

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**SISTEMA AUTOMATIZADO DE MEDIDA EN
GUÍA DE ONDA EN BANDA X**
**(Automatic waveguide measurement system
in X-band)**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: María Santos Valle

Julio - 2017

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: María Santos Valle

Director del TFG: Jesús Ramón Pérez López

Título: “Sistema automatizado de medida en guía de onda en banda X”

Title: “Automatic waveguide measurement system in X-band”

Presentado a examen el día: 21 de Julio de 2017

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Basterrechea Verdeja, José

Secretario (Apellidos, Nombre): García Gutiérrez, Alberto Eloy

Vocal (Apellidos, Nombre): Pérez López, Jesús Ramón

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Antes de comenzar con el trabajo, quiero agradecer a todos los miembros del departamento GISAR, en especial a José Basterrechea Verdeja, por darme la oportunidad de poder trabajar con ellos en este proyecto, y sobre todo a mi tutor Jesús Ramón Pérez López por su dedicación para poder realizar este TFG, las largas conversaciones, explicaciones, consejos y apoyo que me ha dado a lo largo del desarrollo de este trabajo.

A todos los profesores que han formado parte de nuestra formación por la cantidad de cosas enseñadas para conseguir que tengamos una buena base para ser ingenieros.

A mis amigas, Tedi y Bárbara, por preocuparse por mi cada día, su cariño y apoyo, por todos los momentos vividos y los que vendrán.

A mis compañeros de clase, sobre todo a las personas que he conocido en estos años y que considero mis amigos, con los que he compartido tiempo de estudio y muy buenos momentos fuera de la universidad, gracias a todos.

A Miguel, por ser mi otra mitad, quererme, aguantarme y apoyarme siempre. Sin ti, este no hubiera sido el final del cuento.

A mi familia, en especial a mi madre, Merche, por su apoyo incondicional, ayuda, esfuerzo y fortaleza en los momentos más difíciles, y a mi hermana, Sara, por ser el motor de mi vida. Sin vosotras, ninguna de estas líneas tendría sentido.

A mi padre, Silvestre, con tu incansable fortaleza me enseñaste que el esfuerzo y la dedicación tiene su recompensa, que los sueños hay que perseguirlos sin rendirse y, aquí estoy hoy, cumpliendo tu sueño. Se que, aunque no estés aquí con nosotras, de alguna manera siempre lo estás. Siempre serás mi héroe.

Índice de contenidos

<i>Capítulo 1.....</i>	1
<i>Introducción.....</i>	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Objetivos y estructura del trabajo	3
<i>Capítulo 2.....</i>	4
<i>Conceptos teóricos.....</i>	4
2.1. Introducción.....	4
2.2. Parámetros de dispersión (Parámetros de Scattering)	6
2.2.1. Definición	6
2.2.2. Propiedades.....	8
2.3. Guía de onda rectangular	8
2.3.1. Modos de propagación en guía de onda rectangular	9
Modo transversal eléctrico (TE).....	10
Modo transversal magnético (TM).....	11
Propagación monomodo o del modo fundamental TE ₁₀	12
2.4. Analizador de redes E8362A	13
<i>Capítulo 3.....</i>	15
<i>Descripción del sistema de medida y aplicación de control.....</i>	15
3.1. Introducción.....	15
3.2. Generalidades de la aplicación	16
3.3. Analizador de redes	18
3.3.1. Funciones y configuración del analizador de redes.....	18
Opciones GPIB	20
Opciones de medida.....	20
Opciones de control	22
3.4. Representación de los parámetros	25

<i>Capítulo 4</i>	32
<i>Pruebas y resultados</i>	32
4.1. Introducción.....	32
4.2. Cortocircuito y tramo de guía $\lambda/4$	33
4.3. Carga adaptada.....	36
4.3.1. Carga adaptada de <i>Leybold</i>	36
4.3.2. Carga adaptada de Narda	39
4.4. Atenuador.....	41
4.4.1. Atenuador 3 dB.....	42
4.4.2. Atenuador 5 dB.....	44
4.4.3. Atenuador 10 dB.....	46
4.5. Antena ranurada de <i>Leybold didactic</i>	48
4.6. Antena bocina piramidal de <i>Leybold didactic</i>	50
<i>Capítulo 5</i>	54
<i>Conclusiones y líneas futuras</i>	54
5.1. Conclusiones.....	54
5.2. Líneas futuras	55
<i>Referencias</i>	56

Índice de figuras

Figura 1. Geometría de una estructura de tipo reflectarray.....	2
Figura 2. Red de dos puertos.....	7
Figura 3. Detalle de guías de onda rectangular y circular.....	8
Figura 4. Detalle de la guía de onda rectangular ($a > b$).....	9
Figura 5. Atenuación en guía de onda rectangular para los modos TE y TM.....	12
Figura 6. Líneas de campo magnético, corrientes y cargas superficiales del modo TE_{10}	13
Figura 7. Líneas de campo en guía de onda rectangular para distintos modos.....	13
Figura 8. Analizador de redes E8362A de Agilent Technologies.....	14
Figura 9. Diagrama de bloques del sistema de medida.....	16
Figura 10. Interfaz de bienvenida y acceso al programa.....	17
Figura 11. Esquema con detalle de interfaces gráficas y su interacción.....	17
Figura 12. Pantalla principal con acceso a la configuración remota del analizador de redes, realización de medidas, procesado y gestión de ficheros.....	18
Figura 13. Diagrama de flujo simplificado de la interfaz gráfica del analizador de redes.....	19
Figura 14. Acceso a la configuración de la tarjeta y dirección del equipo sobre el bus.....	20
Figura 15. Opciones de medida contempladas.....	21
Figura 16. Acceso a la realización de medidas, procesado y gestión de ficheros.....	23
Figura 17. Diagrama de flujo simplificado del proceso de medida gestionado desde la aplicación.....	23
Figura 18. Mensaje de error en la conexión.....	24
Figura 19. Ventana de visualización de la medida.....	25
Figura 20. Ejemplos de visualización de medidas.....	26
Figura 21. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica de visualización.....	27
Figura 22. Guía de onda rectangular.....	28
Figura 23. Propagación ondas TEM en guía de onda rectangular.....	28
Figura 24. Ventana de edición gráfica.....	30
Figura 25. Sistema de medida.....	32
Figura 26. Tramo de guía $\lambda/4$ y cortocircuito del kit de calibración.....	33
Figura 27. Resultados de la medida en cortocircuito Sij.....	34
Figura 28. Resultados de la medida con cortocircuito desplazado $\lambda/4$ sobre el plano de referencia.....	35
Figura 29. Carga adaptada de Leybold.....	37
Figura 30. Resultados de la medida con la carga adaptada de Leybold.....	38
Figura 31. Carga adaptada de Narda.....	39
Figura 32. Resultados de la medida de la carga adaptada de Narda.....	40
Figura 33. Atenuador variable en guía de onda.....	42

Figura 34. Resultados de la medida de un atenuador 3 dB.....	43
Figura 35. Resultados de la medida de un atenuador 5 dB.....	45
Figura 36. Resultados de la medida de un atenuador 10 dB.....	47
Figura 37. Antena ranurada en guía de onda con 7 ranuras, cuya longitud de ranura es de 20 mm.....	48
Figura 38. Resultados de la medida de una antena ranurada.....	49
Figura 39. Tipos de antena bocina de sección rectangular.....	51
Figura 40. Antena bocina piramidal de Leybold Didactic.....	51
Figura 41. Resultados de la medida de una antena bocina.....	53

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

Una antena, en sus muy diversas formas, se entiende según la definición del *IEEE* como una de las partes de un sistema transmisor o receptor, específicamente diseñada para radiar o recibir ondas electromagnéticas. En todo sistema de radiocomunicación, según el tipo de aplicación o la banda de frecuencias de interés, se utiliza un determinado tipo característico de antenas, con aplicaciones tanto en el sector militar como en el civil (radioenlaces terrestres, sistemas de radiodifusión, comunicaciones móviles e inalámbricas, comunicaciones por satélite, radiodeterminación, etc).

En comunicaciones a grandes distancias se precisan antenas de ganancia elevada, siendo los reflectores parabólicos y las agrupaciones de antenas en sus muy diversas formas, las más utilizadas. El primer tipo de antenas tienen como inconveniente su superficie curvada, ya que dificulta su fabricación para el uso en altas frecuencias, y el segundo tipo presentan una red de alimentación bastante compleja. Por ello, una alternativa a estas antenas son las antenas reflectarrays [1]. En este tipo de antenas, su versión más básica consiste en una matriz plana de elementos radiantes como por ejemplo guías de onda, parches microstrip, dipolos, etc, que son iluminados a través de una antena de alimentación, y están prediseñados para volver a radiar y dispersar el campo incidente con los desfases que se necesitan para formar un frente de onda plano. Un ejemplo de este tipo de estructuras se muestra en la Figura 1.

Estructuras como la de la Figura 1 están formadas por una superficie periódica, cuyos elementos, típicamente llamados celdas unidad, son idénticos. Los elementos están constituidos por capas de materiales dieléctricos y metálicos, combinados de tal forma para que se produzcan efectos capacitivos e inductivos, consiguiendo así respuestas controladas ante un campo incidente. Debido a estas características, dichas superficies se conocen como superficies selectivas en frecuencia (*FSS, Frequency Selective Surfaces*) [2], dado que actúan cumpliendo su función en un determinado ancho de banda en torno

a las frecuencias de trabajo. El diseño de estas estructuras se basaba en la combinación de geometrías ajustadas en base a prueba y error, aunque actualmente se han desarrollado diferentes métodos numéricos.

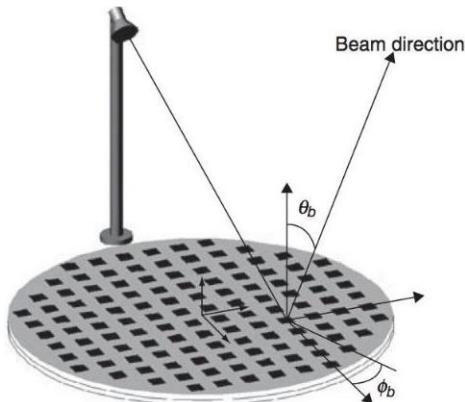


Figura 1. Geometría de una estructura de tipo reflectarray.

A parte de su uso para antenas reflectarrays, este tipo de superficies tiene diversas aplicaciones [3]:

- Subreflector dicroico: utilizado en antenas de tipo Cassegrain, la FSS es colocada como subreflector siendo totalmente transparente a una frecuencia y totalmente opaca a otra frecuencia, de tal manera que se puede transmitir en ambas frecuencias sin tener interferencia.
- Radomos (recubrimientos de antenas): permiten la protección de las partes más sensibles de los sistemas radar y antenas del ambiente físico en el que están situados con un impacto mínimo en sus características eléctricas. También es utilizada para disminuir la sección radar en los sistemas radar, siendo transparente a la frecuencia de operación y, por lo tanto, otorgando al sistema reflexión total al resto de frecuencias.
- Polarizadores: actúan de forma diferente sobre dos componentes de campo ortogonales, de tal manera que, si los campos incidentes tienen igual módulo y fase, la polarización resultante sea distinta de la onda incidente.

