



PRÁCTICAS DE MICROONDAS Y CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA

Curso 09-10

Guión:

Práctica 1: Medida de frecuencia y de la impedancia en un banco de microondas.

Práctica 2: Medida de los parámetros S de un cuadripolo

Práctica 3: Introducción al CAD de Microondas. Microwave Office.

LABORATORIO DE MICROONDAS. CURSO 09-10.
PRÁCTICA NÚMERO 1:
OBTENCIÓN DEL DIAGRAMA DE ONDA ESTACIONARIA
Y MEDIDA Y ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

A realizar en dos sesiones, es imprescindible traer preparada la práctica con antelación.
Nota: Se publicará un cuadernillo posterior para entregar como resultados

Daniel Segovia Vargas

ÍNDICE

Objetivos	3
Instrumentación	3
Desarrollo teórico de la práctica.....	5
Descripción de la instrumentación.....	25
Montaje del equipo	31
Observaciones y medidas	33
Memoria de la práctica	35
Bibliografía.....	36

[1] OBJETIVOS:

En esta primera sesión se trata de familiarizar al alumno con un banco de medidas básico en microondas. Para ello, además de conocer cada uno de los componentes que lo forman, se procederá a realizar tres medidas básicas: la frecuencia de trabajo, el diagrama de onda estacionaria y, por último, medida del valor de una carga y adaptación de la misma a la guía de medida.

En esta práctica se comenzará a trabajar con los conceptos teóricos vistos en clase: relación de onda estacionaria, diagrama de onda estacionaria, carta de Smith y adaptación de impedancias. Por ello resulta fundamental la fluidez del alumno a la hora de trabajar con los mismos.

[2] INSTRUMENTACIÓN

En este apartado se presenta simplemente los elementos de que consta el banco de medida básico de microondas. Para terminar se da un esquemático de la disposición de dichos instrumentos dentro del banco de medida. En el apartado 4 se describirán de forma breve cada uno de los elementos introducidos en este apartado.

- Modulador de onda cuadrada.
- Generador de potencia.
- Generador de microondas: klynstron.
- Atenuador variable.
- Detector de cristal.
- Acoplador direccional.
- Carga adaptada.
- Frecuencímetro en cavidad resonante.
- Medidor de onda estacionaria.
- Línea de medida.
- Terminaciones en cortocircuito y con carga a determinar.
- Línea de adaptación de impedancias con obstáculo transversal.

La figura 1 muestra la conexión de cada uno de estos elementos para una disposición típica del banco de medida.

Grupo de Radiofrecuencia

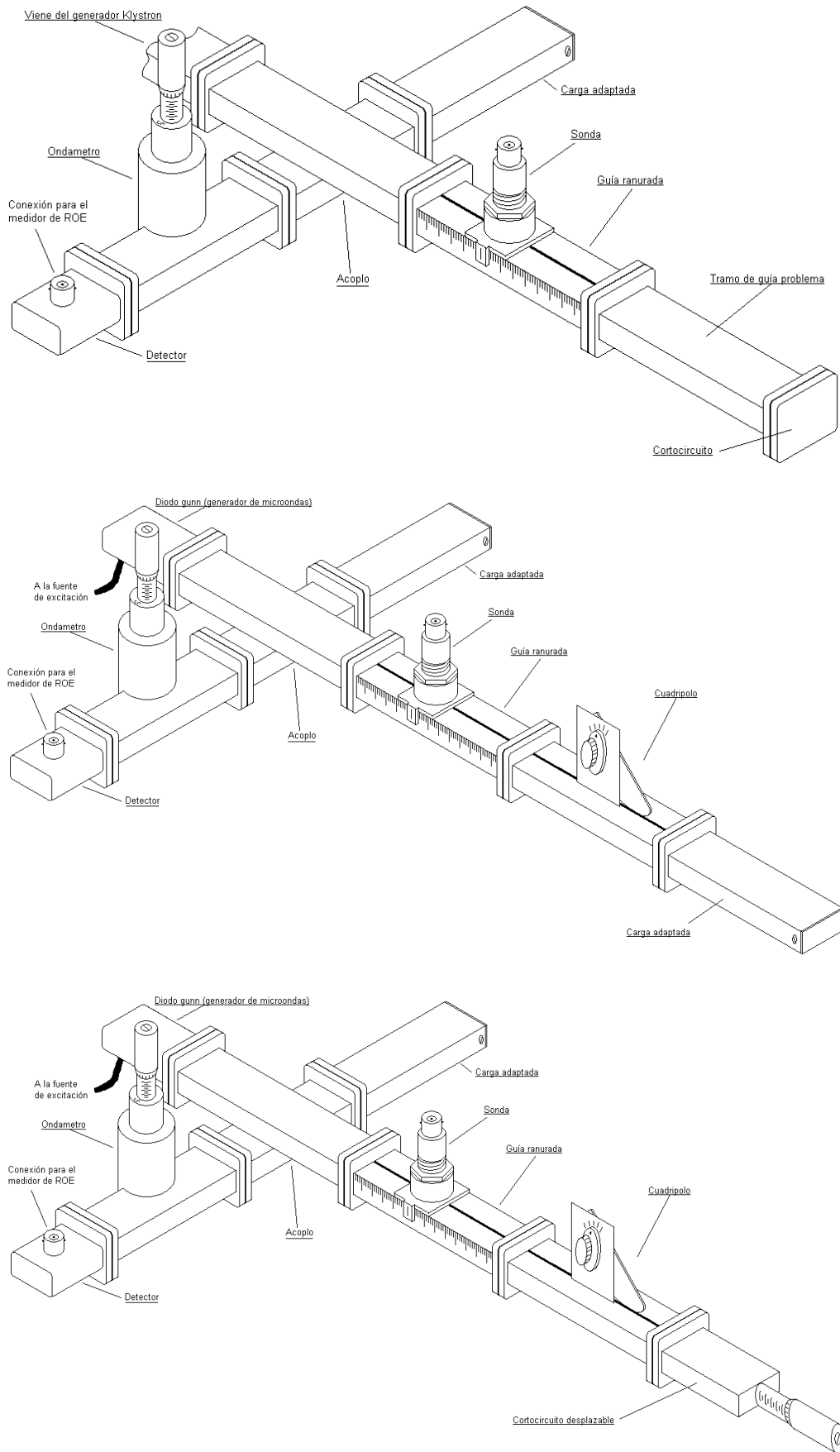


Figura 1: Configuraciones típicas de banco de medida

[3] DESARROLLO TEÓRICO DE LA PRÁCTICA.

En la presente práctica se van a realizar tres medidas básicas necesarias en cualquier circuito de microondas como son la determinación de la frecuencia de trabajo, medida del diagrama de onda estacionaria y medida de coeficientes de reflexión y de la impedancia del circuito.

Comenzaremos el estudio resumiendo algunos de los resultados que se obtienen al estudiar la propagación de un campo electromagnético en una guía de ondas uniforme. Se considerará una sección transversal de una guía de ondas por la que sólo se propaga un modo. Se toma como referencia un sistema de ejes cartesianos de forma que la sección transversal de la guía esté en el plano XY. Se definen los vectores de campo eléctrico y magnético transversal como las proyecciones de los campos eléctrico y magnético sobre cada sección transversal a la dirección de propagación de la energía electromagnética. Así se podrá expresar:

$$\begin{aligned}\vec{E}_T &= (V^+ \cdot \exp(-\gamma \cdot z) + V^- \cdot \exp(\gamma \cdot z)) \cdot \vec{e}(x, y) \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t) = (V_i + V_r) \cdot \vec{e}(x, y) \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t) \\ \vec{H}_T &= (I^+ \cdot \exp(-\gamma \cdot z) - I^- \cdot \exp(\gamma \cdot z)) \cdot \vec{h}(x, y) \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t) = (I_i - I_r) \cdot \vec{h}(x, y) \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot t)\end{aligned}\quad (1)$$

Estas expresiones traducen el hecho que el campo eléctrico (o el magnético) resultan de la superposición de una onda progresiva (denotada con los superíndices +, término en $\exp(-\gamma \cdot z)$); esta notación supone que el origen del eje Z está situado en el sentido que lleva el generador a la carga) y una onda reflejada (denotada con los superíndices -, término en $\exp(\gamma \cdot z)$). Los subíndices i-r indican, respectivamente, magnitud incidente y magnitud reflejada).

Se puede definir la impedancia del modo como la relación que existe entre los módulos de las componentes transversales del campo. De igual forma la impedancia característica de una línea de transmisión se puede definir como la relación que existe entre el voltaje y la corriente en cada punto de la línea. Las cantidades V, I, Z_o no suelen obtenerse en los procesos de medida y, a pesar de la notación empleada, no gozan de las propiedades de la tensión, corriente o impedancias ordinarias salvo en el caso de que el modo de propagación sea TEM. Esto es debido a que en los modos TEM, la sección transversal de los campos eléctrico y magnético tiene estructura de campo estático y, entonces, V e I pueden definirse de forma única. El parámetro definido como impedancia de modo depende de la geometría y de las características de la guía y no es más que una relación entre los módulos de las componentes transversales de los campos eléctrico y magnético. Esto se refleja en la expresión (2).

$$\frac{|\vec{e}(x, y)|}{|\vec{h}(x, y)|} = Z_{modo}; \quad \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = Z_o \quad (2)$$

Dada la ventaja que supone el trabajar con equivalentes circuitales, sería beneficioso generalizar el concepto de impedancia a lo que está ocurriendo en guías de onda donde no existen modos TEM. Si se siguiera el proceso de integrar el campo eléctrico para la obtención de un voltaje, se ve que esto no es posible ya que el resultado va a ser diferente dependiendo del camino de integración. No obstante, se han definido voltajes y corrientes como magnitudes proporcionales bien al campo eléctrico y magnético en sentido transversal, bien de forma que su producto coincida con la potencia total que fluye a lo largo de la guía (puede observarse que las dos afirmaciones de la anterior afirmación son equivalentes). Con la consideración hecha en la frase anterior resulta obvio que sí se podría definir una impedancia característica para cada modo que se propaga en la guía como en (2) para estructuras que no soporten modos TEM.

De esta forma, las notaciones que hemos utilizado se prestan a que podamos recurrir a teoría de circuitos de manera donde las magnitudes V , I y Z denotarán respectivamente la tensión, corriente e impedancia en una sección transversal de la estructura de transmisión.

Se puede definir la potencia media que transmite la onda incidente a través de una sección transversal genérica como

$$P_{mdin} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_i \cdot I_i^*) = \operatorname{Re}(V^+ \cdot I^{+*}) \cdot \exp(-2 \operatorname{Re}(\gamma) \cdot z) \quad (3)$$

Consideraremos que las pérdidas existentes en la línea son prácticamente despreciables por lo que la constante de propagación en la guía se puede poner únicamente en función de la constante de fase:

$$\gamma = j \cdot \beta; \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (4)$$

donde λ_g es la longitud de onda en la guía para el modo y la frecuencia considerados.

El parámetro impedancia es fundamental en la teoría de microondas, sin embargo la definición del mismo en guías de ondas resulta un tanto artificial por la imposibilidad de asociar un único valor de impedancia. Sin embargo, sí es conocida la relación entre la impedancia y el coeficiente de reflexión asociado. Es más factible la medida de dicho coeficiente de reflexión por lo que se tenderá a dicha magnitud para representar el comportamiento de la guía.

Se pueden definir coeficientes de reflexión en voltaje y en corriente como la relación entre las amplitudes reflejada e incidente de las correspondientes magnitudes (el subíndice denota cuál de ellos es al que nos estamos refiriendo):

$$\Gamma_V = \frac{V_r}{V_i}; \quad \Gamma_I = \frac{-I_r}{I_i} = -\Gamma_V \quad (5)$$

Lo normal es emplear exclusivamente el coeficiente de reflexión en tensión por lo que desde ahora se omitirá el subíndice. Si la terminación de la línea es pasiva, el módulo del coeficiente de reflexión es menor que 1. Normalmente el plano de referencia de medida se suele tomar en la carga mientras que el sentido en que se mide suele ser hacia generador en vez de hacia la carga. Esto queda reflejado en la figura 2.

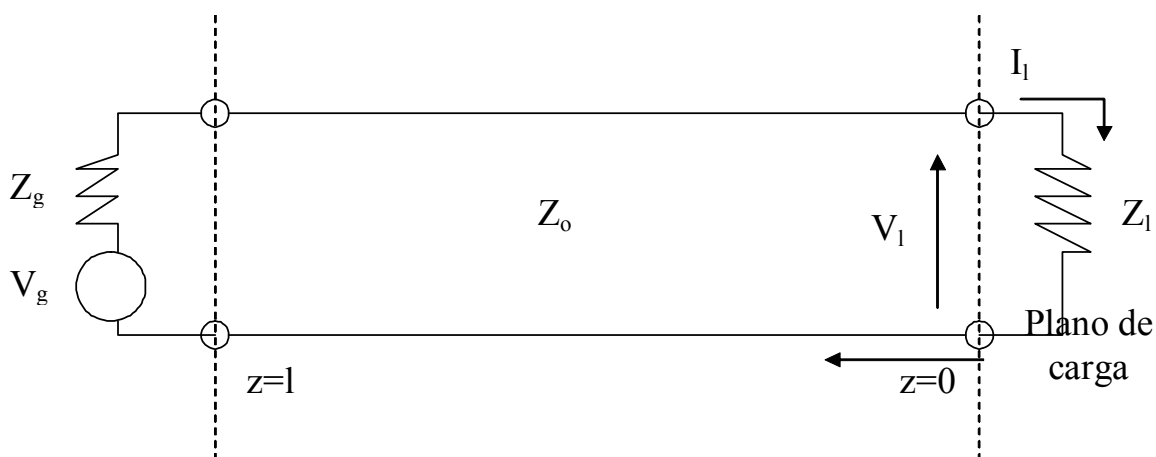


Figura 2: Ejes de coordenadas en una línea de transmisión (o su equivalente en guía)

Por esta razón la ecuación 1 se ve modificada cambiando la variable z por $-z'$ (aunque por simplicidad se ha omitido la ', se hace hincapié en este comentario para no llevar a confusión).

Consideraciones sobre la terminación de la línea

Si la línea que se está considerando tuviera longitud infinita, hacia la derecha, sólo existiría onda incidente ya que la onda lanzada por el generador continuaría propagándose indefinidamente sin que nada pudiera excitar la onda reflejada. La misma situación ocurre en caso que la línea tenga longitud finita pero toda la energía de la onda incidente se consume en la carga. Esta situación ocurre cuando la línea está terminada con una impedancia de igual valor al de la característica. Definiendo una condición de terminación en la carga Z_L se puede poner

$$\left. \begin{aligned} V &= V^+ \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot z) + V^- \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot z) = V_i + V_r \\ I &= I^+ \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot z) - I^- \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot z) = I_i - I_r \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_L = Z_L \cdot I_L \\ V_L = V^+ + V^- \end{cases} \quad (6)$$

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

Donde los subíndices i, r denotan las componente incidente y reflejada cuyas amplitudes respectivas se corresponden con los superíndices $+$ y $-$. De (6) se desprende que al variar la componente longitudinal z el valor del coeficiente de reflexión gira uniformemente, manteniendo constante su módulo, a una velocidad de una vuelta completa cada vez que el plano de observación se desplaza una semilongitud de onda $\lambda_g/2$.

Con el fin de poder de poder detectar la señal que se transmite a lo largo de la guía se considera una pequeña antena sensible al campo eléctrico acoplada a un detector cuadrático (se describirá brevemente en el apartado de instrumentación) cuya constante de tiempo es muy superior a $1/w$ (siendo w la pulsación de la señal considerada). Supongamos que dicha antena puede desplazarse en el interior de la guía paralelamente al eje OZ (con inicio en la carga). Admitimos, de momento, que este experimento se puede llevar a cabo sin perturbar de manera considerable el campo electromagnético en estudio. Al desplazar la antena, la salida del detector vendrá dada por

$$P = K \cdot |1 + \Gamma_L \cdot \exp(-2j \cdot \beta \cdot z)|^2 = K \cdot (1 + |\Gamma_L|^2 + 2 \cdot |\Gamma_L| \cdot \cos(2 \cdot \beta \cdot z - \varphi)) \quad (7)$$

La expresión anterior es periódica y presentará máximos y mínimos a lo largo de z cada $\lambda_g/2$. La separación entre máximo y mínimo es $\lambda_g/4$. Las coordenadas de dichos máximos y mínimos serán:

$$\left. \begin{aligned} \text{máx} : (2 \cdot \beta \cdot z - \varphi) &= 2n\pi \\ \text{mín} : (2 \cdot \beta \cdot z - \varphi) &= (2n+1)\pi \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} z_{\text{máx}} = \left(\frac{\varphi}{4\pi}\right) \cdot \lambda_g + 2n \cdot \left(\frac{\lambda_g}{4}\right) \\ z_{\text{mín}} = \left(\frac{\varphi}{4\pi}\right) \cdot \lambda_g + (2n+1) \cdot \left(\frac{\lambda_g}{4}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_{\text{máx}} = K \cdot (1 + |\Gamma_L|)^2 \\ P_{\text{mín}} = K \cdot (1 - |\Gamma_L|)^2 \end{cases} \quad (8)$$

Las expresiones anteriores determinan una forma de la onda estacionaria con la longitud de la línea que depende del valor de la carga con que se termine la guía o línea. Una indicación de la amplitud de la onda estacionaria y al mismo tiempo de la magnitud de desadaptación entre la línea y la carga nos la da la relación de onda estacionaria. Dicha magnitud puede expresarse en potencia o en voltaje. Así la relación de onda estacionaria en potencia (ROEP) viene dada por:

$$ROEP = \frac{P_{\text{máx}}}{P_{\text{mín}}} = \frac{(1 + |\Gamma_L|)^2}{(1 - |\Gamma_L|)^2} \quad (9)$$

que no depende de las características del detector siempre que este sea cuadrático. Su raíz cuadrada representa la relación de onda estacionaria en tensión, que es más cómoda de utilizar y que se representa por las siglas ROE (VSWR o SWR en inglés) o por la letra “s”

$$ROE = s = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \frac{(1 + |\Gamma_L|)}{(1 - |\Gamma_L|)} \Rightarrow |\Gamma_L| = \frac{s - 1}{s + 1} \quad (10)$$

La ROE y la posición de los máximos y mínimos a lo largo de la guía son las únicas cantidades accesibles directamente a la experiencia. (Cabe destacar aquí que son medidas completamente relativas). A partir de ellas puede obtenerse el módulo y la fase del coeficiente de reflexión. El valor de la fase del coeficiente de reflexión se puede obtener sabiendo que la fase de un mínimo es π ; a partir de ahí la fase del coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea puede ponerse como:

$$\arg(\Gamma(z))\arg(\Gamma(z_{\text{mín}})) + 2 \cdot \beta \cdot (z - z_{\text{mín}}) = \pi + 2 \cdot \beta \cdot (z - z_{\text{mín}}) = \pi + 4 \cdot \pi \cdot \frac{(z - z_{\text{mín}})}{\lambda_g} \quad (11)$$

En la figura 3 se muestran varias situaciones del diagrama de onda estacionaria para distintas impedancias de carga.

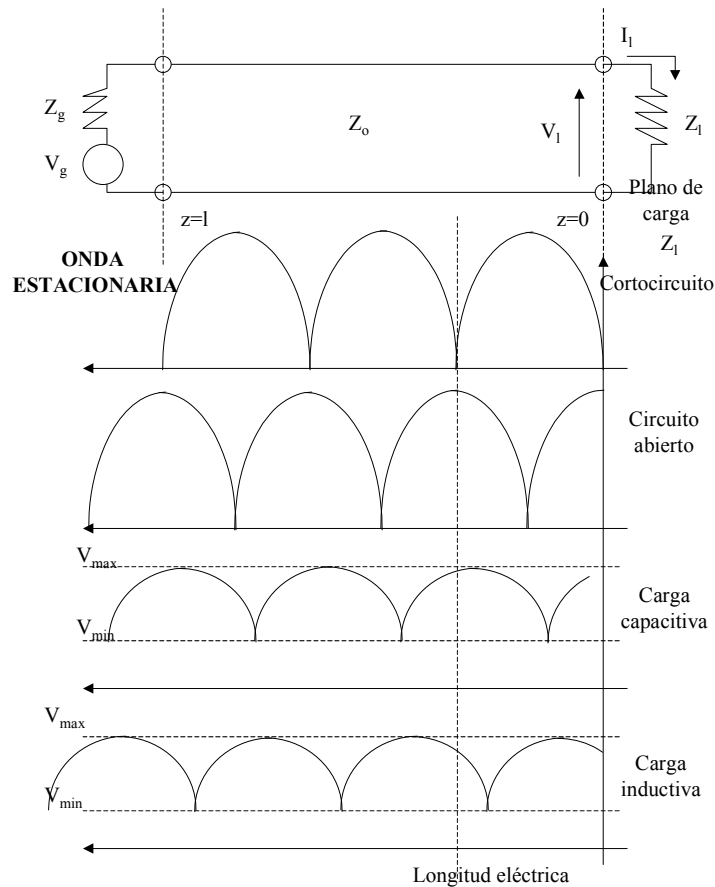


Figura 3: Diagrama de onda estacionaria con diversas terminaciones de carga

A partir de la definición del coeficiente de reflexión se puede deducir el valor de Z en cualquier punto de la línea o de la guía.

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V_i + V_r}{I_i - I_r} = Z_o \cdot \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \Rightarrow \bar{z}(z) = \frac{Z(z)}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \Rightarrow \Gamma(z) = \frac{\bar{z}(z) - 1}{\bar{z}(z) + 1} \quad (12)$$

A partir de aquí omitiremos la dependencia longitudinal. Aún en los casos en que las impedancias Z y Z_o no puedan definirse unívocamente, la cantidad sin dimensiones \bar{z} que llamaremos impedancia normalizada, relativa o reducida queda perfectamente determinada a partir de la ecuación 12. Con esta magnitud se tiene que el salto a las relaciones existentes en Teoría de Circuitos es inmediato de manera que los planos en los que el campo eléctrico es nulo se caracterizan porque \bar{z} es igual a 0. De igual forma que en (12) se puede definir la admitancia normalizada como

$$\bar{y} = \frac{Y}{Y_o} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \Rightarrow \Gamma = \frac{1 - \bar{y}}{1 + \bar{y}} \quad (13)$$

Si se presta atención tanto a la expresión (12) como a la (13) puede verse que la relación entre la impedancia (admitancia) normalizada y el correspondiente coeficiente de reflexión (debe recordarse que desde la expresión 5 siempre se ha considerado que el coeficiente de reflexión es en voltaje) es una transformación bilineal. Existe una correspondencia biunívoca ente cada valor de la impedancia normalizada y su correspondiente coeficiente de reflexión. Buscando una representación gráfica que refleje las anteriores ecuaciones, resulta evidente que la representación de las impedancias en ejes cartesianos no sería práctica en absoluto debido a que se requeriría un sistema de ejes semi-infinitos. Sin embargo se ha comprobado que el coeficiente de reflexión, en el caso de cargas pasivas, es siempre menor que la unidad. Una representación gráfica de las impedancias y de los coeficientes de reflexión viene dada por el llamado diagrama de Smith que no es más que una representación polar del coeficiente de reflexión (por lo tanto en el plano de dicho coeficiente) en la que el radio correspondiente al módulo del coeficiente de reflexión y el ángulo a la fase de dicho coeficiente referido a un punto determinado de la línea (o la guía, con los comentarios hechos anteriormente).

Haciendo uso del hecho que la relación entre las impedancias y el coeficiente de reflexión es bilineal se puede asociar a cada valor de la impedancia un único valor del coeficiente de reflexión en el diagrama de Smith. De esta forma cada valor constante de la resistencia o susceptancia (representado por una recta en el diagrama cartesiano) le hace corresponder una circunferencia en el plano polar de los coeficientes de reflexión. Definiendo cada impedancia normalizada como una parte resistiva y otra reactiva y representando el coeficiente de reflexión en notación cartesiana se puede poner:

$$\left. \begin{aligned} z = r + jx \Rightarrow \Gamma = \frac{z-1}{z+1} = u + jv \\ r + jx = \frac{1+(u+jv)}{1-(u+jv)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} r = \frac{1-(u^2+v^2)}{(1-u)^2+v^2} \\ x = \frac{2v}{(1-u)^2+v^2} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(1+r)^2} \\ (u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \end{cases} \quad (15)$$

De las ecuaciones (15) se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Son sendas familias de circunferencias de r como parámetro y centros sobre el eje real de abscisas y tangentes al punto $\Gamma=1$.
- La segunda ecuación representa otra familia de circunferencias con centro sobre la recta de parte real del coeficiente de reflexión igual a la unidad cuya ordenada es $1/x$ y el radio también es $1/x$ con lo que el caso límite será el caso de impedancias reales ($x=0$) que corresponde al semieje del diagrama de Smith. La parte reactiva puede ser positiva o negativa quedando un conjunto de circunferencias por encima o debajo del eje real.
- Cualquier impedancia (de parte real positiva, las impedancias de parte real negativa correspondientes a coeficientes de reflexión de módulo mayor que la unidad no se consideran de momento) puede representarse en un diagrama polar de centro 0 y radio 1. En dicho diagrama las cargas reactivas puras representan el contorno de la circunferencia unidad; el cortocircuito está representado por el punto (1, 180), el circuito abierto por el punto (1,0) y la impedancia característica por el (0,0).
- De acuerdo con la expresión (6) y con la figura 3 cualquier desplazamiento a lo largo de la línea (guía) supuesta esta sin pérdidas, representa una rotación a lo largo de una circunferencia de coeficiente de reflexión constante. Atendiendo a que el plano de referencia origen se ha situado en la carga que cierra la estructura, si se produce un movimiento en la línea (guía) hacia el generador, en el diagrama polar (de Smith) la rotación será en sentido negativo, es decir en sentido de las agujas del reloj. Si el movimiento es hacia la carga, el desplazamiento neto será negativo y la rotación en el diagrama polar (de Smith) será en sentido positivo y por lo tanto contrario a las agujas del reloj.
- Hasta este punto sólo se ha considerado la representación de impedancias. Para representar las admitancias no tenemos más que considerar que $y=1/z$; la representación del valor de y en el diagrama polar supone una rotación de 180° respecto al valor de z . De esta forma la representación de admitancias se puede hacer de una doble forma:
 - Superponer un diagrama simétrico al de impedancias de manera que cada punto indique simultánea y directamente el valor de impedancia y admitancia (uno en cada carta).
 - Representar en el diagrama de impedancias y obtener el valor de admitancia girando 180° en un círculo de coeficiente de reflexión constante. Una vez se ha tomado un valor de admitancia se puede trabajar en la carta de Smith normal con la única consideración que si se quiere leer el valor de un coeficiente de reflexión, el valor directo que te indica la carta es el coeficiente de reflexión en corriente por lo que para obtener el coeficiente de reflexión en tensión (que es con el que se había dicho que se estaba trabajando) habrá que sumar 180° .
- Para un coeficiente de reflexión dado, el punto en el que el voltaje es máximo la corriente es mínima y la impedancia real y máxima y ese valor coincide con la ROE por lo que directamente del diagrama se puede sacar ese valor. De igual forma un mínimo coincide con $1/ROE$.
- Rodeando al diagrama va una escala angular y de longitudes eléctricas.

En la figura 4 se representan los correspondientes plano Z y plano Γ con el posible diagrama cartesiano y la carta de Smith.

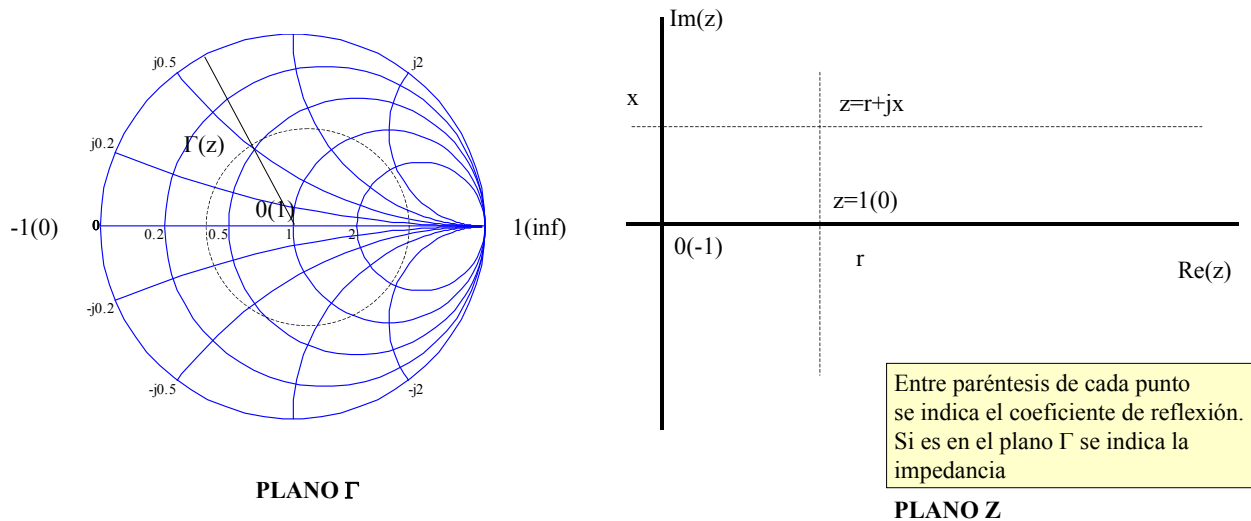


Figura 4: Representación de impedancias y de coeficientes de reflexión en los planos polar (Γ) y cartesiano (z).

[A] Medida de la frecuencia

En microondas se puede medir la frecuencia por diferentes técnicas tanto mecánicas como electrónicas. Los dispositivos mecánicos que suelen utilizarse para la medida de la frecuencia constan de cavidades resonantes o estructuras de guías o líneas abiertas. Las magnitudes medidas dependerán de las dimensiones físicas de los dispositivos que se quieren medir. Estos dispositivos han sido los que se han utilizado tradicionalmente y desde el punto de vista didáctico serán los que utilizemos con el fin de que el alumno se familiarice más con los conceptos teóricos explicados en la asignatura de microondas.

Los dispositivos electrónicos constan básicamente de contadores digitales y de sistemas mezcladores alimentados por sintetizadores de frecuencias conocidas. La mezcla produce diversas frecuencias intermedias cuyo valor se puede obtener en los contadores digitales y, a partir de ahí, se puede obtener la frecuencia buscada.

Como ya ha quedado reflejado en el primer párrafo de este apartado, los métodos que se van a utilizar son básicamente mecánicos pudiéndose medir la longitud de onda en la línea de medida o, directamente, la frecuencia en un dispositivo formado por una cavidad resonante. Antes de explicar cualquiera de los procedimientos anteriores es conveniente recordar las definiciones básicas de frecuencia y longitud de onda en una guía de ondas.

Los conceptos que se manejan son los siguientes:

- Longitud de onda en el aire: longitud existente entre dos puntos de la onda con igual fase en propagación en vacío. $\lambda_o = \frac{c}{f}$

- Longitud de onda de corte para el modo TE_{mn} en una guía rectangular: $\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$

donde a es la dimensión mayor del rectángulo sección transversal de la guía y b es la dimensión menor. Para el modo dominante TE_{10} se cumple que $\lambda_c = 2a$.

- Longitud de onda en la guía es igual al doble de la distancia de separación entre dos mínimos o dos máximos consecutivos de la onda estacionaria. Viene dada por la siguiente expresión $\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_c}\right)^2}}$. De esta fórmula se puede ver que la longitud de onda en la guía es

mayor que en el vacío.

Como ya se ha dicho en los párrafos anteriores la medida de la frecuencia se puede obtener directamente por medio de medidas en una cavidad resonante o indirectamente por medio de medida de la longitud de onda guiada en una línea de medida (se explicará en el apartado de instrumentación).

a) Medida de la frecuencia por medio de un ondámetro

Los circuitos LC de constantes concentradas que se han utilizado como ondámetros en radiofrecuencia, se transforman, al pasar al dominio de las microondas, en cavidades resonantes constituidas por un recinto de paredes conductoras acopladas al exterior por una o varias guías de ondas. La variación rápida de las propiedades de la cavidad, tanto en su funcionamiento como dipolo o como cuadripolo, en las proximidades de la frecuencia de resonancia se aprovecha para determinar la longitud de onda de la señal excitadora. El estudio de cavidades resonantes (obtención de su factor de calidad y medida de la frecuencia de resonancia) se hará en la práctica tercera. En este punto únicamente consideraremos los distintos montajes con que puede conectarse la cavidad y cómo se puede realizar la medida de la frecuencia.

La medida de frecuencia con un ondámetro se lleva a cabo incorporando este a un circuito al que también van acoplados el generador y una carga determinada. La resonancia del ondámetro (cavidad) se pone de manifiesto por una variación sensible de la potencia recibida por la carga, y la frecuencia correspondiente se obtiene a partir del parámetro que modifica la frecuencia de resonancia (en este caso la longitud de la cavidad) del ondámetro. Se supondrá despreciable la variación del factor de calidad en vacío de la cavidad, así como los coeficientes de acoplo y la posición de los terminales en el intervalo de frecuencias considerado.

Los montajes de los ondámetros pueden ser en transmisión y en reacción. En el caso del montaje en transmisión la cavidad se monta como indica la figura 5.a. En la práctica de cavidades resonantes se estudiará la curva de sintonía de una cavidad y el efecto de las derivas de frecuencia producidas por desadaptación del generador y la carga.

En este punto sólo nos quedaremos con que con el montaje en transmisión se obtienen la máxima precisión y exactitud en la determinación de la frecuencia. Con el fin de fijar ideas daremos una serie de números para ver las posibilidades de un ondámetro típico. La cavidad sobre la que va montado puede tener un factor de calidad del orden de 24000. En el tema de resonadores se definirá el factor de acoplamiento de una guía a una cavidad como la relación que existe entre el factor de calidad en vacío de la cavidad y el factor de calidad externo constituido por la estructura LC resonante y su circuito externo de conexión. En el caso de un montaje en transmisión estará claro que existirán dos factores de acoplamiento, a la derecha y a la izquierda del ondámetro, que representan el acoplo de la cavidad al circuito de excitación y al circuito de carga. Dichos factores de acoplo se representan por g . El poder separador en frecuencias se define como la relación que existe entre la frecuencia de resonancia de la cavidad y el factor de calidad en carga de la misma. Así, para una frecuencia en la banda X de 9375 MHz, se puede poner

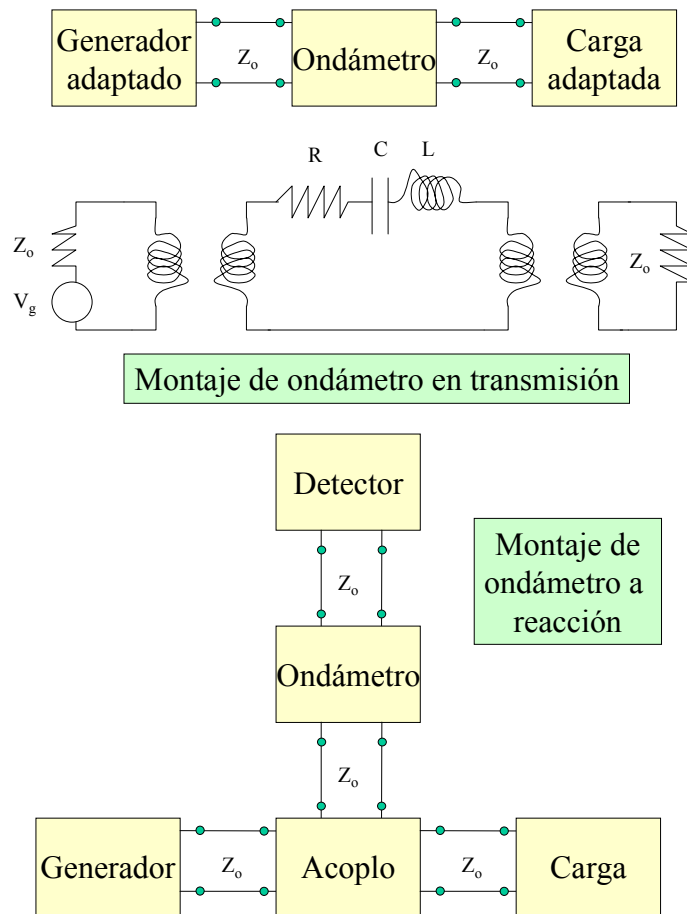


Figura 5: Montaje de ondómetros en transmisión o a reacción.

$$f = \frac{f_o}{Q_c} = \frac{f_o \cdot (1 + g_1 + g_2)}{Q_o} \approx 0.8 \text{ MHz}$$

Cuando se produce una desadaptación entre el generador y/o carga y la cavidad se produce un error en el poder separador de la frecuencia que varía desde ± 0.02 MHz para una desadaptación a la entrada y a la salida de $s_1=s_2=1.1$ a un valor del error de ± 0.15 MHz para una desadaptación a la entrada y a la salida de $s_1=s_2=2$.

