

# Mediciones en radiofrecuencia

# ¿Porqué se mide?

- Para verificar el cumplimiento de las especificaciones de diseño.
- Para garantizar la interoperabilidad e interconectividad con otros dispositivos / componentes / sistemas. Normas.
- Para evaluar el rendimiento de un proceso tecnológico.
- Para evitar fallos en la prueba de aceptación del producto.

# ¿Qué se mide?

- En radio frecuencias se mide:
  - Potencia.
  - Impedancia.
  - Parámetros S.
- La tensión y corriente varían con la distancia y son dificultosas de medir en tanto varían con la posición. En G de O no tienen significado físico.
- En sistemas de comunicación la potencia es la que determina el alcance de una señal transmitida o la calidad de la señal recibida.

# Unidades de medida

- Para potencia  $W$  (con múltiplos y sub-múltiplos).
- Ohms para impedancia.
- Números para los parámetros  $S$  (mag. y fase o parte real e imaginaria).
- Cuando se deben comparar magnitudes muy grandes y muy pequeñas se utiliza el dB. El logaritmo permite la compresión de las escalas, además simplifica los cálculos (sumas en lugar de multiplicaciones).
- El dBm es unidad de potencia.

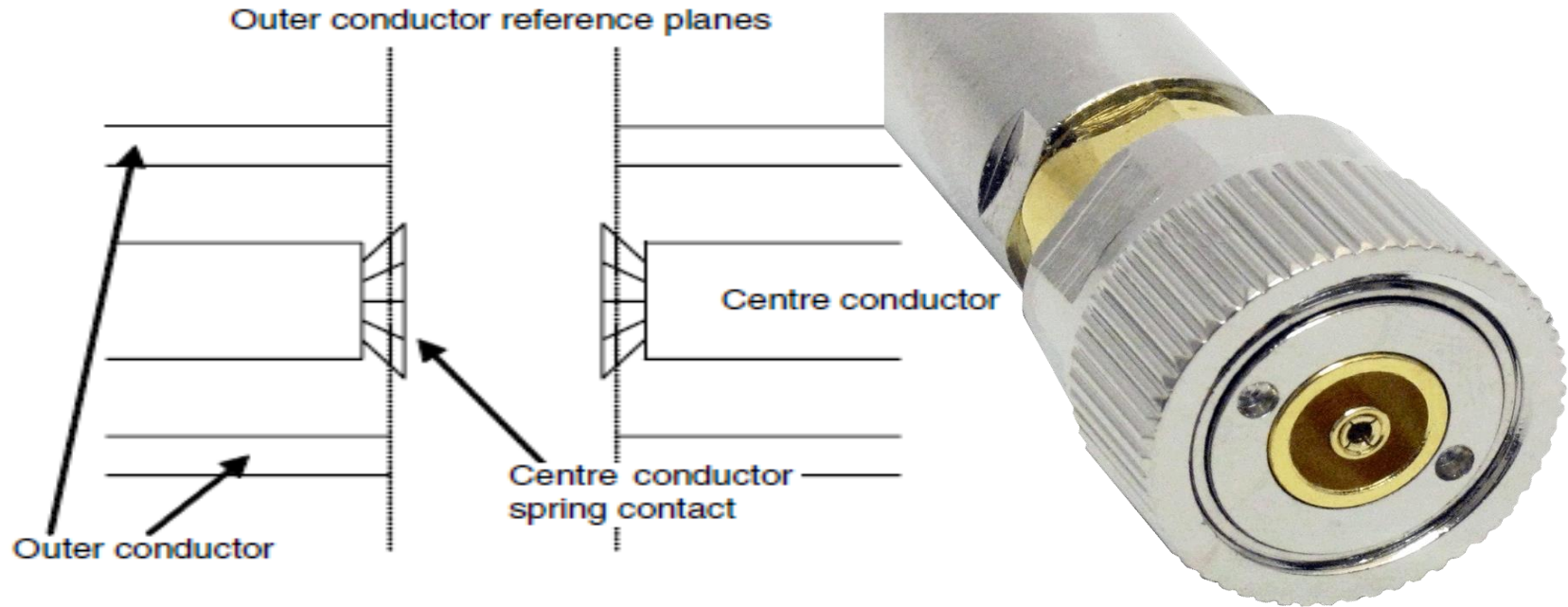
# Instrumental de mediciones

- Elementos pasivos: Cables, conectores, adaptadores, atenuadores, acopladores direccionales, divisores, cargas.
- Generadores de Señal.
- Medidores de Potencia.
- Instrumental Avanzado: Generador vectorial de señales. Analizador de espectro/Analizador vectorial de señales. Analizador vectorial de redes.
- Otros instrumentos. Línea ranurada, vatímetros de campo.

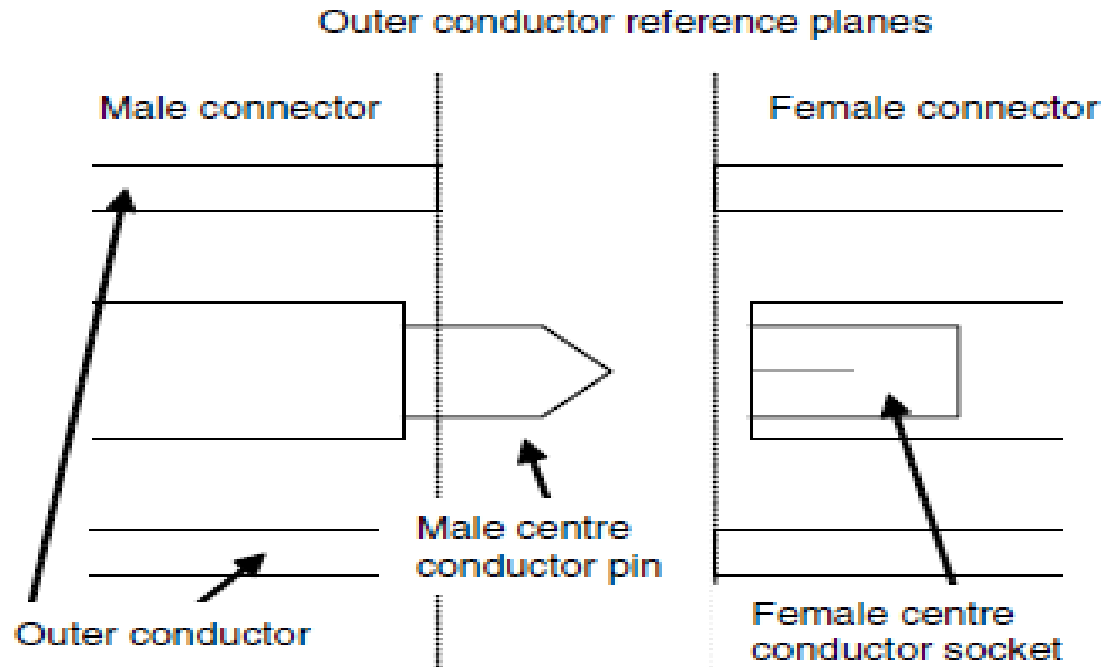
# Conectores

- Los conectores se utilizan para conectar dispositivos y circuitos hechos por separado.
- Son un factor importante -en ocasiones decisivo- en la **repetitibilidad** y precisión de una medición.
- Cada fabricante puede utilizar un estándar de interconexión propietario, es decir específicamente diseñado por él.
- Sin embargo, para garantizar la compatibilidad entre los componentes producidos por diferentes fabricantes se utilizan estándares de conectores universalmente aceptados.

# Conectores Hermafroditas

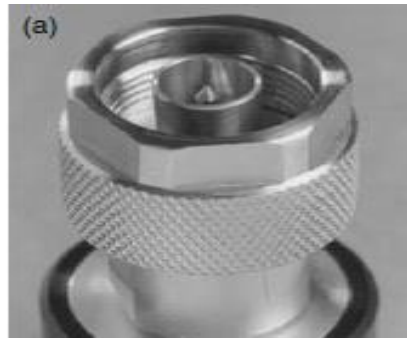


# Conectores Sexuados





N macho



N hembra



N macho polaridad reversa



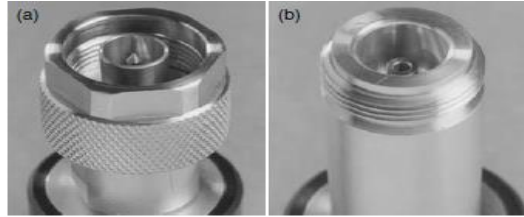
N hembra polaridad reversa

# Conectores de propósito general

- BNC y TNC. "Bayonet Navy Connector y "Threaded Navy Connector". Desarrollados para uso militar en la década del 40 tienen muy poco ancho de banda, 2 GHz el BNC y 4 GHz el TNC.



- Tipo N. También desarrollado para uso militar en la década del 40 ( "N" es por Navy) para frecuencias superiores.



- SMA (sub-miniature A). Conectores roscados con dieléctrico de Teflón que alcanzan hasta 26 GHz de ancho de banda. Es compatible con el GPC 3.5 (dieléctrico aire) y el tipo K ( 2.92 mm).



*Table 4A.1 Common types of coaxial connectors used on measurement systems*

Title	Line size	Impedance	Upper frequency range (for normal use)	Upper frequency limit (approximate value)
Precision non-sexed connectors				
GPC 14	14.2875 mm	50 $\Omega$	8.5 GHz	9 GHz
GPC 14	14.2875 mm	75 $\Omega$	3.0 GHz*	8.5 GHz
GPC 7	7.0 mm	50 $\Omega$	18 GHz	18 GHz
Precision sexed connectors				
Type N	7.0 mm	50 $\Omega$	18 GHz	22 GHz
GPC 3.5	3.5 mm	50 $\Omega$	26.5 GHz	34 GHz
Type K	2.92 mm	50 $\Omega$	40 GHz	46 GHz
Type Q	2.4 mm	50 $\Omega$	50 GHz	60 GHz
Type V	1.85 mm	50 $\Omega$	65 GHz	75 GHz
Type W	1.0 mm	50 $\Omega$	110 GHz	110 GHz
1.0 mm	1.0 mm	50 $\Omega$	110 GHz	110 GHz
General purpose connectors				
Type N	7.0 mm	50 $\Omega$	18 GHz	22 GHz
Type N	7.0 mm	75 $\Omega$	3 GHz*	22 GHz
7/16	16.0 mm	50 $\Omega$	7.5 GHz	9 GHz
SMA	3.5 mm	50 $\Omega$	26.5 GHz	34 GHz

*Note:* \*Measurements made in 75  $\Omega$  impedance are normally restricted to an upper frequency limit of 3 GHz.

# Adaptadores



Connector  
saver



Barrel  
adapter



Bullet  
adapter



# Accesorios: Switches



# Accesorios: Cargas adaptadas

- Potencia: desde mW hasta Kw.
- AB: desde DC hasta GHz.
- RL: -20 a -30 dB.



# Accesorios: Atenuadores

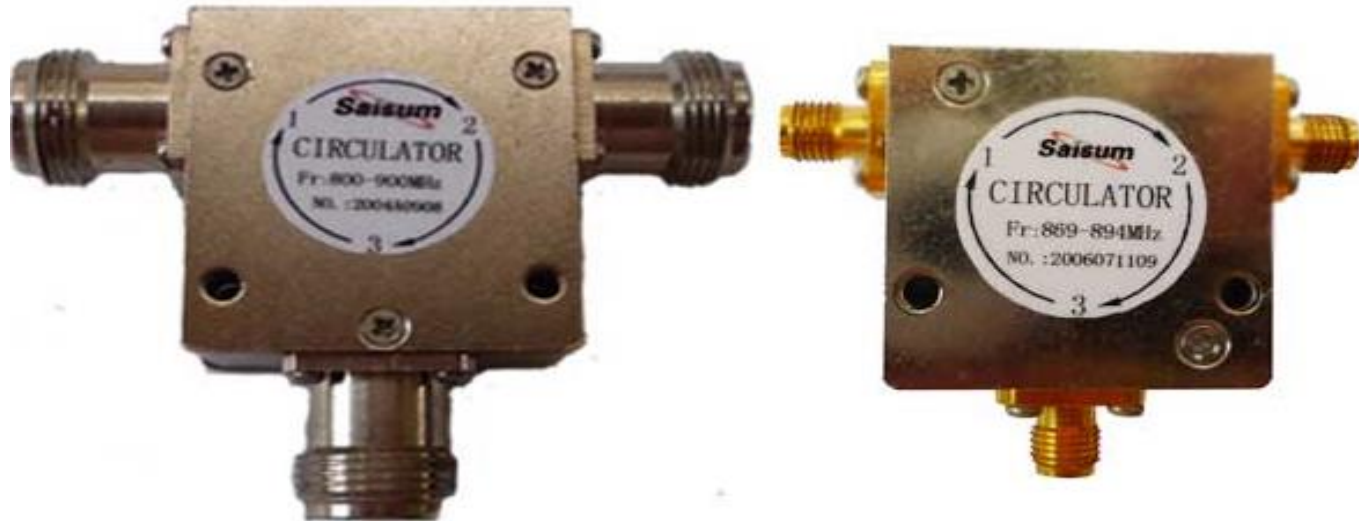
- Atenuación fija (-1 dB, -3 dB, -6 dB, -10 dB, -20 dB, -30 dB) o variable.
- Potencia: desde mW hasta Kw.
- AB: desde DC hasta GHz.
- RL: -20 a -30 dB.





# Accesorios: Circuladores

- Se los utiliza como “aisladores” con el tercer puerto adaptado.





# Accesorios: Acopladores direccionales



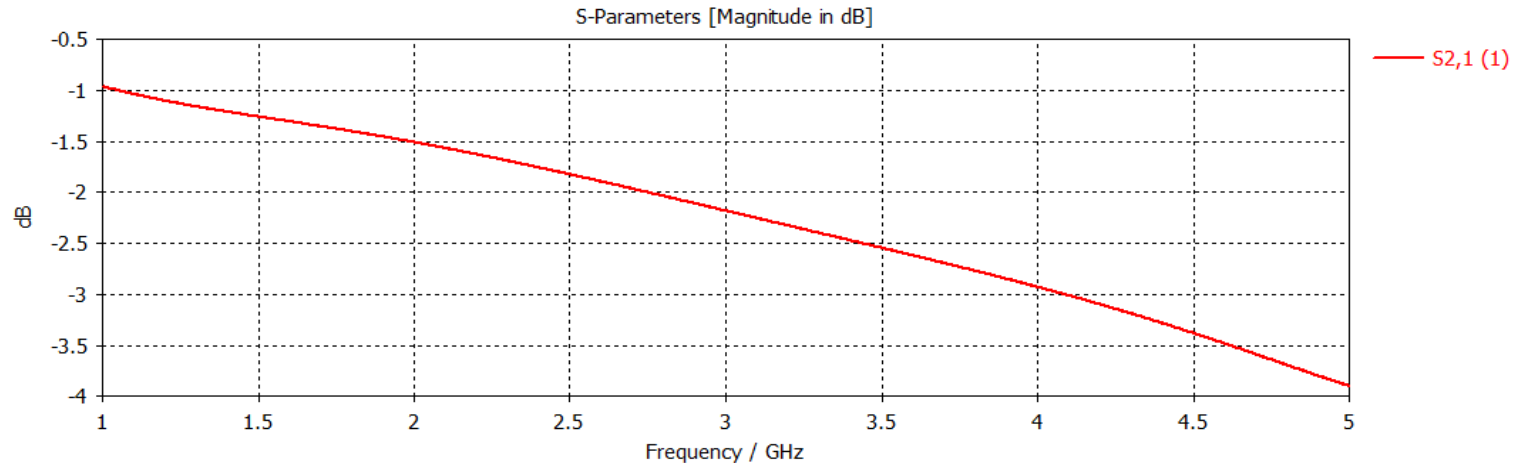
# Accesorios: Kits de calibración

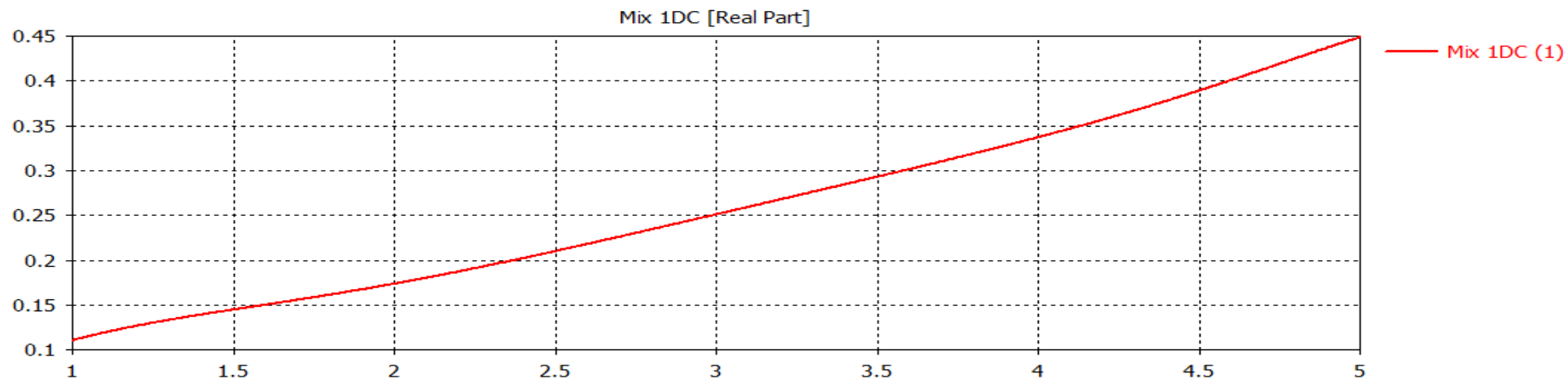


# Modelos de error en la mediciones de RF

Determinación de la atenuación de un cable a partir de la medición de los parámetros scattering.