1.2. Objetivos y estructura del trabajo

La caracterización experimental de estructuras periódicas para *FSS* o antenas reflectarrays requiere la construcción de los prototipos a tamaño real y su posterior medida en una cámara anecoica. Este proceso tiene un coste elevado, por lo que es necesario pensar en alternativas que, bajo ciertas restricciones y a partir de una celda unidad de dicha estructura, permitan estimar la respuesta de un determinado prototipo en la fase inicial de diseño de aquél. En este sentido, aprovechando la experiencia del grupo de investigación GISAR y el equipamiento de laboratorio del que se dispone, puede pensarse en desarrollar un sistema de medida en guía de onda rectangular que permita realizar la caracterización de dichas celdas unidad como paso previo en las fases de diseño y desarrollo de prototipos. Además, el disponer de un sistema de medida en guía puede abrir el rango de aplicaciones del sistema, pudiendo aplicarlo, por ejemplo, a la caracterización de materiales dieléctricos.

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado (TFG) se centra en el diseño de un sistema automatizado de medida en guía de onda en banda X (8.2 – 12.4 GHz), utilizando un kit de calibración [4] en guía, un PNA (E8362A) [5] como equipo de medida y un ordenador desde el cual se realizará el control remoto del PNA a través de una interfaz USB/GPIB [6]. Desde el punto de vista funcional, se desarrollará una aplicación en *Matlab*[®] para controlar el equipo de medida y que permita al usuario realizar la medida, gestionar los ficheros resultantes y representar los resultados. Para validar el sistema de medida propuesto se utilizará la aplicación para medir diferentes dispositivos pasivos con una respuesta en frecuencia conocida.

El trabajo se ha estructurado en cinco capítulos. Como extensión a este primer capítulo de introducción, en el segundo capítulo se exponen los conceptos teóricos básicos sobre los parámetros de scattering y la guía de onda rectangular, incluyendo una breve descripción del equipo de medida utilizado. En el tercer capítulo, eje central de la actividad desarrollada en este TFG, se explica detalladamente el funcionamiento de la aplicación de control y medida desarrollada en *Matlab*[®]. A continuación, en el cuarto capítulo se presentan una serie de resultados utilizados como referencia para testar y depurar el funcionamiento del sistema automatizado de medida, considerando diferentes dispositivos con respuesta conocida: cortocircuito, tramo de guía de longitud $\lambda/4$, carga adaptada y adaptación de antenas. En el último capítulo se exponen las conclusiones de este TFG, así como las posibles líneas futuras de trabajo, pensando en la fabricación y caracterización de algún tipo de celda unidad de una estructura objeto de análisis.

Capítulo 2

Conceptos teóricos

2.1. Introducción

La radiación electromagnética puede entenderse como el conjunto de ondas eléctricas y magnéticas que, conjuntamente, se desplazan por un medio, guiado o no guiado. Dichas ondas, convenientemente tratadas y moduladas, pueden emplearse como soporte para la transmisión de información, dando lugar a una forma de comunicación.

Centrando el análisis en la propagación radioeléctrica de las ondas electromagnéticas y en los efectos que el medio ejerce sobre aquellas, merece ser reseñado el uso que se hace del espectro radioeléctrico. Básicamente, el espectro radioeléctrico divide en segmentos la frecuencia, dando lugar a las bandas de frecuencia, las cuales se atribuyen a distintos servicios, de acuerdo con el cuadro resumen que se muestra en la Tabla 1. La gestión y asignación de las bandas de frecuencia es competencia de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT).

Tabla 1. Clasificación de las bandas de frecuencia [7].

Frecuencias	Designación	Servicios Típicos
3 – 30 KHz	VLF (<i>Very Low Frequency</i>)	Enlaces de radio a gran distancia
30 – 300 KHz	LF (<i>Low Frequency</i>)	Enlaces de radio a gran distancia y ayudas a la navegación
0.3 – 3 MHz	MF (<i>Medium Frequency</i>)	Radiodifusión
3 – 30 MHz	HF (<i>High Frequency</i>)	Comunicaciones a media y larga distancia
30 – 300 MHz	VHF (<i>Very High Frequency</i>)	Enlaces de radio, televisión y FM
0.3 – 3 GHz	UHF (<i>Ultra High Frequency</i>)	Enlaces de radio, navegación aérea, radar y televisión
3 – 30 GHz	SHF (<i>Super High Frequency</i>)	Radar y enlaces de radio
30 – 300 GHz	EHF (<i>Extra High Frequency</i>)	Radar y enlaces de radio

El término microondas hace referencia a señales de frecuencia entre 300 MHz a 300 GHz, que supone un rango de longitud de onda electromagnética de 1 mm a 1 m y que incluye a las bandas de UHF, SHF y EHF [7]. Además, se puede realizar una subdivisión de frecuencias dentro del rango de microondas como el que se plantea en la Tabla 2.

Tabla 2. Clasificación de las frecuencias de microondas [7].

Banda	Frecuencias
L	1 – 2 GHz
S	2 – 4 GHz
C	4 – 8 GHz
X	8 – 12 GHz
Ku	12 – 18 GHz
K	18 – 27 GHz
Ka	27 – 40 GHz
V	40 – 75 GHz
W	75 – 110 GHz
mm	110 – 300 GHz

El uso de las frecuencias de microondas para la transmisión de información entre extremos constituye una de las formas más eficientes de transmisión de señales en el espacio libre y el desarrollo de sistemas en estas bandas de frecuencia es importantísimo, destacando entre las aplicaciones / sectores la navegación marítima, el control aéreo y las telecomunicaciones. Entre las principales ventajas de los sistemas radio desarrollados en estas bandas se incluyen, por ejemplo:

- La ganancia de la antena es proporcional a su tamaño eléctrico. A frecuencias más altas, es posible una mayor ganancia de la antena.
- Se puede trabajar normalmente con un mayor ancho de banda.
- Las señales no son absorbidas por la ionosfera como ocurre con las señales de frecuencias más bajas.
- La superficie efectiva radar de un objeto es proporcional al tamaño eléctrico del mismo. Esto quiere decir que la sección recta-radar es más elevada y, por lo tanto, se obtiene una mayor precisión en los sistemas radar.

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son de las más utilizadas en este rango de frecuencias, con múltiples usos entre los que destacan el diseño de filtros, multiplexores, transformadores de señal y otros dispositivos que tienen como

función adaptar, repartir o combinar la/s señal/es para su posterior uso en los sistemas de comunicación. Además, dichas estructuras gozan de mejores propiedades eléctricas (menores pérdidas) y mecánicas (estabilidad).

En este TFG, el desarrollo del sistema de medida contempla tres posibles bandas de frecuencia, X, Ku y K, debido a que son las bandas de frecuencia que soporta el PNA E8362A utilizado como equipo de medida (realmente la banda K se ha contemplado pensando en dejar abierto el sistema a otros equipos de medida, porque el límite superior del PNA se queda en 20 GHz). En realidad, y aunque el diseño de la aplicación está pensado para estas tres bandas, nos hemos centrado en la realización de medidas en banda X, utilizando el kit de calibración en guía de onda WR-90 [8].

En las siguientes secciones se incluye una revisión de los conceptos teóricos relacionados con los parámetros de scattering y los medios de transmisión guiados. Finalmente, también se incluye una introducción a las medidas con el analizador de redes utilizado en el TFG.

2.2. Parámetros de dispersión (Parámetros de Scattering)

Todo circuito de microondas se puede caracterizar mediante las matrices de impedancias [Z] y de admitancias [Y] resultantes de realizar el cálculo de tensiones y corrientes en la frecuencia de operación considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus terminales. Dicho resultado es bastante complejo ya que, al trabajar en la banda de microondas y utilizar frecuencias elevadas, la longitud de onda, λ , se hace más pequeña, lo que implica que las leyes de Kirchoff dejen de ser aplicables.

Los parámetros de scattering (S) [9] caracterizan cualquier red, ya que se basan en el modelo de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas dentro de una red de N terminales, cuya definición se basa en la medición de potencia en los terminales de entrada y salida de cada puerto.

Para la explicación de los parámetros S , nos centraremos en las redes de dos puertos, en línea con los dispositivos utilizados en este TFG.

2.2.1. Definición

En una red de dos puertos como la que se muestra en la Figura 2, considerando la relación entre las ondas incidentes, a_i , y reflejadas, b_i , en los puertos de entrada y salida, se puede modelar de forma matemática el comportamiento de la red a través de la matriz de parámetros S , de acuerdo con (2.1) [9].

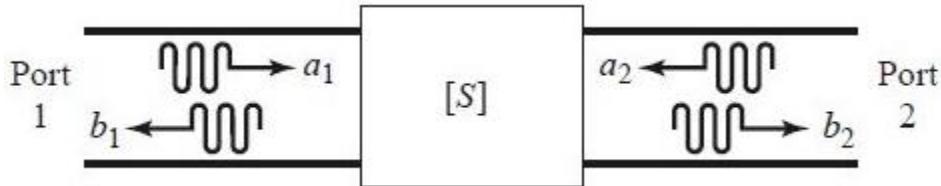


Figura 2. Red de dos puertos.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

En general, para calcular cada parámetro S_{ij} se carga cada acceso con su impedancia característica respectiva, excepto el i -ésimo al que se conectará un generador que produzca la onda incidente a_i , haciendo así que el resto de ondas incidentes sean cero, resultando de acuerdo a (2.1) el cuadro resumen que se muestra en la Tabla 3.

Tabla 3. Definición de los parámetros S para una red de dos puertas [9].

Parámetro	Nombre	Expresión
S_{11}	Reflexión a la entrada	$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Al expresar estos parámetros en dB, se puede definir dos conceptos útiles como son las pérdidas de retorno (RL) e inserción (IL):

$$RL(dB) = -20 * \log(S_{ii}) \quad (2.2)$$

$$IL(dB) = -20 * \log(S_{ij}) \quad (2.3)$$

Si se generalizan las definiciones anteriores para una red de N accesos, queda una matriz S como la dada en (2.4) [10].

$$\begin{bmatrix} S_{11} & \dots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.2. Propiedades

En función del tipo de red y de su matriz de parámetros de scattering se puede hablar de:

- **Red pasiva:** red compuesta por dispositivos pasivos. En este tipo de redes se cumple que $|S_{ij}|^2 \leq 1$.
- **Red recíproca:** se trata de aquella red que se comporta de igual manera cuando se le aplica una tensión a la entrada que cuando se le aplica a la salida. En este tipo de redes la matriz S es simétrica, tal que $S_{ij} = S_{ji}$.
- **Red sin pérdidas:** se considera que una red no tiene pérdidas cuando toda la potencia de entrada a la red se distribuye entre todos sus accesos de salida. En este caso, la matriz S es unitaria, tal que $[S]^{-1} = [S]^+$.

2.3. Guía de onda rectangular

Una guía de onda es un elemento físico que se encarga de propagar ondas electromagnéticas mediante un confinamiento dentro de ella [11]. Al transmitir las señales en guía de onda se reduce la disipación de energía, por lo que es una estructura óptima para la transmisión a altas frecuencias, concretamente en el rango de microondas.

Una guía de onda consiste en un tubo metálico hueco y con una cierta simetría. Los tipos más habituales son las de simetría rectangular y circular y cuyo detalle se muestra en la Figura 3. En este trabajo se tratará con la guía de onda rectangular.



Figura 3. Detalle de guías de onda rectangular y circular.

