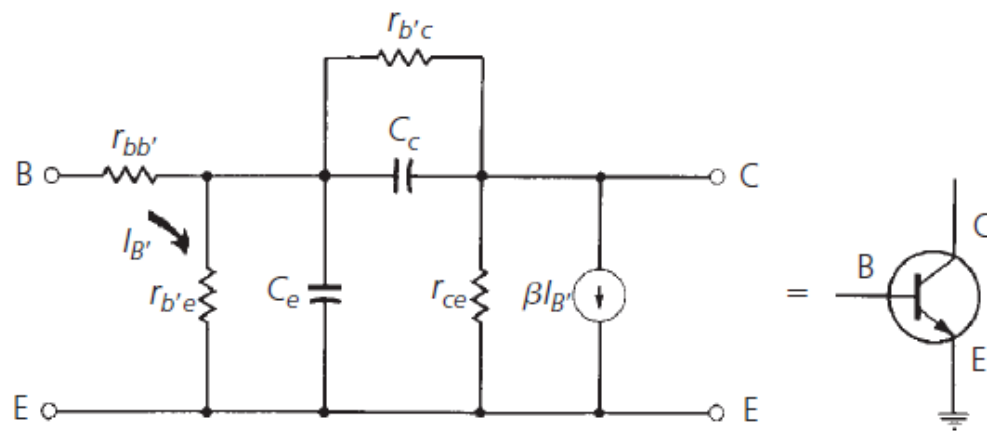
Instituto de Ingeniería Eléctrica

Universidad de la República

Tratemos de usar lo más posible lo conocido ...

- Cuando las dimensiones de un circuito son **mucho menores respecto a la longitud de onda**
 - => los cambios de fase debido a la onda a lo largo del circuito son despreciables
 - => podemos tratarlo como interconexión de elementos de parámetros concentrados (se tienen tensiones y corrientes únicas definidas en cada punto del circuito)
 - => los campos electromagnéticos son del tipo TEM llevados por dos conductores, las ecuaciones de Maxwell se reducen las leyes de Kirchhoff.
- Interesa extender lo más posible estas técnicas a los circuitos de RF por facilidad de análisis, herramientas (y familiaridad con la técnicas)

Ej. Modelo de un BJT en alta frecuencia

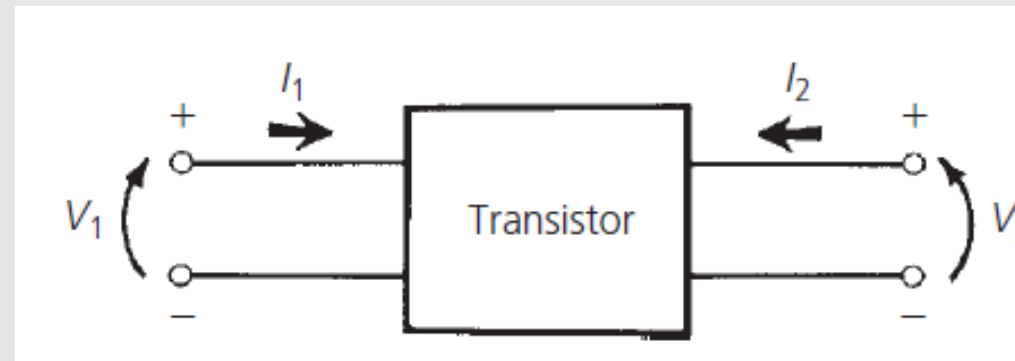


Tomado de RF Circuit Design, C. Bowick, 2nd Ed, Figs. 5.2 y 5.3

• Que el fabricante dé datos para este modelo requiere:

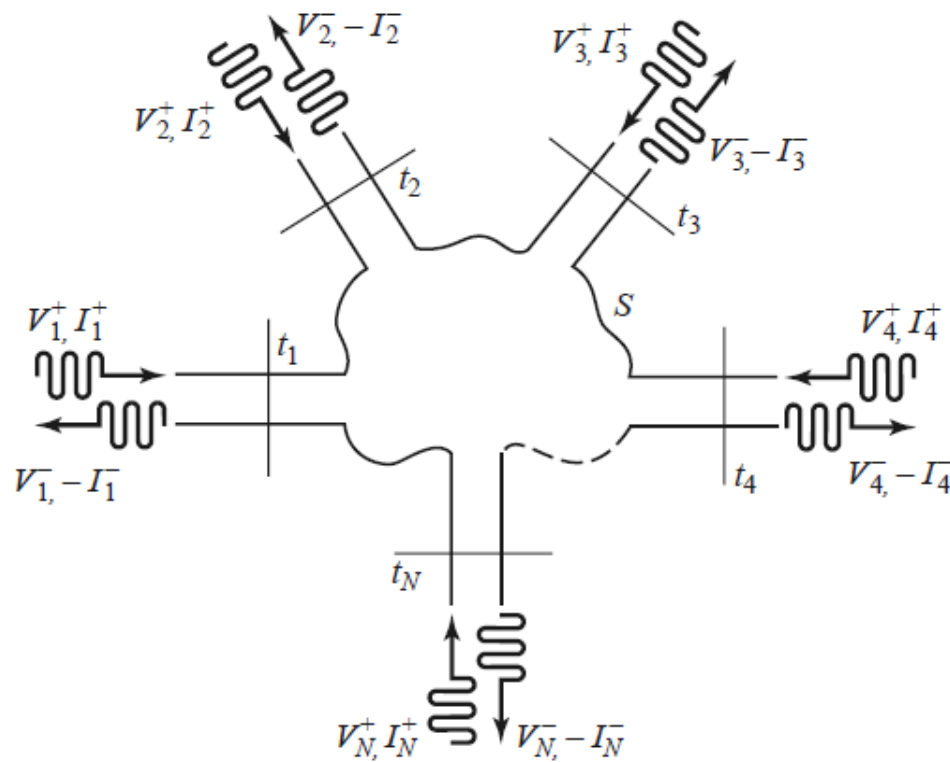
- Que el modelo valga
- Que tome medidas como para determinar todos los componentes del modelo (los valores de los componentes del modelo no pueden determinarse todos independientemente)

•=> Modelado como Caja Negra con parámetros determinables experimentalmente



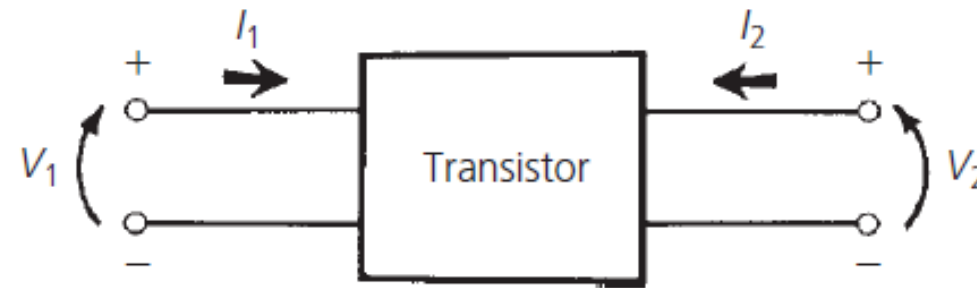
Tomado de RF Circuit Design, C. Bowick, 2nd Ed., Fig. 5.12

Cajas, Redes y Puertos



An arbitrary N -port microwave network.

Tomado de Microwave Engineering, D. Pozar, 4ta Ed., Fig. 4.5



Puerto (“port”): sinónimo de par de terminales, en el que en el caso más básico se tienen ondas electromagnéticas TEM.

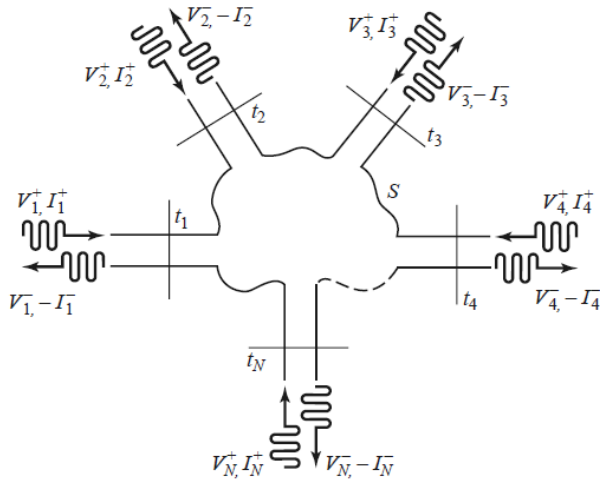
Cada **puerto** tiene asociado un plano de referencia ($t_1, t_2, t_3, t_4, \dots, t_N$) en el que:

- Se definen las ondas de V e I incidente y reflejadas
- El plano define una referencia de fase para los fasores de V e I

$$V_n = V_n^+ + V_n^-, \quad (4.24a)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-, \quad (4.24b)$$

Parámetros Z e Y



An arbitrary N -port microwave network.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix},$$

$$[V] = [Z][I]. \quad (4.25)$$

$$V_n = V_n^+ + V_n^-,$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-,$$

Similarly, we can define an admittance matrix $[Y]$ as

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix},$$

or in matrix form as

$$[I] = [Y][V]. \quad (4.26)$$

$$[Y] = [Z]^{-1}. \quad (4.27)$$

Determinación de Parámetros Z e Y

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0 \text{ for } k \neq j}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix},$$

- => Z_{ii} : impedancia vista en el puerto i **cuando los otros puertos están en circuito abierto**
- => Z_{ij} : inyector I_j en puerto j y mido tensión **de vacío** V_i en puerto i , **con los puertos diferentes al j en circuito abierto**

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0 \text{ for } k \neq j}, \quad (4.29)$$

- => Y_{ii} : admitancia vista en el puerto i **cuando los otros puertos están en cortocircuito**
- => Y_{ij} : aplico V_j en puerto j y mido **corriente de cortocircuito** en puerto i , **con los puertos diferentes al j en cortocircuito**

Parámetros Z e Y: Propiedades

- Si la red es “**recíproca**” = no contiene fuentes J y M
⇔ **no tienen elementos activos, ferritas o plasma**
=> **Z e Y son simétricas** (es el caso de una red compuesta solo por R, L y Cs)
- Si la red es **recíproca y sin pérdidas** => **Z e Y son simétricas e imaginarias** (es el caso de una red compuesta solo por L y Cs)

Parámetros Z e Y: Ejs.

Ejs: hoja de datos MPSH10 y PN918

Parámetros Z e Y: Limitaciones

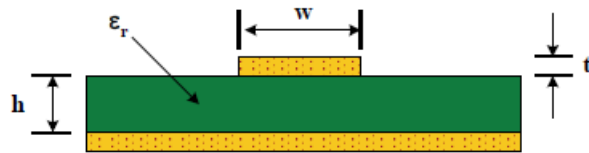
Condición de cortocircuito / circuito abierto

PCB Components

Component: Copper Traces

Purpose: Interconnect two or more points

Problem: Inductance and Capacitance



$$L(nH) \approx 2x \ln\left(\frac{5.98 h}{0.8 w + t}\right)$$

$$C(pF) \approx \frac{0.264x (\epsilon_r + 1.41)}{\ln\left(\frac{5.98 h}{0.8 w + t}\right)}$$

x = length of trace (cm)

w = width of trace (cm)

h = height of trace (cm)

t = thickness of trace (cm)

ϵ_r = PCB Permeability

$$Z_0(\Omega) = 31.6 \sqrt{\frac{L(nH)}{C(pF)}} \quad T_p(ps/cm) = 31.6 \sqrt{L(nH)C(pF)}$$

0.8mm (0.031") trace on 0.8mm (0.031") thick PCB (FR-4) has:

~ 4nH and 0.8pF per cm

~ 10nH and 2.0pF per inch

ϵ_r = PCB material permeability (FR-4 ~ 4.5)

TI, High Speed Analog Design and Application Seminar

Parámetros Z e Y: Limitaciones

Condición de cortocircuito / circuito abierto

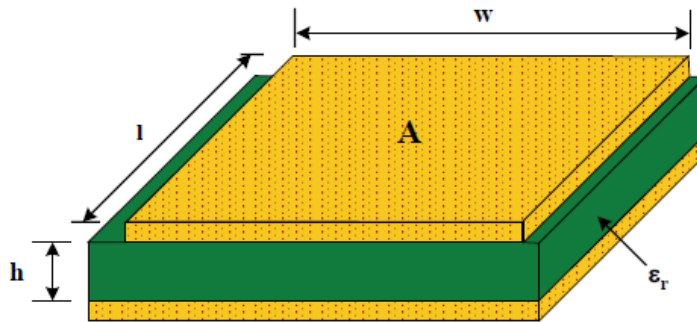
PCB Components

Component: Copper Planes

Purpose: Used For Ground Planes and Power Planes

Problem: Stray Capacitance on Signal Traces

Benefit: Large Bypass Capacitance & Minimal Inductance



$$C(pF) \approx \frac{0.0886 \epsilon_r A}{h}$$

h = separation between planes (cm)
 A = area of common planes = $l \cdot w$ (cm²)
 ϵ_r = PCB Permeability

0.8mm (0.031") thick PCB (FR-4) has:

~ 0.5pF per cm²
~ 32.7pF per inch²

ϵ_r = PCB material
permeability (FR-4 ~ 4.5)

TI, High Speed Analog Design and Application Seminar

Parámetros Z e Y: Limitaciones

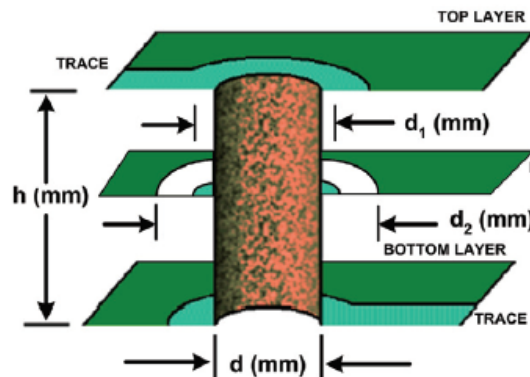
Condición de cortocircuito / circuito abierto

PCB Components

Component: Vias

Purpose: Interconnect traces on different layers

Problem: Inductance and Capacitance



$$L(nH) \approx \frac{h}{5} \left[1 + \ln \left(\frac{4h}{d} \right) \right]$$

$$C(pF) \approx \frac{0.0555 \epsilon_r h d_1}{d_2 - d_1}$$

$$Z_0(\Omega) = 31.6 \sqrt{\frac{L(nH)}{C(pF)}} \quad T_p(ps/cm) = 31.6 \sqrt{L(nH)C(pF)}$$

0.4mm (0.0157") via with 1.6mm (0.063") thick PCB has ~ 1.2nH

1.6mm (0.063") Clearance hole around 0.8mm (0.031") pad on FR-4 has ~ 0.4pF

ϵ_r = PCB material permeability (FR-4 ~ 4.5)

TI, High Speed Analog Design and Application Seminar

Parámetros Z e Y: Limitaciones

=> ¿Cuánto afectan L y C parásitas?

