

# Capítulo 1

## Medida de la impedancia en microondas: analizador de circuitos

En Ingeniería de Microondas los parámetros básicos que indican la transferencia de energía entre puertos del circuito, son los parámetros de dispersión. La medida de dichos parámetros está basada en la medida del coeficiente de reflexión (equivalente a la medida de la impedancia por la transformación bilineal que las relaciona) que nos determina la potencia que se transmite o refleja en un puerto del circuito. En este capítulo se explican los fundamentos de dicha medida, desde la línea ranurada hasta los analizadores de circuitos.

**Daniel Segovia Vargas**



# ÍNDICE (I)

---

- Fundamentos de la medida de impedancia.
- Línea de ranura
- Puentes de impedancia y bancos reflectométricos
- Analizador de redes (circuitos):
  - Medida de cuadripolos
  - Prestaciones del analizador de circuitos
  - Opción de la medida del tiempo
  - Calibración.



# FUNDAMENTOS DE LA MEDIDA DE IMPEDANCIA

## LÍNEA DE MEDIDA

Medida de  
amplitud: línea  
de ranura,  
ROE

AMPLITUD

## PUENTES Y BANCOS

Comparación de  
amplitudes:  
acoplos  
directivos

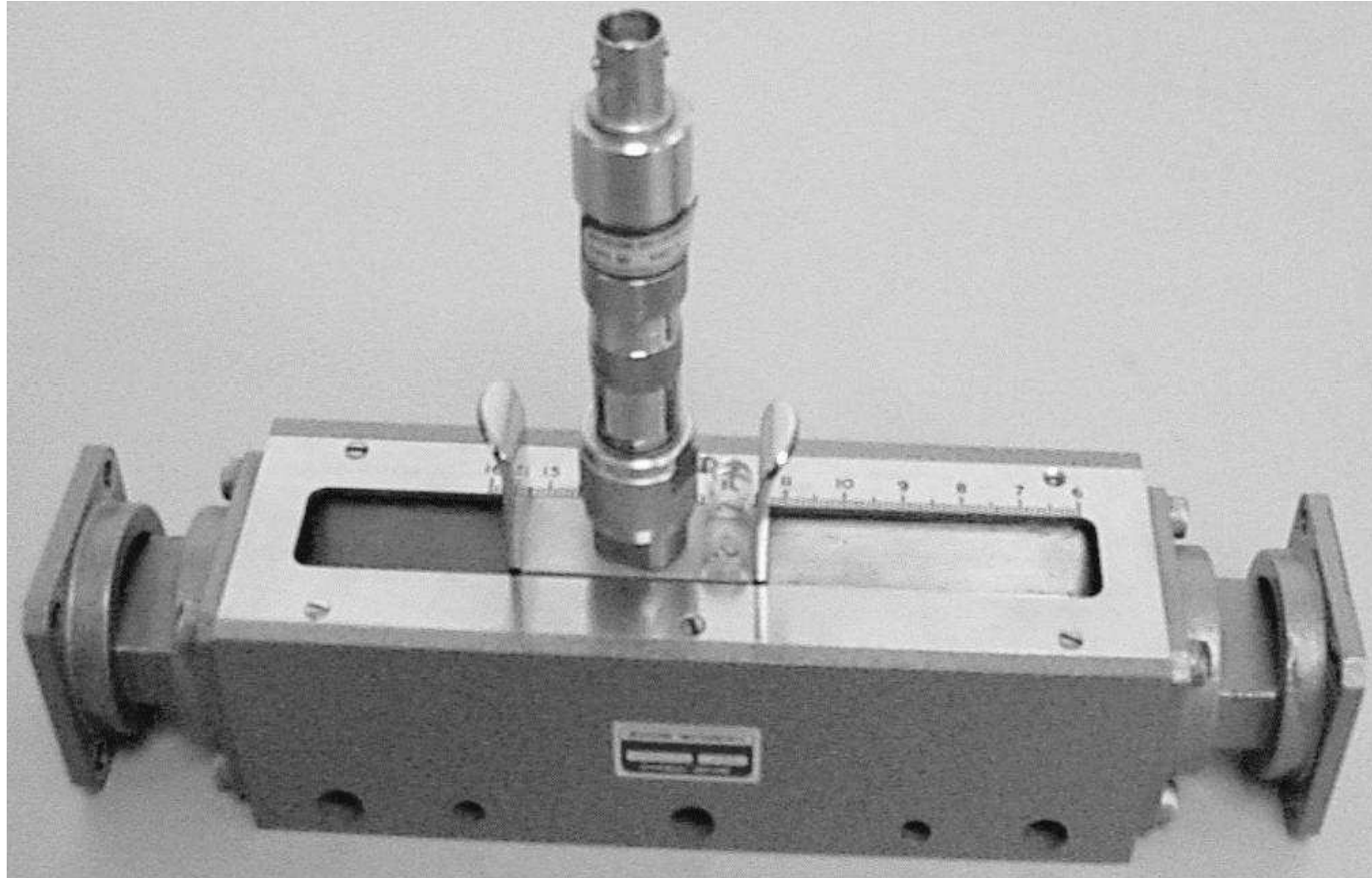
Referencia de  
fase:  
cortocircuito  
terminal

DE FASE

CALIBRACIÓN



# ESQUEMA DE UN BANCO DE MEDIDA EN GUÍA



Grupo de Radiofrecuencia, Electromagnetismo, Microondas y Antenas, GREMA, UC3M Tema 1: Medida de la impedancia: analizador de redes

Medidas en Microondas-6- 4



# MEDIDA DE LA IMPEDANCIA CON UNA LÍNEA DE MEDIDA (RANURADA)

- En Microondas lo que se mide directamente es el coeficiente de reflexión, no la impedancia.
- La expresión del coeficiente de reflexión viene dada por:

$$\left. \begin{aligned} V &= V^+ \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot z) + V^- \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot z) = V_i + V_r \\ I &= I^+ \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot z) - I^- \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot z) = I_i - I_r \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_L = Z_L \cdot I_L \\ V_L = V^+ + V^- \end{cases}$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{V^- \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot z)}{V^+ \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot z)} = \Gamma_L \cdot \exp(-2j \cdot \beta \cdot z)$$

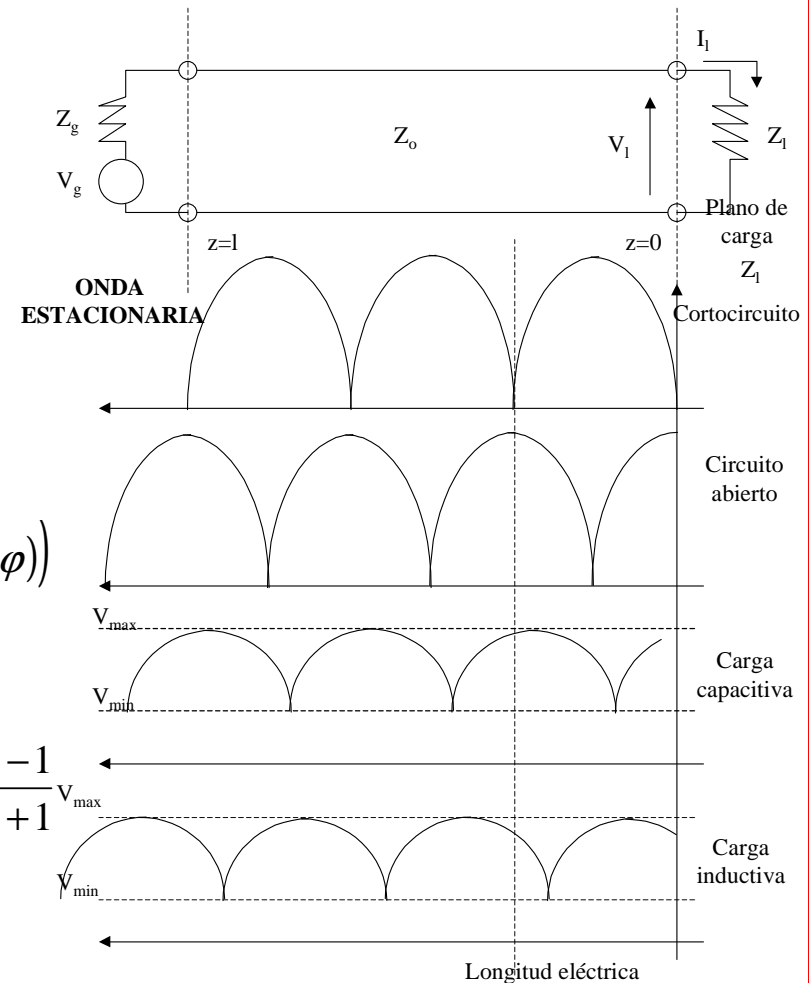
- En la sonda se recoge una potencia:

$$P = K \cdot |1 + \Gamma_L \cdot \exp(-2j \cdot \beta \cdot z)|^2 = K \cdot (1 + |\Gamma_L|^2 + 2 \cdot |\Gamma_L| \cdot \cos(2 \cdot \beta \cdot z - \varphi))$$

- La relación de onda estacionaria nos permite averiguar el módulo del coeficiente de reflexión

$$ROEP = \frac{P_{\text{máx}}}{P_{\text{mín}}} = \frac{(1 + |\Gamma_L|)^2}{(1 - |\Gamma_L|)^2} \quad ROE = s = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \frac{(1 + |\Gamma_L|)}{(1 - |\Gamma_L|)} \Rightarrow |\Gamma_L| = \frac{s - 1}{s + 1} V_{\text{máx}}$$

- Para la fase hay que introducir una referencia (o calibración): se coloca un cortocircuito en la posición de la carga a medir



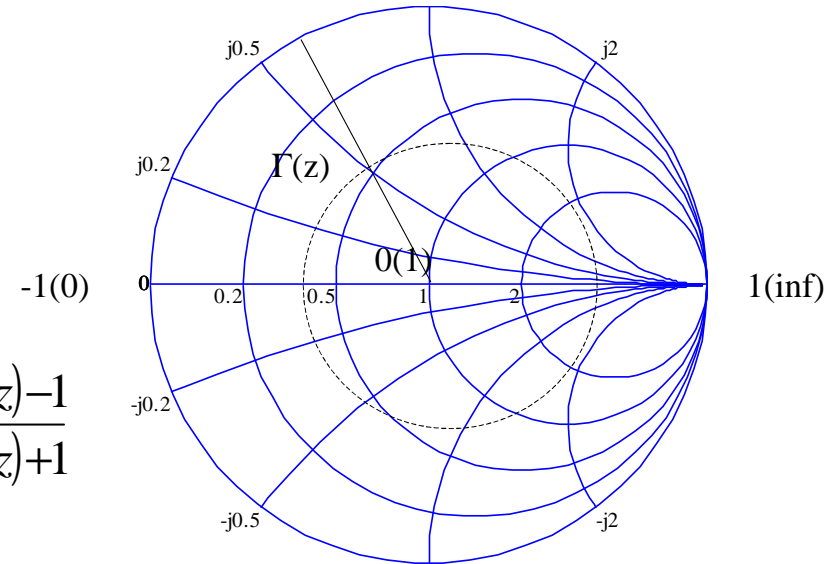
# MEDIDA DE IMPEDANCIA : CARTA DE SMITH

- De la relación de onda estacionaria se obtiene el módulo del coeficiente de reflexión y de la referencia (calibración) la fase de dicho coeficiente.
- Con el coeficiente de reflexión se obtiene la impedancia:

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V_i + V_r}{I_i - I_r} = Z_o \cdot \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \Rightarrow \bar{z}(z) = \frac{Z(z)}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \Rightarrow \Gamma(z) = \frac{\bar{z}(z) - 1}{\bar{z}(z) + 1}$$

- La impedancia y el coeficiente de reflexión están relacionadas por una transformación bilineal que permite obtener una herramienta gráfica: carta de Smith.

$$z = r + jx \Rightarrow \Gamma = \frac{z-1}{z+1} = u + jv \left\{ \begin{array}{l} r = \frac{1 - (u^2 + v^2)}{(1-u)^2 + v^2} \\ x = \frac{2v}{(1-u)^2 + v^2} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(1+r)^2} \\ (u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \end{array} \right.$$



PLANO  $\Gamma$

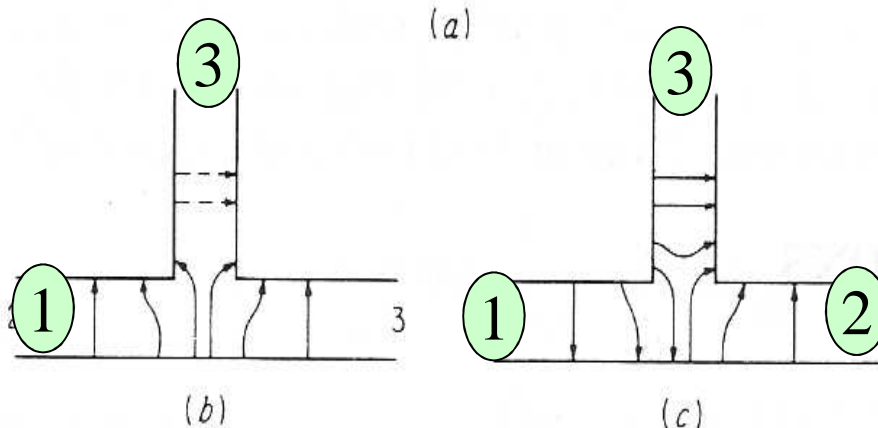
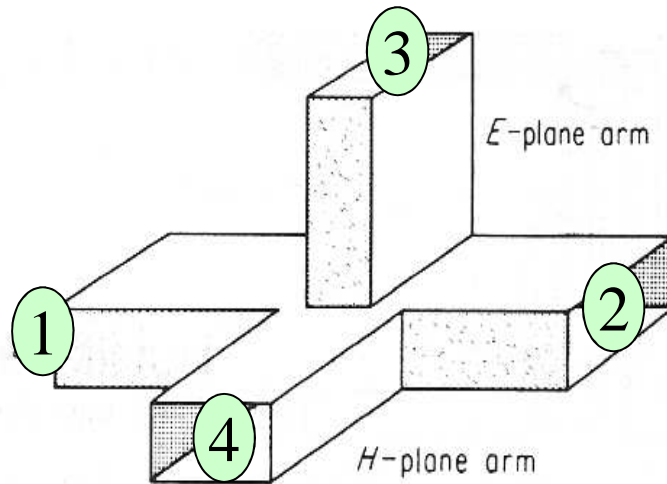


# PUENTES Y REFLECTÓMETROS

- La línea de medida mide sólo a una frecuencia
- Es muy laborioso el proceso de medida aunque las bandas sean estrechas.
- Para medir mediante comparación de una carga de referencia con otra carga incógnita se necesitará una red de cuatro puertos:
  - Una con la carga incógnita.
  - Otra con la carga de referencia.
  - Un generador de señal.
  - Un detector donde se refleje la comparación.
- Otras opciones de medida:
  - La doble T/ T mágica (rat race en su versión impresa).
  - El acoplador direccional.
  - Puentes de impedancia.
  - Banco reflectométrico.



# UNIONES DE CUATRO GUÍAS: DOBLE T



Simetría  $s_{22} = s_{11}$

Propiedades de la T plano H

$$s_{14} = s_{24}$$

Propiedades de la T plano E

$$s_{13} = -s_{23}$$

Octopolo sin pérdidas  $s_{14} = 0$

$$S = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{12} & s_{11} & -s_{13} & s_{14} \\ s_{13} & -s_{13} & s_{33} & 0 \\ s_{14} & s_{14} & 0 & s_{44} \end{pmatrix}$$



# UNIONES DE CUATRO GUÍAS: T MÁGICA

- Si la doble T se adapta desde las guías 3 y 4 se dice que la doble T es una T mágica. De aquí resulta:

$$s_{33} = s_{44} = 0$$

$$|s_{13}|^2 = |s_{14}|^2 = \frac{1}{2}$$

$$s_{11} = s_{22} = 0$$

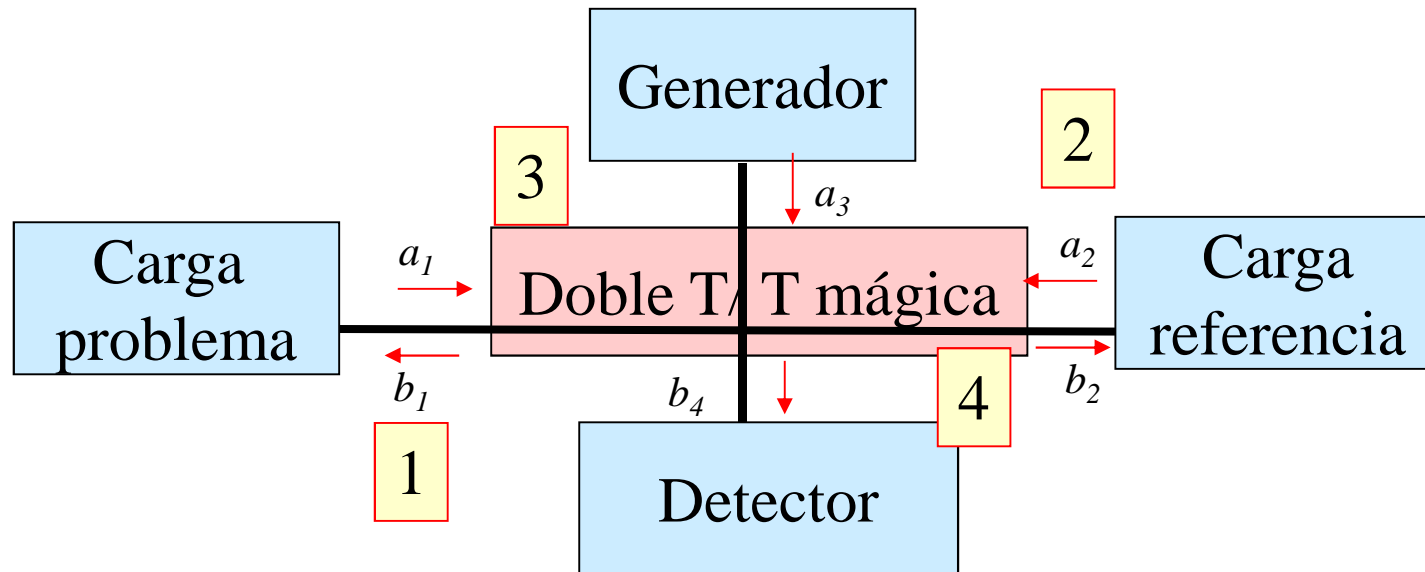
- De donde la matriz de parámetros S de una T mágica tiene la forma:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & e^{jm} & e^{jr} \\ 0 & 0 & -e^{jm} & e^{jr} \\ e^{jm} & -e^{jm} & 0 & 0 \\ e^{jr} & e^{jr} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

- La T mágica mantiene las propiedades de la doble T pero, además, tiene propiedades de acoplo directivo donde:
  - la relación de amplitud es siempre de 3 dB
  - una salida se encuentra desfasada 180° respecto a la otra



# REFLECTÓMETROS BASADOS EN DOBLE T/ T MÁGICA



- Un reflectómetro es capaz de medir el módulo del coeficiente de reflexión mediante la comparación de las potencias incidentes y reflejadas en la carga problema.
- El esquema se basa en:
  - La carga de referencia está perfectamente adaptada ( $a_2=0$ )

$$\begin{cases} (s_{11} \cdot \Gamma_p - 1) \cdot b_1 + s_{13} \cdot a_3 = 0 \\ s_{14} \cdot \Gamma_p \cdot b_1 = b_4 \end{cases} \Rightarrow b_4 = \frac{s_{13} \cdot s_{14} \cdot \Gamma_p}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_p} \cdot a_3 \Rightarrow P_4 = \frac{|s_{13}|^2 \cdot |s_{14}|^2 \cdot |\Gamma_p|^2}{|1 - s_{11} \cdot \Gamma_p|^2} \cdot P_3$$



# REFLECTÓMETROS BASADOS EN DOBLE T/ T MÁGICA (II)

- La potencia detectada resulta proporcional al valor del módulo del coeficiente de reflexión de la carga problema si  $s_{11}=0$  (T mágica).

- Causas de error:

- Si  $s_{11} \neq 0$  se produce un error llamado de fase por ser proporcional al argumento de  $\Gamma_p$

$$|\Gamma_p|_m \cdot (1 - |s_{11}| \cdot |\Gamma_p|_m) \leq |\Gamma_p| \leq |\Gamma_p|_m \cdot (1 + |s_{11}| \cdot |\Gamma_p|_m)$$

- Si la carga de referencia no está totalmente adaptado (error de referencia)

$$P_4 = \frac{1}{4} \cdot |\Gamma_p - \Gamma_r|^2 \cdot P_3 \Rightarrow [|\Gamma_p|_m - |\Gamma_r|] \leq |\Gamma_p| \leq [|\Gamma_p|_m + |\Gamma_r|]$$

- Ejemplos, supongamos una T mágica con  $s_{11}=0.0476$  y referencia  $|\Gamma_r| = 0.0099$  :

- Carga a medir está bien adaptada  $|\Gamma_p| = 0.0476$

- Error de fase  $|\Gamma_p|_m \cdot 0.9977 \leq |\Gamma_p| \leq |\Gamma_p|_m \cdot 1.0023 \Rightarrow |\Gamma_p|_m = 0.0476 \pm 0.23\%$

- Error de referencia  $|\Gamma_p|_m = 0.0476 \pm 0.0099(20\%)$

- Cuando la carga a medir está próxima a la adaptada es más importante el de referencia.