Las guías de onda rectangulares fueron de los primeros medios de transmisión utilizados para transportar señales de microondas. Aunque debido a la tendencia de hacer los sistemas lo más pequeños posibles surgieron las tecnologías planares como la línea microstrip o la stripline, este tipo de guía se sigue utilizando para aplicaciones de alta potencia o precisión.

La geometría de una guía rectangular se puede ver en la Figura 4. En este caso, la guía de onda esta rellena de un material con una permeabilidad μ y una permitividad ϵ , siendo a y b las dimensiones de la guía de onda.

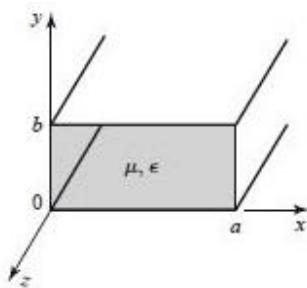


Figura 4. Detalle de la guía de onda rectangular ($a > b$).

2.3.1. Modos de propagación en guía de onda rectangular

Partiendo de las ecuaciones de Maxwell [5]:

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{E} &= 0 & \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0 & \nabla \times \vec{H} &= j\omega\mu\vec{E}\end{aligned}\tag{2.5}$$

y tomando el eje Z como dirección de propagación de las ondas en el interior de la guía entonces, las direcciones X e Y serán las direcciones transversales de la guía, quedando como ecuación de onda las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}\vec{E}(x, y, z) &= \vec{E}(x, y)e^{-j\beta z} \\ \vec{H}(x, y, z) &= \vec{H}(x, y)e^{-j\beta z}\end{aligned}\tag{2.6}$$

donde β es la constante de propagación.

A la solución (2.6) se la denomina modo de propagación de la guía, y se caracteriza porque su fase depende linealmente de la dirección de propagación, pero su amplitud es independiente de ella. Este tipo de soluciones no son completamente generales, es decir, cualquier onda que pueda propagarse en la guía puede escribirse mediante una adecuada combinación lineal de estas funciones.

Mediante manipulación matemática y haciendo uso de (2.5) y (2.6), se pueden obtener un par de expresiones desacopladas para las componentes longitudinales:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) E_z = 0 \quad (2.7)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) H_z = 0 \quad (2.8)$$

donde β es la constante de propagación, $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ es el número de onda de corte y $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ es el número de onda.

Resolviendo las expresiones anteriores se comprueba que existen tres tipos de soluciones dependiendo de las condiciones de contorno que se consideren:

- Si se impone $E_z(x, y) = 0$. Las soluciones obtenidas se denominan ondas de tipo transversal eléctrico, TE, puesto que el campo eléctrico de la onda solo tiene componentes transversales a la dirección de propagación, E_x y E_y .
- Si $H_z(x, y) = 0$. Las ondas resultantes son del tipo transversal magnético, TM.
- Por último, si se impone $E_z = H_z = 0$, se obtienen las ondas de tipo transversal eléctrico y magnético, TEM. En guías huecas de paredes conductoras no se propagan este tipo de modos ya que, al ser ambos campos nulos, no existiría la onda. Para que se propague esta onda sería necesario que la guía tuviera otro conductor en su interior, así los potenciales entre ambos conductores serían distintos.

Modo transversal eléctrico (TE)

A partir de la geometría descrita en la Figura 4, aplicando las condiciones de contorno para el modo TE ($E_z = 0$), se resuelve la ecuación de una onda TEM por el método de separación de variables, tal que se llega a la solución general para la ecuación de onda del modo TE:

$$H_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.9)$$

donde k_x y k_y representan el número de variaciones de la onda en el eje X e Y, respectivamente. Para evaluar las constantes en (2.9), se aplican las condiciones de contorno (las componentes de campo magnético en X e Y son normales a las paredes conductoras, por lo tanto, se cancelan en la superficie) en la guía de onda rectangular y se asocian a (2.8), anulándose A y C para los valores:

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{m\pi}{a} \\ k_y &= \frac{n\pi}{b} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Por lo tanto, la ecuación general de onda para el modo TE puede expresar como:

$$H_z(x, y) = H_{z0} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2.11)$$

donde m y n son valores enteros y H_{z0} es la amplitud de la onda. Esta solución corresponde a un modo genérico TE_{mn} y, para dicho modo, se obtendrán una frecuencia de corte, un número de onda de corte y una constante de propagación de acuerdo con (2.12) - (2.14).

$$f_{c,mn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.12)$$

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.13)$$

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.14)$$

El modo mn sólo se propagará en la guía si la frecuencia de operación, f_0 , es mayor que la frecuencia de corte con la que se excita el modo $f_{c,mn}$. En caso contrario ($f_0 < f_{c,mn}$), el/los modos para los que ocurra no se propagarán y son denominados modos de corte o modos evanescentes.

Modo transversal magnético (TM)

Del mismo modo que para los modos TE, se puede deducir la ecuación de onda para los modos TM. Procediendo de forma similar se llega a la expresión general de la ecuación de onda:

$$E_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.15)$$

Para calcular el valor de las constantes, se vuelve a hacer uso de las condiciones de contorno, cumpliéndose en este caso que E_z es la componente de campo eléctrico tangencial a las cuatro paredes de la guía y se cancela en ellas. Al final, queda como solución:

$$E_z(x, y) = E_{z0} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2.16)$$

Y de la misma manera que para los modos TE, esta solución es particular para cada modo TM_{mn} y los parámetros definidos en (2.12) - (2.14) no varían. Para los modos TM_{00} , TM_{0n} y TM_{m0} no existe la propagación de ondas, por lo tanto, para este modo los valores de m y n son números enteros mayores que cero.

Propagación monomodo o del modo fundamental TE₁₀

A una frecuencia de trabajo se excitarán en la guía un número finito de modos. Normalmente interesa que se propague un único modo para poder lograr una mayor transferencia de potencia, evitando por otra parte un efecto de distorsión entre modos. Para ello, habrá que calcular la frecuencia más baja que, según (2.12), se corresponde con la de los índices $m = 1$ y $n = 0$. Como el modo TM₁₀ no se propaga, se considera como modo fundamental el TE₁₀, tal y como se refleja en la Figura 5 en función de las dimensiones de la guía de onda.

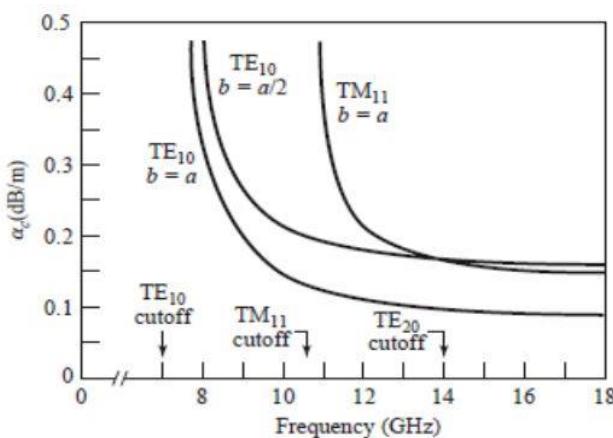


Figura 5. Atenuación en guía de onda rectangular para los modos TE y TM.

En la práctica, se utiliza un intervalo de frecuencias por el que solo se propaga el modo fundamental, siendo una aproximación el intervalo $1.25f_{c1} < f < 0.95f_{c2}$, donde f_{c1} es la frecuencia de corte del modo fundamental y f_{c2} la frecuencia de corte del siguiente modo. Para el modo TE₁₀, (2.12) y (2.14) pueden reescribirse como:

$$f_{c10}^{TE} = \frac{c}{2a} \quad (2.17)$$

$$\beta_{10}^{TE} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2.18)$$

En el caso de la guía de onda rectangular WR-90 con la que se trabaja en este TFG ($a = 2.286$ cm y $b = 1.016$ cm), se cumple que tiene propagación monomodo en el rango de frecuencias de banda X (8.2 – 12.4 GHz). Finalmente, como ejemplo ilustrativo, en las Figuras 6 – 7 se muestra la distribución de líneas campo en una sección transversal de guía de onda y en diferentes situaciones.

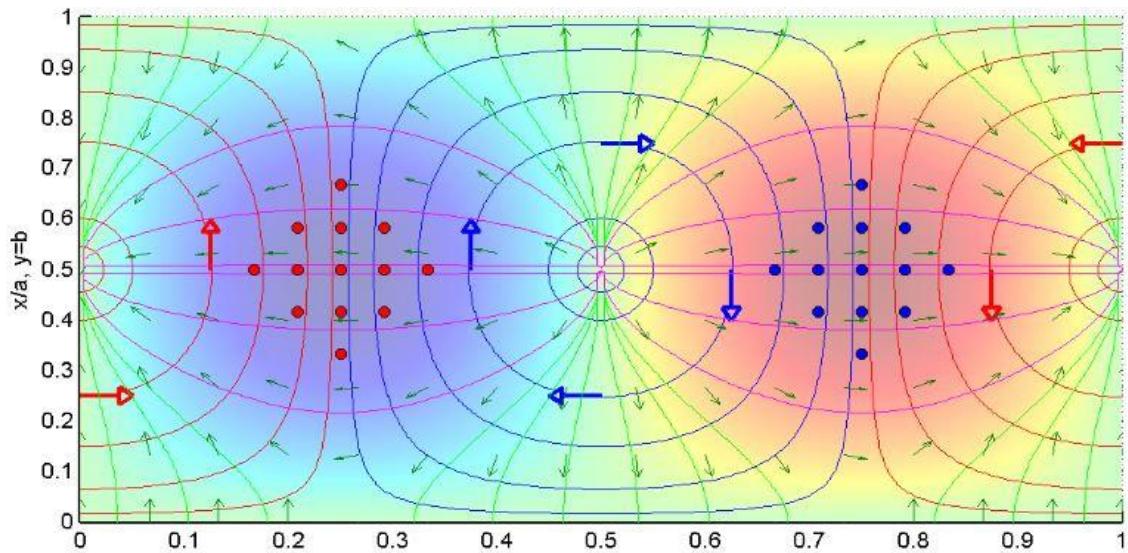


Figura 6. Líneas de campo magnético, corrientes y cargas superficiales del modo TE_{10} .

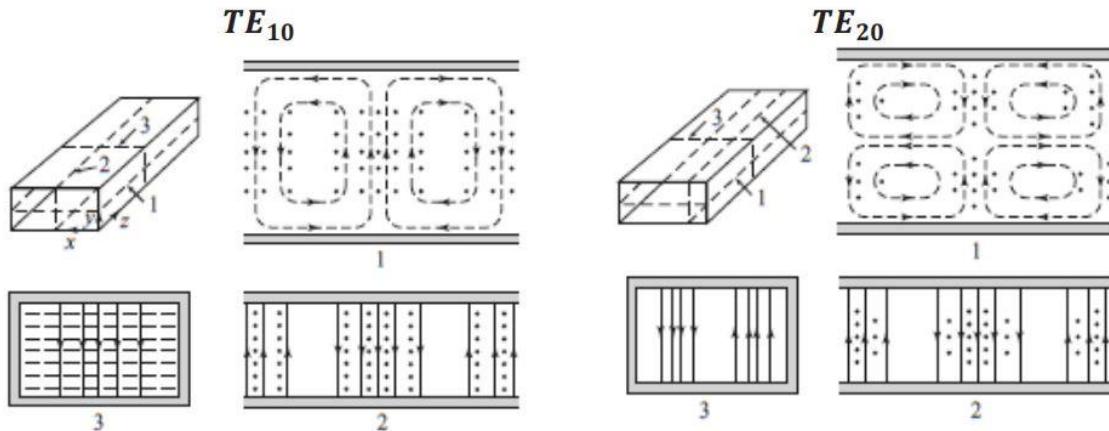


Figura 7. Líneas de campo en guía de onda rectangular para distintos modos.