Calculemos: Impedancia de 1 nH y 1 pF a 2.4 GHz

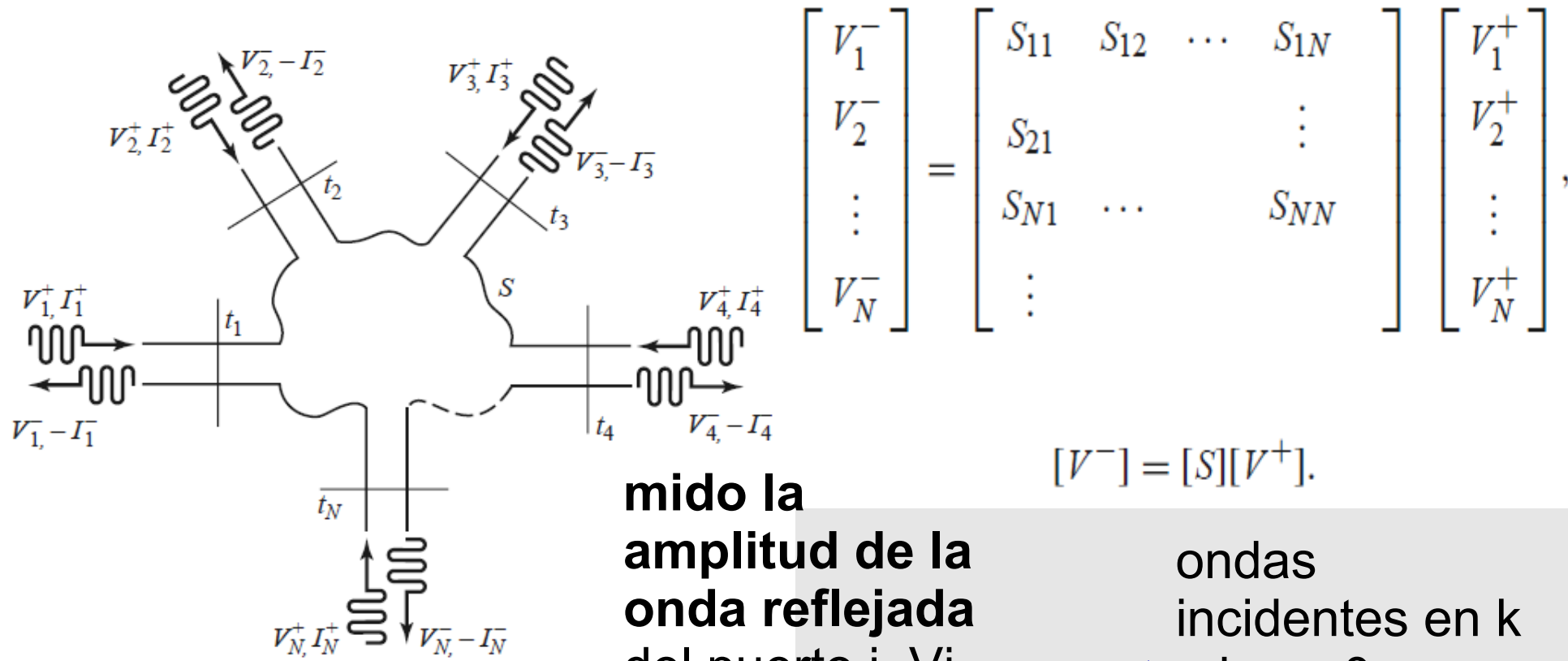
Parámetros Z e Y: Limitaciones

- Condición de cortocircuito / circuito abierto
 - Difícil en RF
 - No es condición normal \Rightarrow puede generar oscilaciones
- Basado en conceptos de V e I difíciles de medir a alta frecuencia.

Scattering Matrix (Parámetros de Scattering, Parámetros S)

- definición en función de **ondas (incidente y reflejada) en lugar de V e I**
- medida con **terminación característica del sistema de medición no circuito abierto o corto**
- Esta biunívocamente relacionada con las matrices Z e Y
- Se puede deducir de circuito de la red si se conoce o se puede medir con **Analizador Vectorial de Redes** (VNA: Vector Network Analyzer) o métodos similares (es posible separar onda incidente de reflejada y medir cada una)

Parámetros S



$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix},$$

$$[V^-] = [S][V^+].$$

mido la amplitud de la onda reflejada del puerto i , V_i^-

ondas incidentes en $k \neq j$ son 0 \Rightarrow puertos $k \neq j$ terminados en cargas "matcheadas" para evitar reflexiones.

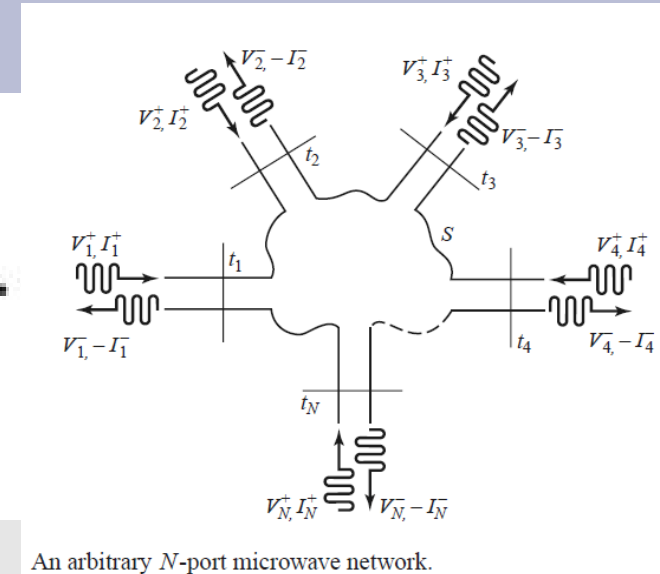
An arbitrary N-port microwave

aplico una onda incidente V_j^+ en el puerto j

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad \left| \quad V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j \right.$$

Parámetros S

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j}$$



An arbitrary N -port microwave network.

- **S_{ii} : coeficiente de reflexión visto hacia el puerto i cuando todos los otros puertos están terminados en cargas “matcheadas”.**
- **S_{ij} : coeficiente de transmisión del puerto j hacia el puerto i cuando todos los otros puertos están terminados en cargas “matcheadas”.**

Parámetros S: Ejemplos

Parametros S: Caso generalizado: Puertos con Z distintas

Tomado de Microwave Transistor Amplifiers, G. Gonzalez, 2nd Ed.

Es necesario normalizar a potencia (o raiz de potencia):

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_o}}$$

$$i(x) = \sqrt{Z_o} I(x)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_o}}$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_o}}$$

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x)$$

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_o} - \frac{V^-(x)}{Z_o}$$

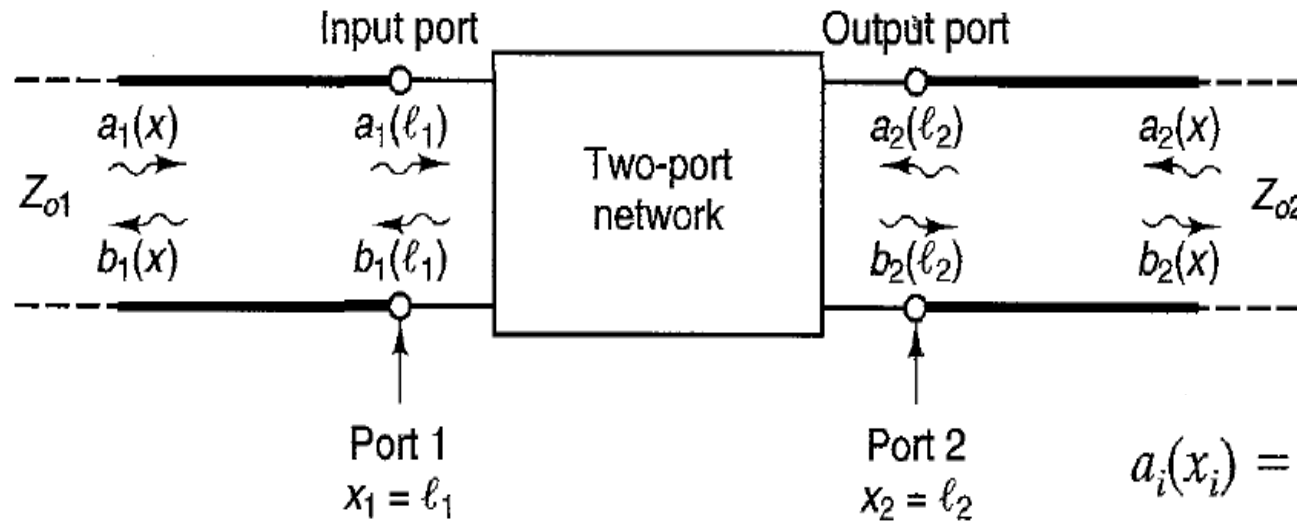
$$v(x) = a(x) + b(x)$$

$$i(x) = a(x) - b(x)$$

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} [V(x) + Z_o I(x)]$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} [V(x) - Z_o I(x)]$$

Parámetros S: visión más precisa (1)



$$a_i(x_i) = \frac{V_i^+(x_i)}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+(x_i)$$

$$b_i(x_i) = \frac{V_i^-(x_i)}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^-(x_i)$$

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2)$$

and

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2)$$

or, in matrix form,

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (1.4.9)$$

Parámetros S: visión más precisa (2)