- Carga a medir cualquiera  $|\Gamma_p| = 0.5$

- Error de fase:  $|\Gamma_p|_m = 0.5000 \pm 0.0238(4.8\%)$

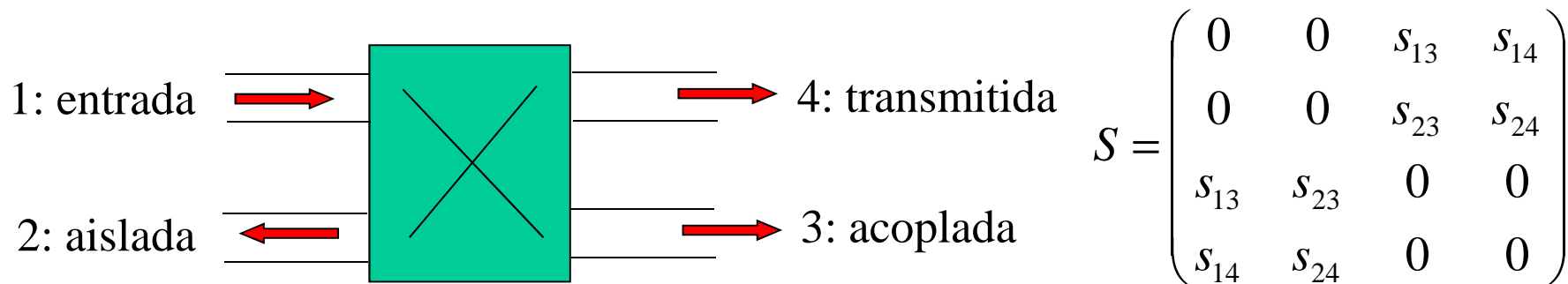
- Error de referencia:  $|\Gamma_p|_m = 0.5000 \pm 0.0099(2\%)$

- Es más importante el de fase.

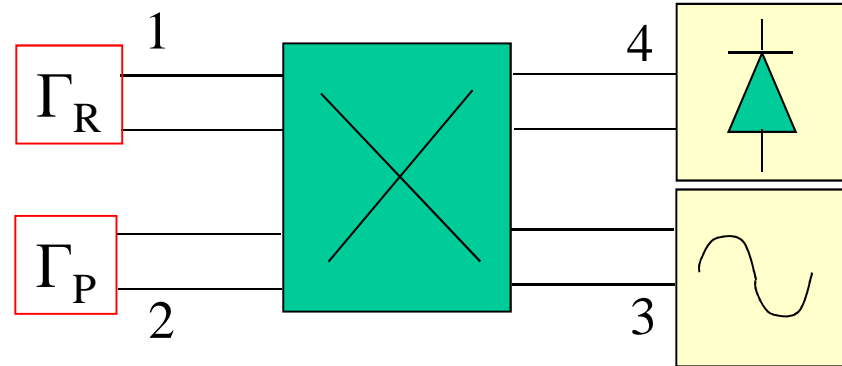


# ACOPLOS DIRECTIVOS

- Definición: dispositivo de 4 puertos totalmente adaptado donde, para cada puerto de entrada, existe un puerto aislado.
- Tipos de puertos:
  - Transmitido: aquel al que se transmite la mayor cantidad de potencia
  - Acoplado: aquel al que se transmite la menor cantidad de potencia
  - Aislado: aquel al que, idealmente, no se transmite ninguna potencia
- Diferencias con la T mágica:
  - El puerto acoplado y transmitido no tienen que ser iguales.
  - El puerto acoplado y transmitido están desfasados 90°.
- Si entrando por 1 el puerto aislado es el 2, la matriz resulta:



# PUENTE DE IMPEDANCIA

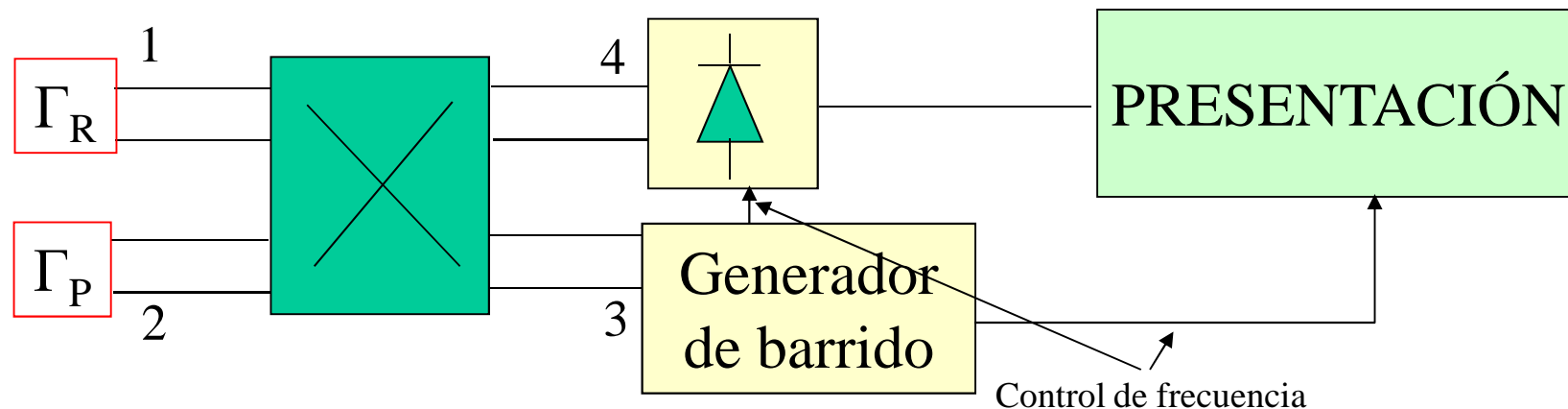


- La señal en el brazo 4 se compone de
  - Señal reflejada en la carga problema  $|\Gamma_p|$ :  $s_{13} \cdot s_{14} \cdot \Gamma_p \cdot a_3$
  - Señal procedente de  $a_3$  debido a un aislamiento imperfecto  $s_{34} \cdot a_3$
  - Señal reflejada en la carga de referencia  $|\Gamma_r|$ :  $s_{13} \cdot s_{14} \cdot \Gamma_r \cdot a_3$
- Las dos últimas producen error.
- Se suelen utilizar acoplos de alta relación de acoplamiento (-20dB) para reducir los errores. Por lo que si:

$$\begin{cases} s_{13} = 0.1 \\ s_{14} = 0.9950 \\ s_{34} < 0.01 \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} &\text{Señal directa de 3: } 0.01 a_3 \\ &\text{Señal reflejada en la referencia: } 0.099 a_3 |\Gamma_r| \end{aligned}$$

# PUENTE REFLECTOMÉTRICO

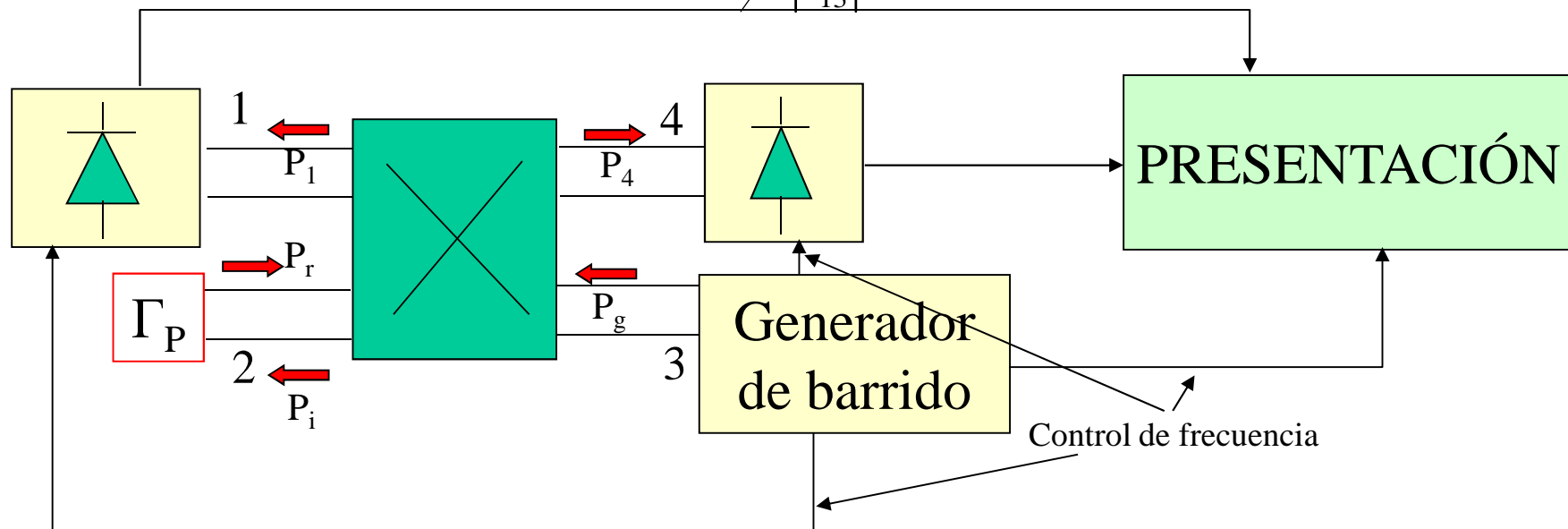
- Se da un paso más respecto al puente de impedancia: se sustituye el oscilador generador por un generador de barrido para tener una medida en banda de frecuencia.
- SE SUPONE CONSTANTE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE TODOS LOS ELEMENTOS EN TODA LA BANDA.



# BANCO REFLECTOMÉTRICO

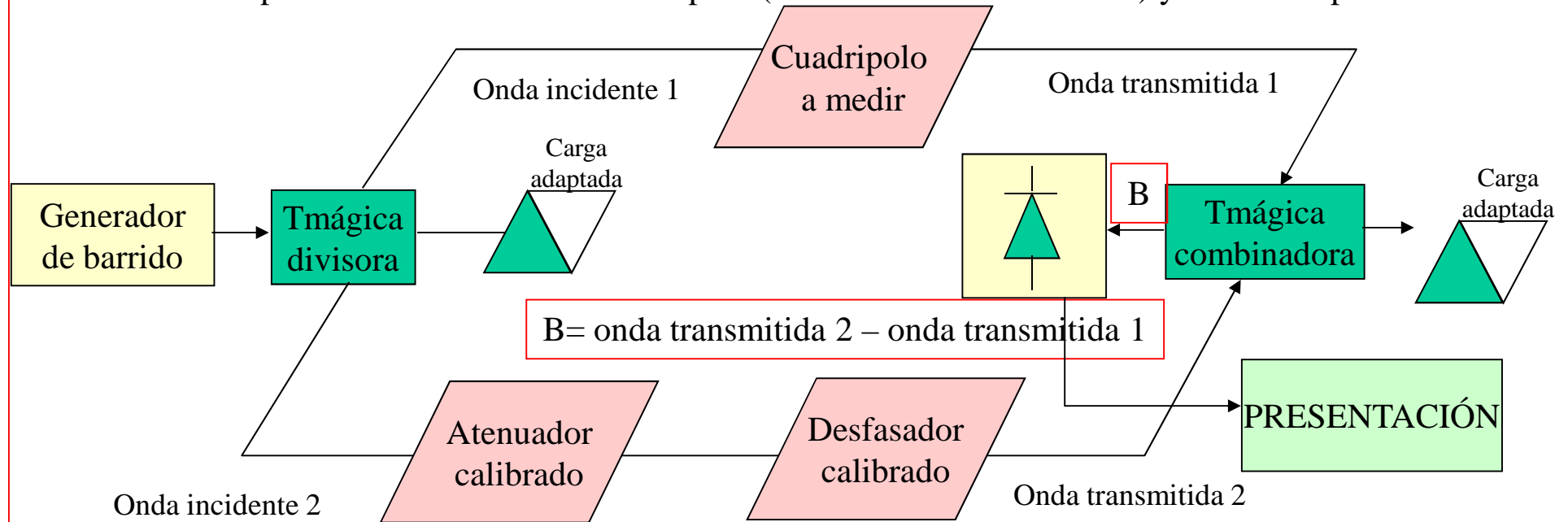
- Se da un paso más respecto al puente reflectométrico: se sustituye la carga de referencia por un detector que, además de estar adaptado, proporciona una señal de referencia.
- Esto reduce mucho los errores debidos a las inestabilidades de los generadores

$$|\Gamma_p|^2 = \frac{P_r}{P_i} = \frac{\cancel{P_4} |s_{13}|^2}{|s_{14}|^2 \cdot P_g} = \frac{\cancel{P_4} |s_{13}|^2}{|s_{14}|^2 \cdot \cancel{P_1} / |s_{13}|^2} = \frac{P_4}{|s_{14}|^2 \cdot P_1} \approx \frac{P_4}{P_1} = \frac{I_4}{I_1}$$