2.4. Analizador de redes E8362A

Un analizador de redes es un equipo que permite realizar medidas de los parámetros de scattering de una determinada red, para analizar así las características en reflexión y transmisión de la misma. En nuestro caso se fija como objetivo central del TFG desarrollar una aplicación que de forma remota realice la medida automatizada de los parámetros S de una red de dos accesos, permitiendo adicionalmente manipular los ficheros de la medida y representar de forma gráfica los resultados de la medida. Como el equipo de medida es el eje en torno al cual gira el desarrollo de la aplicación software de control, es necesario saber de forma previa como se realizan las medidas en el analizador y los distintos parámetros que son necesarios introducir para ello.

El equipo de medida utilizado en este TFG es el PNA E8362A de *Agilent Technologies* [4], cuya vista frontal se muestra en la Figura 8. Este equipo permite realizar medidas de redes de dos puertos en el rango de frecuencias que va desde 45 MHz a 20 GHz.

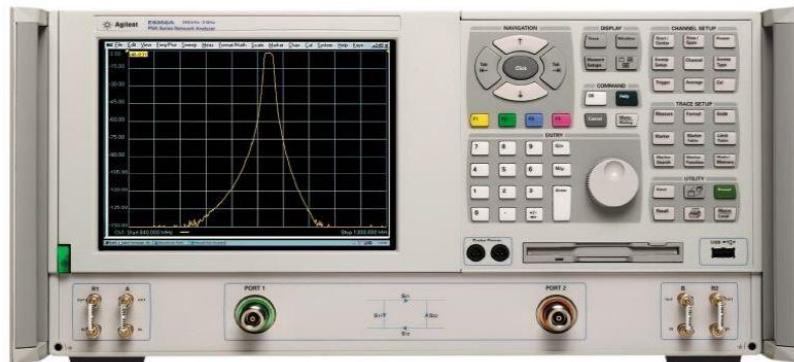


Figura 8. Analizador de redes E8362A de Agilent Technologies.

Existen dos tipos de analizador de redes: el analizador de redes escalar (SNA) y el vectorial (VNA). El SNA únicamente permite realizar medidas del módulo de los parámetros S y, por lo tanto, no tiene en cuenta la fase. En cambio, con el VNA se pueden realizar medidas de la magnitud y fase de las magnitudes de interés. Eso sí, en ambos equipos es necesario realizar una calibración previa para realizar las medidas.

Para realizar la calibración, en nuestro caso se utiliza el kit de calibración X11644A [5] para calibración en banda X, también de *Agilent Technologies*, y cuyas terminaciones ofrecen la transición cable a guía y definen el plano de referencia para la calibración en cada uno de los puertos.

Capítulo 3

Descripción del sistema de medida y aplicación de control

3.1. Introducción

El objetivo central de este Trabajo Fin de Grado (TFG) se centra en el desarrollo de una propuesta de sistema automatizado de medida en guía de onda, útil para comprobar experimentalmente, entre otros, la respuesta en frecuencia de celdas unidad de estructuras periódicas *FSS* (*Frequency Selective Surfaces*). Su aplicación puede extenderse, como será objeto en otro TFG, a la caracterización de materiales dieléctricos.

El diagrama de bloques del sistema de medida se muestra en la Figura 9. Se utiliza como equipo de medida el analizador de redes PNA E8362A (45 MHz – 20 GHz) y se completa el sistema con el kit de calibración en guía de onda X11644A para banda X (WR-90 8.2 – 12.4 GHz), ambos *de Agilent Technologies* [4] – [5]. Para realizar la conexión entre los puertos del analizador y el kit de calibración se utilizan sendos cables SUCOTEST 18 de *Hubher+Suhner*® conectorizados en SMA [12], así como dos transiciones SMA a APC-7 de *Pasternack* [13]. Se completa el sistema de medida con un ordenador de sobremesa desde el que se realiza el control del PNA a través de la interfaz USB/GPIB 82357A de *Keysight Technologies* [14].

A partir del sistema de medida propuesto se precisa desarrollar una aplicación software para el control remoto del PNA y adquisición y procesado de los parámetros de scattering de las estructuras a medir. De entre los diferentes entornos de programación “visual” con los que puede optarse a desarrollar la aplicación, de los dos entornos más familiares y próximos al grupo de investigación – *Visual Basic*®, donde ya se disponen de herramientas y entornos automatizados de medida para otros propósitos y *Matlab*®, que unifica la capacidad de control de instrumentación con el gran potencial de procesado de datos – se opta por el desarrollo de la aplicación utilizando *Matlab* [15]. *Matlab* tiene un entorno gráfico llamado *GUIDE* [16], el cual permite crear interfaces gráficas

personalizadas que, mediante una programación orientada a objetos bastante flexible, hace posible crear aplicaciones robustas y funcionales.

En las siguientes secciones se describen los aspectos generales de la aplicación y su funcionalidad, dividiendo en secciones los principales bloques centrados en la configuración del analizador para realizar medidas y su posterior representación.

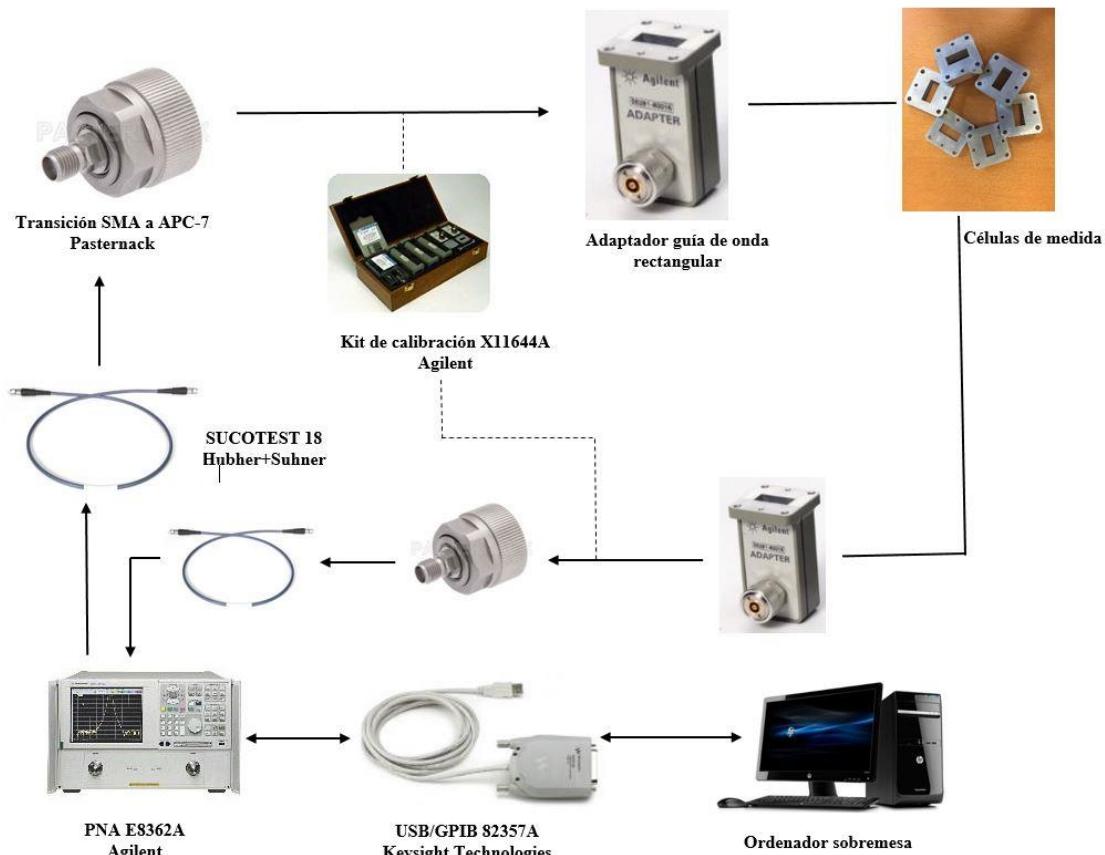


Figura 9. Diagrama de bloques del sistema de medida.

3.2. Generalidades de la aplicación

Para ejecutar la aplicación es necesario tener instalado *Matlab*, aunque no es estrictamente preciso tener el entorno de *Matlab* abierto, ya que se puede iniciar desde el ícono de la aplicación, *iniciar.fig*, arrancando el programa con la ventana de bienvenida que se muestra en la Figura 10. También se puede ejecutar el programa desde *Matlab*.



Figura 10. Interfaz de bienvenida y acceso al programa.

El intercambio de información entre las distintas ventanas se realiza mediante ficheros de texto (*.txt) para guardar las medidas y ficheros de datos de *Matlab* (*.dat) [17] para guardar datos de configuración. Todos estos ficheros de intercambio tienen que estar preparados para que el programa pueda modificarlos y, además, se deben de ubicar en el mismo directorio de trabajo que el resto de ficheros.

La aplicación en su conjunto se organiza en base a una estructura de ventanas [18]. Esta organización se centra en una ventana principal para controlar el analizador de redes, desde la cual se permite el acceso a otra interfaz gráfica dedicada a representar los resultados obtenidos y, por último, el usuario tiene acceso a una última ventana para poder controlar la edición gráfica de dichos resultados. En la Figura 11 se muestra un diagrama simplificado con las principales ventanas que componen el programa y su interrelación.

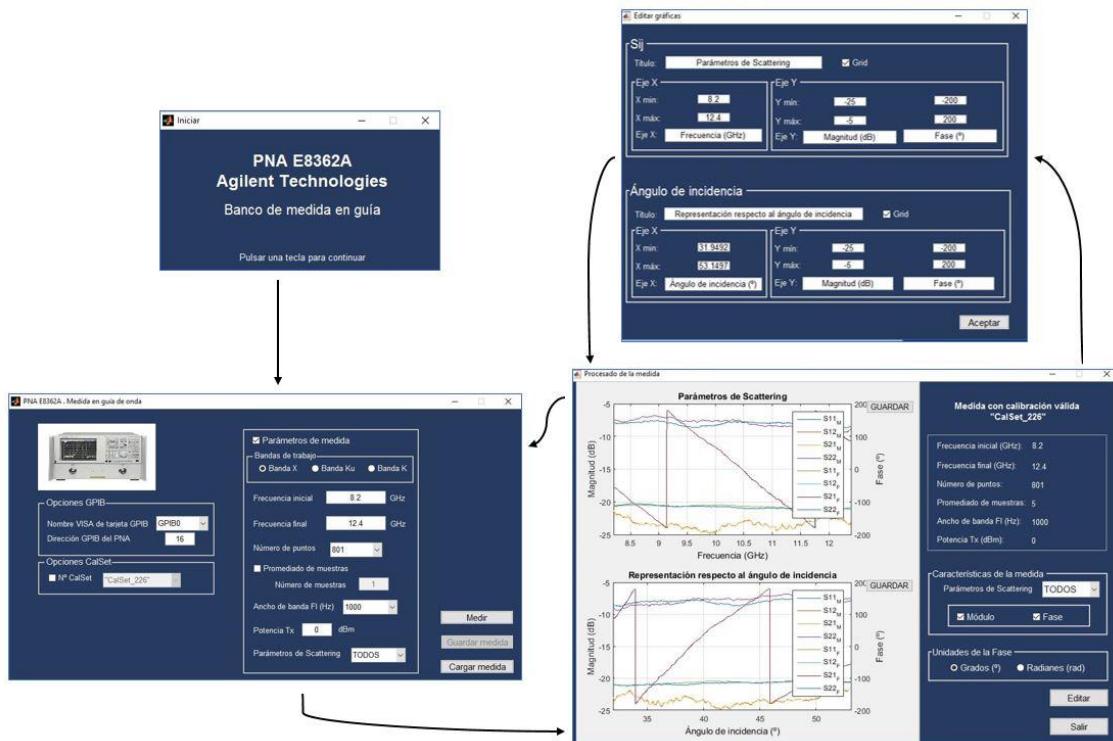


Figura 11. Esquema con detalle de interfaces gráficas y su interacción.

