



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

Medición de Parámetros de Dispersión “S”

Ing. Juan C. Colombo
Año:2012

“Análisis y mediciones de los parámetros de dispersión o Scattering parameters en un cuadripolo o en una red de n puertos (multipolo).

1.- Introducción a los parámetros Scattering (S)

Con el fin de caracterizar completamente un dispositivo lineal de dos puertos desconocido, se tienen que hacer mediciones en diferentes condiciones y calcular un conjunto de parámetros en relación con cada uno de los puertos involucrados. Estos parámetros se utilizan para describir completamente el comportamiento eléctrico del dispositivo o red de dos puertos. Para la caracterización en baja frecuencia de los dispositivos, los tres parámetros que se miden con mayor frecuencia son los parámetros H, Y y Z.

Todos estos parámetros requieren medir el voltaje total o corriente como una función de la frecuencia en los nodos de entrada o nodos de salida del dispositivo. Por otra parte, hay que aplicar circuitos abiertos o cortocircuitos, como parte de la medición. Ampliar las mediciones de estos parámetros a las altas frecuencias no es muy práctico.

Para determinar el funcionamiento de una red de dos puertos, se pueden utilizar diversos conjuntos de parámetros H, Z o Y, cada uno de los cuales tienen ciertas ventajas. Cada conjunto de parámetros se relaciona con un conjunto de cuatro variables asociadas con el modelo de dos puertos. Dos de estas variables representan la excitación de la red (variables independientes), y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes). Si la red de la Figura. 1 es excitada por las fuentes de tensión V_1 y V_2 , las corrientes I_1 e I_2 de la red estarán relacionados por las ecuaciones siguientes (suponiendo que la red se comporta de forma lineal):

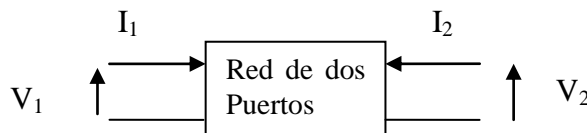


Figura 1

Parámetros H	Parámetros Y	Parámetros Z
$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$	$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$	$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$
$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$	$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$	$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}V_2$

Los distintos parámetros de redes relacionan los voltajes y las corrientes en cada uno de los dos puertos y son las variables de la red. La única diferencia entre los distintos conjuntos de parámetros es la selección de variables dependientes e independientes. De manera que los **parámetros son las constantes usadas para relacionar las variables**.

Los parámetros de este tipo pueden ser determinados a través de mediciones. Tomemos como ejemplo los parámetros H. H_{11} se encuentra haciendo V_2 igual a cero, es decir aplicando un corto circuito al puerto de salida de la red. Entonces H_{11} es igual a la relación de V_1 a I_1 , la impedancia de entrada de la red.

H_{12} se determina midiendo la relación de V_1 a V_2 , la ganancia de tensión inversa con el puerto de entrada en circuito abierto.

De manera que:

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

Requiere un corto circuito - impedancia de entrada de la red

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

Requiere un circuito abierto, ganancia de tensión inversa

Otro ejemplo es, Y_{21} , la transadmitancia directa, es la relación de la corriente en el Puerto 2 a la Tensión en el Puerto 1 con el Puerto 2 en cortocircuito, como se muestra en la ecuación siguiente.

$$Y_{21} = I_2 / V_1 \mid V_2 = 0$$

Requiere un corto circuito

Cuando se utilizan frecuencias elevadas RF y microondas, aparecen los siguientes problemas:

1. No hay equipo disponible para medir corrientes y voltajes en los puertos de la red a esas frecuencias.
2. Circuitos abiertos y corto circuitos son difíciles de realizar con anchos de banda muy grandes.
3. Los dispositivos activos, tales como los transistores y los diodos, frecuentemente no se pueden poner en corto circuito o circuito abierto.

Para evitar estos problemas se necesita de otro método para caracterizar el comportamiento de una red de dos puertos (cuadripolo) o una red de n puertos (multipolo). Las variables lógicas a usar a esas frecuencias son **ondas viajantes** (ondas que viajan) en lugar de voltajes y corrientes.

Sistemas de alta frecuencia tienen una fuente de potencia. Una parte de esta potencia es llevada a la carga por medio de líneas de transmisión. Ver **Figura 2**.

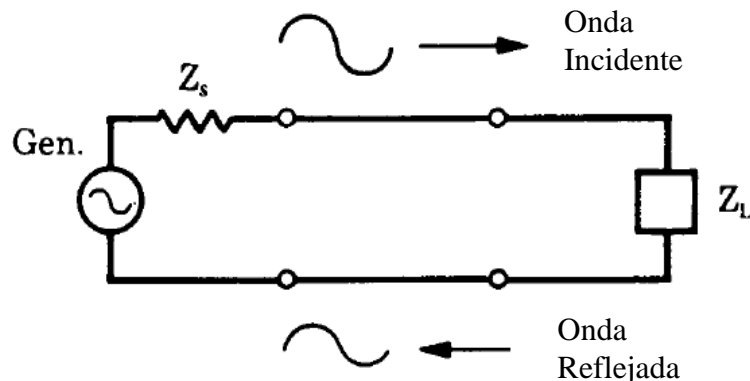


Figura 2. Línea de transmisión

El voltaje, la corriente y la potencia pueden ser considerados que están en la forma de ondas viajantes en ambas direcciones de la línea de transmisión. Una parte de la onda incidente en la carga se refleja, se convierte en una onda incidente en la carga y de nuevo se vuelve a reflejar en la fuente, resultando en una onda estacionaria en la línea.

Si la línea de transmisión es uniforme se puede pensar como que tiene una impedancia equivalente en serie y una impedancia equivalente en paralelo por unidad de longitud. Ver **Figura 3**.

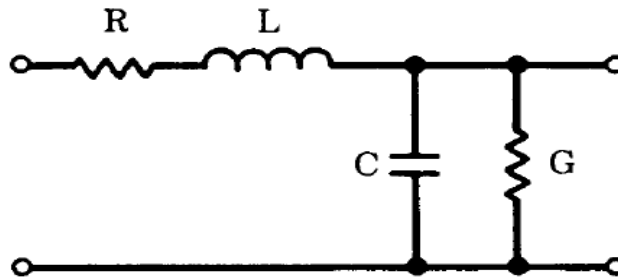


Figura 3 - Equivalente de línea de transmisión.

El valor de voltaje en un punto determinado de la línea de transmisión es la suma de las ondas incidente y reflejada en ese punto. Y la corriente en la línea es la diferencia entre el voltaje reflejado y el voltaje incidente dividida entre la impedancia característica de la línea Z_0 .

$$V_t = E_{inc} + E_{ref}$$

$$I_t = \frac{E_{inc} - E_{ref}}{Z_0}$$

Habiendo revisado rápidamente las propiedades de líneas de transmisión, se puede insertar una red de dos puertos en la línea, como se muestra en **la Figura 4**. Ahora se tienen ondas viajantes adicionales que están interrelacionadas.

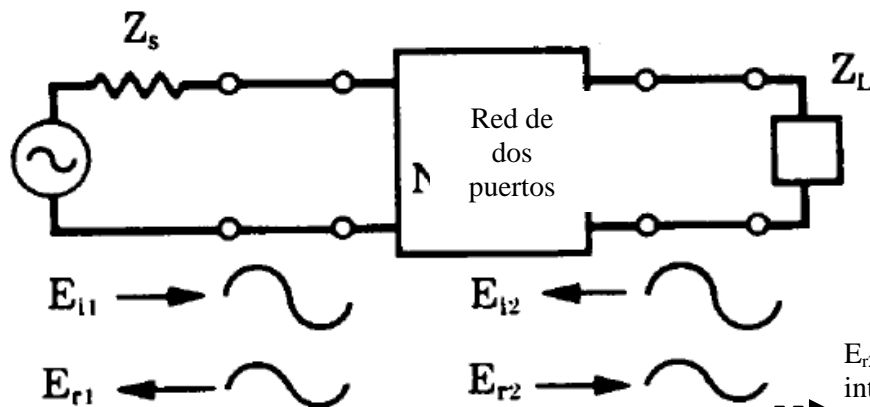


Figura 4 : Línea de transmisión con red integrada

E_{r1} es producto de la interacción de las ondas incidentes del puerto 1 (E_{i1}) y del puerto 2 en el puerto 1 (E_{i2}).

E_{r2} es producto de la interacción de las ondas incidentes del puerto 2 (E_{i2}), y del puerto 1 en el puerto 2 (E_{i1}).

Si se observa E_{r2} , se puede ver que esta formado por la parte de E_{i2} reflejada del puerto de salida de la red y de la parte de E_{i1} que es transmitida en la red. Las otras ondas están también formadas por dos componentes

$$\begin{aligned} V_1 &= E_{i1} + E_{r1} & V_2 &= E_{i1} + E_{r2} \\ I_1 &= \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} & I_2 &= \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0} \end{aligned}$$

Es posible relacionar estas cuatro ondas viajantes con algún conjunto de parámetros. Aún cuando la derivación de este conjunto de parámetros será realizada para una red de dos puertos se aplicará de idéntica manera para una red de **n puertos**.

Substituyendo los voltajes y corrientes de las ecuaciones anteriores en este nuevo conjunto de parámetros, se pueden re-arreglar estas ecuaciones para que los **voltajes incidentes sean las variables independientes y los voltajes reflejados sean las variables dependientes**

$$\begin{aligned} E_{r1} &= f_{11} E_{i1} + f_{12} E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21} E_{i1} + f_{22} E_{i2} \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} E_{r1} &= f_{11} E_{i1} + f_{12} E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21} E_{i1} + f_{22} E_{i2} \end{aligned}} \right\} \quad (1)$$

Las funciones f_{11} , f_{12} , f_{21} y f_{22} representan un nuevo conjunto de parámetros de red, relacionando ondas de voltaje viajantes en lugar de voltajes y corrientes.

En este caso, estas funciones se expresan en términos de H-parámetros ($f_{11}(h)$, $f_{12}(h)$, $f_{21}(h)$ y $f_{22}(h)$). Podrían haber sido derivado de un conjunto de otros parámetros.

Es conveniente llamar a este nuevo conjunto de parámetros "parámetros de dispersión", ya que relacionan las ondas dispersadas o reflejada por la red con las ondas incidente en la red. Estos parámetros de dispersión se conocen como parámetros "S" (Scattering parameters).

Si dividimos ambos lados de las ecuaciones anteriores por $\sqrt{Z_0}$, la impedancia característica de la línea de transmisión. Nos dará un cambio de variables, que se definen de la manera siguiente:

$$(2) \quad \begin{aligned} a_1 &= \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} & a_2 &= \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_1 &= \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned}$$

Hay que notar que el cuadrado de la magnitud de estas variables tiene la **dimensión de potencia**, $|a_1|^2$ es la potencia incidente en el puerto uno, $|b_1|^2$ como la potencia reflejada del

puerto uno. Estas pueden ser llamadas ondas de potencia viajante, en lugar de ondas de voltaje viajantes, **se les llama simplemente ondas viajantes**.

En cuanto a la nueva serie de ecuaciones, en un poco más de detalle, vemos que los parámetros S se refieren a estas ondas viajantes de la manera siguiente:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned} \right\} \quad (3) \quad \text{ver ecuaciones (4) siguientes}$$

Cualquier dispositivo selectivo en frecuencia como amplificadores, filtros, atenuadores, cables y sistemas de alimentación para antenas que configuren una red de 1 a N puertos, son caracterizados por su comportamiento o desempeño en función de la frecuencia. Al hacer mediciones en este tipo de dispositivos, cualquier pérdida adicional producida por la frecuencia elevada a la que se trabaja, se debe considerar de importancia. Esto se conoce **como pérdidas de inserción**. La medición es importante para cuantificar con precisión la cantidad de perdidas que sufrirá una señal al pasar por un cable, un atenuador, o cualquier otro dispositivo conectado en red.

2.- Parámetros de Dispersión o Parámetros S

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencia. **Cada parámetro** es caracterizado **por magnitud, ganancias o pérdidas en decibels y fase**. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la **frecuencia** a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con **la impedancia característica o la impedancia del sistema**.

En el contexto de los parámetros-S, **dispersión** se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se **desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión**. Esto equivale a la onda encontrándose con una **impedancia diferente de la impedancia característica** de la línea.

La descripción de los parámetros es la siguiente:

S11: Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.

S21: Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.

S22: Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

S12: Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

Para que esto sea valido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

La **Figura 5a**, muestra el esquema típico de un cuadripolo lineal, el cual puede estar compuesto por elementos tanto activos como pasivos en su interior. La **Figura 5b**, muestra el cuadripolo con los parámetros S.