# PUENTE INTERFEROMÉTRICO

- Objetivo: medida de cuadripolos por sustitución.
- Se mide la potencia transmitida sin cuadripolo (calibración en transmisión) y con cuadripolo



- La señal se divide en dos iguales en una T-mágica o una T.
- Una señal proporcional a la diferencia de las transmitidas en cada brazo se recoge en el brazo diferencia (E) de la T mágica.
- Si todos los elementos están bien calibrados la única forma de anular la señal en el brazo diferencia es que el cuadripolo a medir sea idéntico al de referencia.



# ANALIZADOR DE REDES

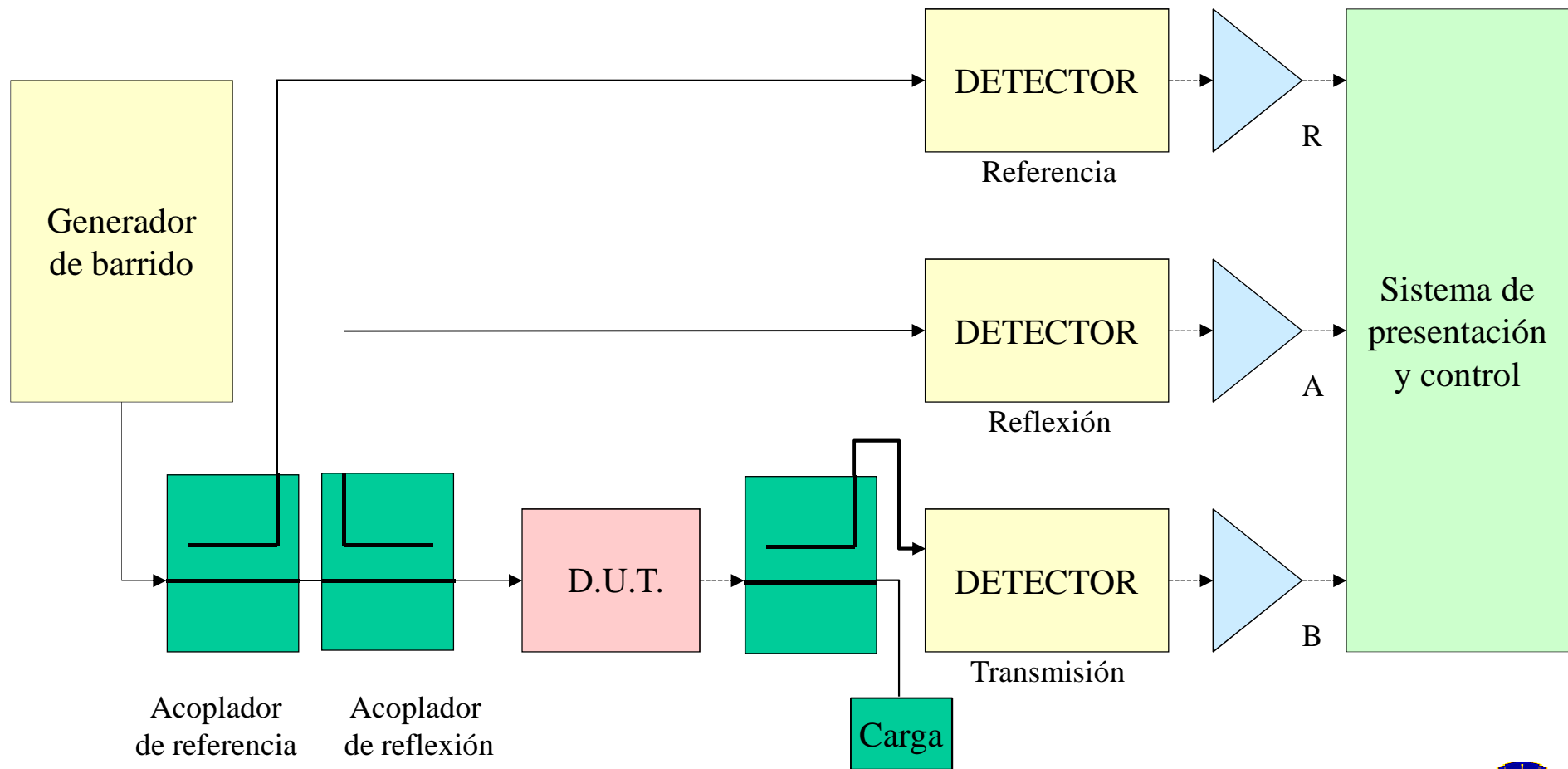
---

- Es prácticamente el único sistema de medida de impedancias que se emplea en la actualidad.
- Puede ser:
  - Analizador escalar: mide solamente el módulo de los parámetros de transmisión o reflexión.
  - Analizador vectorial: mide módulo y fase de los parámetros S.
- Su evolución se ha producido en una doble línea:
  - Incremento de prestaciones
    - Fiabilidad, precisión, facilidad de manejo, rapidez, estabilidad, integración.
  - Incremento en frecuencia
    - Incremento del rango integrado.
    - Adición de puentes externos para aumentar más la frecuencia.



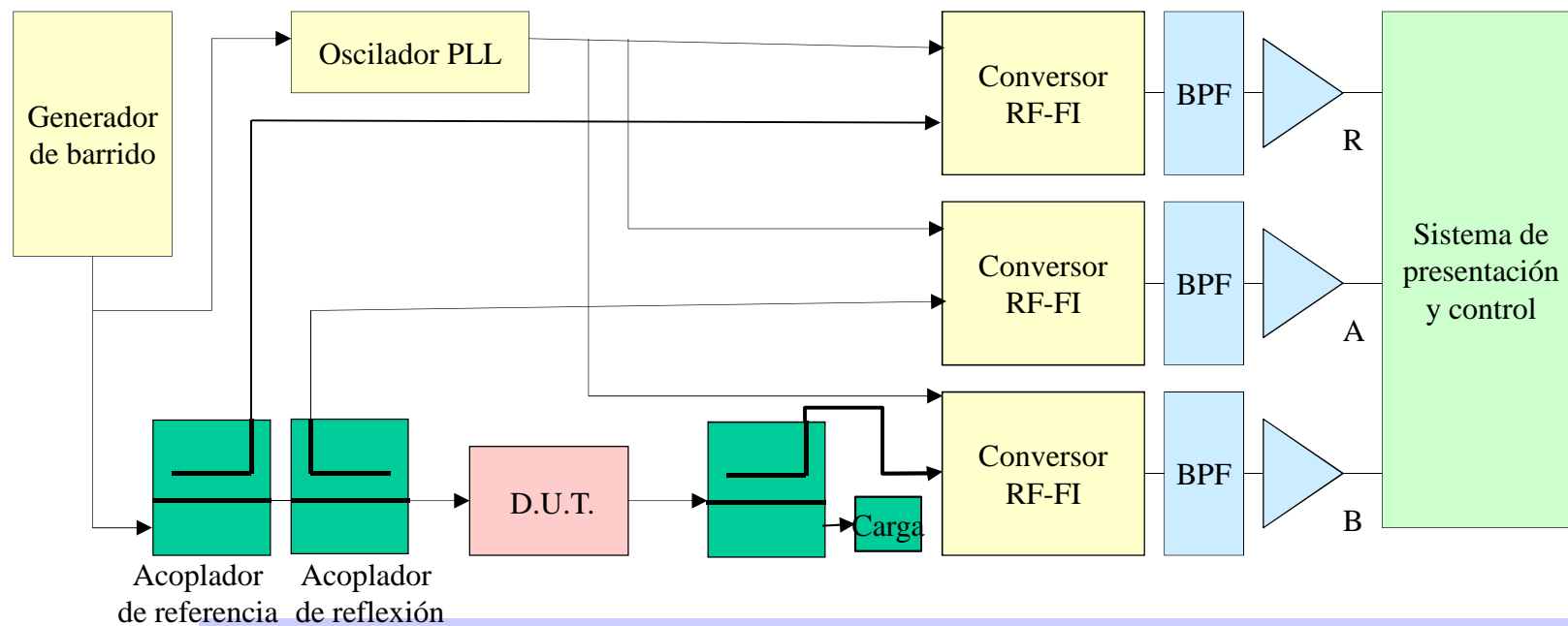
# DIAGRAMA DE BLOQUE DE UN ANALIZADOR ESCALAR

Permite obtener las medidas de los módulos de transmisión y reflexión en función de la frecuencia



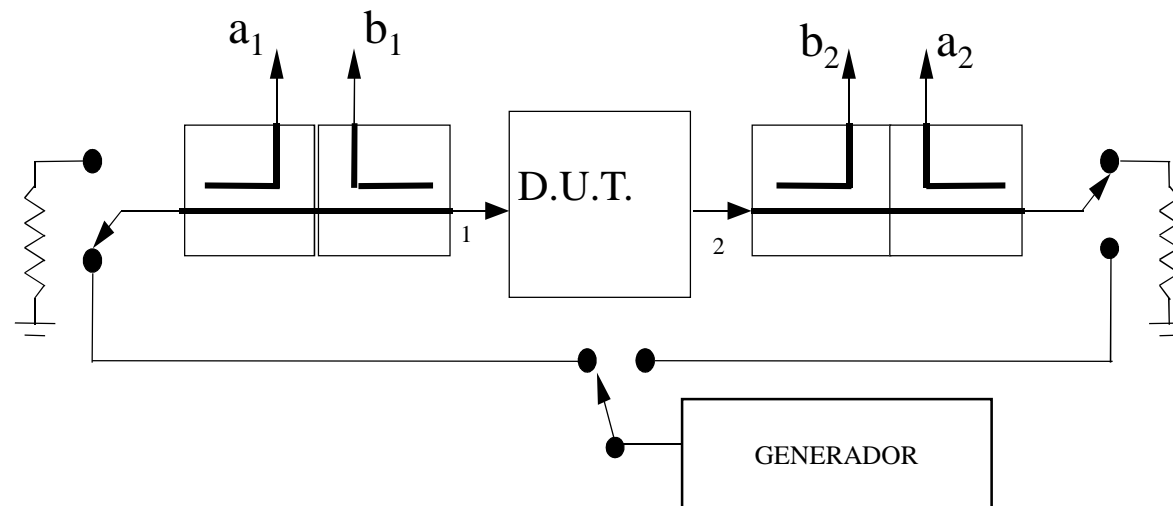
# DIAGRAMA DE BLOQUE DE UN ANALIZADOR VECTORIAL (I)

- El objetivo es la medida de la amplitud y la fase de los parámetros S.
- Respecto al analizador escalar: se sustituyen los circuitos detectores por convertidores de frecuencia de forma que se reduce la frecuencia de la señal a un valor suficientemente pequeño donde se puede obtener la frecuencia de salida en un voltímetro digital.
- Las frecuencias intermedias se obtienen mediante PLL enganchados a una muestra de señal.
  - Proceso muy complejo si los márgenes de medida son grandes.
- La sensibilidad llega a valores de -90 a -100dBm con márgenes dinámicos de 80 dB.