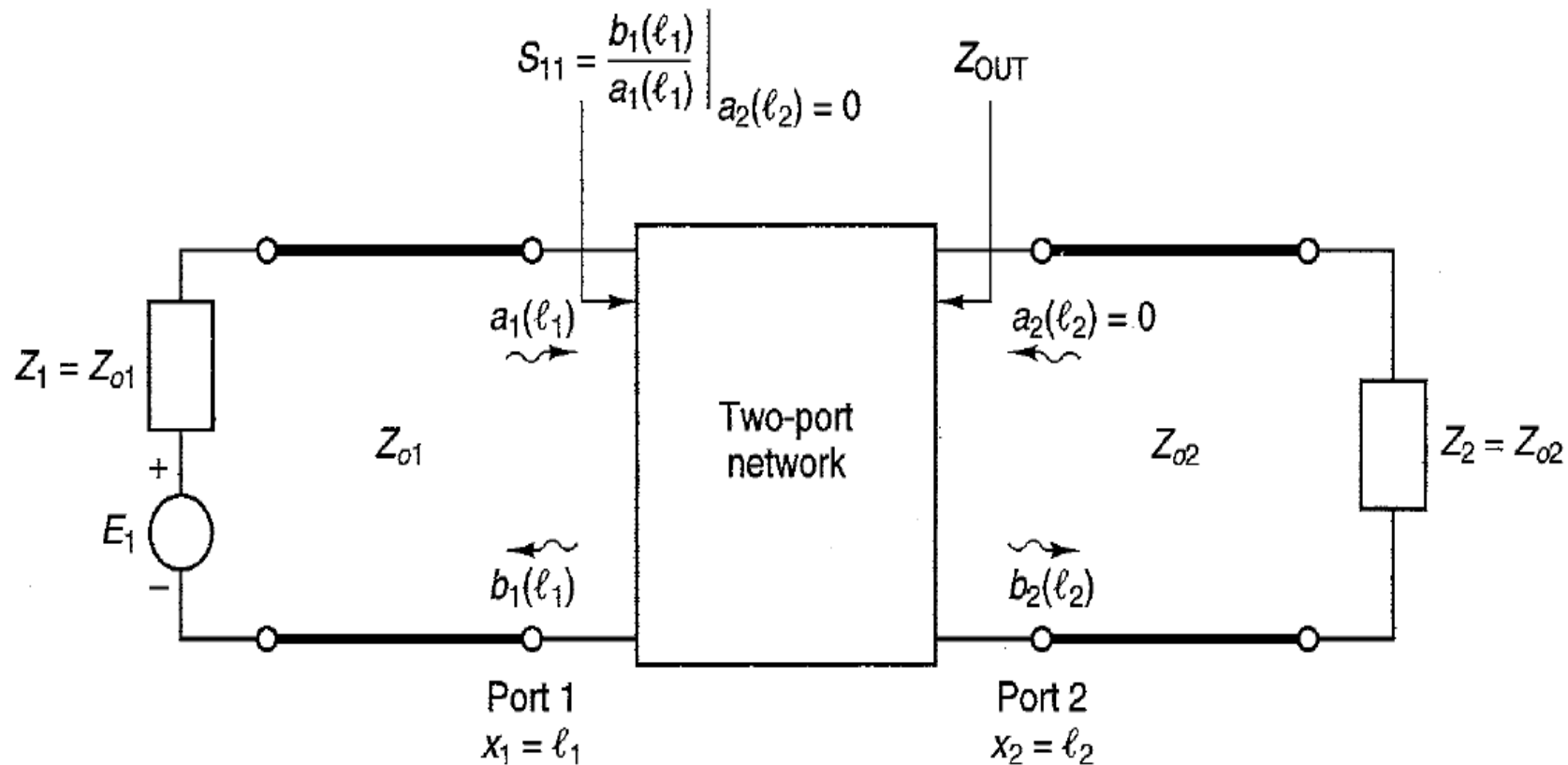
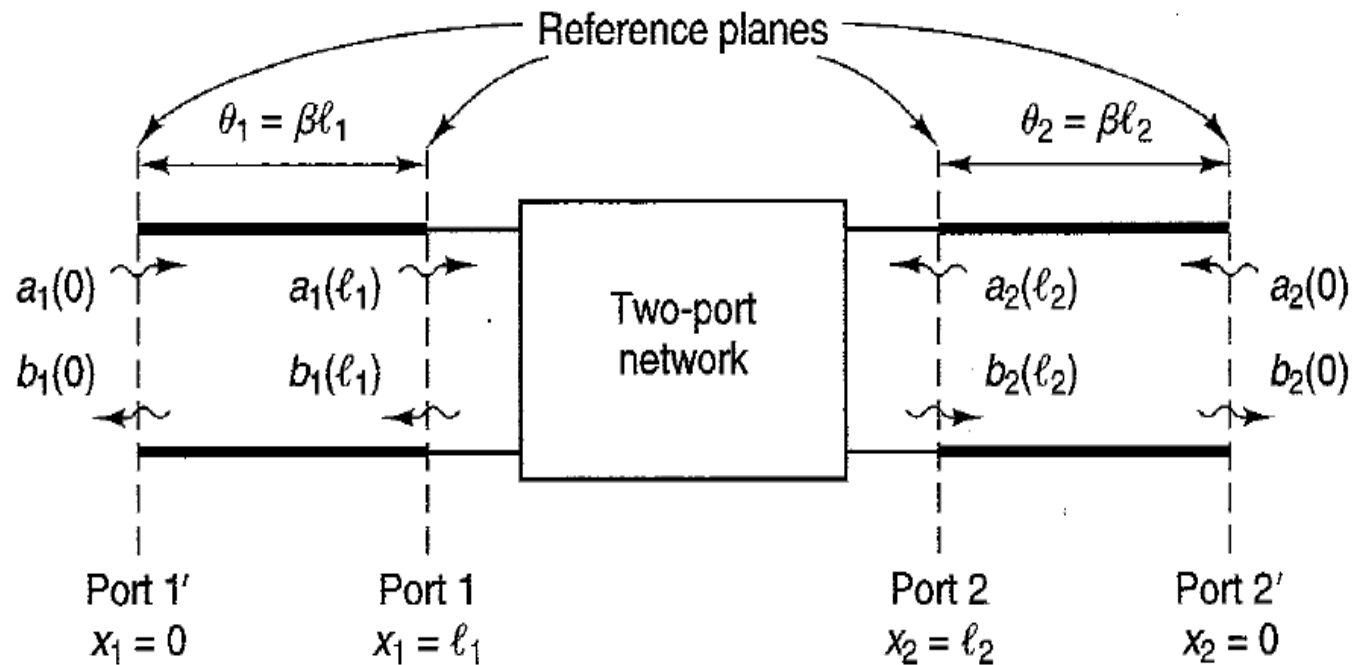


Figure 1.4.2 Procedure for measuring S_{11} . The characteristic impedances of the transmission lines are Z_{o1} and Z_{o2} .

Z_{OUT} NO tiene porque estar matcheada a nada (ni lo va a estar en general)

Parámetros S: Cambio de plano de Referencia



$$b_1(l_1) = b_1(0)e^{j\theta_1}$$

$$a_1(l_1) = a_1(0)e^{-j\theta_1}$$

$$b_2(l_2) = b_2(0)e^{j\theta_2}$$

$$a_2(l_2) = a_2(0)e^{-j\theta_2}$$

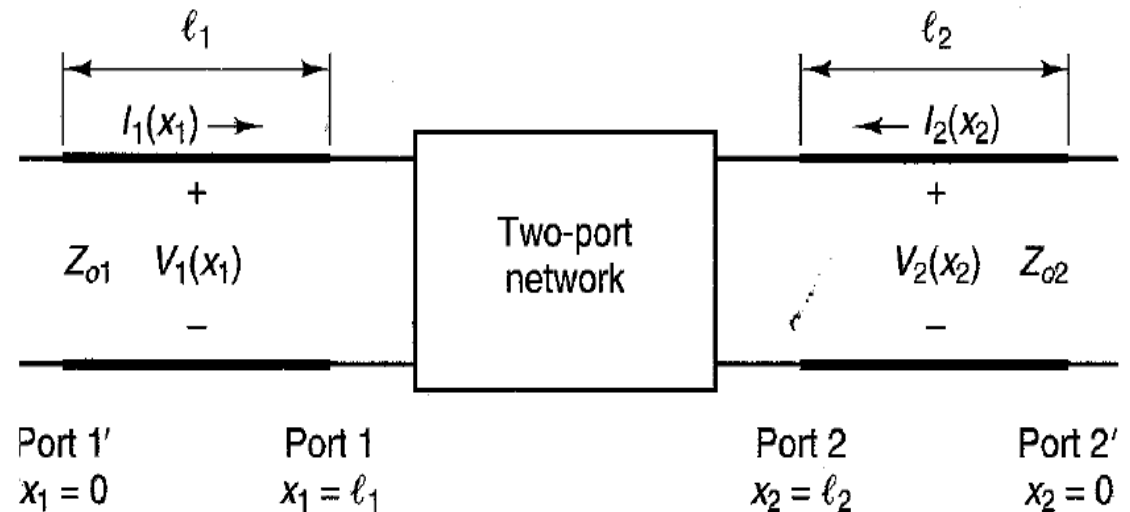
$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}e^{-j2\theta_1} & S_{12}e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} \\ S_{21}e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} & S_{22}e^{-j2\theta_2} \end{bmatrix}$$

Parámetros S: Propiedades a, b (1)

Líneas sin pérdidas (\Rightarrow Potencias en $x=0$ y $x=l$ son iguales, Z_0 : real)

$$a_i(x_i) = \frac{V_i^+(x_i)}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^+(x_i)$$

$$b_i(x_i) = \frac{V_i^-(x_i)}{\sqrt{Z_{oi}}} = \sqrt{Z_{oi}} I_i^-(x_i)$$



$$P_i^+(0) = \text{Re}[V_{i,\text{rms}}^+(0) (I_{i,\text{rms}}^+(0))^*] = \frac{1}{2} \text{Re}[V_i^+(0) (I_i^+(0))^*]$$

$$b \propto \sqrt{\text{Pot reflejada}}$$

$$= \frac{1}{2} \text{Re} \left[V_i^+(0) \frac{(V_i^+(0))^*}{Z_{oi}} \right] = \frac{1}{2} \frac{|V_i^+(0)|^2}{Z_{oi}}$$

$$P_i^-(0) = \text{Re}[V_{i,\text{rms}}^-(0) (I_{i,\text{rms}}^-(0))^*] = \frac{1}{2} \text{Re}[V_i^-(0) (I_i^-(0))^*]$$

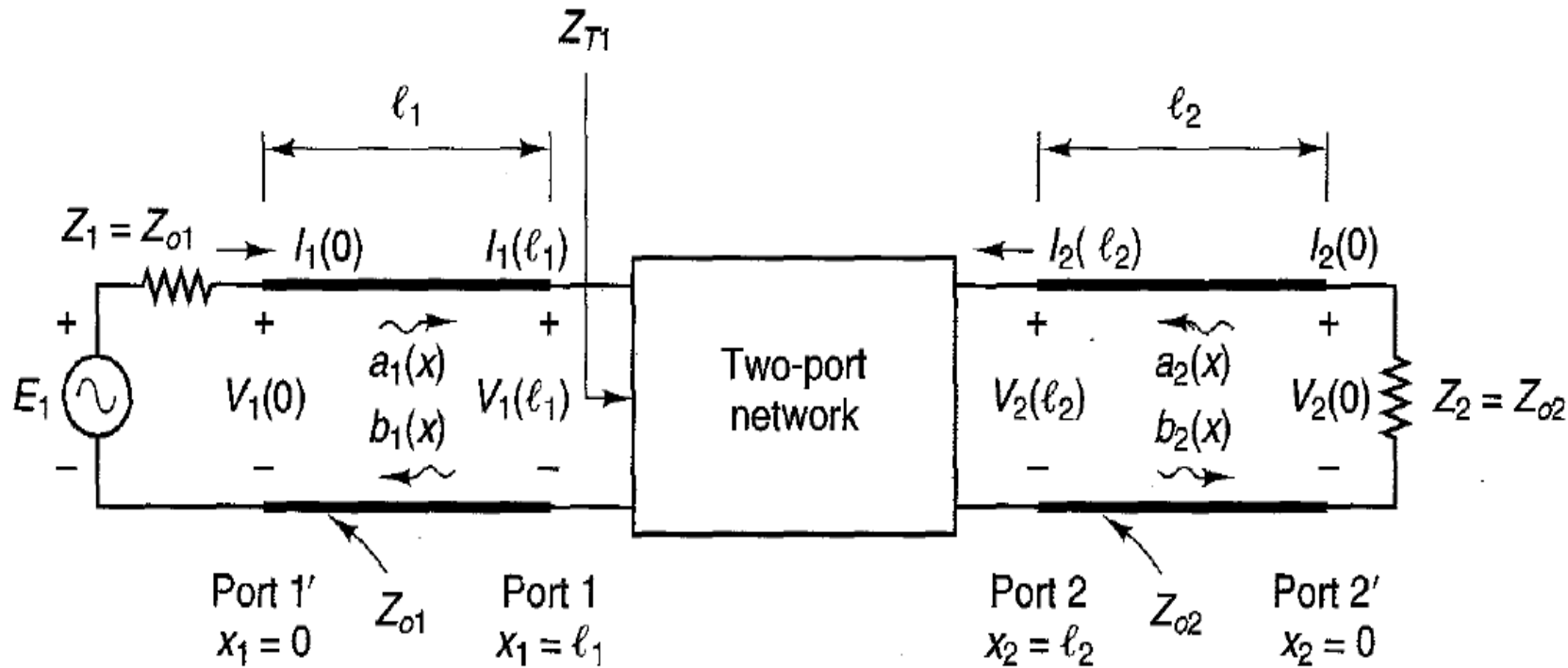
$$= \frac{1}{2} |a_i(0)|^2 = |a_{i,\text{rms}}(0)|^2$$

$$= \frac{1}{2} \text{Re} \left[V_i^-(0) \frac{(V_i^-(0))^*}{Z_{oi}} \right] = \frac{1}{2} \frac{|V_i^-(0)|^2}{Z_{oi}}$$

$$= \frac{1}{2} |b_i(0)|^2 = |b_{i,\text{rms}}(0)|^2$$

$$a \propto \sqrt{\text{Pot incidente}}$$

Parámetros S: Propiedades a, b (2)



At $x_1 = 0$, we have

$$V_1(0) = E_1 - Z_{o1} I_1(0)$$

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} [V(x) + Z_o I(x)]$$

$$P_{AVS} = P_1^+(0) \text{ when } Z_1 = Z_{o1}$$

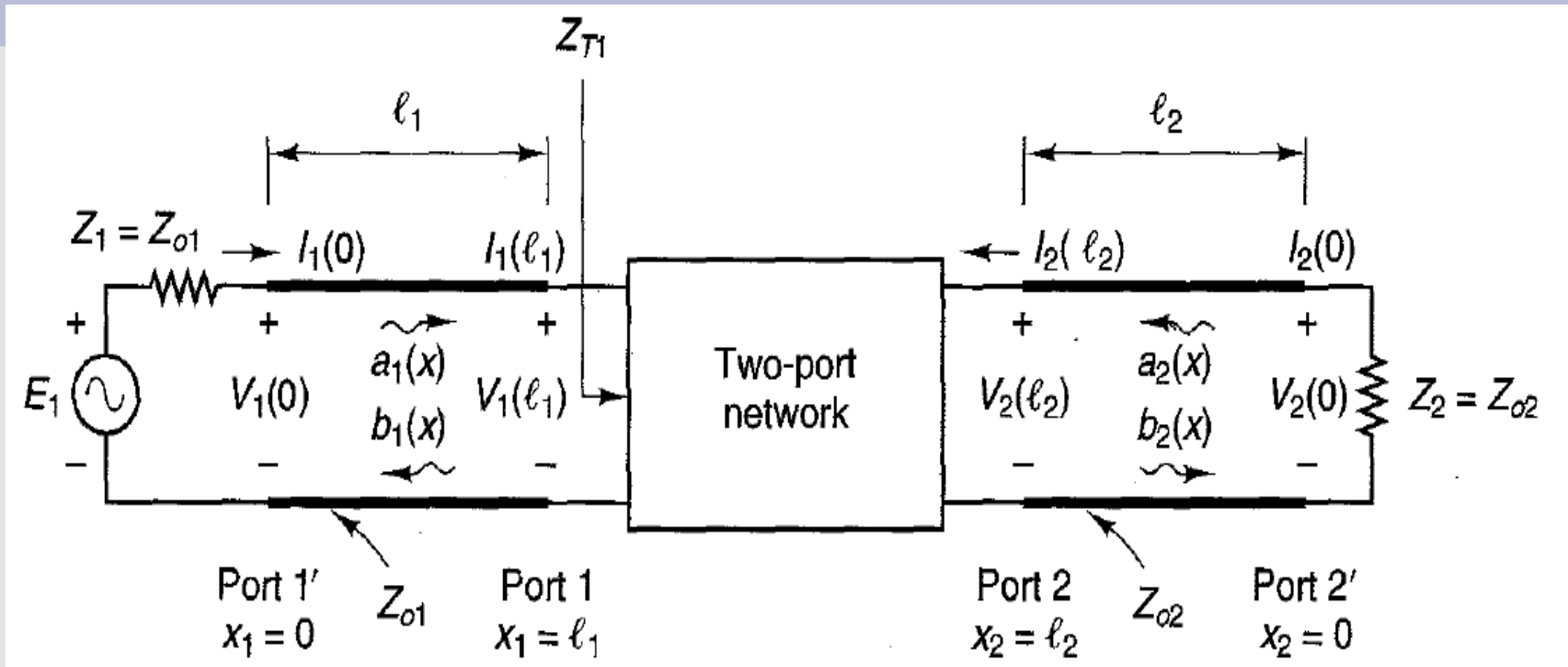
PAVS: Available Power (Potencia Disponible, Máxima potencia que puede entregar la fuente, cuando $Z_L = Z_{out}^*$)

$$a_1(0) = \frac{E_1}{2\sqrt{Z_{o1}}}$$

$$|a_1(0)|^2 = \frac{|E_1|^2}{4Z_{o1}}$$

$$P_1^+(0) = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 = \frac{|E_1|^2}{8Z_{o1}}$$