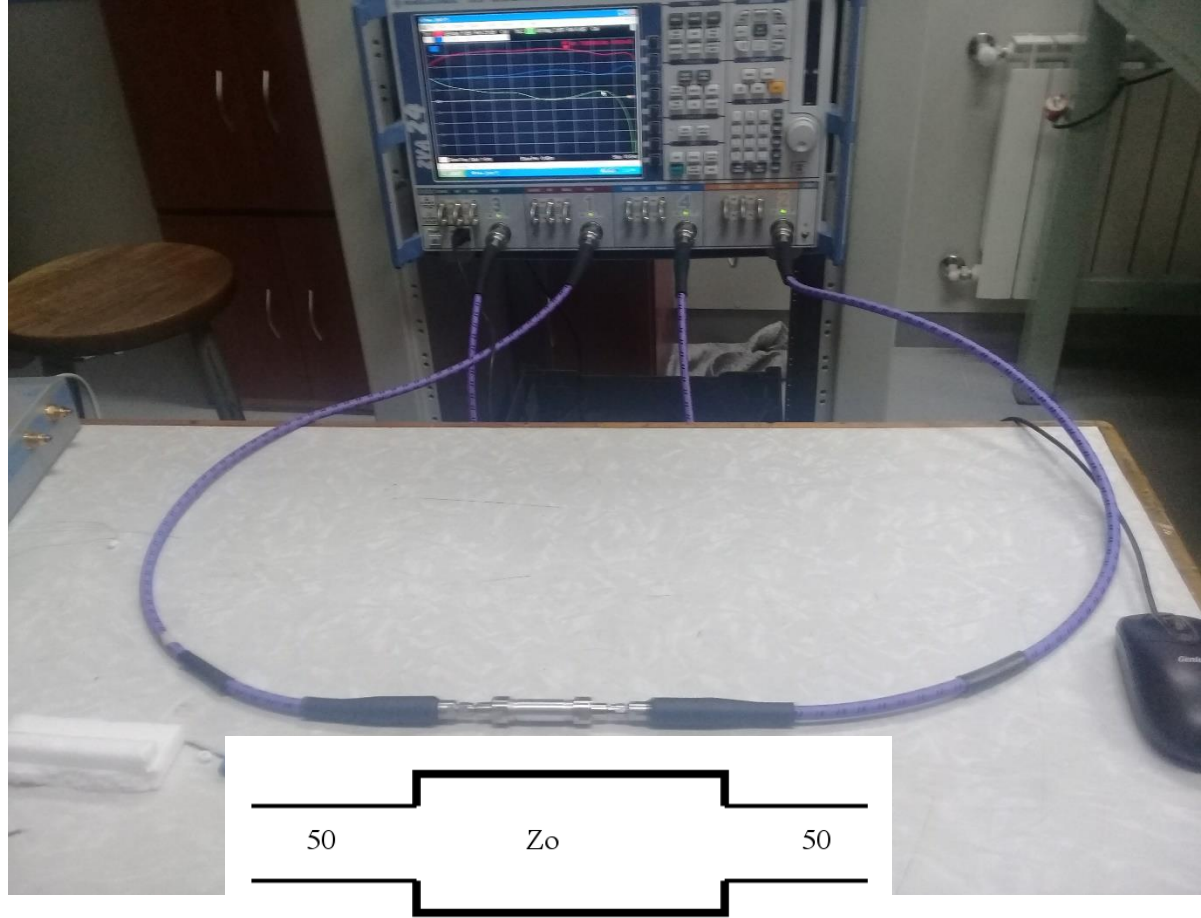
$$S = \begin{vmatrix} 0 & e^{-\gamma L} \\ e^{-\gamma L} & 0 \end{vmatrix}$$

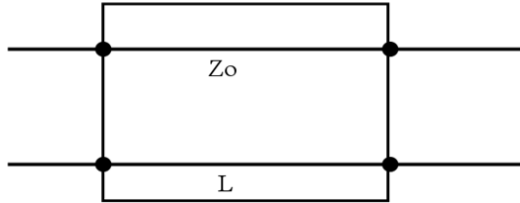
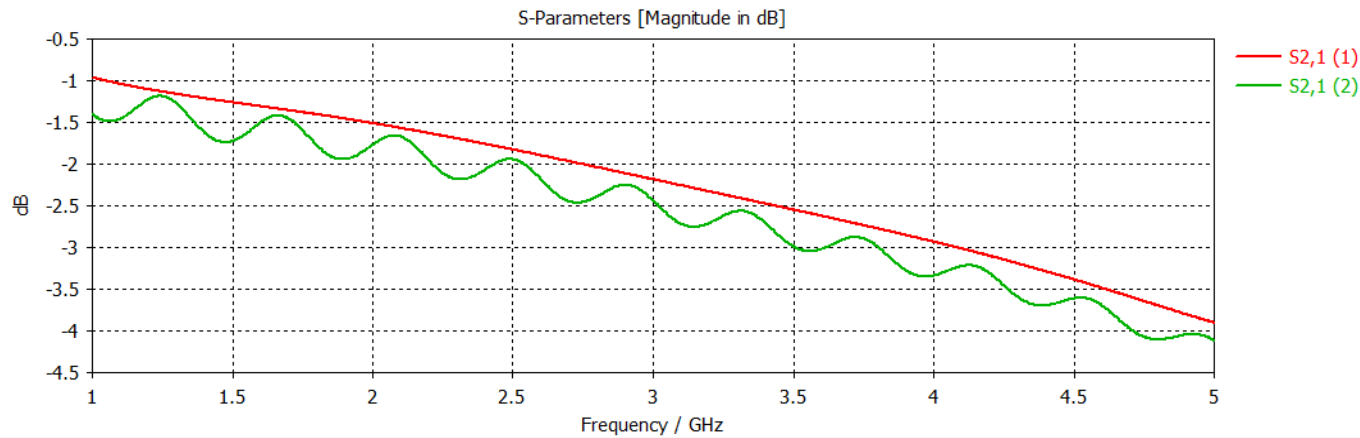




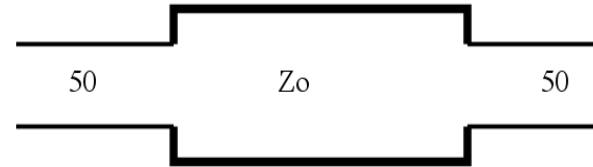
Las pérdidas se pueden obtener a partir del módulo de  $S_{21} = \exp(-\alpha L)$ .

El analizador vectorial mide los parámetros scattering de una red, pero se debe tener en cuenta que los cables que alimentan la línea a ensayar tienen impedancia de 50 ohms.

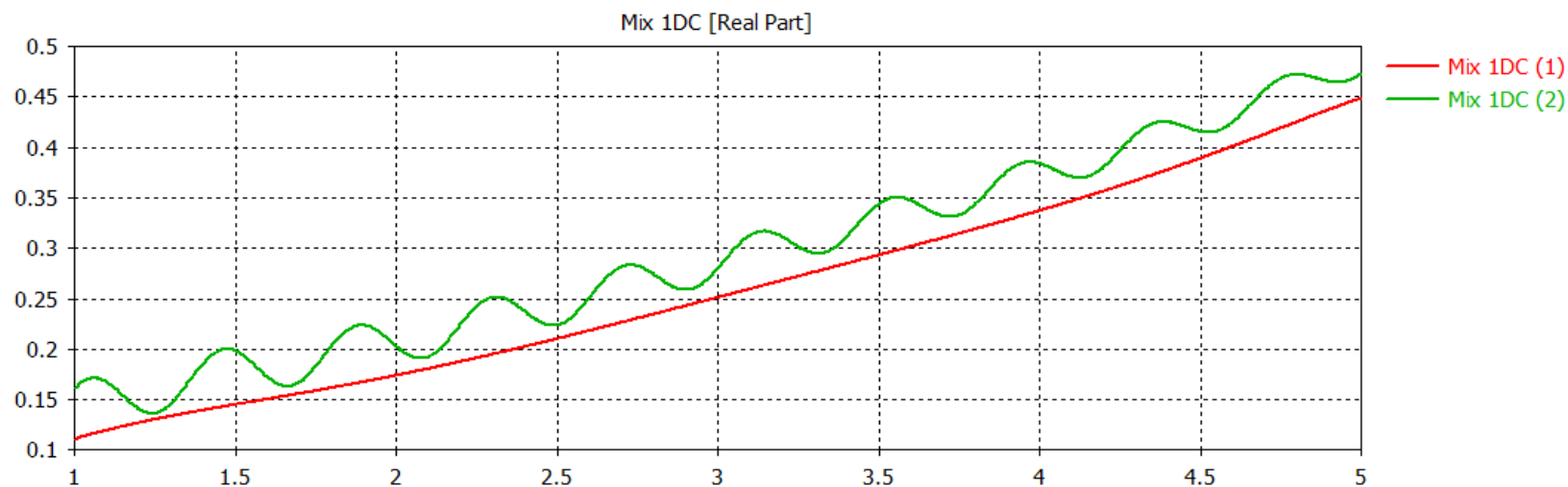




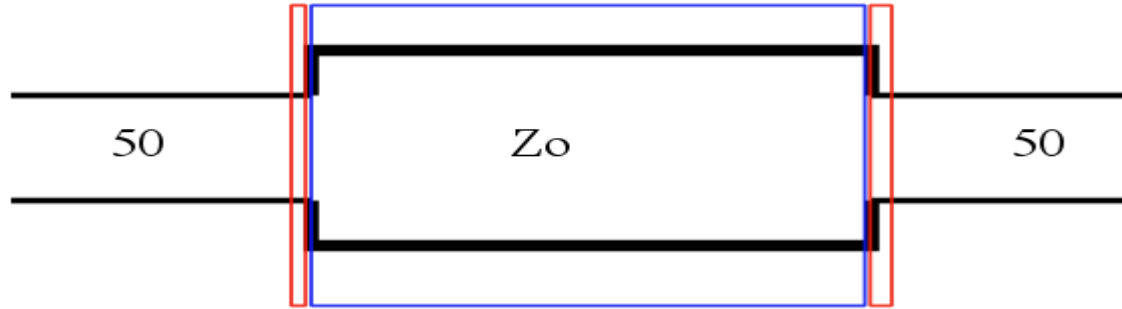
$S_{21}$  medido con un instrumento con la misma impedancia (curva color rojo).



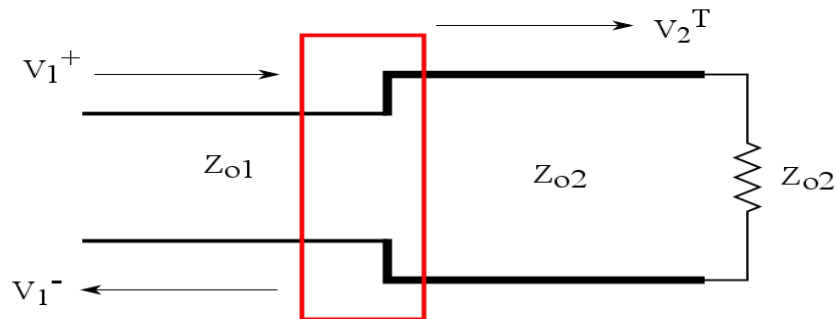
$S_{21}$  medido con un instrumento de 50 ohms (curva color verde).



Atenuación de la línea calculada a partir del S21.



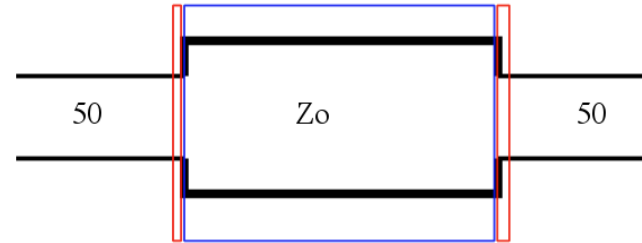
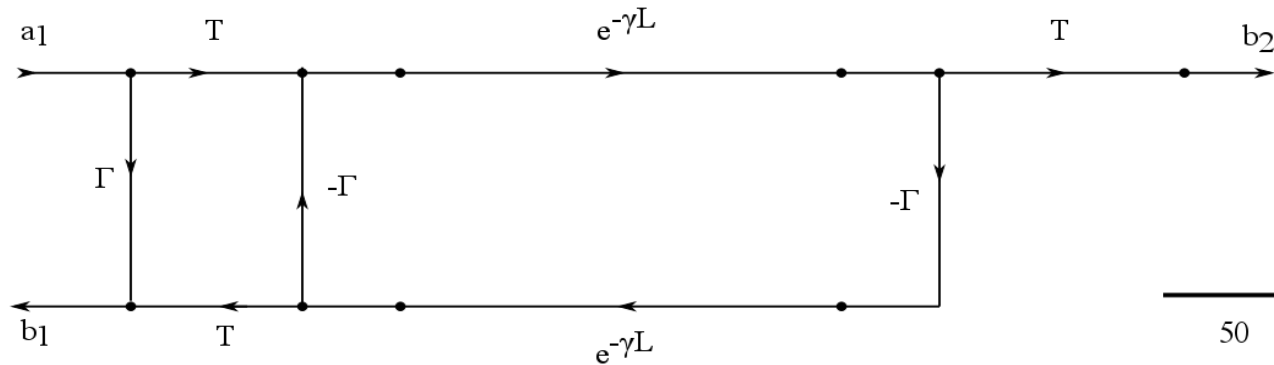
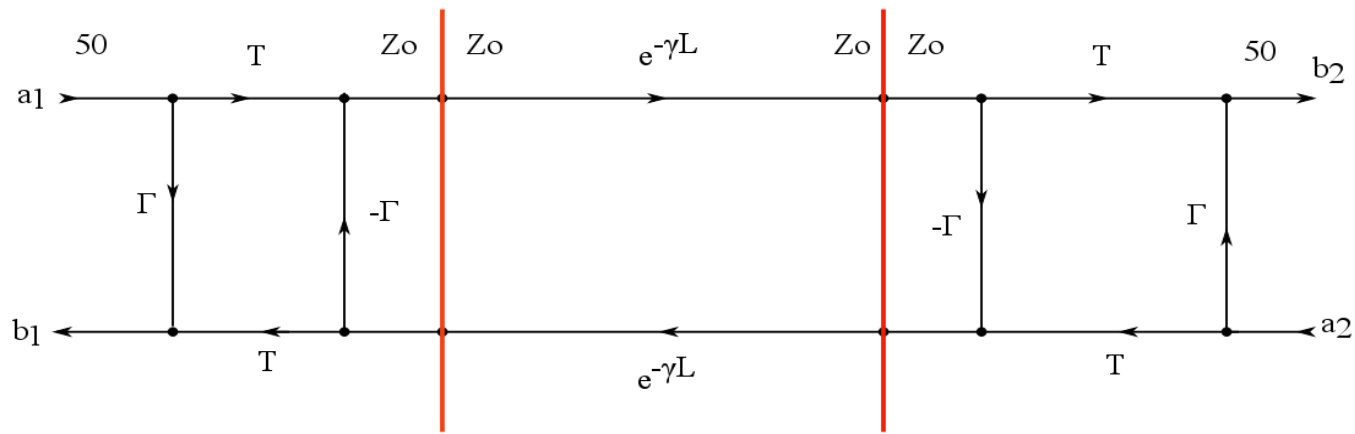
Para hallar los parámetros scattering visto desde las líneas del instrumento se deben tener en cuenta las transiciones de 50 ohms a  $Z_o$  y de  $Z_o$  a 50 ohms (Inciso c) del Ejercicio 1 del TP 6 y Tarea 4.



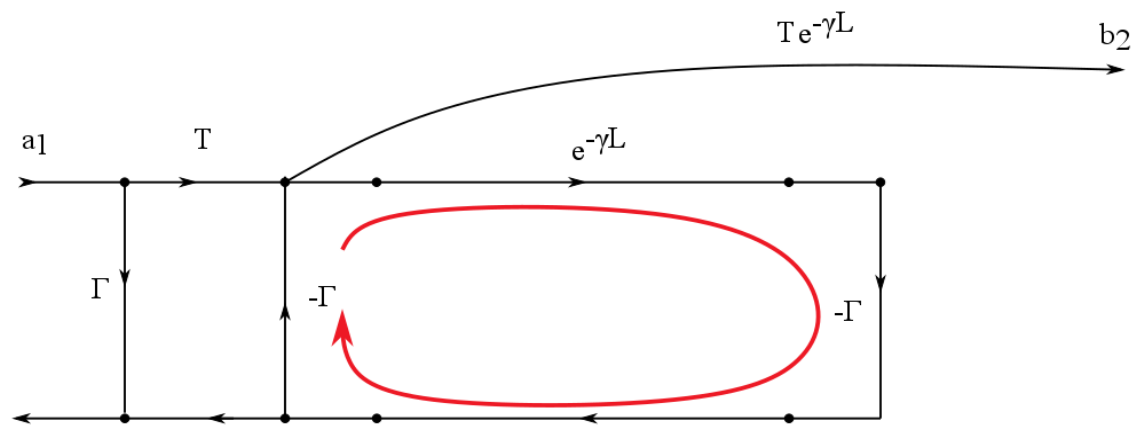
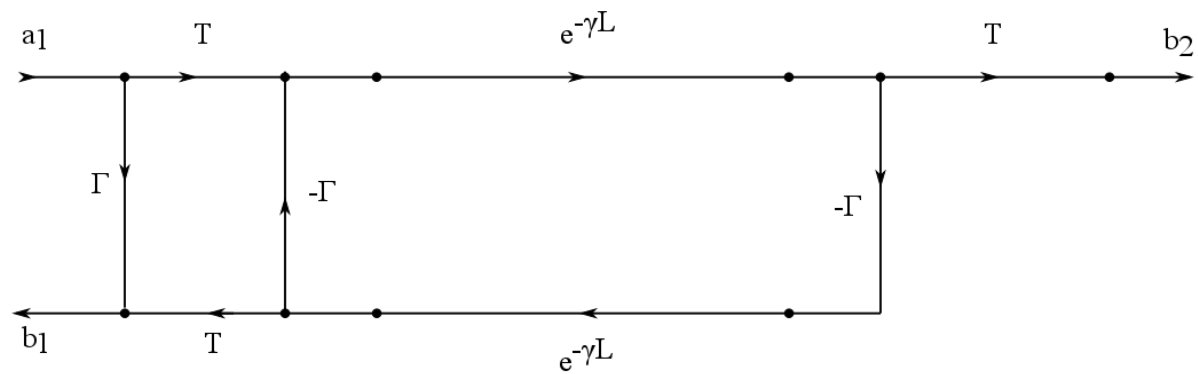
$$S_{21} = \sqrt{\frac{Z_{o2}}{Z_{o1}}} (1 + \Gamma) = T$$