Este montaje se utiliza fundamentalmente cuando se busca la calibración del ondámetro. Cuando no se trata de calibrar la frecuencia sino simplemente controlar el valor de la frecuencia que debe utilizarse en otras partes del circuito, el montaje en transmisión presenta ciertos inconvenientes: las pequeñas fluctuaciones de frecuencia del generador se traducen en variaciones importantes de la potencia de señal disponible; a esto se une el problema de que los efectos de la carga sobre la cavidad pueden dar lugar a una deriva sensible de la frecuencia de resonancia.

Con el fin de evitar estos problemas se recurre al segundo montaje, denominado a reacción, que se muestra en la figura 5.b. En él puede verse que la cavidad junto con el detector se montan en una rama lateral acoplada débilmente a la guía principal. De esta forma se mantienen las ventajas de los ondómetros montados en transmisión (forma regular y simétrica de la curva de sintonía y deriva pequeña de la frecuencia) sin los inconvenientes del párrafo

anterior ya que el acoplamiento se realiza débilmente (por ejemplo 20 dB) en una rama lateral de la guía.

Si en el montaje en reacción que se ha comentado anteriormente el acoplo entre la cavidad y la guía principal no es muy pequeño, la absorción que tiene lugar en la resonancia se traduce en una disminución de la potencia transmitida por la guía principal. En vista de ello se puede prescindir del detector acoplado al ondámetro y localizar la resonancia mediante el pico de absorción que se registre en cualquier punto del circuito directo.

La curva de absorción debe ser perfectamente simétrica con respecto al mínimo que se produzca. Esto sucederá siempre que se den determinadas condiciones de adaptación en generador y carga, que el acoplo entre la cavidad y la guía sea de un determinado tipo, etc... Todas estas características son dependientes con la frecuencia con lo que en el caso de estructuras de banda ancha pueden ser bastante más críticas. En el caso en que esto no ocurra se producirá una deformación en la curva de absorción abandonando la simetría que habíamos mencionado anteriormente. Estas discrepancias respecto a una curva ideal del pico de absorción ponen de manifiesto el hecho de que este montaje en reacción no es válido para calibrar la estructura.

El análisis de posibles tipos de ondámetros se llevará a cabo en la práctica de medida de la frecuencia de resonancia.

b) Medida de la longitud de onda en la línea de medida.

Para obtener la longitud de onda por medio de la línea de medida se medirán dos puntos consecutivos de la misma fase con el fin de determinar media longitud de onda. Dichos puntos deberán ser tales que actúen como una buena referencia a lo largo de la guía. Por ello se podrán plantear dos puntos en principio: los máximos de la onda estacionaria y los mínimos de la misma. Se plantearán los segundos debido a que tienen una agudeza mayor y a su menor sensibilidad a las perturbaciones provocadas por la sonda.

Debido a la existencia de un ruido de fondo, el valor del mínimo vendrá superpuesto con dicha potencia de ruido. Por ello, la medida no se puede realizar con un solo punto sino con el promedio de la medida de las coordenadas de varios puntos de igual nivel detectado a ambos lados del mínimo (en los correspondientes flancos de subida y de bajada de la onda estacionaria).

La escala que fija la posición de la sonda suele tener su origen en el plano de contacto de la línea de medida con la carga. Sobre dicho plano se referirán todas las impedancias y será fundamental una buena determinación previa para evitar problemas posteriores en la medida. Dicho plano de referencia debe venir determinado por un cortocircuito que fijará posiciones de los mínimos precisas evitando los posibles errores que podrían surgir cuando se utilice cualquier otro tipo de carga. De esa forma, cuando se coloque cualquier otra carga, en dicho plano terminal, se podrá obtener su valor sin más que saber que su coordenada longitudinal coincidirá con la del cortocircuito que había previamente. A continuación se medirá la separación que existe entre la coordenada de un mínimo con un cortocircuito en el plano terminal y la coordenada del mínimo con una carga en el mismo plano terminal. La anterior medida es una medida **relativa** que también equivaldrá a la separación con una única carga problema en el plano terminal entre las coordenadas del mínimo de dicha situación y la de la carga problema. Este método será el que se aplique para la medida de impedancias y se explicará con un ejemplo en el apartado correspondiente.

[B] Medida del diagrama de onda estacionaria

En el apartado introductorio de esta descripción teórica se ha comentado cómo es posible determinar el número complejo que representa el coeficiente de reflexión sin más que desplazar longitudinalmente una pequeña antena unida a un detector para explorar el campo existente en la guía. En este apartado nos ocuparemos de la realización práctica de este procedimiento.

La figura 6 representa esquemáticamente una guía rectangular a la que se le ha añadido un artefacto que permite la introducción y el desplazamiento de la sonda a lo largo de la guía. La ranura se realiza paralelamente a las líneas de corriente superficial asociada al campo electromagnético de forma que no se corte ninguna línea de corriente. Así en una guía rectangular excitada con el modo TE_{10} se debería hacer centrada en una de las caras anchas de la guía tal como representa la figura.

La sonda exploradora consiste, casi sin excepción, en una prolongación del conductor interno de una línea coaxial que lleva la energía captada al detector, en ciertos casos a través de una cavidad sintonizable. Este tipo de sonda será sensible al campo eléctrico. En teoría es igualmente posible el empleo de una sonda “magnética” constituida por un pequeño bucle que produciría en el detector una excitación proporcional al campo magnético, esto es a la “corriente” en la guía. Sin embargo, resulta difícil la construcción de una sonda de este tipo que no fuera sensible también al campo eléctrico, en particular si para la conexión sonda-detector se utiliza una línea coaxial (como lo aconsejan consideraciones mecánicas). Por ello el tipo de sonda prácticamente utilizada en las líneas de media es la de tipo eléctrico.

En el detector acoplado a la sonda debe producirse una señal que sea una función conocida del voltaje que hemos definido en cada punto de la guía. En la gran mayoría de los casos se utiliza para tal fin un diodo semiconductor cuya salida se lleva a un galvanómetro o a un amplificador. Si la precisión requerida no es muy grande puede admitirse que la salida del cristal detector es proporcional al cuadrado del módulo de $(V_i + V_r)$. Esta hipótesis no es admisible en medidas de cierta precisión si las corrientes detectadas y la ROE medidas son pequeñas. En tales casos será necesario tener en cuenta la ley del detector que se habrá determinado previamente por vía experimental.

Prescindiendo de las características del detector, que se supondrá en lo que sigue rigurosamente cuadrático, se van a analizar las dos hipótesis que siguen y que se habían admitido en el anterior razonamiento:

- La rendija no impide que la línea de medida se comporte como una guía uniforme de las mismas dimensiones transversales.
- La presencia de la sonda no altera la distribución del campo eléctrico en el interior de la línea de medida.

Veremos que estas dos condiciones no se cumplen exactamente en los dispositivos reales y trataremos de cuantificar los errores que aparecen en la medida de Γ .

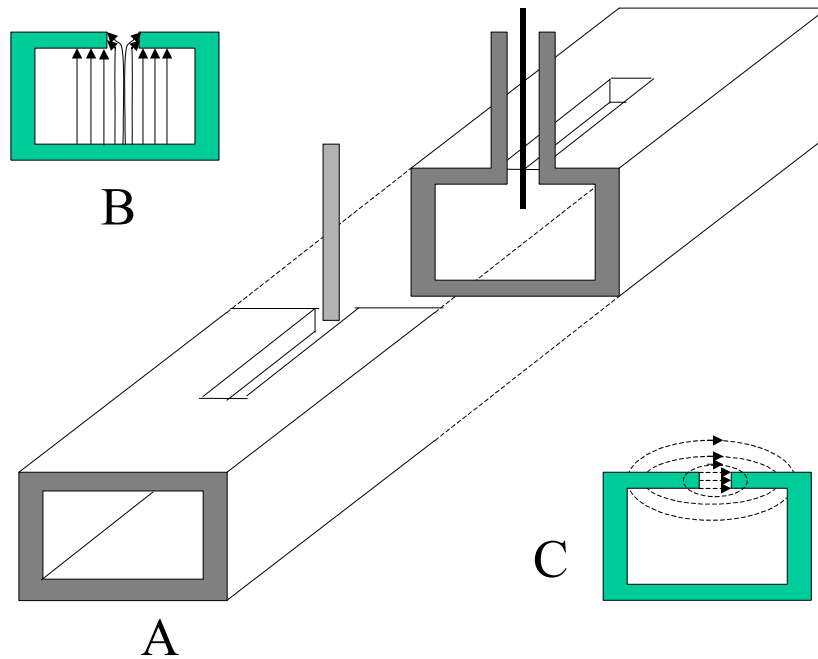


Figura 6: Corte de una línea de medida realizada sobre guía rectangular y distribución de campos en la ranura.

1) Perturbaciones debidas a la rendija.

A la hora de estudiar las perturbaciones que ocasiona la rendija se considerará en primer lugar el caso en que la ranura se encuentre perfectamente centrada en la guía de medida y la profundidad de la misma sea suficientemente grande. Así, la presencia de la rendija provoca, en primer lugar, una modificación de la constante de propagación. La longitud de onda en una guía de anchura a y altura b provista de una rendija de anchura w pasa a valer, aproximadamente

$$\lambda_g^1 = \lambda_g \cdot \left(1 + \frac{w^2 \cdot \lambda_g^2}{8\pi \cdot b \cdot a^2} \right) \quad (16)$$

donde λ_g es la longitud de onda de la guía sin ranura con las dimensiones originales. Se puede decir que por efecto de la rendija, la nueva guía ranurada se puede comportar como una guía normal donde se ha modificado su anchura a un nuevo valor como el que indica la expresión

$$a^1 = a - \frac{w^2}{2\pi \cdot b} \quad (17)$$

Las expresiones anteriores se han deducido suponiendo un espesor de pared infinito, no obstante, siguen siendo válidas cuando la ranura es tan profunda como ancha. En la mayoría de las líneas de medida la variación relativa de la longitud de onda guiada no suele variar más de un 1% respecto a la que existiría en la guía normal. De esta forma sólo en medidas de cierta precisión será necesario tenerla en cuenta para lo cual se precisará de una calibración previa de la línea midiendo las correspondiente longitudes guiadas a distintas frecuencias.

Otro de los efectos que pueden producirse es un conjunto de reflexiones en los extremos de la rendija; el coeficiente que les corresponde $\frac{w^2 \cdot \lambda_g^2}{16 \cdot b \cdot a^3}$ es bastante menor al error que se produce por otras causas en la medida del coeficiente de reflexión.

En el caso que la ranura no se encuentre perfectamente centrada o su profundidad sea comparable a la anchura de la misma se producen otras anomalías que habrá que añadir a las mencionadas en los párrafos anteriores.

Si la ranura se encuentra perfectamente centrada pero su profundidad es inferior a su anchura, aun en el caso de encontrarse perfectamente centrada, el campo que se propaga en su interior se deforma como indica la parte B de la figura 6.b. Esta deformación es la causante de la variación de la longitud de onda en la guía respecto a la indicada en los párrafos anteriores. El hecho que el espesor de la guía h no sea suficiente para impedir que los campos lleguen al borde de la rendija y excite la propagación en espacio libre hace que la rendija se convierta en un elemento radiante introduciendo una componente disipativa en la constante de propagación de la línea. De esta forma el perfil de onda estacionaria quedaría profundamente alterado y la guía resultaría inutilizable como elemento de medida. Basta que la profundidad de la ranura sea superior a su anchura para que el efecto de la radiación quede prácticamente anulado.

Otro modo de propagación a que puede dar lugar la presencia de la rendija es el que se muestra en la parte C de la figura 6.c. Si la simetría de la línea fuese perfecta la excitación de este modo sería imposible ya que, en ese caso, dicho modo estaría totalmente desacoplado del TE_{10} de la guía rectangular. De aquí se puede concluir la gran importancia en la construcción de la línea en que exista una perfecta simetría, tanto de la posición de la sonda a lo largo de todo su recorrido como de la posición misma de la línea. También resulta clave la construcción de un dispositivo suficientemente robusto de forma que no varíe su simetría a lo largo del tiempo. La excitación de este último modo resulta particularmente importante ya que al reflejarse dicho modo en los extremos de la ranura, la estructura hendida puede comportarse como una cavidad resonante; dichas condiciones de resonancia pueden modificarse levemente por la presencia de la sonda móvil con lo que las condiciones de perturbación son numerosas.

2) Perturbaciones debidas a la sonda.

El hecho inevitable de que la sonda exploradora absorba cierta potencia del campo en estudio, implica que los valores del módulo y de la fase del coeficiente de reflexión, diferirán algo de los que se obtendrían en las condiciones ideales. Este efecto en el caso corriente de laboratorio no tendrá una importancia muy grande y podrá ser despreciable. Sin embargo, en medidas de precisión y estudios teóricos sobre una línea de medida deberán tenerse en cuenta.

En lo sucesivo se supondrá que los efectos de la sonda se pueden asimilar a los de un dipolo lineal en paralelo con la línea. Esta hipótesis será válida en tanto en cuanto la dimensión de la sonda en la dirección del eje de la guía y la corriente en el detector sean lo suficientemente pequeñas (esto sucede en la mayoría de los casos prácticos). El circuito equivalente que se ha tomado resulta una buena aproximación del problema planteado. Dicho circuito se muestra en la figura 7. En el mismo se han supuesto reales las admitancias de carga y de generador. Con esta suposición no se restringe en absoluto el caso general y lo único que supone es una elección adecuada de los planos de referencia para poder llevar sobre el círculo de coeficiente de reflexión constante los valores a los cortes con el eje real en la carta de Smith. De dicho esquema se pasa al de la figura 7.b sin más que referir al plano de la sonda las admitancias relativas G y G' . Los nuevos valores de estas admitancias en el plano de la sonda vienen dados por:

$$Y = \frac{G + j \operatorname{tg} \vartheta}{1 + j \cdot G \cdot \operatorname{tg} \vartheta}; Y' = \frac{G' - j \operatorname{tg} \vartheta'}{1 - j \cdot G' \cdot \operatorname{tg} \vartheta'} \quad (18)$$

en las que θ es la longitud eléctrica cuyo valor es $\vartheta = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_g}$. La potencia indicada por el detector vendrá dada por

$$P_s = \frac{K \cdot \operatorname{Re}(Y_s)}{|Y + Y' + Y_s|^2} \quad (19)$$

siendo K una constante que depende de las características y el rendimiento del detector y de la potencia del generador. El desarrollo general de la expresión anterior y su interpretación resulta muy complejo por lo que sólo se analizarán casos particulares que nos permitan establecer ciertas conclusiones desde el punto de vista cualitativo y, hasta cierto punto, algunas desde el punto de vista cuantitativo. Veamos dos casos particulares: el generador se encuentra perfectamente adaptado a la línea o que se encuentra desadaptado.

[1] Generador adaptado

En este caso se tiene que en el terminal de generador $G'=Y'=1$ por lo que sustituyendo las expresiones de las cargas en la expresión de la potencia detectada (P_s) resulta:

$$P_s = \frac{K \cdot G_s \cdot (1 + G^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \vartheta)^2}{\left[1 + G + G_s + G \cdot (1 + G + G_s \cdot G) \cdot \operatorname{tg}^2 \vartheta\right]^2 + \left[B_s + (1 - G^2) \cdot \operatorname{tg} \vartheta + B_s \cdot G^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \vartheta\right]^2} \quad (20)$$

Con el fin de extraer conclusiones vamos a particularizar la expresión anterior para dos casos: la carga se encuentra totalmente desadaptada ($G=0$) o que se coloque una carga cualesquiera.

En el primero de los casos nos encontramos con la situación de un circuito abierto por carga. Se sabe que para esta situación, en el caso de una sonda ideal, en el plano $l=0$ se encuentra un máximo de onda estacionaria que se repite cada distancia $\lambda_g/2$. Los mínimos estarán situados en múltiplos impares de $\lambda_g/4$. En el caso de tener una sonda real tenemos que ver cuál es la potencia que está detectando el detector a partir de la expresión 20. Sustituyendo el caso $G=0$ que es el que se está considerando en este momento resulta:

$$P_s = \frac{K \cdot G_s}{\left[1 + G_s\right]^2 + \left[B_s + \operatorname{tg} \vartheta\right]^2} \quad (21)$$

de donde se puede ver que los mínimos de la potencia detectada en la sonda seguirán apareciendo para $\operatorname{tg} \vartheta = \infty \Rightarrow l = \frac{\lambda_g}{4}$. Los máximos ahora ocurrirán cuando se cumpla que $\operatorname{tg} \vartheta = -B_s$. Esto supone que los máximos se desplazan hacia la carga si la susceptancia es capacitiva ($B_s > 0$) y hacia generador si la susceptancia es inductiva ($B_s < 0$). Conociendo el desplazamiento de los máximos puede calcularse el valor de la susceptancia de la sonda. La figura siguiente muestra la distorsión del perfil de la onda estacionaria para el caso que la admitancia de la sonda presente un efecto capacitivo.

Grupo de Radiofrecuencia

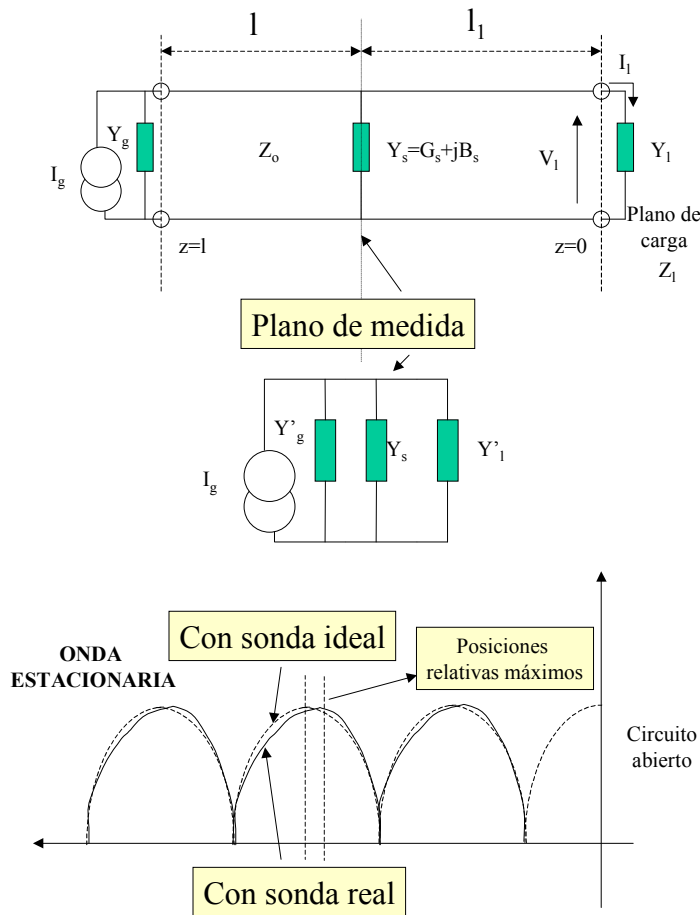


Figura7: Circuito equivalente y onda estacionaria existente por efecto de la introducción de la sonda de medida capacitiva.

El segundo caso es aquel en que la carga puede ser cualquiera. En este caso la presencia de la sonda no solamente provoca un desplazamiento de los máximos y de los mínimos de P_s sino que también existe un error en la determinación de la ROE. Sobre la expresión que determina el valor de P_s se imponen las condiciones de la carga del extremo admitiendo que los valores de la carga de la sonda son muy bajos (G_s y B_s son muy pequeños). Así, lo primero que buscamos es el desplazamiento respecto a la longitud de onda en la guía que se produce tanto de las posiciones de los máximos como de los mínimos. Se hará en dos situaciones $G < 1$ y $G > 1$. Denotando con la letra griega δ el desplazamiento, el subíndice “mín” o “máx” si es de un mínimo o un máximo resulta

$$\left. \frac{\delta_{\text{mín}}}{\lambda_g} \right|_{G < 1} = \frac{G^2 \cdot B_s}{(1 + G)^2} = \left. \frac{\delta_{\text{máx}}}{\lambda_g} \right|_{G > 1} \tag{22}$$

$$\left. \frac{\delta_{\text{máx}}}{\lambda_g} \right|_{G < 1} = \frac{B_s}{(1 + G)^2} = \left. \frac{\delta_{\text{mín}}}{\lambda_g} \right|_{G > 1}$$

De las anteriores expresiones se pueden sacar dos conclusiones:

- El error de posición es siempre menor en los mínimos que en los máximos. Con esto se quiere decir que la localización de los mínimos es más exacta que la de los máximos.

Si a esto le unimos que también es más precisa resulta que se la utilizara sistemáticamente frente a la localización de los máximos para determinar la fase del coeficiente de reflexión.

➤ El desplazamiento que ocurre en la posición de los máximos o de los mínimos será despreciable si $G \gg 1$ ó $G \ll 1$.

Respecto al valor obtenido de medida de la ROE resulta que en el caso ideal los valores que se obtenían eran $s = \frac{1}{G} (G < 1)$; $s = G (G > 1)$. Las ROE's que se obtienen en la medida para las dos situaciones de la admitancia de carga son

$$s_m = \frac{1}{G} \cdot \frac{1 + G + G \cdot G_s}{(1 + G + G_s)} \Big|_{G < 1} \quad (23)$$

$$s_m = G \cdot \frac{1 + G + G_s}{(1 + G + G \cdot G_s)} \Big|_{G > 1}$$

Si buscamos una relación entre el ROE en el caso ideal y el medido se obtiene, independientemente del valor de G

$$\frac{s_m}{s} = \frac{1 + s + G_s}{(1 + s + s \cdot G_s)} \quad (24)$$

La relación anterior pone claramente de manifiesto el compromiso que es preciso establecer entre exactitud y precisión en la medida de s . Si para hacer más exacta la determinación de s se reduce el valor del acoplo entre la sonda y la línea (G_s), la determinación de los valores de P_{smax} y P_{smin} , y por consiguiente de s se hace más imprecisa. El aumento de la sensibilidad de detección es el único medio de hacer que sean menos estrechos los límites de dicho compromiso; de aquí el interés en adoptar una detección heterodina o una amplificación en baja frecuencia para explotar la señal captada por la sonda.

[2] Generador desadaptado

Cuando el generador no está adaptado el análisis del circuito de la figura 7 se hace mucho más complicado y siempre nos apoyaremos en simplificaciones que se puedan hacer. No obstante, no se desarrollará en este apartado por no ser imprescindible para la realización de la práctica.

[C] Medida y adaptación de impedancias

[1] Medida de impedancias

Las impedancias se van a medir con ayuda de la línea de medida y por medio de la carta de Smith. Para ello se medirá el coeficiente de reflexión que se deducirá directamente de los datos extraídos de la línea de medida. En el apartado introductorio ya se ha hecho suficiente hincapié sobre la relación entre impedancias, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria. En este apartado se indicarán diversos aspectos prácticos referentes a la determinación de la ROE y de la posición del mínimo.

Tres son los métodos que se presentan: medida a nivel constante, método de la anchura nodal y empleo de un medidor de onda estacionaria.

Antes de comentar los métodos se va a resolver un pequeño ejercicio para determinar la medida de una impedancia. Dicho ejemplo está planteado para una línea de transmisión ideal sobre un dieléctrico de permitividad efectiva 1. La generalización al problema de guías del laboratorio es inmediata. **Se supone una línea de transmisión con una carga terminal de la que se ha determinado una ROE de 2.8. También se ha medido que la separación entre mínimos cuando se coloca un cortocircuito en el plano de referencia es 22.8 mm a la frecuencia de 2 GHz. Determine el valor de la carga.**

En primer lugar se determina la longitud de onda correspondiente que con las condiciones previas resulta ser de 15 cm.

A continuación se fija el plano de referencia; para ello se coloca un cortocircuito en el plano terminal resultando la onda estacionaria que aparece en la gráfica de la derecha en la parte de arriba. Dicho plano coincidirá con el plano en que se sitúa a continuación nuestra carga problema. De esta forma el desplazamiento eléctrico que existe entre el mínimo con un cortocircuito en el plano terminal y el mínimo con la carga problema, o lo que es lo mismo, la separación eléctrica entre el plano donde está la carga y el mínimo de onda estacionaria con dicha carga es el mismo y vale 0.152λ .

El ROE que se ha medido determina el punto de voltaje máximo en la carta de Smith. El punto simétrico representa el punto de voltaje mínimo que en la parte derecha de la gráfica aparece marcado como “mínimo con carga”.

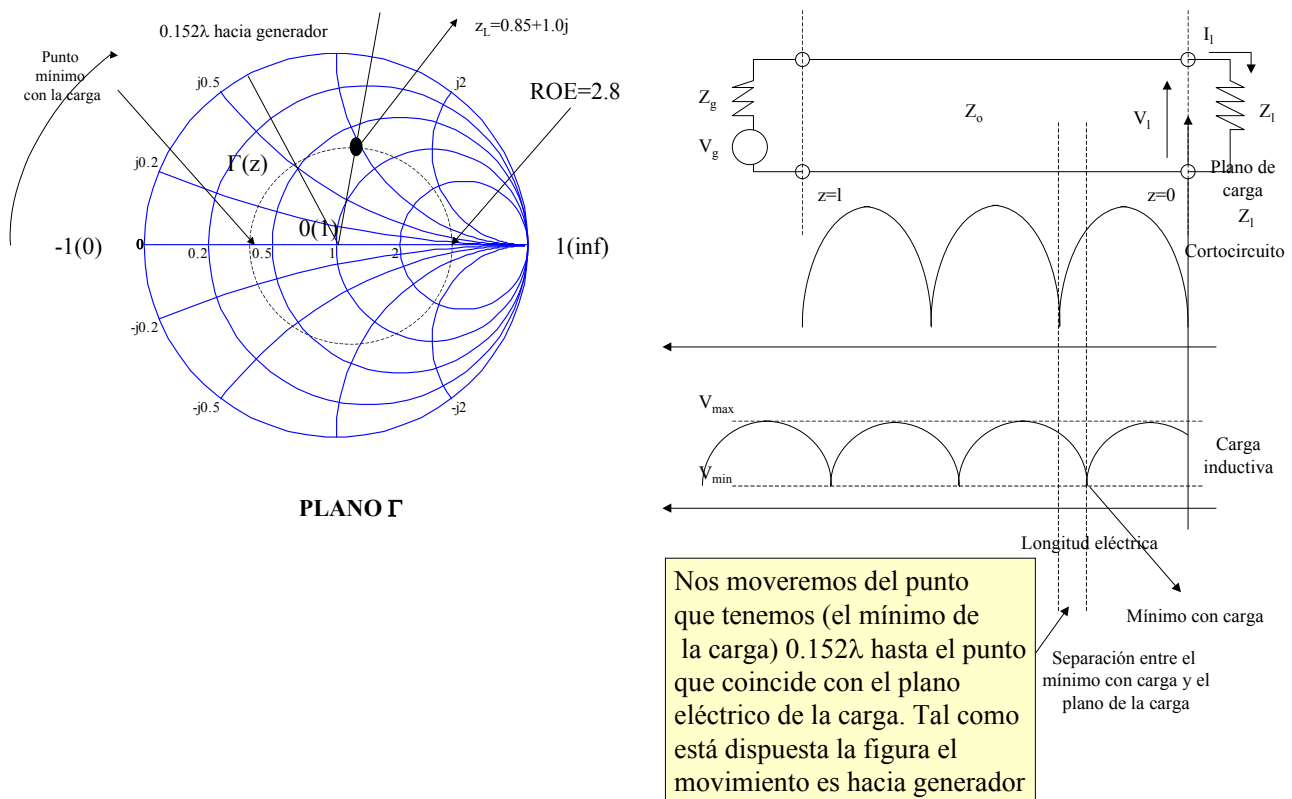


Figura 8: Solución gráfica al problema de la medida de la impedancia con línea de medida

Determinados los puntos significativos de las anteriores ondas estacionarias (con plano de cortocircuito y con carga) resultaría un diagrama similar al que se ha representado de

forma completa en la figura 8. Con esa disposición podemos ver que la separación entre el punto de mínimo y la carga es 0.152λ en dirección hacia generador. De esta forma resulta que nuestra carga problema que queríamos determinar presenta carácter inductivo como pone el gráfico y vale $0.85+1.0j$.

La línea siempre se ha supuesto libre de pérdidas (esta aproximación puede comprobarse que es válida). Si no fuera así el coeficiente de reflexión no variaría a lo largo de un círculo sino a través de una espiral.

A continuación se presentan diversos métodos para hallar el coeficiente de reflexión que se utilizarán después con ayuda de la carta de Smith para determinar el valor de la impedancia.

a) Medida a nivel constante

Cuando se dispone de un atenuador calibrado entre el generador y la línea de medida se puede adoptar el siguiente procedimiento para eliminar los errores débiles debidos al detector.

Se lleva la sonda a un mínimo y se anotan la atenuación (a_1 (dB)) y la desviación que se observa en la aguja del galvanómetro. A continuación se desplaza la sonda un cuarto de la longitud de onda en la guía (hasta uno de los máximos) y se anota la atenuación (a_2 (dB)) necesaria para que la desviación del galvanómetro vuelva a ser la de la anterior medida. El proceso que se ha seguido no ha consistido más que en establecer una relación entre el máximo y el mínimo de la onda estacionaria que es la definición de la ROE. Luego entonces

$$ROE = 10^{\left(\frac{a_2 - a_1}{20}\right)} \quad (25)$$

b) Método de la anchura nodal.

Este método es apropiado cuando las ROE son elevadas. Para aplicarlo se hará uso de las expresiones (6)-(8). Dependiendo de los distintos valores que tome la fase inicial se puede llegar a un determinado valor por caminos diferentes. Introduciendo la expresión de la potencia máxima y mínima de (8) en la expresión (7) y considerando, sin pérdida de generalidad, que $\varphi = \pi$; se puede poner:

$$P = P_{\text{máx}} \cdot \text{sen}^2(\beta \cdot z) + P_{\text{mín}} \cdot \text{cos}^2(\beta \cdot z) \quad (26)$$

Donde, en este caso, z indica el desplazamiento respecto al mínimo. A partir de la expresión anterior y de la definición de la ROE se puede poner:

$$ROE = s = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = P \cdot \left[\frac{1}{P_{\text{mín}} \cdot \text{sen}^2(\beta \cdot z)} - \frac{\text{cos}^2(\beta \cdot z)}{\text{sen}^2(\beta \cdot z)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (27)$$

Si dicho desplazamiento es frente a la longitud de onda en la guía se puede poner la relación de onda estacionaria como

$$ROE = s = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \frac{1}{\beta \cdot z} \cdot \left[\frac{V^2}{V_{\text{mín}}^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (28)$$

La relación anterior permite obtener la ROE a partir de la distancia que existe entre dos puntos, uno a cada lado del mínimo, para las cuales el cociente $\frac{V^2}{V_{\text{mín}}^2}$ tiene un valor dado. En el caso particular que la relación anterior tome el valor 2, es decir, si se eligen dos puntos de forma que la corriente detectada en uno de ellos sea doble que en el mínimo (siempre se supone que el detector es cuadrático) resultando

$$ROE = s = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \frac{1}{\beta \cdot z} = \frac{\lambda_g}{\pi \cdot 2z} \quad (29)$$

(se vuelve a recordar que z es la distancia de la coordenada del mínimo a la de medida y , por lo tanto, $2z$ es la diferencia de coordenadas entre dos puntos de igual nivel). El error que se comete al aplicar (27) (y las sucesivas expresiones) es prácticamente despreciable cuando $s > 10$.

c) Empleo de un medidor de ROE

Un medidor de onda estacionaria (se describirá con más detalle en el apartado de instrumentación) está constituido por un amplificador logarítmico de baja frecuencia, provisto de un instrumento de salida graduado que da directamente los valores de la ROE. Su uso requiere evidentemente que la señal de microondas esté modulada en amplitud (generalmente por una onda cuadrada de 1 KHz). Para usarlo se empieza por sintonizar el amplificador a la frecuencia moduladora, se sitúa después la sonda en un máximo y se regula la ganancia del instrumento hasta que marque un valor relativo "1"; por último se lleva la sonda a un mínimo indicando el instrumento directamente la medida de la ROE. Para la graduación se supone que la ley de detección es cuadrática, lo que está justificado dado el bajo nivel a que trabaja el cristal.

En vez de la modulación y amplificación en baja frecuencia se puede utilizar una señal continua en microondas que se mezcle en el cristal con la procedente del oscilador local. La frecuencia intermedia así obtenida se lleva a un amplificador logarítmico y a un segundo detector al que va unido el instrumento de medida.

[2] Adaptación de impedancias

Para acabar la práctica se procederá a la realización de la adaptación de la impedancia problema de manera que se reduzca el nivel de las reflexiones. Esto se deberá hacer siempre que la ROE tenga un valor moderado como puede ser 1.5. De esta forma el proceso de adaptación se hará mediante una guía ranurada con las mismas características expresadas en los apartados anteriores por lo que el campo en el interior de la estructura no se verá grandemente modificado. Esta ranura dispone de un tornillo cuya penetración se puede graduar constituyendo, dependiendo de la profundidad de penetración, un elemento capacitivo o inductivo. El proceso de adaptación consiste en un desplazamiento del elemento reactivo a lo largo de la línea para conseguir una carga de valor $1 \pm jb$, de forma que al añadir en paralelo un elemento reactivo se pueda conseguir adaptación de la carga a la guía.

Grupo de Radiofrecuencia

Se considerará que la carga está adaptada cuando la ROE tiene un valor comprendido entre 1.2 y 1.5. Valores por debajo de 1.2 son bastante difíciles de conseguir. El proceso de adaptación se deberá realizar analítica y gráficamente.

[4] DESCRIPCIÓN DE LA INSTRUMENTACIÓN.

- **Generador de microondas: klystron.**

Consiste en un tubo de vacío capaz de generar una señal de microondas utilizando el principio de modulación de velocidad. Su eficiencia suele ser del orden del 30% y la potencia que suministra del orden de 10 a 500 mw. La figura muestra el principio de funcionamiento del klystron.

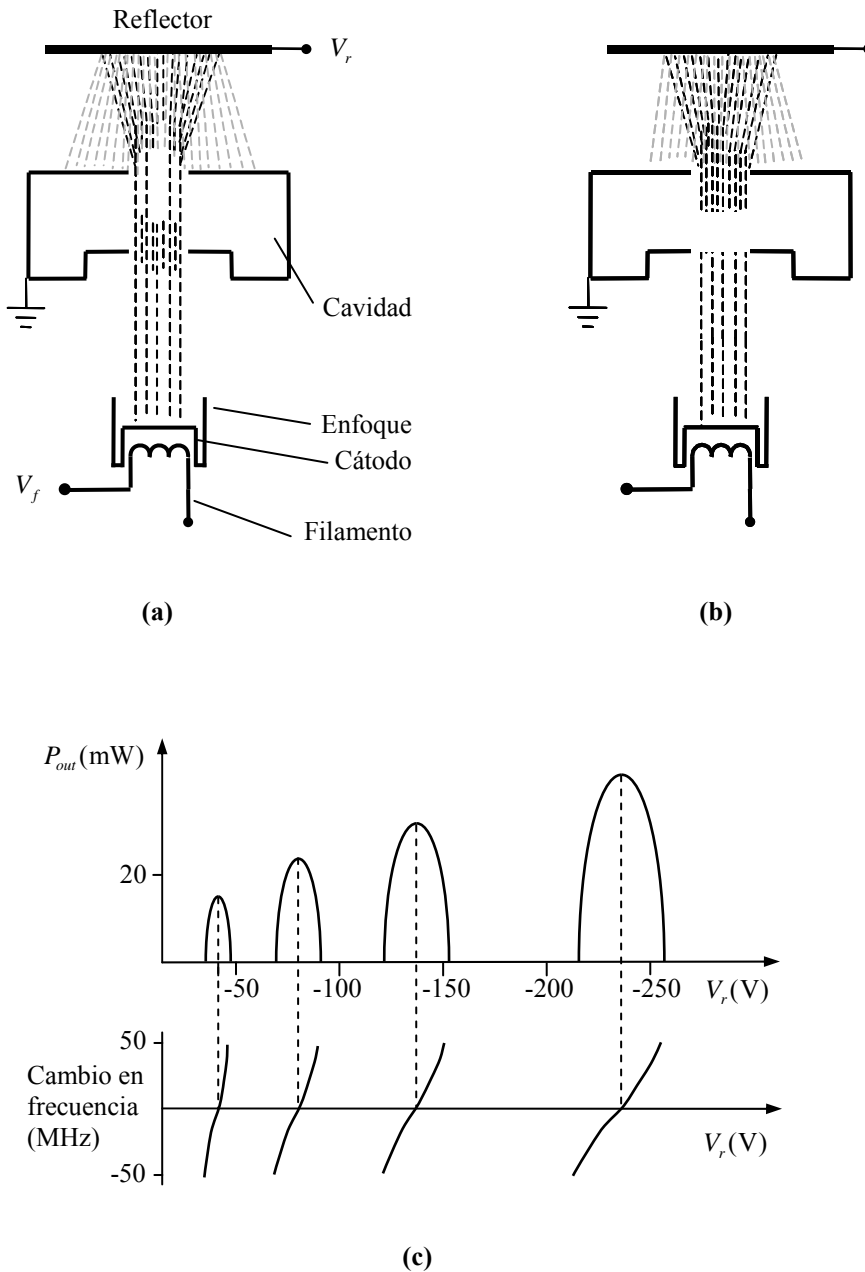


Figura 9: Esquema de un klystron de reflexión: modulación de velocidad y modos de operación.