Parámetros S: Propiedades a,b (3)



$$P_1^+(0) = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 = \frac{|E_1|^2}{8Z_{o1}}$$

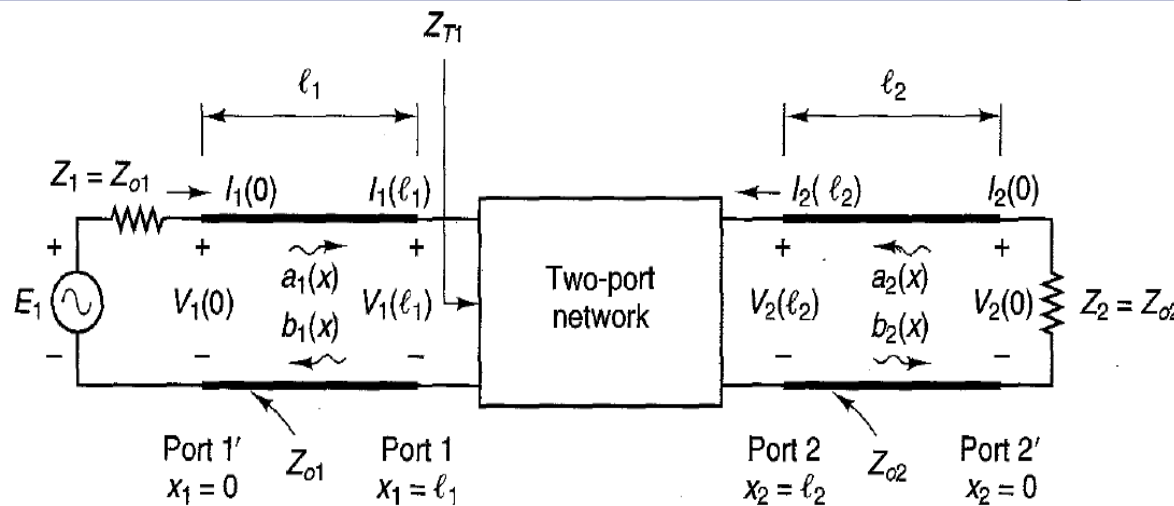
$$P_{AVS} = P_1^+(0) \text{ when } Z_1 = Z_{o1}$$

$$P_1(0) = P_1^+(0) - P_1^-(0) = \frac{1}{2} |a_1(0)|^2 - \frac{1}{2} |b_1(0)|^2 \quad P_1(0): \text{Potencia entregada en el puerto 1 en } x=0$$

$$\frac{1}{2} |b_1(0)|^2 = P_{AVS} - P_1(0)$$

Quando $Z_1 = Z_{o1}$, sino P_1^+ es distinto de P_{AVS}

Parámetros S: Propiedades S11



$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma$$

$$S_{11} = \frac{Z_{T1} - Z_{o1}}{Z_{T1} + Z_{o1}}$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{|b_1(\ell_1)|^2}{|a_1(\ell_1)|^2} \Big|_{a_2(\ell_2)=0} = \frac{P_{AVS} - P_1(\ell_1)}{P_{AVS}}$$

$$|S_{11}|(dB) = 20 \cdot \log_{10} |S_{11}| = 10 \cdot \log_{10} \frac{\text{Preflejada}}{\text{Pincidente}}$$

$|S_{11}|^2$:

- Relación entre potencia reflejada en el puerto 1 y potencia incidente en el puerto
- Si $Z_1 = Z_{o1}$: relación entre potencia reflejada y potencia disponible en la fuente en el puerto 1

Recapitulando: diferentes formas de expresar grado de reflexión o (des)adaptación (1)

- Coeficiente de reflexión (Γ)
- **S11** = Γ , pero muchas veces expresado en dB: **S11(dB) = 20 * log10(Γ)**
- **Return Loss** (Pérdida de retorno): inverso de $|S_{11}|$ en general expresado en dB:

$$RL = -20 \cdot \log_{10} |S_{11}| = +10 \cdot \log_{10} \frac{P_{\text{incidente}}}{P_{\text{reflejada}}}$$

- **Relación de onda estacionaria** (Standing Wave Ratio: **SWR** o VSWR (Voltage SWR)): Relación entre máxima y mínima amplitud en una línea

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma$$

$$S_{11} = \frac{Z_{T1} - Z_{o1}}{Z_{T1} + Z_{o1}}$$

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Recapitulando: diferentes formas de expresar grado de reflexión o (des)adaptación (2)

| $ \Gamma = S_{11} $ | RL (dB) = $- S_{11} (\text{dB}) =$ $-20 \cdot \log_{10}(\Gamma)$ | SWR = $\frac{1 + \Gamma }{1 - \Gamma }$ | Preflejada / Pincidente (%) $= \Gamma ^2$ |
|-----------------------|--|--|---|
| 0 | ∞ | 1.00 | 0,00% |
| 0.025 | 32.0 | 1.05 | 0,06% |
| 0.05 | 26.0 | 1.11 | 0,25% |
| 0.075 | 22.5 | 1.16 | 0,56% |
| 0.1 | 20.0 | 1.22 | 1,00% |
| 0.15 | 16.5 | 1.35 | 2,25% |
| 0.2 | 14.0 | 1.50 | 4,00% |
| 0.25 | 12.0 | 1.67 | 6,25% |
| 0.3 | 10.5 | 1.86 | 9,00% |
| 0.35 | 9.1 | 2.07 | 12,25% |
| 0.4 | 8.0 | 2.33 | 16,00% |

“Deseable”
 $S_{11} < -15\text{dB}$
 ($\Rightarrow Pr/Pi = 3.2\%$)

SWR < 1.5
 ($\Rightarrow Pr/Pi = 4\%$)

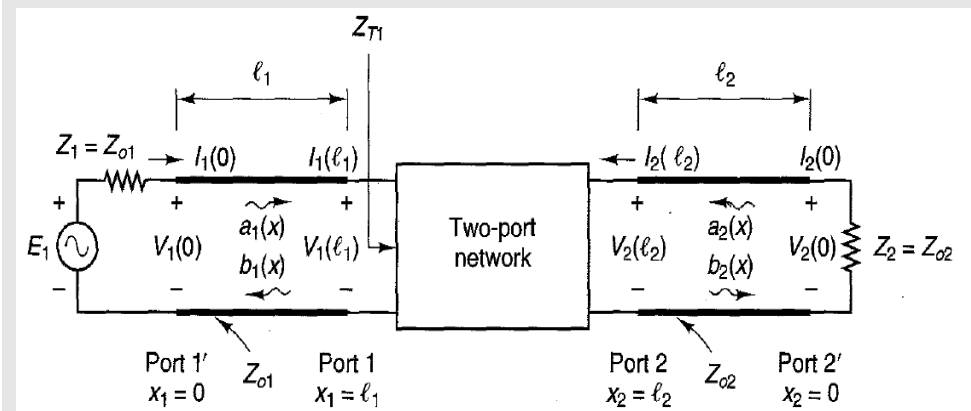
**“Mínimo
 aceptable”**
 $S_{11} < -10\text{dB}$
 ($\Rightarrow Pr/Pi = 10\%$)

SWR < 2
 ($\Rightarrow Pr/Pi = 11\%$)

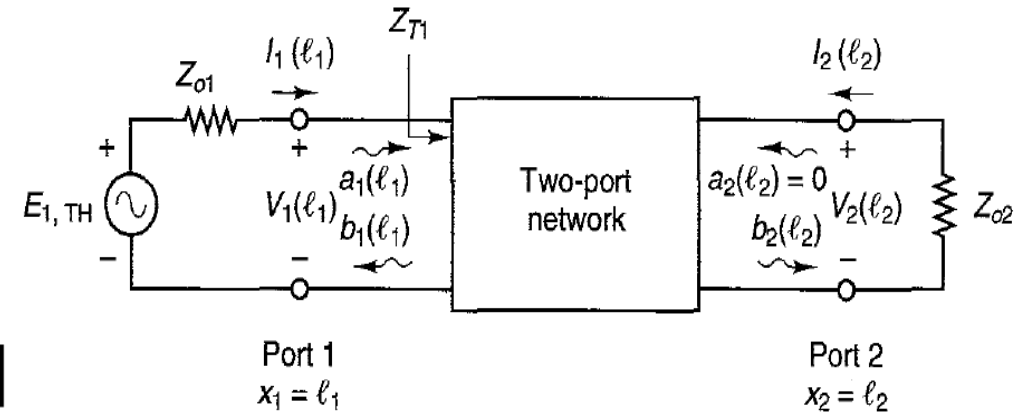
Parámetros S: Propiedades S21 (1)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2)=0} = \left. \frac{\sqrt{Z_{o2}} I_2^-(l_2)}{\sqrt{Z_{o1}} I_1^+(l_1)} \right|_{I_2^+(l_2)=0}$$

$$= \left. \frac{-\sqrt{Z_{o2}} I_2(l_2)}{\sqrt{Z_{o1}} I_1^+(l_1)} \right|_{I_2^+(l_2)=0}$$



$$E_{1,TH} = E_1 e^{-j\beta l_1}$$



$$I_1^+(l_1) = \frac{a_1(l_1)}{\sqrt{Z_{o1}}} = \frac{1}{2Z_{o1}} [V_1(l_1) + Z_{o1} I_1(l_1)]$$

$$V_1(l_1) = E_{1,TH} - Z_{o1} I_1(l_1)$$

$$-I_2(l_2) = \frac{V_2(l_2)}{Z_{o2}}$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{o1}}}{\sqrt{Z_{o2}}} \frac{V_2(l_2)}{E_{1,TH}}$$

$$I_1^+(l_1) = \frac{E_{1,TH}}{2Z_{o1}}$$

Parámetros S: Propiedades S21 (2)

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{o1}} V_2(l_2)}{\sqrt{Z_{o2}} E_{1,TH}}$$

Si $Z_{o1} = Z_{o2} = Z_0$

$$S_{21} = \frac{V_2}{\left(\frac{E_{1,TH}}{2}\right)}$$

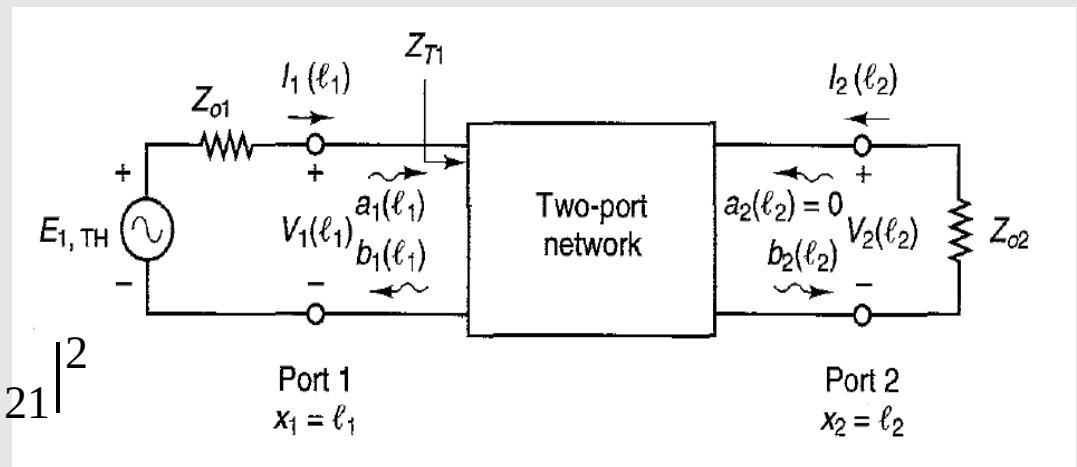
Si $Z_{T1} = Z_{o1} \Rightarrow$
Av (ganancia en voltaje del bloque)

$$|S_{21}|^2 = \frac{\frac{1}{2} |V_2(l_2)|^2 / Z_{o2}}{|E_{1,TH}|^2 / 8Z_{o1}}$$

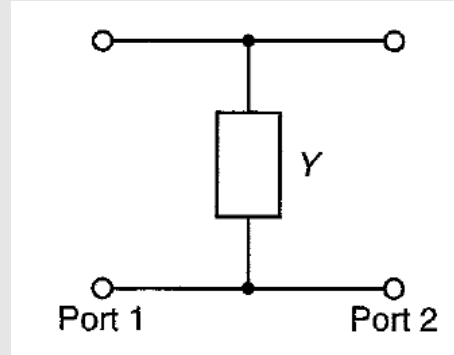
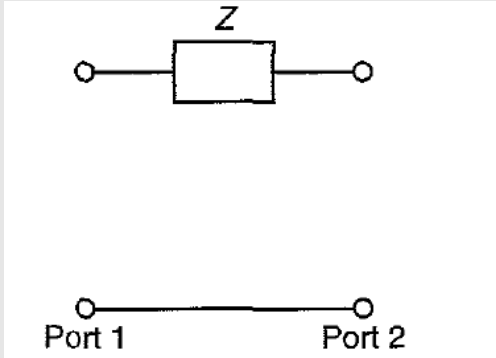
Potencia entregada a la carga Z_{o2} (P_L)