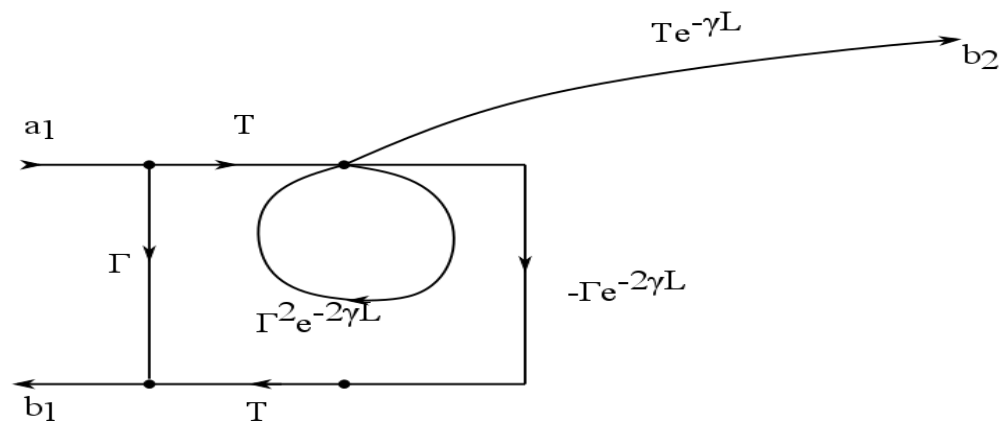
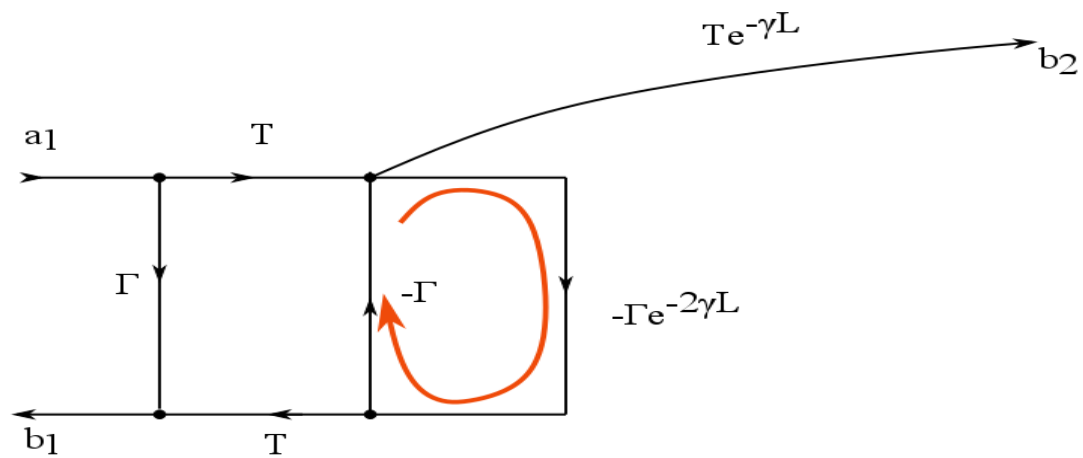
$$S_{11} = \frac{Z_{o2} - Z_{o1}}{Z_{o2} + Z_{o1}} = \Gamma$$

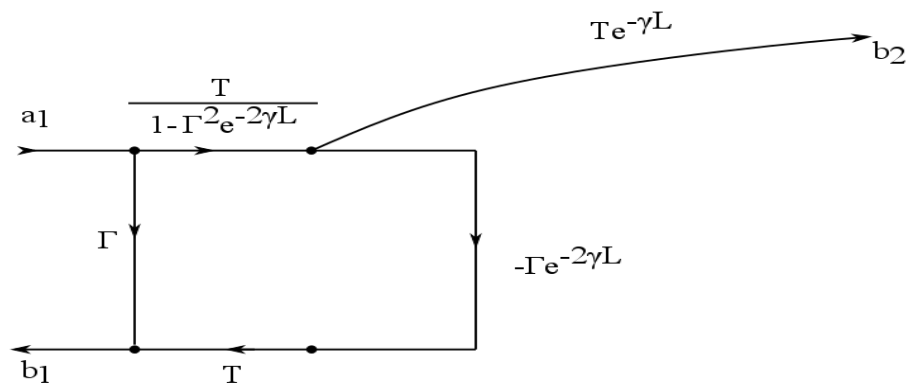




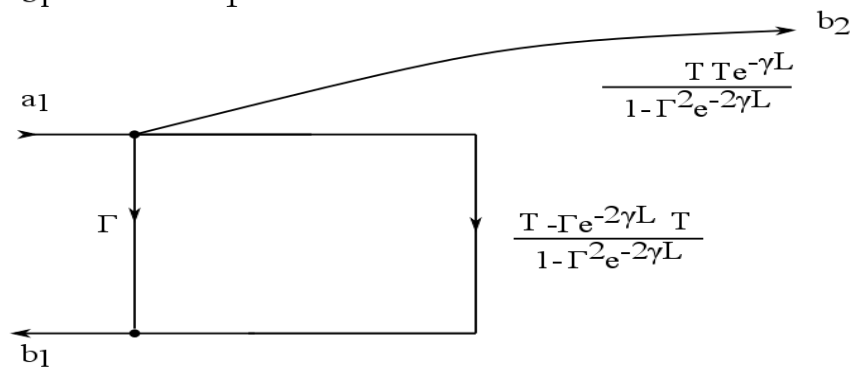
El valor de la atenuación se obtiene del coeficiente del término exponencial, sin embargo el parámetro medido  $S_{21}$  es afectado por los coeficientes  $T$  y  $\Gamma$  de ambas transiciones.







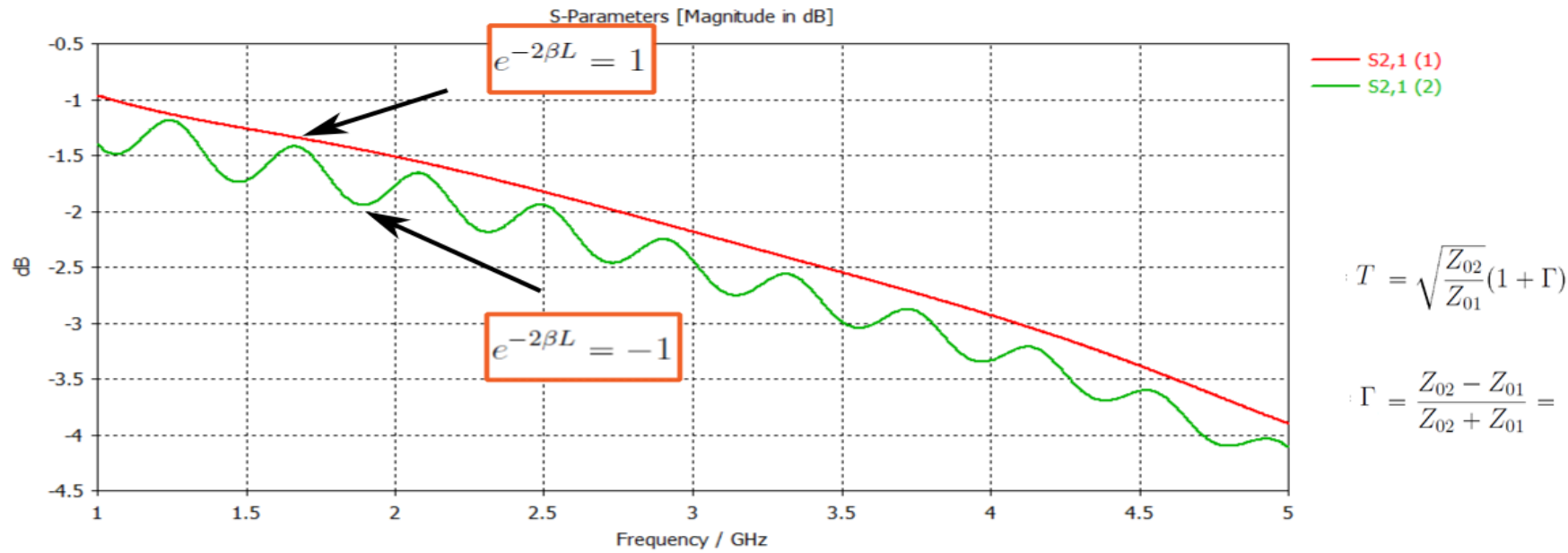
$$S_{21} = \frac{T^2 e^{-\gamma L}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma L}}$$



$$S_{11} = \Gamma \frac{1 - e^{-2\gamma L}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma L}}$$

$$T = \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} (1 + \Gamma)$$

$$\Gamma = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} =$$



$$|S_{21}| = \frac{T^2 e^{-\alpha L}}{1 \pm \Gamma^2 e^{-2\alpha L}}$$

Si  $Z_o = 50 \Omega, T = 1$  y  $\Gamma = 0$

$$|S_{21}| = e^{-\alpha L}$$

Si se tienen que medir las pérdidas de un cable de 75 ohms con un analizador vectorial de 50 ohms se puede estimar el error de la medición.

Para ello es necesario tener una estimación “a priori” de la atenuación a medir. El error de la medición estará dado por:

$$|S_{21}| = \frac{T^2 e^{-\alpha L}}{1 \pm \Gamma^2 e^{-2\alpha L}}$$

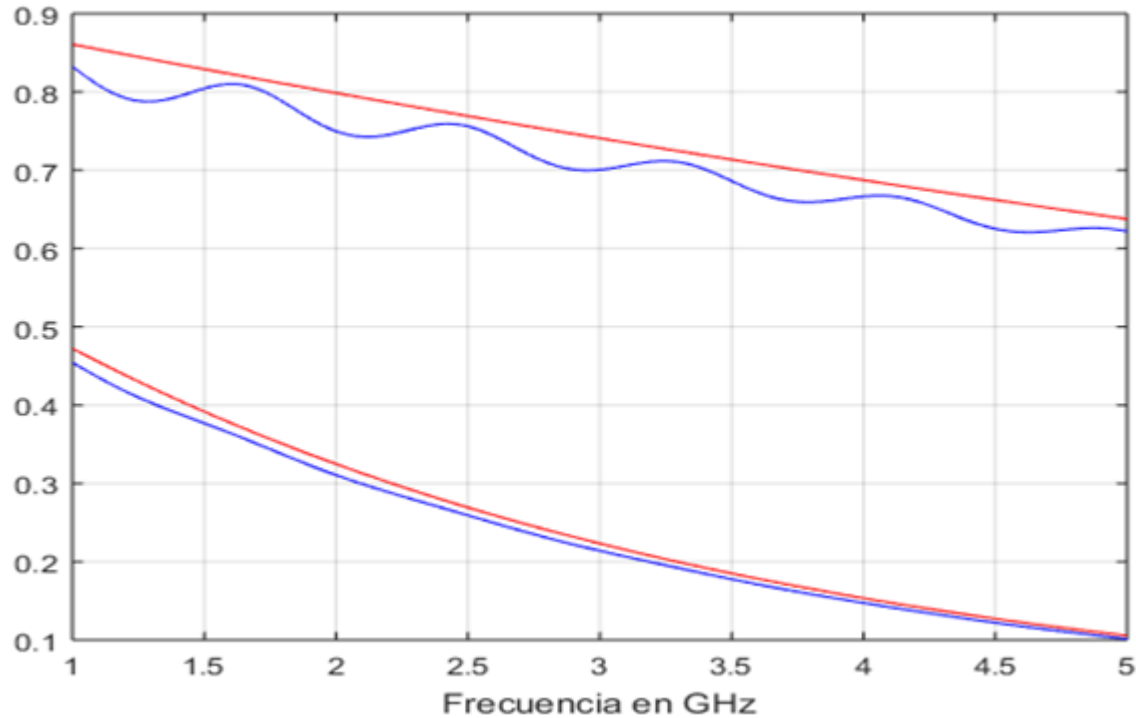
$$T = \frac{2\sqrt{50Z_o}}{50 + Z_o}$$

$$\text{error} = \frac{T^2}{1 \pm \Gamma^2 e^{-2\alpha L}}$$

$$\Gamma = \frac{50 - Z_o}{50 + Z_o}$$

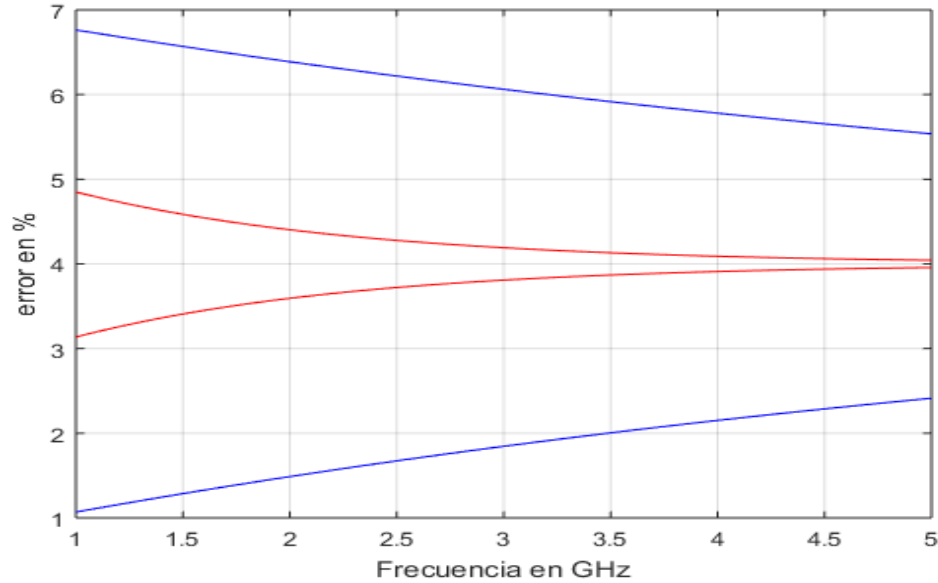
Para un cable de 75 ohms  $T=0.98$  y  $\Gamma=0.2$ . Entonces si la atenuación del cable a medir es de 3 dB el error de la medición estará entre el 2% y el 5.9%.

Si el tramo del cable a medir es 5 veces más largo el error variará entre 3.9% y 4.1 %.



Las curvas en rojo muestran la atenuación real de la línea microstrip ( $\exp(-\alpha L)$ ) para longitudes de 10 y 50 centímetros.

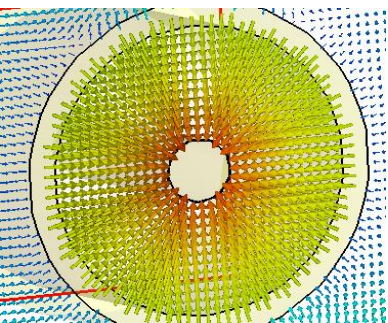
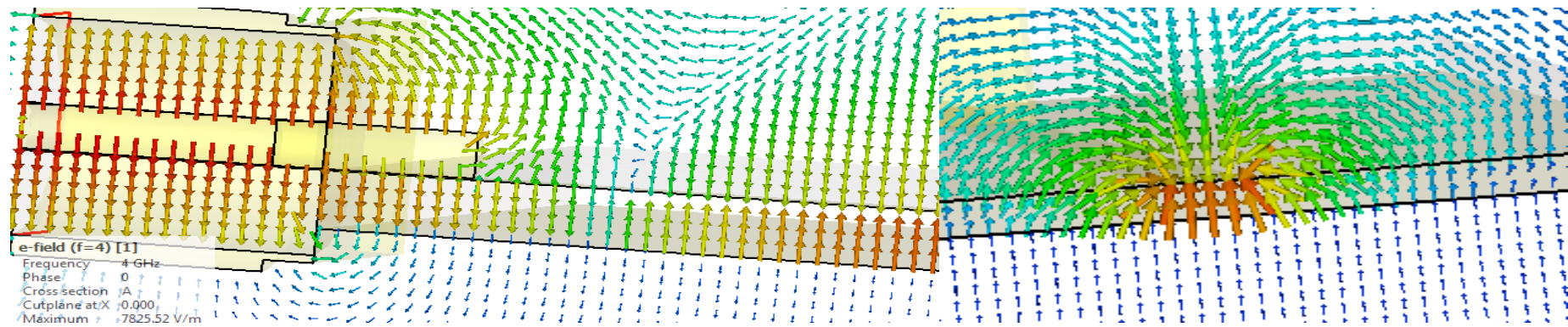
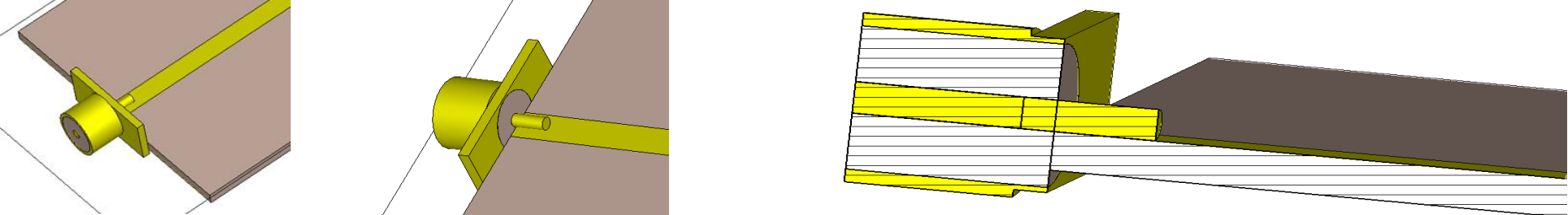
Las curvas en azul muestran la medición del S21 para ambas longitudes.