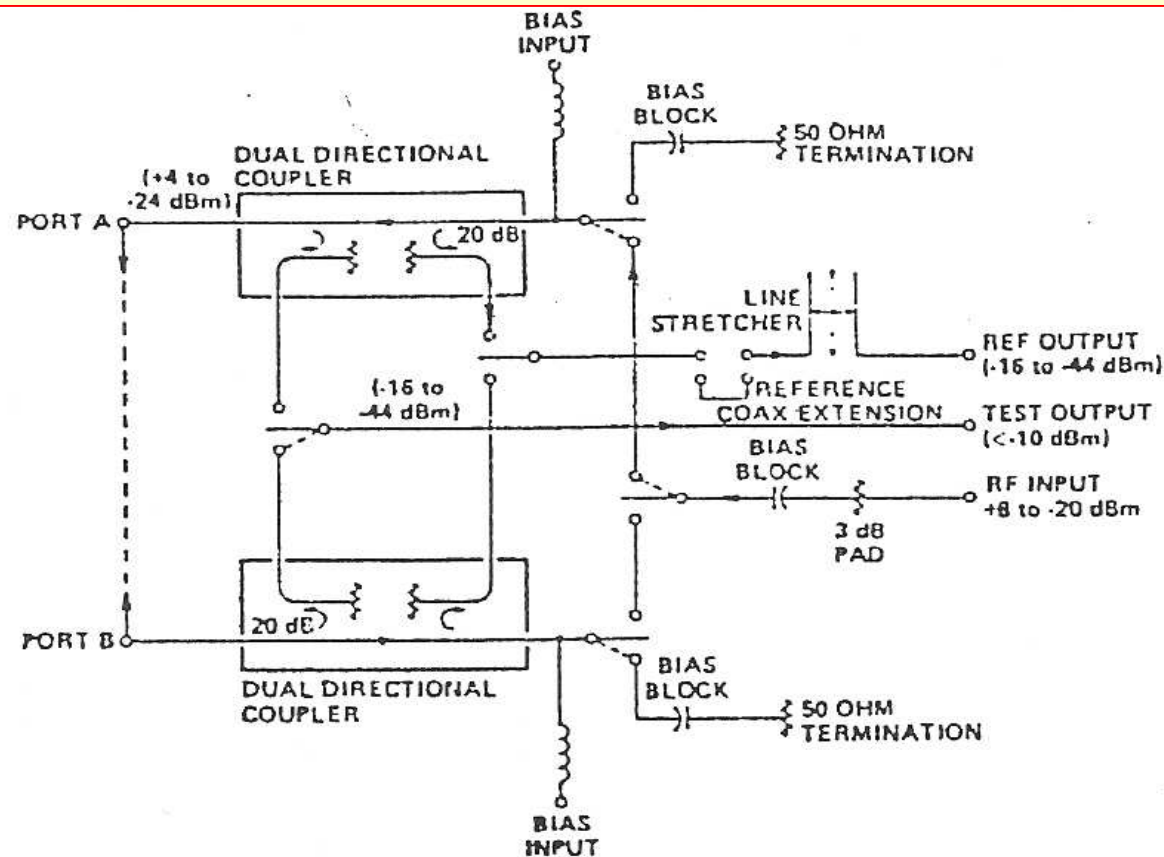
# DIAGRAMA DE BLOQUE DE UN ANALIZADOR VECTORIAL (II)

- Como reflectómetro se usa un acoplador direccional:
  - Cubriendo la banda total mediante circuitos de banda muy ancha.
  - Mediante varios circuitos conmutados.
- Para medir los cuatro parámetros sin necesidad de desconectarlo al sistema se disponen de dos circuitos reflectómetros como se muestra en la figura.

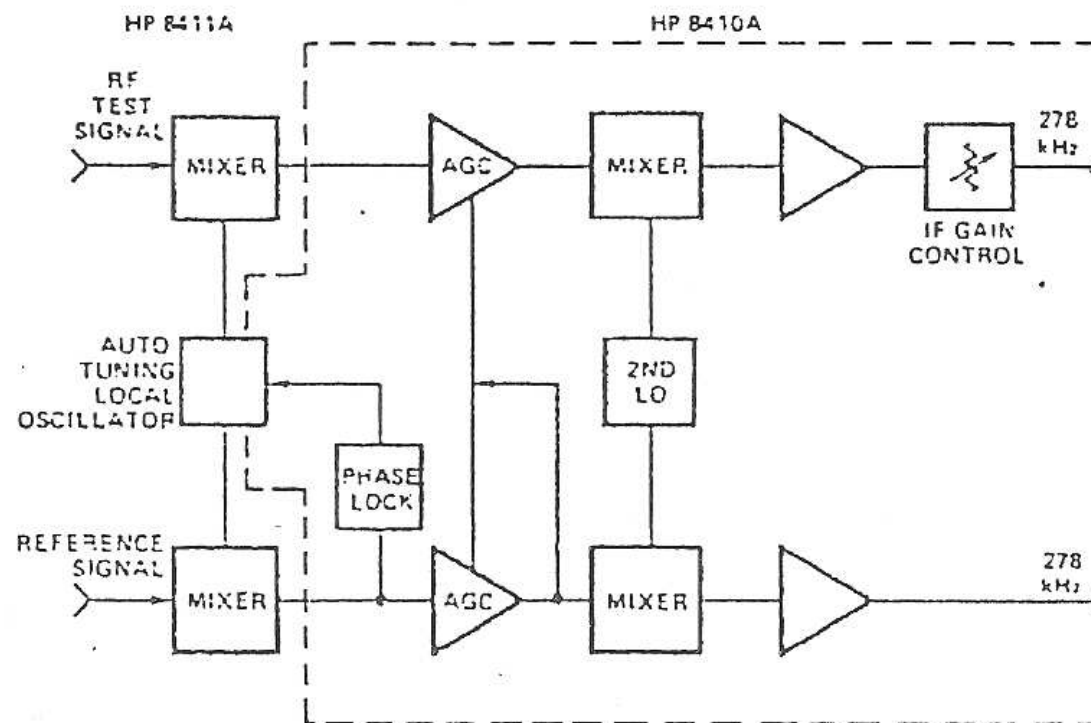


# ANALIZADOR VECTORIAL (III)

Puente interferométrico con dos acopladores direccionales para evitar la conmutación.  
Para la medida de la fase es necesaria la conversión de frecuencia a bandas inferiores.  
Va provisto de un receptor de comparación o voltímetro vectorial.



# ANALIZADOR VECTORIAL (IV): receptor de comparación

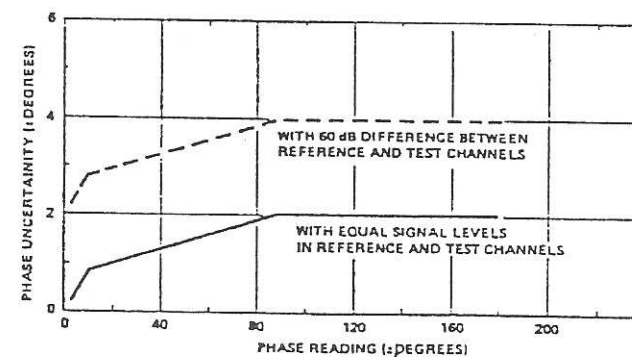
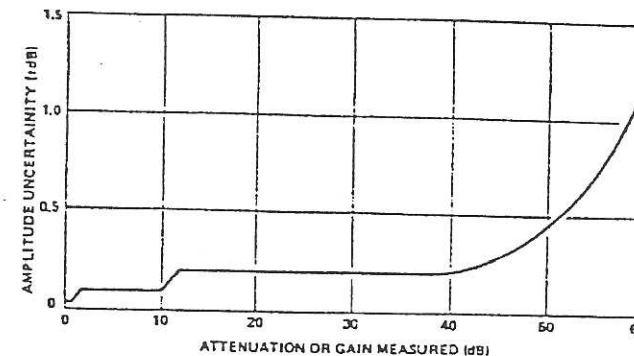