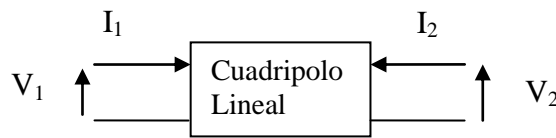


Figura 5a

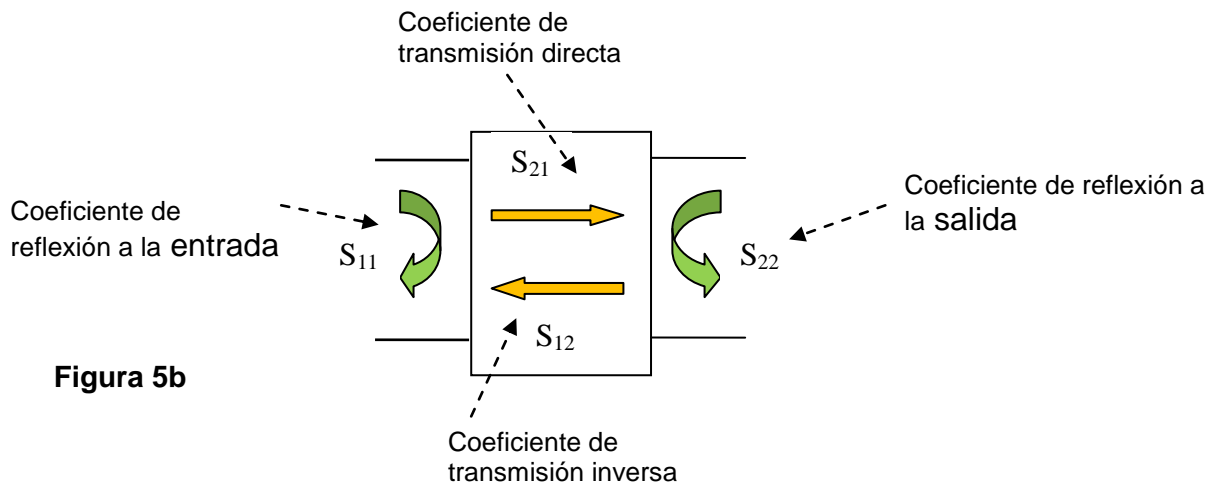


Figura 5b

Como se ha visto en el Punto 1) anterior, Para analizar el comportamiento de este cuadripolo con los parámetros Z, Y o H se deben realizar cortocircuitos y circuitos abiertos.

Sin embargo al aumentar la frecuencia de trabajo se hace cada vez más difícil el poder realizar cortocircuitos (fuente de tensión cortocircuitada) y circuitos abiertos (fuente de corriente abierta) en el cuadripolo, ya que en el caso de cortocircuito, el elemento con que se realiza puede tener una longitud comparable con la longitud de onda de la señal. Existiendo además efectos capacitivos e inductivos.

En el caso de los circuitos abiertos se pueden producir efectos de radiación convirtiéndose los terminales abiertos en virtuales antenas.

También se puede presentar el caso de que los dispositivos presenten funcionamientos inestables e incluso lleguen a destruirse al ser exigidos a operar en estas condiciones.

Al ser inconveniente aplicar las técnicas de cortocircuito y circuito abierto en alta frecuencia, tanto en RF como en microondas, no es posible la medición de los parámetros clásicos al no poder resolverse los sistemas de ecuaciones que corresponden a los parámetros Z, Y o H.

De manera similar, este tratamiento se aplica a una red de n cuadripolos o multipolo lineal como muestra la **Figura 6**.

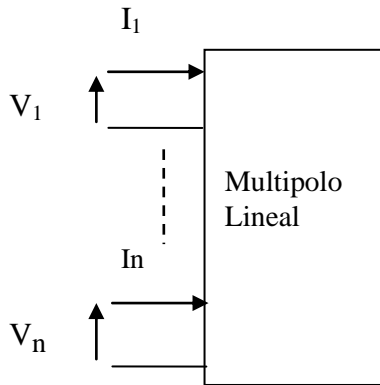


Figura 6

Para el tratamiento de los parámetros S se utilizan, en un cuadripolo lineal o en un multipolo lineal, los conceptos de ondas incidentes y ondas reflejadas, presentando además la importante ventaja de no necesitar de la realización de cortocircuitos o circuitos abiertos en el cuadripolo para su medición.

Por otro lado a altas frecuencias y microondas (de 400 MHZ a 300 GHZ), **interesan parámetros que usen magnitudes** tales como coeficiente de reflexión, pérdida de retorno, R.O.E, dentro de lo que se considera Reflexión, y en lo que es Transmisión se destacan Ganancia, Atenuación y Pérdidas de inserción, como indica **la Figura 7.**

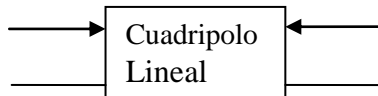


Figura 7

Reflexión

Coeficiente de reflexión (Φ)
 Pérdida de retorno
 R.O.E. (ρ)
 Impedancia = $R + jX$
 Admitancia = $G + jB$
 Parámetros S_{11} , S_{22}

Transmisión

Ganancia/ Pérdidas
 Atenuación
 Pérdida de Inserción
 Coeficiente de Transmisión
 Parámetros S_{12} , S_{21}

Un esquema completo para analizar los parámetros S se presenta en la **Figura 8** siguiente:

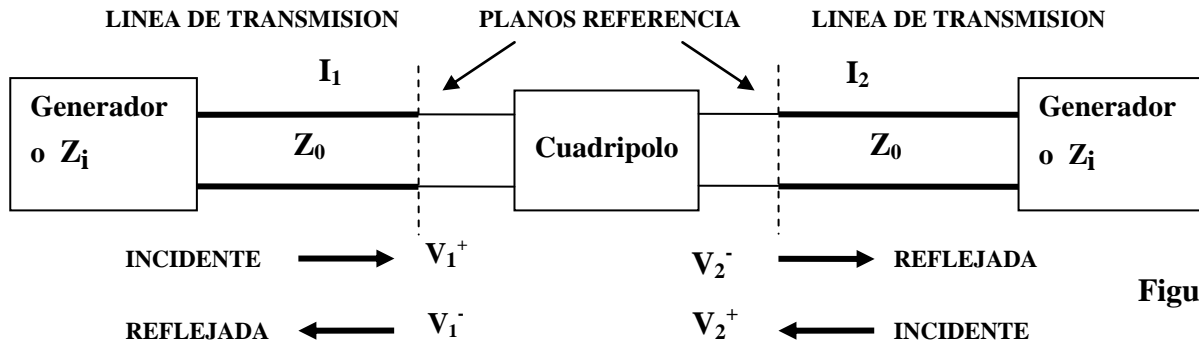


Figura 8

$Z_i \rightarrow$ Impedancia de Referencia Z_{Ref} .
Inicialmente se carga el Puerto 2 con Z_{Ref} , por lo cual es clave conocer esta impedancia de referencia.

Los parámetros **S** están definidos por los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad I_i = \frac{1}{Z_i} (V_i^+ - V_i^-)$$

Ecuaciones lineales del cuadripolo:

Variables independientes a_1 y a_2

Variables dependientes b_1 y b_2

Para una Red de dos puertos

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad \text{Para determinar } S_{11} \text{ y } S_{21} \text{ se hace } a_2 = 0$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad \text{Para determinar } S_{12} \text{ y } S_{22} \text{ se hace } a_1 = 0$$

reemplazando las variables **a y b** de las ecuaciones anteriores, así como teniendo presente las relaciones **(1) y (2)**, por los voltajes **V**, obtenemos:

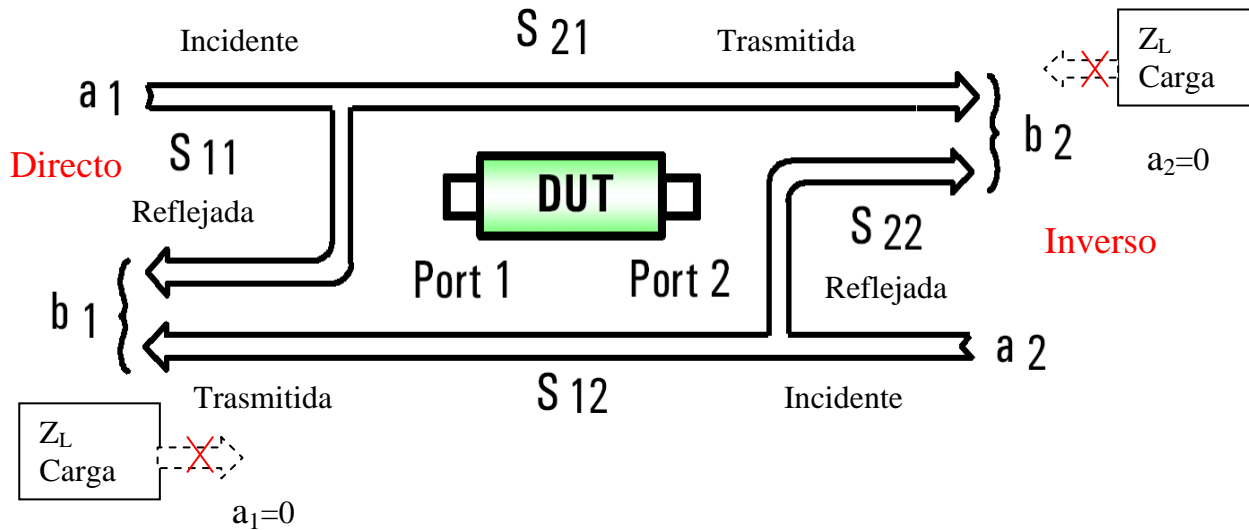
$$\left. \begin{aligned} V_1^- &= s_{11} V_1^+ + s_{12} V_2^+ \\ V_2^- &= s_{21} V_1^+ + s_{22} V_2^+ \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

De esta manera se obtiene las ecuaciones relacionadas con las tensiones incidentes y reflejadas y a partir de las mismas se pueden conocer los parámetros de dispersión **S**, presentes en el cuadripolo. Los coeficientes S_{11} y S_{21} son determinados mediante la medición de magnitud y la fase de las ondas de voltaje incidente, reflejada y transmitida cuando la salida es termina en una perfecta carga Z_0 (carga igual a la impedancia característica del sistema de prueba).

Esta condición se da cuando a_2 es igual a cero o $V_2^+ = 0$. S_{11} es equivalente al coeficiente de reflexión a la entrada del DUT, y S_{21} es el delantero coeficiente de transmisión directo, ambos son cantidades complejas.

De la misma manera, mediante la colocación de la fuente en el puerto 2 y terminar el puerto 1 en un perfecta carga Z_0 , se hace $a_1=0$, equivalente a $V_1^+=0$, se realizan las mediciones de S_{22} y S_{12} . S_{22} es equivalente al coeficiente de reflexión de salida y S_{12} es el coeficiente de transmisión inversa, ambos son cantidades complejas.

En la **Figura 9**, siguiente se representa un cuadripolo con los parámetros S y el flujo de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos.



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

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

$$S_{22} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

$$S_{12} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Figura 9

Lo interesante de este esquema, es que se pueden determinar los parámetros S a partir de mediciones de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos para las condiciones de $a_2=0$ y $Z_L=Z_0$; luego se procede a la inversa con $a_1=0$ y $Z_1=Z_L=Z_0$.

3.- Procedimiento para determinar los parámetros S

Se carga el Puerto 2 con $Z_L = Z_{Ref} = Z_0$, luego se procede a la inversa con el Puerto 1 haciéndolo terminar en $Z_i = Z_0$.

Despejando de (2), con $V_2 = 0$ y luego con $V_1 = 0$ se obtiene:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

S_{11} Coeficiente de Reflexión Directa o de Entrada, con el Puerto de salida, terminado con una carga similar a $Z_L = Z_0$, y haciendo $a_2 = 0$ equivalente a $E_{i2} = 0$ de (1)

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}$$

S_{12} se denomina Ganancia de Voltaje Inverso o Coeficiente de Transmisión Inverso (aislación) con circuito de entrada adaptado, Puerto de entrada terminado en Z_0 , y haciendo $a_1 = 0$ equivalente a

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

S_{21} se denomina Ganancia de Voltaje Directo o Coeficiente de Transmisión Directa (ganancia o pérdida) con circuito de salida adaptado, $Z_L = Z_0$, y haciendo $a_2 = 0$ equivalente a $E_{i2} = 0$ de (1)

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}$$

S_{22} se denomina Coeficiente de Reflexión Inversa o de Salida, con circuito de entrada adaptado, Puerto de entrada terminado en Z_0 , y haciendo $a_1 = 0$ equivalente a $E_{i1} = 0$ de (1)

El sistema de ecuaciones (2), también se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad \text{de lo cual se obtiene: } V^- = S \times V^+ \quad (3)$$

Donde **S** se conoce como **matriz de dispersión**, esta matriz presenta una serie de propiedades de interés para el análisis de los cuadripolos.