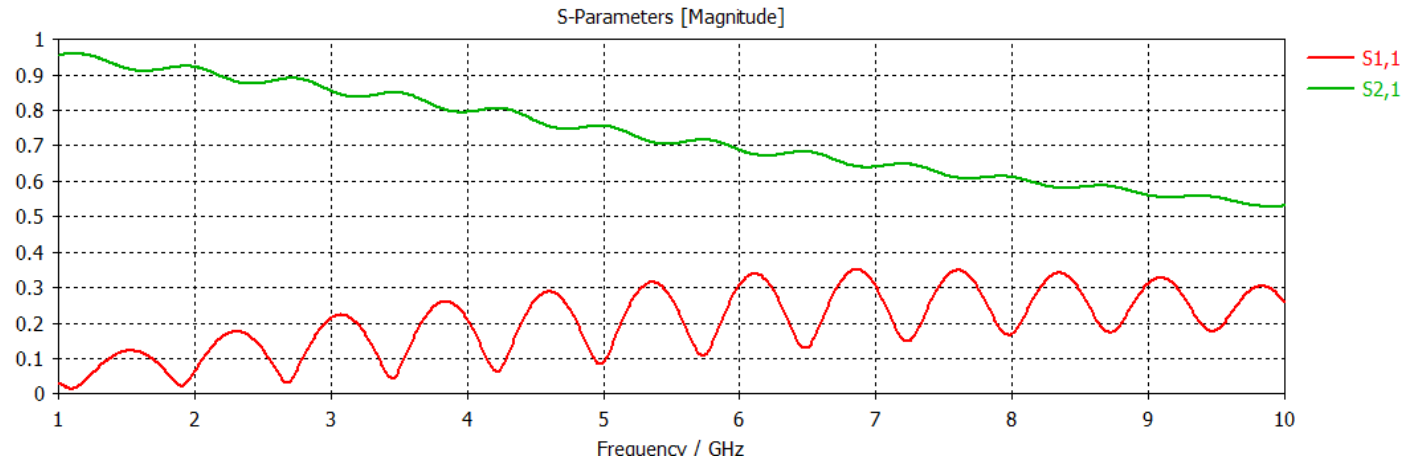
Las curvas en azul muestran el error máximo y mínimo en función de la frecuencia cuando la línea microstrip tiene 10 centímetros de largo.

Las curvas en rojo muestran los errores cuando la medición se realiza sobre una línea microstrip de 50 centímetros de largo.





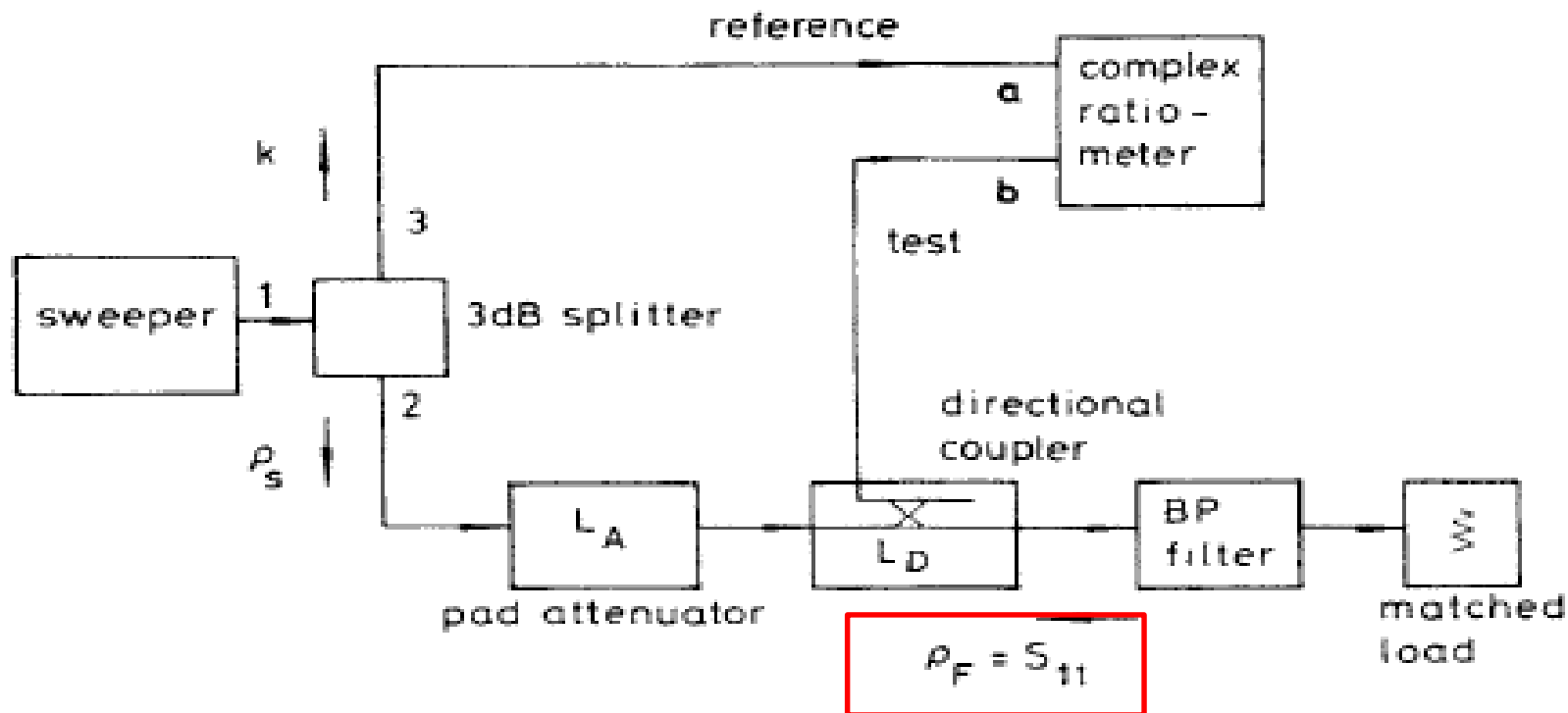
Un problema similar ocurre debido a la influencia de los conectores. Por ejemplo cuando se mide una línea microstrip de 50 ohms.



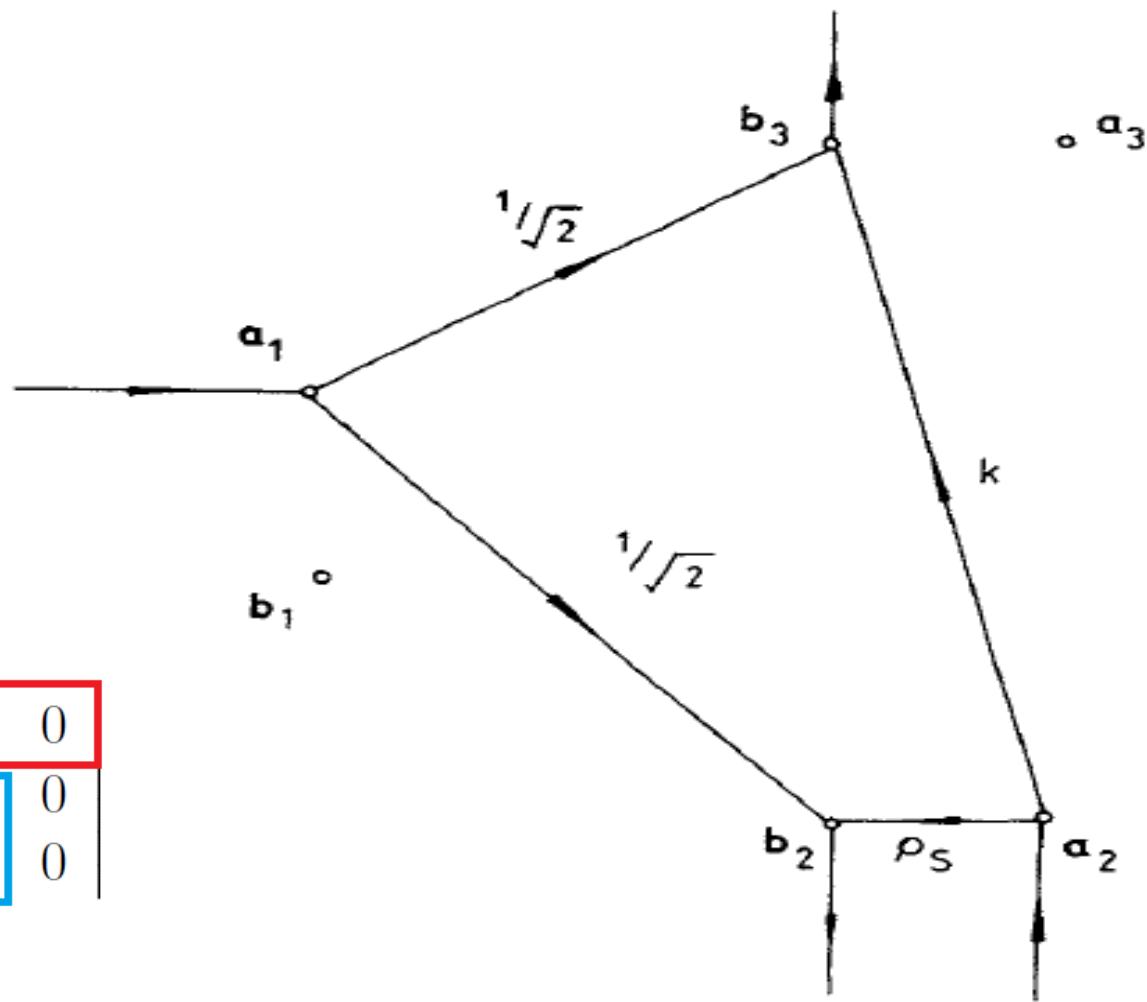
La impedancia característica cambia en la transición entre el modo TEM dentro del conector y el modo QTEM en la línea microstrip. Esas variaciones dependen de la frecuencia (longitud eléctrica).

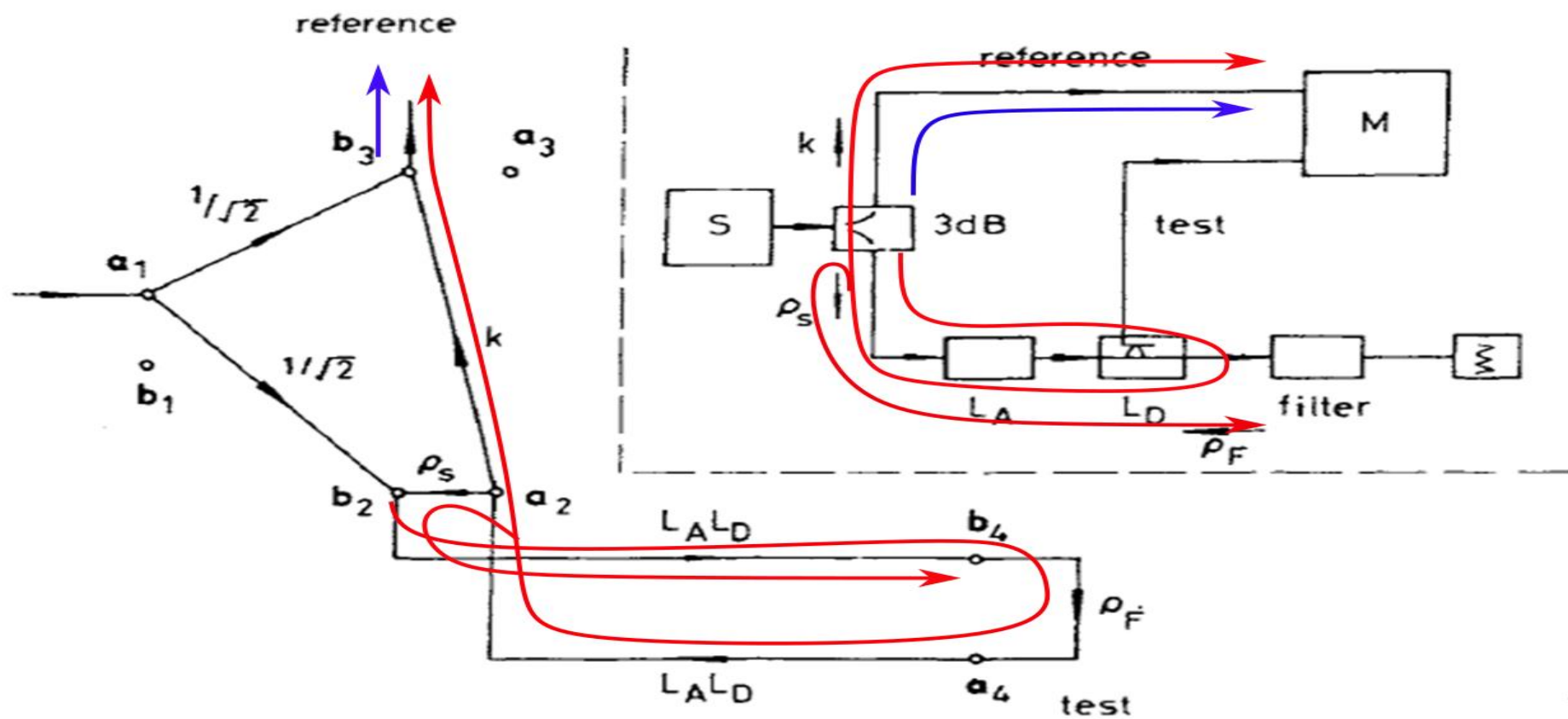
- Los coeficientes de reflexión y transmisión medidos dependen tanto del DUT como de la propia red del dispositivo de medición (generalmente compuesta de acopladores direccionales y splitters).
- En general los errores en la medición dependen de las reflexiones internas y de la desadaptación entre el dispositivo de medición y el DUT.
- La medición de elementos con respuestas conocidas (standards) permite caracterizar la red del instrumento, es decir construir un modelo de error.

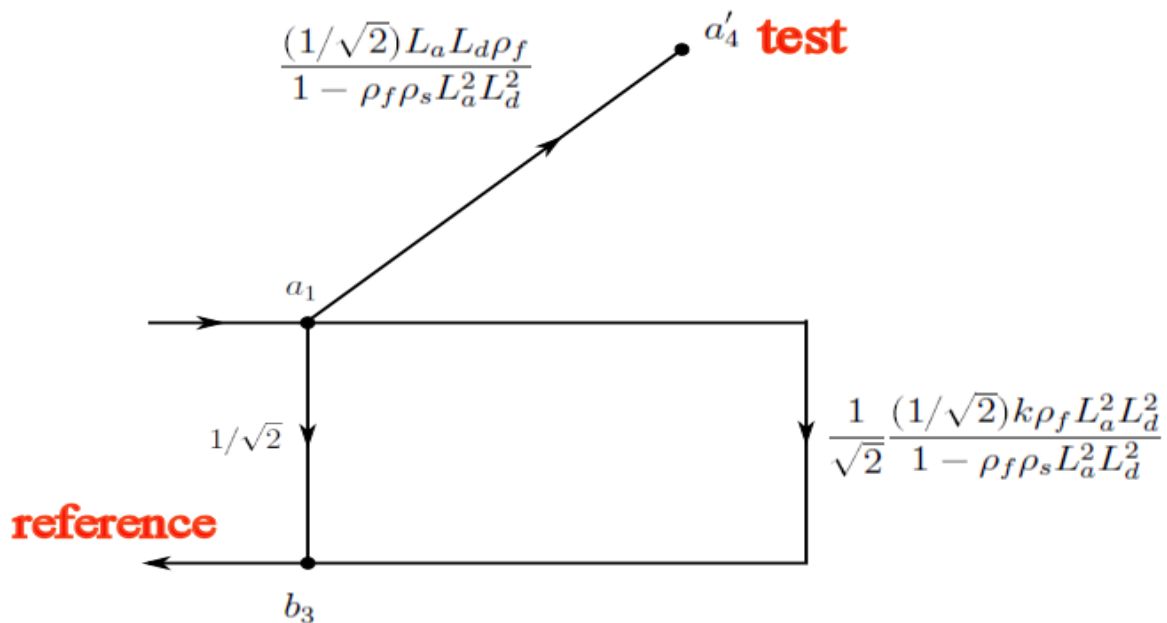
# Modelo de error del reflectómetro



$$S = \begin{vmatrix} 0 & \boxed{0} & \boxed{0} \\ 1/\sqrt{2} & \boxed{\rho_s} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & \boxed{k} & 0 \end{vmatrix}$$







$$S_{11M} = \frac{\rho_f}{1 + \rho_f L_a^2 L_d^2 (k - \rho_s)}$$

$$Error = \frac{1}{1 + \rho_f L_a^2 L_d^2 (k - \rho_s)}$$

$$|E| = \frac{1}{1 \pm |\rho_f| |L_a|^2 |L_d|^2 (|\rho_s| + |k|)}$$

- Se pueden hallar los valores máximos y mínimos del error en función de las fases de los coeficientes de reflexión. Las fases varían con la frecuencia debido al cambio en la longitud eléctrica de las líneas de conexión. Cuando las fases se adicionan el término del denominador es positivo y el error es mínimo, en tanto que cuando se restan el error es máximo.
- Ejemplo: Medición del coeficiente de reflexión  $\rho_f$  (aprox.=1) de un filtro mediante un acoplador direccional con  $C=20$  dB y pérdidas de inserción  $L_d=0.995$  y un *splitter* con 20 dB de pérdidas de reflexión y aislamiento ( $k=0.1$   $\rho_s=0.1$ ).