Los electrones son generados en el cátodo por un filamento caliente y son enfocados por un campo dando lugar a un haz. El elevado voltaje del cátodo hace que los electrones escapen con gran velocidad. Este haz se inyecta en la rejilla de la cavidad que actúa como resonador. Estos electrones presentan fluctuaciones por efecto del ruido térmico. La cavidad hace que las fluctuaciones de frecuencia igual a la de resonancia de la cavidad se realimenten positivamente haciendo que se

produzca el empaquetamiento del haz a la frecuencia correspondiente. Cada medio ciclo la cavidad experimenta un cambio de polaridad a causa de la redistribución de la carga inducida por el empaquetamiento de los electrones. Después de varios ciclos se habrán agrupado en paquetes habiéndose producido la modulación de velocidad.

Cuando estos paquetes se aproximan al reflector que está a un voltaje negativo muy alto son repelidos hacia la cavidad, llegando a esta en intervalos iguales al período de oscilación. Si llegan en el momento adecuado reforzarán la oscilación. Colocando una sonda acoplada a la cavidad se podrán extraer esta energía. Hay que tener cuidado con que la sonda no absorba demasiada energía ya que podría perjudicar la generación de nuevos paquetes en la cavidad.

La oscilación más fuerte se produce cuando el tiempo de tránsito en la región reflector-resonador es igual a $n+3/4$ ciclos de la frecuencia del resonador (n entero incluyendo el 0). Cuando los paquetes de electrones pasan por la rejilla en el momento en que son acelerados, el resonador pierde energía y la oscilación cesará. La figura 9.c muestra la relación existente entre la potencia de salida, la frecuencia de oscilación y el voltaje de reflector. Puede verse que la oscilación se produce para ciertas tensiones de reflexión, lo que corresponde a distintos tiempos de tránsito por lo que se dice que el klystron oscila en distintos modos. La frecuencia se determina fundamentalmente por las dimensiones de la cavidad por lo que se fija con una sintonía mecánica. Como puede verse en la gráfica también se puede cambiar levemente la frecuencia de oscilación cambiando la tensión aplicada a los reflectores de forma electrónica.

- **Diodo GUNN.**

Otra de las fuentes que se suele utilizar para generación de señales de microondas es el diodo Gunn. Dicho dispositivo convierte la energía continua de alimentación en energía de RF en un rango de frecuencias por encima de 2 GHz. El Gunn es un dispositivo de transferencia de electrones que dentro de la estructura de un semiconductor inicial se encontraban inicialmente en una sub-banda de alta movilidad y ligera en peso. Desde el punto de vista circuital este efecto lleva a la formación de un dispositivo con resistencia negativa que unido a un resonador es capaz de producir una oscilación estable de radiofrecuencia. La figura 10 muestra el esquema de conexión de dicho diodo Gunn a una estructura de guía.

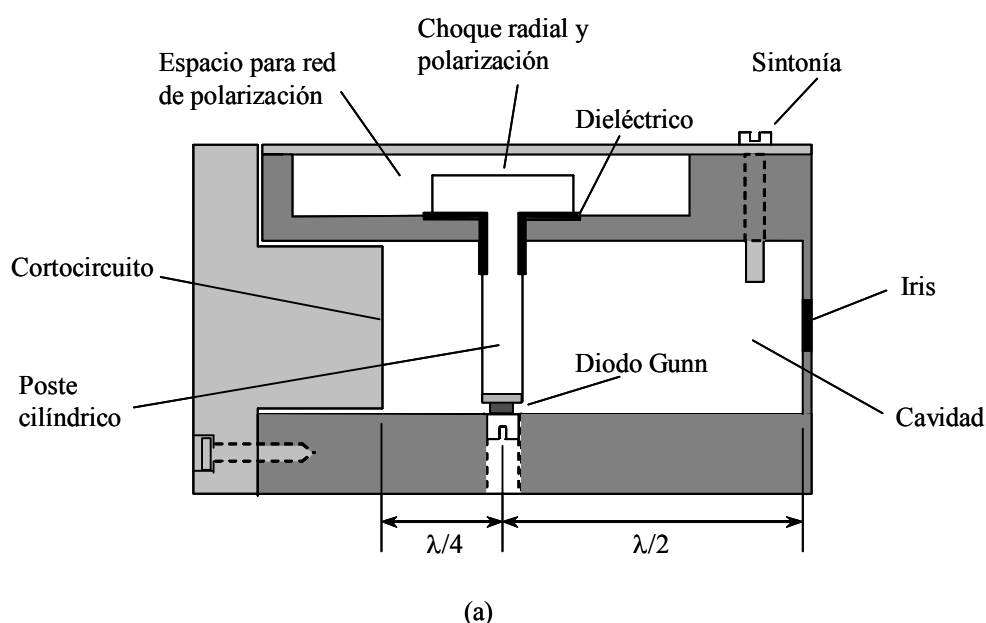


Figura 10: Montaje en guía de ondas de un diodo Gunn y circuito equivalente

Puede observarse como el diodo se encuentra dentro de una cavidad cerrada por un cortocircuito a una distancia de un cuarto de longitud de onda lo que le hace estar situado en un máximo de dicha cavidad. La salida de energía se hace por mediación de un iris situado a media longitud de onda del diodo.

- **Modulador de onda cuadrada.**

Los medidores de onda estacionaria que se describen a continuación constan de amplificadores selectivos de baja frecuencia centrados generalmente en torno a 1 KHz. Estos dispositivos son utilizados habitualmente para monitorizar niveles relativos de señal. Por ello es necesario que la señal esté modulada en amplitud y que dicho espectro se encuentre dentro de la banda de frecuencias del amplificador. La señal moduladora podrá ser cuadrada o senoidal siendo el primer caso el que se dispondrá en el laboratorio.

- **Medidor de onda estacionaria.**

El amplificador selectivo del que se hablaba en el párrafo anterior dispone de tres tipos de escala: escala normal para medida de la ROE, escala en dB para medida de cocientes de potencia o de la ROE en dB y escala expandida para medida de ROE bajas. El proceso de medida de la ROE consiste en deslizar la sonda a través de la línea de medida hasta encontrar un máximo. Como la medida que se pretende realizar es relativa, se asocia a dicho máximo el valor de 1 (0 dB). Se desplaza la sonda por la línea de medida hasta encontrar un mínimo. El valor que da la escala es directamente el valor de la ROE.

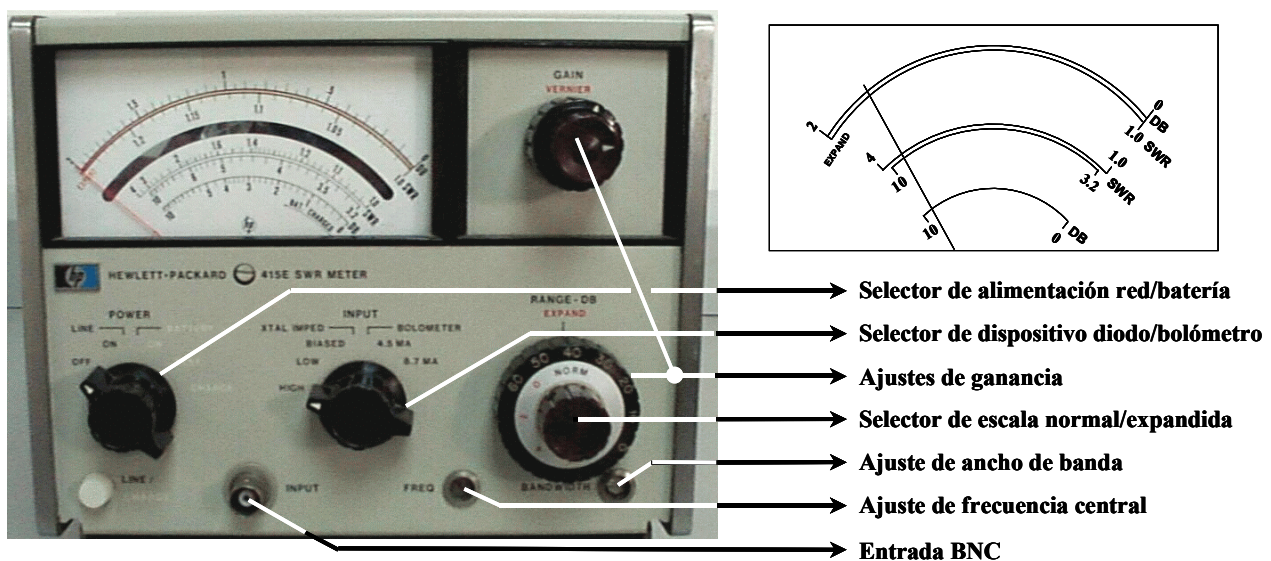


Figura 12: Medidor de onda estacionaria y esquema de escalas

Seguramente para alcanzar dicho valor se habrá tenido que dar algún salto en el mando de ajuste de ganancia o se habrá cambiado de la escala normal a la expandida. Cada salto significa 10 dB en la escala logarítmica y un paso a la escala inferior, que empieza en 3.2, en la escala de unidades naturales. La razón de por qué esta subescala empieza en 3.2 es clara sin más que considerar que la ROE es una relación de voltajes cuyo valor será: $ROE = 10^{10/20} = 3.16$.

Las escalas expandidas que se encuentran en el interior del mando de ajuste de ganancia denotan saltos de 2 dB para el ajuste fino del nivel de ROE. Para distinguirlas suele ir marcada en color rojo.

- **Atenuador variable.**

El atenuador variable de que se dispone en el laboratorio consiste en una sección de guía en la que por el centro su cara ancha se inserta una lámina resistiva paralela al plano E como se muestra en la figura 13. La lámina resistiva adopta forma de cuña o forma escalonada y puede estar graduada o no con el coeficiente de atenuación que tiene asociado. A medida que aumenta la profundidad de penetración en la guía aumenta el nivel de atenuación por efecto Joule. El hecho de que la lámina se encuentre en el centro va asociado con el hecho de que el campo es máximo para el TE₁₀ y por tanto el efecto de la atenuación también.

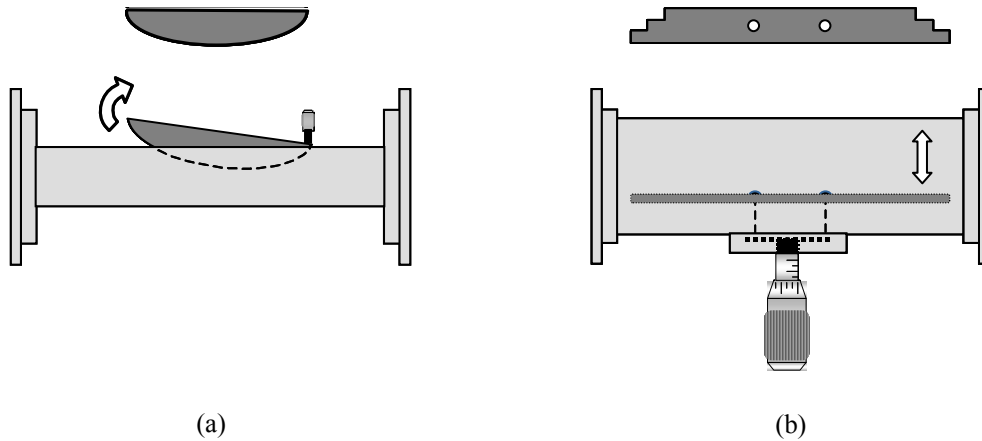


Figura 13: Atenuadores resistivos en guías de ondas

- **Detector de cristal.**

Un diodo detector suministra a su salida una corriente continua que es proporcional a la potencia de la señal que lo excita. En estas condiciones se dice que el dispositivo presenta una ley de respuesta cuadrática. Si la amplitud de la señal de microondas no es muy elevada se puede desarrollar la corriente eléctrica que origina en serie de Taylor en torno al valor de polarización:

$$I(t) = I_o + v \cdot G_D + \frac{v^2}{2} \cdot G'_D + \dots \quad (30)$$

$$G_D \equiv \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_o}; G'_D \equiv \left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_o};$$

Siendo G_D la conductancia diferencial del diodo. El incremento de corriente debido a la señal de microondas se puede poner como:

$$\Delta I_{DC} = \frac{v_{RF}^2 \cdot G'_D}{4} = \frac{G'_D}{2 \operatorname{Re}(Y_D)} P_{in} \quad (31)$$

Y_D es la admitancia del diodo y P_{in} la potencia suministrada al mismo. Puede verse que la corriente detectada por el diodo no tiene que ser proporcional al flujo de potencia en el plano de carga donde se conecte el detector. Si la línea está acabada en un cortocircuito el flujo de potencia es nulo, sin embargo si el detector se coloca en un punto en el que el campo eléctrico sea no nulo, el detector se excita proporcionando un nivel de continua no nulo.

Si se desarrolla la expresión de la sensibilidad de corriente del detector (β_i , como el cociente entre el incremento de corriente en cortocircuito y la potencia suministrada al detector) puede obtenerse:

$$\beta_i \equiv \frac{\Delta I_{DC}}{P_{in}} \approx \frac{G'_D}{R_s \approx 0 \cdot 2G_D}; \beta_v = \frac{\beta_i}{G_D} \quad (32)$$

Si la resistencia serie del diodo es despreciable, la sensibilidad en corriente es prácticamente independiente de la frecuencia.

En la figura 14 se muestra una montura habitual en guías de onda. Para maximizar la sensibilidad suele colocarse el diodo detector a una distancia de $\lambda_g/4$ del extremo de la guía que se acaba en cortocircuito de forma que se garantice un máximo de campo en la posición del detector. Se suele añadir un filtro paso bajo para garantizar que solo llega al amplificador selectivo las componentes de baja frecuencia.

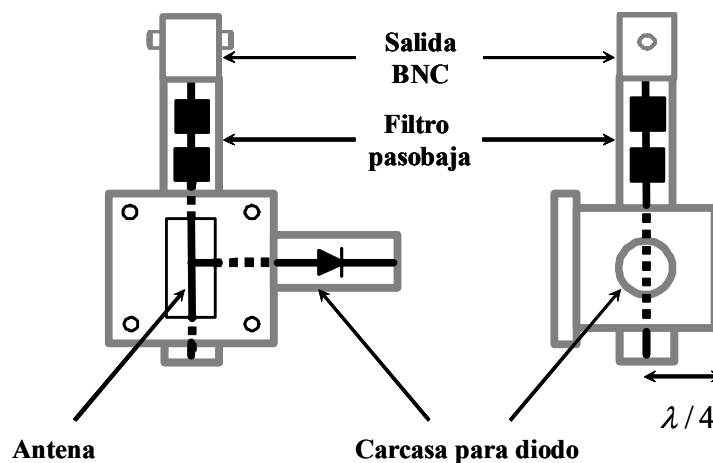


Figura 14: Montura para un detector en guía de onda

- **Acoplador direccional.**

Como se estudiará en el capítulo de uniones de guías un acoplo direccivo es un dispositivo que permite extraer una señal que idealmente depende de la onda progresiva que soporta la línea de transmisión principal y no responde a la onda regresiva. Sólo se presentará el acoplador de Moreno en donde las guías se orientan formando un ángulo recto, el acoplo se hace a través de las caras anchas de la guía mediante dos aperturas en forma de cruz con las que se consigue máximo acoplo de campos. Las cruces se colocan en los extremos de un cuadrado de lado $\lambda_g/4$. La figura 15 muestra el esquema de este acoplo direccivo.

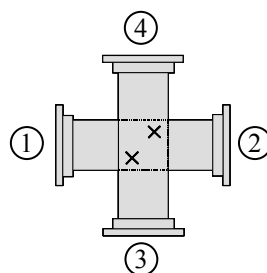


Figura 15: Esquema de un acoplador de Moreno

- **Otros elementos.**

Del resto de los componentes que queda por describir, comentar que la carga adaptada y el cortocircuito fijo y desplazable son cargas conocidas que se utilizan como referencia para la determinación de impedancias. La carga adaptada y el cortocircuito desplazable serán descritas en el manual de la práctica 2.

El frecuencímetro ya se ha descrito anteriormente y no es más que una cavidad resonante cilíndrica con sintonía mecánica mediante la cual pueden fijarse sus dimensiones y por lo tanto su frecuencia de resonancia. En el dibujo de la figura 1 puede apreciarse su forma.

La línea de adaptación también se ha descrito anteriormente y un posible dibujo para el caso de un triple stub podría verse en la figura 16:

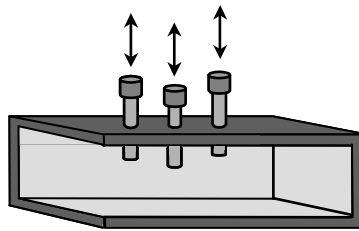


Figura 16: Tripe stub en guía rectangular.

Por último el estudio de la línea de medida ya se ha hecho con suficiente profundidad en el apartado de medida del diagrama de onda estacionaria. Para concluir se muestra en la figura 17 una foto de la forma de dicha línea de medida con el detector acoplado a la misma.

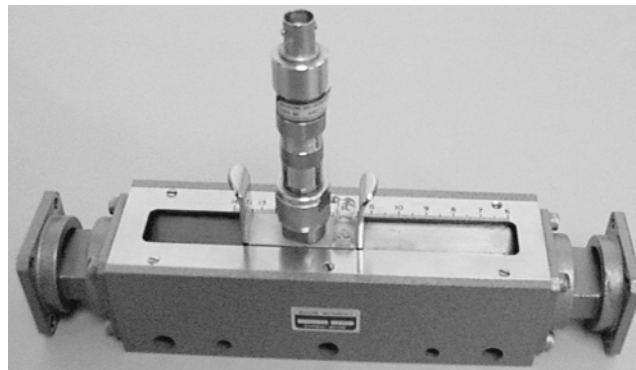


Figura 17: Línea de medida en guía con detector montado sobre ella.

[5] MONTAJE DEL EQUIPO.

El montaje del equipo es el que aparece en el banco de medidas de la figura 1. Antes de empezar a realizar cualquier medida, compruebe que se encuentran todos los dispositivos que se mencionaron en el apartado 1. En este primer momento es imprescindible que dedique un tiempo para distinguir todos y cada uno de los componentes descritos en el apartado 2.

En primer lugar se procede a describir el generador de microondas compuesto por un klystron y un alimentador del mismo. Con el fin de no dañar ninguno de los medidores ni detectores que existan en el banco se recomienda seguir las instrucciones sobre el manejo del klystron que se detallan a continuación.

El klystron es un tubo electrónico especial que se utiliza como fuente de energía de microondas a partir de unas ciertas tensiones de alimentación continuas que se aplican en los electrodos del dispositivo. El modelo que se utiliza en las prácticas es de tipo 2K25, tubo de baja potencia capaz de entregar 25 mW en la banda de frecuencias de 8.5 a 9.6 GHz. Los mandos de ajuste del klystron son:

- *Tensión del electrodo reflector: ajuste grueso y fino*
- *Tensión del haz (beam)*

Adicionalmente, se emplea un generador (modulador) de onda cuadrada de baja frecuencia (kHz) para modular en amplitud la señal entregada por el klystron. Esto se hace principalmente para poder emplear un amplificador de audio de alta sensibilidad tras la detección de la señal de microondas en las medidas de ROE y potencia relativa. Los mandos de ajuste del generador de onda cuadrada son:

- *Amplitud de la señal*
- *Frecuencia la señal*

La frecuencia y la potencia de salida del klystron dependen de la polarización y de la señal moduladora. Para conseguir un funcionamiento óptimo del Klystron, es necesario realizar el siguiente procedimiento de ajuste.

Procedimiento de ajuste del klystron

1.- Conecte el cable coaxial RG-58 con conectores BNC entre el detector a cristal y la entrada del amplificador-medidor de onda estacionaria. Conecte el otro cable BNC entre los conectores MOD OUT del modulador y MODULATION IN de la fuente de alimentación.

2.- Ajuste el atenuador en guía para máxima atenuación (tira absorbente completamente dentro de la guía).

3.- Fije los mandos del amplificador de onda estacionaria:

- a.- Control de ganancia (*gain control*) en la mitad de su rango
- b- Selector de rango (*range selector*) a cero
- c- Encienda la alimentación

4.- Ajuste los mandos de la fuente de alimentación:

- a.- Gire completamente los mandos de voltaje de haz y de reflector en el sentido contrario al de las agujas del reloj

- b.- Conecte el cable de alimentación del klystron
- c.- Encienda la alimentación. Espere 2 minutos para que el klystron se caliente
- d.- Fije la tensión de alimentación del reflector en 150 V
- e.- Ajuste el voltaje de haz a 275 V aprox. (la corriente del haz debería ser ≈ 20 mA)
- f.- Aumente lentamente el voltaje del reflector hasta que se aprecie un descenso en la corriente del haz. Si este descenso no ocurriera, aumente el voltaje del reflector hasta que se aprecie el descenso

5.-Ajuste los mandos del modulador de onda cuadrada:

- a.- Fije la frecuencia de modulación a 5 y el voltaje a 0
- b.- Encienda la alimentación
- c.- Aumente el voltaje hasta 7V aprox.

6.- Elimine la atenuación del tramo de guía. Seleccione 30 en el selector de rango del medidor de onda estacionaria. Incremente la ganancia (*gain*) hasta conseguir una lectura en mitad de la escala. Si esto no es posible, repita el procedimiento en la escala de 40.

7.- Ajuste la frecuencia y el voltaje de la señal de modulación hasta conseguir una lectura máxima en el medidor de onda estacionaria. Caso de que no sea posible realizar la medida en la escala de 30, aumente la atenuación en guía hasta conseguir una lectura en la mitad de la escala.

8.- Varíe el voltaje del reflector en todo su margen. Se deben observar distintos máximos relativos (las oscilaciones ocurren para distintos valores de polarización). Seleccione el voltaje que proporciona la salida más estable (normalmente cerca del máximo).

9.- Reajuste la frecuencia y el voltaje de la señal de modulación hasta conseguir una lectura máxima en el medidor de onda estacionaria.

Una vez seleccionada la frecuencia a que trabajar se procede a la realización de medidas y de la práctica.

[6] OBSERVACIONES Y MEDIDAS.

A) Medida de la frecuencia.

La medición de la frecuencia de la señal emitida por el klystron se realizará por un doble método: medida de frecuencia con el frecuencímetro y medida de la longitud de onda.

[1] Medida de frecuencia con el frecuencímetro (ondámetro).

Sintonizar el frecuencímetro hasta observar un pico de absorción en la indicación del medidor de onda estacionaria. Este pico corresponderá a una medida en el nonio del frecuencímetro que llevándolo a la curva de ajuste determinará la frecuencia de transmisión.

➤ **Indique la frecuencia obtenida y explique por qué el pico de absorción corresponde a la frecuencia de transmisión.**

[2] Medida de la longitud de onda.

- Reemplace la carga por el cortocircuito y desajuste totalmente el frecuencímetro.
- Desplace la sonda a lo largo de la guía hasta encontrar un mínimo. Para determinar la posición del mínimo anote al menos 3 valores del flanco de bajada de la onda estacionaria y sus correspondientes valores del flanco de subida. El valor medio de todos ellos determinará la posición del mínimo. Repita el proceso para la localización de otro mínimo.
- Calcule la longitud de onda.
- **¿Por qué es necesario desajustar totalmente el frecuencímetro en este método?**
- **Explique por qué la medida del mínimo requiere de varios valores para su determinación. ¿Podría realizarse la medida con la determinación de dos máximos consecutivos? ¿Por qué?**
- **Compare los valores obtenidos por uno y otro método y discuta la fiabilidad de cada uno de los métodos. Exponga qué causas hacen más fiable un método que otro y qué causas lo hacen menos fiable.**

B) Medida del diagrama de onda estacionaria.

Tomando un valor máximo como referencia, asigne valores para el dibujo posterior del diagrama de onda estacionaria. Dicha medida se realizará en dos situaciones: para una profundidad de penetración de la sonda en la guía ranurada mínima y para una penetración máxima.

- **Presente los resultados obtenidos y dibuje los diagramas de ondas estacionaria para ambas situaciones.**
- **Si se producen discrepancias entre ambas situaciones, explique por qué se producen.**

➤ **A la vista de los resultados anteriores puede establecer alguna conclusión cualitativa y/o cuantitativa acerca del comportamiento eléctrico de la sonda.**

C) Medida y adaptación de impedancias.

[1] Medida de la impedancia de una carga problema.

- **Medida a nivel constante.**

Utilizando el atenuador variable del banco de medidas determine por el método de medida a nivel constante cuál es el valor de la ROE.

- **Método de la anchura nodal.**

Utilice el método de la anchura nodal para determinar la ROE.

- **Empleo de un medidor de la ROE.**

Determine directamente el valor de la ROE mediante la medida en un medidor de ROE.

➤ **A partir de los valores de ROE obtenidos anteriormente determine el valor de la impedancia de carga que se obtiene con cada uno de los métodos. Para ello cambie la carga problema por un cortocircuito y determine el azimut de la impedancia problema. Discuta la validez de cada uno de los métodos utilizados para la medida de las impedancias anteriores. Determine las pérdidas de retorno que se producen.**

➤ **Dibuje cómo quedaría el diagrama de onda estacionaria de manera aproximada respecto al que se formaría con un cortocircuito como carga si se cambia dicho cortocircuito por la carga problema que se ha determinado.**

➤ **Utilizando la carta de Smith realice la adaptación de impedancias mediante un tramo de línea y un elemento reactivo.**

[2] Utilización del adaptador de impedancias para adaptar la carga problema a la línea de medida.

Se decide realizar la adaptación desde un punto de vista práctico mediante la utilización de un adaptador formado por un tramo de línea y un elemento reactivo. Siguiendo el método que se explica en la introducción teórica determine la ROE mínima que se puede obtener.

➤ **Compare los valores obtenidos de la longitud de línea con los obtenidos analíticamente en el apartado anterior. Justifique el tipo de la carga reactiva que se está utilizando en la adaptación.**

D) Preguntas adicionales

➤ **Con todos los datos que ha obtenido puede realizar el diagrama de Brillouin para el modo fundamental de propagación.**

E) Se pretende calcular la longitud física de un tramo de línea como el que se dispone en el laboratorio. Proponga un método para el cálculo de la misma haciendo uso exclusivamente de los aparatos que dispone el banco de medida. Calcule el valor de la

longitud de la guía que dispone el banco de medidas mediante el método propuesto anteriormente

[7] MEMORIA DE LA PRÁCTICA.

Como quedó descrito en las normas generales del laboratorio la memoria de la práctica constará de una introducción teórica al problema planteado, exposición de los resultados obtenidos y contestación de las posibles preguntas planteadas, comentarios a los mismos y conclusiones del trabajo.

[8] BIBLIOGRAFÍA

- *Robert E. Collin: "Foundations for microwave engineering" New York McGraw-Hill, 1992.*
- *Domínguez: "Aspectos teóricos de la Ingeniería de Microondas"; CSIC*
- *Domínguez: "Aspectos prácticos de la Ingeniería de Microondas"; CSIC*
- *Miranda, Sebastián, Sierra, Margineda: "Ingeniería de Microondas: Técnicas Experimentales" Prentice Práctica 2002.*
- *David M.Pozar: "Microwave Engineering" Second Edition 1998, John Wiley&Sons.*

[9] CUADERNO DE SOLUCIONES

**PRÁCTICA 1:
OBTENCIÓN DEL DIAGRAMA DE ONDA ESTACIONARIA
Y MEDIDA Y ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS**

Alumnos	Día y hora de realización

F) Medida de la frecuencia.

La medición de la frecuencia de la señal emitida por el klystron se realizará por un doble método: medida de frecuencia con el frecuencímetro y medida de la longitud de onda.

[3] Medida de frecuencia con el frecuencímetro (ondámetro).

Sintonizar el frecuencímetro hasta observar un pico de absorción en la indicación del medidor de onda estacionaria. Este pico corresponderá a una medida en el nonio del frecuencímetro que llevándolo a la curva de ajuste determinará la frecuencia de transmisión.

- **Indique la frecuencia obtenida y explique brevemente el procedimiento seguido y la(s) principal dificultad(es) observada(s) ¿Por qué el pico de absorción corresponde a la frecuencia de transmisión?**

[4] Medida de la longitud de onda.

- Reemplace la carga por el cortocircuito y desajuste totalmente el frecuencímetro.
- Desplace la sonda a lo largo de la guía hasta encontrar un mínimo. Para determinar la posición del mínimo anote al menos 3 valores del flanco de bajada de la onda estacionaria y sus correspondientes valores del flanco de subida. El valor medio de todos ellos determinará la posición del mínimo. Repita el proceso para la localización de otro mínimo.
- Calcule la longitud de onda, indicando claramente en un gráfico los puntos seleccionados, su nivel, los cálculos realizados y las fórmulas empleadas para su obtención

- **¿Por qué es necesario desajustar totalmente el frecuencímetro en este método?
¿Qué esperarías en caso de no haberlo hecho?**

➤ Explique por qué la medida del mínimo requiere de varios valores para su determinación y qué tipo de mejora espera usted con dicho procedimiento. ¿Podría realizarse la medida con la determinación de dos máximos consecutivos? Enumere en su caso las principales desventajas de este método alternativo.

➤ Finalmente compare los valores obtenidos por uno y otro método y discuta la fiabilidad de cada uno ¿Es razonable la diferencia observada? Argumente brevemente que método preferiría en términos de fiabilidad.

G) Medida del diagrama de onda estacionaria.

Tomando un valor máximo como referencia, asigne valores para el dibujo del diagrama de onda estacionaria a realizar en el gráfico inferior (se recomienda incluir un número suficiente de puntos para observar el carácter periódico en la onda), debe incluirse en el gráfico el detalle de los ejes y la magnitud medida con sus unidades. Si puede usted variar la penetración de la sonda de medida, indique claramente la posición elegida.

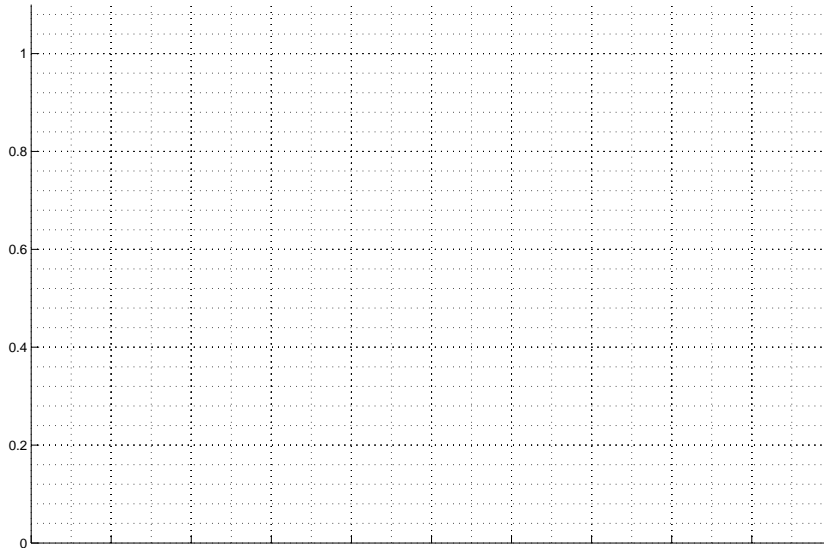
Grupo de Radiofrecuencia



H) Medida y adaptación de impedancias.

[3] Medida de la impedancia de una carga problema.

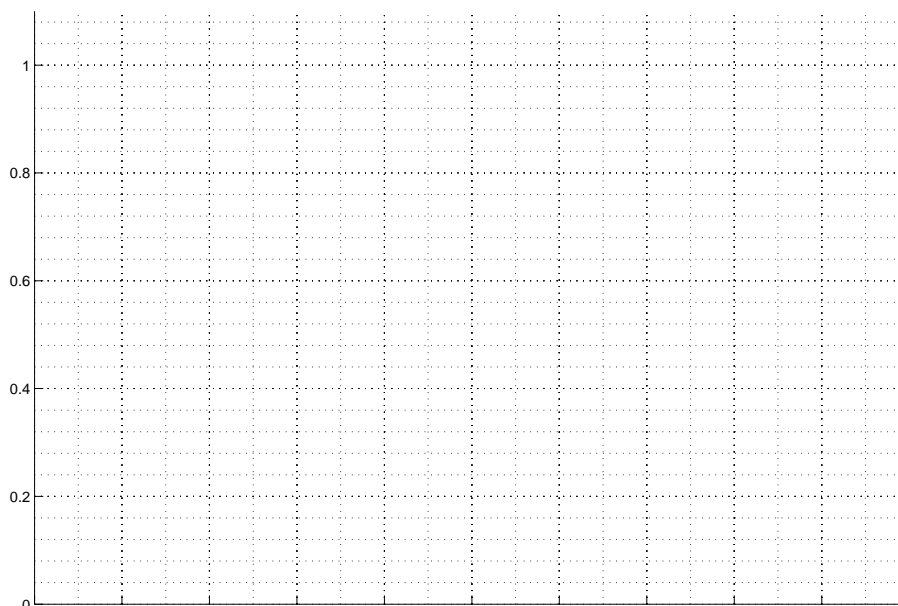
Mediante el medidor de ROE determine directamente el valor de la ROE producida por su carga. Ahora cambie la carga problema por un cortocircuito y determine el azimut de la impedancia problema, haga en la figura un breve esquema del procedimiento seguido y los datos tomados. Es conveniente no desarmar (en lo posible su carga para el trabajo posterior)



➤ **A partir de los valores de ROE obtenidos y los datos de azimut determine el valor de la impedancia de carga que se obtiene. ¿Qué posibles errores presenta el método y cuál podría ser su peor consecuencia?**

➤ **Dibuje cómo quedaría el diagrama de onda estacionaria de manera aproximada respecto al que se formaría con un cortocircuito como carga si se cambia dicho**

cortocircuito por la carga problema que se ha determinado. Tenga presente tanto la posición de los mínimos como los niveles, represente también el diagrama correspondiente al cortocircuito como referencia.