Potencia disponible en la fuente $E_{1,TH}$

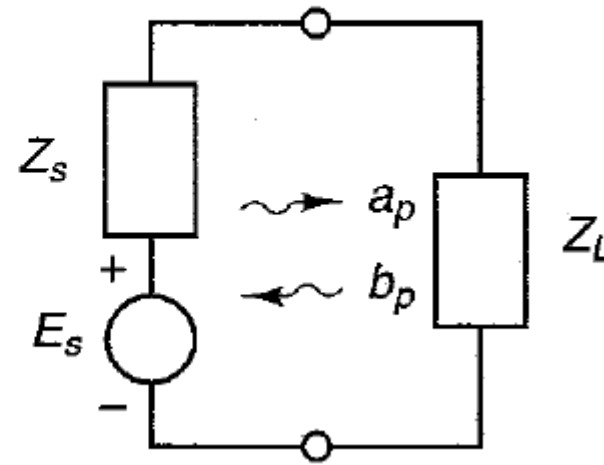
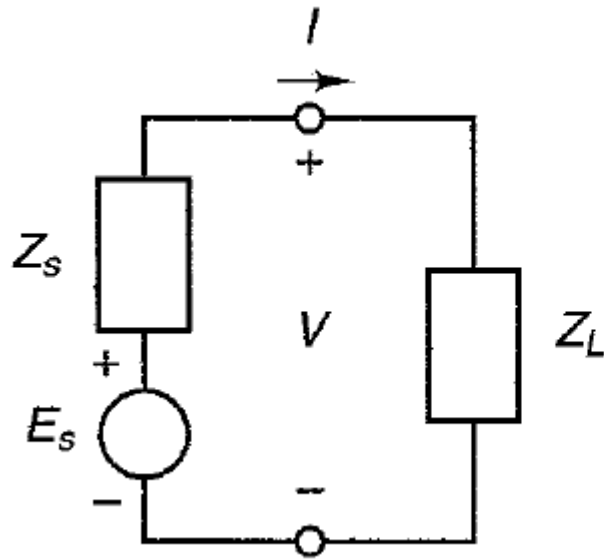
Transducer Gain: $G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = |S_{21}|^2$



Ejemplo



Ondas de Potencia (Power Waves) y Parámetros S generalizados (1)



$$a_p = \frac{1}{2\sqrt{R_s}} (V + Z_s I)$$

$$b_p = \frac{1}{2\sqrt{R_s}} (V - Z_s^* I)$$

$$\frac{1}{2} |a_p|^2 = |a_{p,\text{rms}}|^2 = \frac{|E_s|^2}{8R_s}$$

$$P_{L,\text{max}} = P_{\text{AVS}} = \frac{1}{8} \frac{|E_s|^2}{R_s}$$

$$P_L = \frac{1}{2} |a_p|^2 - \frac{1}{2} |b_p|^2$$

Ondas de Potencia (Power Waves) y Parámetros S generalizados (2)

$$V = V_p^+ + V_p^-$$

$$I = I_p^+ - I_p^-$$

$$V_p^+ = \frac{Z_s^*}{\sqrt{R_s}} a_p$$

$$V_p^- = \frac{Z_s}{\sqrt{R_s}} b_p$$

$$I_p^+ = \frac{a_p}{\sqrt{R_s}} = \frac{V_p^+}{Z_s^*}$$

$$I_p^- = \frac{b_p}{\sqrt{R_s}} = \frac{V_p^-}{Z_s}$$

$$b_{p1} = S_{p11}a_{p1} + S_{p12}a_{p2}$$

$$b_{p2} = S_{p21}a_{p1} + S_{p22}a_{p2}$$

$$a_p = \frac{1}{2\sqrt{R_s}} (V + Z_s I)$$

$$b_p = \frac{1}{2\sqrt{R_s}} (V - Z_s^* I)$$

$$a(x) = \frac{1}{2} [v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} [V(x) + Z_o I(x)]$$

$$b(x) = \frac{1}{2} [v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} [V(x) - Z_o I(x)]$$

- Si Z_s es real y positiva $\Rightarrow a_p, b_p, S_p$ son idénticos a a, b y S
- S_p no se pueden medir directamente, pero S si y S_p se pueden deducir a partir de S

Bloques en Cascada, Parametros T (chain scattering, scattering transfer)

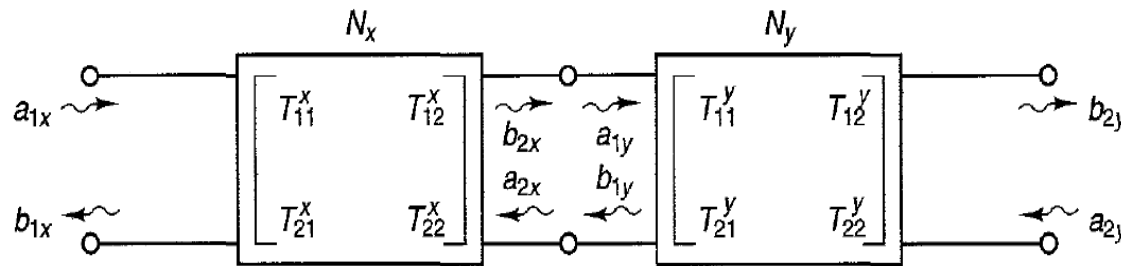


Figure 1.4.3 Cascade connection of two-port networks.

$$\begin{bmatrix} b_{2x} \\ a_{2x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{1y} \\ b_{1y} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ b_1(l_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2(l_2) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} a_{1x} \\ b_{1x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^x & T_{12}^x \\ T_{21}^x & T_{22}^x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}^y & T_{12}^y \\ T_{21}^y & T_{22}^y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{2y} \\ a_{2y} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & T_{22} - \frac{T_{21}T_{12}}{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & -\frac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix}$$

Archivos Touchstone (snp, s2p)

- Formato estándar para dar información de parámetros S, Y, Z,... en función de la frecuencia
- Encabezado: (ej s2p)

[HZ / KHZ / MHZ / GHZ] [S / Y / Z / G / H]
[MA / DB / RI] [Rn]

freq. S11, S21, S12, S22

```
# GHZ S RI R 50.0
```

```
1.0000 0.3926 -0.1211 -0.0003 -0.0021 -0.0003 -0.0021 0.3926 -0.1211
```

```
2.0000 0.3517 -0.3054 -0.0096 -0.0298 -0.0096 -0.0298 0.3517 -0.3054
```

```
10.000 0.3419 0.3336 -0.0134 0.0379 -0.0134 0.0379 0.3419 0.3336
```

Power Dividers

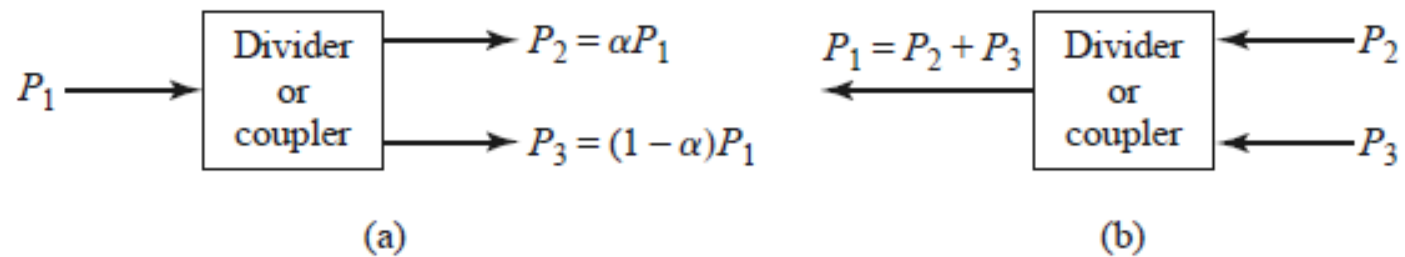


FIGURE 7.1 Power division and combining. (a) Power division. (b) Power combining.

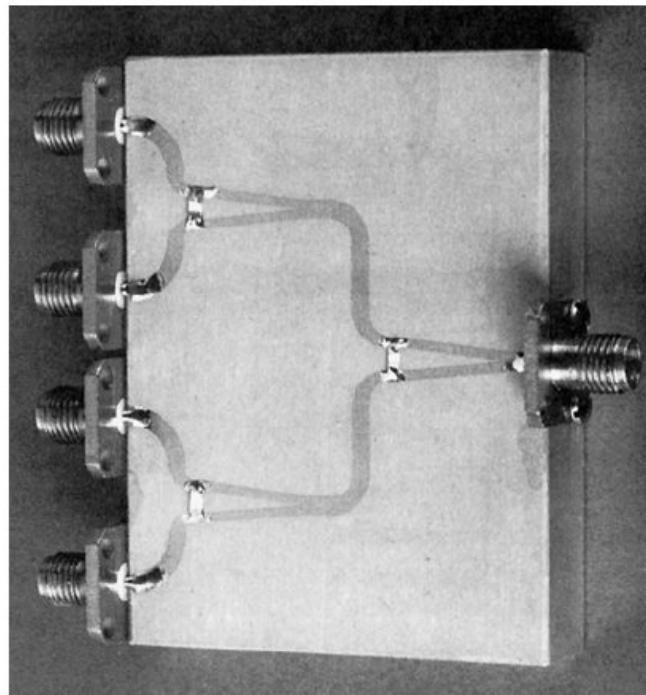


FIGURE 7.15 Photograph of a four-way corporate power divider network using three microstrip Wilkinson power dividers. Note the isolation chip resistors.
Courtesy of M. D. Abouzahra, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, Mass.

Directional Coupler (Acoplador Direccional)

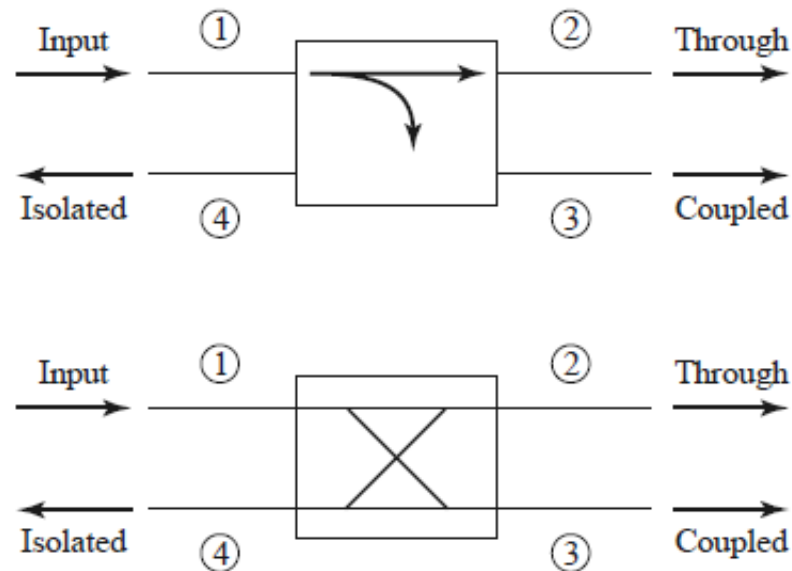
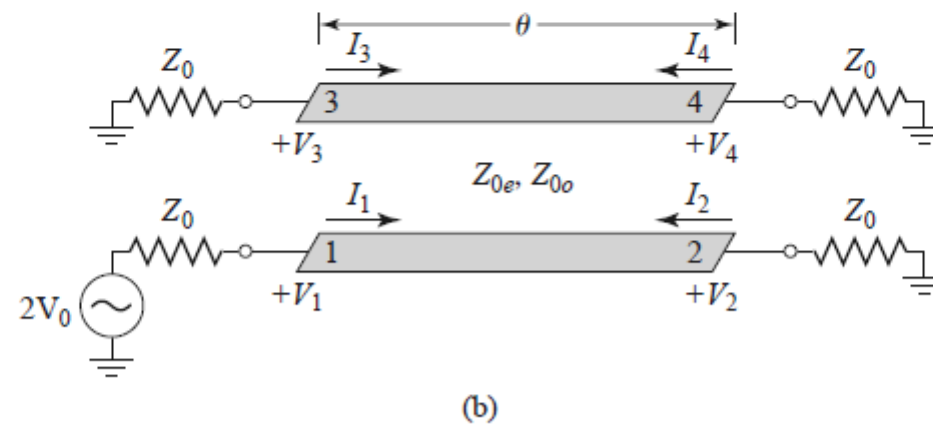
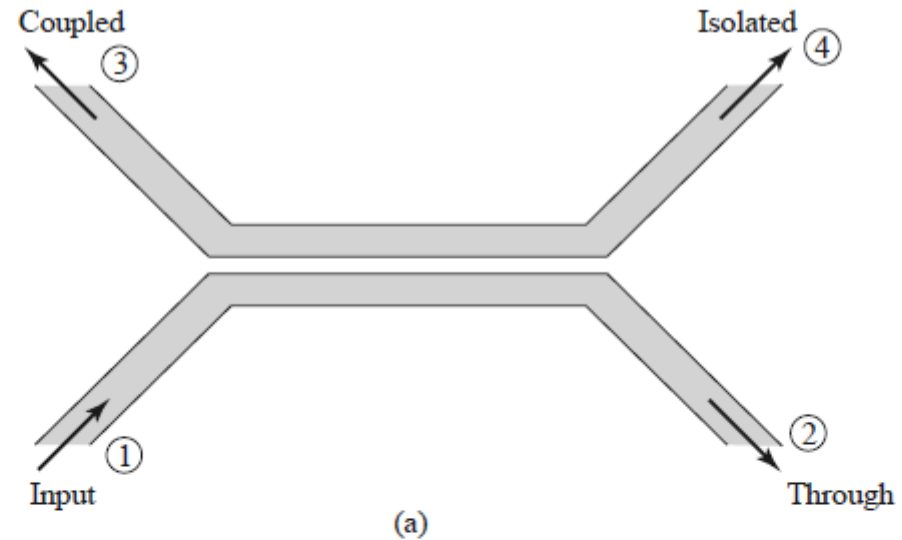
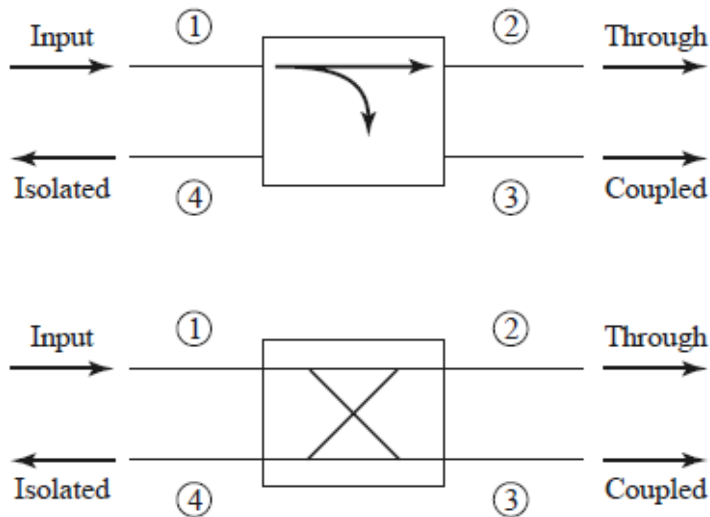


FIGURE 7.4 Two commonly used symbols for directional couplers, and power flow conventions.