Cada programa creado con *GUIDE* [15] se compone de dos archivos, ambos con el mismo nombre: el archivo **.fig* que contiene información sobre la apariencia de la interfaz gráfica y los controles que lo componen, y el archivo **.m* con el código fuente asociado a la interfaz gráfica.

3.3. Analizador de redes

El analizador de redes E8362A se controla a través del bus *GPIB* utilizando una interfaz USB/GPIB. Aunque para el correcto funcionamiento del sistema de medida es necesario que el analizador se encuentre encendido e inicializado antes de arrancar la aplicación, se ha dotado a ésta de un control de errores para detectar esta situación permitiendo incluso a un usuario trabajar con la aplicación en tareas de procesado de resultados en otros equipos diferentes al del sistema de medida.

La pantalla principal del programa desarrollado y desde la que se realizarán las medidas, se muestra en la Figura 12.

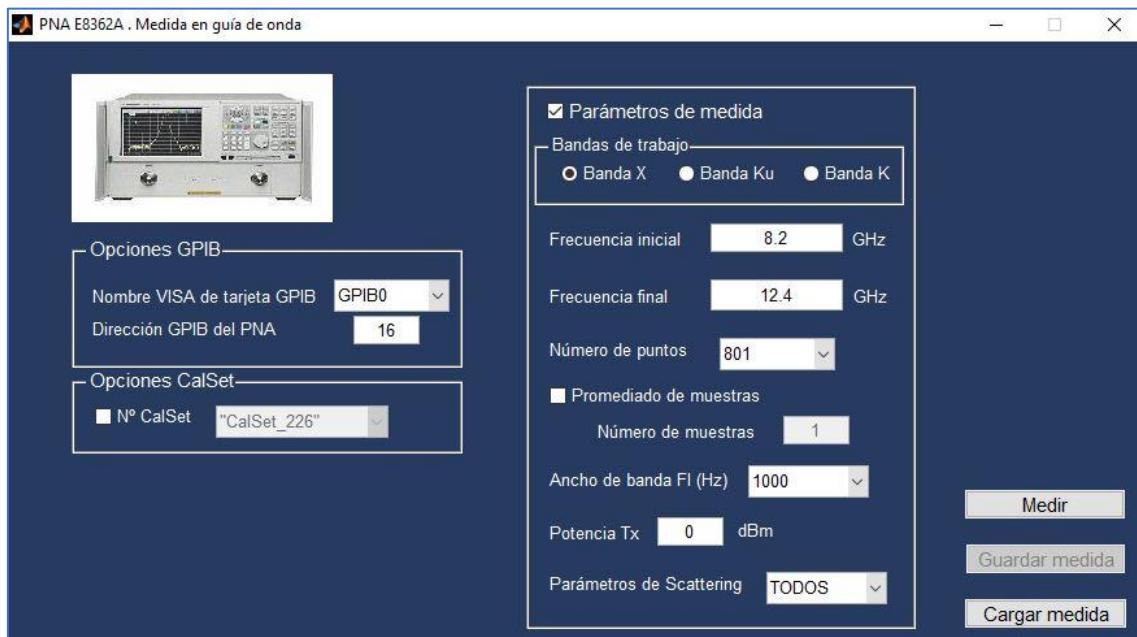


Figura 12. Pantalla principal con acceso a la configuración remota del analizador de redes, realización de medidas, procesado y gestión de ficheros.

3.3.1. Funciones y configuración del analizador de redes

El objetivo principal de este apartado es conocer el funcionamiento de la pantalla principal y la interacción de las distintas ventanas del programa desarrollado basándonos en el diagrama de flujo simplificado mostrado en la Figura 13.

Para entender de manera correcta el diagrama de flujo, cabe comentar que los símbolos con letras en mayúsculas se refieren a las diferentes ventanas de la aplicación, mientras que los símbolos con letras en minúsculas son los distintos pasos que el programa sigue dependiendo de la situación que el usuario elija en cada momento de decisión.

Una vez arranca el programa y se muestra la ventana principal (PNA), se comprueba la conexión con el analizador y, en caso de que sea negativa, el programa detecta esta situación debido a la corrección de errores que limita la operatividad del programa permitiendo al usuario únicamente modificar las opciones GPIB o cargar una medida ya realizada anteriormente, ya que para ello no es necesario una conexión con el analizador.

A continuación, se detallan las distintas opciones de configuración ofrecidas al usuario.

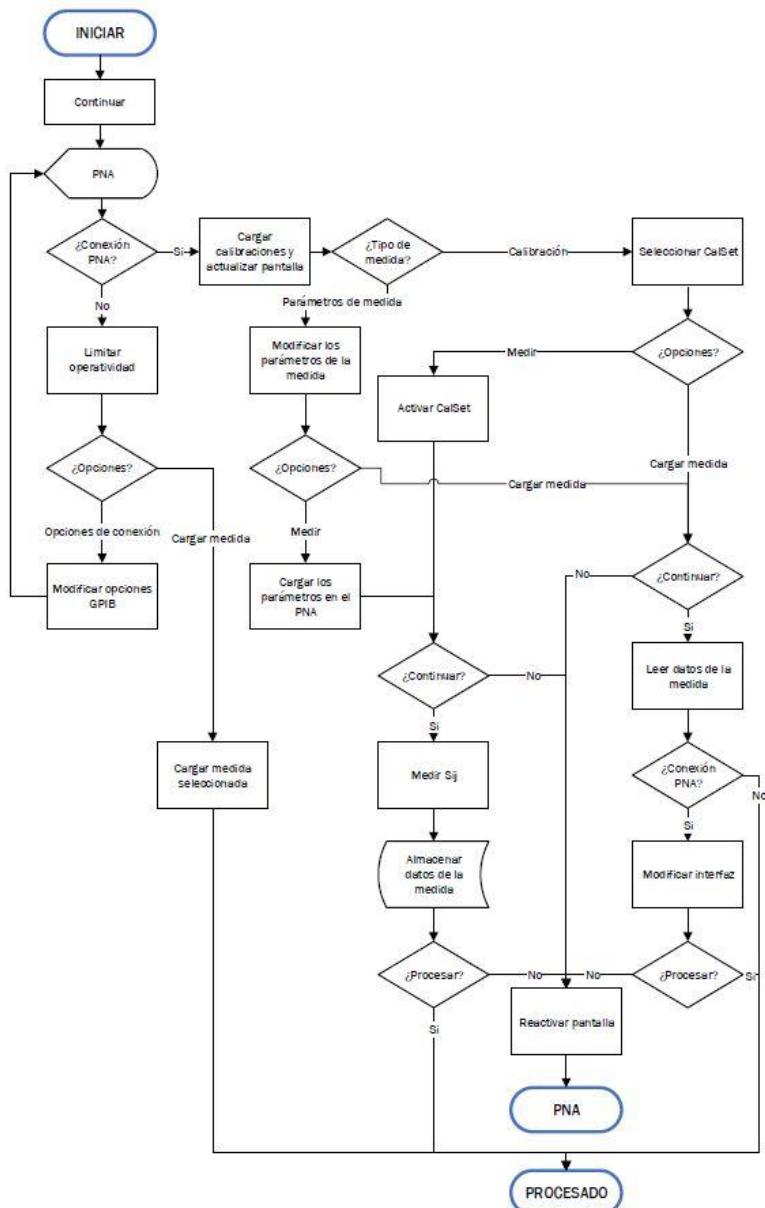


Figura 13. Diagrama de flujo simplificado de la interfaz gráfica del analizador de redes.

Opciones GPIB

Dan acceso a la configuración de la interfaz GPIB y dirección del equipo dentro del bus, tal y como se muestra en la Figura 14.

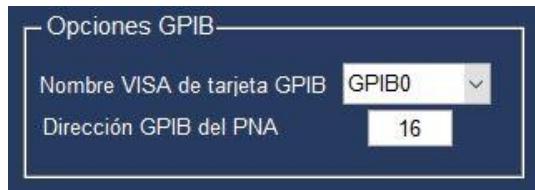
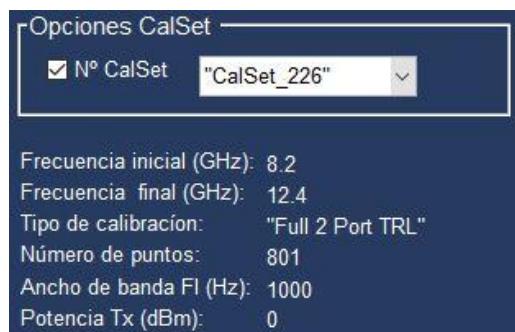


Figura 14. Acceso a la configuración de la tarjeta y dirección del equipo sobre el bus.

Si se modifican estas opciones, el programa vuelve a intentar conectar con el analizador para prevenir una modificación de las opciones de manera errónea.

Opciones de medida

Para realizar medidas se ofrecen dos opciones: elegir una calibración ya definida y guardada en la memoria del analizador (**CalSet**) o elegir parámetros de medida y realizar la calibración manualmente. Estas dos opciones son excluyentes, es decir, solo se podrá seleccionar una de las dos y para activar una u otra, se debe hacer clic sobre los botones correspondientes: **Nº CalSet** o **Parámetros de medida**, como se detalla en la Figura 15.



(a)

(b)

Figura 15. Opciones de medida contempladas.

(a) A partir de un *CalSet* previo almacenado en el equipo, (b) con una nueva configuración que requerirá de la calibración previa del equipo justo antes de proceder con la medida.

Si se elige la opción de cargar una calibración (Figura 15 (a)), se actualiza la lista de calibraciones validas que tiene el analizador en memoria para obtener la versión más reciente de los datos del analizador y se bloquea automáticamente el panel de parámetros de medida excepto el promediado de trazas y los parámetros a medir (en el caso de que sea una calibración válida para dos puertos), ya que ambos parámetros se pueden elegir con independencia del tipo de medida elegido. Una vez que el usuario selecciona un *CalSet* de la lista despegable, se activa el *CalSet* seleccionado en el analizador y la corrección de errores asociada. El equipo ya está listo para realizar la medida.