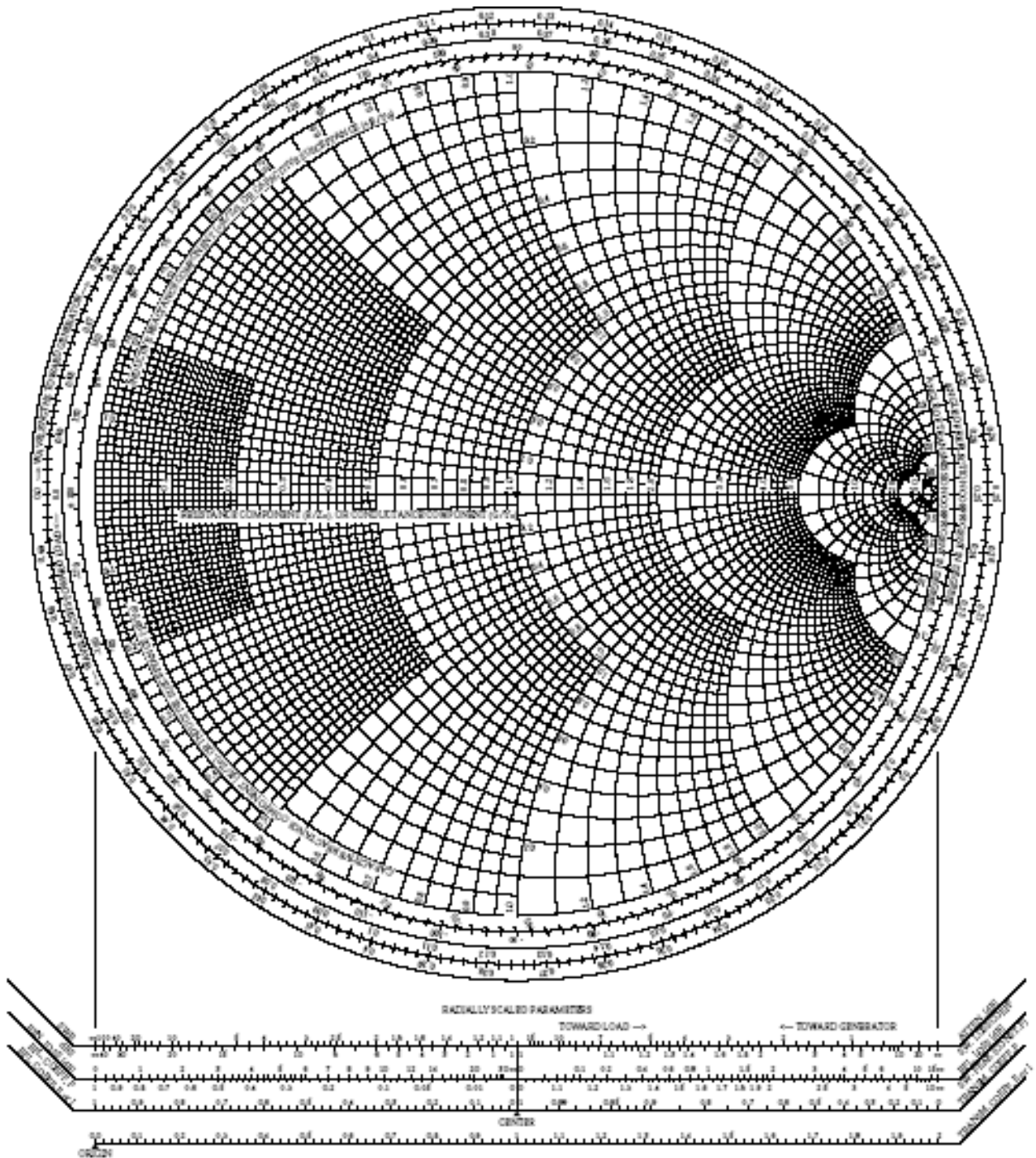


¿Qué premisas importantes se han tenido en cuenta hasta ahora para la elaboración de la práctica?

En particular, qué relación tiene el tipo de detector con las unidades medidas y los gráficos presentados. Brevemente describa conceptualmente el tipo de magnitud física a la que tenemos acceso experimentalmente y si es posible acceder a algún tipo de medida absoluta.

➤ **Utilizando la carta de Smith realice la adaptación de impedancias mediante un tramo de línea y un elemento reactivo.**

7



[4] Utilización del adaptador de impedancias para adaptar la carga problema a la línea de medida.

Se decide realizar la adaptación desde un punto de vista práctico mediante la utilización de un adaptador formado por un tramo de línea y un elemento reactivo. Siguiendo el método que se explica en la introducción teórica determine la ROE mínima que se puede obtener.

- **Compare los valores obtenidos de la longitud de línea con los obtenidos analíticamente en el apartado anterior. Justifique el tipo de la carga reactiva que se está utilizando en la adaptación.**

Opcional

- Esta pregunta se realizará y entregará en la segunda sesión del laboratorio. Se plantea ahora para que haya posibilidad de un estudio más detallado. **Se pretende calcular la longitud física de un tramo de línea como el que se dispone en el laboratorio. Proponga un método para el cálculo de la misma haciendo uso exclusivamente de los aparatos que dispone el banco de medida. Calcule el valor de la longitud de la guía que dispone el banco de medidas mediante el método propuesto anteriormente.**

LABORATORIO DE MICROONDAS. CURSO 09-10
PRÁCTICA NÚMERO 2:
MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DE CUADRIPOLOS SIN PÉRDIDAS Y CON PÉRDIDAS
Y CARACTERIZACIÓN DE UN ACOPLADOR DIRECCIONAL

Es imprescindible preparar la práctica con antelación.
Nota: se entregará un cuadernillo para proporcionar el resultado.
La numeración es la asociada al cuadernillo independiente

Daniel Segovia Vargas

ÍNDICE

Objetivos	3
Instrumentación	3
Desarrollo teórico de la práctica.....	4
Montaje del equipo	16
Observaciones y medidas	18
Memoria de la práctica	20
Bibliografía.....	21

[1] OBJETIVOS:

La práctica está dividida en dos partes. Por un lado se procederá a medir los parámetros S de un cuadripolo (disipativo o no) mediante los métodos del cortocircuito desplazable y de la carga adaptada. El primero de ellos se basa en la obtención de distintas medidas del coeficiente de reflexión para, a partir de ellos, determinar los parámetros S. Esta última determinación se puede hacer por un método gráfico o mediante la resolución directa de un sistema de ecuaciones complejas.

La segunda parte de la práctica es totalmente independiente de la primera y pretende medir y caracterizar el acoplador direccional del banco de medidas. Para ello se tendrá que proponer un montaje que permita medir los coeficientes de acoplamiento y directividad del mismo.

Es fundamental la soltura en el manejo de la carta de Smith para la correcta realización de la práctica.

[2] INSTRUMENTACIÓN.

Toda la instrumentación que se utilizará en esta práctica ya se ha utilizado en la anterior salvo el pistón de cortocircuito y la carga adaptada que se describirán en el apartado siguiente.

- Modulador de onda cuadrada.
- Generador de potencia.
- Generador de microondas: klynstron.
- Atenuador variable.
- Detector de cristal.
- Acoplador direccional.
- Carga adaptada.
- Frecuencímetro en cavidad resonante.
- Medidor de onda estacionaria.
- Línea de medida.
- Terminaciones en cortocircuito y con carga a determinar.
- Línea de adaptación de impedancias con obstáculo transversal.
- Pistón de cortocircuito variable.

[3] DESARROLLO TEÓRICO.

a) Cuadripolo no disipativo

En primer lugar se recordará la teoría básica de los parámetros de dispersión en un cuadripolo con el fin de determinar cómo se pueden obtener dichas variables. Así, en cualquier unión de guías, y en particular en un cuadripolo, se define unas ondas de potencia incidentes y otras reflejadas. Dichas ondas no son más que unos números complejos cuyo módulo al cuadrado coincide con la potencia que está incidiendo en el circuito o se está reflejando del circuito. De esta forma se podrá definir unas ondas de potencia incidentes en el circuito que denotaremos por a_i que están relacionadas con la potencia que incide en el circuito como ha quedado indicado anteriormente; estas ondas tendrán siempre un sentido entrante al circuito de microondas que se está considerando. De igual manera se definirá una onda de potencia reflejada como aquel número complejo cuyo módulo al cuadrado coincide con la potencia que se está reflejando por dicha puerta del circuito; se denotará por b_i y el sentido que tendrá será siempre saliente del circuito de microondas. Con esta definición podemos tener siempre caracterizado de forma unívoca los términos de energía que entran en juego en el circuito de microondas. El siguiente dibujo muestra cómo son dichas ondas de potencia que se acaban de definir así como los coeficientes de reflexión que tenemos en cada uno de los planos de referencia

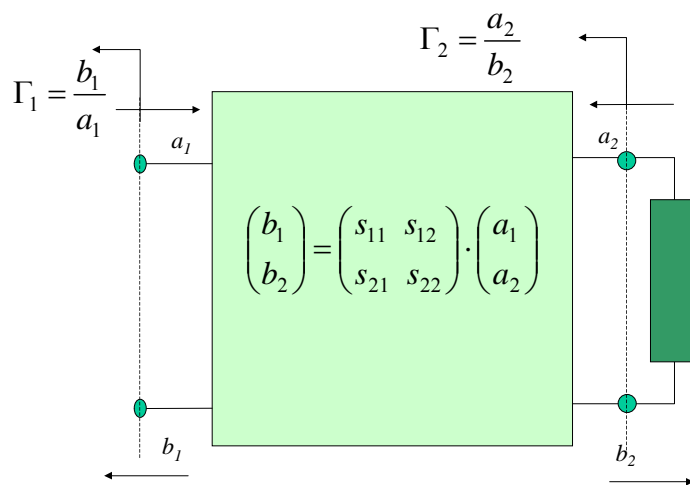


Figura 1: Definición de los parámetros S y ondas de potencia de un cuadripolo.

Como se puede ver en el dibujo las ondas de potencia reflejadas del cuadripolo se relacionan por medio de la llamada matriz de dispersión o de parámetros S (*scattering*). Si además el cuadripolo es recíproco el parámetro s_{12} coincide con el s_{21} . Esta suposición será válida a lo largo de la práctica por lo que en adelante será lo que consideremos.

El objetivo de la práctica será la determinación experimental de los parámetros S del cuadripolo que hemos comprobado que, en el caso de cuadripolos no disipativos cumplen las condiciones impuestas en las anteriores ecuaciones.

En el caso que el cuadripolo no tenga pérdidas existe un teorema que afirma que la matriz S es unitaria. Esto quiere decir que la hermítica de la matriz S (la transformación hermítica es aquella que realiza una trasposición y una conjugación de la matriz) coincide con la inversa por lo que se puede poner que:

$$S^H \cdot S = S^{-1} \cdot S = I \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{12} & s_{22} \end{pmatrix}^H \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{12} & s_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11}^* & s_{12}^* \\ s_{12}^* & s_{22}^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{12} & s_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Haciendo las anteriores operaciones se puede concluir que

$$|s_{11}| = |s_{22}| \leq 1 \quad (2)$$

$$|s_{12}| = \sqrt{(1 - |s_{11}|^2)}$$

$$\arg(s_{12}) = \frac{\arg(s_{11}) + \arg(s_{22})}{2} \pm \frac{\pi}{2}$$

En las medidas que se van a realizar en el laboratorio sólo se va poder medir la relación de onda estacionaria y medidas relativas de fase para obtener la expresión del coeficiente de reflexión debido a la carga que esté conectada. En base a las medidas de diversos coeficientes de reflexión tendremos que obtener la expresión de los correspondientes parámetros S.

Si nos fijamos en la figura anterior se puede conectar una carga determinada, conocida a la salida y ver en qué se traduce a la entrada. Dicha carga conocida presentará un coeficiente de reflexión cuya fórmula irá relacionada con las ondas de potencia que se habían definido en los párrafos anteriores y que podrá ser medible directamente en el laboratorio.

$$\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} \quad (3)$$

Dicha carga se transforma a través del cuadripolo resultando un nuevo coeficiente de reflexión que indica la cantidad de potencia que se refleja hacia fuera del circuito de microondas, el cuadripolo en este caso. Dicho coeficiente viene dado por:

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} \quad (4)$$

Eliminando las ondas de potencia de todas las ecuaciones anteriores se puede llegar a una expresión que relaciona los parámetros S del cuadripolo que se quiere medir con los coeficientes de reflexión que realmente se miden en el laboratorio. Así se puede poner:

$$(s_{11} - \Gamma_1) \cdot \left(s_{22} - \frac{1}{\Gamma_2} \right) = s_{12}^2 \quad (5)$$

Si se dispusiera de múltiples coeficientes de reflexión conocidos en la puerta 2, se podrían obtener otros tantos en la puerta 1. De esta forma se podría formar un sistema de tantas ecuaciones complejas cuantas fueran necesarias para obtener tres incógnitas. La utilización de

un pistón de cortocircuito móvil permite la obtención de múltiples coeficientes de reflexión conocidos en la puerta 2 del cuadripolo y mediante medida se pueden determinar sus correspondientes transformados en la puerta 1. De esta forma se podría formar el sistema de ecuaciones necesario a partir de cuya resolución se obtendrían los parámetros S.

➤ **Empleo de una carga adaptada**

Otra carga conocida que se podría utilizar sería una carga adaptada de forma que en este caso el valor del coeficiente de reflexión en el plano de salida es directamente 0. Dicha carga no es más que una terminación con un material absorbente que recoge toda la potencia incidente en la misma. La forma normal de esta carga adaptada no es más que una guía con una lámina de material absorbente fina y delgada (como en forma de astilla). Dicho material es sin pérdidas por lo que la potencia incidente es absorbida. Las reflexiones en dicho material se evitan gracias, precisamente, a la forma en astilla del terminal absorbente. La longitud de la misma suele ser de varias longitudes de onda para proporcionar una buena adaptación. Una buena carga suele proporcionar una ROE de 1.01 o menor. La figura muestra cómo sería una posible carga adaptada.

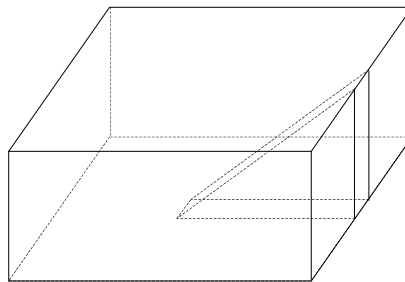


Figura 2: Forma de una carga adaptada para guía

Para el caso de disponer de dicha carga adaptada la formulación de las ondas de potencia a través de los parámetros S se simplifica como indica la siguiente expresión:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 \Rightarrow s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_1 \quad (6)$$

Invirtiendo la posición del cuadripolo (conectando la línea de medida a los terminales 2 y la carga adaptada a los terminales 1) la onda de potencia a_1 pasa a ser 0 de forma que se puede obtener directamente el coeficiente s_{22} por medida directa del coeficiente de reflexión Γ_2 en esta nueva situación.

$$b_2 = s_{22} \cdot a_2 \Rightarrow s_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \Gamma'_2 \quad (7)$$

El superíndice ' que se ha puesto junto al coeficiente de reflexión en la puerta 2 no viene más que a indicar que no es el coeficiente en la situación normal del cuadripolo sino en la invertida que se ha utilizado para medir el parámetro s_{22} . Acudiendo a las ecuaciones 2 se puede obtener el parámetro s_{12} como:

$$|s_{12}| = \sqrt{1 - |\Gamma_1|^2} \quad (8)$$

$$\arg(s_{12}) = \frac{\arg(\Gamma_1) + \arg(\Gamma'_2)}{2} \pm \frac{\pi}{2}$$

➤ **Empleo de un pistón de cortocircuito**

Como ya se mencionó anteriormente una de las formas para obtener los parámetros del cuadripolo sería la formación y resolución del sistema de ecuaciones que se puede obtener a partir de numerosas medidas de distintos coeficientes de reflexión en los planos de referencia del cuadripolo.

Esas cargas (y, por lo tanto, los coeficientes de reflexión) se pueden obtener por medio de la utilización de una carga de un buen material conductor como puede ser el cobre que puede deslizarse a lo largo de la guía. Esta disposición aparece ilustrada en la figura 3.

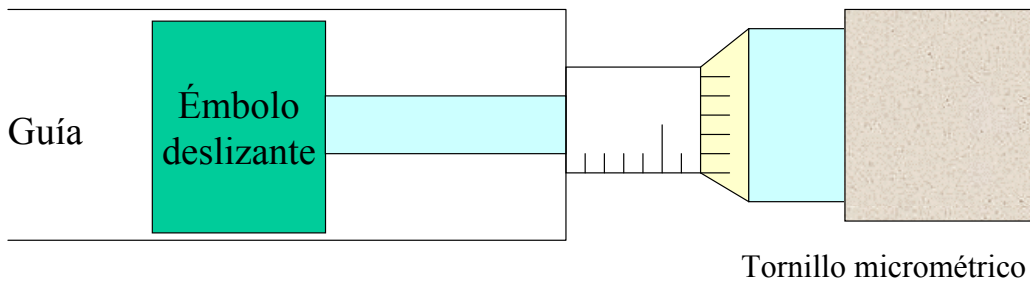


Figura 3: Modelo simple de pistón de cortocircuito variable

Como puede apreciarse la posición del bloque conductor puede variarse por medio de un tornillo micrométrico que es capaz de controlar de manera precisa los desplazamientos del mismo. Esta forma tan simple de pistón en cortocircuito no tiene, sin embargo, unas óptimas prestaciones eléctricas. Esto es debido fundamentalmente al rozamiento que puede producirse en las paredes laterales de la guía. Esto hace que el cortocircuito no se comporte exactamente como tal sino como un valor de carga próximo al del cortocircuito pero que presenta una desviación aleatoria en torno a dicho valor. De esta forma existe un flujo de potencia que se escapa haciendo que el coeficiente de reflexión sea menor de la unidad.

Estos problemas pueden superarse si se utiliza una especie de émbolo que, eléctricamente, hace uso de distintos transformadores en $\lambda/4$. De esta forma podemos colocar en serie dos transformadores en $\lambda/4$ con impedancias características Z_1 y Z_2 respectivamente. Si la carga que se está colocando es Z_s , muy próxima al cortocircuito pero con valor distinto de 0. La impedancia que se ve a la entrada de este nuevo circuito (con el doble transformador en $\lambda/4$) viene dada por:

$$Z'_s = \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 \cdot Z_s \quad (9)$$

Lo que quiere decir que el nuevo “cortocircuito” se ve mejorado por un factor $\left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2$ que en la medida que Z_2 sea bastante mayor que Z_1 la mejora del “cortocircuito” será tanto más sustancial. Esta mejora será distinta para cada frecuencia que se considere debido a que las

secciones en $\lambda/4$ lo serán a una sola frecuencia. Sin embargo, un diseño apropiado de las secciones (posiblemente acudiendo a múltiples secciones) permite la obtención de bandas del orden y superiores al 10% que puede ser suficiente.

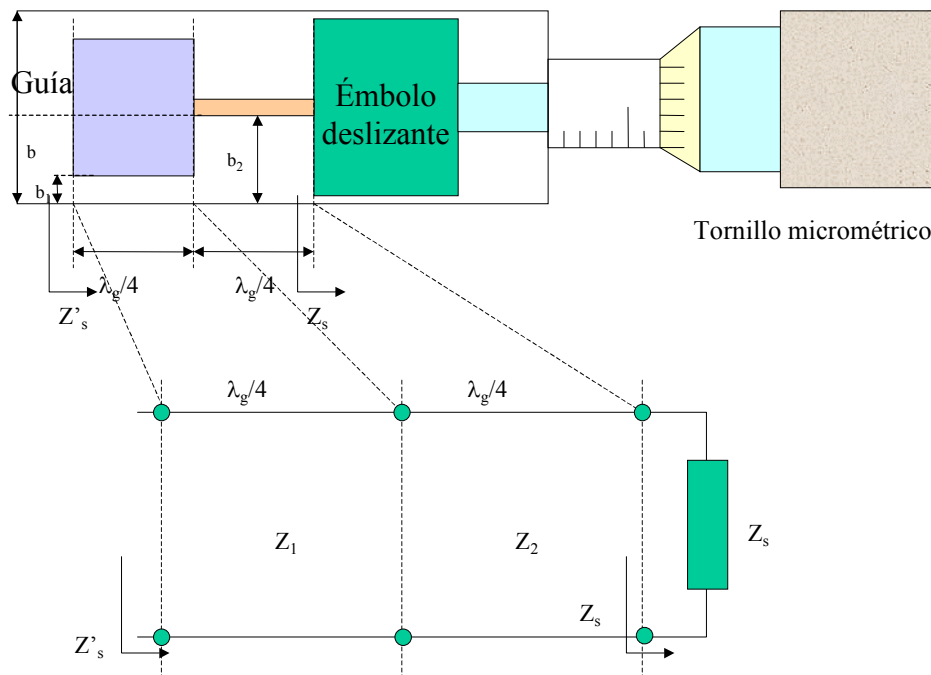


Figura 4: Pistón de cortocircuito desplazable con tramos adaptadores.

Si se sabe que el cuadripolo de que se dispone no tiene pérdidas cuando la carga que se coloca en el terminal 2 es una reactancia pura ($|\Gamma_2|=1$) se tendrá que en el terminal 1 $|\Gamma_1|=1$ ya que lo único que ha ocurrido ha sido un desplazamiento por el círculo límite de la carta de Smith. Los pares de valores (Γ_1, Γ_2) necesarios se introducirán en la ecuación 8 para formar diversos sistemas de ecuaciones y así calcular el correspondiente coeficiente s_{ij} . El coeficiente de reflexión Γ_2 puede obtenerse midiendo directamente las posiciones del pistón de cortocircuito, d_k , y ver a qué fase corresponden en la carta de Smith ya que su módulo es directamente la unidad. Para ver la fase el proceso que se sigue es el mismo que se explicó en la práctica anterior en la determinación del valor de una impedancia problema. En aquel caso se tomaba un cortocircuito de referencia cuya posición coincidía con el plano de referencia donde luego se iba a colocar la impedancia problema. Con la carga problema se veía la posición del mínimo (posición que se conoce en la carta de Smith) y se veía cuánto se desplazaba respecto dicho mínimo respecto del de cortocircuito (que coincide con la posición de la carga). En este caso d_0 es la posición inicial de referencia, con el plano de referencia coincidente con la carga ($\Gamma_2 = -1$), el correspondiente $d_{k \neq 0}$ refleja lo que se ha desplazado el cortocircuito alejándose del anterior plano de referencia. De esta forma, la posición de la nueva carga que existe en el plano de referencia debido a un desplazamiento $d_{k \neq 0}$ de un cortocircuito alejándose (por lo que las medidas del micrómetro del pistón serán positivas) del mismo será

$$\text{desplazamiento eléctrico}_2 = \frac{D_k}{\lambda_g} = \frac{d_{k \neq 0} - d_0}{\lambda_g} \quad (10)$$

en sentido de carga hacia generador de acuerdo con las consideraciones que se han realizado¹.

¹ El desplazamiento de carga hacia generador es tal considerando todas las suposiciones que se han hecho: medidas positivas del micrómetro conforme el pistón de cortocircuito se aleja del plano de referencia. Se insta al lector a que

Para construir la variedad lineal que se indica en la ecuación (5) será necesario medir los coeficientes de reflexión en el plano 1 que coincide con la entrada a la línea de medida. Dichos coeficientes deberían tener de módulo la unidad por haber considerado que el cuadripolo es no disipativo y la fase se determinará comparando con la de un cortocircuito de referencia colocado en la posición de entrada de la línea de medida igual que se había hecho en la práctica anterior para determinar los valores de impedancias problemas. Como se dijo en la frase anterior en principio solo sería necesario medir fases ya que el módulo es la unidad. Lo primero que habrá que ver será en qué se transforma la carga inicial correspondiente a un desplazamiento d_0 , este nos asigna un valor de desplazamiento s_0 en la línea de medida. Las cargas siguientes que corresponden a desplazamientos $d_{k \neq 0}$ y se denotará por $s_{k \neq 0}$. Si se asigna el desplazamiento eléctrico de la carga que se está midiendo en el terminal 1 de la misma forma como se hacía con el terminal 2 resulta:

$$\text{desplazamiento eléctrico}_1 = \frac{S_k}{\lambda_g} = \frac{s_{k \neq 0} - s_0}{\lambda_g} \quad (11)$$

Considerando que la línea de medida tiene como referencia el plano de carga correspondiente (empieza su escala de medidas en dicho plano de carga), el desplazamiento será en sentido **de carga hacia generador** si la magnitud $\frac{S_k}{\lambda_g}$ es positiva.

Una vez se han definido distintas cargas con que terminar el cuadripolo en el plano 2 y se ha visto en que se transforman en el plano 1 a la entrada de la línea de medida se puede tomar la expresión (5) para construir una variedad lineal con distintos conjuntos de puntos (Γ_1, Γ_2) .

Obtención de los parámetros S del cuadripolo sin pérdidas

Dado ese conjunto de puntos se podrá obtener un sistema de tantas ecuaciones como parejas de puntos y tres incógnitas. Ese sistema de ecuaciones estará sobredimensionado y muchas de las mismas serán combinación lineal de las otras. La correcta obtención de las incógnitas (parámetros del cuadripolo) requeriría la resolución de numerosos sistemas de tres ecuaciones (asociados a tres parejas de puntos), donde ninguna de las ecuaciones fuera combinación lineal de las anteriores de forma que entre la resolución de esas numerosas ecuaciones se pudiera extraer un valor medio y una varianza de las distintas soluciones que se obtienen.

Para evitar esto se suele acudir a un método gráfico que será el que se aplique en la presente práctica que a partir de unas transformaciones iniciales busca la solución al problema a partir de la intersección de dos variedades lineales semejantes (en un caso coincidente) a la que se ha utilizado en el párrafo anterior. De esta forma se dispone de un grado de libertad adicional. Este grado de libertad adicional determina que, dependiendo de la transformación que se haga, en las dos variedades lineales que se utilicen estarán situados bien el parámetro s_{11} bien el s_{22} . Dicho con otras palabras, está diciendo que la intersección de dichas variedades nos dará directamente uno de los parámetros del cuadripolo a estudiar. Después de este párrafo introductorio se está en disposición de escribir que a partir de la ecuación (5) sin más que modificar los valores de la carga que se coloca en el terminal 2 se pueden poner las ecuaciones de dos variedades distintas:

$$\begin{aligned} (s_{11} - \Gamma_1) \cdot (s_{22} - \gamma_s) &= s_{12}^2; \quad \gamma_s = \frac{1}{\Gamma_2} \\ (s_{11} - \Gamma_1) \cdot (s_{22} + \gamma_d) &= s_{12}^2; \quad \gamma_d = -\gamma_s \end{aligned} \quad (12)$$

para cada problema concreto se plantee el sentido del movimiento por si cambian algunas de las condiciones aquí expuestas. La mejor manera de aclarar este concepto es mediante el dibujo de las distintas ondas estacionarias que se forman sin más que observar su desplazamiento relativo.

También cabe resaltar que para no cometer errores conviene definir un sentido único de movimiento del pistón.

Estas ecuaciones se reducen a sendas proyectividades hiperbólicas que vamos a denotar por Π_1 y Π_2 que tienen las siguientes propiedades:

- El eje $\overline{ss'}$ (ver figura 5) de la proyectividad Π_1 forma con el eje real un ángulo igual a $\arg(s_{12})$ y corta al eje $\overline{dd'}$ de la proyectividad Π_2 sobre afijo del parámetro s_{11} . Los ejes anteriores $\overline{ss'}$ y $\overline{dd'}$ son además perpendiculares entre sí.
- El afijo del parámetro s_{22} se halla sobre la misma proyectividad Π_1 y, dado que tenemos un cuadripolo sin pérdidas, tendrá el mismo módulo de acuerdo con (2) que el parámetro s_{11} . De esta forma se encontrará sobre dicho eje y en la circunferencia con centro el origen de la carta de Smith y radio el módulo de s_{11} .

La posición de estas rectas sobre la carta de Smith en donde se han representado los valores de los coeficientes de reflexión en los planos 1 y 2 se aprecia en la figura 5:

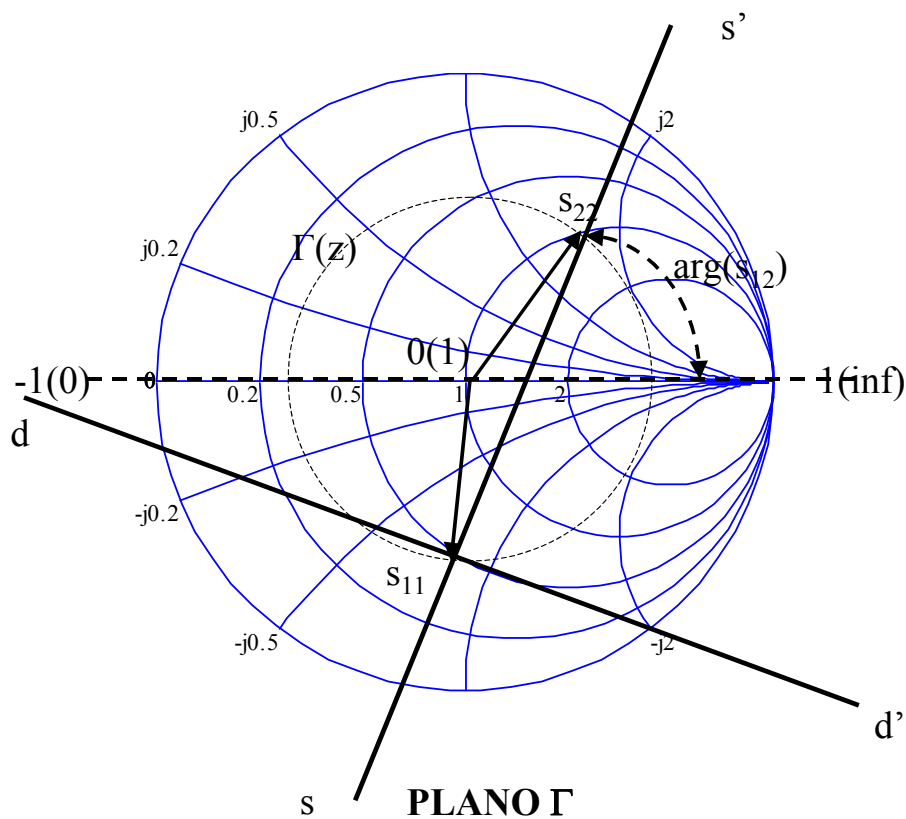


Figura 5: Disposición de las rectas $\overline{ss'}$ y $\overline{dd'}$ que determinan los parámetros del cuadripolo sin pérdidas.

El siguiente punto para el desarrollo de este método será la obtención de las rectas $\overline{ss'}$ y $\overline{dd'}$. Para ello se utilizará el siguiente teorema de geometría proyectiva:

- Cuando se conocen tres pares de puntos homólogos $(\Gamma_1^{(i)}, \gamma_{s,d}^{(i)})$ según una proyectividad Π_1 (o Π_2) definida sobre una circunferencia, el eje de la proyectividad viene determinado por los puntos $(P_{s,d}^{(i,j)})$ definidos por la intersección de los siguientes pares de rectas

$$\overline{\Gamma_1^{(i)}, \gamma_{s,d}^{(j)}} \quad \overline{\Gamma_1^{(j)}, \gamma_{s,d}^{(i)}} \quad \begin{cases} i=1,2,\dots,n & (\text{fijo}) \\ j=1,2,\dots,n & (\neq i, \text{ para } i \text{ fijo}) \end{cases}$$

donde en las anteriores rectas el superíndice i permanece fijo mientras que j recorre todo el conjunto de medidas realizadas salvo la i . Esto quiere decir que el primer conjunto de las rectas anteriores se forma dejando el valor del coeficiente de reflexión en el plano 1 fijo para una determinada posición (i) y uniendo dicho punto con los distintos coeficientes de reflexión en el plano 2 menos con el de la posición (i). La intersección de las distintas rectas que se forman (tanto para el caso de los subíndices s que darían la recta $\overline{ss'}$ como para los subíndices d que darían la recta $\overline{dd'}$) da un conjunto de puntos que aparecen relativamente alineados. De esta forma se puede comprobar que hay puntos del sistema de ecuaciones original que se había planteado que no aportan una solución correcta del correspondiente parámetro del cuadripolo. De igual forma, se sabe que las dos rectas que se están buscando ($\overline{ss'}$ y $\overline{dd'}$) son ortogonales entre sí por lo que un ajuste de las mismas puede realizarse mediante el trazado de dos rectas perpendiculares en papel transparente que roten sobre las nubes de puntos que se han obtenido (las correspondientes a cada familia de rectas $\overline{ss'}$ y $\overline{dd'}$). Dicha rotación conduce a un aprovechamiento mayor de los datos disponibles sobre los que se realiza una especie de tratamiento estadístico.

La figura 6 muestra el proceso de obtención de una de las rectas buscadas ($\overline{ss'}$, por ejemplo) a partir de la intersección de dos parejas de rectas formadas. Igual que para que la resolución analítica fuera correcta habría que resolver múltiples sistemas de ecuaciones, en este caso habría que utilizar al menos 6 para formar las distintas rectas que se pueden establecer entre ellos. En la figura sólo se muestran dos parejas y el proceso tendría que ser repetitivo.

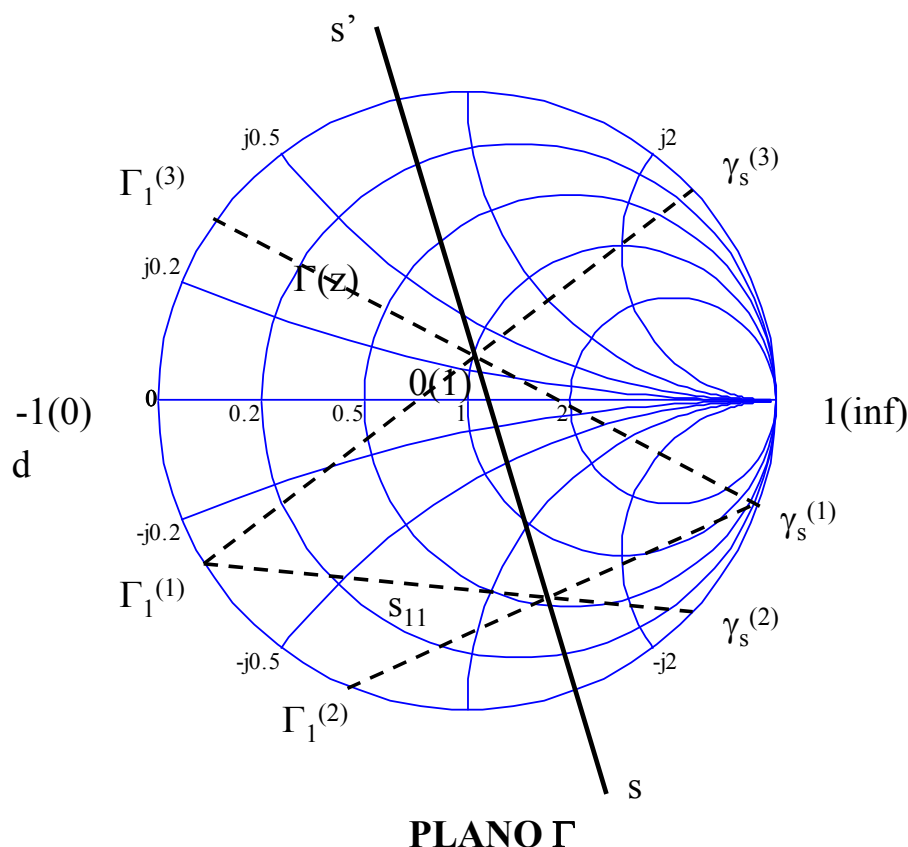


Figura 6: Obtención de la recta $\overline{ss'}$ a partir de los coeficientes de reflexión medidos.

Precaución: se vuelve a recordar que para evitar errores en el desplazamiento del cortocircuito móvil se recomienda moverlo siempre en el mismo sentido. En caso que se

perdiera la posición en un instante resulta conveniente retroceder bruscamente una o dos vueltas para volver a encontrar los puntos buscados en el sentido anterior.

b) Medida de los parámetros S de un cuadripolo disipativo.

Los cuadripolos disipativos se caracterizan por absorber una parte de la energía que incide en ellos, bien transformándola en calor (por efecto Joule, pérdidas en el dieléctrico) bien radiándola al espacio como en el caso de antenas de ranura.

En el caso de un cuadripolo sin pérdidas el hecho que la matriz S fuera unitaria imponía una serie de igualdades. Estas igualdades en el caso que el cuadripolo tenga pérdidas se transforman en desigualdades que no reducen el número de parámetros independientes necesarios para caracterizar la matriz de dispersión. En el caso de dispositivos recíprocos la medida de un cuadripolo disipativo conduce a la obtención de tres parámetros: s_{11} , s_{12} y s_{22} . Estos elementos se deducirán a partir de la expresión (5) ya utilizada para el caso de cuadripolos sin pérdidas a partir de, por lo menos, tres medidas de coeficientes de reflexión en el plano 1 correspondientes a diversas cargas en el plano 2.

➤ **Empleo de una carga adaptada**

La utilización de una carga adaptada reduce notablemente los cálculos con el inconveniente que es más difícil conseguir una carga adaptada que no un cortocircuito. Las medidas y los cálculos son los siguientes:

- Carga adaptada en el terminal 2 y línea de medida en el 1: $s_{11} = (\Gamma_1)_o$.
- Se sustituye la carga adaptada por un cortocircuito localizado exactamente en el plano terminal obteniéndose un coeficiente de reflexión en el plano 1: $\Gamma_1 = (\Gamma_1)_{cc}$.
- Inversión del cuadripolo y cierre del terminal 2 por la carga adaptada: $s_{22} = (\Gamma_2)_o$
- La ecuación (5) nos permite obtener el parámetro s_{12} : $((\Gamma_1)_o - (\Gamma_1)_{cc}) \cdot ((\Gamma_2)_o + 1) = s_{12}^2$

➤ **Empleo de un pistón de cortocircuito**

El método será conceptualmente el mismo que se explicó para el caso de un cuadripolo no disipativo pero con la modificación que la circunferencia sobre la que están situados los coeficientes de reflexión del plano 1 ya no coincide con la circunferencia unidad. Para desarrollar el proceso se aplicará el método del cortocircuito variable para conseguir un número de cargas conocidas en el plano 2 que sean fácilmente transformables al plano 1. Como mínimo se necesitarán tres cargas para construir el sistema de ecuaciones que se derivaba de la ecuación (5). A diferencia de lo que ocurría con el cuadripolo no disipativo, donde no era totalmente necesario medir el módulo del coeficiente de reflexión en el plano 1 (debido a que al ser no disipativo permanecía de valor unitario), aquí sí será necesario medir el módulo y la fase de los distintos coeficientes de reflexión en el plano 1 en que se transforman los obtenidos por desplazamiento del cortocircuito desplazable del plano 2. Dado que los coeficientes del plano 2 se distribuyen a lo largo de una circunferencia y existe una transformación bilineal del plano 2 al plano 1, los nuevos coeficientes de reflexión del plano 1 formarán una nueva circunferencia interior a la carta de Smith cuyo centro habrá que determinar por consideraciones geométricas. De esta forma como muestra la figura 7 existirán dos circunferencias: C que coincide con el exterior de la carta de Smith y C' sobre la que estarán situados los coeficientes de reflexión

medidos en el plano 1 a la entrada de la línea de medida. Para evitar la resolución de numerosos sistemas de ecuación que estarán mejor o peor condicionados dependiendo de las condiciones de medida se volverá a acudir a un método gráfico.