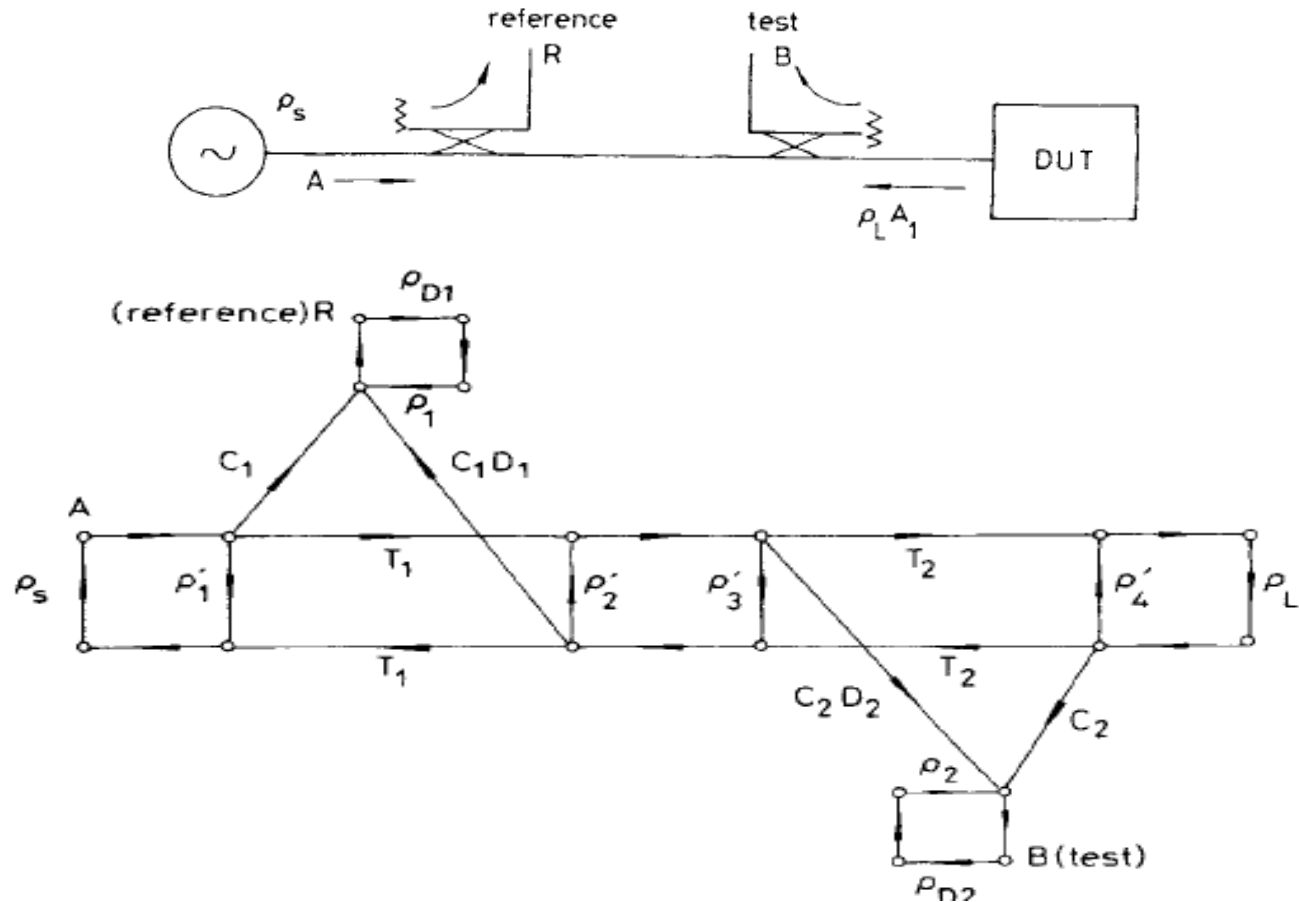
$$|E| = \frac{1}{1 \pm (0.995)^2 (0.2)}$$

$L_a = 0$  dB       $-1.57$  dB    and     $+1.92$  dB

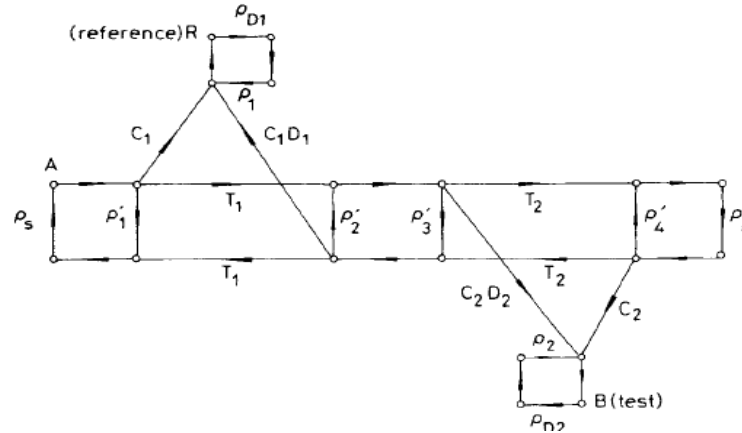
$L_a = 3$  dB       $-0.42$  dB     $+0.44$  dB



# Reflectómetro con 2 acopladores

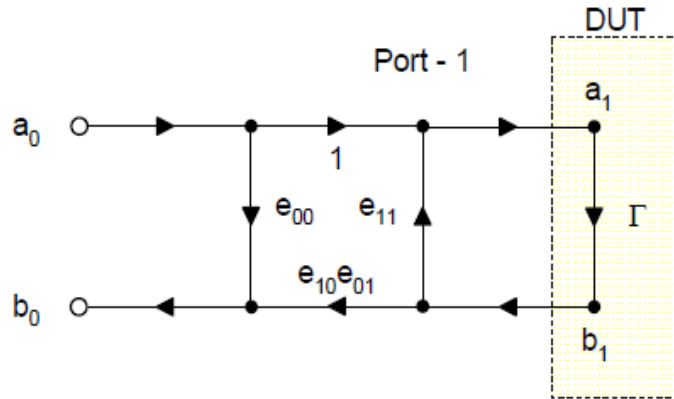
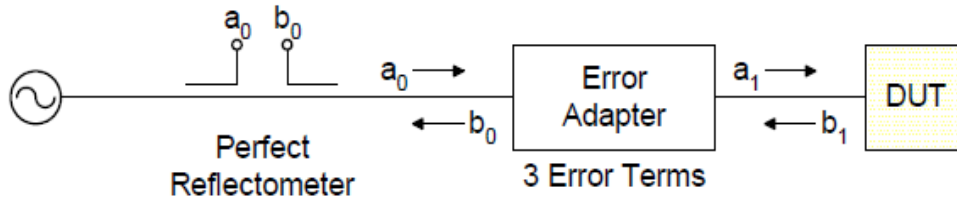


# Reflectómetro con 2 acopladores



$$\frac{B}{R} = \frac{C_2(1 - \rho_{D1}\rho_1)}{C_1(1 - \rho_{D2}\rho_2)} \left[ D_2 + \frac{T(1 - D_1D_2)\rho_L}{1 - (\rho_0 - TD_1)\rho_L} \right]$$

# Modelo de error de 3 términos



$e_{00}$  = Directivity

$e_{11}$  = Port Match

$(e_{10}e_{01})$  = Tracking

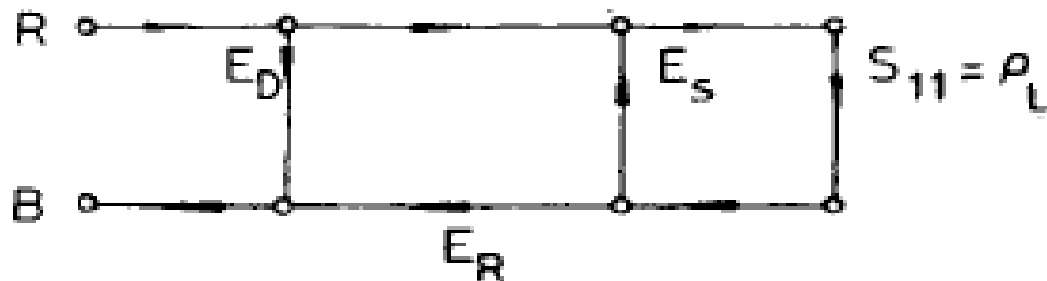
$$S_{11M} = \frac{B}{R} = E_D + \frac{E_R \rho_L}{1 - E_S \rho_L}$$

$$E_D = \frac{C_2(1 - \rho_{D1}\rho_1)}{C_1(1 - \rho_{D2}\rho_2)} D_2$$

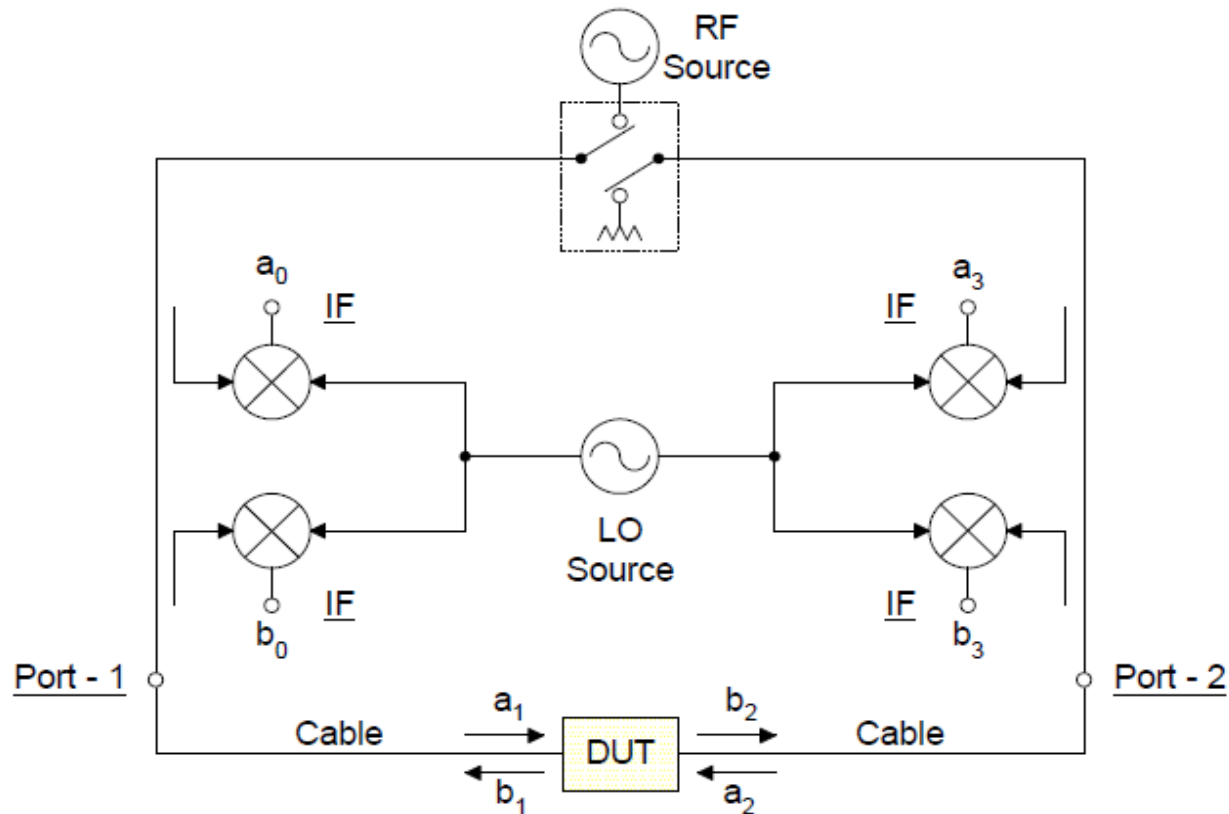
$$E_R = \frac{C_2(1 - \rho_{D1}\rho_1)}{C_1(1 - \rho_{D2}\rho_2)} T(1 - D_1D_2)$$

$$E_S = \rho_0 - TD_1$$

$$S_{11M} = \frac{B}{R} = E_D + \frac{E_R \rho_L}{1 - E_S \rho_L}$$



# Analizador vectorial de redes



# Medición con modelo de error de 3 términos

- Se mide el coef. de reflexión con terminaciones en CC, CA y Zo (-1, 1, y 0) y se resuelve el sistema de ecuaciones para obtener los parámetros de la red del modelo de error ( $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta_e$ ).

$$\Gamma_M = \frac{\frac{\text{Measured}}{b_0}}{a_0} = \frac{e_{00} - \Delta_e \Gamma}{1 - e_{11} \Gamma}$$

$$\Gamma = \frac{\frac{\text{Actual}}{\Gamma_M - e_{00}}}{\Gamma_M e_{11} - \Delta_e}$$

$$S_{11M} = \frac{B}{R} = E_D + \frac{E_R \rho_L}{1 - E_S \rho_L}$$

## CALIBRACIÓN

With 3 different known  $\Gamma$ , measure the resultant 3  $\Gamma_M$   
This yields 3 equations to solve for  $e_{00}$ ,  $e_{11}$ , and  $\Delta_e$

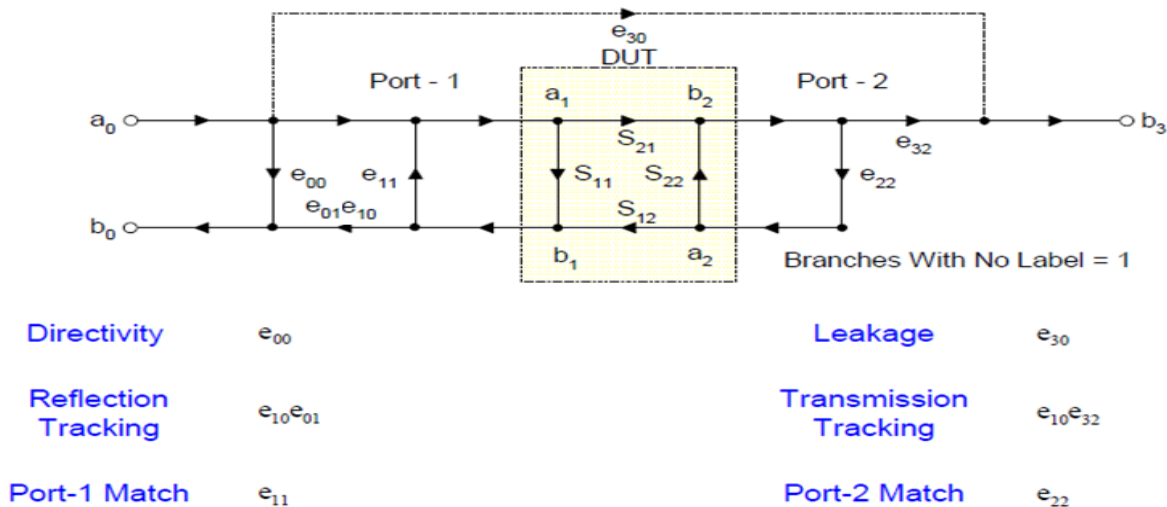
$$e_{00} + \Gamma_1 \Gamma_{M1} e_{11} - \Gamma_1 \Delta_e = \Gamma_{M1}$$

$$e_{00} + \Gamma_2 \Gamma_{M2} e_{11} - \Gamma_2 \Delta_e = \Gamma_{M2}$$

$$e_{00} + \Gamma_3 \Gamma_{M3} e_{11} - \Gamma_3 \Delta_e = \Gamma_{M3}$$

# Modelo de error de 12 términos

- El modelo simplificado suma otros 3 términos (Leakage, Trans. Tracking y adaptación del puerto 2 ) dando lugar a modelo de 12 términos, 6 en directa y 6 en reversa.



There are also Errors caused by the Converter, IF, Cables and Connectors

There are also Six Terms in the Reverse Direction

- Se mide el coef. de transmisión ( $S_{21}$ ) con ambos puertos adaptados y se determinan las pérdidas ( $e_{30}$  o Leakage). Se conectan los puertos 1 y 2 con un cable conocido y se mide nuevamente el  $S_{21}$  y el  $S_{11}$ , con lo cual se pueden obtener los términos restantes . **Requiere además de las terminaciones conocidas (CC, CA y Zo) una línea de transmisión.**

# Calibración de analizadores

- Las 12 mediciones permiten conocer los términos de error del “set” de medición y entonces pueden eliminarse matemáticamente.

## ERRORS REMOVED

Port Match

Directivity

Tracking

Main Leakage Paths

## ERRORS REMAINING

Noise and Residuals

Receiver Linearity

Drift after Error-Correction

Stability after Error-Correction

Repeatability of Connectors, etc

Lower Lever Leakage Paths

Errors of Calibration Standards



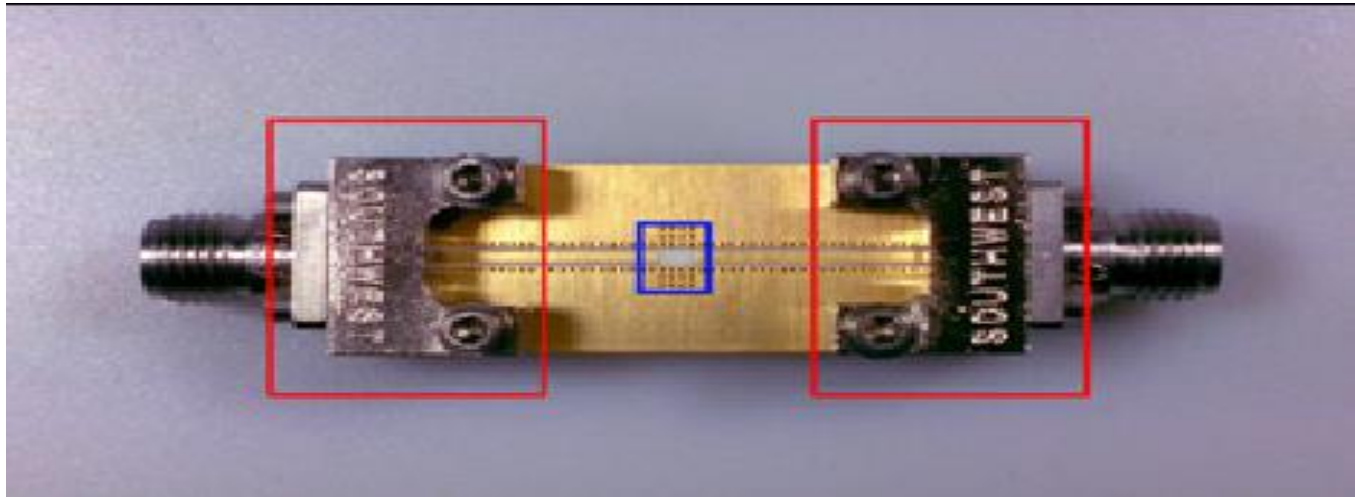
# Calibración electrónica.