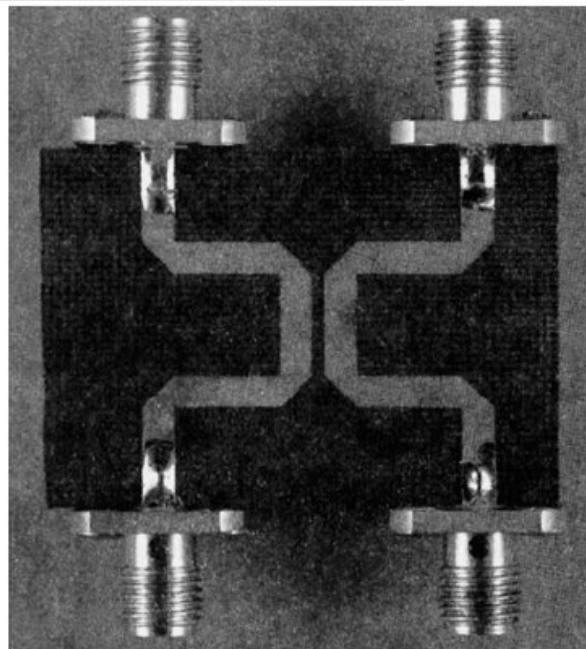
Básicamente la idea es que la potencia que entra por Input se divida entre Through y Coupled sin que nada vaya hacia Isolated

Pero entonces, ¿ para que esta isolated ?

Directional Coupler con líneas acopladas



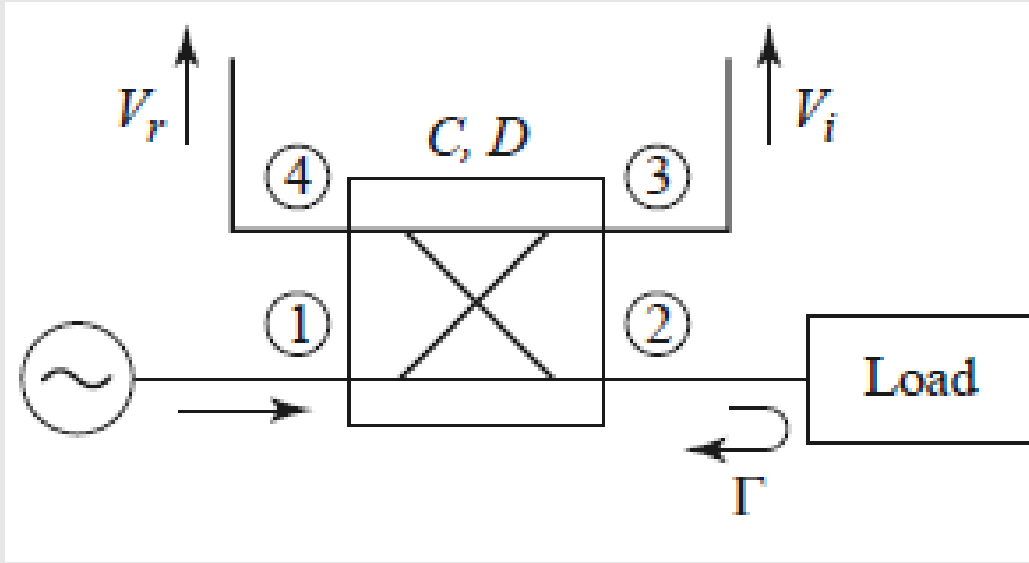
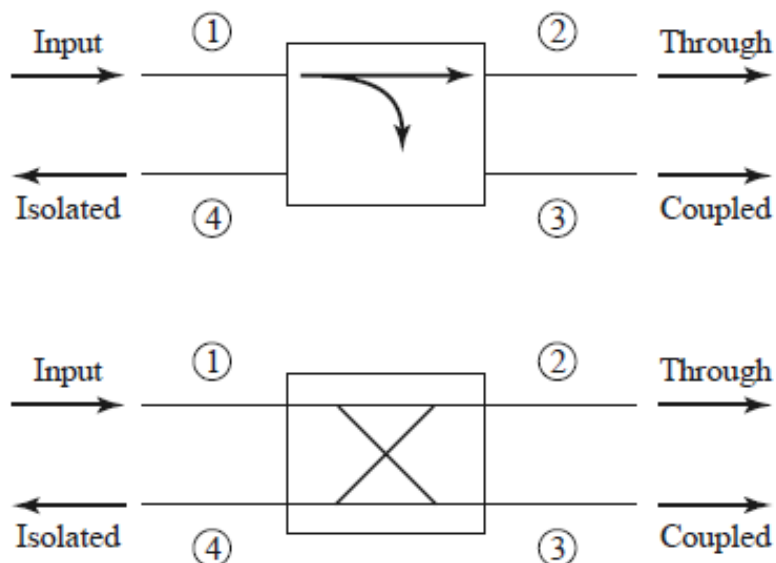
A single-section coupled line coupler. (a) Geometry and port designations. (b) The schematic circuit.



Photograph of a single-section microstrip coupled line coupler.

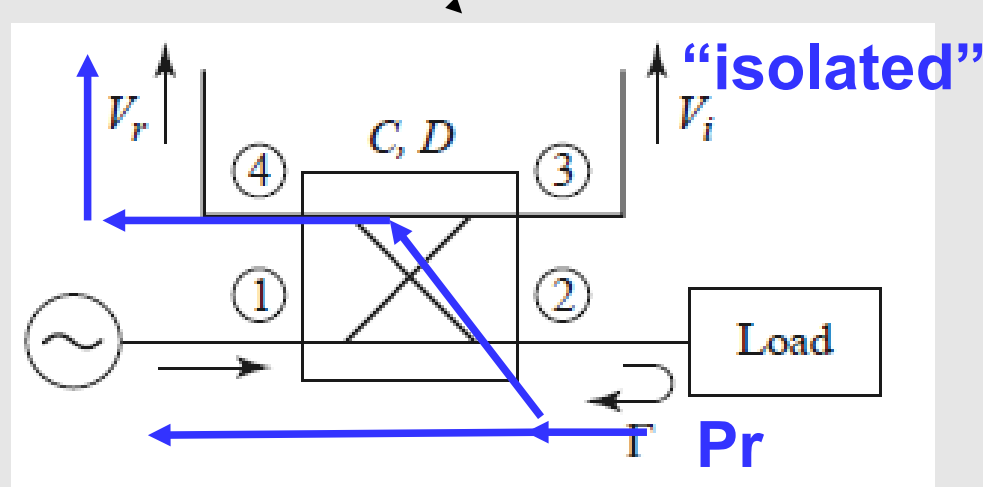
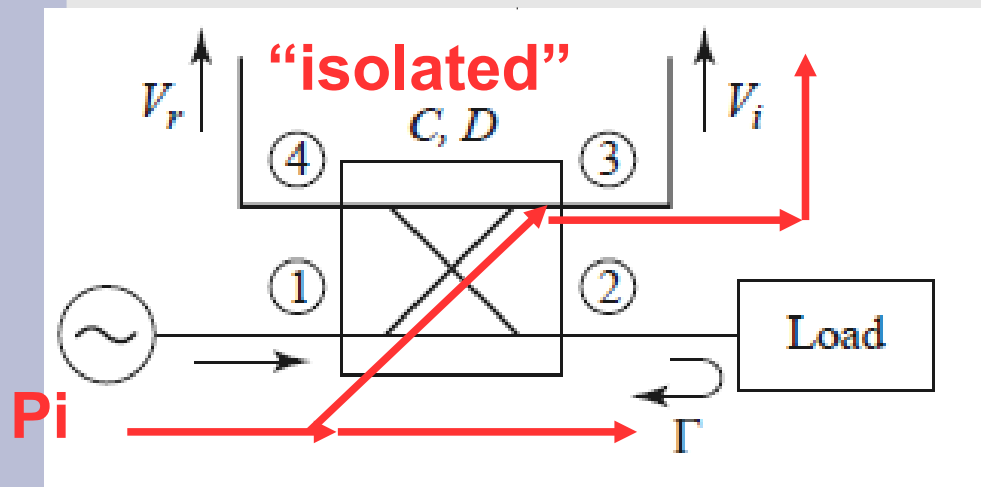
Courtesy of M. D. Abouzahra, MIT Lincoln Laboratory, Lexington, Mass.