Dicho método consistirá en asociar el cuadripolo disipativo del que se quieren obtener sus parámetros S (s_{ij}), un cuadripolo no disipativo que nos va a servir para obtener sus parámetros S correspondientes (σ_{ij}) por el método descrito en el apartado 3.a. El problema que se solucionará será por tanto la obtención de los parámetros S de un cuadripolo no disipativo (σ_{ij}) que estará relacionado con el cuadripolo cuyos parámetros S se pretenden encontrar.

El primer paso será ver cómo se obtienen los coeficientes de reflexión equivalentes del cuadripolo no disipativo en el plano 1 a partir de los parámetros S del cuadripolo disipativo. El punto de partida son los coeficientes reactivos del cortocircuitos variable en el plano 2 (Γ_2) y sus transformados en el plano 1, $\Gamma_1^{(i)}$. Estos últimos coeficientes de reflexión $\Gamma_1^{(i)}$ estarán situados sobre una circunferencia C' interior a C donde se encuentran los coeficientes de reflexión del plano 2 y que no aparecen dibujados en las figuras 7 y 8. Si se transforma por homotecia la circunferencia C' en una nueva circunferencia C se podrá ver que los coeficientes de reflexión $\Gamma_1^{(i)}$ se transforman en unos nuevos coeficientes $\gamma_1^{(i)}$ que corresponderán a los de un cuadripolo sin pérdidas. Si con estos coeficientes $\gamma_1^{(i)}$ y con los transformados de (Γ_2) (γ_s y γ_d según se expresó en la ecuación 12) se pueden obtener unos determinados parámetros S (σ_{ij}) de un cuadripolo sin pérdidas.

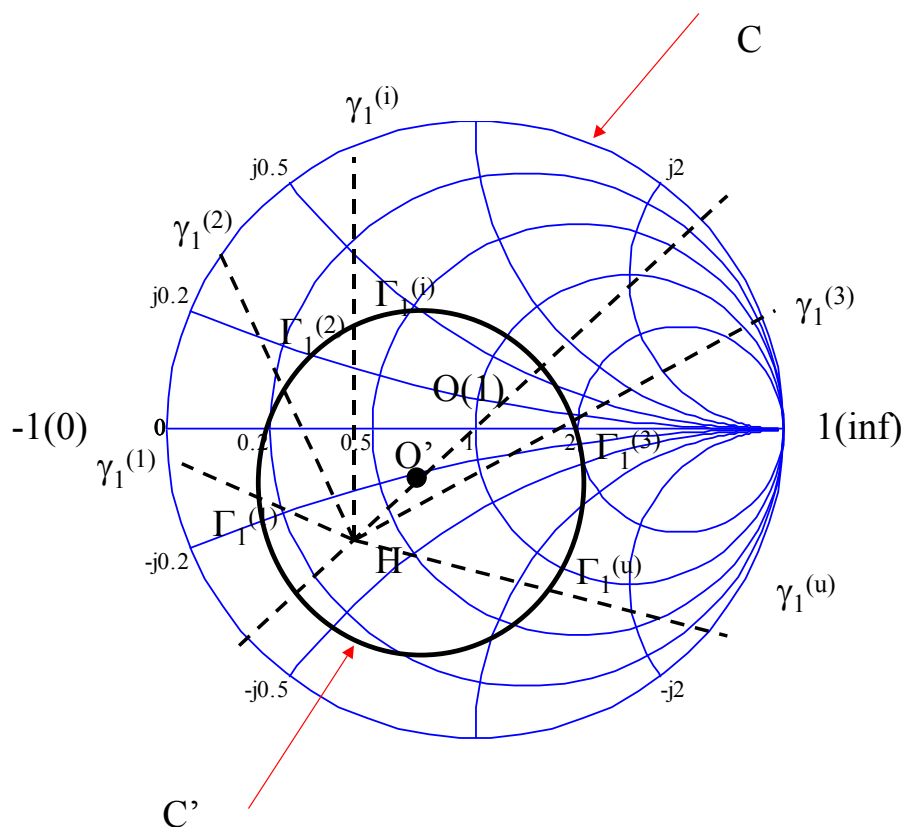


Figura 7: Obtención de los coeficientes de reflexión en un cuadripolo disipativo.

Obtenidos los parámetros (σ_{ij}) del cuadripolo no disipativo realizando la transformada inversa de la homotecia anterior (ver figura 8) se pueden obtener los correspondientes parámetros s_{11} , s_{22} y s_{12} . Para este último puede verse que el ángulo del parámetro del cuadripolo no disipativo

auxiliar coincide con el ángulo del parámetro de transmisión del cuadripolo disipativo. Haciendo un resumen se puede poner:

- s_{11} por la transformación inversa de la homotecia a partir de σ_{11} .
- s_{12} a partir de σ_{12} como: $\begin{cases} \arg(s_{12}) = \arg(\sigma_{12}) \\ |s_{12}|^2 = r \cdot |\sigma_{12}|^2 \end{cases} \Rightarrow r = \frac{\overline{O'P'}}{OP}$ donde r es la relación de homotecia.
- s_{22} resulta ser igual al parámetro del cuadripolo auxiliar σ_{22}

Por último quedaría por describir cómo se determina el centro de la homotecia que aparece reflejado en la figura 8:

- Se trazan por O y O' (centros de las dos circunferencias) dos paralelas cualesquiera OP y $O'P'$; el punto H centro de homotecia se encuentra en la intersección de la recta PP' con la OO' .
- Conocido el centro de la homotecia los puntos transformados de los coeficientes de reflexión medidos $\Gamma_1^{(i)}$ del cuadripolo disipativo se transforman en $\gamma_1^{(i)}$ del nuevo cuadripolo auxiliar no disipativo sin más que trazar rectas que partiendo del centro de homotecia pasan por el punto conocido $\Gamma_1^{(i)}$ y se prolongan hasta la circunferencia unidad.
- Obtenido el parámetro σ_{11} se une con el centro de homotecia para hallar la recta sobre la que está situado el s_{11} . Dicho punto coincidirá con el corte de dicha recta por la paralela a $O\sigma_{11}$ que pasa por O' .

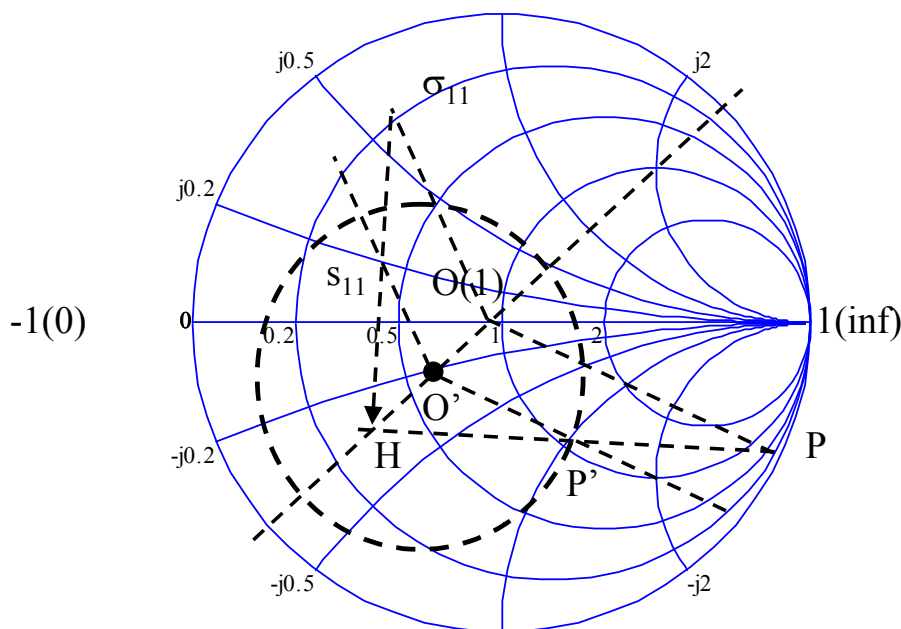


Figura 8: Determinación del centro de la homotecia.

c) Medida de los parámetros S de una unión de cuatro guías

En la última parte de la práctica se trata de caracterizar el acoplador direccional del banco de medida. No se van a realizar las medidas por no disponer de tiempo material para lo mismo pero sí se pretende que se aporte un método para la obtención de dichos parámetros. Dicho acoplador viene representado por el esquema de la figura:

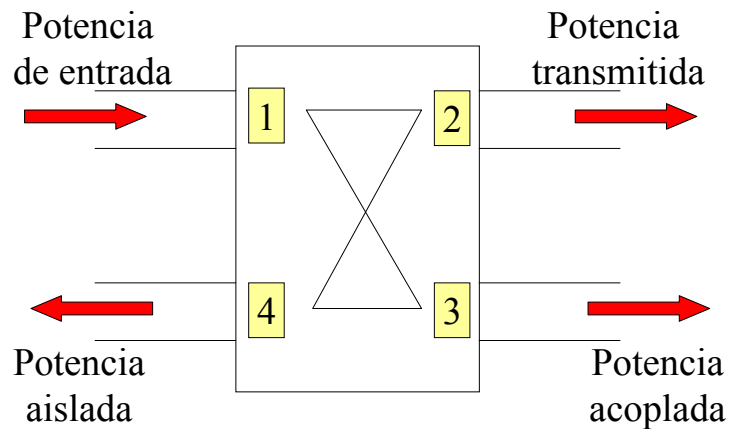


Figura 9: Definiciones de relaciones de potencia en un acoplo direccional.

Se suelen definir los siguientes factores para caracterizar el acoplador direccional:

- **Factor de acoplamiento:** indica el nivel de potencia con que están acoplados los brazos.

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3}$$

- **Factor de aislamiento:** indica el nivel de potencia reflejada que se acopla al brazo opuesto. Da una medida de cómo están acoplados dos brazos entre sí.

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4}$$

- **Factor de transmisión:** indica la relación entre la potencia transmitida y la de entrada.

$$T = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

- **Directividad:** diferencia entre el aislamiento y el coeficiente de acoplamiento. Permite conocer el aislamiento entre la onda incidente y la reflejada.

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4}$$

[4] MONTAJE DEL EQUIPO.

En la primera parte de la práctica el montaje del equipo es el de la primera práctica ya que lo único que se va a hacer es medir coeficientes de reflexión correspondientes a distintas posiciones del cortocircuito móvil. Antes de empezar a realizar cualquier medida, debe comprobar que la referencia del cortocircuito móvil que aparece como 0 corresponde realmente a un cortocircuito situado en el plano de referencia de la guía.

En primer lugar ajustará la frecuencia de salida del klystron de manera que se obtenga un nivel de señal a la salida lo más amplio posible. Esto será así para facilitar la medida de pequeñas magnitudes de señal que entrarán en juego a la hora de medir la directividad. A modo de recordatorio y con el fin de facilitar el proceso de ajuste del klystron se repite aquí dicho proceso que ya quedó descrito en la práctica 1.

El klystron es un tubo electrónico especial que se utiliza como fuente de energía de microondas a partir de unas ciertas tensiones de alimentación continuas que se aplican en los electrodos del dispositivo. El modelo que se utiliza en las prácticas es de tipo 2K25, tubo de baja potencia capaz de entregar 25 mW en la banda de frecuencias de 8.5 a 9.6 GHz. Los mandos de ajuste del klystron son:

- *Tensión del electrodo reflector: ajuste grueso y fino*
- *Tensión del haz (beam)*

Adicionalmente, se emplea un generador (modulador) de onda cuadrada de baja frecuencia (kHz) para modular en amplitud la señal entregada por el klystron. Esto se hace principalmente para poder emplear un amplificador de audio de alta sensibilidad tras la detección de la señal de microondas en las medidas de ROE y potencia relativa. Los mandos de ajuste del generador de onda cuadrada son:

- *Amplitud de la señal*
- *Frecuencia la señal*

La frecuencia y la potencia de salida del klystron dependen de la polarización y de la señal moduladora. Para conseguir un funcionamiento óptimo del Klystron, es necesario realizar el siguiente procedimiento de ajuste.

Procedimiento de ajuste del klystron

- 1.- Conecte el cable coaxial RG-58 con conectores BNC entre el detector a cristal y la entrada del amplificador-medidor de onda estacionaria. Conecte el otro cable BNC entre los conectores MOD OUT del modulador y MODULATION IN de la fuente de alimentación.
- 2.- Ajuste el atenuador en guía para máxima atenuación (tira absorbente completamente dentro de la guía).
- 3.- Fije los mandos del amplificador de onda estacionaria:
 - a.-Control de ganancia (*gain control*) en la mitad de su rango
 - b- Selector de rango (*range selector*) a cero
 - c- Encienda la alimentación
- 4.- Ajuste los mandos de la fuente de alimentación:

- a.- Gire completamente los mandos de voltaje de haz y de reflector en el sentido contrario al de las agujas del reloj
- b.- Conecte el cable de alimentación del klystron
- c.- Encienda la alimentación. Espere 2 minutos para que el klystron se caliente
- d.- Fije la tensión de alimentación del reflector en 150 V
- e.- Ajuste el voltaje de haz a 275 V aprox. (la corriente del haz debería ser ≈ 20 mA)
- f.- Aumente lentamente el voltaje del reflector hasta que se aprecie un descenso en la corriente del haz. Si este descenso no ocurriera, aumente el voltaje del reflector hasta que se aprecie el descenso

5.-Ajuste los mandos del modulador de onda cuadrada:

- a.- Fije la frecuencia de modulación a 5 y el voltaje a 0
- b.- Encienda la alimentación
- c.- Aumente el voltaje hasta 7V aprox.

6.- Elimine la atenuación del tramo de guía. Seleccione 30 en el selector de rango del medidor de onda estacionaria. Incremente la ganancia (*gain*) hasta conseguir una lectura en mitad de la escala. Si esto no es posible, repita el procedimiento en la escala de 40.

7.- Ajuste la frecuencia y el voltaje de la señal de modulación hasta conseguir una lectura máxima en el medidor de onda estacionaria. Caso de que no sea posible realizar la medida en la escala de 30, aumente la atenuación en guía hasta conseguir una lectura en la mitad de la escala.

8.- Varíe el voltaje del reflector en todo su margen. Se deben observar distintos máximos relativos (las oscilaciones ocurren para distintos valores de polarización). Seleccione el voltaje que proporciona la salida más estable (normalmente cerca del máximo).

9.- *Reajuste la frecuencia y el voltaje de la señal de modulación hasta conseguir una lectura máxima en el medidor de onda estacionaria.*

Una vez seleccionada la frecuencia a que trabajar se procede a la realización de medidas y de la práctica.

[5] OBSERVACIONES Y MEDIDAS.

La realización de la práctica simplemente abarcará la medida de un cuadripolo que le indique a cada grupo el profesor de laboratorio. Dicho cuadripolo podrá ser disipativo o no. A continuación se detalla los pasos a seguir para cada uno de los dos casos.

I) Medida de los parámetros S de un cuadripolo no disipativo.

Coloque el adaptador utilizado en la práctica anterior como cuadripolo problema a la salida de la línea de medida. Asegure que el atenuador variable mantiene su lengüeta totalmente fuera de la guía con el fin de que no se produzca ninguna atenuación adicional. Termine dicho cuadripolo por un cortocircuito móvil. Previamente a la inserción del cuadripolo deberá haber determinado la posición de un cortocircuito coincidente con el plano de referencia de la línea de medida. Para ello no deberá más que comparar la posición de los mínimos de onda estacionaria con el cortocircuito móvil y con el fijo.

[5] Medida de los parámetros S por medio del pistón de cortocircuito.

Coloque el pistón de cortocircuito a la salida del cuadripolo problema y determine al menos seis posiciones del pistón correspondientes a seis coeficientes de reflexión, Γ_2 , situados equiespaciados angularmente en el diagrama de Smith. Determine los correspondientes coeficientes de reflexión a la entrada del cuadripolo problema, Γ_1 .

Con esos pares de puntos defina las proyectividades π_1 y π_2 definidas en la descripción teórica de la práctica. Para ello dispondrá de una carta de Smith y de un diagrama polar en papel cebolla. Ajuste las variedades lineales anteriores de manera que pueda obtenerse los parámetros s_{11} y s_{22} . Obtenidos esos valores determine mediante la resolución de la ecuación (5) el valor de s_{12} .

Explique claramente el proceso seguido para determinar las variedades π_1 y π_2 . Entregue la carta de Smith con la resolución gráfica del problema determinando los valores de los parámetros S del cuadripolo.

Justifique por qué existen puntos muy alejados de las correspondientes variedades lineales (ss' y dd') que deben descartarse. Podría superar el anterior problema mediante una elección distinta de los coeficientes de reflexión que proporciona el cortocircuito móvil.

(Opcional) Resuelva el sistema de ecuaciones apropiado mediante algún programa matemático (Matlab, por ejemplo) y compare los parámetros S obtenidos con el método gráfico.

[6] Método de la carga adaptada.

- Reemplace el cortocircuito móvil por una carga adaptada y mida los coeficientes de reflexión obtenidos en dos sentidos de transmisión:

- Cuadripolo en sentido directo de manera que se obtenga directamente s_{11} .

- Cuadripolo invertido de manera que se obtenga directamente s_{22} .

Determine los parámetros S del cuadripolo por el método de la carga adaptada. Explique las diferencias que existen con los parámetros obtenidos por cualquiera de los métodos anteriores.

¿Sería posible mejorar la estimación obtenida por el método de la carga adaptada de alguna manera? Qué debería de hacer para mejorar la fiabilidad de la medida de la carga adaptada.

Compare y comente los resultados con los obtenidos por otros métodos.

J) Medida de los parámetros S de un cuadripolo disipativo.

El proceso a seguir en el laboratorio será el mismo descrito en el apartado A con una modificación: debe incluir el atenuador variable junto con la carga adaptada que constituía el cuadripolo problema para conseguir un cuadripolo disipativo. Con el fin de obtener medidas fiables la lengüeta del atenuador deberá estar introducida claramente en la guía pero alejada de la posición de máxima penetración.

Explique claramente el proceso seguido para determinar las variedades π_1 y π_2 . Entregue la carta de Smith con la resolución gráfica del problema determinando los valores de los parámetros S del cuadripolo.

Justifique por qué existen puntos muy alejados de las correspondientes variedades lineales (ss' y dd') que deben descartarse. Podría superar el anterior problema mediante una elección distinta de los coeficientes de reflexión que proporciona el cortocircuito móvil.

(Opcional) Resuelva el sistema de ecuaciones apropiado mediante algún programa matemático (Matlab, por ejemplo) y compare los parámetros S obtenidos con el método gráfico.

Determine por medio de la carga adaptada los parámetros S de los cuadripolos correspondientes.

Comente los resultados y extraiga conclusiones.

K) Medida del aislamiento y la directividad del acoplo directivo.

De manera totalmente independiente de los apartados anteriores, proponga un esquema de conexión para medir el valor del acoplamiento y la directividad del acoplador direccional situado en el banco de medidas del laboratorio.

Indique claramente en la memoria el diagrama de bloques y qué debe conectar en cada puerta del acoplador para realizar las medidas que se piden.

[6] MEMORIA DE LA PRÁCTICA.

Como quedó descrito en las normas generales del laboratorio la memoria de la práctica constará de una introducción teórica al problema planteado, exposición de los resultados obtenidos y contestación de las posibles preguntas planteadas, comentarios a los mismos y conclusiones del trabajo.

[7] BIBLIOGRAFÍA

- *Robert E. Collin: "Foundations for microwave engineering" New York McGraw-Hill, 1992.*
- *Domínguez: "Aspectos teóricos de la Ingeniería de Microondas"; CSIC*
- *Domínguez: "Aspectos prácticos de la Ingeniería de Microondas"; CSIC*

LABORATORIO DE MICROONDAS. CURSO 09-10
PRÁCTICA NÚMERO 3:
CARACTERIZACIÓN DEL CAD DE MICROONDAS: ENUNCIADOS PARA LA
REALIZACIÓN DE CIRCUITOS PASIVOS DE MICROONDAS

PRACTICA 3. DISEÑO MEDIANTE CAD DE DISPOSITIVOS PASIVOS EN TECNOLOGÍA MICROTIRA

Índice

Introducción al entorno de simulación Microwave Office

- 1. Breve descripción del interfaz del programa***
- 2. Creación del circuito***
- 3. Simulación del circuito***
- 4. Optimización del circuito***

Memoria de la Práctica

- 1. Diseño de un filtro paso bajo mediante stubs*
- 2. Diseño de un filtro paso bajo mediante salto de impedancias*

INTRODUCCIÓN AL ENTORNO DE SIMULACIÓN MICROWAVE OFFICE

El programa *Microwave Office* es una herramienta software que permite simular y optimizar la respuesta de un circuito en tecnología planar –*stripline*, *microstrip*...-. Los parámetros físicos del circuito son definidos a priori por el usuario mediante un “esquemático” (*circuit schematics*): en él se define el tipo de sustrato a emplear y las dimensiones físicas del diseño, tales como longitudes, anchuras y grosores de las líneas, así como la forma global del circuito o la disposición de las interconexiones entre los distintos componentes. Por ello es necesario, antes de crear el esquemático dentro del entorno de *Microwave Office*, realizar los cálculos previos que permiten conocer las dimensiones del circuito a partir de las impedancias deseadas de las líneas, la frecuencia de trabajo y el tipo de sustrato. Como luego se verá, para calcular las dimensiones de este diseño inicial puede ser de utilidad la herramienta TXLine, incluida en el *Microwave Office*.

Una vez realizado el diseño inicial y definido el esquemático en el entorno de trabajo de *Microwave Office*, la respuesta del circuito puede ser simulada en aquellos puntos de frecuencia que el usuario haya definido previamente, es decir, el dispositivo puede ser caracterizado eléctricamente mediante la representación gráfica de la matriz *S* –matriz de parámetros de dispersión-, o, si se prefiere, mediante la matriz de impedancias o de admitancias. Después de simularlo, el diseño puede ser optimizado de forma automática para mejorar la respuesta del dispositivo.

A continuación se presenta la descripción básica del entorno de simulación.

1.- Breve descripción del interfaz del programa.

Para ejecutar el programa, se pincha en el icono de acceso directo situado en el escritorio (llamado **AWR Microwave Office 2002**). Aparece entonces una ventana o interfaz de programa que representa el entorno de simulación sobre el cual se va a trabajar (ver figura 1). Esta ventana representa un “proyecto”, o “*project*”, el cual se puede nombrar, guardar, y volver a abrir tantas veces como se desee, y dentro del cual se va a definir, simular y optimizar el circuito. Los grupos de elementos más importantes del interfaz principal, son (ver figura 1):

- **Menús:** menús desplegable donde aparecen todas las opciones y comandos.
- **Barra de herramientas:** fila de botones donde se encuentran los comandos de uso más frecuente. Entre otros, por ejemplo, el botón en forma de “rayo” para ejecutar la simulación una vez se hayan definido todos los elementos necesarios.
- **Project Browser:** columna principal a la izquierda del interfaz. En esta columna se encuentran todos los datos y componentes que forman el proyecto. En particular, interesan las siguientes carpetas para comenzar:
 - **Project Options:** para definir las frecuencias de simulación, las unidades globales y la impedancia de referencia, entre otras cosas.
 - **Circuit Schematics:** Página de diseño en la que se realiza el esquemático o implementación de los elementos que componen el circuito a simular.
 - **Graphs:** Carpeta de la que van a colgar los gráficos que se definirán cuando se desee simular el circuito.
 - **Optimizer Goals:** para definir los objetivos del optimizador.
- **Workspace:** área central de la ventana, en la que se visualizan los diferentes elementos activos sobre los que se trabaja en cada instante: esquemáticos, gráficas, etc.
- **Tabs:** lengüetas situadas en la parte inferior izquierda de la ventana, que permiten elegir el tipo de *browser* a visualizar en el área izquierda del interfaz. El *browser* que aparece por defecto es el del proyecto, o *Project Browser*, denominado “*Proj*” en el *tab* correspondiente. Los otros *browsers*, son:
 - **Elem:** Despliega los elementos definidos en el entorno de trabajo del programa *Microwave Office* para implementar los circuitos, tanto en tecnología *stripline* como en *microstrip*. Estos elementos son, desde tramos de líneas, hasta líneas acopladas, pasando por uniones en T, divisores Wilkinson, etc. También aquí se encuentran definidos los diferentes tipos de sustratos (ver figura 2).
 - **Var:** Permite un acceso rápido a los valores de todos los parámetros del circuito definidos por el usuario (dimensiones de las líneas, parámetros eléctricos del sustrato, etc). Permite activar las opciones “*tune*”, para el ajuste manual, y “*optimize*”, para la optimización automática de los valores de estos parámetros.
 - **Layout:** Muestra las opciones para diseñar y representar el *layout* del circuito.

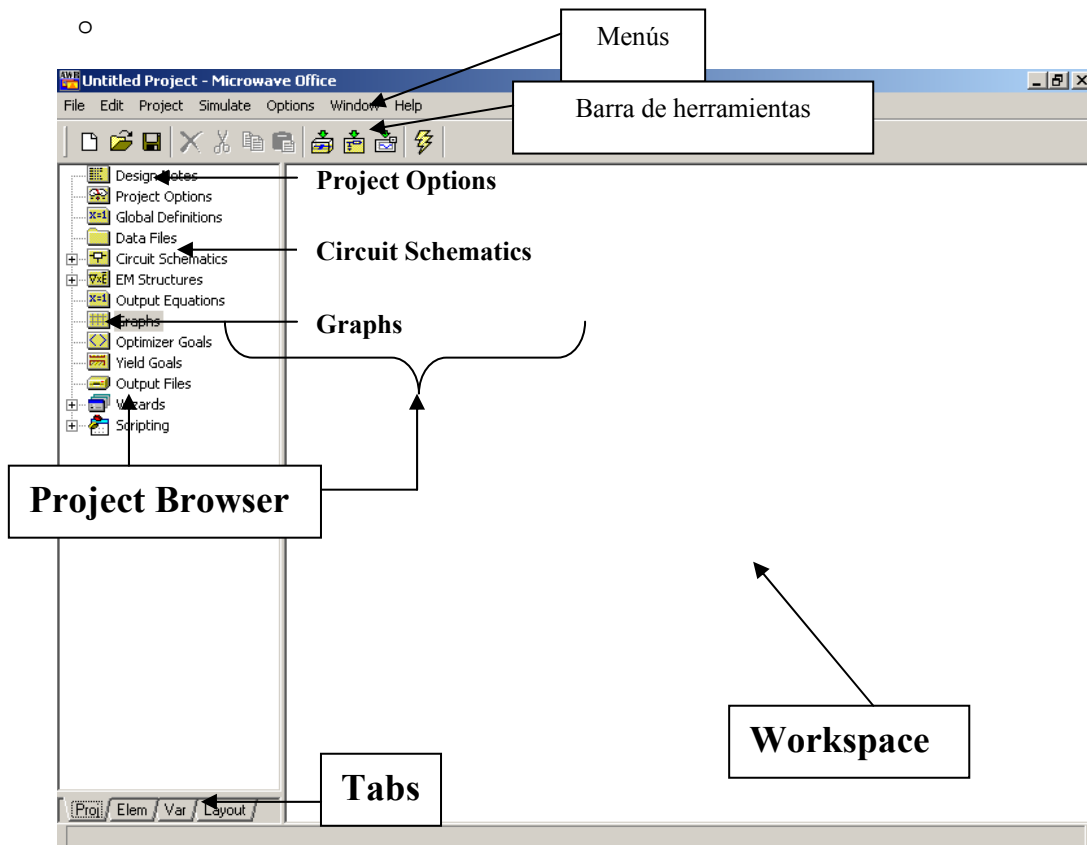


Figura 1

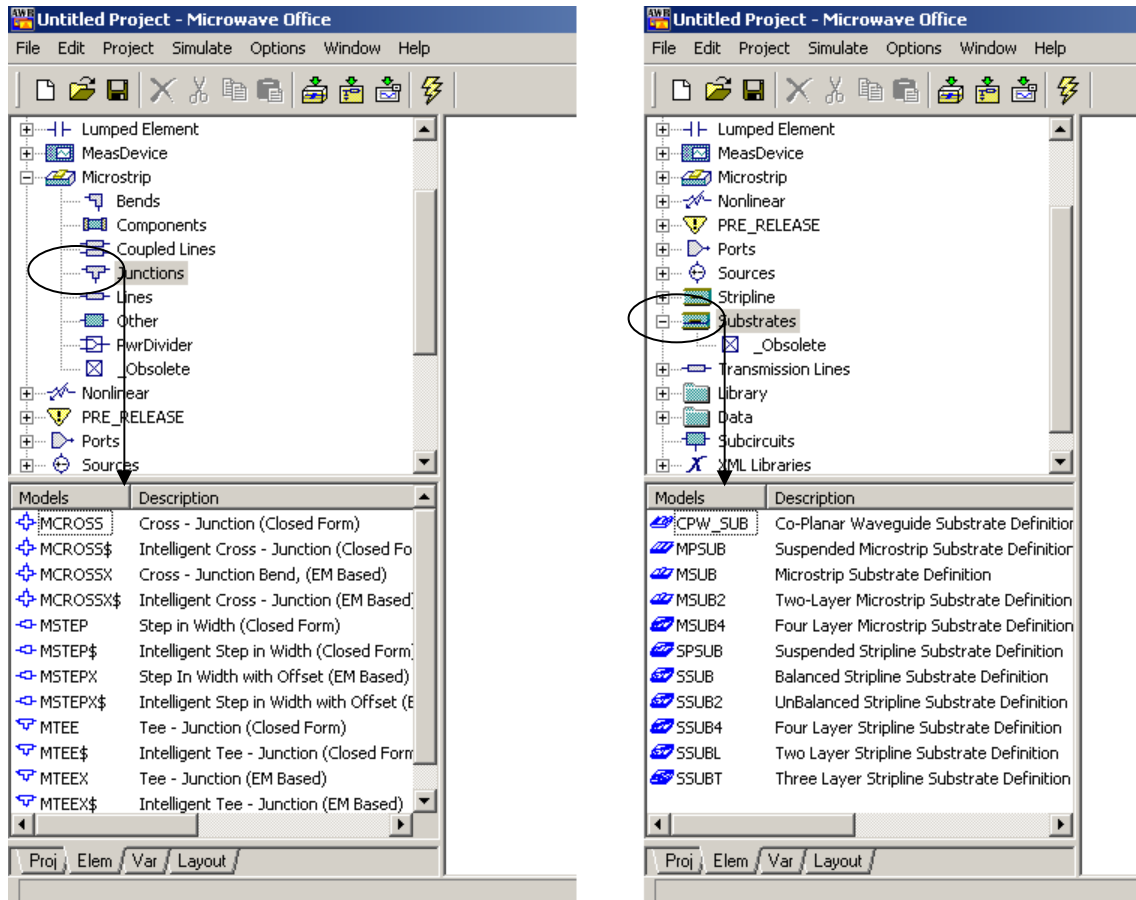


Figura 2: ejemplos de elementos disponibles en *Microwave Office*. Element browser.

Comentario a la figura 2: En esta figura se ven dos ejemplos (izquierda y derecha) de algunos de los tipos de elementos con los que cuenta el *Microwave Office* para implementar un circuito. Para tener acceso a estos elementos se ha desplegado el menú correspondiente a la lengüeta o *tab* denominada “Elem” (*Element Browser*). Una vez desplegado este menú, en el ejemplo de la izquierda se ha pinchado con el ratón en la opción “*microstrip*”, desplegándose un submenú relativo a los diferentes tipos de elementos disponibles en tecnología *microstrip*. Sobre este submenú de la parte superior de la pantalla, se ha elegido “*junctions*”. En la parte inferior aparecen, entonces, diversos tipos de uniones *microstrip*, como se puede apreciar. En el ejemplo de la derecha, se ha pinchado con el ratón la opción “*substrates*”, dentro del menú situado en la parte superior de la pantalla. Haciendo esto aparecen, en la parte inferior del interfaz, los distintos tipos de sustratos disponibles en la librería del *Microwave Office*.

2.- Creación del circuito.

Al abrir el programa *Microwave Office* aparece un nuevo proyecto en blanco, en el que hay que definirlo todo: el diseño del circuito, el sustrato, los puntos de frecuencia para la simulación, etc. Se puede guardar el proyecto en cualquier momento, sea cual sea el estado en el que se encuentre su desarrollo. Para hacerlo, basta con desplegar el menú “*File*” (barra superior del interfaz) y seleccionar “*Save Project*”. Los proyectos *Microwave Office* se guardan con la extensión *.emp*. Así mismo, se puede recuperar cualquier proyecto guardado con anterioridad desplegando el menú “*File*” y seleccionando “*Open Project...*”

Una vez abierto un proyecto en blanco (cada vez que se ejecuta el programa se abre un proyecto en blanco), los pasos básicos recomendados para implementar un circuito o esquemático son los siguientes:

1) Definición de los puntos de frecuencia y unidades globales: Project Options

Dentro del menú del *Project Browser* (columna izquierda del interfaz), al hacer doble click con el ratón sobre la opción “*Project Options*” aparece un cuadro de diálogo con diversas pestañas, como el que se muestra en la figura 3.

Con este cuadro de diálogo, y dentro de la pestaña *Frequency Values*, se puede definir el barrido de frecuencias para la simulación posterior. Este conjunto de frecuencias definirá, por tanto, el eje de abscisas en los gráficos resultantes de las simulaciones. Para ello se define la frecuencia inicial (*Start*), la frecuencia final (*Stop*), y el salto entre puntos de frecuencia consecutivos (*Step*).

En ese mismo cuadro de diálogo *Project Options*, pero dentro de la pestaña *Global Units*, se pueden definir las unidades que, por defecto, aparecerán en los cuadros de diálogo que definen las dimensiones de cada elemento del esquemático, por ejemplo. Especialmente hay que tener en cuenta que las dimensiones relativas a longitudes aparecen, por defecto, en micrometros, por lo que puede ser conveniente cambiarlas a milímetros.

Si se desea cambiar la impedancia de referencia, que por defecto es de 50 ohmios, se puede pinchar en la pestaña *Raw Data Format*, dentro del cuadro de diálogo *Project Options*.

2) Construcción del esquemático

El esquemático define el sustrato del circuito, los parámetros físicos o dimensiones del mismo –longitudes, anchuras y grosores de las líneas-, los elementos que lo componen y los puntos de interconexión entre ellos.

- **Creación del esquemático:** para realizar un esquemático, es necesario primero crear uno nuevo y darle nombre. Para ello, basta con ir al *Project Browser* (columna izquierda, ver figura 1), situarse con el ratón sobre la opción *Circuit Schematics*, y abrir el menú correspondiente haciendo click con el botón derecho. En el menú desplegable que aparece hay que seleccionar la opción *New Schematic*. Entonces aparece un cuadro de diálogo en el cual hay que introducir el nombre con el que identificar al circuito que vamos a crear. Este nombre no tiene por qué corresponderse con el nombre del proyecto. De hecho, un mismo proyecto puede tener varios esquemáticos, todos los cuales, a medida que vayan siendo creados, colgarán de la opción *Circuit Schematics* en el *Project Browser*.