Por el contrario, si se elige la opción de cargar los parámetros manualmente (Figura 15 (b)), se bloqueará la opción de cargar un *CalSet* y se desbloqueará el panel de **Parámetros de medida**, permitiendo al usuario que introduzca manualmente los parámetros que deseé modificar para la medida.

A continuación, se explican de manera detallada los distintos parámetros que pueden ser modificados:

- **Banda de trabajo:** se podrá elegir en qué banda de frecuencia se desea trabajar.
 - Banda X: 8.2 - 12.4 GHz.
 - Banda Ku: 12.4 - 18 GHz.

- Banda K: 18 - 20 GHz. Esta banda puede ir hasta los 26 GHz, pero se modificó porque el analizador de redes utilizado tiene un rango de frecuencias de 45 MHz a 20 GHz.

Hay que aclarar que dichos valores están limitados por programación, es decir, si el usuario elige que quiere medir en banda X, la frecuencia puede variar exclusivamente entre 8.2 y 12.4 GHz, coincidiendo en este caso con los límites del kit de calibración utilizado.

- **Frecuencias inicial y final de la traza:** valores de frecuencia límite para medir una traza.
- **Número de puntos:** número de puntos de la traza. Se limita su selección a los valores establecidos para el analizador, presentando con un menú desplegable las opciones seleccionables por el usuario.
- **Promediado de trazas:** si el usuario quiere utilizar promediado de trazas, debe activar esta opción y, a continuación, definir el número de trazas a promediar. Si se activa esta opción, el número de muestras mínimo está limitado a dos, ya que, si el usuario quiere medir una única traza, sería equivalente a medir sin promediado.
- **Ancho de banda de FI:** ancho de banda del filtro digital de frecuencia intermedia que se utiliza en la medida. Al igual que el número de puntos, es un parámetro que el usuario podrá modificar dependiendo de las opciones disponibles en el analizador. Hay que destacar que un ancho de banda grande en este filtro significa que habrá gran cantidad de ruido en la traza a medir, mientras que uno pequeño hace que la medida sea más pura a cambio de requerir mayor tiempo de medida.
- **Potencia Tx:** potencia de la fuente. En este caso, la potencia transmitida estará limitada, ya que no se puede superar los 10 dBm. Además, se notificará al usuario en el caso de que la potencia sea mayor de 5 dBm para evitar posibles daños en el equipo.
- **Parámetros a medir (traza):** parámetros de scattering que el usuario quiere medir. En este caso, el usuario podrá elegir entre medir los 4 parámetros de scattering (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) o un único parámetro.

Opciones de control

Por último, en la Figura 16 se resume las funciones de medida, almacenamiento y procesado de datos que se ofrecen al usuario desde la aplicación.

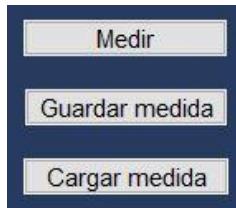


Figura 16. Acceso a la realización de medidas, procesado y gestión de ficheros.

Desde el botón **Medir** se lee la configuración seleccionada por el usuario para el PNA, se carga ésta en el analizador y, previo control de errores se procede a realizar la medida de la/s traza/s sobre la muestra. Su funcionamiento se ilustra de forma simplificada en la Figura 17.

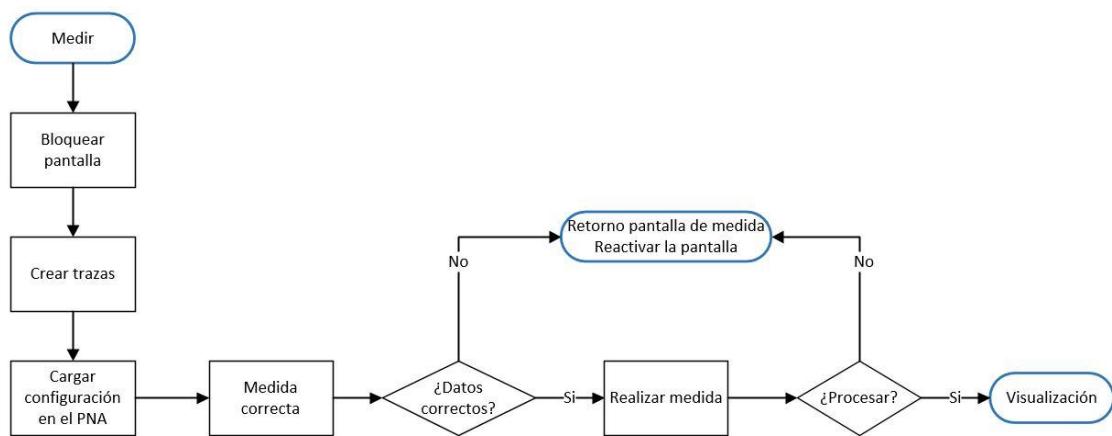


Figura 17. Diagrama de flujo simplificado del proceso de medida gestionado desde la aplicación.

Al lanzar una medida, lo primero que se hace a nivel de programación es bloquear la interfaz gráfica en lo que respecta al acceso del usuario a la configuración de medida. A continuación, como se muestra en la Figura 17, se crean las trazas correspondientes y se carga en el analizador la configuración propuesta. Una vez que el analizador está listo para medir, se insta al usuario a revisar la configuración de medida seleccionada antes de iniciar la medida. Este aviso es útil para realizar una nueva calibración, ya que se pueden utilizar los datos cargados en el analizador previamente y al declinar la medida con el aviso, se reactiva la pantalla y el usuario puede realizar la calibración manualmente y guardarla en la memoria del analizador, ya que, si después se decide cargar un *CalSet*, la lista de calibraciones disponibles se actualiza con los nuevos valores.

Si los datos son correctos, se comienza a medir las trazas seleccionadas. Los resultados de la medida se almacenan en el fichero temporal '*ultima_medida.txt*'. Este fichero se utiliza para almacenar internamente los datos y así, poder ofrecer al usuario distintas opciones: procesar la medida sin necesidad de guardarla previamente o descartar la medida realizada. Esto tiene como ventaja principal, dar total libertad al usuario para

guardar la medida que desee, sin necesidad de tener que guardar la medida obligatoriamente para después comprobar si son correctas. A la vez se crea otro fichero con el nombre '***ultima_medida.dat***' y en él se guardan los datos de configuración, el nombre del fichero de medida asociado y la dirección completa en donde se guardó la medida.

Una vez finalizado el proceso de medir y guardar los datos, se ofrece al usuario la posibilidad de procesar directamente la medida y visualizar los resultados sin almacenarlos en disco expresamente.

Si, por el contrario, en el primer cuadro de dialogo el usuario declina realizar la medida, entonces se libera la conexión con el analizador de redes y se devuelve el control de la ventana principal al usuario para que, si lo desea, cambie los parámetros de medida. Esto también sucede si decide no procesar la medida (pulsar NO en el segundo cuadro de diálogo) pero en este caso, también se desbloqueará el botón **Guardar medida**.

En el proceso de medida también se contempla a nivel de programación, para dotar de robustez al programa, la detección de errores de conexión con el analizador (por ejemplo, debido a una desconexión de la interfaz USB/GPIB o a que el analizador esté apagado). En estos casos, se notifica la incidencia al usuario con un mensaje de error de conexión tal y como se muestra en la Figura 18 y, a su vez, se bloquean todas las opciones anteriores excepto la opción de conexión de GPIB y el botón **Cargar medida**, ya que para estos casos no es necesario establecer previamente una conexión con el analizador. Si se vuelve a conectar el analizador, será necesario reiniciar la aplicación.

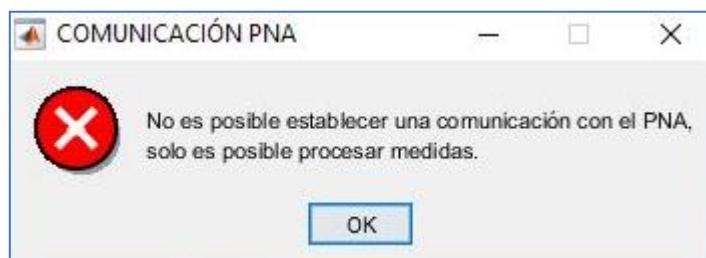


Figura 18. Mensaje de error en la conexión.

El botón **Guardar medida** permite al usuario guardar una medida realizada en la ubicación que desee, siendo la ubicación por defecto la misma en la que se guardó la última medida o, si ésta no existe, en el directorio de trabajo. Mientras que el botón **Cargar medida** permite cargar una medida guardada previamente y sin necesidad de conexión activa con el equipo de medida.

3.4. Representación de los parámetros

El usuario puede visualizar los resultados de una medida, bien sea una medida guardada en el ordenador o una medida sin guardar previamente para comprobar su validez. En la Figura 19 se muestra la interfaz gráfica desarrollada para la representación de los resultados. Básicamente, se incluyen dos contenedores gráficos en los que se pueden visualizar los parámetros de scattering medidos (Gráfica superior) y el resultado de la medida realizada en función del ángulo de incidencia de las ondas TEM en la guía de onda (Gráfica inferior). Un ejemplo de la salida gráfica convenientemente exportada a fichero se muestra en la Figura 20.

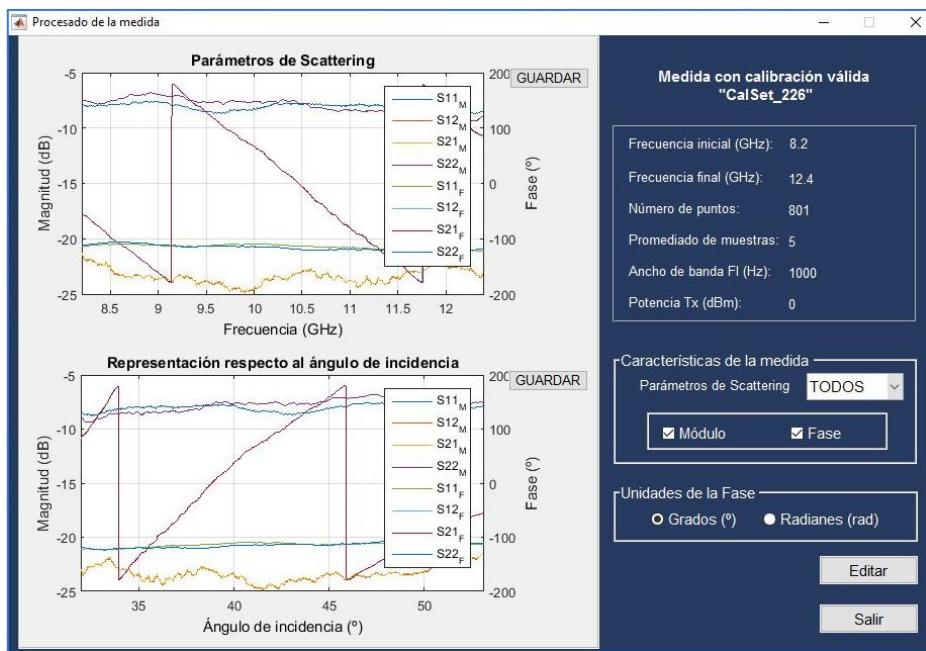
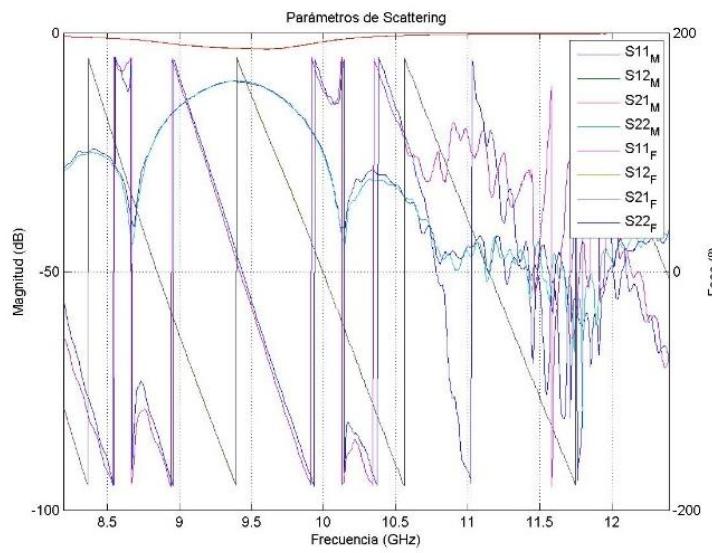


Figura 19. Ventana de visualización de la medida.