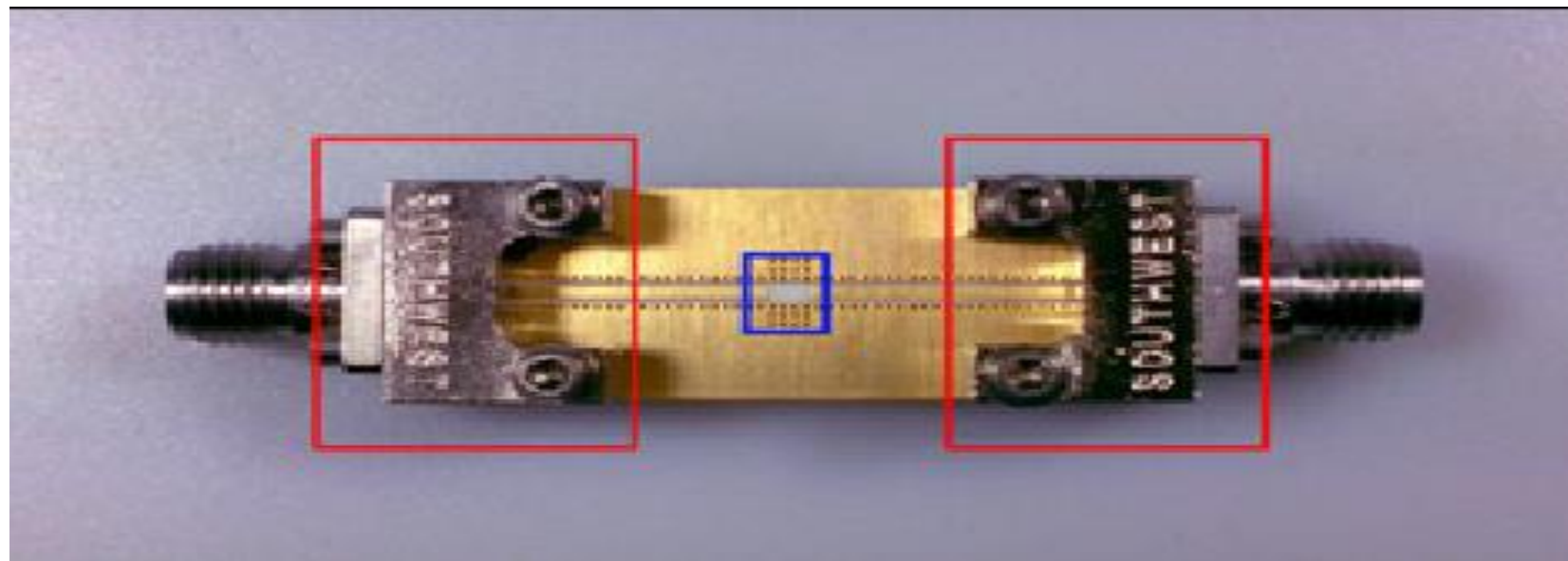
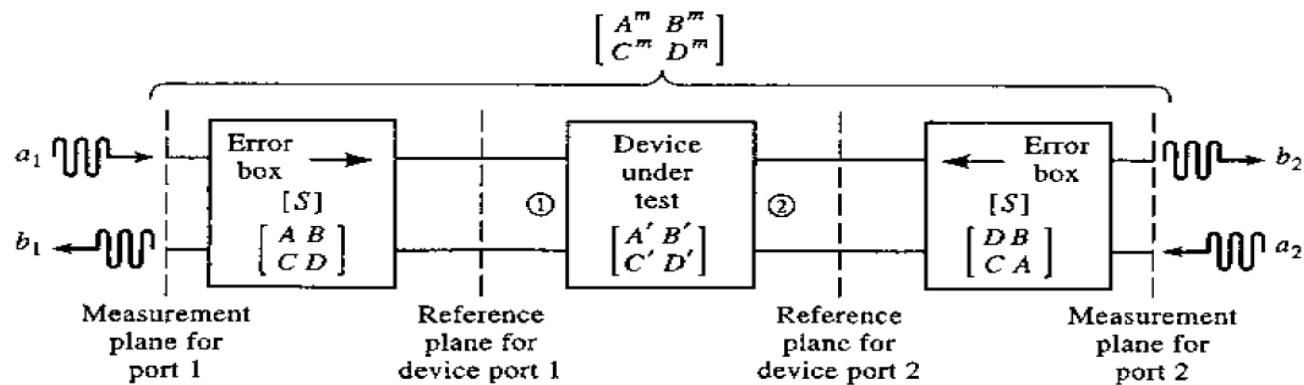
- Para analizadores con más de dos puertos el procedimiento lleva mucho tiempo y es propenso a que se produzcan errores, por ejemplo utilizar terminaciones que no corresponden.
- Los calibradores electrónicos se comunican directamente con el instrumento y el cambio de terminadores o la unión entre puertos la realiza el instrumento sin intervención humana.



# Calibración TRL.

- Se utiliza para medir dispositivos que se conectan a través de líneas PCB, por ejemplo microstrip o guías de onda coplanares.
- El instrumental tiene conectores coaxiales y las transiciones entre líneas son fuentes de error.





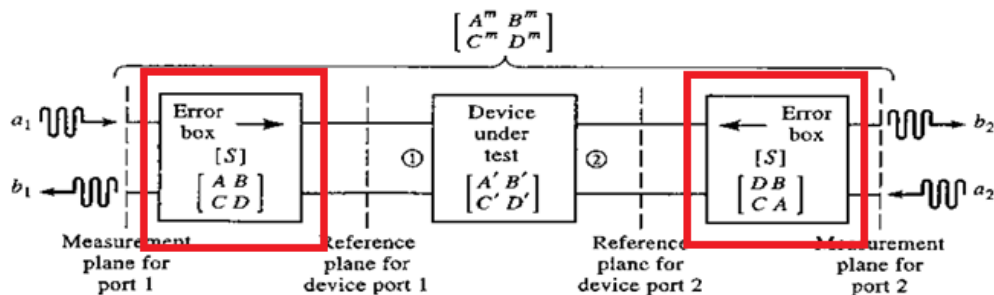
# Cómo funciona la calibración?

- El analizador mide la cascada compuesta por las dos transiciones y el DUT.

$$\begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix},$$

- Si se conocen los parámetros de la transición se pueden hallar los parámetros del DUT:

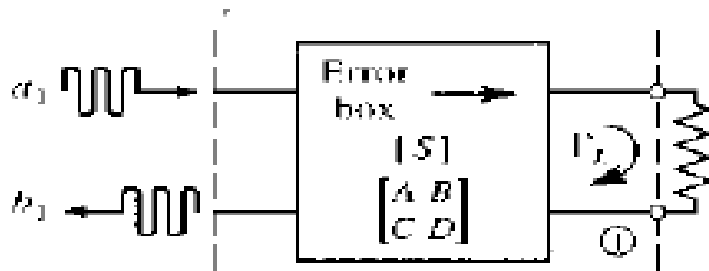
$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix}^{-1}$$



La clave es conocer los parámetros de las transiciones

# Cómo funciona la calibración?

- Determinar los parámetros de la transición requiere de 3 mediciones independientes. Por ser una red pasiva  $S_{21}=S_{12}$  o  $C=B$ .

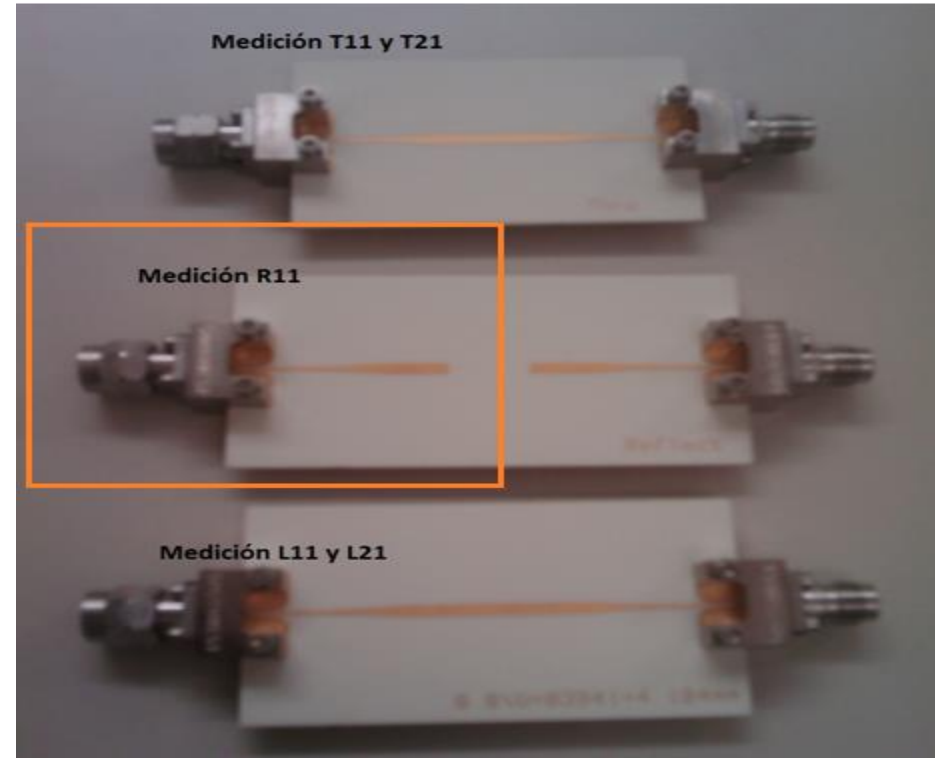
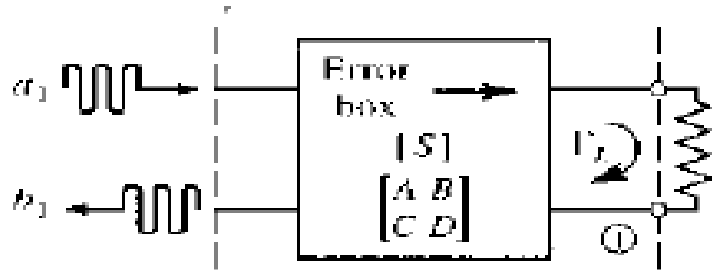


No se puede hacer una medición directa porque uno de los puertos no es coaxil.

El esquema de calibración de 3 variables requiere de 3 cargas conocidas.

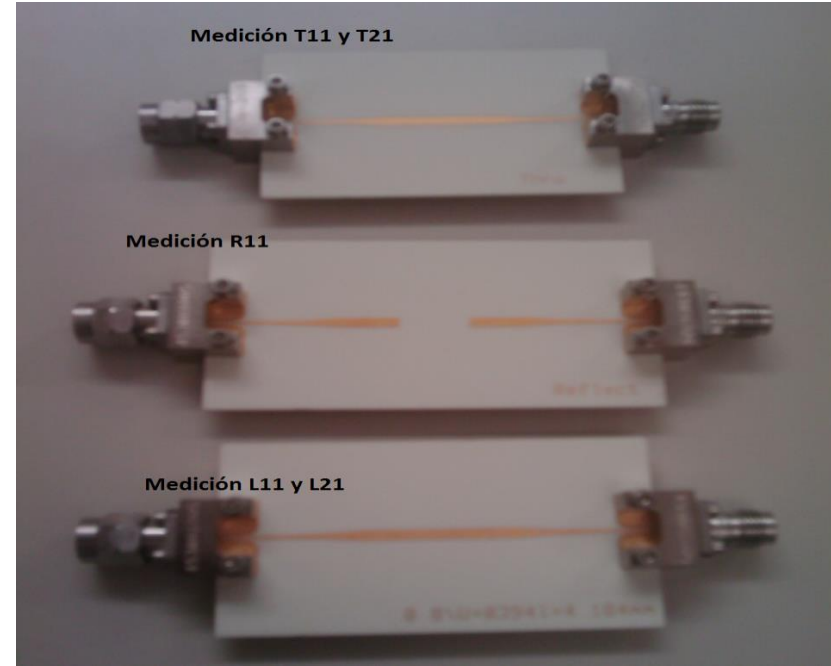
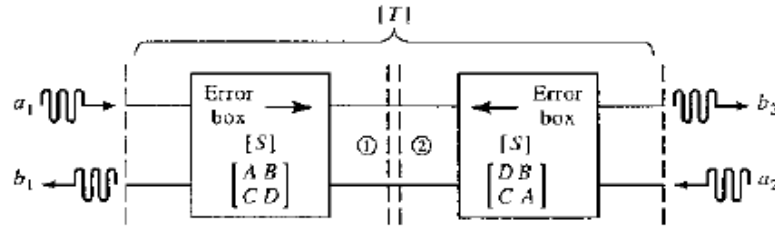
# Mediciones TRL

- En primer lugar se mide el coeficiente de reflexión de una de las transiciones (con el extremo microstrip a CA).
- R11 es el coeficiente de reflexión medido de la transición



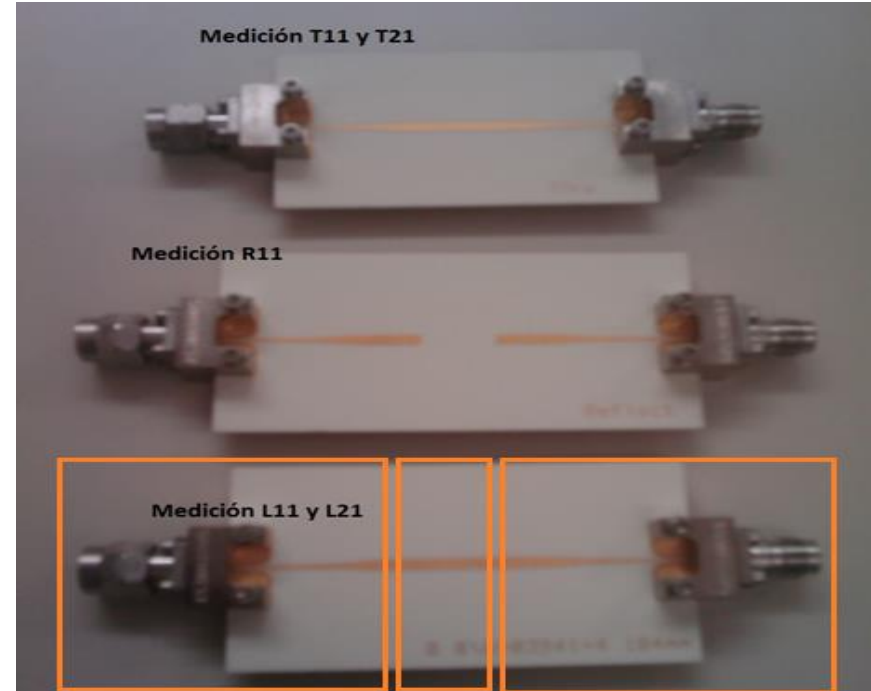
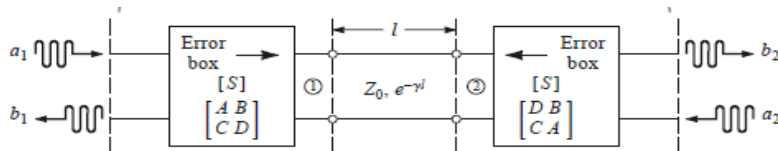
# Mediciones TRL

- Luego se mide el coeficiente de transmisión y reflexión de dos transiciones conectadas en cascada.
- L11 es el coeficiente de reflexión de la línea back to back y L21 es el de transmisión (el S21).



# Mediciones TRL

- Por último se mide el coeficiente de transmisión y reflexión de una sección compuesta por las transiciones y una sección de línea entre ellas.
- T11 es el coeficiente de reflexión de las transiciones con el tramo de línea y T21 es el de transmisión.





# Mediciones TRL

- Se tiene un sistema de 5 ecuaciones:
  - 2 que relacionan las mediciones T11 y T12 con los parámetros S de las transiciones (3 incógnitas).
  - 2 que relacionan las mediciones L11 y L12 con los parámetros S (3 incógnitas) de las transiciones y la constante de propagación de la línea (1 incógnita) entre las transiciones.
  - 1 que relaciona la medición R11 con los parámetros S (3 incógnitas) y el coeficiente de reflexión de la carga (1 incógnita) .
- Es decir 5 ecuaciones y 5 incógnitas.