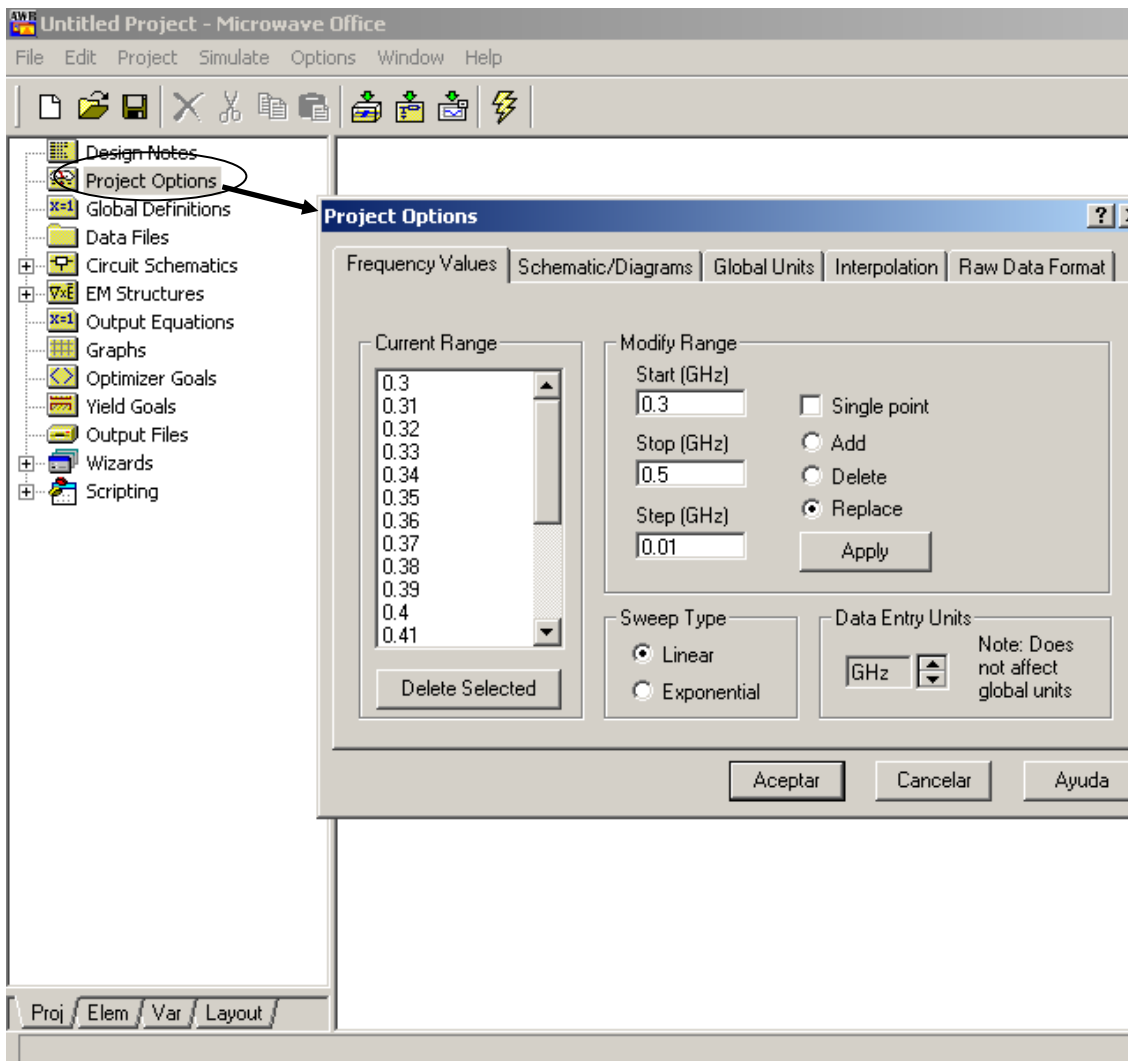


Figura 3: definición de unidades globales y puntos de frecuencia (*Project Options*)

Otra opción es pinchar, dentro del menú general del programa, la opción *Project*, a continuación seleccionar *Add Schematic* en el menú desplegable que aparece, y por último seleccionar *New Schematic*, y darle nombre.

Una vez que el esquemático ha sido creado, aparece en el *Workspace* (área central del interfaz, ver figura 1) una ventana con puntos que definen una rejilla rectangular. Sobre esta rejilla se define el esquemático, es decir, aquí se van a ir añadiendo y conectando los distintos elementos del circuito.

- **Definición del sustrato:** el primer elemento del circuito que es necesario definir es el sustrato. Una vez hemos creado un nuevo esquemático, hay que ir al *Element Browser*: para desplegarlo, basta con seleccionar la lengüeta o *tab* llamada “*Elem*”, situada en la parte inferior izquierda del interfaz (ver figura 1). Una vez allí, se selecciona la opción “*Substrates*” dentro del menú de conjuntos de elementos que contiene el *Element Browser* (ver figura 2). En la parte inferior izquierda de la pantalla aparecen entonces varios tipos de sustratos en diferentes tecnologías, tanto *stripline* como *microstrip*, junto con una breve descripción de los mismos.

Si esta breve descripción no aparece, se puede pinchar con el botón derecho sobre una cualquiera de los elementos y seleccionar en el menú desplegable la opción “*show details*”: así aparecerán todos los elementos en forma de listado, con una breve descripción a su lado, como en la figura 2. Para ver una descripción más detallada de un elemento en concreto, junto con el significado de cada uno de los parámetros eléctricos del mismo, se puede pinchar igualmente con el botón derecho sobre el icono de interés, y seleccionar en el menú desplegable la opción “*Element help...*”. Esto abrirá la ventana de ayuda del programa *Microwave Office* en la página dedicada al elemento seleccionado. Se recomienda utilizar el sustrato más sencillo posible en cada caso. Por ejemplo, si el diseño va a implementarse en *microstrip* simple, basta con seleccionar el sustrato MSUB. Si se va a implementar en tecnología *stripline* sin que existan mayores restricciones de diseño, basta con seleccionar el sustrato denominado SSUB. No obstante, existen otros tipos de sustratos más

complejos que permiten especificar diferente grosor para la capa superior e inferior del *stripline* (SSUB2), o distintas constantes dieléctricas para cada una de las dos capas (SSUBL), o con más de dos capas, etc.

Una vez seleccionado el sustrato que mejor se ajusta a nuestro diseño y necesidades, basta con pinchar sobre él, en la parte inferior izquierda del interfaz, y arrastrar con el ratón el elemento hasta situarlo en el *Workspace* o parte central de la pantalla, donde está la ventana con la página de diseño del esquemático que se acaba de generar. El sustrato se puede situar en cualquier parte del *Workspace*.

El último paso es dar valores a los parámetros eléctricos del sustrato. Una vez situado el icono del sustrato en la página de diseño del esquemático dentro del *Workspace*, aparece sobre este icono una lista de parámetros (*Er*, *Rho*...) con unos valores numéricos asignados. Cada sustrato, así como cada elemento, tiene definidos unos valores por defecto para todos sus parámetros eléctricos y geométricos, pero será necesario redefinir la mayoría de ellos para adecuarlos a las especificaciones de cada diseño particular. Para ello, se puede hacer doble click sobre cada uno de los valores numéricos y rellenar el campo correspondiente de forma directa, sobre el *Workspace*. Si el esquemático fuera demasiado pequeño, se recomienda utilizar la lupa (situada en la barra de herramientas) para ayudarse a visualizar mejor los valores. Para asignar estos valores también se puede hacer doble click sobre el icono del elemento, una vez esté situado sobre el esquemático, o seleccionar dicho icono y pinchar con el botón derecho del ratón sobre él y seleccionar "*Properties*" en el menú desplegable que aparece al pinchar con el botón derecho. Con cualquiera de estos dos métodos aparecerá en pantalla una tabla con todos los parámetros y sus valores asignados. Estos valores pueden cambiarse pinchando con el ratón sobre cada uno de ellos. En dicha tabla también se pueden seleccionar aquellos parámetros elegidos para el ajuste manual (*Tune*), o para la optimización automática (*Opt*), con posibilidad de elegir los límites superior e inferior para la optimización, como se explica más adelante.

En la figura 4 aparece esta tabla, una vez hecho doble click sobre el icono del sustrato. En dicha figura también se aprecia, sobre el icono, el listado de todos los parámetros del sustrato con sus valores correspondientes. Para saber exactamente a qué corresponde cada parámetro, se recomienda acudir a la ayuda del elemento de la forma explicada anteriormente, o bien pinchando con el botón derecho del ratón en el icono del elemento situado en la página de diseño del esquemático y seleccionando "*Element Help*" en el menú desplegable.

Los valores que hay que definir normalmente son, tanto la constante dieléctrica, la tangente de pérdidas y el grosor del material dieléctrico que compone el sustrato, como el grosor de la línea metálica y su resistividad. Hay que tener cuidado al definir el valor de la resistividad del metal, porque se pide el valor de la resistividad normalizada respecto a la resistividad del oro, cuyo valor es $2,35 \times 10^{-8}$ W/m. La anchura de la línea metálica se define posteriormente para cada elemento o tramo de línea que se vaya a incorporar al esquemático, por lo que no se puede definir en este punto todavía. La constante dieléctrica normalizada no es necesario redefinirla normalmente. Tampoco es necesario renombrar el sustrato.

Una vez definidos los parámetros del sustrato, en el *Variable Browser* (lengüeta "*Var*" de la parte inferior izquierda del interfaz), aparece un listado con los valores numéricos correspondientes. Desde este listado también se pueden modificar estos valores en cualquier momento. En él están incluidas igualmente las opciones *Tune* y *Opt*.

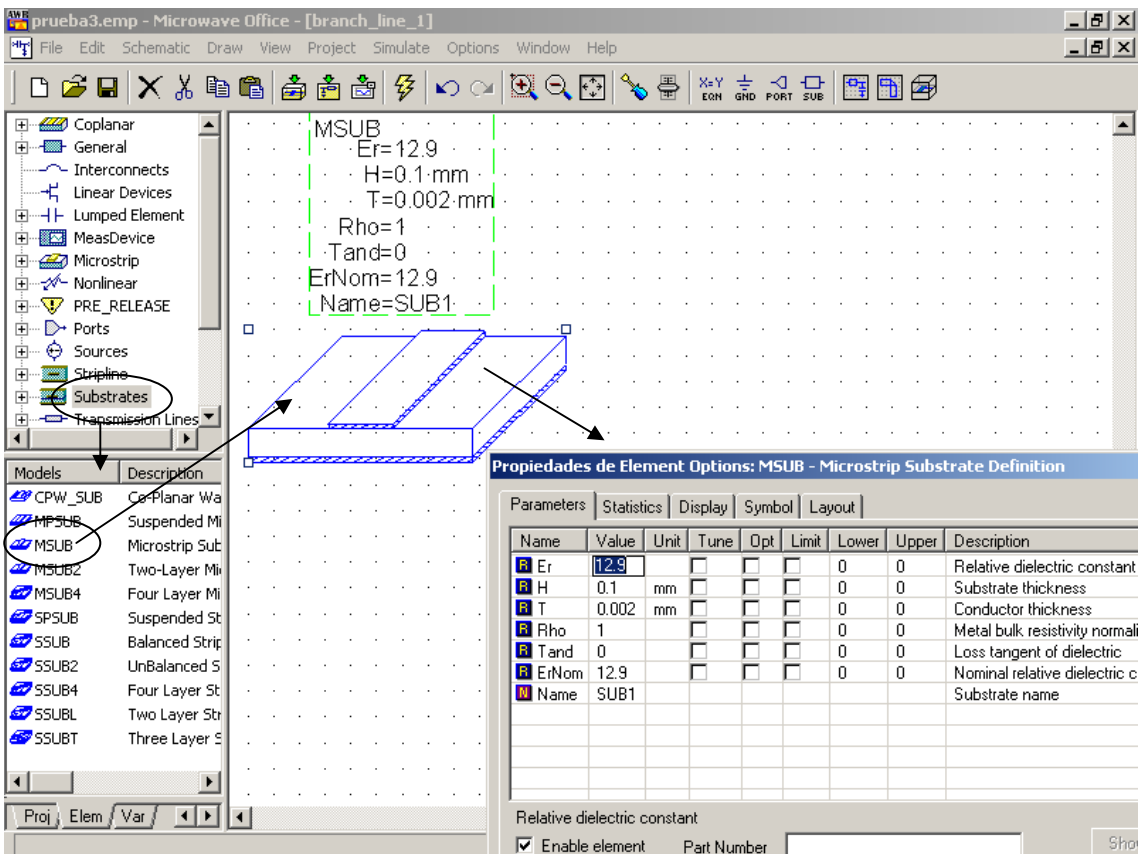


Figura 4: definición de los parámetros del sustrato

- **Añadir elementos:** una vez definido el sustrato con los valores eléctricos y geométricos de acuerdo a las especificaciones de diseño, ya se pueden añadir al esquemático los diferentes elementos y tramos de línea que componen el circuito, e interconectarlos entre sí

Este proceso es muy similar al seguido para definir el sustrato. En el *Element Browser* se selecciona primero el grupo de componentes de interés. Normalmente los grupos de interés, a parte de los sustratos, suelen ser “microstrip” o “stripline”, según se esté empleando una u otra tecnología. Cada uno de estos grupos posee un submenú que se despliega automáticamente al hacer doble click con el ratón sobre cada uno de ellos, o al pinchar en la cruz que aparece a su lado: en el ejemplo de la izquierda de la figura 2 aparece desplegado, por ejemplo, el submenú correspondiente al grupo de elementos *microstrip*. En este submenú desplegable los elementos se agrupan en diferentes tipos de componentes: hay tramos de líneas, uniones, codos (*bends*), líneas acopladas y otros elementos diversos. Dentro del submenú se elige el subgrupo al cual corresponda el elemento que se desee insertar, y entonces aparece en la parte inferior izquierda del interfaz el conjunto de todos los elementos pertenecientes al subgrupo elegido. En el ejemplo de la izquierda de la figura 2, dentro del grupo “microstrip”, se ha elegido el subgrupo “junctions”, correspondiente a las uniones de tramos de líneas, por lo que en la parte inferior de la pantalla aparecen todas las posibles uniones *microstrip* disponibles en la librería de la herramienta *Microwave Office*.

Para ayudar a elegir un elemento dentro del conjunto de todos los posibles, y al igual que en el caso de los sustratos, se puede recurrir a la descripción detallada de un componente pinchando con el botón derecho del ratón sobre el elemento en cuestión y eligiendo la opción “*Element Help*”. Se recomienda emplear, a priori, el elemento más sencillo de entre todos los posibles, o aquel que requiera definir un menor número de parámetros, siempre que cumpla los requerimientos de diseño. Por ejemplo, para simular un tramo simple de línea *microstrip*, y siempre que no existan otras especificaciones al respecto o el diseño del circuito no lo exija, se recomienda emplear el elemento denominado MLIN, dentro del subgrupo “lines” del conjunto “microstrip”. Para simular un tramo de línea *stripline* simple, se recomienda emplear el elemento SLIN, dentro del subconjunto “lines” del grupo “stripline”. No obstante, otros tramos de líneas pueden ser útiles y necesarios en distintos puntos del circuito, como los tipos denominados “tapered”, que se emplean para interconectar líneas de diferentes grosores. Se recomienda recurrir a la ayuda del programa con asiduidad para familiarizarse de una manera rápida y segura con los distintos componentes, y conocer todas las posibilidades que ofrece la librería de componentes del entorno de simulación.

Una vez se ha elegido el elemento que se va a insertar en el circuito, se pincha sobre él y se arrastra hasta situarlo en la página de diseño del esquemático, dentro del *Workspace*, igual que se hizo cuando se incluyó el sustrato. A continuación se definen los parámetros físicos o dimensiones del elemento, de manera idéntica, de nuevo, a como se hizo al definir los parámetros del sustrato. Según el tipo de componente, será necesario definir unos parámetros u otros. Las dimensiones básicas a definir son casi siempre la longitud de la línea metálica y la anchura de la misma. El grosor de la línea, así como las características del metal y del dieléctrico están ya definidas en el sustrato, por lo que no forman parte de los parámetros del elemento propiamente dicho. De hecho, cada elemento lleva asociado un sustrato: el tipo de sustrato sí es, por tanto, uno más de los parámetros a definir para cada componente. No obstante, si se ha implementado un único sustrato en el esquemático, éste será el que, por defecto, lleven asociados todos los elementos que se incorporen al circuito y no es necesario especificarlo para cada componente. Si se han definido varios sustratos, habrá que indicar sobre cuál de los sustratos definidos irá montado el elemento. Tampoco es necesario renombrar a cada elemento. Todos los parámetros definidos aparecen en el *Variable Browser*, donde se pueden especificar las opciones “*Tune*” o “*Opt*”, para el ajuste manual o la optimización automática posteriores de cada una de las variables de diseño de cada elemento.

Para interconectar los tramos de línea y elementos entre sí, basta con acercar los extremos de cada elemento lo suficiente: el programa se encarga de conectarlos directamente. Los extremos de cada elemento están marcados con cruces (ver figura 5, elemento sin conectar). Al conectarlos entre sí, las cruces se vuelven un cuadrado de color verde (ver figura 5, elementos conectados formando el esquemático de un *branch-line*)

Para realizar un mismo circuito, el esquemático puede realizarse mediante diversas soluciones geométricas, y utilizando diferentes tipos de elementos. Se recomienda sintetizar aquella forma que más se adecue a la realidad física del circuito. Por ejemplo, se recomienda incluir las líneas a las que luego se van a conectar los puertos físicos de entrada y salida del circuito.

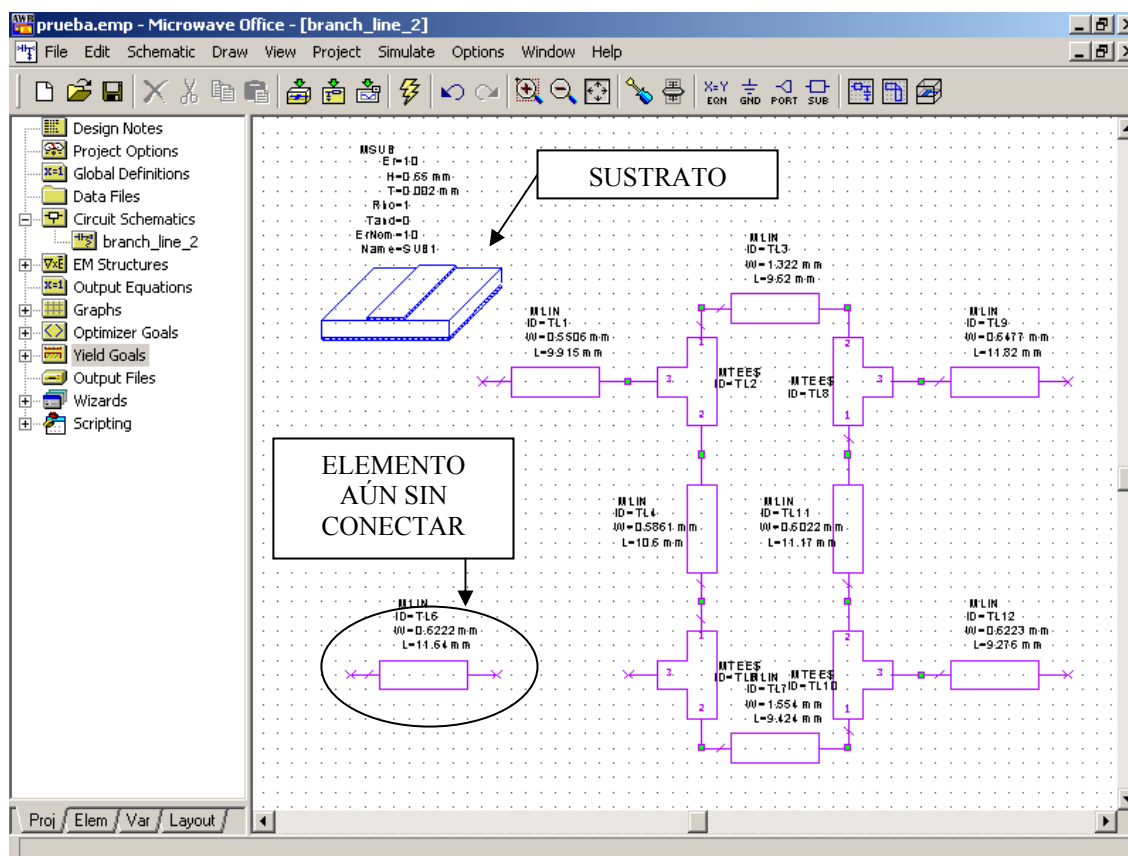


Figura 5: interconexión de los diferentes elementos del circuito

En la figura 5 se aprecia un esquemático de un circuito *branch-line*. Para realizarlo, se han empleado diversos tramos de línea de distinta longitud y distinto grosor (cada uno presentando las impedancias correspondientes para que el circuito cumpla su función eléctrica). Y cuatro uniones en T para la interconexión de tres tramos de línea. En el esquemático representado todos los elementos presentan, a su lado, una tabla con los valores de cada parámetro geométrico y/o eléctrico. Sólo falta por conectar el último tramo de línea. Sobre el esquemático del circuito se ve el

sustrato que da soporte a toda la estructura. Las conexiones se representan con un punto cuadrado verde, y los puertos de cada elemento sin conectar se representan con una cruz.

3) Empleo de la herramienta TXLine

Para calcular las longitudes físicas y los grosores de las líneas según la impedancia y longitud eléctrica deseadas de cada tramo, dados un tipo de sustrato, una conductividad del metal y una frecuencia determinados, existen en la literatura diversas fórmulas empíricas aproximadas, así como tablas, que pueden emplearse en una primera aproximación antes de abordar la realización del esquemático. No obstante, el programa *Microwave Office* incluye una herramienta, llamada *TXLine*, que puede ayudar a obtener los parámetros físicos de diseño a partir de los parámetros eléctricos.

Para acceder a la herramienta *TXLine*, basta con pulsar el botón *Window*, dentro de la barra de menús, y entonces seleccionar “*TXLine*”.

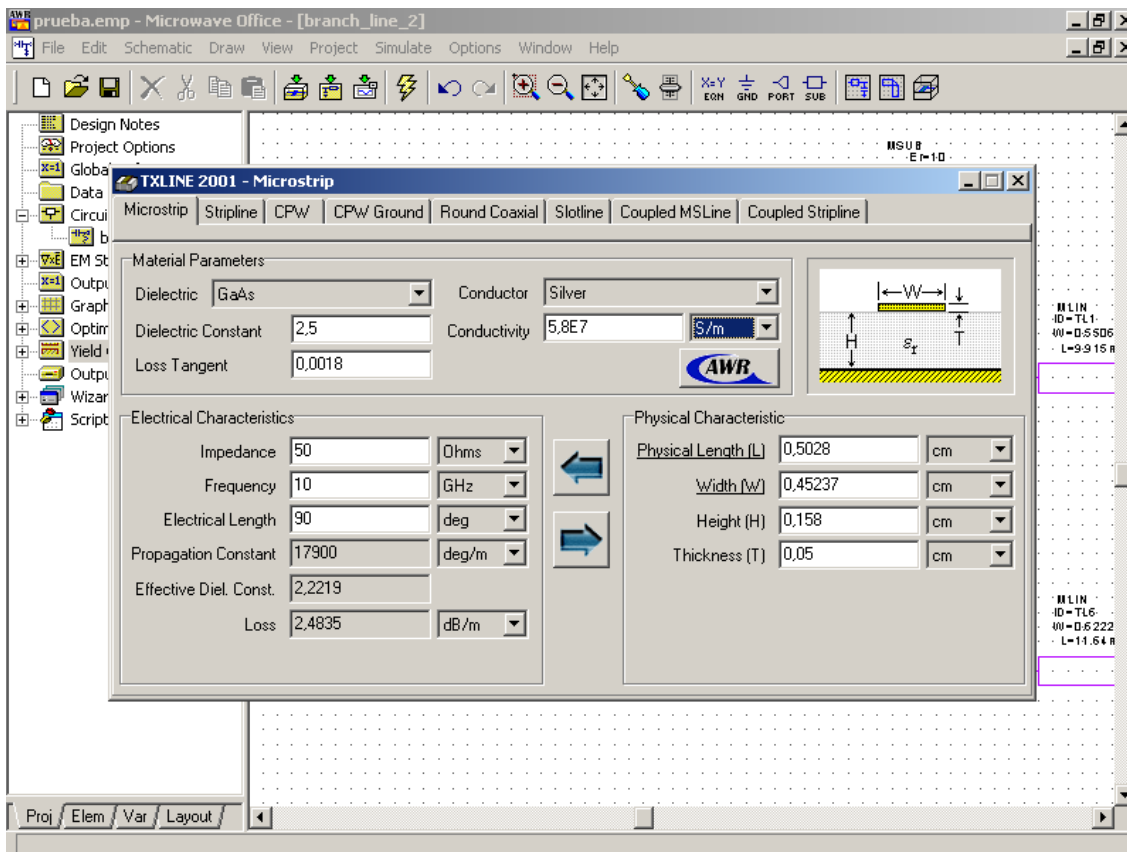


Figura 6

En la figura 6 se aprecia el interfaz de la herramienta TXLine. Como se ve, tiene varias pestañas (parte superior) para hacer los cálculos según se trate de una línea *microstrip*, una línea *stripline*, un *slotline*, diversos tipos de líneas acopladas, etc. En este tipo de “calculadora” hay que introducir como dato las características del dieléctrico empleado (constante dieléctrica y tangente de pérdidas), y la conductividad del metal. Estos parámetros, que deben ser conocidos a priori, se introducen en el cuadro de diálogo dispuesto a tal fin en la parte superior del interfaz TXLine. A continuación, se introducen las características eléctricas de la línea (parte izquierda del interfaz), tales como impedancia característica, frecuencia de trabajo, longitud eléctrica, etc., y, si se desea, el grosor del dieléctrico y el grosor de la tira metálica (parte derecha del interfaz), y se obtienen la longitud física y la anchura necesaria para obtener las características eléctricas deseadas. En muchos casos, también pueden introducirse los parámetros físicos y obtener los parámetros eléctricos equivalentes, es decir, también permite realizar los cálculos inversos, excepto en el caso de líneas acopladas. En cualquier caso, los parámetros calculados para unos datos de entrada determinados, aparecen subrayados en negro.

3.- Simulación del circuito.

Una vez diseñado el esquemático con todos los parámetros definidos, y una vez implementado el circuito mediante la unión en el esquemático de todos los elementos que lo componen, ya se puede pasar a realizar una simulación del mismo. Para ello, es necesario añadir los puertos, definir las gráficas, y simular.

- **Creación de los puertos:** hay que situar los puertos de entrada/salida en aquellos puntos del circuito que deseamos utilizar para medir la respuesta del mismo. Para añadir estos puertos, igual que se hizo para incluir el sustrato y cualquier otro elemento del circuito, basta con ir al *Element Browser*, seleccionar el conjunto de elementos “Ports”, y arrastrar hasta el esquemático el puerto más adecuado, conectándolo al punto deseado. Se recomienda utilizar el tipo de puerto simple denominado *Port*. En la figura 7 se aprecia el esquemático de *Branch-line* realizado en la figura 6, al cual se le han añadido cuatro puertos en las cuatro entradas/salidas.

Los parámetros de los puertos (nombre, número e impedancia de referencia), no es necesario modificarlos a priori, salvo que la impedancia de referencia sea distinta de 50 ohmios. Sí es conveniente tomar nota del número que el *Microwave Office* asigna por defecto a cada uno de los puertos. Así, por ejemplo, al especificar que se desea medir el parámetro S_{12} , se medirá el parámetro que realmente se desea medir, entre los puertos adecuados. Por otro lado, siempre se puede modificar el número del puerto según la convención que al usuario le parezca más lógica o intuitiva para evitar ese tipo de errores en la simulación.

No es necesario emplear un puerto que permita variar la señal de excitación a la entrada; el programa realizará la simulación con la única condición de indicarle claramente en el gráfico la medida que especifique el parámetro a medir. Basta, como se ha dicho, con seleccionar el puerto simple llamado “Port”.

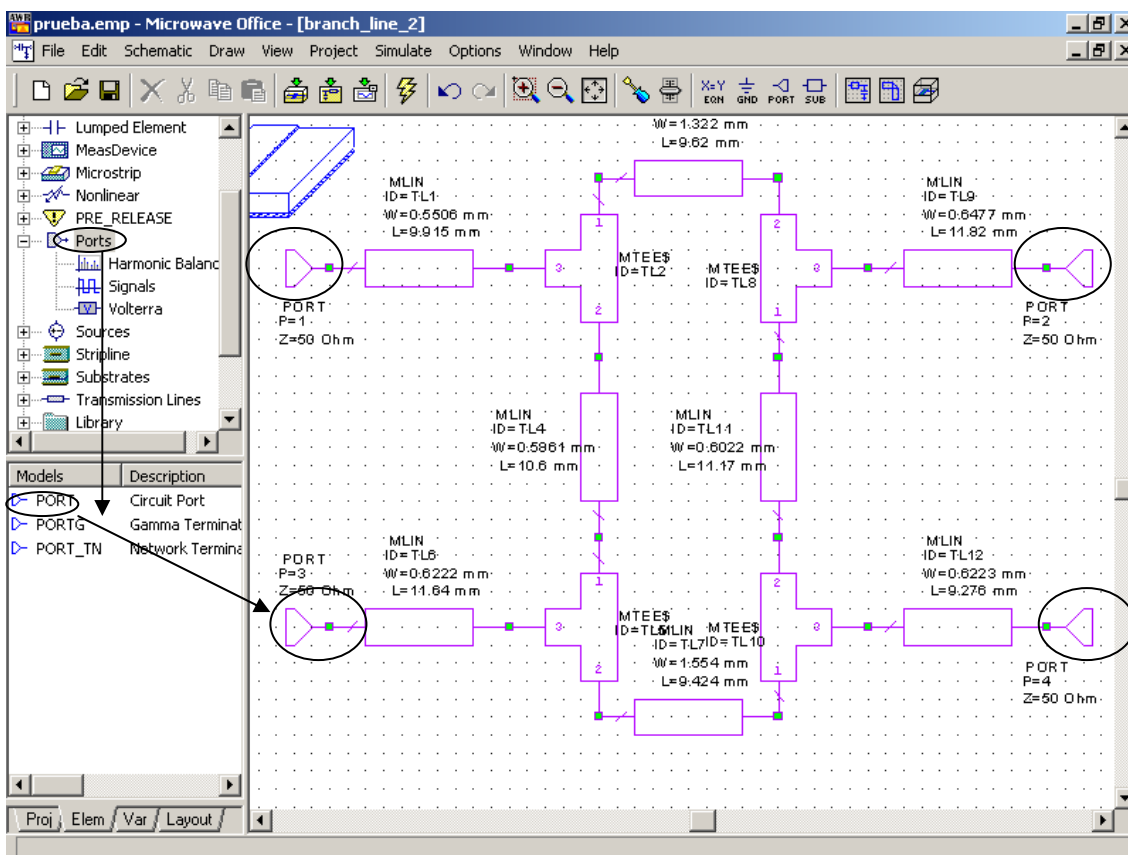


Figura 7: inclusión de puertos en el esquemático

- **Definición de gráficos:** una vez definidos los puertos, se pueden crear tantos gráficos como se desee. En el Project Browser, se pincha con el botón derecho sobre la opción *Graph* (ver figura 1), y a continuación se selecciona la opción *Add Graph*. Entonces aparece un cuadro de diálogo en el cual hay que introducir un nombre para el gráfico que vamos a crear, y un tipo de representación (polar, rectangular, carta de Smith, etc). Normalmente, para gráficos convencionales, y en una primera toma de contacto, interesa la representación rectangular, salvo que se indique expresamente lo contrario.

Al crear un gráfico nuevo, éste colgará del árbol *Graphs*, en el *Project Browser* (ver figura 8, columna izquierda). Colgarán tantos gráficos como creemos, y en cada gráfico podemos incluir tantas medidas como se necesiten, superponiéndose unas a otras. Cada una de las medidas también colgará, a su vez, del gráfico correspondiente en el Project Browser. Los gráficos como tal aparecen en la parte central de la pantalla, o *Workspace*.

Una vez creado el gráfico, y antes de ejecutar la simulación, hay que definir qué medidas deseamos que aparezcan en dicho gráfico. Para ello, una vez definido el gráfico, se pincha sobre él con el botón derecho del ratón, y en el menú desplegable que aparece se selecciona la opción *Add measurement*. Entonces aparece el cuadro de diálogo representado en la figura 8. En este cuadro de diálogo, hay que definir de qué esquemático se desea extraer la medida (puede haber más de un esquemático en un mismo proyecto, y por eso es necesario definir a cuál nos referimos): para ello, hay que definir el esquemático deseado en el campo *Data Source Name*. Por defecto, en dicho campo aparece el valor *All Sources*, pero hay que cambiar esta opción por el nombre del esquemático creado.

A continuación hay que definir qué parámetros se desean medir (S, Y, Z, ABCD...) Para ello, se selecciona el tipo de parámetro en la columna denominada *Measurement*. El tipo de medida, o "*Meas. Type*", es "*Port Parameters*". También hay que especificar si la medida se desea en magnitud, fase, o en parte real o imaginaria, y si se desea en dB.

Por último, hay que especificar los puertos involucrados en la medida. Los puertos involucrados se seleccionan en los campos "*To Port Index*" y "*From Port Index*". Por ejemplo, para medir el parámetro S_{11} , habrá que indicar el valor 1 en ambos campos.

Se podrán incluir tantas medidas como se deseen en un mismo gráfico. Para ello, una vez realizadas las acciones anteriores, se puede volver a pinchar con el botón derecho del ratón sobre el mismo gráfico en el *Project Browser* o parte izquierda del interfaz, y volver a seleccionar *Add Measurement*, rellenando el cuadro de diálogo de la figura 8 y volviendo a repetir el proceso tantas veces como se desee o como medidas se quieran incluir en una misma gráfica. Si dos medidas distintas no deben aparecer en el mismo gráfico, puede crearse un nuevo gráfico, pinchando con el botón derecho sobre la opción *Graphs* del *Project Browser* y seleccionando *Add Graph*, como se ha mencionado anteriormente.

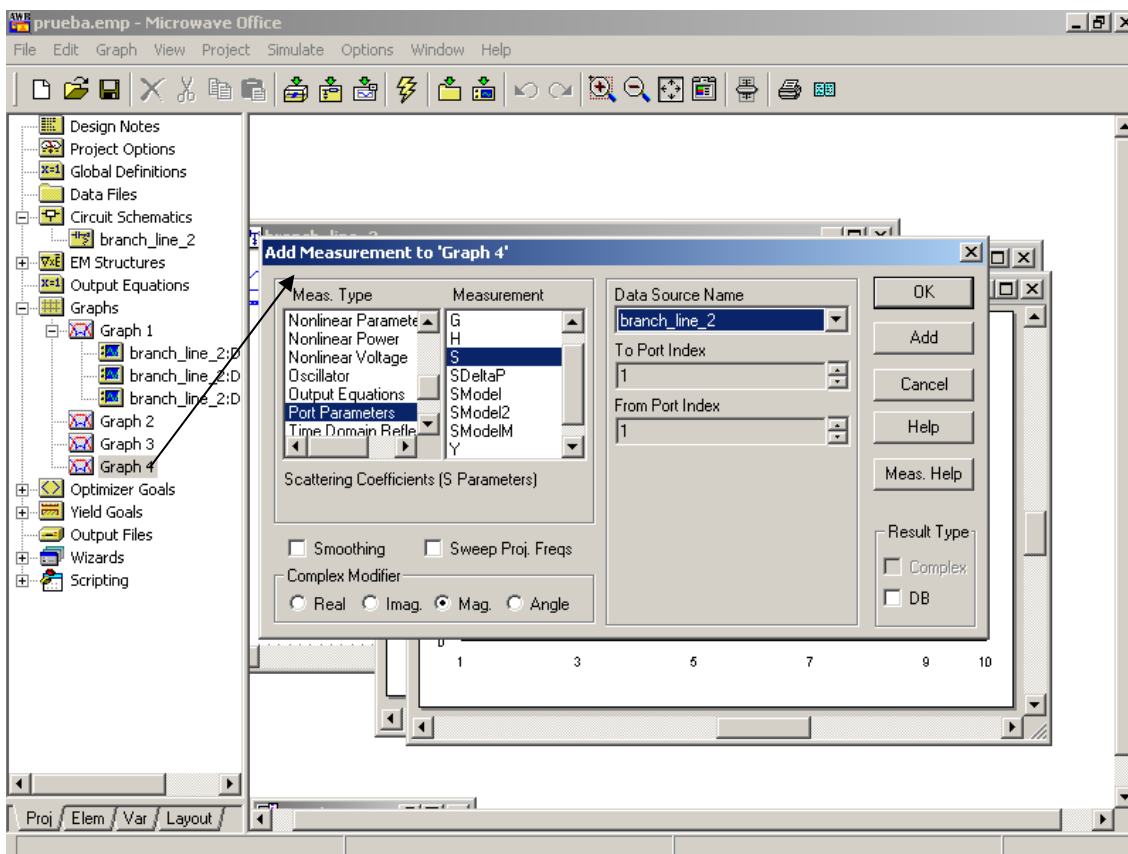


Figura 8: definir la medida que se desea incluir en un gráfico

- **Simulación:** una vez creado un gráfico y definida la medida que deseamos aparezca en él, para obtener dicha medida, es decir, simular el circuito con los parámetros definidos anteriormente, basta con ejecutar la simulación apretando el botón en forma de rayo que aparece en los menús (parte superior de la pantalla).