1.- Si la red está compuesta solamente por elementos pasivos se tiene que:

$$|S_{ii}|, |S_{ij}| \geq 1 \quad \text{el módulo de los coeficientes de dispersión son } \geq 1$$

2.- Si la red no tiene pérdidas

$$S^+ S = I \quad \text{I es la matriz identidad y } S^* \text{ es el conjugado complejo de la transpuesta de S.}$$

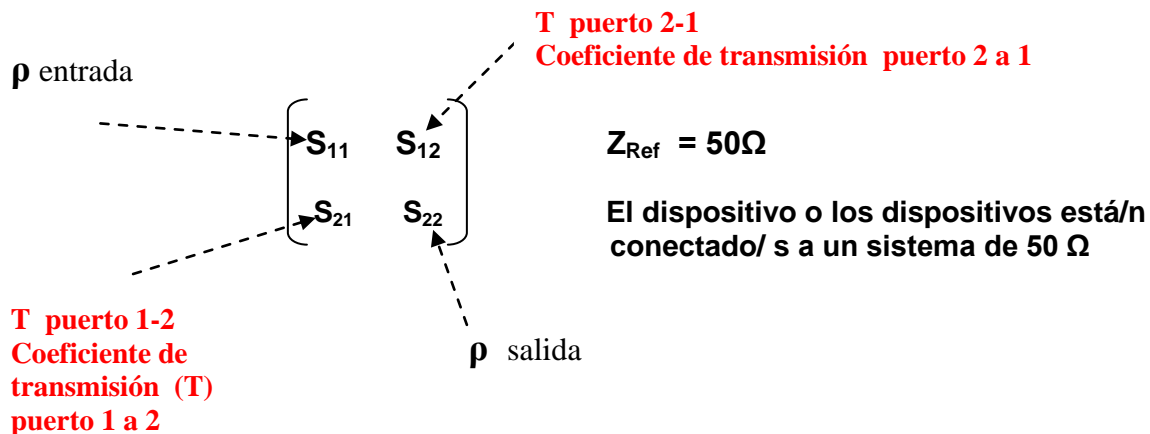
3.- Si la red tiene pérdidas

$$I - S^+ S \geq 1$$

4.- Una red es recíproca (puertos reversibles) si la matriz de dispersión es simétrica

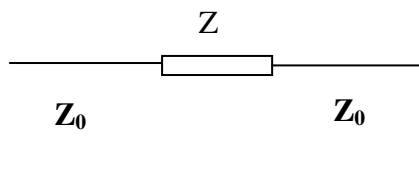
$$S = S^T$$

La Matriz de Dispersión, (3), desde el punto de vista práctico, describe completamente el comportamiento del dispositivo con los parámetros S, para lo cual se realiza la interpretación siguiente:

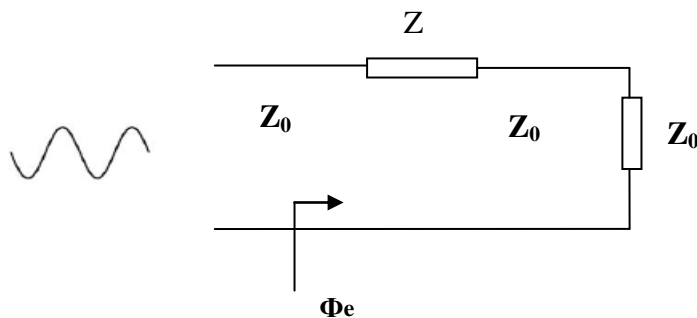


3.1.- Determinación de parámetros S en distintas configuraciones

Aplicación 1: Parámetros S de una Impedancia serie



Para calcular S_{11} y S_{21} se termina el Puerto 2 con Z_0



Se calcula el **coeficiente de reflexión** de entrada en Puerto 1

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad S_{11} = \frac{Z+Z_0-Z_0}{Z+Z_0+Z_0} = \frac{Z}{Z+2Z_0} = \frac{V_{\text{Reflejada}}}{V_{\text{Incidente}}} = \rho \angle \Phi$$

$$\text{Pérdida de retorno} = R_L = -20 \log(\rho) \quad (\text{dB})$$

es importante aclarar que ρ es el módulo de $|S_{11}|$, más adelante se verá la influencia del desfase entre Onda Incidente y Onda reflejada Φ

Calcular los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida es complicado cuando se trata de sistemas de varios cuadripolos o circuitos complejos, de manera que se prefieren las mediciones.

La relación de onda estacionaria es:

$$\text{R.O.E} = \text{VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Una línea de transmisión terminada en $Z_L = Z_0$ transmite toda la energía a la carga:
 $V_{\text{Reflejada}} = 0$, $\rho = 0$ y $\text{ROE} = 1$

Si la línea de transmisión termina en una impedancia distinta de Z_0 , hay energía reflejada y ρ **es distinto de 0. El caso extremo es cuando termina en un cortocircuito**, toda la energía es reflejada, la onda incidente es igual a la reflejada: $\rho = 1$ y $\text{ROE} = \infty$

El rango de valores de ρ **es entre 0 – 1** ; **ROE entre 1 - ∞** ; **R_L entre ∞ y 0 dB.**

Un caso muy especial es ROE, se ha considerado solamente la magnitud de la **ROE** y **como se observa es una cantidad compleja, debido al desfase entre Onda Incidente y Onda Reflejada.**

Para dar una mayor tratamiento a este tema se continua en el Punto 4) siguiente, no obstante lo cual, para calcular S_{21} , la corriente total, o resultante, en el puerto 1 es igual a la corriente total en el puerto 2

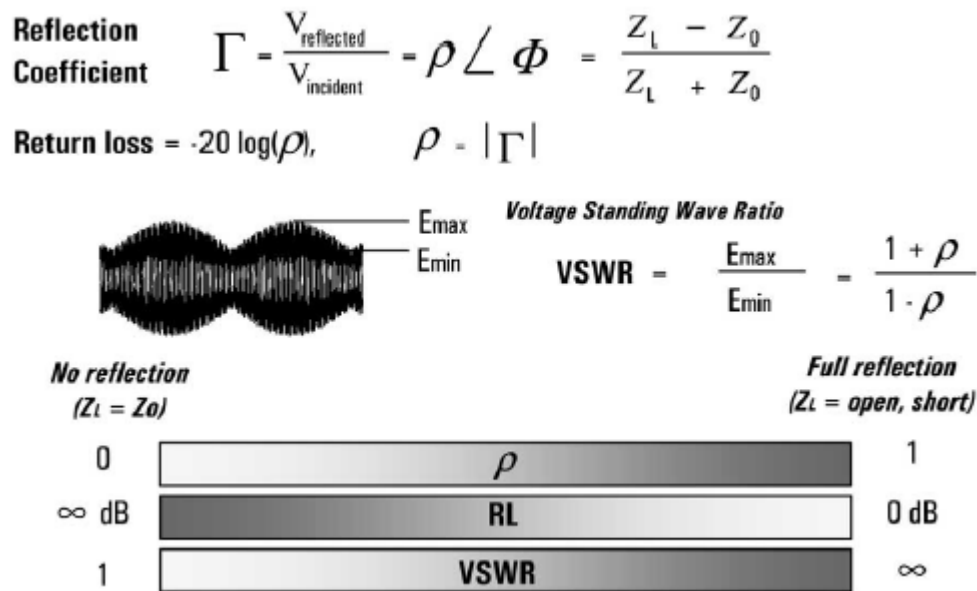
$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad I_1^+ + I_1^- = I_2^+ + I_2^- \quad \text{y como } I_2^+ = 0$$

$$\frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_0} = \frac{V_2^-}{Z_0}$$

De manera similar se procede con los restantes parámetros S. La cuestión que se plantea, es que para determinar los parámetros S mediante cálculos, en redes de varios puertos, se convierte en un procedimiento engorroso y lleva un tiempo importante. Por esa razón es que se prefiere determinar los parámetros **S** mediante mediciones, para lo cual se utiliza un instrumento específico llamado **Voltímetro Vectorial de Red** o un **Analizador Vectorial de Redes** destinado tanto a un cuadripolo como a multipolos o n cuadripolos.

3.2.- Parámetros de Reflexión

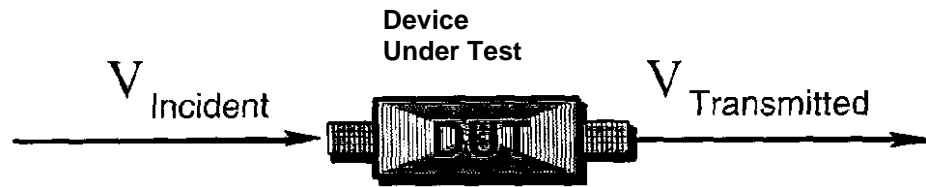
Figura 9a



3.3.- Parámetros de transmisión

El Coeficiente de transmisión, T , se define como el voltaje de transmisión dividido por el voltaje incidente. Si $|V_{\text{transm}}| > |V_{\text{inc}}|$, el DUT tiene ganancia, y si $|V_{\text{transm}}| < |V_{\text{inc}}|$, el DUT presenta atenuación o pérdida de inserción.

Cuando la pérdida de inserción (IL) se expresa en dB, un signo negativo, se añade en la definición de manera que el valor de la pérdida se expresa como un número positivo. La parte de la fase del coeficiente de transmisión se llama fase de inserción (**Figura 9b**).



$$\text{Transmission Coefficient} = T = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Insertion Loss (dB)} = -20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

$$\text{Insertion Phase (deg)} = \angle \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} = \phi$$

Figura 9b

Existen dos factores que contribuyen a la pérdida de inserción en un medio de transmisión, la pérdida por reflexión y la pérdida por disipación. La pérdida por disipación, que también se conoce como atenuación, se refiere a las pérdidas de potencia que se presentan en el sistema de transmisión debidas al calor. Esto es, cuando una línea transmisión lleva potencia entre una fuente y una carga, parte de esta potencia se disipa en forma de calor. Esto significa que únicamente la parte resistiva y conductiva pueden disipar potencia, debido principalmente a que las ondas de voltaje y corriente en R y G están en fase, Figura 3) anterior.

Otro tipo de pérdida es la que se presenta por acoplamientos, conocida como pérdida por reflexión. Esta pérdida se presenta cuando la impedancia de la carga como de la fuente no están perfectamente acopladas a la línea de transmisión que conecta a ambas, lo cual provoca, que parte de la señal sea reflejada de la carga hacia el cable ó del cable hacia la fuente. Esta energía reflejada es una pérdida que se presenta en el sistema (pérdida por reflexión), la manera en como se mide y estudia se trata en el punto anterior Coeficiente de Reflexión.

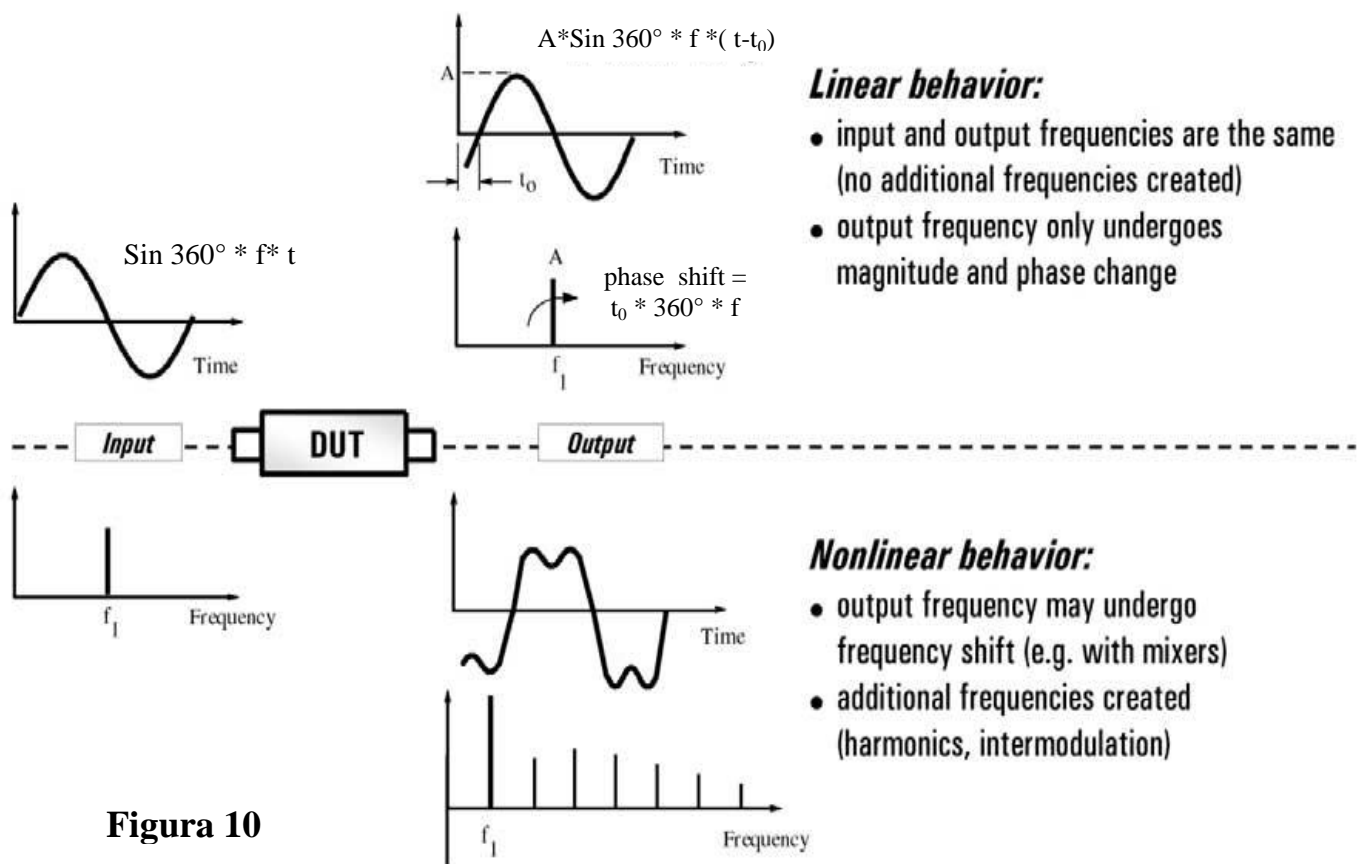
3.4.- Comportamiento lineal versus no lineal

Los dispositivos que se comportan linealmente sólo actúan sobre la magnitud y los cambios de fase de las señales de entrada. Cualquier senoide que aparece en la entrada también aparecerá en la salida en la misma frecuencia por lo que no son creadas señales nuevas o

armónicas de la señal de entrada. Cuando una senoide simple se transmite a través de una red lineal, no se consideran distorsión los cambios de amplitud y fase, como se observa en la **Figura 10**.