# ANALIZADOR VECTORIAL (V): prestaciones de los modelos iniciales

## TRANSMISIÓN

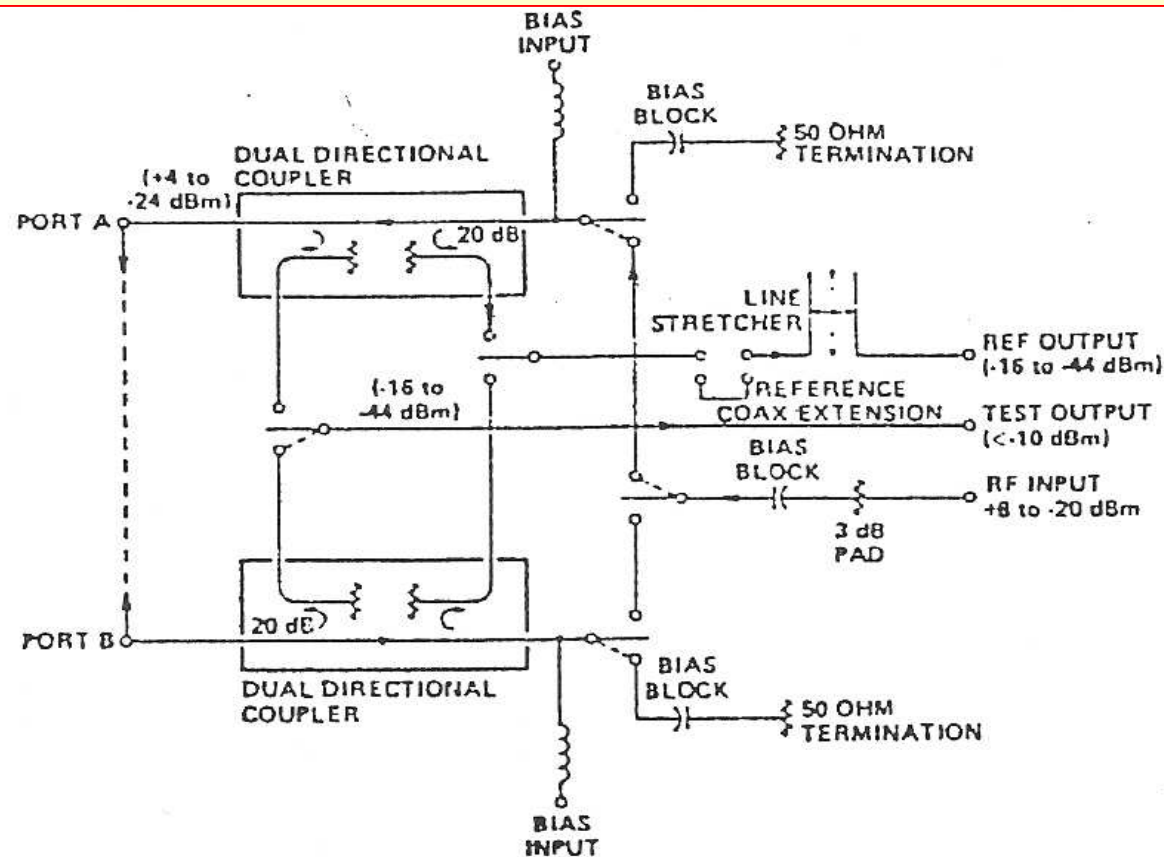
La precisión es muy buena, tanto en amplitud como en fase

**Amplitude accuracy (60 dB dynamic range)**  
IF gain control: 69 dB in 10 dB and 1 dB steps.  
 $\pm 0.1$  dB/10 dB  
 $\pm 0.05$  dB/1 dB  $\pm 0.2$  dB maximum cumulative  
Display: 0.08 dB/dB from midscreen.  
**Phase accuracy**  
Phase offset:  $0.3^\circ/20^\circ$  step; maximum  $3^\circ$  for  $360^\circ$  change.  
Display:  $0.065^\circ/\text{degree}$  from midscreen.  
Connectors: RF Input, Type N female stainless steel; Measurement Ports, APC-7 precision 7-mm connectors.



# ANALIZADOR VECTORIAL (III)

Puente interferométrico con dos acopladores direccionales para evitar la conmutación.  
Para la medida de la fase es necesaria la conversión de frecuencia a bandas inferiores.  
Va provisto de un receptor de comparación o voltímetro vectorial.





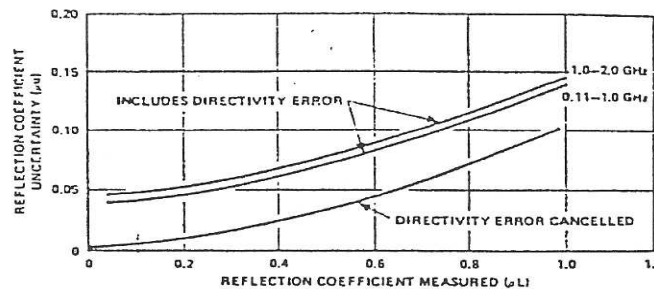
# ANALIZADOR VECTORIAL (VI): prestaciones de los modelos iniciales

## REFLEXIÓN

La precisión no es tan buena, pero se pueden reducir los errores mediante calibración

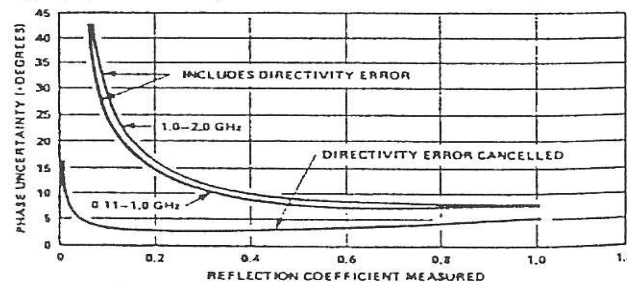
### Magnitude accuracy:

$\rho_e = \pm (0.0398 + 0.03 \rho_L + 0.067 \rho_L^2)$  0.11–1.0 GHz.  
 $\rho_e = \pm (0.0447 + 0.03 \rho_L + 0.067 \rho_L^2)$  1.0–2.0 GHz.  
 $\rho_e$  = magnitude uncertainty.  
 $\rho_L$  = measured reflection coefficient magnitude.



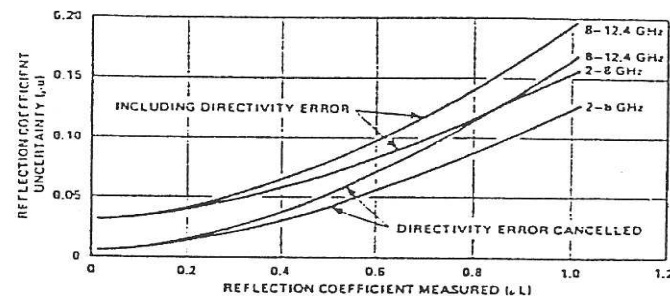
### Phase accuracy:

$\phi_e = \sin^{-1} \rho_e / \rho_L$  for  $\phi_e < 90^\circ$ .  
 $\phi_e$  = phase uncertainty.



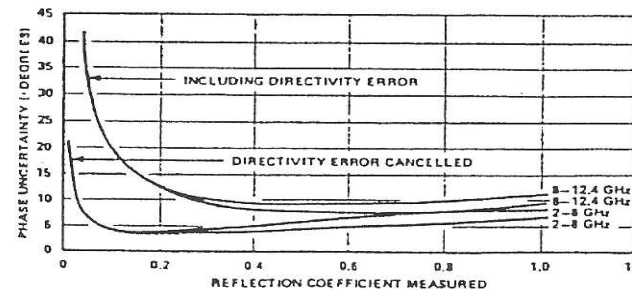
### Magnitude accuracy:

$\rho_e = \pm (0.0316 + 0.03 \rho_L + 0.09 \rho_L^2)$  2–8 GHz.  
 $\rho_e = \pm (0.0316 + 0.03 \rho_L + 0.13 \rho_L^2)$  8–12.4 GHz.  
 $\rho_e$  = magnitude uncertainty.  
 $\rho_L$  = measured reflection coefficient magnitude.



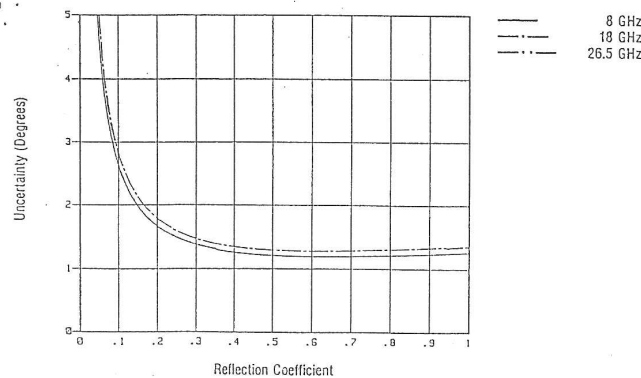
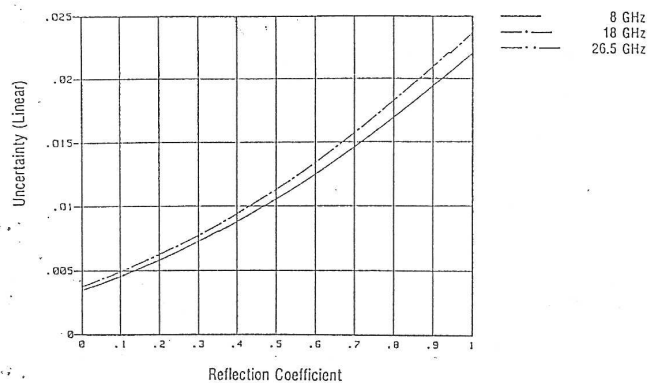
### Phase accuracy:

$\phi_e = \sin^{-1} \rho_e / \rho_L$  for  $\phi_e < \pm 90^\circ$ .  
 $\phi_e$  = phase uncertainty.

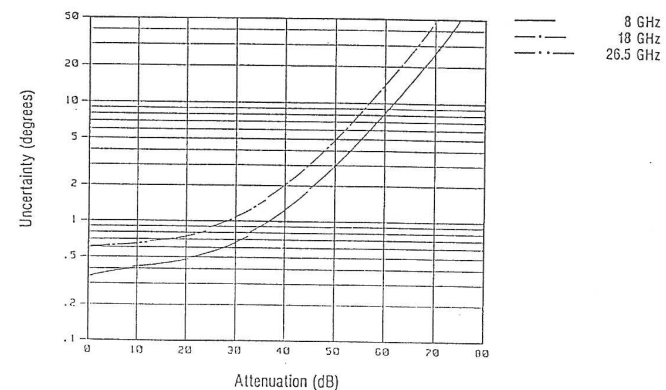
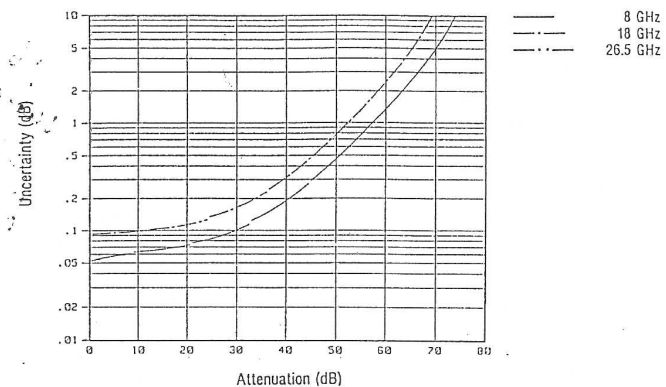