(a)

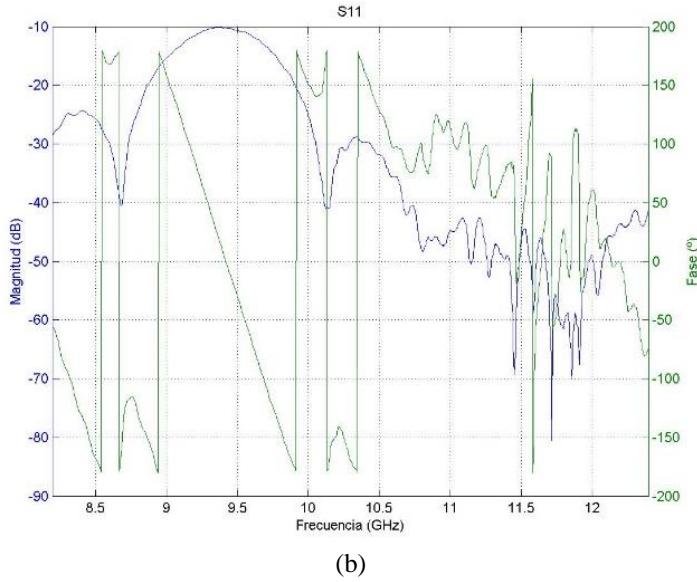


Figura 20. Ejemplos de visualización de medidas.
(a) Medida de los cuatro parámetros S, (b) Medida del parámetro S₁₁.

La visualización de la medida permite al usuario cierto grado de libertad para realizar las comprobaciones que precise, ya que puede elegir diversos parámetros a representar:

- **Parámetros de scattering:** si se ha realizado una medida de los cuatro parámetros, el usuario puede elegir qué parámetro/s desea representar. En caso contrario, esta opción no está activa.
- **Respuesta frecuencial:** el usuario puede elegir si ver el módulo y/o fase de la medida en las gráficas. Hay que destacar que, por defecto, ambas magnitudes están activadas pero que el usuario puede elegir cual representar siempre que, como mínimo, este activada una de ellas.
- **Unidades de la fase:** el usuario puede elegir las unidades de la fase y del ángulo de incidencia entre grados y radianes para un uso más eficiente.

Como se observa en el diagrama de flujo de la Figura 21, el bloque principal es la representación gráfica, ya que, si el usuario decide modificar las opciones disponibles o modificar las propiedades de visualización de las gráficas, después de la acción que se elija se hace una nueva ejecución de dicho bloque para actualizar las gráficas con las nuevas propiedades.

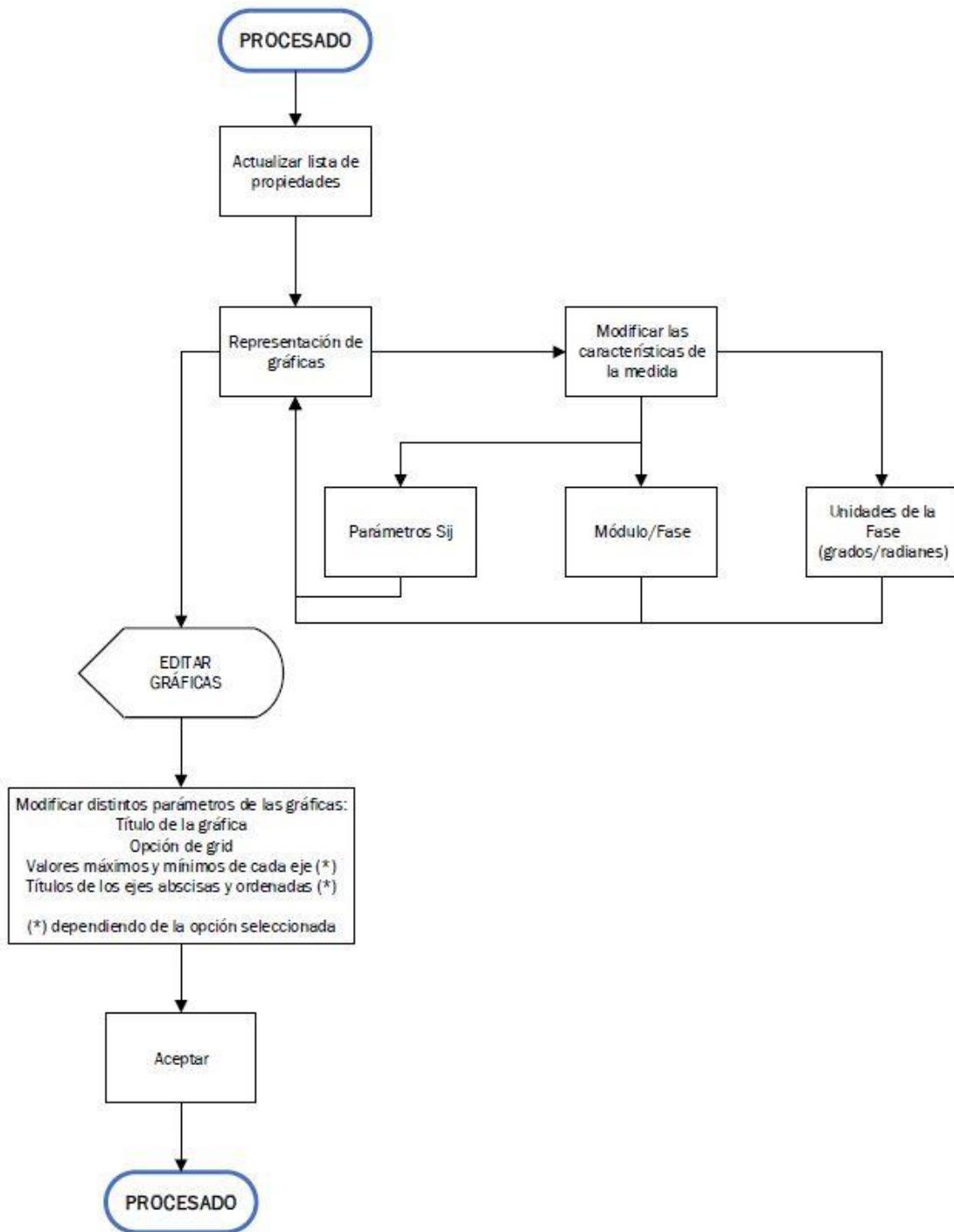


Figura 21. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica de visualización.

En la gráfica inferior de la Figura 19 se da al usuario la opción de representar el módulo o la fase de la medida realizada en función del ángulo de incidencia de las ondas TEM en la guía de onda en grados o radianes. El ángulo de incidencia en una guía de onda es el ángulo con el que se propaga una onda plana (TEM) respecto al eje Z de la guía.

En una guía rectangular (Figura 22) se propaga el modo dominante (TE_{10}), pero si la guía de onda tuviera otro conductor en su interior, los potenciales entre ambos conductores serían distintos y, por lo tanto, los campos para este modo pueden descomponerse en la suma de dos ondas planas TEM que se propagan a lo largo de las trayectorias en zigzag entre las dos paredes de la guía ($x = 0$ y $x = a$) y formando ángulos de $\pm\theta$ (Figura 23) [10]. Este concepto es muy importante para la realización de antenas reflectarrays ya que, en este tipo de antenas, la variación de la respuesta con el ángulo de incidencia en la guía afecta a su diseño y funcionamiento.

Esta opción se propone como una continuación a este TFG, donde puede plantearse realizar la medida de muestras en guía de onda para la posterior caracterización de una estructura FSS.

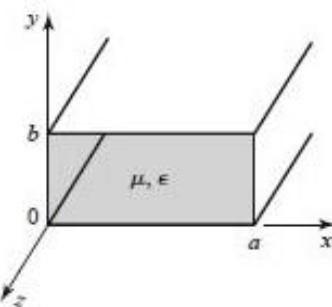


Figura 22. Guía de onda rectangular.

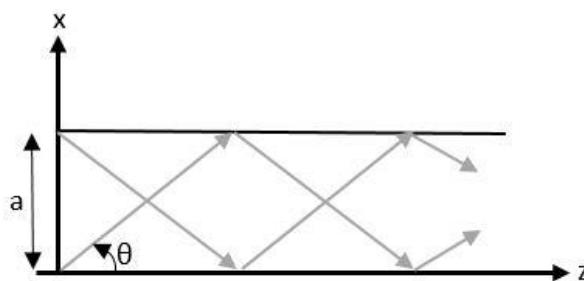


Figura 23. Propagación ondas TEM en guía de onda rectangular.

Las ondas planas se propagan hacia adelante y hacia atrás entre las dos paredes de la guía, y para ello es necesario que el ángulo de incidencia, θ , sea menor que $\pi/2$, ya que si es igual las ondas se reflejan, pero no se propagan [10].

Para cubrir las tres bandas de frecuencia consideradas, hay que recurrir a las dimensiones de la guía de onda rectangular especificadas en la Tabla 3, aunque ya se especificó con anterioridad que en este trabajo las pruebas se limitarán a la banda X, de acuerdo con las especificaciones del kit de calibración utilizado.

Tabla 3. Dimensiones de la guía de onda rectangular para las bandas de frecuencia contempladas en la aplicación [10].