Sin embargo, cuando una señal compleja que varía en el tiempo, pasa a través de un DUT, los cambios de amplitud y de fase pueden distorsionar drásticamente la forma de onda en el dominio del tiempo. Los dispositivos no lineales pueden cambiar la frecuencia de las señales de entrada (un mezclador, por ejemplo) y / o crear nuevas señales en forma de armónicas o productos de intermodulación.

Muchos componentes que se comportan en forma lineal bajo determinadas condiciones de señal, pueden mostrar un comportamiento no lineal, con una gran señal de entrada. Esto es cierto tanto para los dispositivos pasivos como filtros, e incluso los conectores, y dispositivos activos como amplificadores.



3.5.- Diferencias entre un Analizador de Red y un Analizador de Espectro

A pesar que a menudo, ambos instrumentos de medición, contienen receptores sintonizados y operan sobre rangos de frecuencia similar, están optimizados para aplicaciones de medición muy diferentes.

Analizadores de red se utilizan para medir los componentes, dispositivos, circuitos y subconjuntos. Contienen una fuente y receptores múltiples, y generalmente muestran información relacionada con amplitud y fase (frecuencia o barridos de potencia). Un Analizador de Red siempre está buscando a una señal conocida (en términos de frecuencia), ya que es un sistema de estímulo-respuesta. Con analizadores de redes, es más difícil obtener una traza

correcta en la pantalla, pero muy fácil de interpretar los resultados. Con corrección de errores de vectores, los analizadores de red ofrecen una precisión de medición mucho más altos que los analizadores de espectro.

Los analizadores de espectro son los más utilizados para medir las características de la señal, como el nivel de la portadora, bandas laterales, armónicos, ruido de fase, etc, en las señales desconocidas. Ellos se configuran comúnmente como un receptor monocanal, sin una fuente. Debido a la flexibilidad necesaria para analizar las señales, los analizadores de espectro en general, tienen una gama mucho más amplia de anchos de banda de FI disponibles que la mayoría de los analizadores de red.

Los Analizadores de espectro se utilizan a menudo con fuentes externas para pruebas de estímulo respuesta no lineales. Cuando se combina con un generador de barrido, los analizadores de espectro pueden ser utilizados para pruebas de componentes escalares, magnitud Vs. frecuencia, pero no hay mediciones de fase.

Con los analizadores de espectro, es fácil conseguir una traza en la pantalla, pero la interpretación de los resultados puede ser mucho más difícil que con un analizador de red.

Un cuadro comparativo se presenta en la **Figura 11**, siguiente.

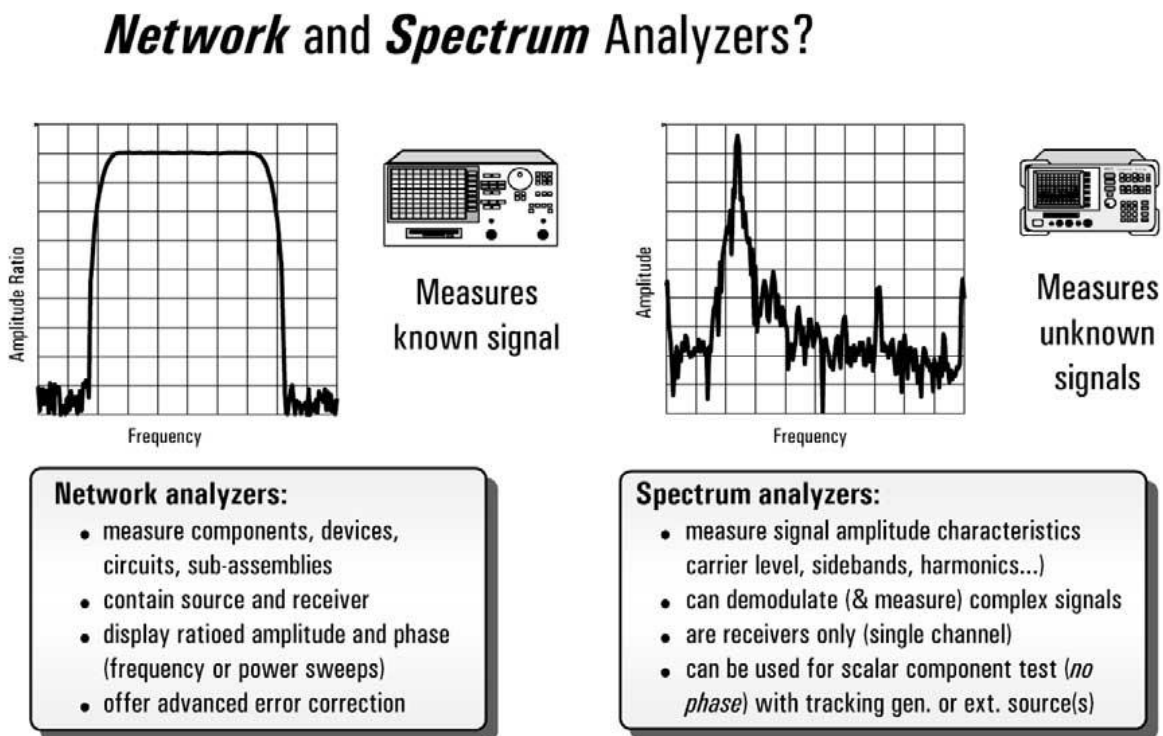


Figura 11

3.6.- Aplicación 2

Diseño de un Amplificador considerando los parámetros S

- Finalidad del diseño: transmisión, recepción y ámbito de aplicación.
- Ancho de banda, Ganancia, bajo ruido, potencia.

- Clase A, B, AB, C, D, E, F.
- Elección del transistor adecuado a la aplicación, punto de trabajo y red de polarización.
- Análisis de Estabilidad.
- Red de adaptación de entrada y red de adaptación de salida.
- Desacoplar la señal de RF de la continua para evitar riesgos sobre el propio circuito o circuitos próximos. Se introducen elementos como bobinas, capacitores, líneas de transmisión, tanto de choque como de desacoplamiento.
- Se realizan simulaciones, correcciones y mejoras, luego se pasa al armado de las plaquetas correspondientes.

Como ejemplo se puede mencionar una frecuencia de 4 GHz y que tenga un ancho de banda de 28 MHz. El amplificador puede ser :- LNA (Low Noise Amplifier): amplificador de bajo ruido.

- HPA (High Power Amplifier): amplificador de elevada potencia; FI: amplificador de frecuencia intermedia. En RF hay amplificadores muy lineales, con una eficiencia baja, y amplificadores no lineales (conmutados), con una alta eficiencia.

El **amplificador de bajo ruido aparece en receptores**, formando parte de la etapa de RF. Inmediatamente después de la antena está este amplificador. Incide sobre el factor de ruido final ya que la captación de la señal de RF de entrada puede ser bastante débil, y el ruido puede ser importante en comparación con la señal útil.

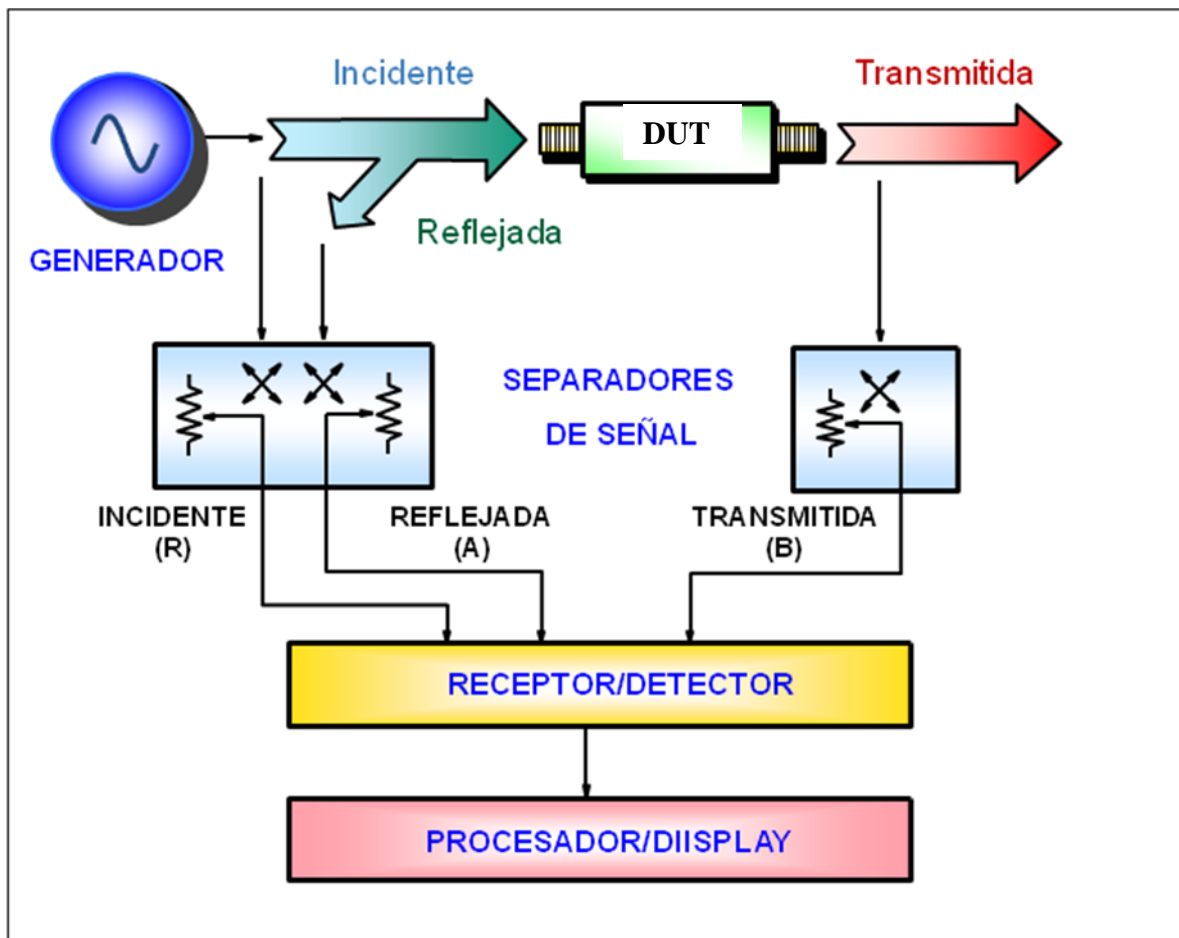
Si se está en el **ámbito de un sistema de transmisión de RF**, interesa la potencia y ganancia, para lo cual se utiliza el HPA o amplificadores de alta potencia. El factor de ruido no es tan importante, si interesa una elevada ganancia (10 a 15 DB), la linealidad sobre un ancho de banda grande, la distorsión por intermodulación y los aspectos térmicos.

4.- Medición de parámetros S

Si bien las herramientas de medición han cambiado en los últimos 30 años, las técnicas básicas de medición se siguen manteniendo.

En sus comienzos los analizadores de red no tenían computadoras de a bordo, un estándar de HP-IB, o gráficos de alta resolución para realizar la calibración, extraer datos de precisión numérica, o mostrar los marcadores electrónicos. Los Analizadores de red modernos contienen sofisticadas técnicas automatizadas que mejoren la capacidad de procesamiento y reducen los errores de medición del operador.

4.1.- Analizador de Redes



Partes de un Analizador de Redes:

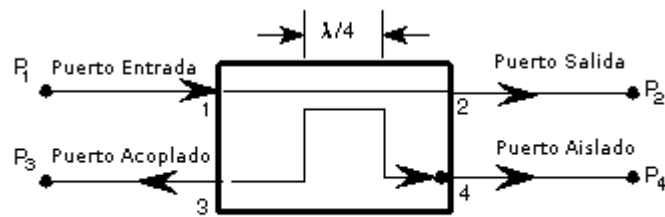
Generador de Señales:

- El generador de señal incidente ha sido tradicionalmente un equipo externo aunque en la actualidad está integrado al analizador de redes.
- Se trata básicamente de generadores en los cuales es posible definir un determinado barrido de frecuencias en el rango de radio frecuencia o microondas.
- Existen dos tipos de generadores de barrido para estas aplicaciones: los osciladores simples compuestos por un VCO en lazo abierto y los sintetizadores de frecuencia.

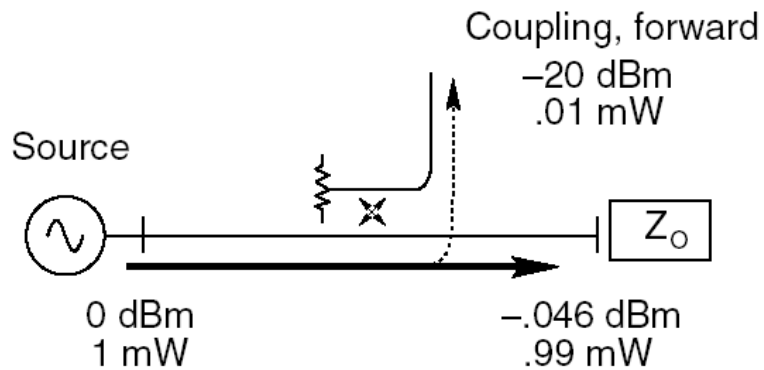
Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental separar las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un **ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia** de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en Z_0 .

En la figura siguiente se observa que el acoplador direccional tiene 4 puertos entrada, salida, acoplado y aislado, la línea entre los puertos 1 y 2 se conocen como "línea principal".