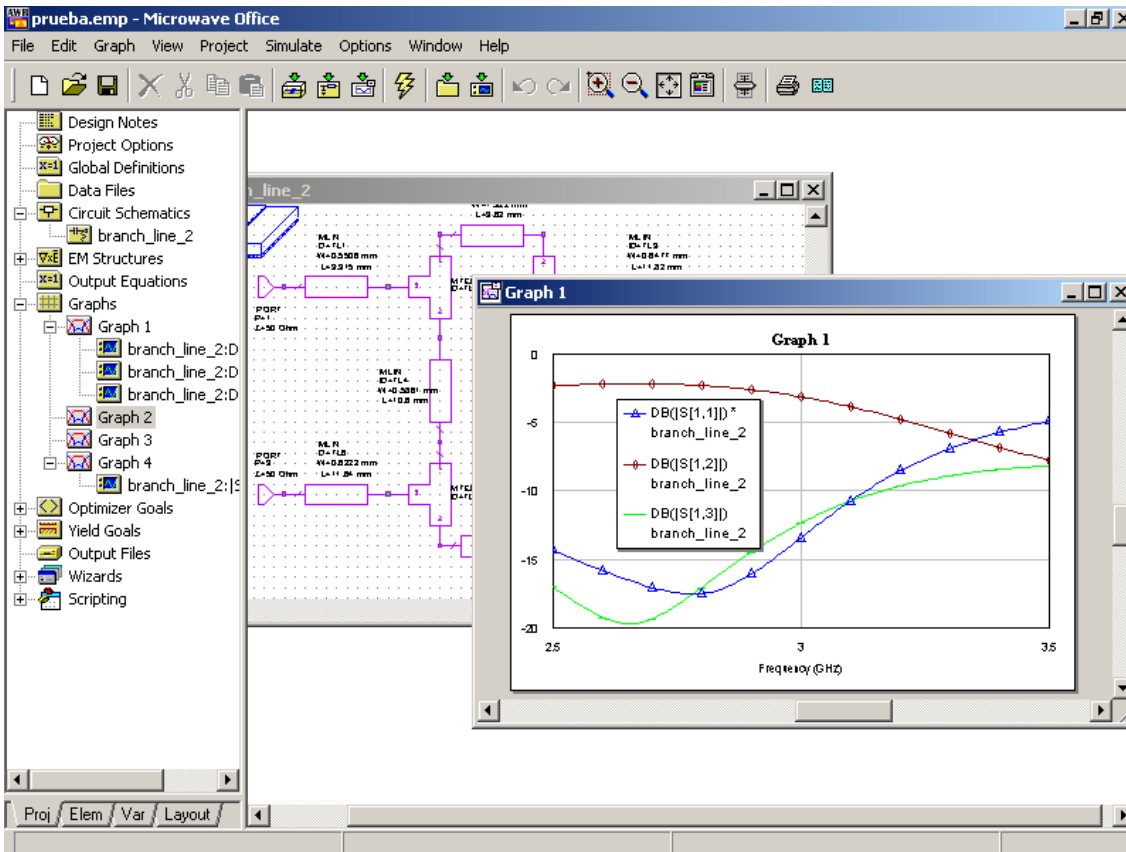


Figura 9: ejecución de la simulación en el gráfico 1, con tres medidas

Esto es lo que se ha hecho en la figura 9, donde se han definido 4 gráficos, que cuelgan de la opción *Graphs* en la parte izquierda de la pantalla o *Project Browser*, y donde, en el gráfico 1 –llamado *Graph 1*–, que es el que se ha ejecutado, se han definido 3 medidas distintas (correspondientes a los parámetros S_{11} , S_{12} y S_{13}). Estas medidas aparecen en la parte central del interfaz, o *Workspace*. Se ve que en el *Workspace* se genera un sistema de ventanas con el esquemático y tantos gráficos como se hayan creado.

Los puntos de frecuencia pueden modificarse (en el *Project Options*, tal y como se explicó en el punto 1 de este documento), tantas veces como se desee, y volver a ejecutar la simulación. A su vez, los parámetros del circuito, tanto del sustrato como de los elementos que lo componen, también pueden modificarse tantas veces como sea necesario, y actualizar a continuación las simulaciones. Pueden ser de mucha utilidad las herramientas “*Tune*” para el ajuste manual, y “*Opt*” para la optimización automática, a la hora de modificar los parámetros del circuito, como se verá a continuación.

4.- Optimización del circuito.

1) Opción “*Tune*”

La herramienta *tune* permite observar el efecto que tiene la variación de uno o más parámetros del circuito sobre la respuesta de éste.

- **Selección de los parámetros a ajustar:** el primer paso es seleccionar aquellos parámetros que se deseen variar o sintonizar. Estos parámetros pueden ser cualesquiera de entre todos aquellos susceptibles de ser definidos o modificados dentro de cada elemento del esquemático. Normalmente, suelen escogerse longitudes y anchuras de las líneas, pero también podemos incluir en la opción “*tune*” la conductividad del metal o la constante dieléctrica, por ejemplo (definidas en el sustrato). Hay varias opciones para seleccionarlos:

- a) Con la página de diseño del esquemático activa en el *Workspace* aparece, en la barra de herramientas, un icono con forma de destornillador. Seleccionando este icono, y pinchando, dentro del esquemático, sobre aquel o aquellos valores de los parámetros que deseemos variar, éstos cambian a color azul. Eso indica que ya pueden ser incluidos en la herramienta “*tune*”. Para deseleccionarlos, basta con volver a pinchar con el icono del destornillador sobre ellos. Para seleccionar el destornillador, también puede accederse a él a través del menú (parte superior del interfaz), pinchando en la opción “*Simulate*”, y a continuación, en “*Tune tool*”.
 - b) En el *Variable Browser*, (pinchando sobre el *tab* o lengüeta *Var* en la parte inferior izquierda de la pantalla) aparecen con sus valores todas las variables de diseño, o parámetros definidos por el usuario para cada uno de los elementos del circuito. Pinchando, al lado de cada elemento que desee sintonizarse, en el recuadro “*T*”, se seleccionan los parámetros a incluir en la herramienta “*Tune*”, de la misma forma que con el destornillador de la barra de herramientas.
 - c) Haciendo doble click sobre cada elemento del esquemático, aparece una tabla como la de la figura 4, con los valores de cada parámetro definido para ese elemento en cuestión. Ahí también se puede elegir, pinchando la opción “*T*”, aquellos parámetros a sintonizar.
- **Ajuste o sintonía mediante “*tune*”:** una vez seleccionados los parámetros a ajustar, se selecciona el icono “*Tune*” en la barra de herramientas, situado al lado del icono en forma de destornillador. Para acceder a esta herramienta, también se puede ir al menú “*Simulate*”, en la parte superior del interfaz, y seleccionar “*Tune*”. A continuación aparece un interfaz con tantos mandos o ajustes variables como parámetros se hayan elegido para el ajuste. Un ejemplo de este interfaz se puede ver en la figura 10.

Si, debajo del interfaz “*tune*”, aparece una ventana con una de las gráficas de simulación, se puede observar de forma directa cómo se modifica la gráfica a medida que variamos mediante los mandos de ajuste de la herramienta *Tune*, los valores de los parámetros. Esto puede ser de gran utilidad para conocer cómo afecta, cualitativa y cuantitativamente la variación de los parámetros físicos del circuito a la respuesta del mismo.

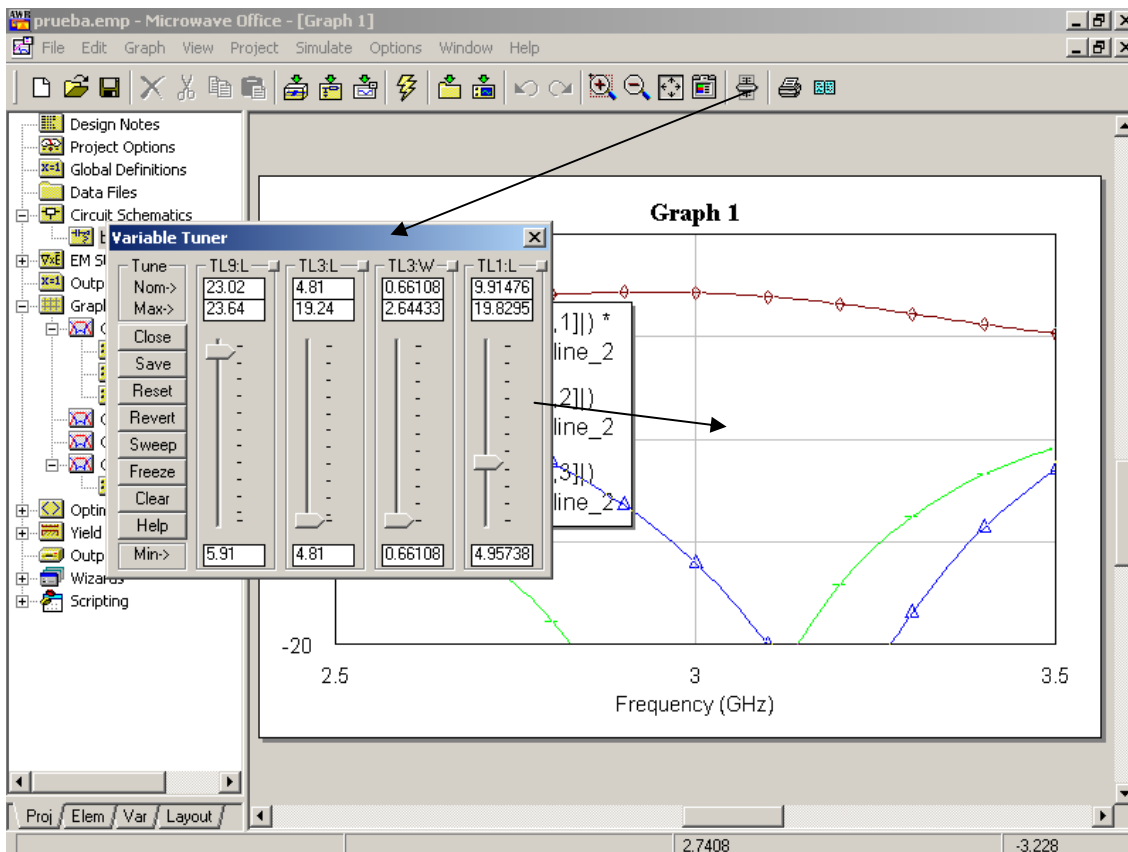


Figura 10

En el ejemplo de la figura 9, se han seleccionado 4 parámetros del esquemático (2 anchuras y 2 longitudes de línea), y por eso aparecen 4 “potenciómetros” o controles, con el valor nominal, el máximo y el mínimo. El valor de estos 4 parámetros se modifica de forma independiente subiendo o bajando los controles del interfaz “*Variable Tuner*”.

La gráfica seleccionada se modifica cada vez que se varían estos parámetros mediante los controles del interfaz. Cada vez que se desee, se puede guardar un conjunto de valores, con la opción “Save” dentro del interfaz *Variable Tuner*, y seguir modificando los valores a partir de ese punto. Cada estado guardado recibe un nombre, y para volver a uno de los estados anteriores guardados, incluido el inicial, existe la opción “Revert”, dentro del mismo interfaz. Para que sean más sencillas las comparaciones, se puede congelar un estado de la gráfica con la opción “Freeze”, que mantiene en pantalla los valores de los gráficos para un conjunto de valores dados, y seguir variando los valores de los parámetros mientras se modifica la gráfica, pero superponiéndose a los valores de la gráfica que existían en el estado en el que se ejecutó “Freeze”.

Esta herramienta es extremadamente útil para conocer cómo varía la respuesta de un circuito respecto a cada uno de los parámetros que entran en juego, y cuál es su sensibilidad respecto a las variaciones de cada uno de ellos.

2) Herramienta de optimización automática

Esta herramienta permite, una vez establecido un objetivo a alcanzar (*goal*) en lo que a la respuesta del circuito se refiere, optimizar las variables de diseño seleccionadas (longitudes, grosores de las líneas, etc) para mejorar la respuesta del dispositivo, es decir, para alcanzar los objetivos de diseño hasta donde sea posible. Puede ser necesario que el parámetro S_{11} se anule –o se acerque lo suficientemente a ello– en determinados puntos de frecuencia en los que se desea una transmisión total entre la entrada y la salida, o que el parámetro S_{21} sea lo suficientemente cercano a la unidad en esos mismos puntos.

Por ejemplo, si se desea diseñar un acoplador branch-line con un coeficiente de acoplo de 5 dB, esto implica que, a la frecuencia de trabajo el parámetro S_{13} debe valer 0.56, es decir, -5 dB. En teoría, este valor podría ser obtenido en las simulaciones si todos los cálculos respecto a los grosores y longitudes de las líneas fueran exactos y el comportamiento de los dispositivos fuera ideal. Sin embargo, se verá que en una primera fase de diseño, normalmente no se alcanzan los objetivos planteados. Ello es debido a la no idealidad de los componentes como las pérdidas y otros fenómenos y efectos parásitos que no se tienen en cuenta en los cálculos previos y que el *Microwave Office* sí es capaz de simular.

A partir del diseño inicial, llevado a cabo según se ha descrito en los apartados precedentes, se puede llevar a cabo una optimización siguiendo los siguientes pasos:

- **Selección de los parámetros a optimizar:** el primer paso es seleccionar aquellos parámetros que de deseen variar en el proceso de optimización, dando un valor máximo y un valor mínimo, que será el rango de variación dentro del cual se le permite al optimizador variar estos parámetros. Estos parámetros pueden ser cualesquiera de entre todos aquellos susceptibles de ser definidos o modificados dentro de cada elemento del esquemático. Normalmente, suelen escogerse longitudes y anchuras de las líneas, igual que en el caso de la opción “tune”.
 - a) En el *Variable Browser*, (pinchando sobre el *tab* o lengüeta *Var* en la parte inferior izquierda de la pantalla) aparecen con sus valores todas las variables de diseño, o parámetros definidos por el usuario para cada uno de los elementos del circuito. Pinchando, al lado de cada elemento que desee optimizarse, en el recuadro “O”, se seleccionan los parámetros a incluir en la herramienta de optimización, de la misma forma que se hizo en el caso de la herramienta “tune”.
 - b) Haciendo doble click sobre cada elemento del esquemático, aparece una tabla como la de la figura 4, con los valores de cada parámetro definido para ese elemento en cuestión. Ahí también se puede elegir, pinchando la opción “O”, aquellos parámetros a sintonizar.
- **Objetivos del optimizador:** una vez seleccionados los parámetros, se pincha con el botón derecho del ratón en la opción *Optimizer Goals* del *Project Browser*. Aparece entonces un cuadro de diálogo como el de la figura 11. Hay que especificar, entonces, qué parámetro de los medidos se desea optimizar, y dar el valor que se desea alcanzar, en torno a un punto de frecuencia en concreto, o bien dentro de un rango de frecuencias completo. También se puede especificar que el objetivo a alcanzar no sea exacto, sino que la medida debe quedar por encima o por debajo de dicho valor.

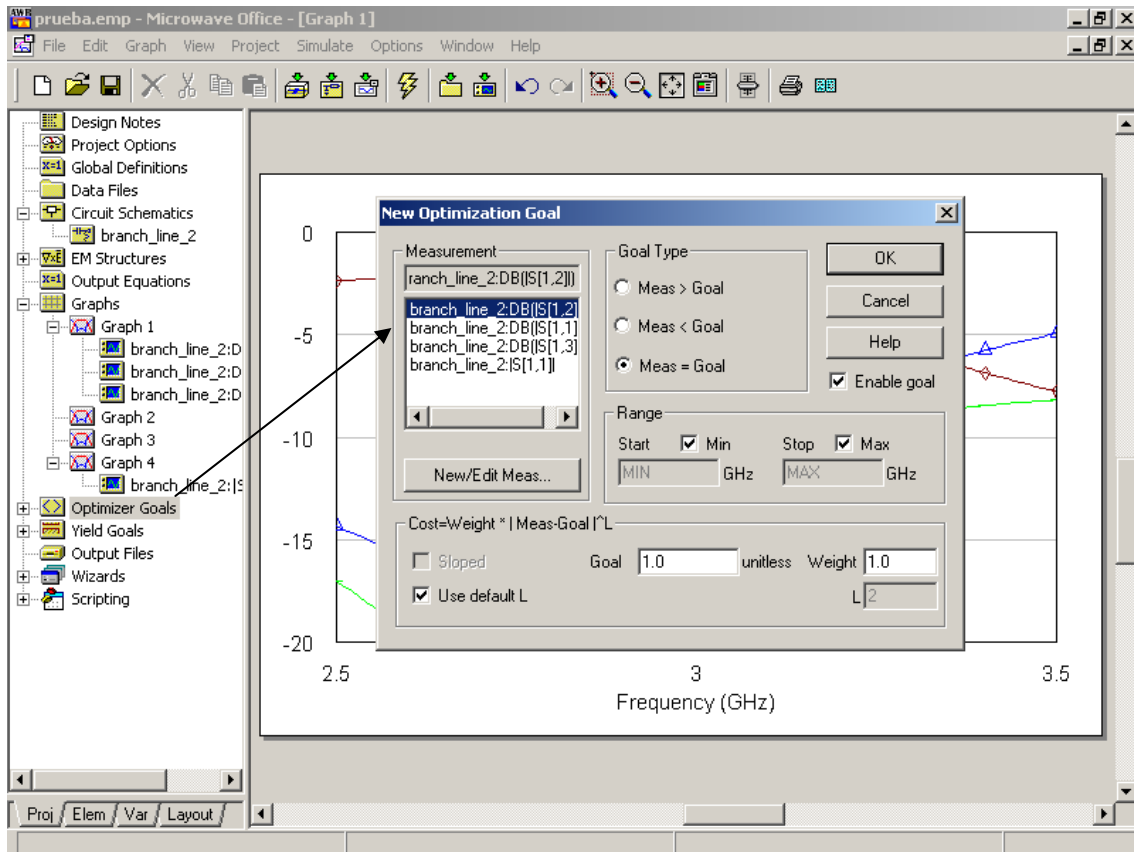


Figura 11

- **Optimización:** por último, se selecciona, dentro de la barra de herramientas, la opción *Simulate*, y a continuación, *Optimize*. Seleccionar un número de iteraciones y comenzar la optimización pulsando el botón *Start*. El optimizador concluirá cuando se haya alcanzado el objetivo del optimizador, o bien cuando se hayan sobrepasado el número de iteraciones. Este proceso puede tardar unos minutos. Los valores finales del optimizador pasan directamente a los parámetros del esquemático, y la gráfica se actualiza automáticamente.

EJEMPLO 1

En esta práctica se va a diseñar un filtro paso bajo en tecnología microtira, bien de tipo Butterworth, bien de tipo Chebychev, con topología, bien de stubs de longitud idéntica (por ser todos los tramos de línea de igual longitud se llaman filtros de líneas conmesuradas) en paralelo terminados en abierto, bien de salto de impedancia.

Para ello se han de seguir los siguientes pasos:

1. Se parte del prototipo paso bajo de elementos concentrados normalizado respecto a la pulsación de corte a 3dB (en el caso de Butterworth) o a la pulsación límite de la banda de paso (en el caso de Chebychev), y respecto a la impedancia característica de las líneas de excitación y salida del filtro. Las posibles estructuras en cadena y los elementos del prototipo paso bajo normalizado se pueden encontrar en el Anexo 1.
2. Se diseña el filtro de elementos distribuidos equivalente al de elementos concentrados, según la topología (stubs o salto de impedancia: véase la descripción de cada caso en los apartados A y B siguientes), utilizando elementos universales ideales, es decir líneas de transmisión homogéneas (con velocidad de propagación igual a la de la luz) e ideales (sin pérdidas), descritas en términos de su impedancia característica y de su longitud eléctrica. La respuesta de este filtro tendrá un comportamiento similar al del filtro de elementos concentrados, aunque sólo coincidirá exactamente para un valor de frecuencia: el correspondiente a la pulsación de normalización. Adicionalmente, según la topología, se observará periodicidad de la respuesta (en el caso de stubs en paralelo) o bien la presencia de picos de resonancia a frecuencias superiores en el caso del filtro de salto de impedancia.
3. A continuación se procede al diseño del filtro en tecnología microtira, lo que supone:
 - i. Definir el sustrato: altura, del sustrato, constante dieléctrica, tangente de pérdidas
 - ii. Definir la metalización: metal, espesor de la metalización, conductividad
 - iii. Pasar de los parámetros eléctricos de las líneas de transmisión ideales (impedancia característica y longitud eléctrica de los distintos tramos de línea ideal) a dimensiones físicas: anchura de cada línea y longitud de cada tramo.

Al filtro que se obtiene sin más que efectuar las operaciones anteriores, le llamaremos, filtro microtira ideal. Su respuesta, utilizando *Microwave Office*, coincidirá exactamente con la del filtro obtenido en el paso 2, salvo por lo que se refiere al efecto de las pérdidas en el sustrato y en el metal que, al no ser nulas, producirán pérdidas de inserción (cuadrado del módulo del coeficiente S_{21} , en dB) y nulos no profundos en las pérdidas de retorno (cuadrado del módulo del coeficiente S_{11} , en dB) en la banda de paso.

Sin embargo, si se construyera el filtro de acuerdo con dicho *layout* y procediéramos a medirlo en el laboratorio observaríamos que el comportamiento del filtro (además de por razón de las pérdidas) se ha degradado grandemente respecto a la respuesta del filtro del paso 2: desplazamiento en frecuencia, etc. La razón es que no se han incluido en la simulación las discontinuidades que se observan en dicho *layout*.

4. Por tanto, el siguiente paso será incluir dichas discontinuidades en el esquemático del filtro microtira.

Una vez hecho esto, si se simula la respuesta de este filtro (que llamaremos en microtira con discontinuidades) mediante *Microwave Office* observaremos cómo la respuesta se ha degradado respecto a la respuesta del filtro del paso 2. Esta degradación es precisamente la que observaríamos en el laboratorio al hacer la medida sobre el filtro del paso 3, dado que, aunque hemos incluido las discontinuidades, no hemos hecho nada para compensar su efecto.

Ese es precisamente el paso que falta: compensar el efecto de las discontinuidades variando lo único que tenemos a nuestro alcance, una vez elegido el sustrato: las anchuras de los tramos de línea microtira y sus longitudes.

5. Se procede, por tanto, a optimizar dichas anchuras y longitudes, mediante la opción de optimización, buscando que el filtro real (con discontinuidades y optimizado) tenga una respuesta lo más parecida posible a la del filtro del paso 3. Para ello hemos de fijar el objetivo de la optimización que podrá ser, por ejemplo, un determinado valor del rechazo (así se llama al cuadrado del módulo del parámetro S_{21} , en dB) para un determinado valor de frecuencia en banda atenuada, etc. El diseño final se obtiene cuando el optimizador consigue el objetivo fijado. Entonces podrá observarse que las anchuras y longitudes de cada tramo de línea han variado respecto a las obtenidas en el paso 2.

GUIONES DE PRÁCTICAS PARA REALIZAR CON AWR

LABORATORIO DE MICROONDAS. CURSO 09-10.
PRÁCTICA NÚMERO 3:
CAD EN MICROONDAS: ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

Previo a la práctica habrá que realizar el primer apartado de diseño de cada circuito correspondiente. Dicho diseño teórico es IMPRESCINDIBLE para la realización de la práctica, de forma que su no realización imposibilita la realización de la práctica.

Como memoria se entregará dicho diseño teórico y los resultados que demuestren que el circuito funciona de forma deseada.

La práctica que debe realizar cada grupo viene indicada por el día de la práctica y por el lugar que ocupa en la lista expuesta en el laboratorio.

Tabla de características de los materiales

Company, Dielectric	ϵ_r	$\tan \delta$	Description	Appearance
Generic	4.3±0.05	0.008	Epoxy/Glass	woven
G-10				
Norplex/Oak				
FR-4 ED 130	4.3	0.020	Epoxy/Glass	woven
FR-4 EM 145	4.3	0.020	Epoxy/Glass	woven
FR-4 G 50	4.3	0.020	Epoxy/Glass	woven
Cyanate Ester CE 245	3.5	0.005		
Polyimide G 30	4.2	0.015		
Paper/Phenolic NP 492	4.8	0.045		
Paper/Phenolic NP 930	4.7	0.025		
Mica				
FR-4 EG 150	4.5	0.020		
Polyimide PG 418	4.2	0.005		
Mitsubishi				
Plastics				
E002	5.10	0.022 (1 MHz) 0.020 (1 GHz)		
K002	3.6	0.0035 (1 MHz) 0.0035 (1 GHz)		
K012	3.5	0.0021 (1 MHz)		
Polyclad				
FR-4 PCL-FR-204	4.6	0.20		
Polyimide PCL-GI-702	4.6	0.010		
Hi-Tek				
Cyanate Ester Arcoy M-40S	3.63	0.002		
Arlon				
DuClad 810	10.2	0.0027 (10 GHz)		
Cu Clad 217	2.17±0.04	0.0009 (1 MHz)	PTFE/Glass	woven, berdable
Cu Clad 233	2.33±0.02	0.0014		
Cu Clad 250	2.45, 2.50, 2.55±0.4	0.0008 (1 MHz) 0.0018 (10 GHz)		

Rogers Corp.				
Duracid 5500	2.5±0.04		Ceramic/PTFE	smooth, uniform
Duracid 5870	2.33±0.02	0.0005 (1 MHz) 0.0012 (10 GHz)	PTFE/Random Glass	
Duracid 5880	2.20±0.02	0.0004 (1 MHz) 0.0009 (10 GHz)	PTFE/Random Glass	
Duracid 6002	2.94±0.04	0.0025 (10 GHz)		
Duracid 6006	6.00±0.2			
Duracid 6010.2	10.2±0.25		Ceramic/PTFE	
Duracid 6010.5	10.5±0.25	0.0028, max (10 GHz)		
RO2800	2.88±0.06			
Polyimide Fleximid	3.4	0.003		
TMM-3	3.24	0.0018 (10 GHz)		
TMM-4	4.5	0.0018 (10 GHz)		
TMM-6	6.5	0.0018 (10 GHz)		
TMM-10	9.8	0.0017 (10 GHz)		
TMM-13	12.85	0.0019 (10 GHz)		
Keene Corp.				
522-50	2.5±0.05	0.0010 (1 MHz)		
522-45	2.45±0.05	0.0010 (1 MHz)		
522-48	2.48±0.05	0.0010 (1 MHz)		
522-55	2.55±0.05	0.0010 (1 MHz)		
527-45	2.45±0.04	0.0019 (10 GHz)		
527-50	2.50±0.05	0.0019 (10 GHz)		
527-55	2.55±0.04	0.0019 (10 GHz)		
527-68	2.68±0.04	0.0019 (10 GHz)		
870-33	2.33±0.04	0.0012 (10 GHz)		
880-20	2.20±0.04	0.00085 (10 GHz)		
810-20	10.2±0.25	0.002 (10 GHz)		
810-50	10.5±0.25	0.002 (10 GHz)		
Epsilon 6	6.00	0.0018 (10 GHz)		
Epsilon 10	10.2±.25	0.002 (10 GHz)		
Crane Polyflon				
CuFlon	2.1	0.0001 0.00045 (1 GHz) 0.00045		
Others				
Polysulfone	3.5-3.9 (1 MHz) 3.0 (10 GHz)	0.0056-0.009 (1 MHz) 0.005 (10 GHz)		

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 1. Problema 1: Diseñe un divisor Wilkinson en que la relación entre las potencias en las puertas de salida sea 3 dB. El material a utilizar será Cuclad 250 con espesor de la placa de 0.158 cm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 0.9 GHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico previo que justifique los valores del circuito pedido indicando las impedancias de las líneas y de la resistencia.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es divisor 3 dB y estime el ancho de banda en que se puede utilizar.
- Opcional: realice el layout del circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana grupo 1. Problema 2: Diseñe un divisor Wilkinson en que la relación entre las potencias en las puertos de salida sea 2 dB. El material a utilizar será Epsilon 10 con espesor de la placa de 0.158 cm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 1 GHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico previo que justifique los valores del circuito pedido indicando las impedancias de las líneas y de la resistencia.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es divisor 2 dB y estime el ancho de banda en que se puede utilizar.
- Opcional: realice el layout del circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles Tarde, Grupo 1. Problema 3: Diseñe un divisor Wilkinson en que la relación entre las potencias en las puertas de salida sea 1 dB. El material a utilizar será Cuclad 250 con espesor de la placa de 0.158 cm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 5.8 GHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico previo que justifique los valores del circuito pedido indicando las impedancias de las líneas y de la resistencia.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es divisor 3 dB y estime el ancho de banda en que se puede utilizar.
- Opcional: realice el layout del circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 2. Problema 4: Diseñe un acoplador con salidas en cuadratura basado en un acoplador branch line en tecnología microstrip. La relación de acoplo que se pide es 5 dB. La frecuencia central es de 2.4 GHz. Se dispone de fibra de vidrio de permitividad 4.7 y tangente de pérdidas de 10^{-2} . Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito y las impedancias de cada una de las mismas.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- En qué ancho de banda funciona el híbrido.
- Opcional: realice el layout del circuito

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana, grupo 2. Problema 5: Diseñe un acoplador con salidas en cuadratura basado en un acoplador branch line en tecnología microstrip. La relación de acoplo que se pide es 4 dB. La frecuencia central es de 0.4 GHz. Se dispone de $\epsilon_r = 10$. Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito y las impedancias de cada una de las mismas.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- En qué ancho de banda funciona el híbrido.
- Opcional: realice el layout del circuito

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles tarde, grupo 2. Problema 6: Diseñe un acoplador con salidas en cuadratura basado en un acoplador branch line en tecnología microstrip. La relación de acoplo que se pide es 5 dB. La frecuencia central es de 2.4 GHz. Se dispone de fibra de vidrio de permitividad 4.7 y tangente de pérdidas de 10^{-2} . Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

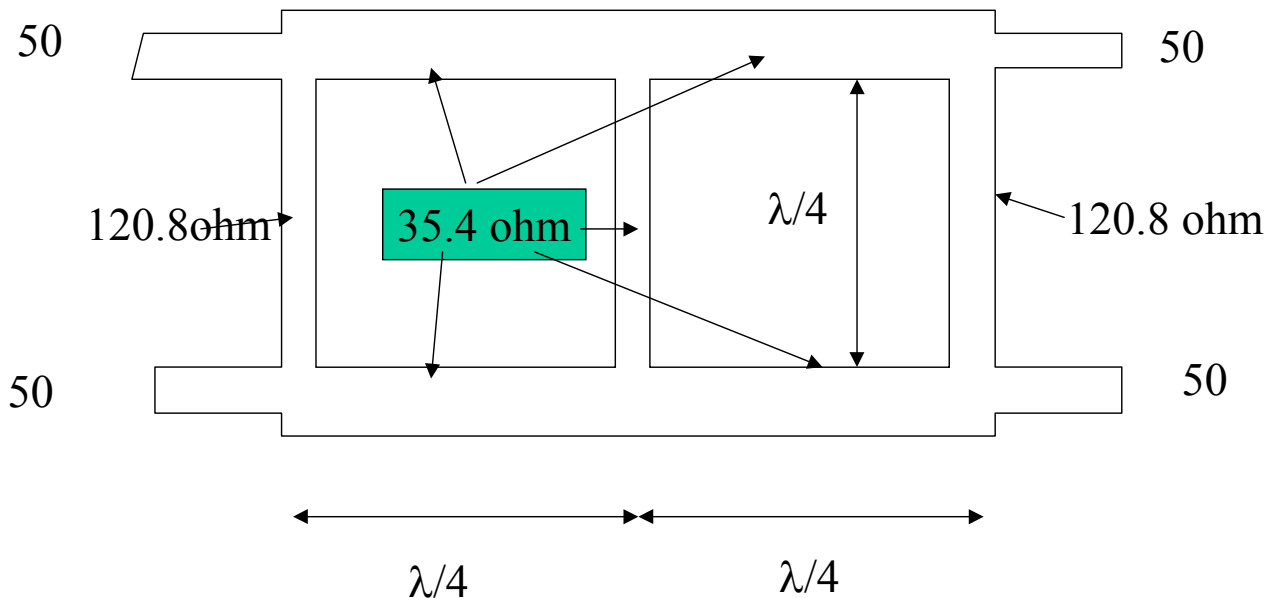
- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito y las impedancias de cada una de las mismas.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- En qué ancho de banda funciona el híbrido.
- Opcional: realice el layout del circuito

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 3. Problema 7: Se pretende analizar el circuito de la figura para averiguar las prestaciones que tiene. Se dispone de Cuclad 250 y Duroide 6006 y de espesores de 1.25 mm y 0.65 mm. La impedancia característica de las líneas de entrada será de 50 ohm y la frecuencia central de 1800 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Haga un análisis teórico del circuito determinando los parámetros S y justificando la función que realiza el circuito.
- Si se va a utilizar tecnología microstrip, compare las líneas que se van a utilizar y haga una elección sobre el material y el espesor elegido para las prestaciones que se piden. Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que justifican las características concretas del circuito determinadas en el primer apartado.
- Opcional: realice el layout del circuito.

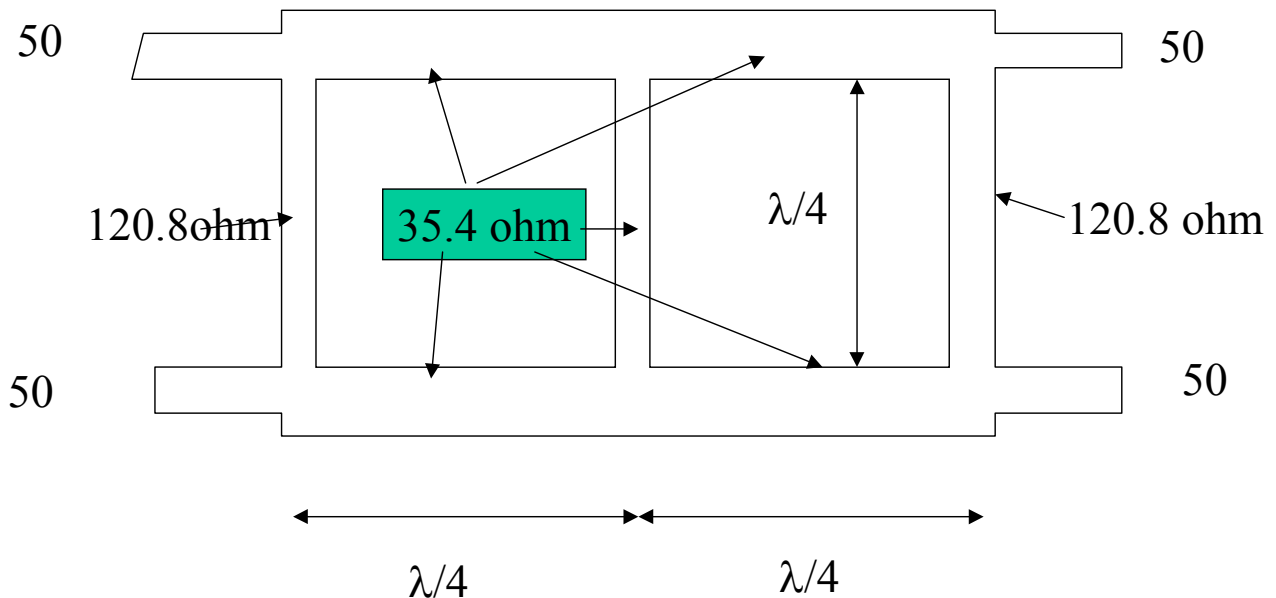


Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana, grupo 5. Problema 8: Se pretende analizar el circuito de la figura para averiguar las prestaciones que tiene. Se dispone de materiales Cuclad 250 y Duroide 6006 y de espesores de 1.25 mm y 0.65 mm. La impedancia característica de las líneas de entrada será de 50 ohm y la frecuencia central de 5800 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Haga un análisis teórico del circuito determinando los parámetros S y justificando la función que realiza el circuito.
- Si se va a utilizar tecnología microstrip, compare las líneas que se van a utilizar y haga una elección sobre el material y el espesor elegido para las prestaciones que se piden. Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que justifican las características concretas del circuito determinadas en el primer apartado.
- Opcional: realice el layout del circuito.