# ANALIZADOR VECTORIAL (VII): prestaciones de equipos actuales

## REFLEXIÓN



## TRANSMISIÓN





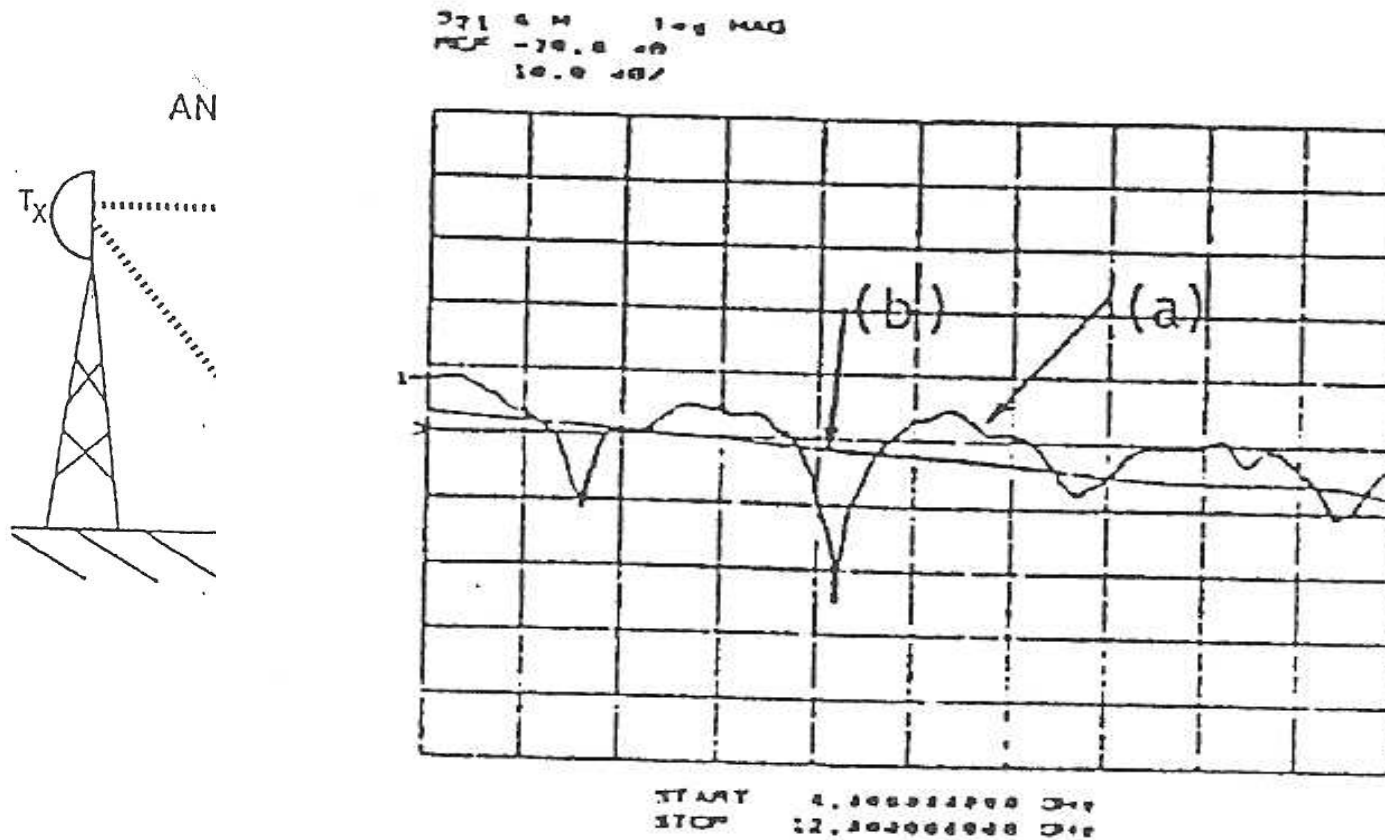
# ANALIZADOR DE REDES: medidas en el dominio del tiempo

- El analizador de redes consta de un receptor superheterodino:
  - MIDE EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA
- La evolución en la Electrónica y en el Proceso Digital de Señal permite realizar procesadores digitales (a frecuencias cada vez mayores) que muestrean la señal y efectúan FFT o IFFT.
- Si se realiza la transformada inversa de Fourier se puede obtener la respuesta en el dominio del tiempo:  $g(t) = \text{IFFT}(G(\omega))$
- La resolución en el dominio del tiempo es función de la anchura de banda empleada en el dominio de la frecuencia.
- Posteriormente se pueden emplear filtros digitales temporales que permiten separar las distintas respuestas temporales.
- Es útil en las medidas de antenas en campos externos y en calibración de cables.

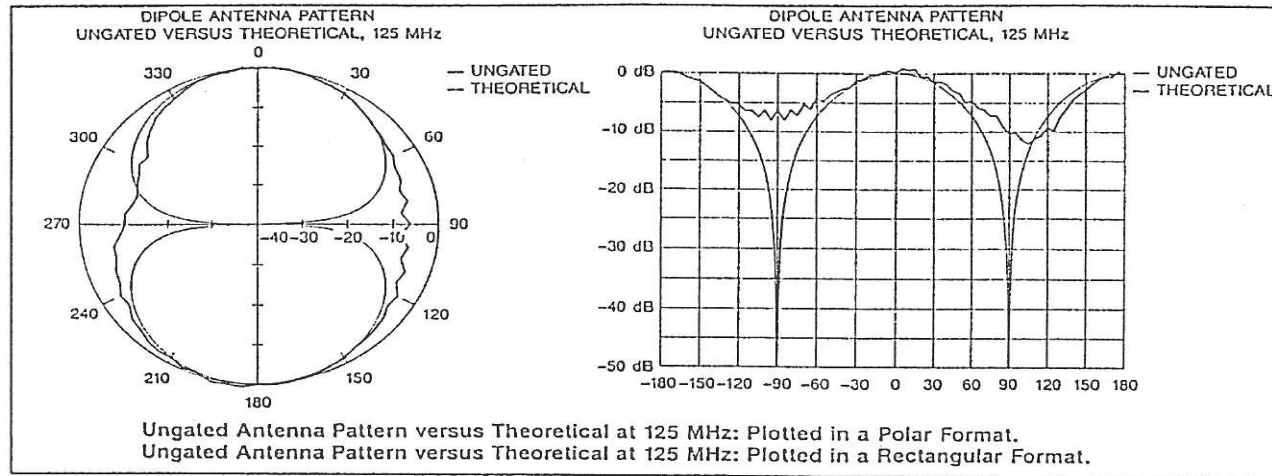


# ANALIZADOR DE REDES: medidas en el dominio del tiempo (II)

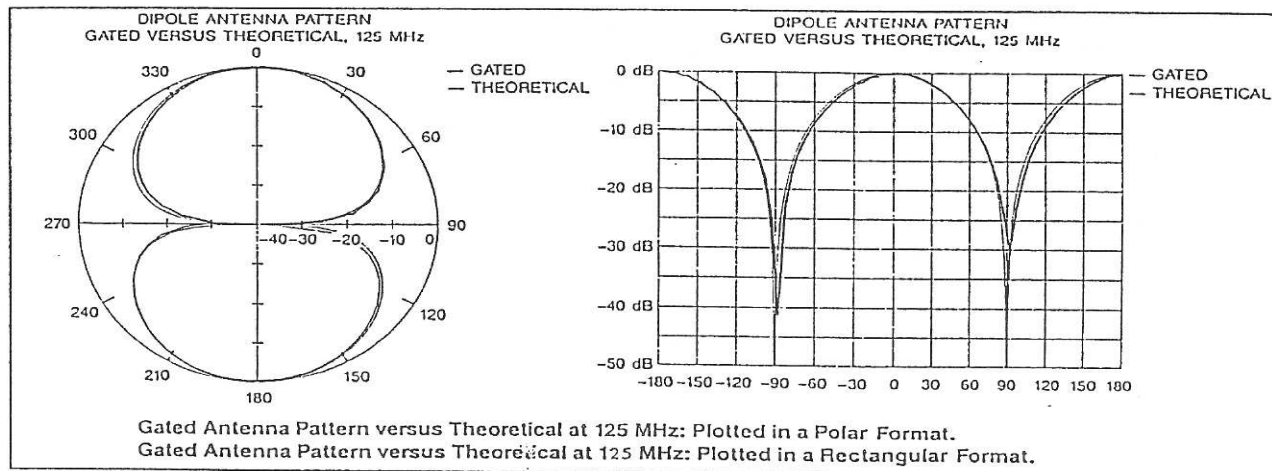
## ANTENNA TESTING GATED FREQ. DOMAIN



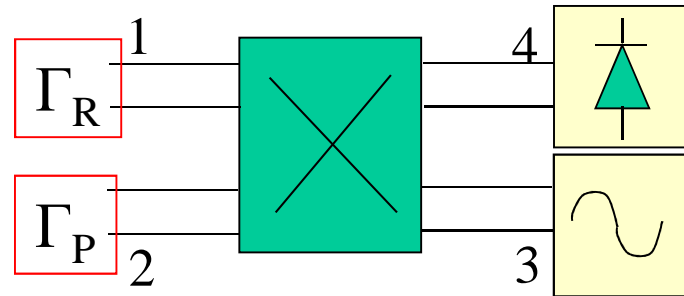
# ANALIZADOR DE REDES: medidas en el dominio del tiempo (III)



(a)



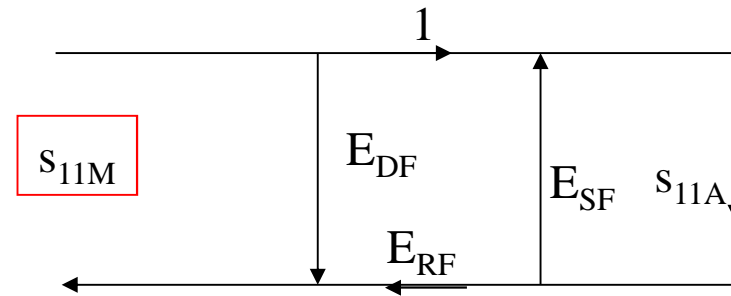
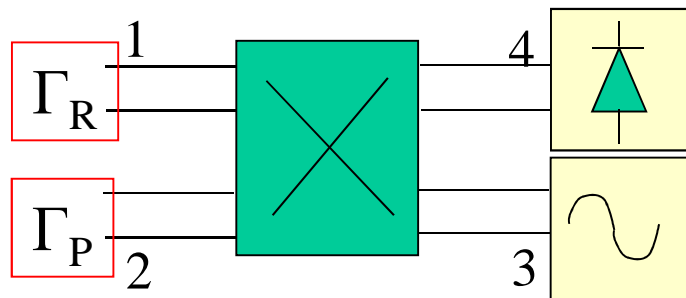
# ANALIZADOR DE REDES: CALIBRACIÓN



- En la transparencia 13 se vio que la señal en el detector no era solamente la procedente de la carga problema sino que se componía de otros términos.
- Hay errores inherentes al sistema y que no depende del cuidado que se ponga en la medida
- Conviene estimarlos para luego compensarlos en la medida correspondiente. Esta técnica se denomina CALIBRACIÓN
- Modelos de error:
  - Modelo para la medida de reflexión:
    - Se calibra sólo el puente reflectométrico.
    - Es un modelo de una puerta con tres términos.
  - Modelo para la medida de reflexión y transmisión:
    - Se calibra el puente interferométrico completo.
    - Es un modelo de dos puertas con doce términos.