ACOPLADOR DIRECCIONAL



Acoplador Direccional



Example of 20 dB Coupler

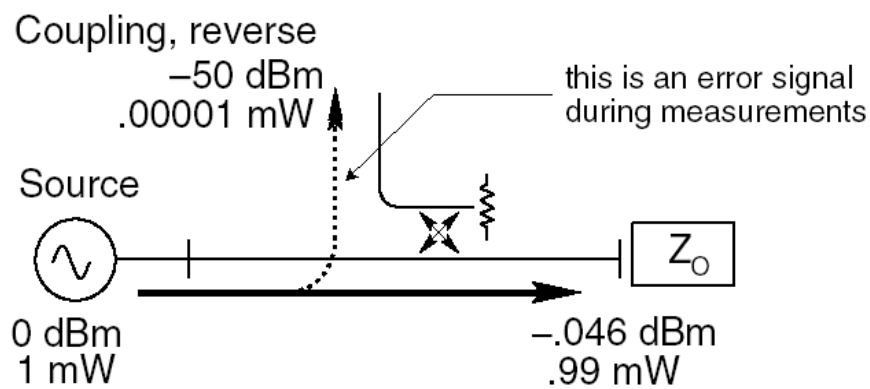
$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}} (P_3)}{P_{\text{incident}} (P_1)}$$

Factor de acoplamiento directo – Valor Típico = 20 dB (1%)
Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW

En un acoplador direccional ideal, las pérdidas de la línea principal desde el puerto 1 al puerto 2 ($P_1 - P_2$) debido a la potencia acoplada al puerto de salida son:

$$\text{Pérdida por Inserción = Loss} = 10 \log \left(1 - \frac{P_3}{P_1} \right) \text{ dB}$$

Las pérdidas son una combinación de pérdidas de acoplamiento, pérdidas dieléctricas, pérdidas del conductor y pérdidas por ROE.



Example of 20 dB Coupler "turned around"

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}} (P_4)}{P_{\text{incident}} (P_1)}$$

Factor de aislamiento – Valor Típico = 50 dB (0,001%)
Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW

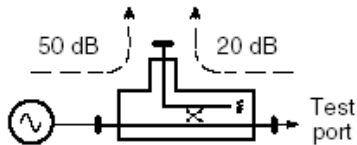
El **aislamiento** de un acoplador direccional puede ser definido como la diferencia en niveles de señal, en dB, entre el puerto de entrada (P_1) y el puerto aislado (P_4), estando los otros dos puertos conectados a cargas adaptadas

DIRECTIVIDAD

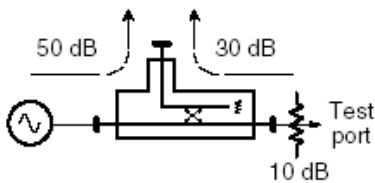
$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{Loss (through arm)}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)} - \text{Loss (through arm) (dB)}$$

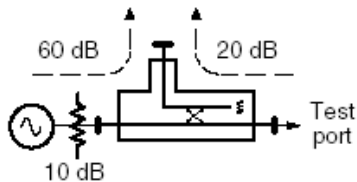
Examples:



$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$$

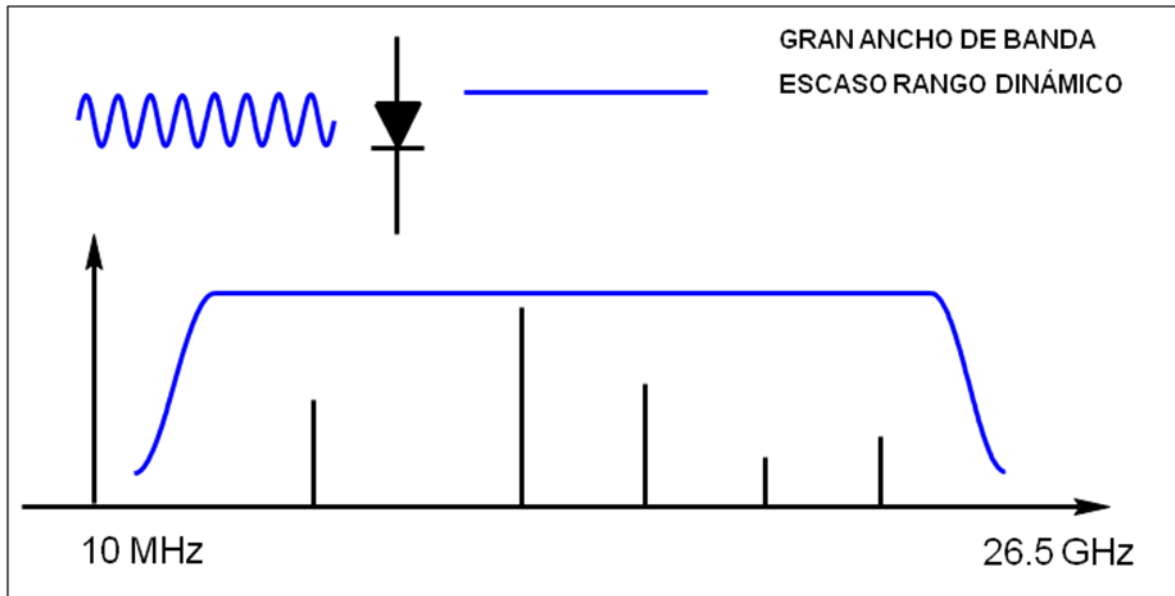
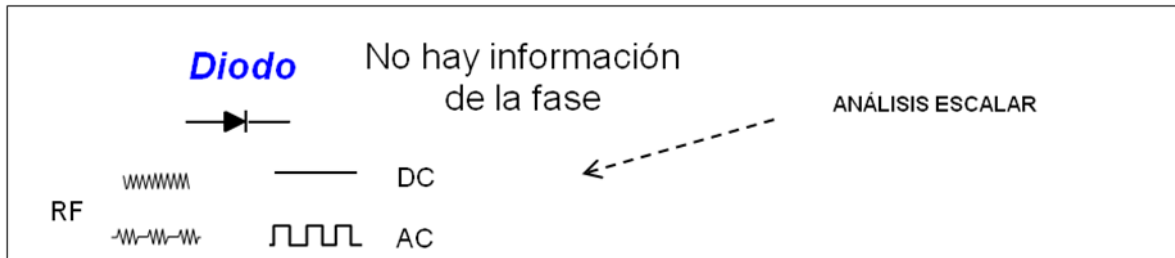


$$\text{Directivity} = 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$

La **directividad** debería ser lo más alta posible, no es medible directamente, y es calculada a partir de la diferencia entre las medidas de aislamiento, acoplamiento y pérdidas:

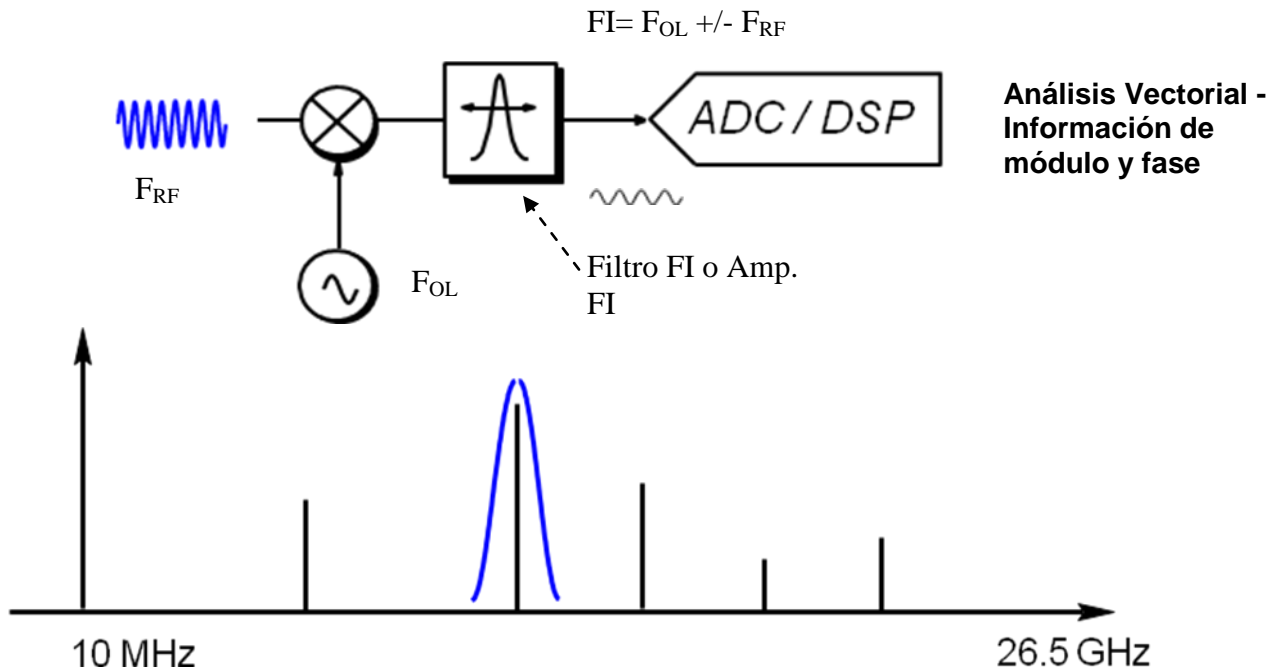
$$\text{Directividad (dB)} = \text{Aislamiento} - \text{Acoplamiento} - \text{Pérdidas}$$

Detectores



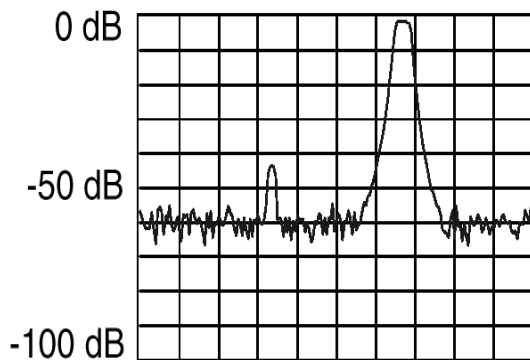
Diodo detector. Es la solución más simple y económica en la que se aprovecha la característica cuadrática propia del diodo para detectar la potencia de la señal para cualquier frecuencia.

Receptor sintonizado

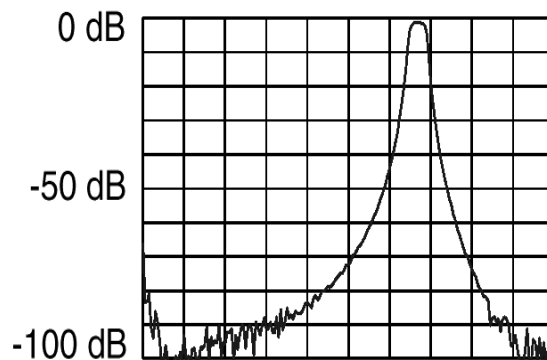


Básicamente es un circuito superheterodino compuesto por un mezclador y un filtro pasabanda sintonizado a una determinada frecuencia intermedia (ó un amplificador de FI). Se trata, de un receptor de banda estrecha cuya salida contiene la información de la señal de entrada trasladada a la frecuencia intermedia.

Comparación entre un diodo receptor y receptor sintonizado



Respuesta de un diodo detector



Respuesta de un receptor sintonizado

Si bien el costo y complejidad de los receptores es mucho mayor que para el diodo detector, tiene como ventaja que al ser un circuito de banda estrecha, se consigue una mejor relación señal ruido, mayor rango dinámico y un gran rechazo a señales espurias (mayor selectividad).

Medición con Puente ROE o divisores de potencia

En lugar de un acoplador direccional se utiliza un Puente de ROE o divisores de potencia, con lo cual se simplifica el uso de acopladores direccionales en la medición de los parámetros S, especialmente en RF, ya que en microondas prevalece el uso de los acopladores direccionales.



4.2.- Carta de Smith

Cuando se miden los parámetros S, por cuestiones de aplicaciones en Investigación y desarrollo de dispositivos o con fines industriales de producción, se debe considerar no solamente la magnitud sino la fase involucrada con cada parámetro. **Magnitud y fase de dispositivos y redes describen con precisión el comportamiento con la frecuencia de RF y microondas.**

Las características en el dominio del tiempo necesitan de magnitud y fase para determinar las correcciones vectoriales, como se indica en la **Figura 12**, siguiente.