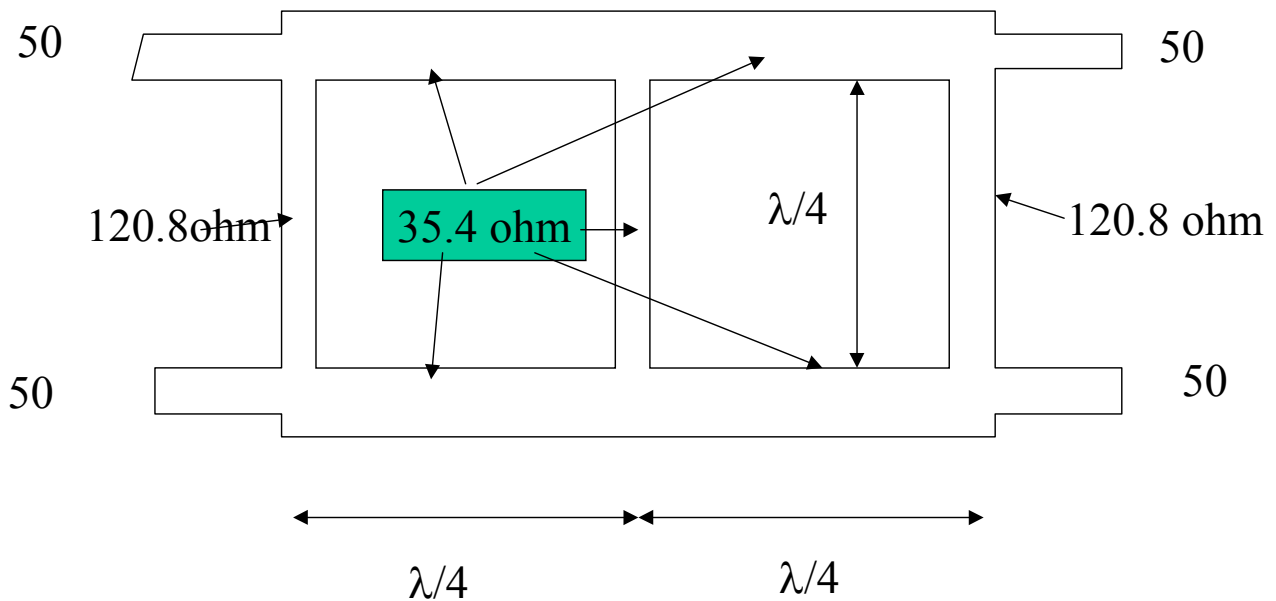


Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles tarde, grupo 3. Problema 9: Se pretende analizar el circuito de la figura para averiguar las prestaciones que tiene. Se dispone de materiales Cuclad 250 y Duroide 6006 y de espesores de 1.25 mm y 0.65 mm. La impedancia característica de las líneas de entrada será de 50 ohm y la frecuencia central de 400 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Haga un análisis teórico del circuito determinando los parámetros S y justificando la función que realiza el circuito.
- Si se va a utilizar tecnología microstrip, compare las líneas que se van a utilizar y haga una elección sobre el material y el espesor elegido para las prestaciones que se piden. Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que justifican las características concretas del circuito determinadas en el primer apartado.
- Opcional: realice el layout del circuito.



Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 4. Problema 10: Diseñe un acoplador de 15 dB (con una sola sección) en líneas acopladas en tecnología stripline con Cuclad 250 con espesor de la placa de 0.158 cm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 3 GHz y el ancho de banda de 300 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 15 dB.
- Determine el acoplo y la directividad.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Estime las dimensiones de las planchas de Cuclad 250 para construir el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana, grupo 4. Problema 11: Diseñe un acoplador de 20 dB (con una sola sección) en líneas acopladas en tecnología microstrip con Duroide 6006 con espesor de la placa de 0.65 mm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 5 GHz con una banda de 500 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 20 dB.
- Determine el acoplo y la directividad.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Estime las dimensiones de las planchas de Cuclad 250 para construir el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles tarde, grupo 4. Problema 12: Diseñe un acoplador de 18 dB (con una sola sección) en líneas acopladas en tecnología stripline. Se dispone de materiales Epsilan10, Cuclad 250 y Duroide 6006 y de espesores de 1.25 mm y 0.65 mm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 1.2 GHz y de ancho de banda 100 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar y haga una elección sobre el material y el espesor elegido para las prestaciones que se piden.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 18 dB.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Determine el acoplo y la directividad.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 5. Problema 13: Diseñe un acoplador de 12 dB (con tres secciones) en líneas acopladas en tecnología microstrip con Epsilan10 con espesor de la placa de 0.625 mm. La impedancia característica será de 50 ohm en la banda de 3.5 GHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 12 dB.
- Determine el ancho de banda del circuito.
- Opcional: realice el layout del circuito
- Estime las dimensiones de las planchas de Epsilan10 para construir el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana, grupo 5, problema 14: Diseñe un acoplador de 16 dB (con tres secciones) en líneas acopladas en tecnología microstrip con Duroide 6006 con espesor de la placa de 0.65 mm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 5.8 GHz con una banda de 500 MHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 16 dB.
- Determine el acoplo y la directividad.
- Determine el ancho de banda del circuito.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Estime las dimensiones de las planchas de Duroide 6006 para construir el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles tarde, grupo 5, problema 15: Diseñe un acoplador de 16 dB (con tres secciones) en líneas acopladas en tecnología stripline. Se dispone de materiales Epsilan10, Cuclad 250 y Duroide 6006 y de espesores de 1.25 mm y 0.65 mm. La impedancia característica será de 50 ohm y la frecuencia central de 0.9 GHz. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Previo a la práctica y a entregar en la memoria: justifique en base a la existencia de ondas de potencia que es posible construir un acoplo directivo con líneas acopladas. Aplíquelo a la construcción del anterior acoplador.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar y haga una elección sobre el material y el espesor elegido para las prestaciones que se piden.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran que es un acoplo 16 dB.
- Determine el acoplamiento, la directividad y el ancho de banda que se consigue.
- Opcional: realice el layout del circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Lunes tarde, grupo 6. Problema 16: Diseñe un híbrido rat-race. La frecuencia central es de 1 GHz. Se dispone de los siguientes materiales: fibra de vidrio G10, duroide 5500 y epsilan10. Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito.
- Discuta entre los materiales propuestos cuál es el más apropiado para la realización del híbrido propuesto.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar con tecnología microstrip.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Determine el tamaño de la placa necesaria para realizar el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Martes mañana, grupo 6, problema 17: Diseñe un híbrido rat-race. La frecuencia central es de 6 GHz. Se dispone de duroide 5500. Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito.
- Caracterice las líneas que se van a utilizar con tecnología microstrip.
- Represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- Opcional: realice el layout del circuito.
- Determine el tamaño de la placa necesaria para realizar el circuito.

Práctica número 3: CAD en microondas

Laboratorio 4.0.B.01

Miércoles tarde, grupo 6, problema 18: Diseñe un híbrido rat-race. La frecuencia central es de 1.4 GHz. Se dispone de $\epsilon_{\text{r}}=10$. Los espesores de las planchas son de 0.65 mm ó 1.25 mm. El material de la tira metálica es cobre con conductividad de $5.8 \cdot 10^7$. Se pide:

- Realice el diseño teórico del circuito propuesto justificando las dimensiones de los tramos de línea que componen el circuito.
- Realice el circuito en tecnología microstrip y represente los parámetros necesarios que demuestran el comportamiento del circuito como el híbrido propuesto.
- ¿Qué ancho de banda tiene el circuito?
- Determine el tamaño de la placa necesaria para realizar el circuito.
- Opcional: realice el layout del circuito.

LABORATORIO DE MICROONDAS. CURSO 09-10.
PRÁCTICA NÚMERO 4:
DISEÑO DE CIRCUITOS ACTIVOS LINEALES DE MICROONDAS

DISEÑO DE UN SIMULADOR DE UN PROCESADOR MONOPULSO

1. Objetivos

El objetivo de esta práctica es la realización (y discusión de la validez del diseño propuesto) de un simulador para un procesador monopulso basado en la conexión de un combinador, un tramo de línea, un amplificador y una T-mágica para obtener las señales suma y diferencia. Finalmente se contemplará la realización de algunos de los anteriores dispositivos de banda ancha. Para ello se va a partir de una topología similar a la de un amplificador balanceado como la descrita en el capítulo 11 de la referencia 2.

El diseño propuesto se basa en la combinación de dos amplificadores (en este caso de una etapa) idénticos con dos combinadores. El esquema se muestra a continuación.

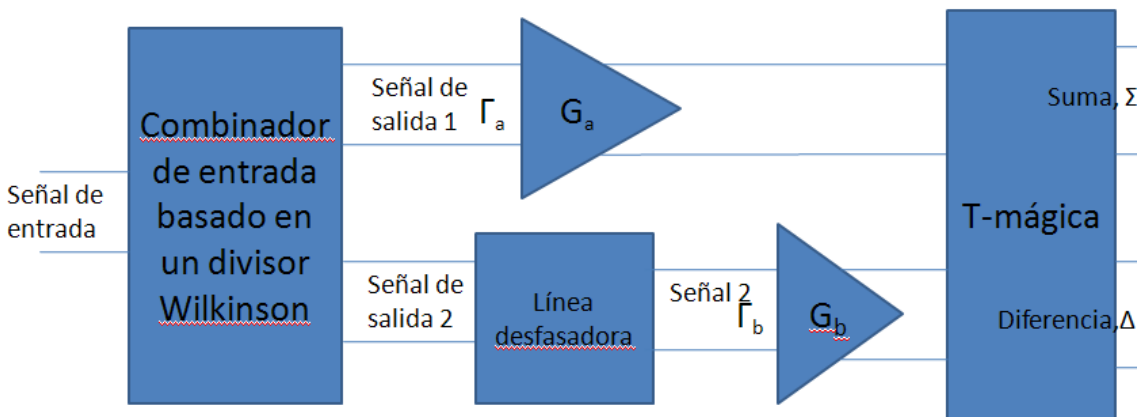


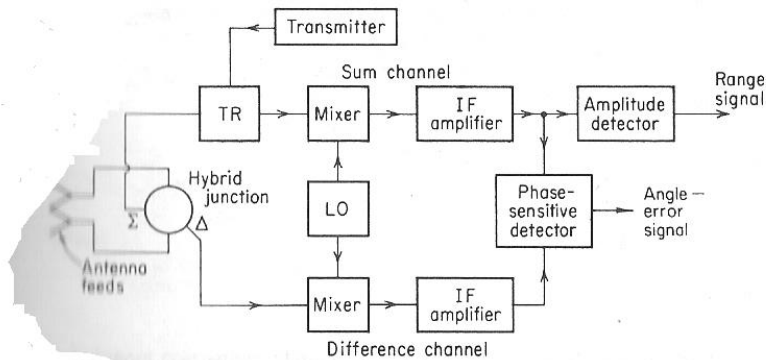
Figura 1: Diagrama de bloques del circuito propuesto

La tecnología utilizada será microstrip. Se utilizará como herramienta de diseño el programa Microwave Office y habrá de realizar el esquemático del circuito, la red de polarización, el layout y se darán los resultados oportunos que verifican que el circuito diseñado satisface las especificaciones pedidas. **La práctica constará de dos partes: un diseño previo que habrá de entregarse a la entrada de la práctica y la realización de la práctica en sí. La nota final dependerá del trabajo realizado durante las sesiones y de la entrega satisfactoria de la memoria de la práctica. La no entrega de la parte previa de la práctica podría suponer una penalización en la nota de la práctica de hasta 2.5 puntos (1 asociado al previo 1 y 1.5 asociado al previo 2).**

Al final de la práctica, tomando exclusivamente el amplificador de una etapa, se realizará un proceso de optimización basado en una red de equalización resistiva con el fin de comparar el ancho de banda obtenido en cada una de las realizaciones.

2. Introducción y diseño previo

Un procesador monopulso, o comparador monopulso de amplitud, puede definirse como un dispositivo capaz de obtener simultáneamente las señales suma y diferencia recibidas a partir de dos antenas desplazadas. Mediante una multiplicación posterior en un detector de fase se obtienen las señales de error y de suma. El diagrama de bloques completo del procesador monopulso se muestra en la figura siguiente.



Block diagram of amplitude-comparison monopulse radar (one angular coordinate).

Figura 2: Diagrama de bloques del procesador monopulso

La respuesta del anterior procesador y la obtención de las señales o diagramas suma y diferencia puede verse en la siguiente figura:

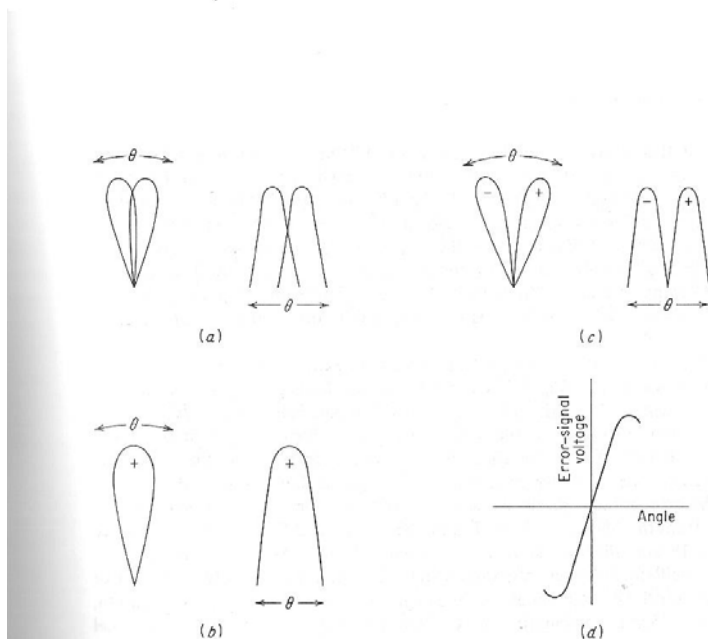


Figura 3: Diagramas suma y diferencia obtenidos en el procesador monopulso

El diseño del simulador propuesto consiste en sustituir el conjunto de las dos antenas más amplificadores de RF mostrados en la figura anterior por un divisor de potencia (basado en un divisor Wilkinson) seguido de una línea desfásadora que simula el desfase entre las dos antenas, sendos amplificadores y una T-mágica para obtener las señales suma y diferencia.

El primer divisor pretende obtener dos señales de igual nivel. A continuación, en una de sus salidas, se coloca un tramo de línea para simular el desfase introducido por la posición relativa de una antena respecto a la otra. La salida del tramo de línea y la primera salida del divisor de entrada se trasladan a sendos amplificadores cuyas salidas se combinan en una T-mágica para obtener, respectivamente, las señales suma y diferencia.

Debido a las propiedades de los divisores y combinadores propuestos, las reflexiones, tanto a la entrada como a la salida se cancelan, haciendo que el comportamiento del procesador planteado esté

adaptado. Con el fin de plantear un diseño general y ver el desplazamiento de las ondas de potencia para ver las posibles causas de error se considera que las ganancias de los amplificadores son diferentes (G_a y G_b) así como sus coeficientes de reflexión (Γ_a y Γ_b)

Se puede resumir que las características del diseño propuesto son las siguientes:

- Habrán de diseñarse varios circuitos pasivos: divisor Wilkinson, línea de transmisión desfasadora y T-mágica impresa.
- El diseño individual del amplificador se hará en base a un amplificador con la menor figura de ruido posible, sin gran preocupación por la adaptación de entrada ni de salida.
- En principio no se contempla un diseño de banda ancha de forma que la anchura de banda vendrá limitada por la anchura de banda de los híbridos utilizados en el diseño.

Previo 1 (lo entregará a la entrada de la primera sesión y, posteriormente, lo incluirá en la memoria).

- Si las dos antenas se encuentran separadas una distancia 0.6λ y la señal incidente en la antena lo va a hacer con un ángulo de 30° respecto a la perpendicular a las dos antenas, determine la matriz de parámetros S (respecto a 50 ohm) del tramo de línea de transmisión utilizado.
- Realice un estudio basado en ondas de potencia del circuito de la figura anterior.
- Determine en función de G_a y G_b las señales suma y diferencia.
- ¿Qué ocurre si las ganancias G_a y G_b son iguales?
- ¿Qué ocurriría en el caso de que fallara uno de los amplificadores?
- Si las figuras de ruido son, respectivamente, F_a y F_b , determine la figura de ruido total en las puertas suma y diferencia. ¿Qué ocurre si son iguales?
- Proporcione un diseño manual de las longitudes y anchuras de las líneas tanto de los Wilkinson como de las T-mágicas impresas.

Previo 2 (lo entregará a la entrada de la segunda sesión y, posteriormente, lo incluirá en la memoria).

- Realice el diseño manual de un amplificador en la frecuencia dada en la tabla de especificaciones. El resto de especificaciones las proporcionará a partir de la hoja de características del transistor ATF34143 (se ha elegido un MESFET por proporcionar mejores características de ruido que un bipolar). Para ello:
- Determine las condiciones de polarización necesarias.
- Especifique la ganancia máxima a la que podría plantear el diseño.
- Especifique la figura de ruido del diseño.
- Realice el diseño manual de un amplificador con las características previas.

3. Especificaciones

Se va a diseñar un amplificador balanceado basado en el transistor de Avago Technologies, ATF34143 (www.avagotech.com en la opción RFµtotediscrete transistors). El material a elegir como sustrato es cualquiera de la tabla siguiente:

Material	Permitividad relativa	Tangente de pérdidas	Espesor de una capa de sustrato	Grosor de metal
Fibra de vidrio1, FR4	4.5	10^{-2}	0.5 mm	35 micras
Fibra de vidrio2, FR4	4.5	10^{-2}	1.5 mm	35 micras
Sustrato 3	6	10^{-3}	0.6 mm	35 micras
Sustrato 4	6	10^{-3}	1.27 mm	35 micras

Tabla 1: Sustratos disponibles para la realización del circuito
Prácticas de Microondas y Circuitos de Alta Frecuencia.
Daniel Segovia Vargas

Las especificaciones del amplificador balanceado son las siguientes:

- **Frecuencia central en GHz: aparece en la tabla.**
- **Ancho de banda: 10%.**

El resto de especificaciones, las debe haber proporcionado el estudiante, de forma razonada, en el diseño previo anterior:

- **Condiciones de polarización del transistor para el amplificador simple.**
- **Ganancia a conseguir con la anterior polarización en el amplificador simple.**
- **Ruido en el amplificador.**

Las tres condiciones anteriores deben ser propuestas y detalladamente justificadas por el estudiante.

Se dispone también de la bibliografía que se muestra al final del texto.

d) Pasos de diseño

El proceso de diseño se dividirá en tres partes: diseño de los divisores y combinadores, diseño de la línea desfasadora y diseño de los amplificadores. A continuación se realizará la integración de los amplificadores con los divisores, combinadores y línea de transmisión para constituir el procesador monopulso.

En la última etapa del diseño se propone realizar una mejora ampliando el ancho de banda del dispositivo mediante el diseño (simplemente eléctrico) de un amplificador de banda ancha ecualizado resistivamente y un rat-race de banda ancha.

4. Diseño de los divisores y combinadores. (primera sesión)

Se sabe que la precisión mínima de fabricación es una anchura de líneas de 0.15 mm y una separación entre líneas de 0.15mm.

- **Realice divisor Wilkinson con microwave office haciendo uso de líneas de transmisión ideales (TLIN).**
- **Realice el rat-race con microwave-office haciendo uso de líneas de transmisión ideales (TLIN).**
- **Mediante la utilización del programa TXLINE, seleccione el sustrato para la realización de los circuitos anteriores.**
- **Realice el esquemático de los circuitos en tecnología microstrip. Se recomienda hacer uso de los elementos MCURVE para modelar tanto el rat-race como las líneas del Wilkinson con el fin de evitar problemas de acoplamientos entre líneas a la hora de implementar el divisor.**
- **Presente los resultados que demuestran que el Wilkinson y el rat-race funcionan como debe hacerlo. ¿cuál es el ancho de banda que tiene?**
- **Realice el modelado de la resistencia para el diseño del layout del circuito.**
- **Utilice los elementos necesarios (a título de ejemplo se mencionan MTEE, MSTEP, etc) para la realización del layout de cada uno de los circuitos anteriores.**

5. Diseño de la línea desfasadora (primera sesión).

- **Diseñe la línea de transmisión ideal (TLIN) para conseguir el desfase requerido en base a una separación entre antenas de 0.6λ .**
- **Sustituya la anterior línea por líneas MLIN de 50 ohm.**

6. Diseño del amplificador de bajo ruido (segunda sesión)

Realización de la red de adaptación.

A modo de resumen se indican los pasos para realizar un amplificador de bajo ruido.

Diseño de la red de radiofrecuencia:

- Selección del dispositivo activo. Se debe escoger un transistor que pueda cumplir las especificaciones de figura de ruido, ganancia y frecuencia de trabajo.
- Selección del punto de polarización. Se debe seleccionar un punto de polarización para el dispositivo. Se busca como objetivo minimizar la figura de ruido o establecer un compromiso entre la ganancia y el ruido.
- Estudio de la estabilidad. Para ello puede hacer uso de las circunferencias de estabilidad tanto en el plano de entrada como en el de salida. A título de ejemplo se muestra el resultado para el ATF 34143 a 2.4 GHz.

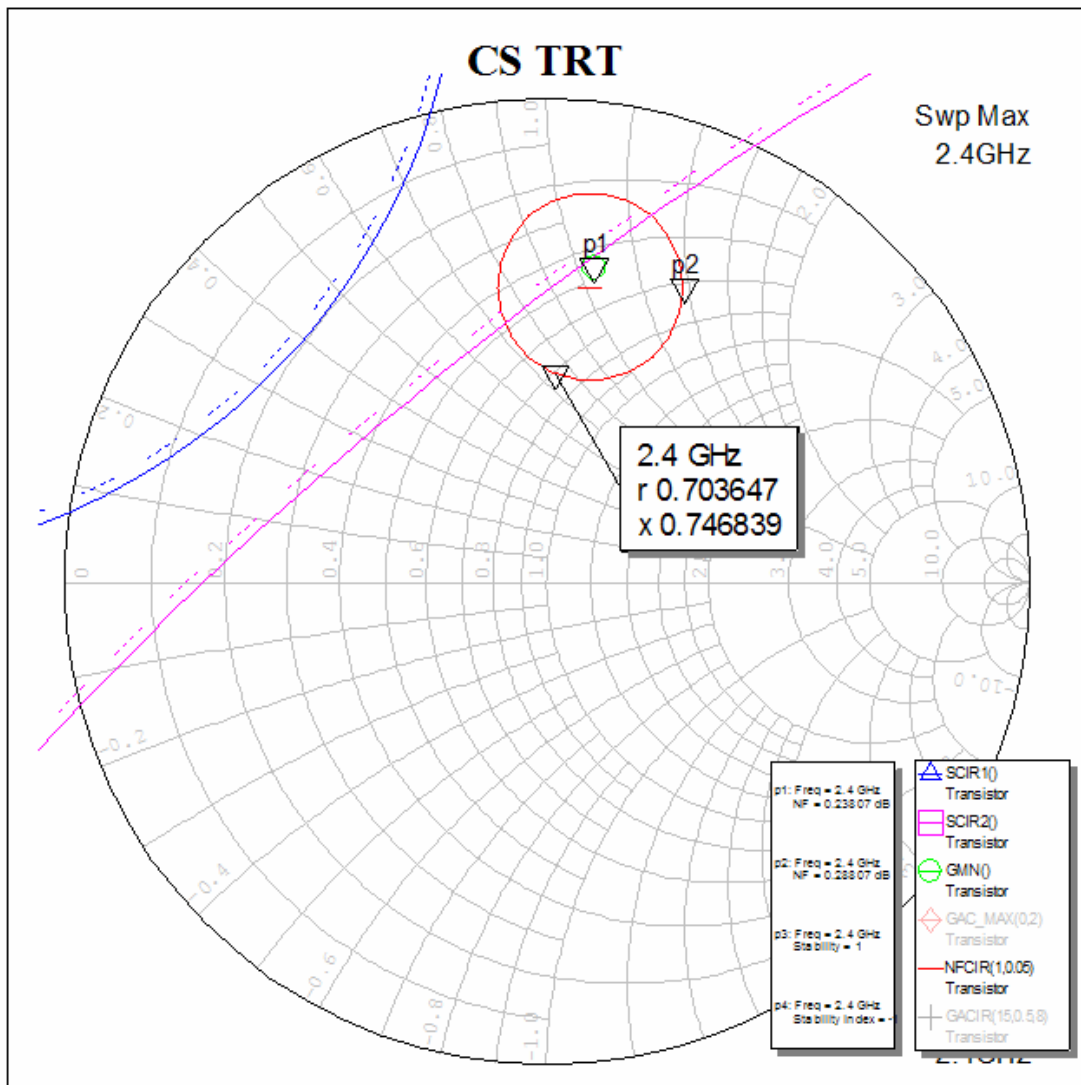


Figura 4: Curvas de estabilidad en el diseño del amplificador

- Cálculo de las cargas Z_S y Z_L que satisfacen las prestaciones pedidas. Para ello, previamente puede hacer la síntesis de cada una de las cargas, primero con líneas ideales y luego en tecnología microstrip. En la siguiente figura las impedancias Z_1 son, respectivamente, las

cargas a sintetizar Z_S y Z_L . El esquema que quedará será similar al que muestra la segunda parte de la figura (notar que las dos figuras son para situaciones distintas del transistor). En la realización del circuito utilice redes con un tramo de línea y simple stub. Para ello puede probar en primer lugar con líneas de 50 ohm. En segundo lugar puede utilizar líneas diferentes de 50 ohm.

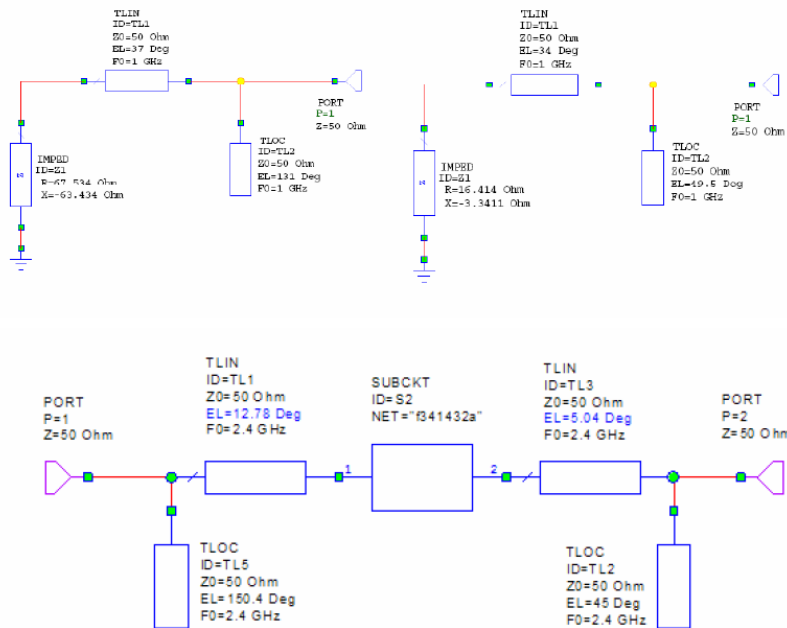


Figura 5: Proceso de diseño previo de las redes de adaptación

- Implemente el anterior circuito en tecnología microstrip y determine los parámetros de ganancia y ruido. Utilice tramos MLIN y MLEF para los stubs en circuito abierto.
- Realice el modelado del transistor para el layout del circuito a partir de la hoja de catálogo del transistor ATF 34143 que se adjunta para saber las dimensiones del transistor anterior.
- Realice el layout del amplificador.

Realización de la red de polarización (segunda sesión)

En este apartado se va a realizar la red de polarización del circuito. Para ello en primer lugar se va a simular el punto de polarización necesario para la obtención de los parámetros S del circuito.

- Simule el punto de polarización. Para ello utilice un circuito como el de la figura para luego obtener las curvas de polarización.

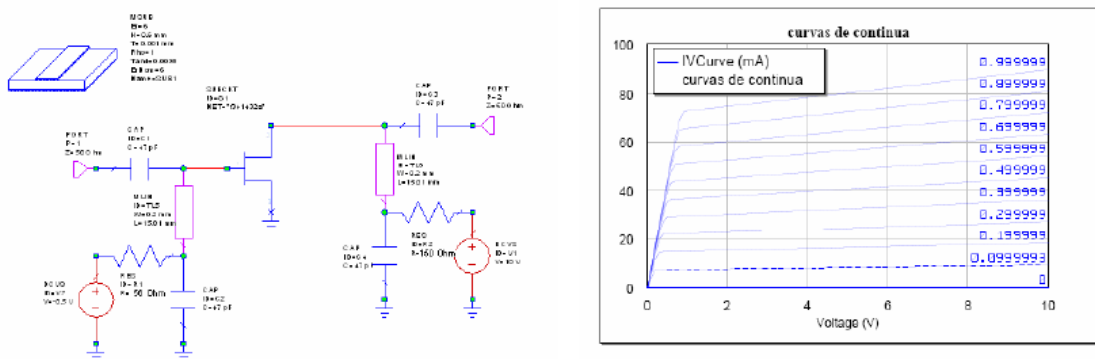


Figura 6: Proceso de diseño de las redes de polarización

- **Simulación del amplificador completo incluyendo la red de polarización. Describa en la memoria el proceso de cómo se llevaría a cabo la conexión de la polarización del circuito en el laboratorio. Demuestre que la red de polarización no afecta al circuito de RF mediante la obtención de los parámetros correspondientes del amplificador.**

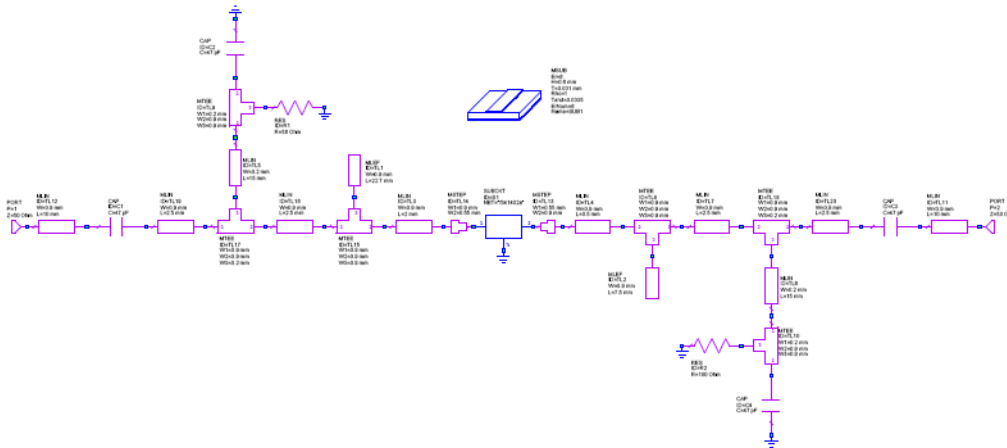


Figura 7: Esquema del amplificador completo

- **Realice el layout del circuito completo. Utilizará resistencias y condensadores de formato 12-06. Para el trazado de las mismas deberá hacer uso de las hojas de características de las misma (están en los ficheros bourns-R-1206.pdf y cap_siemens1206.pdf para resistencias y capacidades respectivamente). El aspecto del layout podría ser parecido al que se muestra en la figura.**

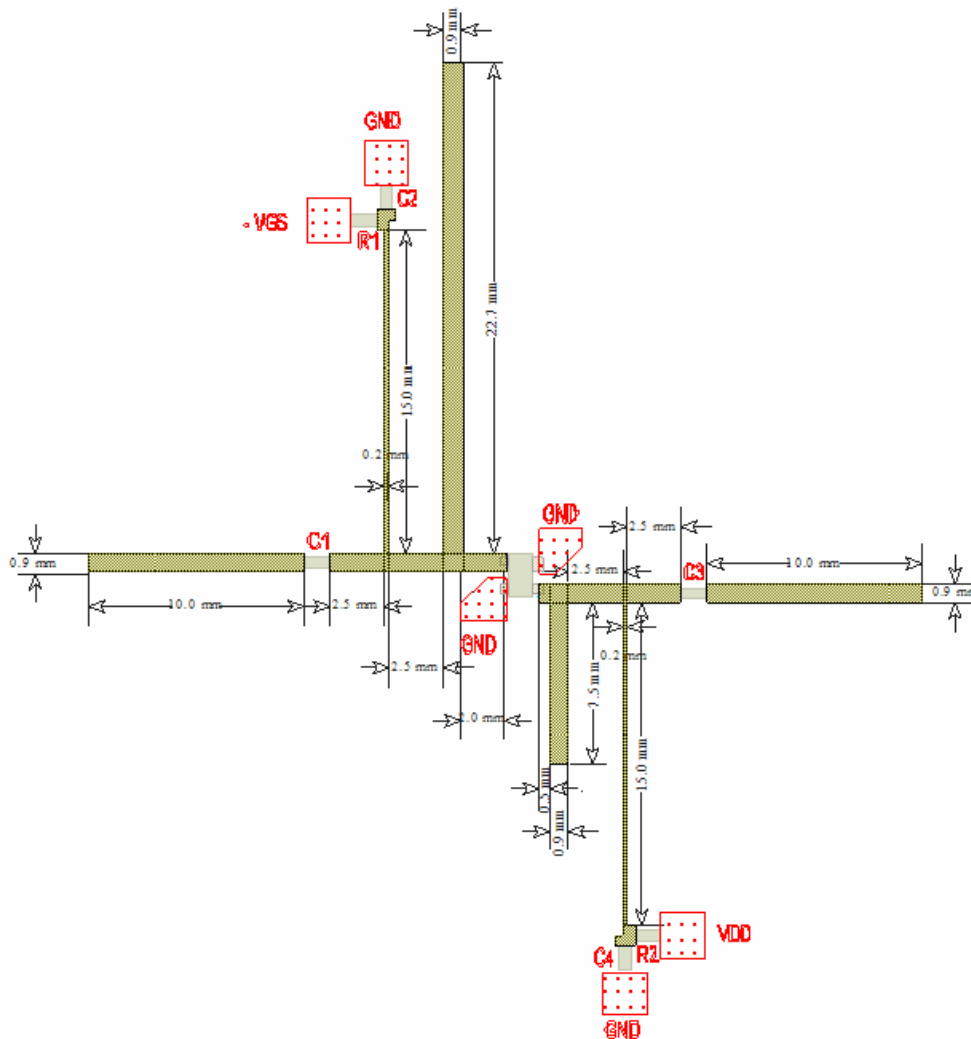


Figura 8: Layout del amplificador completo

7. Integración de los amplificadores y los híbridos para hacer el amplificador balanceado. (sesión tercera)

En este apartado se pretende realizar la integración de dos amplificadores idénticos al diseñado en el apartado anterior con el divisor, combinador y línea desfasadora. De esta forma conseguirá el procesador monopulso propuesto.

- **Obtenga la respuesta del simulador y demuestre que las características que tiene son las previstas en el diseño previo.**
- **¿Cuál es el ancho de banda que ha obtenido?**
- **Realice el layout (mediante la integración de los bloques anteriores) del procesador monopulso propuesto. Para ello tendrá que hacer uso de elementos de circuito (a título de ejemplo MBENDS, MTEES, MSTEP, MCROSS, etc).**

8. Incremento de la anchura de banda de algunos elementos del circuito anterior.

En este apartado se pretende realizar (mediante el sintonizador de microwave office) una ecualización resistiva. Para ello actuará sobre la red de polarización de salida que en este caso funcionará simultáneamente como red de polarización y red de ecualización.

- **Partiendo del amplificador diseñado en el apartado 3 y mediante el uso del sintonizador (tune) actúe sobre la resistencia de drenador y la línea de transmisión que conecta la red de polarización al circuito (anchura y longitud, se propone como punto de partida para la longitud una similar a una longitud eléctrica de 70°) y trate de aumentar el ancho de banda. Debe mantener, en la medida de lo posible, los valores de ganancia y ruido obtenidos en el primer diseño.**
- **¿Cuál es el ancho de banda obtenido?**
- **¿Qué ocurre si en vez de actuar sobre la red de drenador actúa sobre la de puerta?**

Realización de la memoria

La memoria no deberá constar de más de 20 ó 25 páginas y tendrá que incluir contestación a todas las preguntas formuladas en negrilla. Se insiste que el estudio previo es esencial y podría restar puntos en la calificación final.

Referencias

1. Apuntes y transparencias de la asignatura Microondas y Circuitos de Alta Frecuencia. Tema 10: amplificadores lineales de microondas
2. D. Pozar, Microwave Engineering, Wiley, segunda o tercera edición.
3. Collin: Foundations for Microwave Engineering (capítulo 10)
4. Documento de diseño de amplificadores con Mwooffice.
5. Tema 6: circuitos pasivos de microondas, divisores y combinadores.
6. M. Skolnik, Introduction to radar systems. McGraw-Hill 1981