“Reflectómetro” en base a Directional Coupler

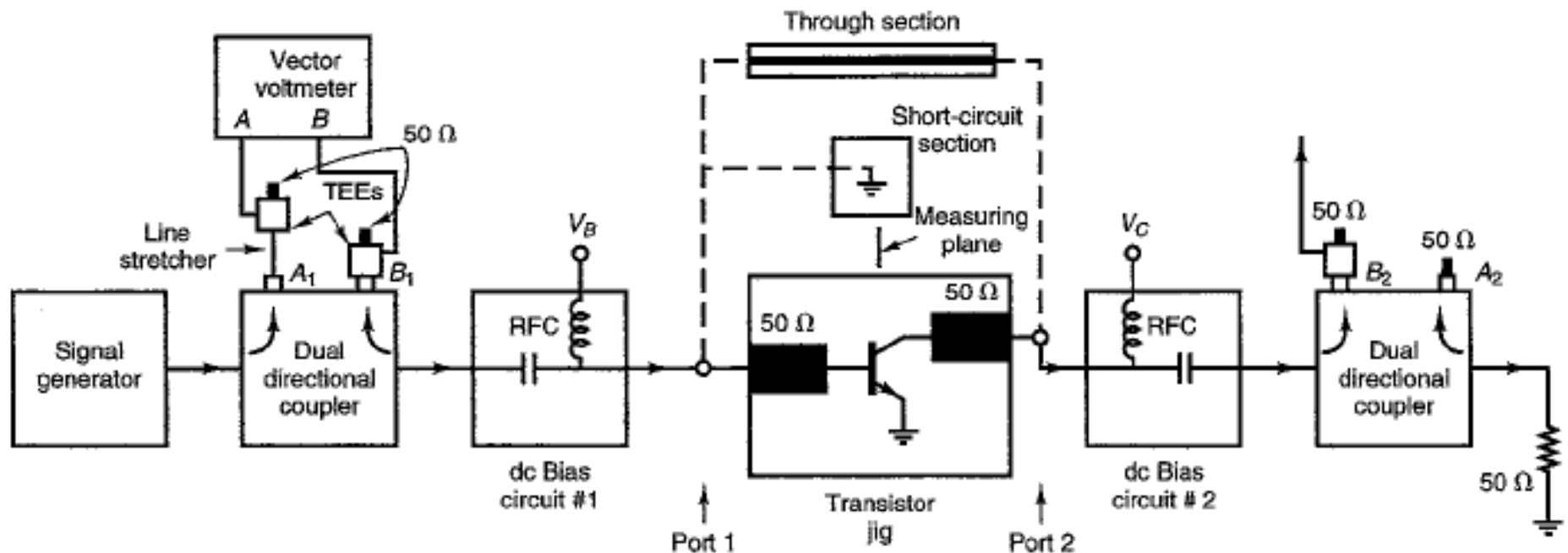


P incidente

P reflejada

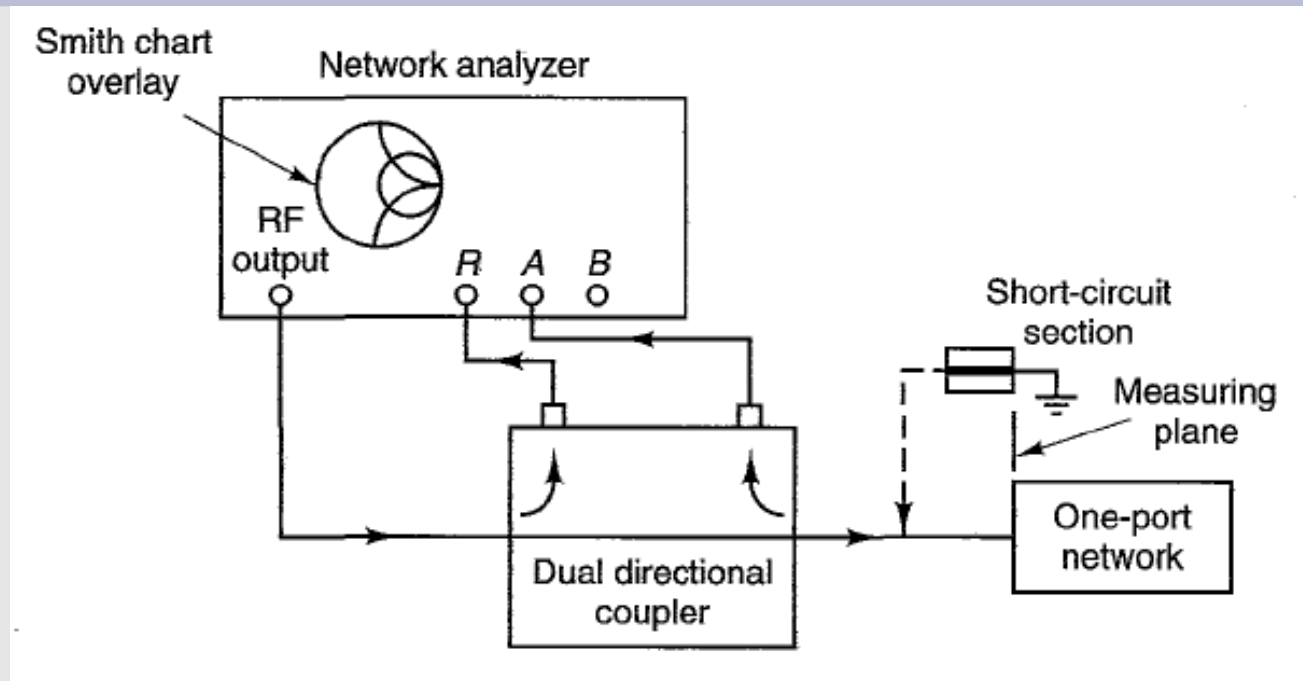


Medida de Parámetros S



- Line stretcher de modo que distancia electrica de onda incidente y reflejada sean iguales => tal que desfase sea 180º con calibración con corto.
- Through: para calibrar fase de medida de S₂₁, basta la anterior si through section el doble de largo que short circuit section.

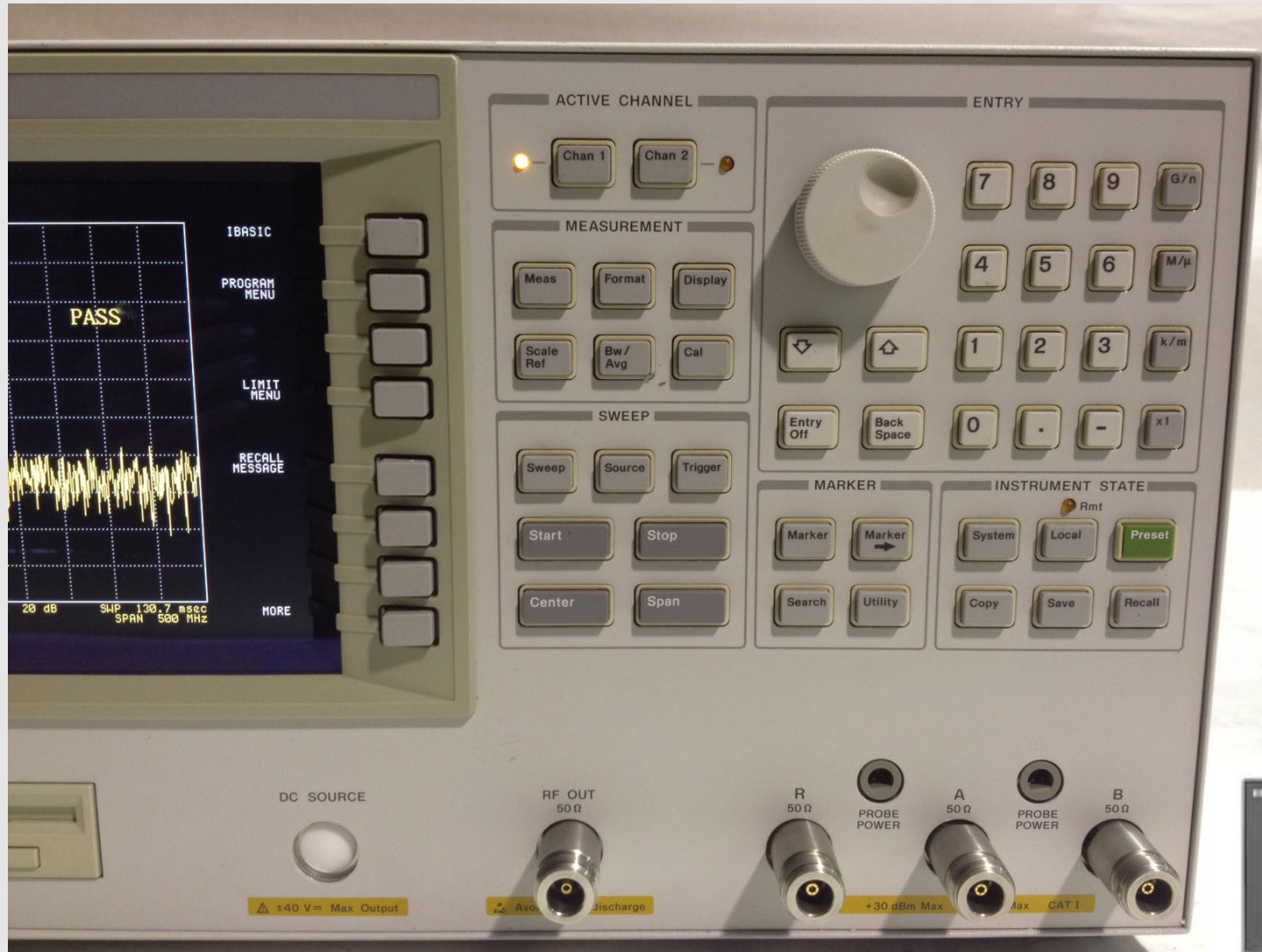
Analizador Vectorial de Redes: Medida de 1 puerto



1 Salida (RF output) y 3 canales de entrada:

- R (potencia incidente), A, B: potencia reflejada y transmitida
- Medidas: potencia en R, A, B, Modulo y fase de P_A/P_R , P_B/P_R
- $A/R = S_{11}$

Agilent 4395A



Network /
Spectrum /
Impedance
Analyzer
10Hz –
500MHz



Analizador Vectorial de Redes: Medida de parámetros S, 2 puertos

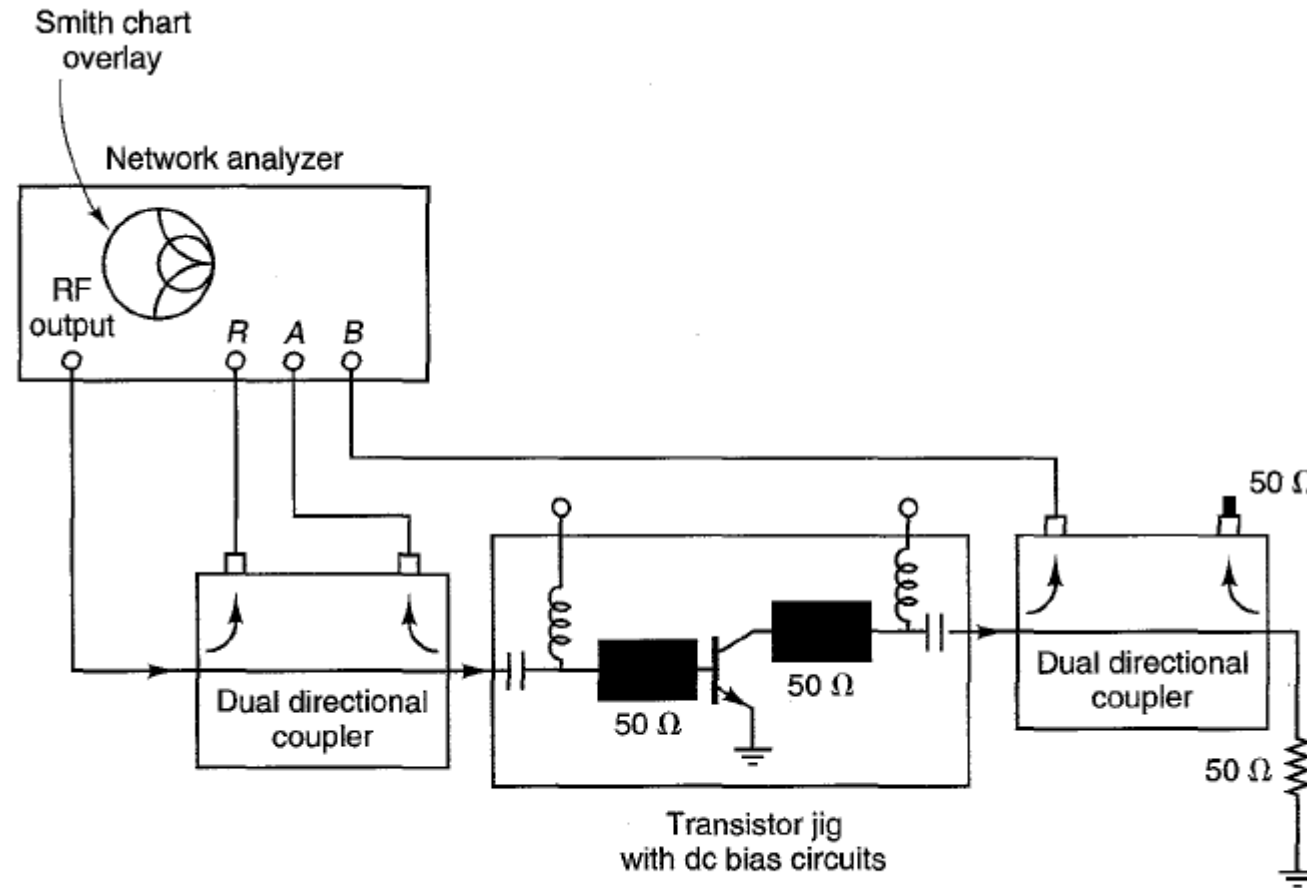


Figure 1.9.3 A measurement set-up for S parameters using a network analyzer.

$A/R = S_{11}$
 $B/R = S_{21}$
Dando
vuelta el
DUT
("transistor
jig") se
miden S_{22}
y S_{12}