1. Complete characterization of linear networks

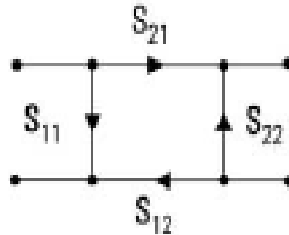
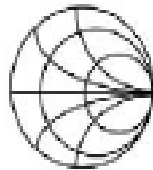
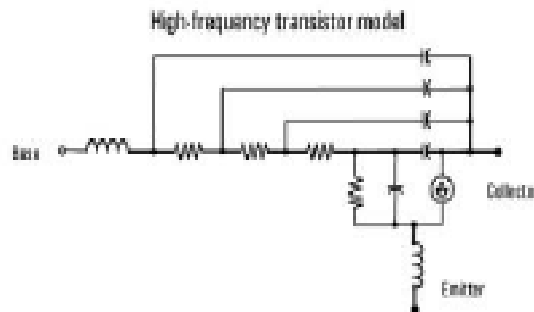


Figura 12

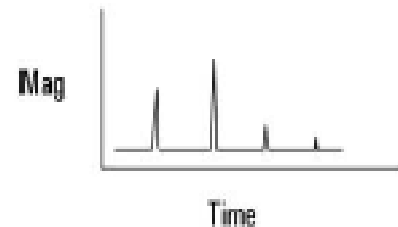
2. Complex impedance needed to design matching circuits



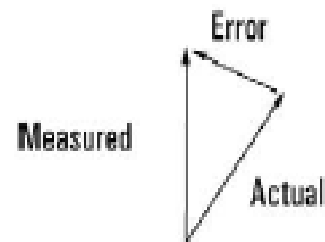
3. Complex values needed for device modeling



4. Time-domain characterization



5. Vector-error correction



Es clave, en líneas de transmisión la impedancia característica Z_0 ya que sirve para determinar la relación entre corriente y voltaje de ondas en desplazamiento (traveling). Es una función de la dimensión de la línea de transmisión y de la constante dieléctrica (ϵ_r) del material no conductor de la línea. Para sistemas de RF, Z_0 es de 50 o 75 Ω . Para potencia baja, como cable de TV, la línea de transmisión coaxial está optimizada para bajas pérdidas y es de 75 Ω , con aire como dieléctrico. Para RF y microondas con aplicaciones de potencia elevada se utiliza línea de transmisión coaxial con 50 Ω , **con una relación entre máxima potencia y mínima pérdida.**

Para máxima transferencia de energía a través de una línea de transmisión desde la fuente a la carga deben tener la misma impedancia Z_0 .

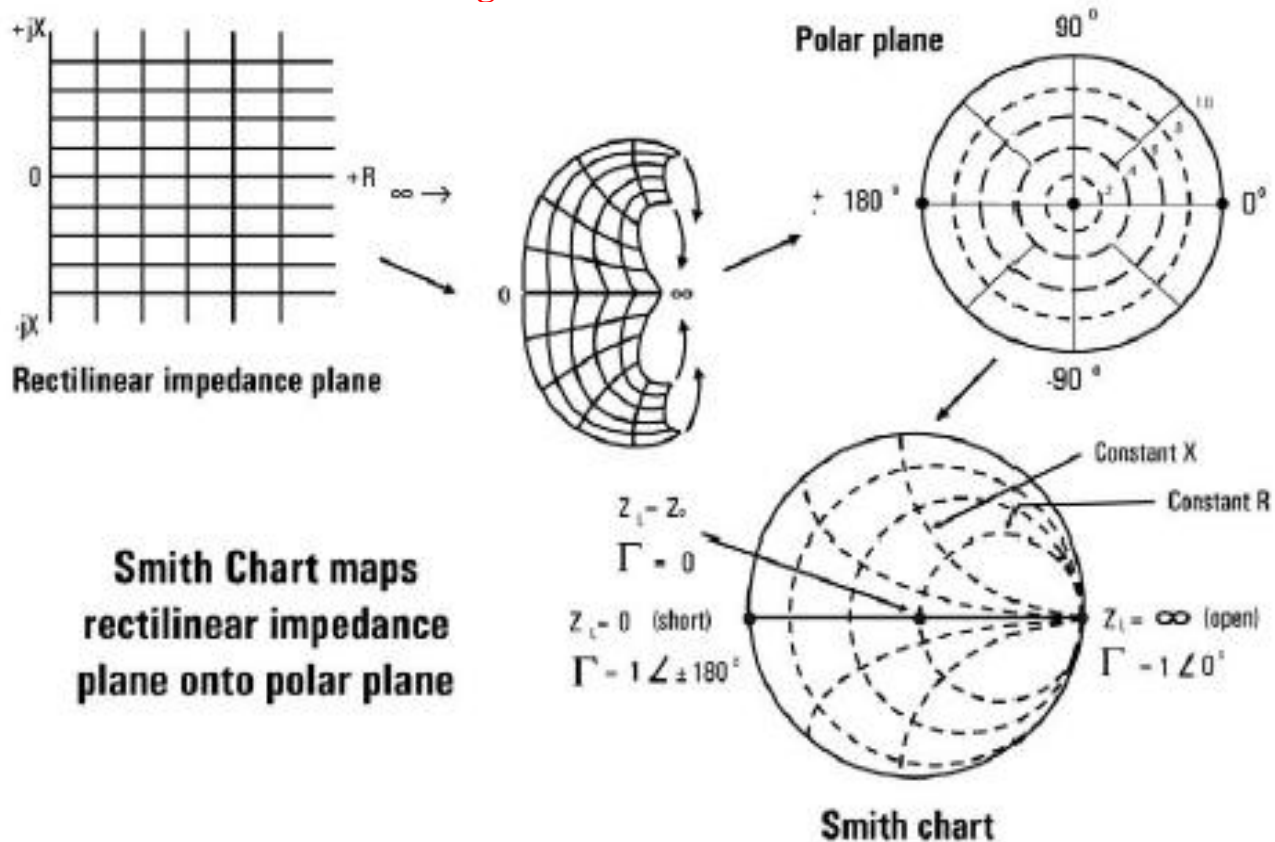
Cuando la impedancia de la fuente no es resistiva pura, la máxima transferencia de energía ocurre cuando la impedancia de la carga o de salida es igual al complejo conjugado de la impedancia de la fuente.

En este último caso se trabaja con la **parte inversa de la señal y la parte imaginaria de la impedancia**. Si $R_S = 0.6 + j0.3$ (Ω), el complejo conjugado es $R_S^* = 0.6 - j0.3$ (Ω). La fuente de señal se ajusta al complejo conjugado de la impedancia de carga o de salida.

Por lo tanto cuando se está en la etapa de diseño de un dispositivo, el Amplificador de RF cubre el rango de frecuencia de la impedancia de carga, que es la impedancia de la antena. Esta es una de las características de diseño en amplificadores de RF para máxima transferencia de energía. **Es importante considerar los parámetros de reflexión y de transmisión de la Figura 9), Figura 9a) y Figura 9b) anteriores, así como el contenido , de la Figura 13) siguiente.**

Haciendo una ampliación de la **Carta de Smith** de la Figura 12) anterior se obtiene:

Figura 13



Como el coeficiente de reflexión Φ , también denominado Γ , es una cantidad compleja, con **magnitud y fase**, para definirla correctamente debe tener ambas partes. La **carta de Smith** está incluida en las computadoras de manera que su uso se ve facilitado como un método gráfico para tratar el tema de los parámetros S. Como la impedancia es un número complejo se la pasa al plano polar.

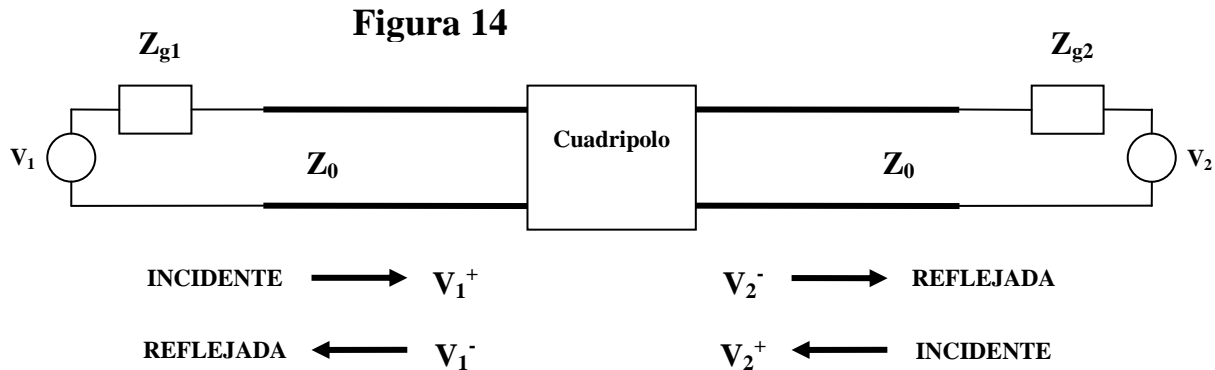
En general, la Carta de Smith está normalizada para Z_0 , de tal manera que **los valores de impedancia están divididos por Z_0** , con lo cual se hace independiente de las impedancias del sistema bajo análisis.

En la computadora se visualiza el gráfico de Smith y el coeficiente de reflexión, mediante un display polar.

Los valores de la impedancia se derivan por multiplicación del valor indicado para Z_0 . En un sistema de 50Ω , un valor normalizado de $0.3 - j0.15$ ohmios, deriva en $15 - j7.5$ ohmios; en un sistema de 75Ω es $22.5 - j11.25$ ohmios.

4.3.- Esquema de medición de los parámetros S

Considerando el esquema de la **Figura 9) anterior** y teniendo presente el procedimiento indicado para cada uno de los parámetros S, se presenta a continuación el esquema de mediciones.

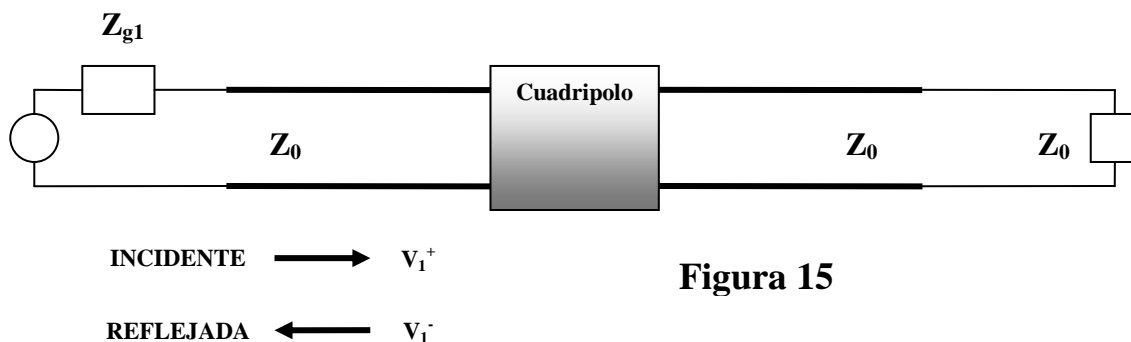


Donde Z_{g1} y Z_{g2} deben ser iguales a Z_0 , por lo que el cálculo de los parámetros S depende de la impedancia de referencia, en la practica se toma $Z_0 = 50 \Omega$.

Se mide el coeficiente de reflexión de entrada definido por:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

Para ello utilizamos el circuito siguiente



Es decir cargamos la salida con una impedancia igual a la de referencia, determinándose entonces la tensión incidente y reflejada. Los parámetros S restantes se miden de forma similar, teniendo presente lo mencionado **en los puntos 2 y 3) anteriores**.

4.4.- Implementación Práctica de las mediciones de Parámetros S

Una de las formas de medir los parámetros S es utilizando **un Generador de Señales, un Acoplador Direccional y un Voltímetro Vectorial**.

El generador de señales proporciona la señal con la frecuencia necesaria para las mediciones. La función del acoplador direccional es para aislar las ondas incidente y reflejada y medirlas por separado mediante el voltímetro vectorial. Tiene esencialmente tres puntos de conexión: entrada, salida y un punto de muestreo que proporciona un nivel de señal equivalente (pero no igual) a la señal de entrada, es decir, con la misma frecuencia pero con un nivel de atenuación determinado

El Voltímetro Vectorial es un equipo de medición que ante dos señales de entrada (incidente y reflejada) proporciona básicamente dos datos importantes: desfase entre dichas señales y relación de magnitud entre ellas. A este equipo se puede considerar dentro de lo que son los **Analizadores de Red Básico (ARB)**.

Dentro de los Analizadores de Red Básico se incluye la medición **con Puente de ROE** en reemplazo del acoplador direccional.

Un equipo de medición más avanzado que el ARB es el **Analizador Vectorial de Redes (AVR)** que dispone entre otros elementos, **de un software que permite realizar el análisis de magnitud y fase en el plano polar por intermedio de la Carta de Smith**.

4.4.1.- Esquemas de Conexiones para medir S_{11} , S_{21} , S_{22} y S_{12}

El voltímetro vectorial mide la magnitud de referencia, la tensión de prueba y la diferencia de fase entre los voltajes. Debido a que puede medir fase, lo cual permite medir directamente los parámetros S de un circuito.

Lamentablemente, el uso de los acopladores direccionales y los cables de prueba para conectar el sistema de medición del voltímetro vectorial introduce atenuación desconocida y cambio de fase en las mediciones. Estos se pueden compensar por la "calibración" de las mediciones.