# Medición TRL

- Ecuaciones que relacionan los parámetros S de las transiciones, el coeficiente de propagación de la línea y el coeficiente de reflexión con los parámetros medidos.

$$R_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}.$$

$$T_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22} S_{12}^2}{1 - S_{22}^2}$$

$$T_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2}{1 - S_{22}^2}$$

$$L_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22} S_{12}^2 e^{-2\gamma \ell}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma \ell}},$$

$$L_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2 e^{-\gamma \ell}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma \ell}}.$$

$$S_{11}$$

$$S_{22}$$

$$S_{12}^2$$

$$e^{-\gamma \ell}$$

$$\Gamma_L$$

Resolución del sistema de 5 ecuaciones. Permite calcular los parámetros S de la transición a partir de los valores medidos.

$$S_{11} = T_{11} - S_{22}T_{12}$$

$$S_{12}^2 = T_{12}(1 - S_{22}^2)$$

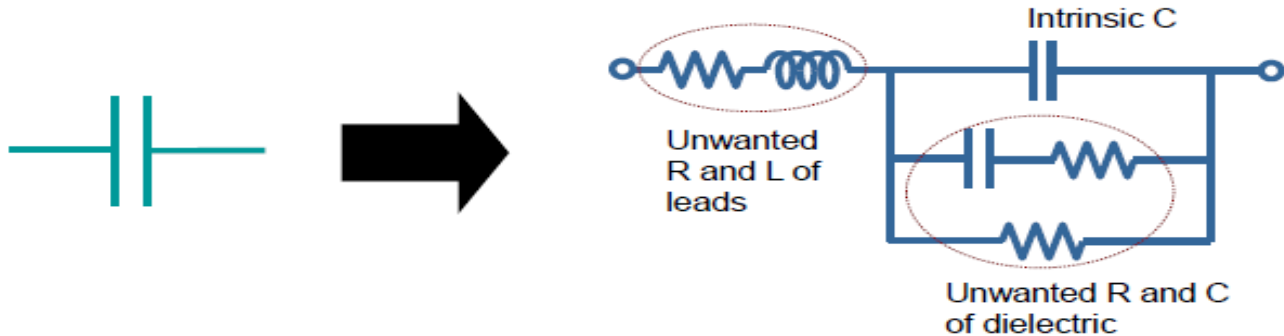
$$S_{22} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - L_{12}e^{-\gamma\ell}}$$

$$\Gamma_L = \frac{R_{11} - S_{11}}{S_{12}^2 + S_{22}(R_{11} - S_{11})}$$

$$e^{\gamma\ell} = \frac{L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2 \pm \sqrt{[L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2]^2 - 4L_{12}^2T_{12}^2}}{2L_{12}T_{12}}$$

# Medición de impedancias

- **No real components are purely resistive or reactive**
  - Every component is a combination of R, C and L elements
  - The unwanted elements are called **parasitics**

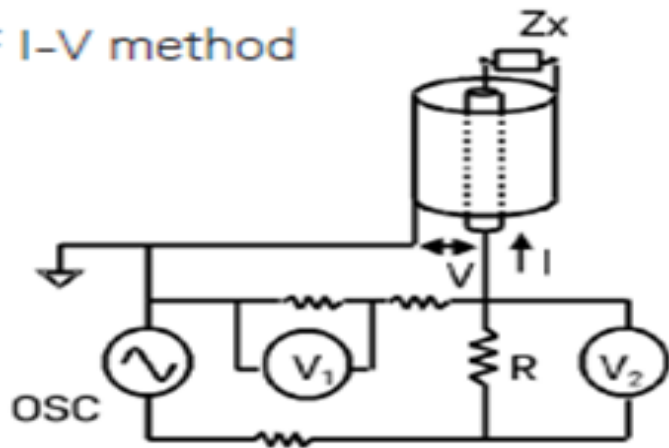


**Capacitor Equivalent Circuit**

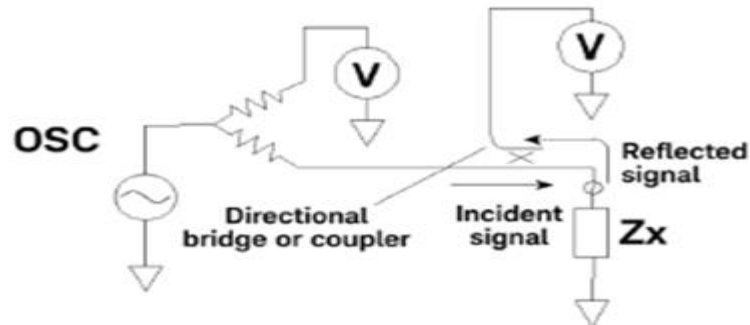
# Medición de impedancias

RF I-V method	<ul style="list-style-type: none"> <li>High accuracy (1% typ.) and wide impedance range at high frequencies</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Operating frequency range is limited by transformer used in test head</li> </ul>	1 MHz to 3 GHz	E4991B, E4982A	RF component measurement
Network analysis method	<ul style="list-style-type: none"> <li>Wide frequency coverage from LF to RF</li> <li>Good accuracy when the unknown impedance is close to characteristic impedance</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Recalibration required when the measurement frequency is changed</li> <li>Narrow impedance measurement range</li> </ul>	5 Hz and above	E5061B-3Lx/005 PNA/ENA/PXI-VNA/ FieldFox (Z-conversion only)	RF component measurement

RF I-V method

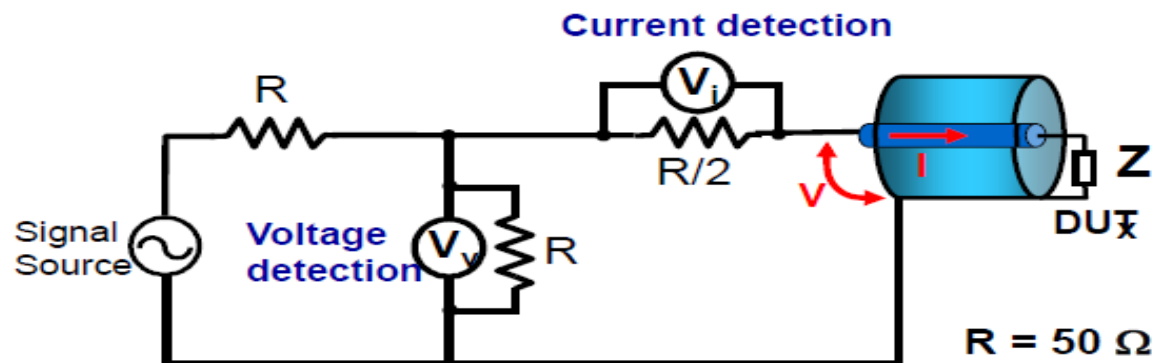


Network analysis method



## RF I-V method

### Measurement Principle



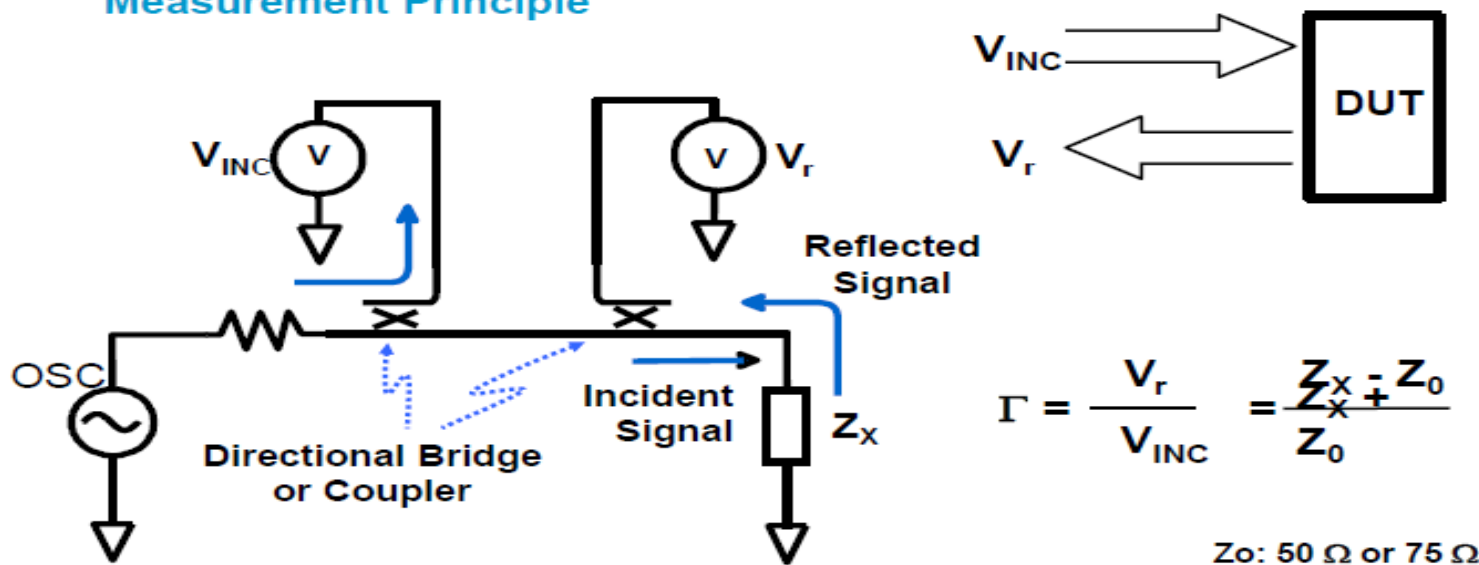
Test Head (High-Impedance type)

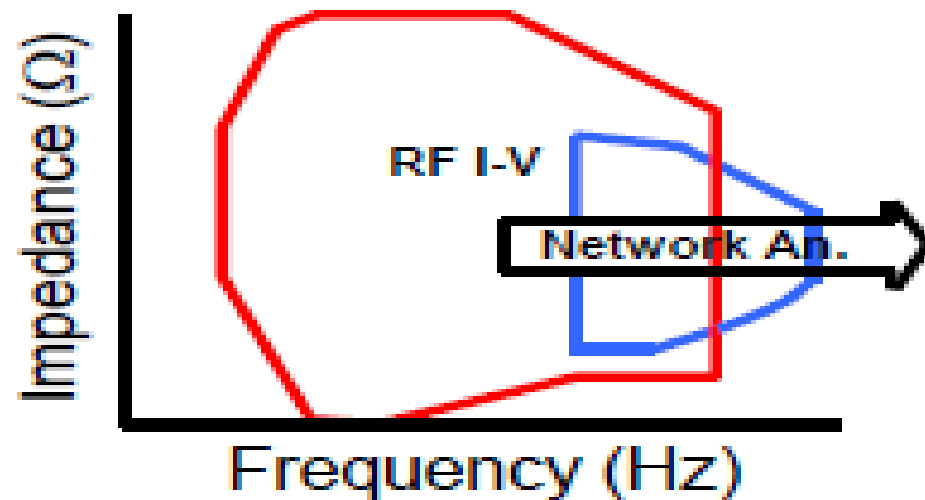
$$Z_x = \frac{V}{I} = \frac{R}{2} \left( \frac{V_v}{V_i} - 1 \right)$$

As  $V = V_v - V_i$  and  $I = 2V_i/R$

## Network Analysis method

### Measurement Principle





Method	Frequency Range	Impedance Range	Terminal Connections	# of Ports
RF I-V	$1 \text{ MHz} \leq f \leq 3 \text{ GHz}$	$0.2 \leq Z \leq 20 \text{ k}\Omega$ (10% acc)	7 mm	1
Network Analysis	$f \geq 300 \text{ kHz}$	$Z \cong Z_0$	7 mm, N-type	$N \geq 1$

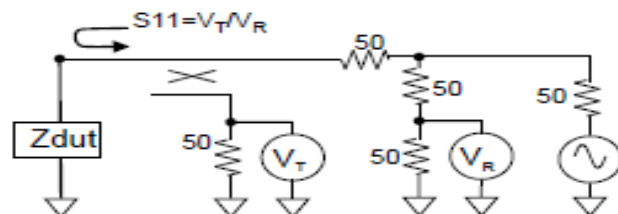


# Z measurement with Network Analyzer (1)

## Reflection method

### Middle Zdut

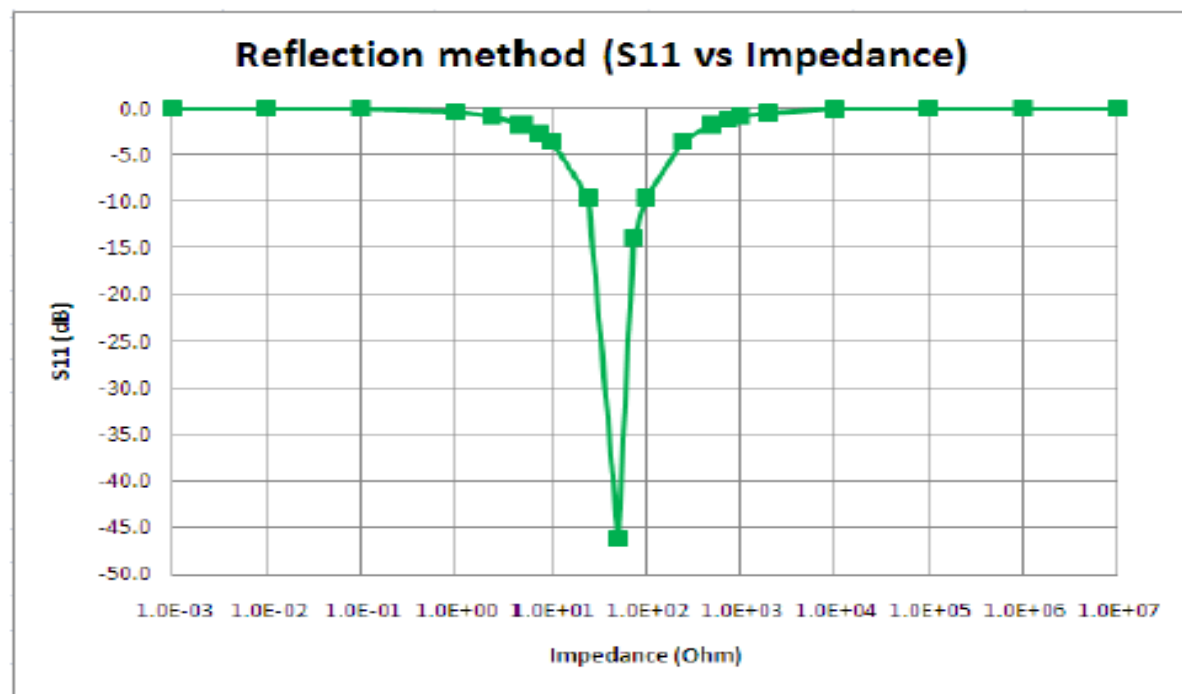
$$Z_{dut} = 50 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$



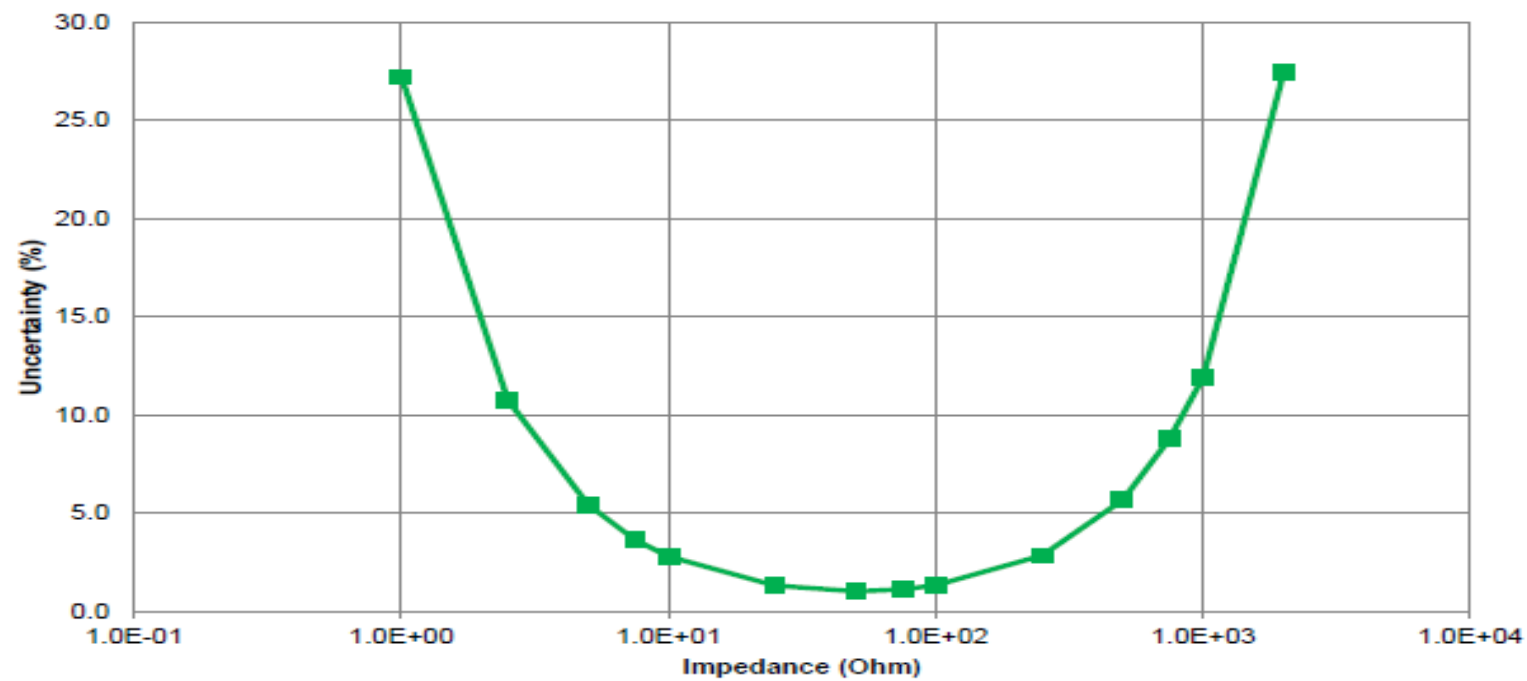
$$V_t = \frac{Z_{dut} - 50}{Z_{dut} + 50} \cdot V_r$$

if  $Z_{dut} \rightarrow 50$  then  $V_t \rightarrow 0$

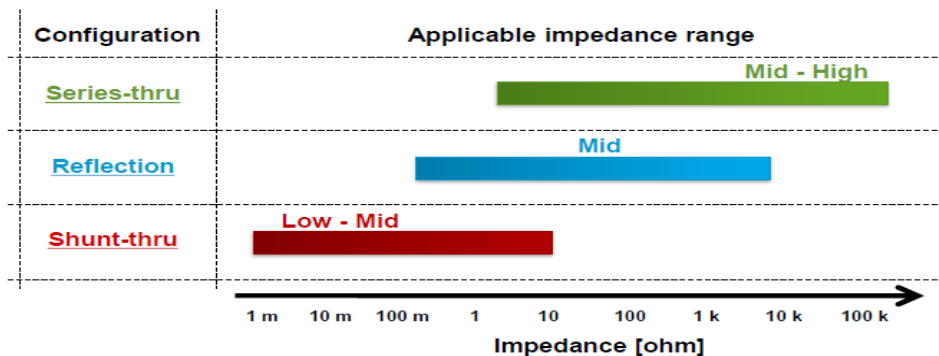
if  $Z_{dut} \rightarrow 0$  or  $\infty$  then  $V_t \rightarrow V_r$