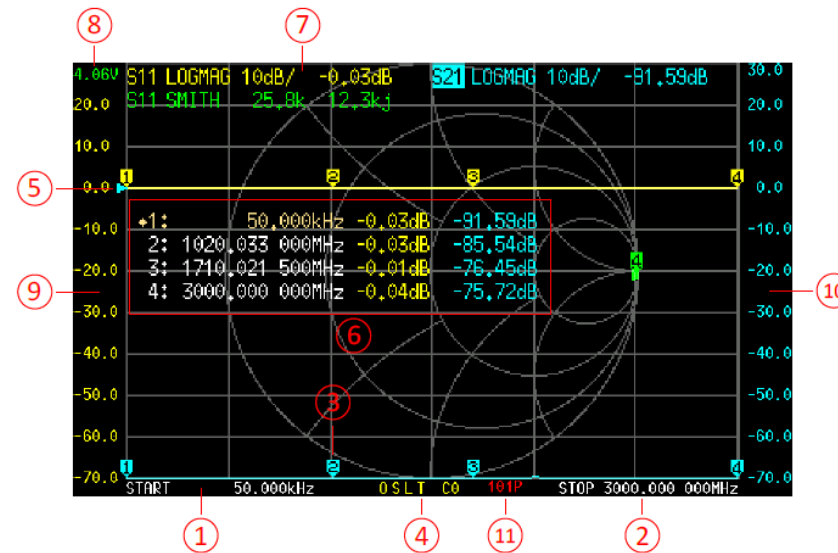
Agilent 4395A con S Parameter Test Set



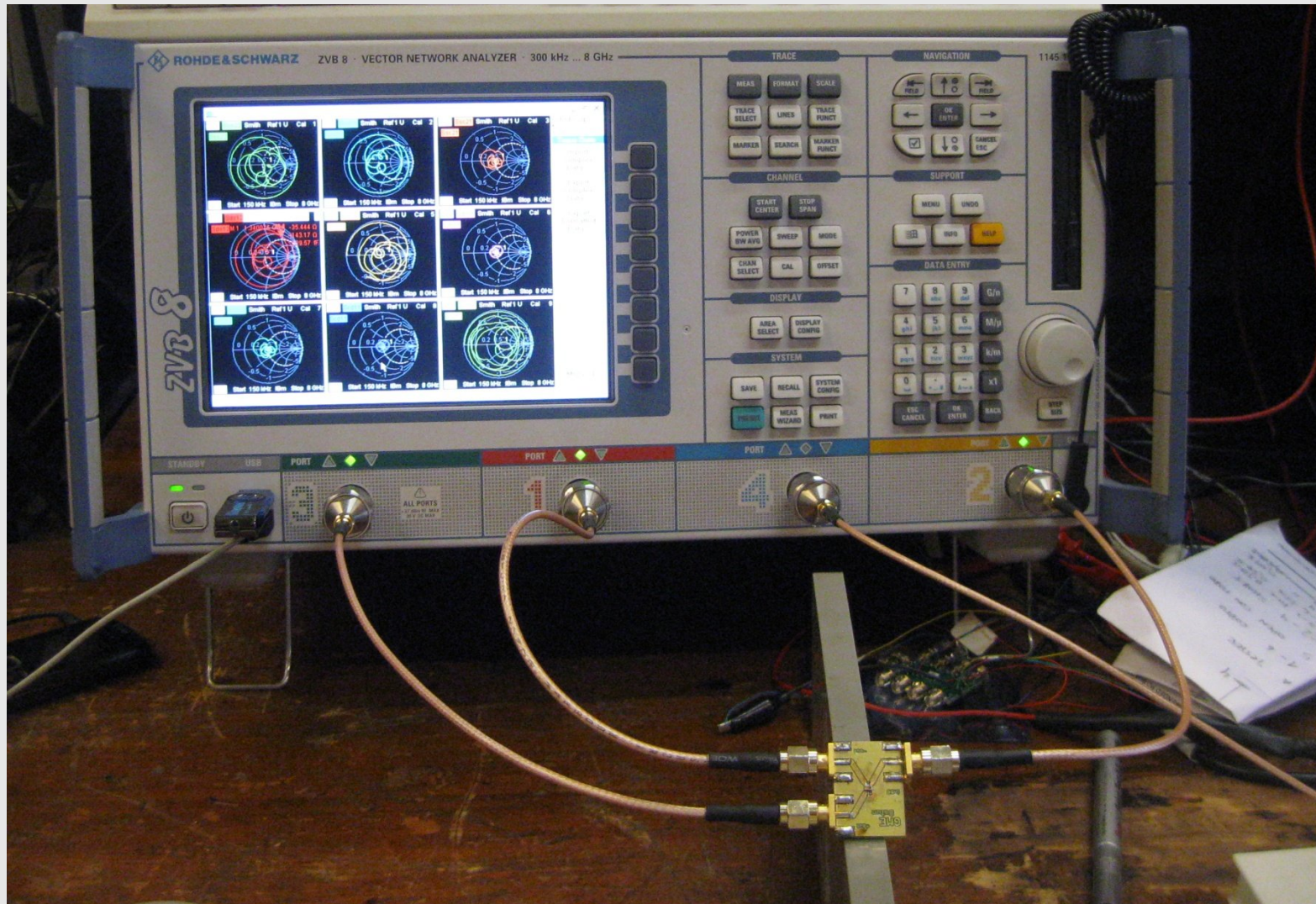
Alternativas ...



3.1. Main screen



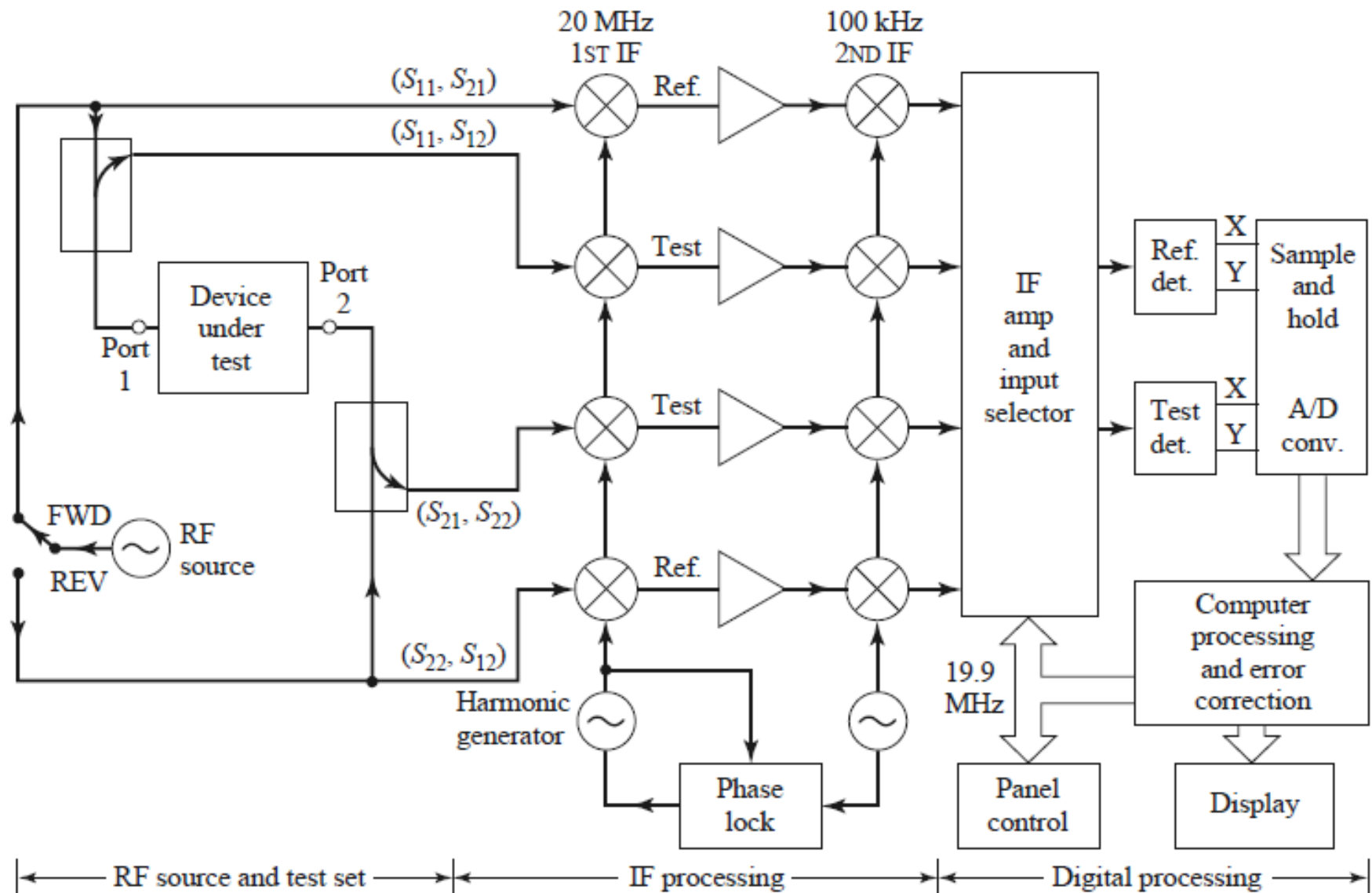
Rohde & Schwarz ZVB 8



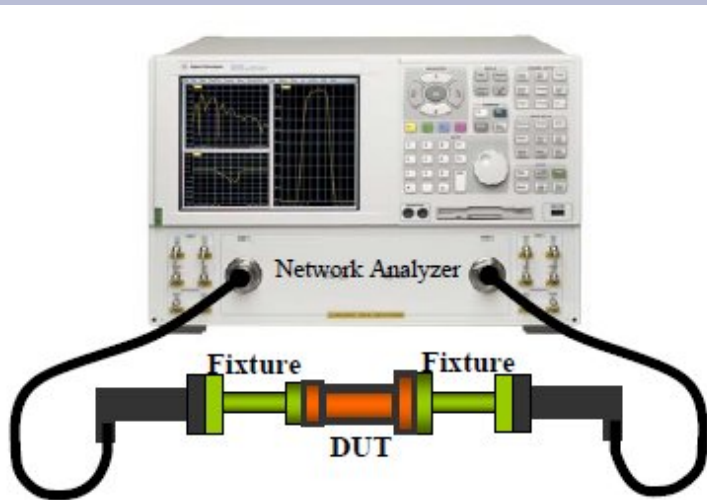
Vector
Network
Analyzer
300 kHz –
8 GHz, 4
puertos

VNA Actual

con medida de Parámetros S de 2 puertos

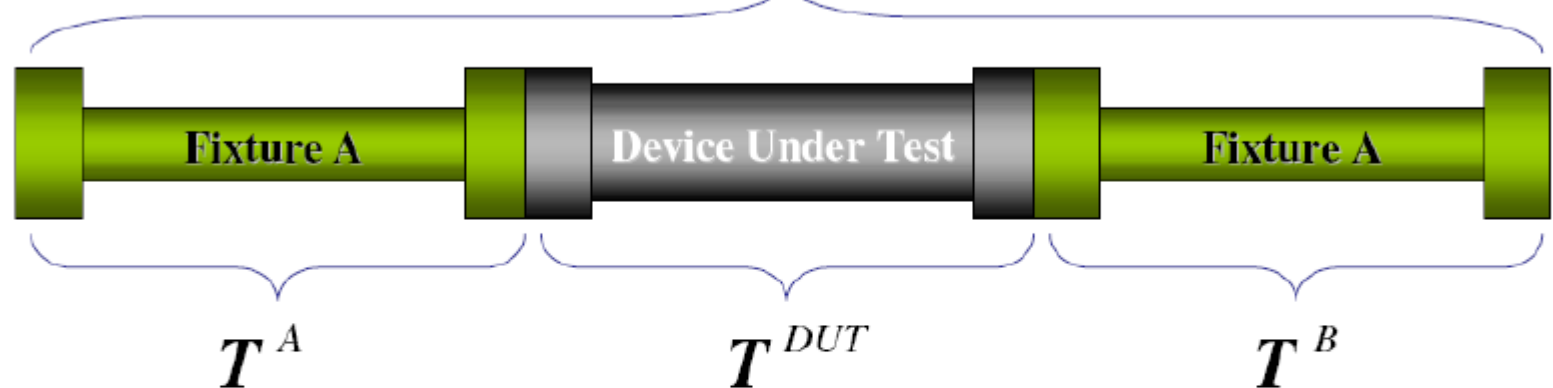


“De-embedding” (1)



Si conozco modelo / datos de Fixture

$$\mathbf{T}^M = \mathbf{T}^A \mathbf{T}^D \mathbf{T}^B$$

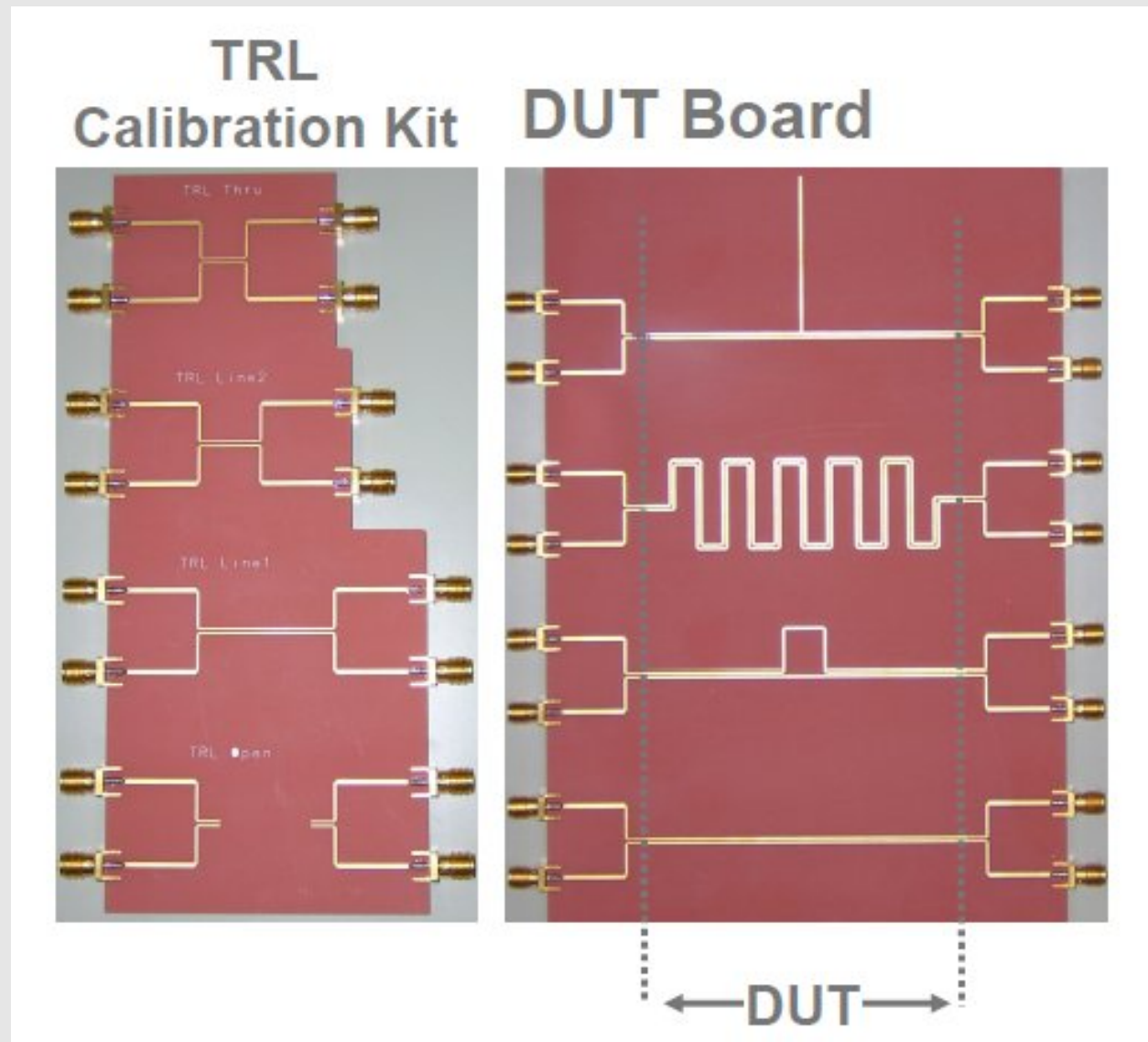


$$(\mathbf{T}^A)^{-1} \mathbf{T}^M (\mathbf{T}^B)^{-1} = (\mathbf{T}^A)^{-1} \mathbf{T}^A \mathbf{T}^{DUT} \mathbf{T}^B (\mathbf{T}^B)^{-1}$$

$$\boxed{(\mathbf{T}^A)^{-1} \mathbf{T}^M (\mathbf{T}^B)^{-1} = \mathbf{T}^{DUT}}$$

“De-embedding” (2)

Si **NO** conozco modelo / datos de Fixture: Método TRL: Thru – Reflect - Line



Agilent