Medición de S_{11}

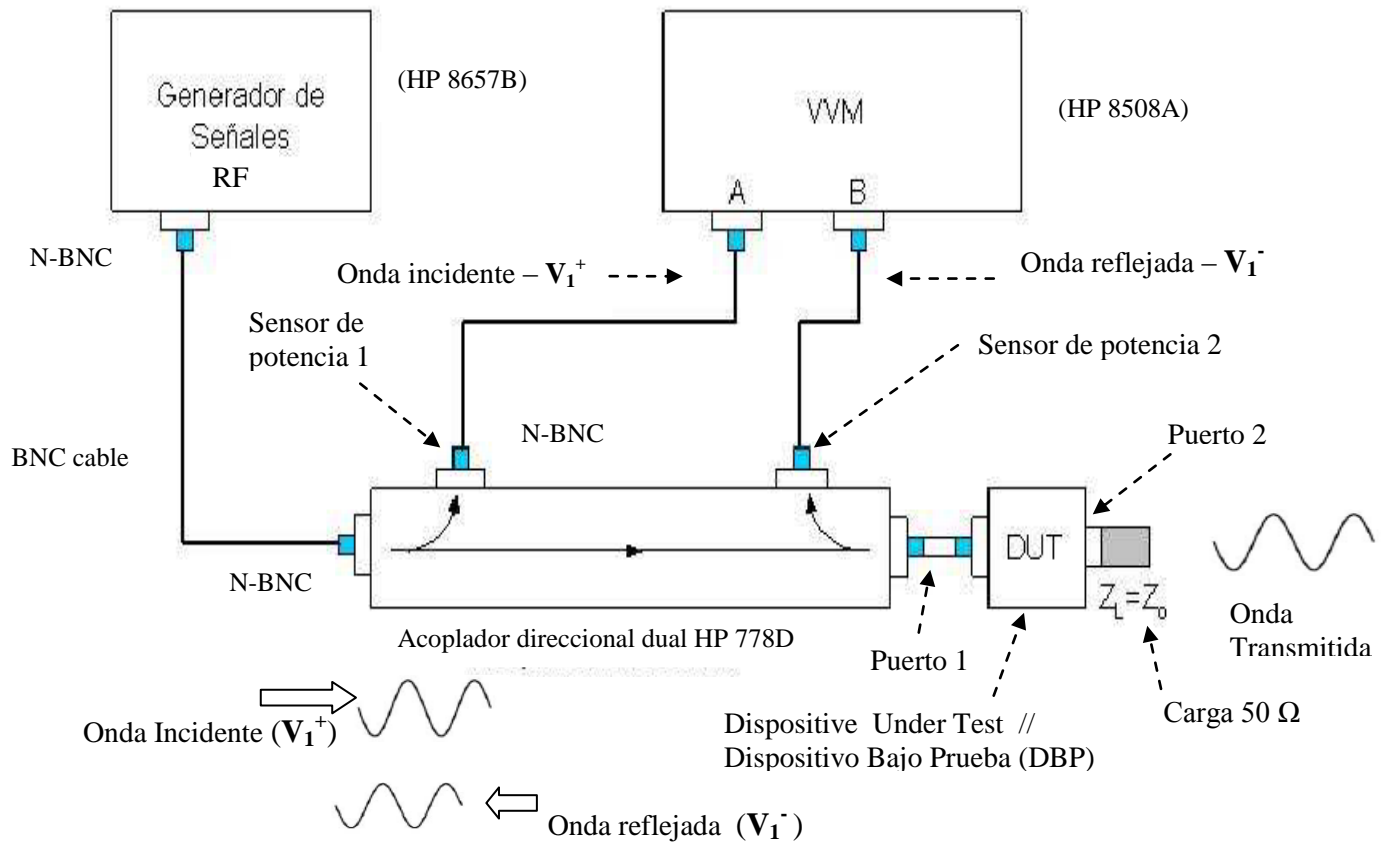


Figura 16.- Conexión de dispositivos para medir S_{11}

La lectura del voltaje (V_1^+) en el canal A del VVM, (A_D), es proporcional a la amplitud de la onda entrante o incidente al dispositivo (a_1^D); Similarmente, el voltaje en el canal B, (B_D) es proporcional a la amplitud del voltaje reflejado del dispositivo (V_1^-), (b_1^D)

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \bigg|_{V_2^+ = 0} \quad \text{asociado a } S_{11} \text{ está el coeficiente de transmisión directo} \quad S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \bigg|_{V_2^+ = 0}$$

Si el DUT (*Dispositive Under Test*) es removido y reemplazado por un cortocircuito lo que teóricamente debe resultar es que el voltaje en el canal A y en el canal B sean iguales y que estén desfasados 180° pero debido a la presencia del comportamiento no-ideal de los cables, de los conectores, adaptadores, atenuadores, sensores de potencia, el signo de la onda reflejada es negativo (-).

En la medición del parámetro S_{11} , así como de los restantes parámetros S se supone que la **calibración del Medidor está realizada según el procedimiento definido por cada fabricante, de manera que los factores de multiplicación para cada medición están precisados**. En los equipos de medición de reciente tecnología esto está incorporado al software de operación de cada equipo y en ese sentido hay una simplificación importante.

Medición de S_{22}

El procedimiento para conocer S_{22} difiere del procedimiento para medir S_{11} en que ahora la señal de la fuente ingresa por el Puerto 2 y se observa el impacto sobre la entrada, para verificar la real adaptación de impedancia de entrada y máxima transferencia de energía.

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}$$

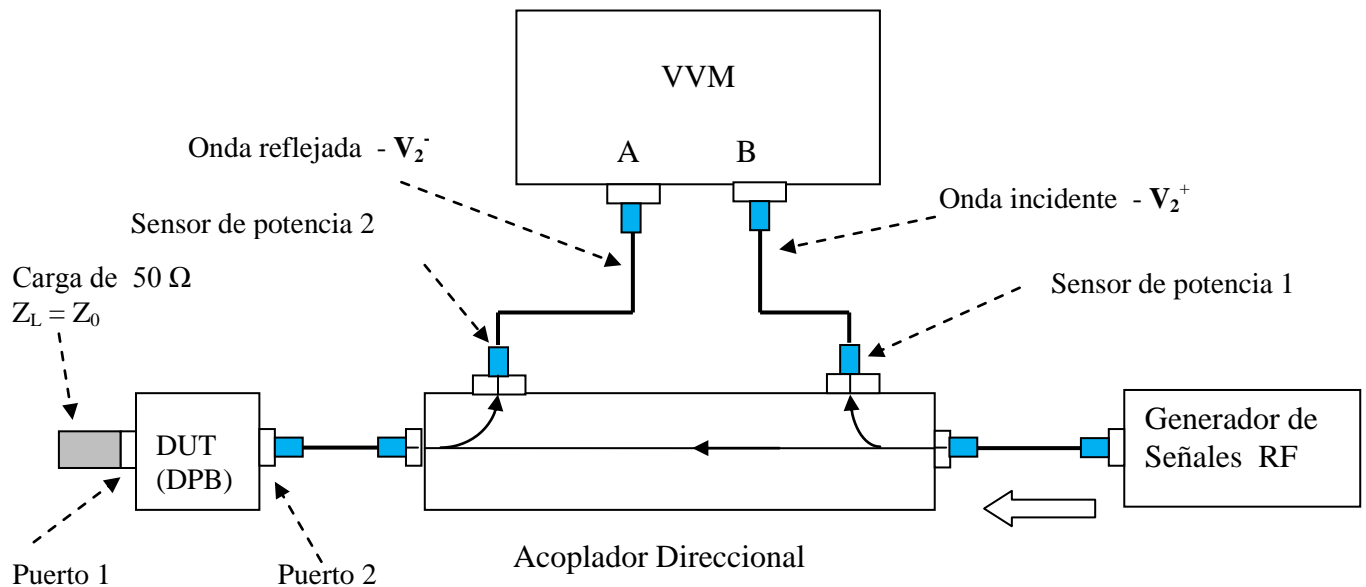


Figura 17.- Conexión de dispositivos para medir S_{22}

Medición de S_{21}

Se muestrean los puertos de entrada y salida al mismo tiempo **ya que se debe determinar cuan grande es la salida respecto del nivel de entrada**, por lo que el esquema de interconexión es el mostrado en la Figura 18, en el que se puede ver que el DUT es conectado directamente entre dos acopladores direccionales, el voltaje en el canal A es proporcional al voltaje que entra al dispositivo bajo medición (DUT) y el voltaje leído en el canal B es proporcional al voltaje transmitido a través del DUT y que llega a la impedancia de carga Z_L .

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

Coefficiente de transmisión directa o ganancia/perdida con la tensión directa.

S_{21} está directamente relacionado con S_{11} (Coeficiente de reflexión de entrada)

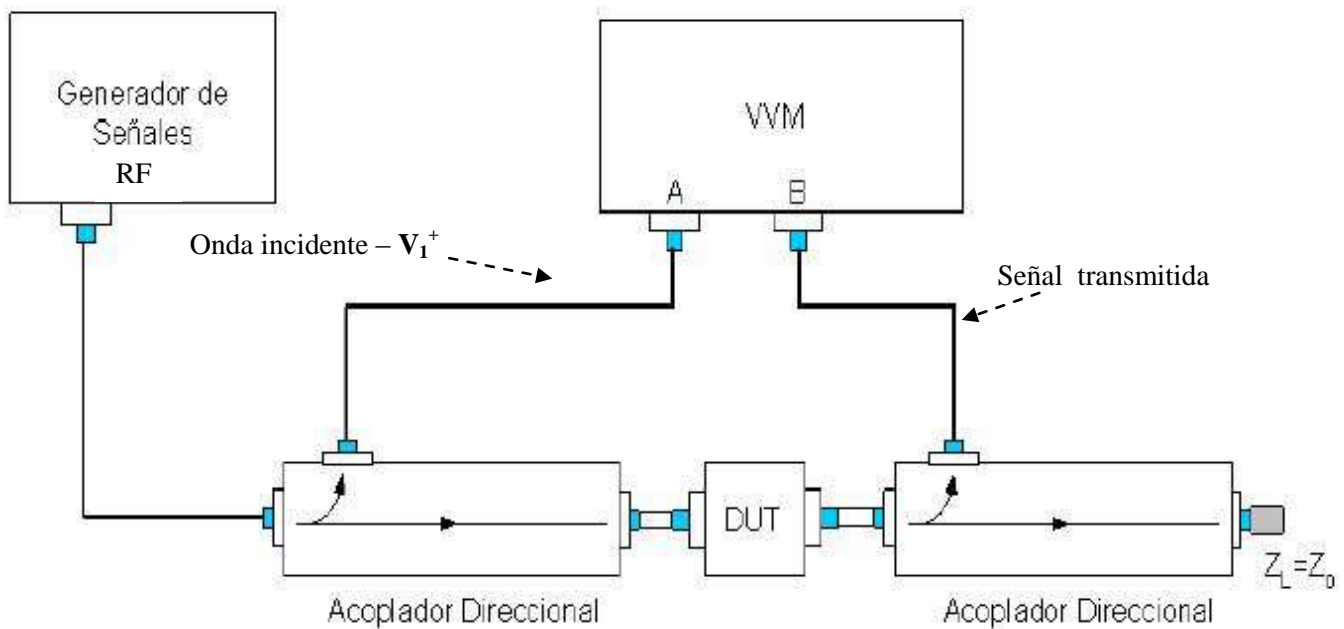


Figura 18.- Conexión de dispositivos para medir S_{21}

Medición de S_{12}

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}$$

(Puerto 2 a 1), ganancia de voltaje inverso o coeficiente de Transmisión con circuito de entrada adaptado/ coeficiente de transmisión inverso.

Para el caso de S_{12} el procedimiento es exactamente el mismo que S_{21} , sólo que ahora la señal entra por el puerto 2 y sale por el puerto 1, según el **esquema de la Figura 17** para medir S_{22} .

S_{12} está directamente relacionado con S_{22} (Coeficiente de reflexión de salida)

S_{12} , llamado coeficiente de transmisión inversa, indica el nivel de amplificación de la red para una onda que ingresa por su puerto de salida (puerto 2). En el caso de transistores utilizados como amplificadores, cuanto mas pequeño sea el valor de S_{12} , mejor será la estabilidad y rendimiento del amplificador, ya que lo que hace este valor es reducir la ganancia total del dispositivo, es decir, es una "ganancia negativa" (Anderson, 1997).

Conclusión:

La caracterización de un cuadripolo o de un multipolo no se puede hacer a través de circuito abierto o de corto circuito, como sucede en las aplicaciones de baja frecuencia.

En el caso de un cortocircuito con un cable, el cable en sí posee una inductancia que puede ser de magnitud considerable en alta frecuencia. En el caso de un circuito abierto conduce a la carga capacitiva en la terminal.

Por otra parte, cuando se trata de fenómenos de propagación de la onda, no es conveniente introducir un coeficiente de reflexión, cuya magnitud sea la unidad.

Por ejemplo, la discontinuidad en los terminales puede causar tensión indeseables y / o reflexiones de la onda actual, lo que lleva a la oscilación que puede resultar en la destrucción del dispositivo o de sus componentes activos como diodos y transistores.

Con los parámetros S, se tiene la herramienta apropiada para caracterizar la descripción de una red de dos puertos de prácticamente todos los dispositivos de RF y microondas sin daño para DUT

5.- Analizador Vectorial de Red - VNA (Vector Network Analyzer)

Complementando lo visto en el **Punto 4.1)** anterior, las principales características de un Analizador Vectorial de Red son las siguientes:

- Mide los parámetros S de redes pasivas y activas.
- Opera como un receptor de 2 a 4 canales de microondas. Dispone de un Generador de Señales de microondas, que puede conmutarse a FWD o REV (Directo o Inverso según los parámetros que midan).
- Procesa la información de magnitud y fase de las ondas transmitidas y reflejadas de una red.
- Las mediciones se realizan dentro de una banda de frecuencia empleando barrido de frecuencia con PLL.
- Dispone de la capacidad de simular la carga de referencia.
- Un reflectómetro de 4 puertos muestrea las ondas transmitidas, incidentes y reflejadas.
- Mediante un mecanismo de conmutación se cambia el puerto seleccionado, de entrada o de salida.
- Cuatro canales conversores duales de frecuencia, trasladan las señales a una primera Frecuencia Intermedia FI de 20 MHZ y en segunda conversión a una FI de 100 KHZ.
- Las señales detectadas se digitalizan y procesan en una computadora integrada al equipo de medición. Una de las partes importantes del procesamiento es la compensación de errores, cuyos factores se determina en un proceso de calibración previo, y luego cada medición es afectada por dichos factores.
- La información obtenida se muestra en una pantalla gráfica.