# ANALIZADOR DE REDES: calibración, modelo de tres términos.



- Parámetro de partida: coeficiente de reflexión realmente medido,  $s_{11M}$
- Objetivo: determinar el coeficiente de reflexión de la carga problema,  $s_{11A}$  en el grafo.
  - Se hace mediante la medida de las fuentes de error y la compensación en el parámetro a medir.
- Modelo de tres términos:
  - Aislamiento no perfecto en el acoplador lo que se traduce en una directividad finita:  $E_{DF}$ .
  - Desadaptación en la fuente:  $E_{SF}$ .
  - Diferente respuesta en frecuencia:  $E_R$
- El coeficiente de reflexión medido valdrá:

$$s_{11M} = E_{DF} + \frac{s_{11A} \cdot E_{RF}}{1 - s_{11A} \cdot E_{SF}}$$



# ANALIZADOR DE REDES: calibración, modelo de tres términos (II).

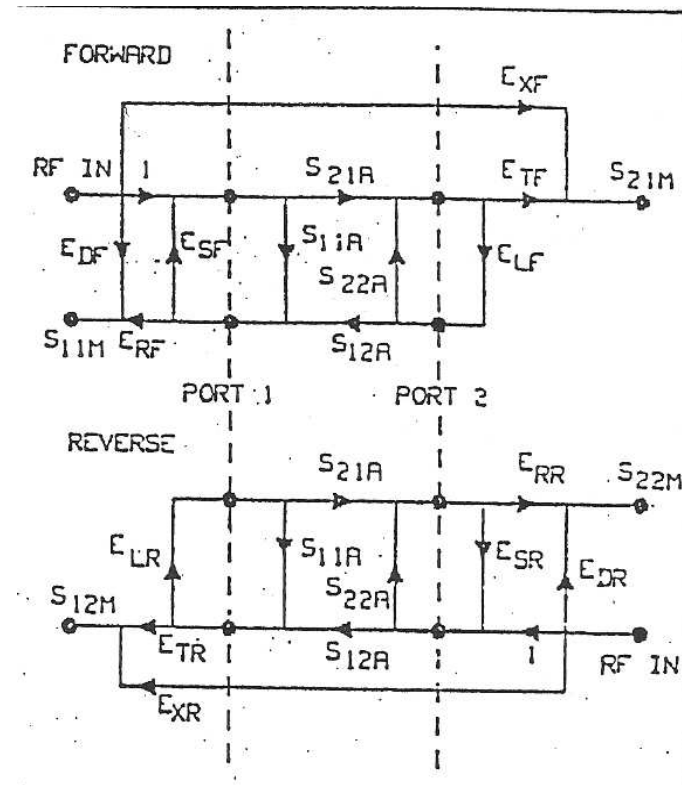
- Para calibrar se usan cargas patrón conocidas. Modelo ORL
- Modelo de tres términos usa tres cargas conocidas:
  - Carga adaptada:  $s_{11A}=0 \Rightarrow s_{11M} = E_{DF}$ 
    - La imperfección en la carga adaptada hace que aparezca una circunferencia en lugar de un punto. Con varias medidas se estima el valor del centro de la circunferencia ( $s_{11M}$  con carga perfecta)
  - Un cortocircuito  $s_{11A}=-1$ .
  - Un circuito abierto  $s_{11A}=1$ .
- La expresión final de  $s_{11A}$  vale:

$$s_{11A} = \frac{s_{11M} - E_{DF}}{E_{SF} \cdot (s_{11M} - E_{DF}) + E_{RF}}$$



# ANALIZADOR DE REDES: calibración, modelo de doce términos (III).

- Para calibrar basta con tres cargas, pues se miden en las dos puertas y en los dos sentidos.
- Modelo ORL: carga adaptada, cortocircuito, circuito abierto.
- Modelo TRL: cortocircuito, transmisión directa entre puertas, transmisión entre puertas a través de una línea de longitud conocida.
- Parámetros:
  - $s_{ijM}$ : valores de los parámetros S medidos.
  - $s_{ijA}$ : valores de los parámetros S reales.
  - $E_{DF}$  y  $E_{DR}$ : directividades directa e inversa.
  - $E_{XF}$  y  $E_{XR}$ : aislamientos.
  - $E_{SF}$  y  $E_{SR}$ : desadaptaciones de la fuente.
  - $E_{LF}$  y  $E_{LR}$ : desadaptaciones de la carga.
  - $E_{TF}$  y  $E_{TR}$ ,  $E_{RF}$  y  $E_{RR}$ : errores por frecuencia en reflexión y transmisión directa e inversa.



# BIBLIOGRAFÍA

---

- Páginas de notas de Agilent Technologies
- Ingeniería de Microondas, técnicas experimentales, Miranda, Sebastián, Sierra Margineda; Prentice Practica



---

# Apéndice

## Conectores en microondas

En las siguientes transparencias tiene un resumen, con sus fotografías de los principales tipos de conectores existentes en microondas.



# Conectores de RF



**TIPO BNC: Macho y Hembra**  
 $F_{max} : 4 \text{ GHz}$



**TIPO N: Macho y Hembra**  
 $F_{max}: 18 \text{ GHz}$



**TIPO APC-7: Sin sexo**  
 $F_{max}: 18 \text{ GHz}$



**TIPO SMA: Macho y Hembra**  
 $F_{max}: 18 \text{ GHz}$



**TIPO 3,5 mm: Macho y Hembra**  
 $F_{max} : 26,5 \text{ GHz}$



**TIPO 2,92 mm: Macho y Hembra**  
 $F_{max}: 40 \text{ GHz}$

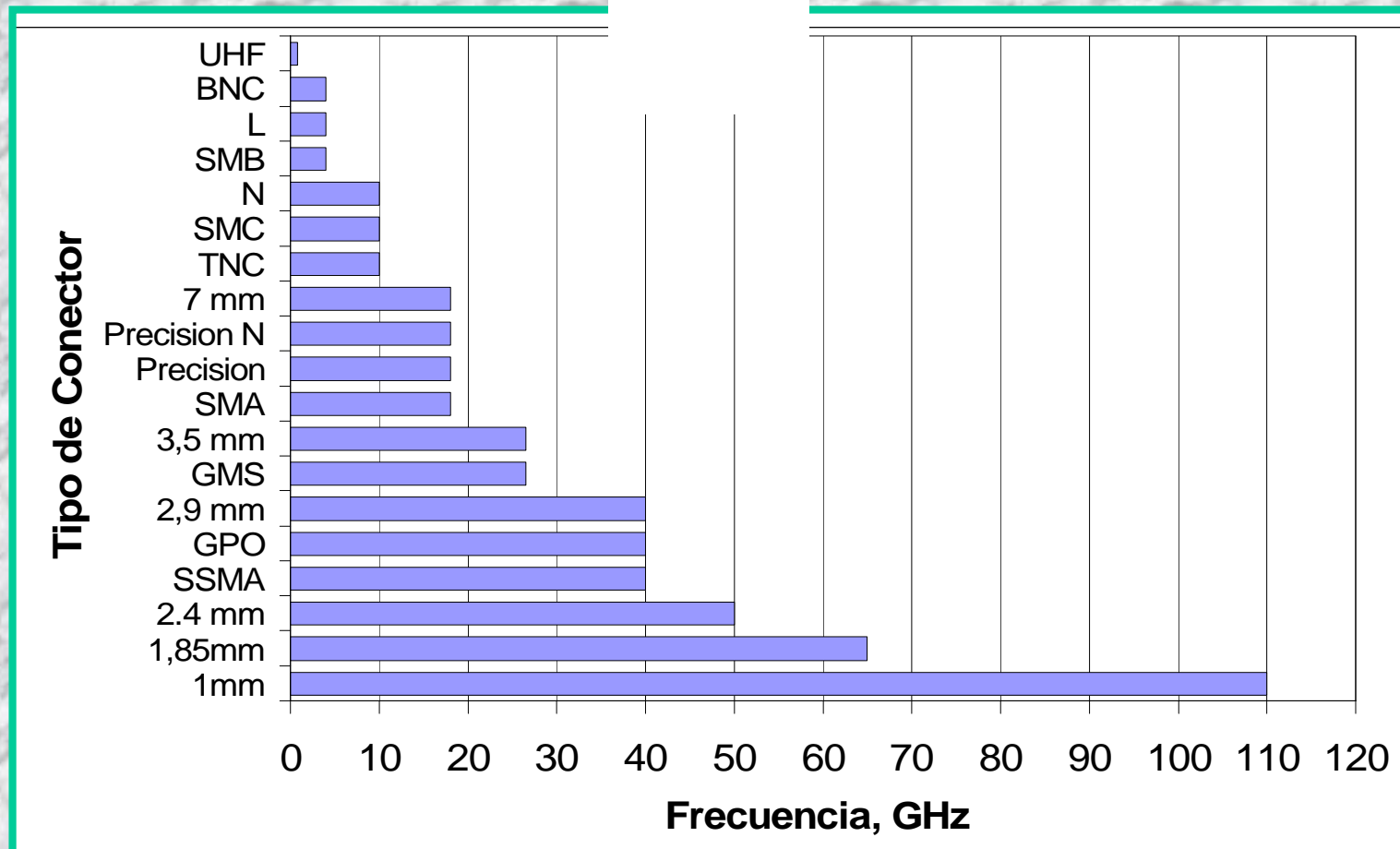
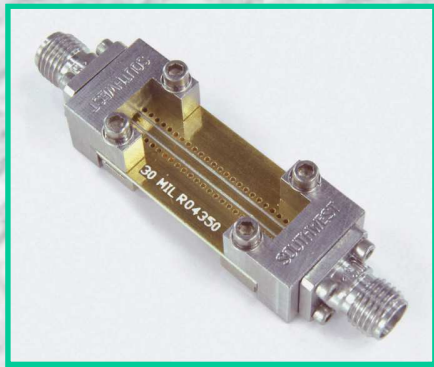


**TIPO 2,4 mm: Macho y Hembra**  
 $F_{max}: 50 \text{ GHz}$











**TIPO 1,85 mm: Hembra**  
 $F_{max} : 65 \text{ GHz}$

# Rango de Frecuencias



# CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

TIPO CONECTOR	FOTO	FRECUENCIA MÁXIMA	DIELÉCTRICO	OBSERVACIONES
BNC		4 GHz	PTFE	Bell Labs.
N		11 GHz (normal) 18 GHz (precisión)	PTFE	Bell Labs.
SMA (Subminiature A)		12,4 GHz (normal) 18 GHz (precisión)	PTFE	B. Scintilla Corp. Omni-Spectra Corp.
APC-7		18 GHz	PTFE	HP and Amphenol
3,5 mm		26,5 GHz	AIRE	HP
2,92 mm / K		40 GHz	AIRE	K es una versión de Anritsu del 2.92mm
2,4 mm		50 GHz	AIRE	HP/Amphenol/ M/A-COM
1,85 mm / V		65 GHz	AIRE	HP/ "V" es la versión 1.85 de Anritsu



# COMPATIBILIDAD ENTRE CONECTORES

CON								5mm
BNC	Hasta 4 GHz	No adecuado						
N	No adecuado	Hasta 12/18GHz						
APC-7			Hasta 18 GHz					
SMA				Hasta 18 GHz				
3,5 mm					Hasta 26,5 GHz	Hasta 26,5 GHz		
2,92mm					Hasta 26,5 GHz	Hasta 40 GHz		
2,4 mm							Hasta 50 GHz	Hasta 50 GHz
1,85mm							Hasta 50 GHz	Hasta 65 GHz



TOTALMENTE PROHIBIDO



PRECAUCIÓN,

COMPATIBLE

PERO

DISTINTA





# Resistor Color Code Chart