## Reflection method: Impedance Uncertainty



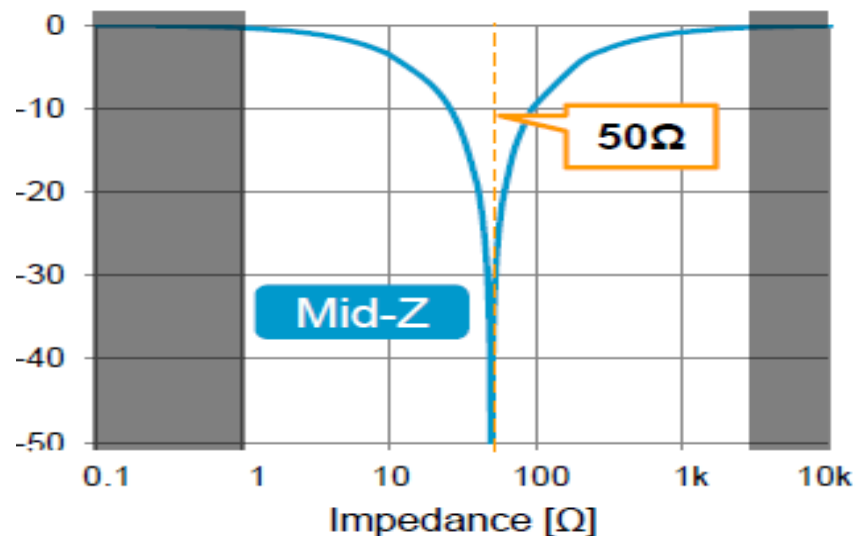
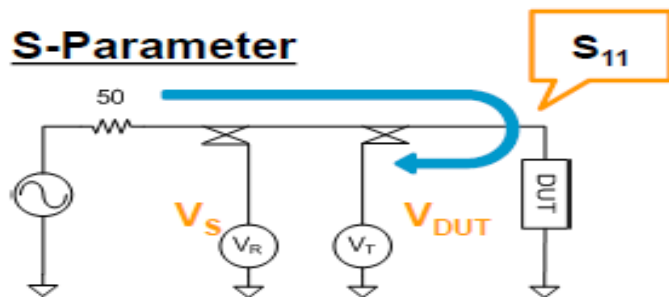
Covers wide impedance range: mΩ to 100 kΩ  
using 3 methods in combination



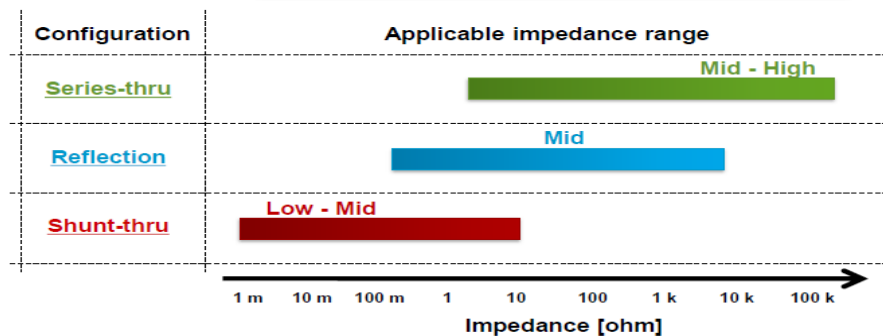
## Reflection method

$$Z = 50 \times ((1 + S_{11}) / (1 - S_{11}))$$

**S-Parameter**



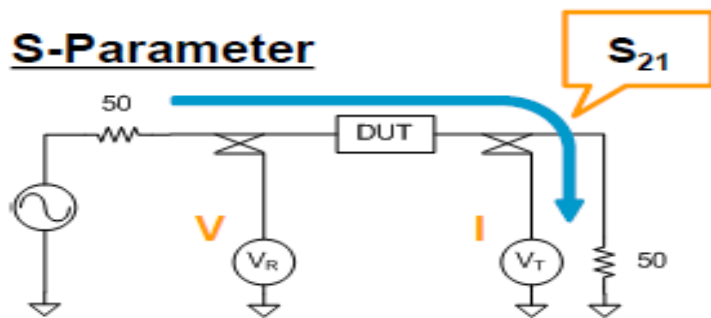
Covers wide impedance range: mΩ to 100 kΩ  
using 3 methods in combination



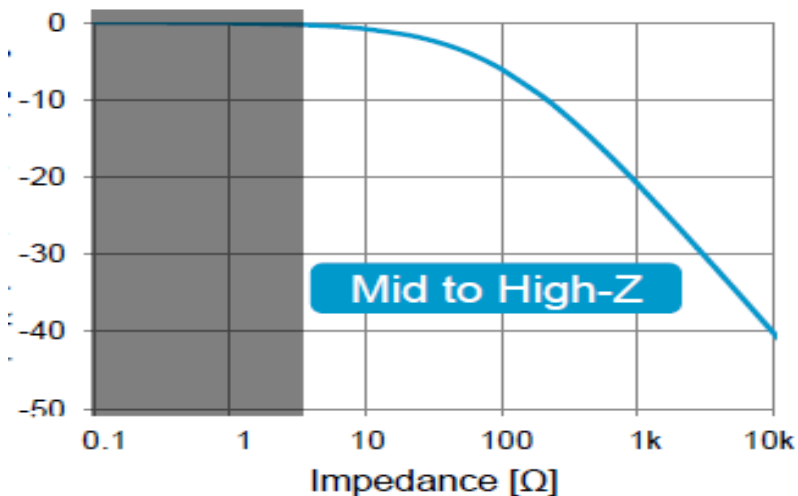
## Series-thru method

$$Z = (50 \times 2) \times ((1 - S_{21}) / S_{21})$$

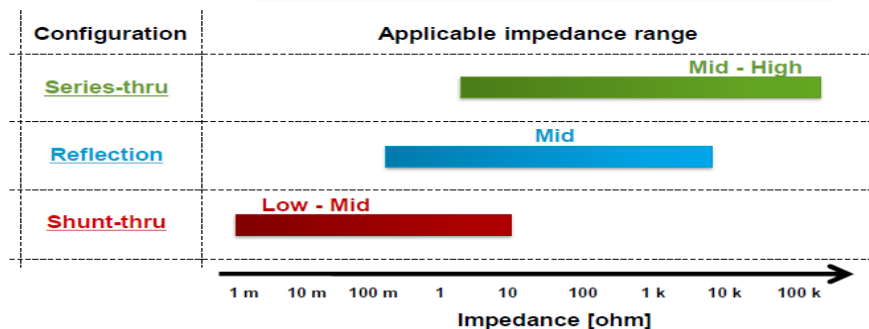
### S-Parameter



### Vector voltage ratio relationship to impedance



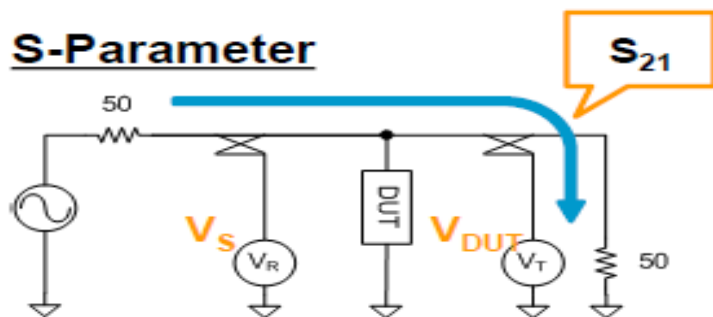
Covers wide impedance range: mΩ to 100 kΩ  
using 3 methods in combination



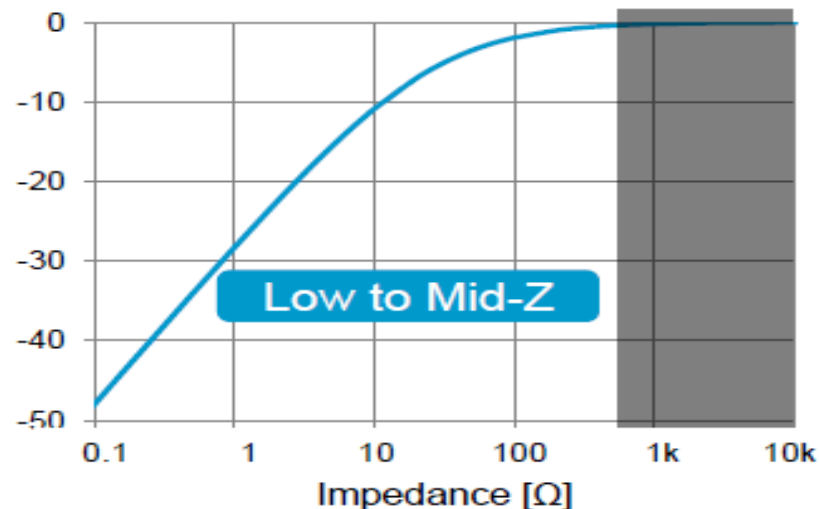
## Shunt-thru method

$$Z = (50 / 2) \times (S_{21} / (1 - S_{21}))$$

**S-Parameter**



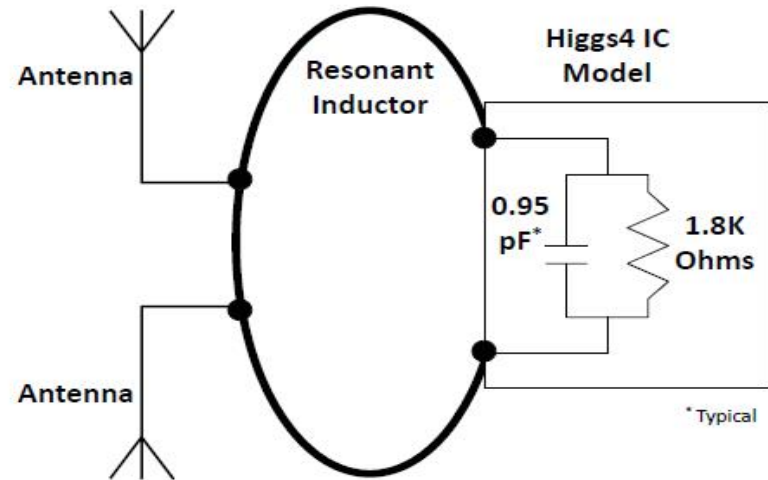
Vector voltage ratio relationship to impedance

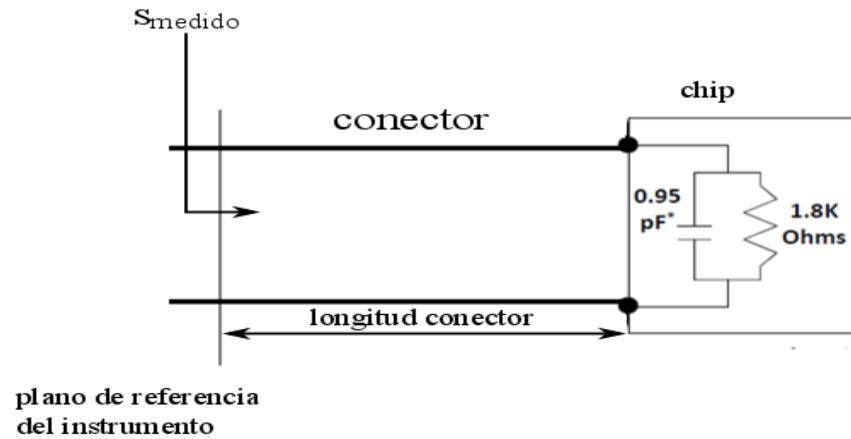


# Chip UHF RFID Alien Higgs 4



Application Diagram



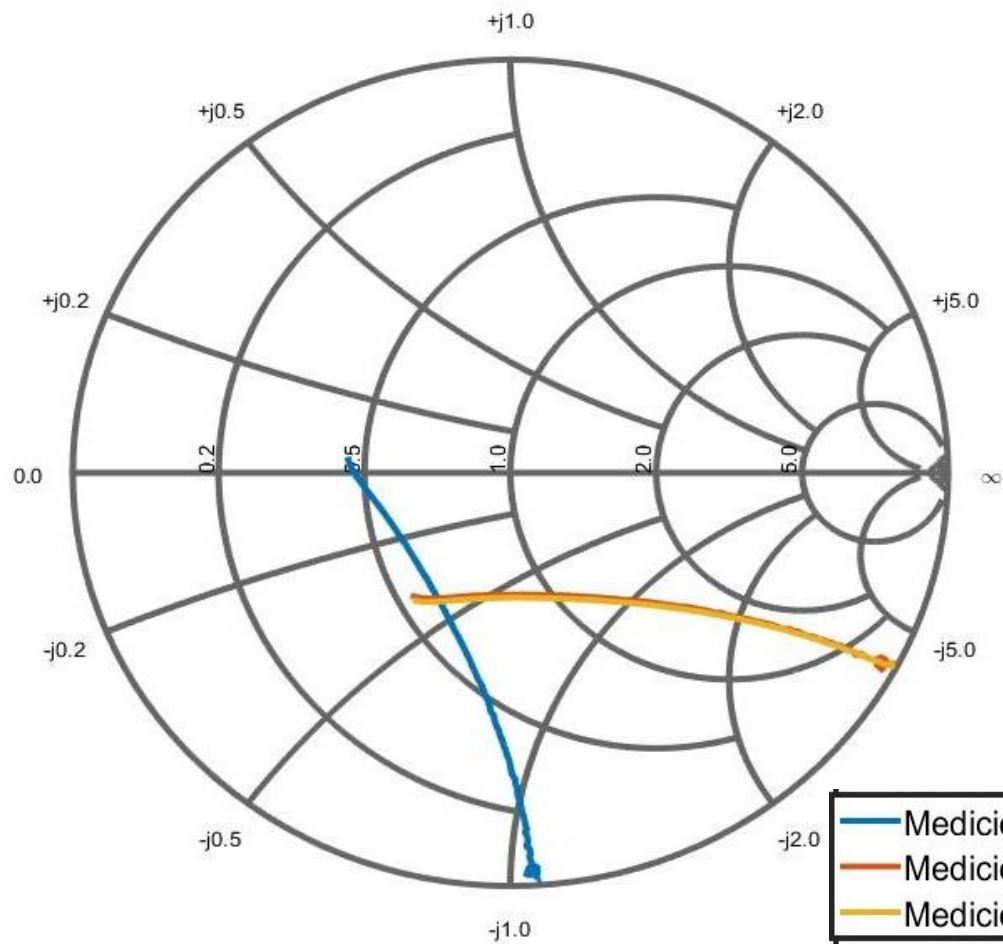


$$Z_{\text{Chip}} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$S_{\text{medido}} = S_{\text{chip}} e^{-2\gamma L}$$



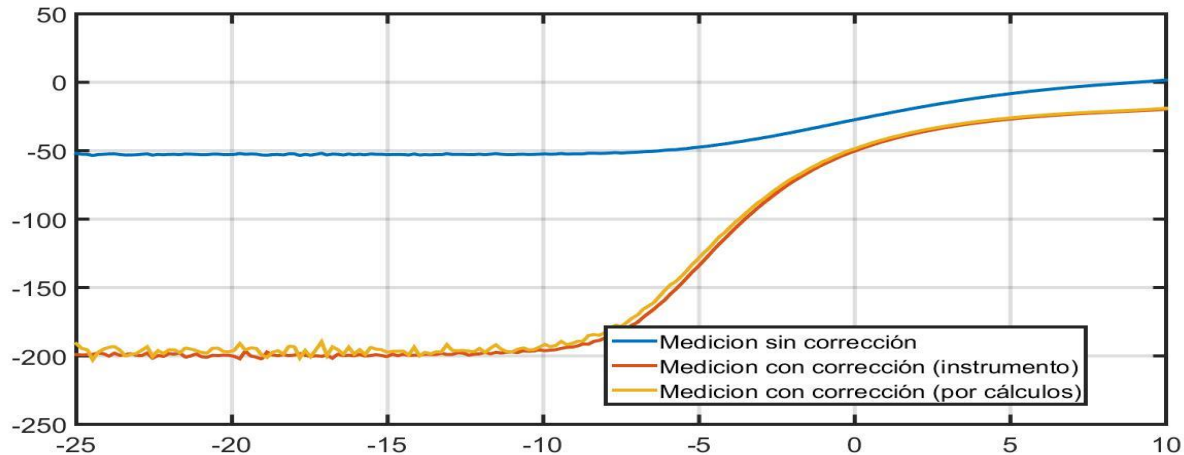
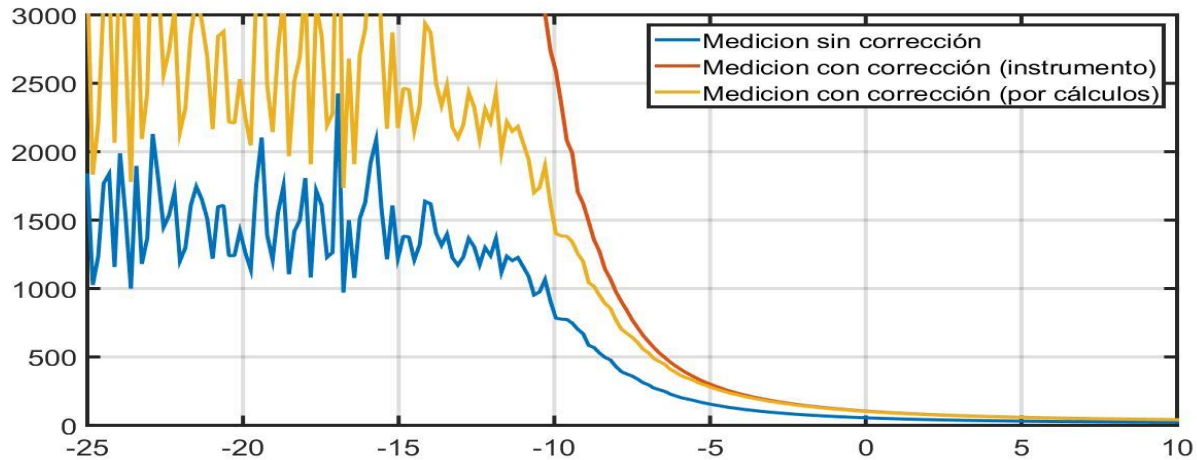
La medición del S está afectada por el retardo de fase y las pérdidas debidas a la línea de transmisión (conector).



- Medicion sin corrección
- Medicion con corrección (instrumento)
- Medicion con corrección (por cálculos)



# R y X (modelo en paralelo)



# Error en la medición de Z

$$Z_{Chip} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$errorZ = \frac{2}{1 - S_{11}^2} errorS$$