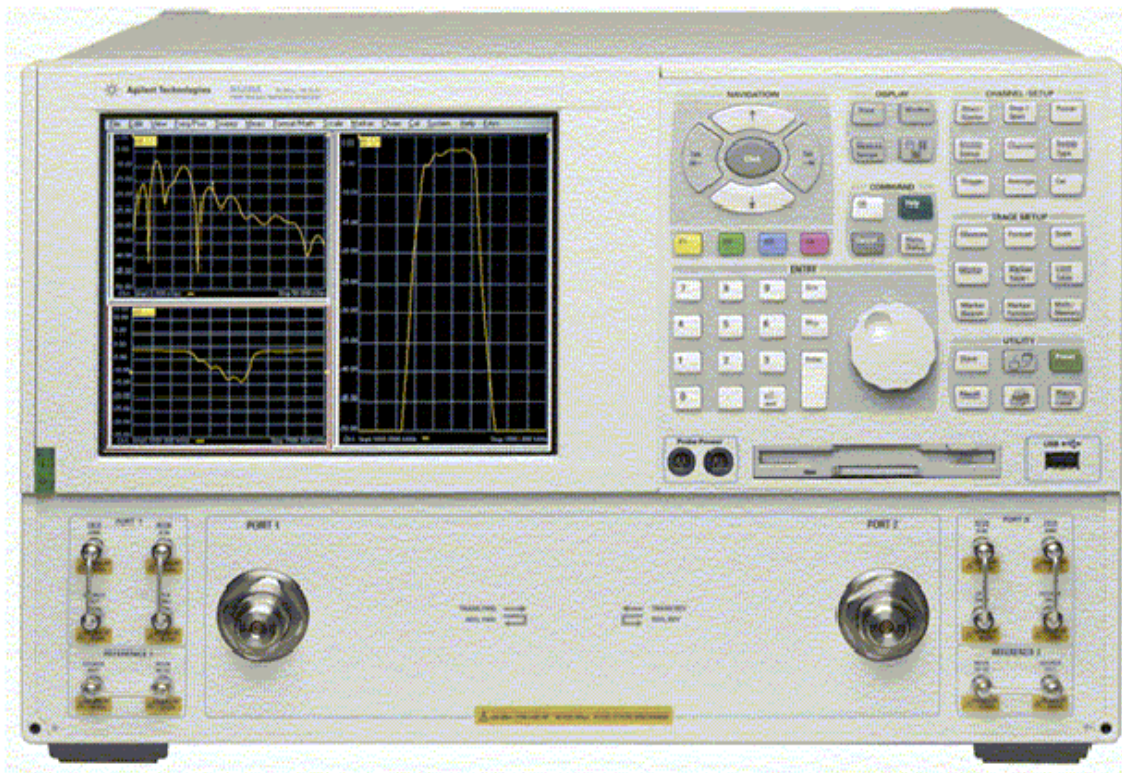
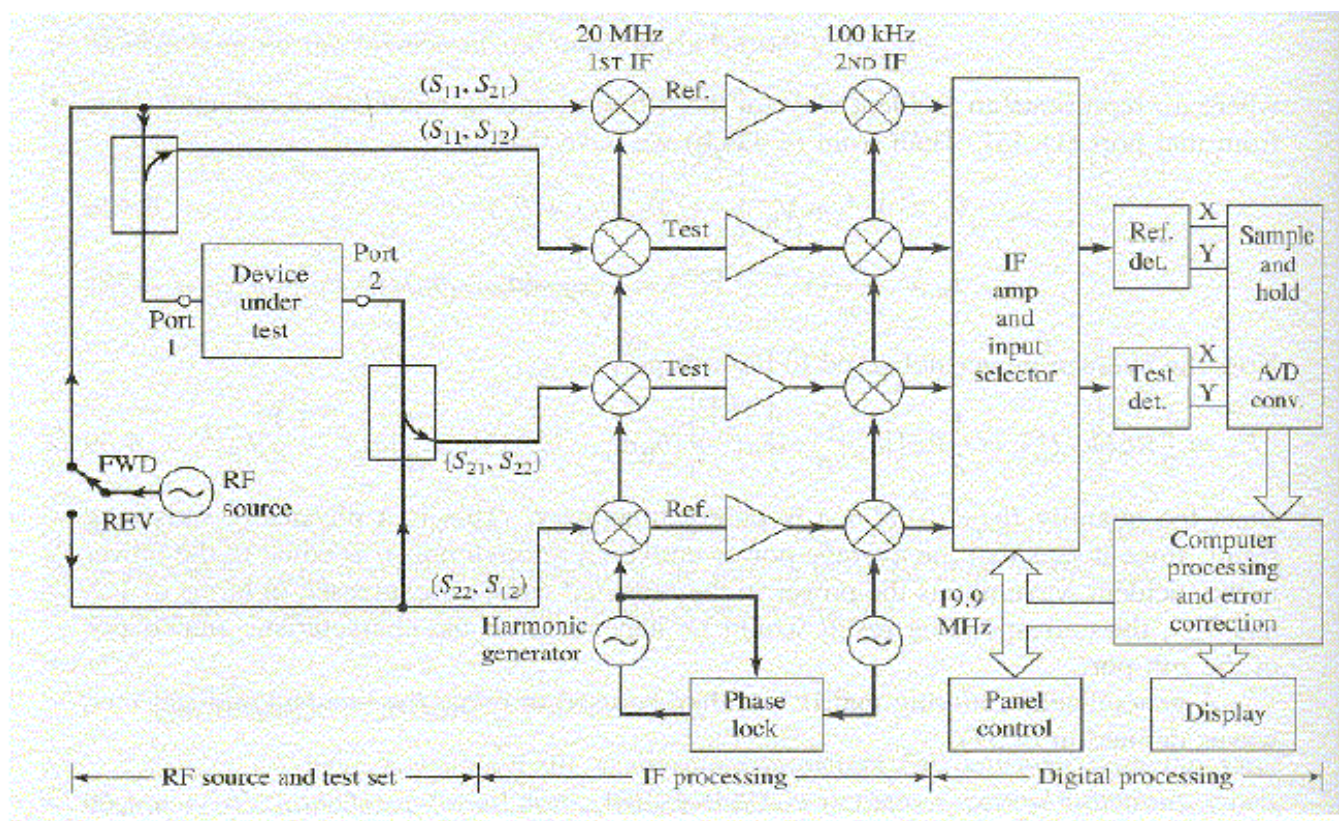








Diagrama en Bloques del VNA




El diagrama muestra el instrumento conectado a una red a la cual se desea medir sus parámetros.

6.- Serie de Instrumentos que miden parámetros S de Agilent para RF y Microondas

Agilent's Series of RF Vector Analyzers


	PNA series <ul style="list-style-type: none">• 3, 6, 9 GHz - 2, 3 ports• highest dynamic range• advanced LAN connectivity• internal Windows automation• program via SCPI or COM/DCOM		8753ET/ES series <ul style="list-style-type: none">• 3, 6 GHz - 50/75 Ω• rich feature set• frequency offset and harmonic sweeps
	ENA series <ul style="list-style-type: none">• 3, 8.5 GHz• 2, 3, 4, 7, 9 ports• excellent RF performance• balanced measurements• internal VBA automation		8712ET/ES series <ul style="list-style-type: none">• 1, 3, 3 GHz - 50/75 Ω• lowest cost• narrowband and broadband detection• IBASIC / LAN
	4395A series NA/SA combination <ul style="list-style-type: none">• 500 MHz, 1.8 GHz• impedance-measuring option• fast, FFT-based spectrum analysis• IBASIC		E5100A/B <ul style="list-style-type: none">• 180, 300 MHz• fast, small, economical• for crystals, resonators, filters

Agilent's Series of Microwave Vector Analyzers




8720ET/ES series

- 13.5, 20, 40 GHz
- economical
- fast, small, integrated
- test mixers, high-power amps



8510C series

- 110 GHz *in coax*
- modular, flexible
- pulse systems
- Tx/Rx module test



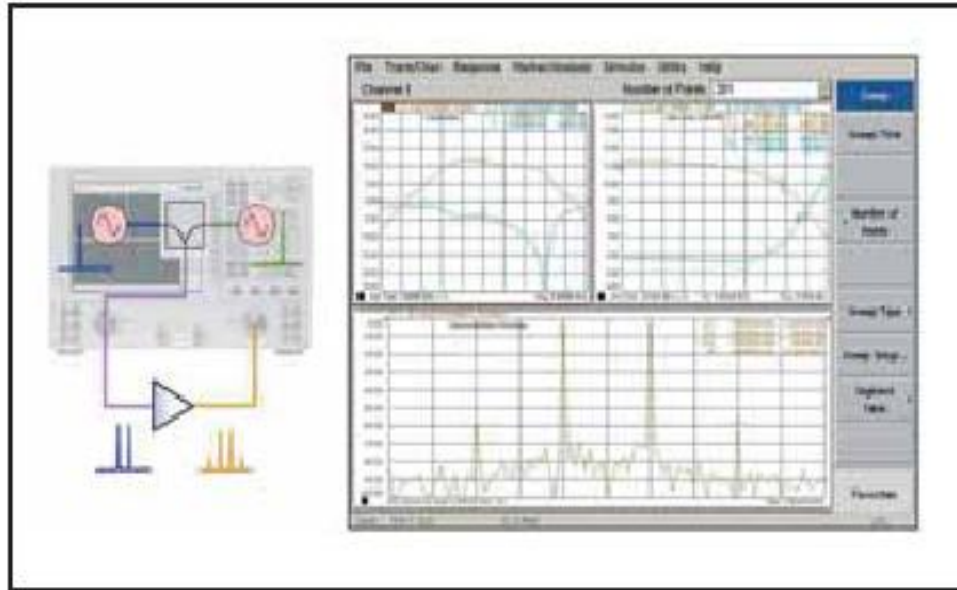
PNA series

- 20, 40, 50 GHz
- highest dynamic range and speed
- very low trace noise
- advanced LAN connectivity
- internal Windows automation
- program via SCPI or COM/DCOM

5.- Evolución de los instrumentos que miden parámetros S

Hay una serie de aplicaciones y mediciones relacionadas que están superando el marco de los parámetros S como se los conoce hasta ahora. Esto se debe nuevas características como: doble fuente integrada de gran pureza espectral, test-set configurable (conmutadores, combinadores, acceso directo a puertos...), receptores de ruido, generadores y moduladores de pulso y offset en frecuencia, entre otros, que han llevado a un nuevo concepto de equipo: **Analizador Vectorial de Redes No Lineales (NVNA - Non-linear Vector Network Analyzers)**.

La versatilidad de los NVNA permiten conmutar entre medidas de parámetros S en onda continua, parámetros S pulsados, compresión de ganancia y conversión AM-PM, medida de distorsión armónica, productos intermodulación, parámetros S en caliente (S_{22}), modo diferencial puro y mixto, figura de ruido con corrección de fuente utilizando un calibrador electrónico como sintonizador de impedancias, extracción de parámetros X que modelan de forma precisa el comportamiento de redes no lineales para utilizarlo en simulación (análogos a los parámetros S en redes lineales).



Mediciones realizadas con el analizador de redes Agilent PNA-X; mostrando simultáneamente los parámetros S, análisis espectral y distorsión, de un amplificador.

7.- Bibliografía:

- Network Analyzer Basics. Agilent. 2004 - (5965-7917E.pdf)
- Low Noise Amplifiers for 5.125 - 5.325 GHz and 5.725 - 5.825 GHz Using the ATF-55143 Low Noise PHEMT – Agilent – (5988-5846EN.pdf)
- Midiendo más halla de los parámetros S. Agilent. 2004
- HP – Application Note 95-1 - an95-1-s-parameters.pdf
- Agilent AN 154 S-Parameter Design. Application Note (an-0154 - s parameter design.pdf)
- Network Analyzer Error Models and Calibration Methods –Agilent (Network Analyzer Error Models and Calibration Methods.pdf)
- ELECTRONIC WARFARE AND RADAR SYSTEMS ENGINEERING HANDBOOK (GetTRDoc.pdf)
- Agilent E5071C ENA Network Analyzer (5989-5479EN.pdf)
- Vector Voltmeter and Input Modules (HP) – (8508a.pdf)
- Amplificadores de microondas – Universidad de Sevilla - (bol3_mic_0506.pdf)
- Applications of RF and Microwave Sampling to Instrumentation and Measurement – University of Pittsburgh - (ims1340.pdf)
- MEDICIÓN DE PARÁMETROS SCATTERING DE UN TRANSISTOR PARA EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO - Facultad de Ciencias e Ingeniería Pontificia Universidad Católica del Perú – (Jica_villena.pdf)
- Diseño de Amplificadores de mediana potencia para aplicaciones WiMAX - Universidad Autónoma de Baja California – (C906OD.pdf)
- Diseño y verificación de un amplificador para IEEE802.16 - Universidad Politécnica de Cataluña – (40382-2.pdf)
- Introducción a las Mediciones para la Caracterización de Transistores de Potencia – (www.STADTAUS.com_S14_DeGroote.pdf)

- Primer on Vector Network Analysis - Aritsu – (11410-00387.pdf)

Ing. Juan Carlos Colombo
Prof.Tit. Medidas Electrónicas II
FRT-UTN
30/04/12