Tipo guía	Dimensiones (mm) (ancho → a) (alto → b)	
Banda X (8.2 - 12.4 GHz)	WR-90	22.86
Banda Ku (12.4 - 18 GHz)	WR-62	15.7988
Banda K (18 - 20 GHz)	WR-42	10.668
		4.318

Para el modo TE_{10} , a partir de la expresión del campo eléctrico,

$$E_y = -\frac{Z_H}{2} * \frac{\beta}{k_c} * \left(e^{j*\frac{\pi}{a}x-j*\beta z} - e^{-j*\frac{\pi}{a}x-j*\beta z} \right) \quad (3.1)$$

y sabiendo que el campo se puede expresar en función del ángulo incidente con las siguientes relaciones [10],

$$\frac{\pi}{a} = k_0 * \sin\theta \quad (3.2)$$

$$\beta = k_0 * \cos\theta \quad (3.3)$$

El campo eléctrico puede expresarse como:

$$E_y = \frac{Z_H}{2} * \frac{\beta}{k_c} \left(e^{-jk_0(x\sin\theta+z\cos\theta)} - e^{-jk_0(-x\sin\theta+z\cos\theta)} \right) \quad (3.4)$$

donde k_0 es el número de onda para el modo TE_{10} , β es el factor de propagación, Z_H es la impedancia de la onda para el modo TE_{10} o modo H, y k_c es el número de onda de corte:

$$k_0 = \frac{2 * \pi * f}{c} \quad (3.5)$$

$$\beta = (k_0^2 - k_c^2)^{\frac{1}{2}} \quad (3.6)$$

$$Z_H = \frac{k_0}{\beta} * Z_0, \text{ donde } Z_0 \text{ es la impedancia de la onda} \quad (3.7)$$

$$k_c = \frac{\pi}{a} \quad (3.8)$$

Para representar el módulo o la fase respecto al ángulo de incidencia en radianes, utilizamos (3.2), ya que tenemos todos los datos. En primer lugar, con (3.5) se calcula un vector con los distintos valores de k_0 y, a continuación, se obtienen los valores del ángulo dependiendo de la frecuencia con ayuda de la ecuación (3.2).

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\pi}{a * k_0} \right) \quad (3.9)$$

Por el contrario, si se quiere el ángulo de incidencia en grados, basta con multiplicar los valores obtenidos con (3.9) por un factor $180/\pi$.

Una vez que el usuario ha comprobado visualmente que el resultado es el deseado, puede salvar las gráficas en el directorio que elija dando al botón **GUARDAR** que hay al lado de cada gráfica o bien puede dar al botón **Editar** para realizar las modificaciones gráficas que desee, accediendo en este caso a la interfaz que se muestra en la Figura 24.

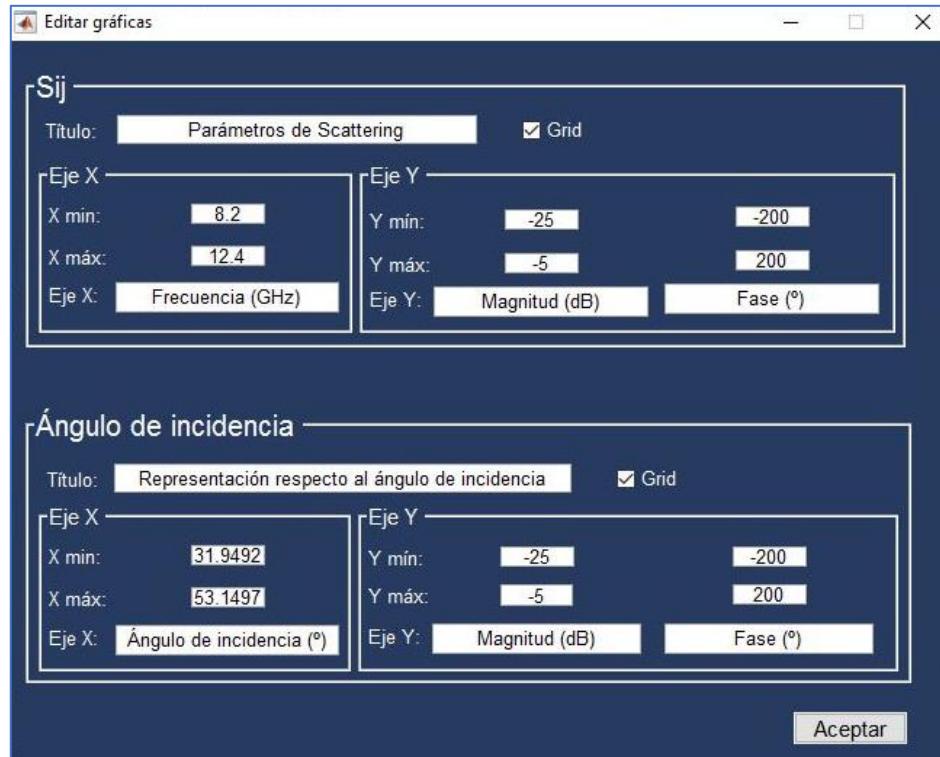


Figura 24. Ventana de edición gráfica.

Esta última interfaz permite al usuario modificar las propiedades de visualización de la gráfica, como son activar o desactivar la cuadrícula, cambiar el nombre del título o el de las etiquetas de cada eje y hacer zoom de la gráfica. Como se observa en la Figura 24, el eje de ordenadas de ambas gráficas tiene la opción de modificar los parámetros respecto al módulo y/o fase de los datos medidos. Por último, cabe resaltar que si el usuario elige

representar solo una magnitud (módulo o fase), la modificación de las características para la opción no elegida estará bloqueada para evitar posibles errores en la representación gráfica modificada.

Capítulo 4

Pruebas y resultados

4.1. Introducción

Una vez desarrollada la aplicación de control del sistema de medida propuesto en este TFG, es fundamental realizar diferentes medidas de prueba con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del entorno de medida en su conjunto. Los dispositivos pasivos que se utilizarán para realizar las medidas son los siguientes:

- Cortocircuito y tramo de guía $\lambda/4$ del kit de calibración utilizado.
- Carga adaptada de *Leybold Didactic* y de *Narda*.
- Atenuador.
- Antena ranurada de *Leybold Didactic*.
- Antena de bocina piramidal de *Leybold Didactic*.

Para comenzar a realizar las medidas, es recomendable conectar con cierta antelación el analizador de redes para realizar las medidas con garantías y proceder a calibrar el equipo. En concreto, los datos de la calibración utilizada se resumen en la tabla 4.



Figura 25. Sistema de medida.

Tabla 4. Datos de la calibración utilizada.

Nombre calibración	CalSet_226
Tipo calibración	Full – 2 – Port
Impedancia del sistema	1Ω
Frecuencia inicial y final	8.2 – 12.4 GHz
Número de puntos	801
Promediado	5 muestras
Ancho de banda del filtro FI	1 KHz
Potencia de la fuente	0 dBm

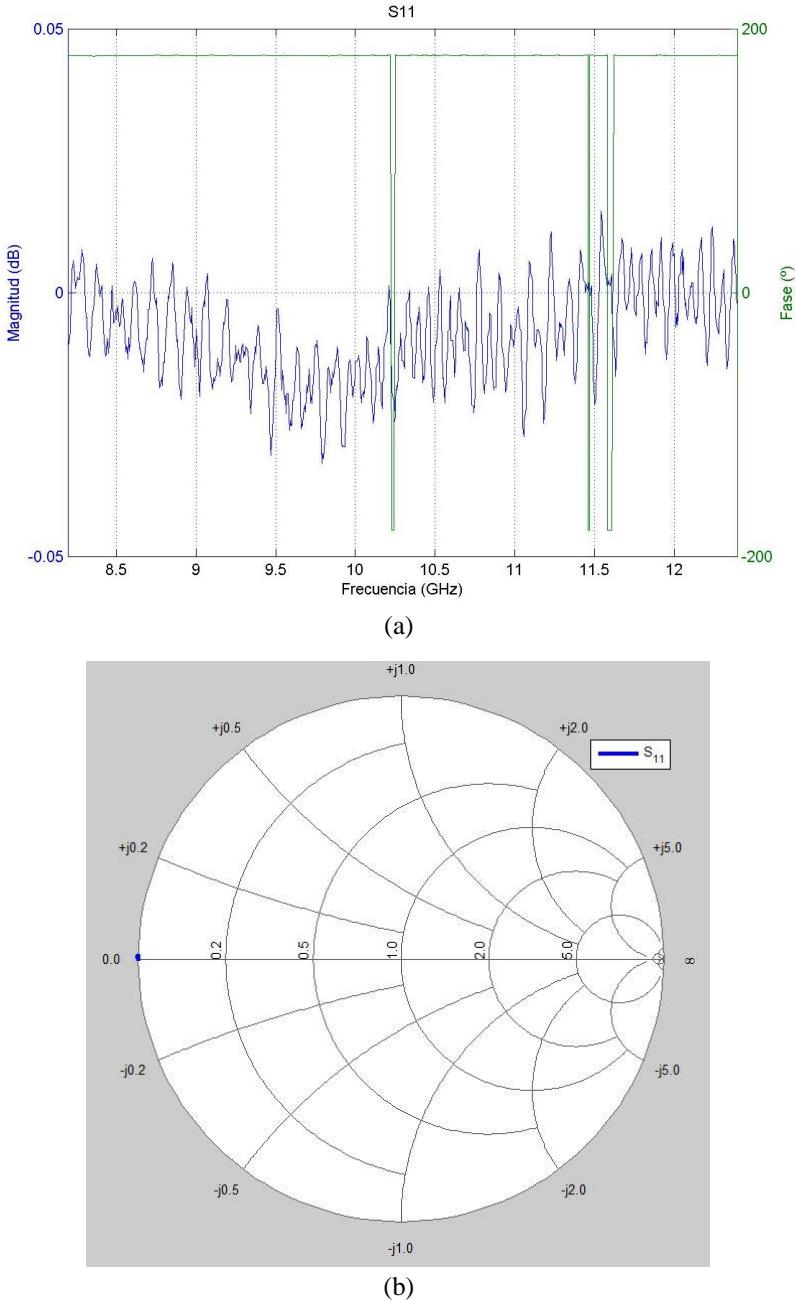
En las siguientes secciones se explicarán con detalle los distintos dispositivos medidos y los resultados obtenidos, para poder certificar la validez de cada medida. En este capítulo se incluirán los resultados relacionados con los parámetros S, debido a que la representación del parámetro en función del ángulo de incidencia en la guía solo tiene sentido cuando se trata de medidas en guía con materiales.

4.2. Cortocircuito y tramo de guía $\lambda/4$

En primer lugar, se centra el análisis en esta sección en el cortocircuito y el tramo de guía $\lambda/4$ disponibles con el kit de calibración X11644A para banda X (WR-90 8.2 – 12.4 GHz) utilizado en este TFG [5].

**Figura 26.** Tramo de guía $\lambda/4$ y cortocircuito del kit de calibración.

Una vez realizada la medida, en la Figura 27 se muestran los resultados obtenidos con distintas representaciones.

**Figura 27.** Resultados de la medida en cortocircuito Sij.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

En primer lugar, comentar que en una guía de onda terminada en cortocircuito la impedancia de carga, Z_L , es igual a cero, y por lo tanto el coeficiente de reflexión en la carga toma como valor [2]:

$$\Gamma_L = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_0}{Z_0} = -1 = 1\angle 180^\circ = S_{11} \quad (4.1)$$

Si se calcula el valor en dB del parámetro S_{11} , podemos comprobar la validez de la medida representada con el sistema de medida [11]:

$$\text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log|S_{11}| = 0 \text{ dB} \quad (4.2)$$

En la Figura 27 se ve como la magnitud del parámetro S_{11} es prácticamente cero y la fase de dicho parámetro es aproximadamente 180° en todo el rango de frecuencias debido a que, en este caso, las amplitudes de las ondas incidentes y reflejadas son iguales, pero están desfasadas 180° entre sí (Se observa en la expresión 4.1).

A continuación, se inserta un tramo de guía de longitud $\lambda/4$ entre el adaptador de guía de onda y el cortocircuito. El resultado de la medida se muestra en la Figura 28.

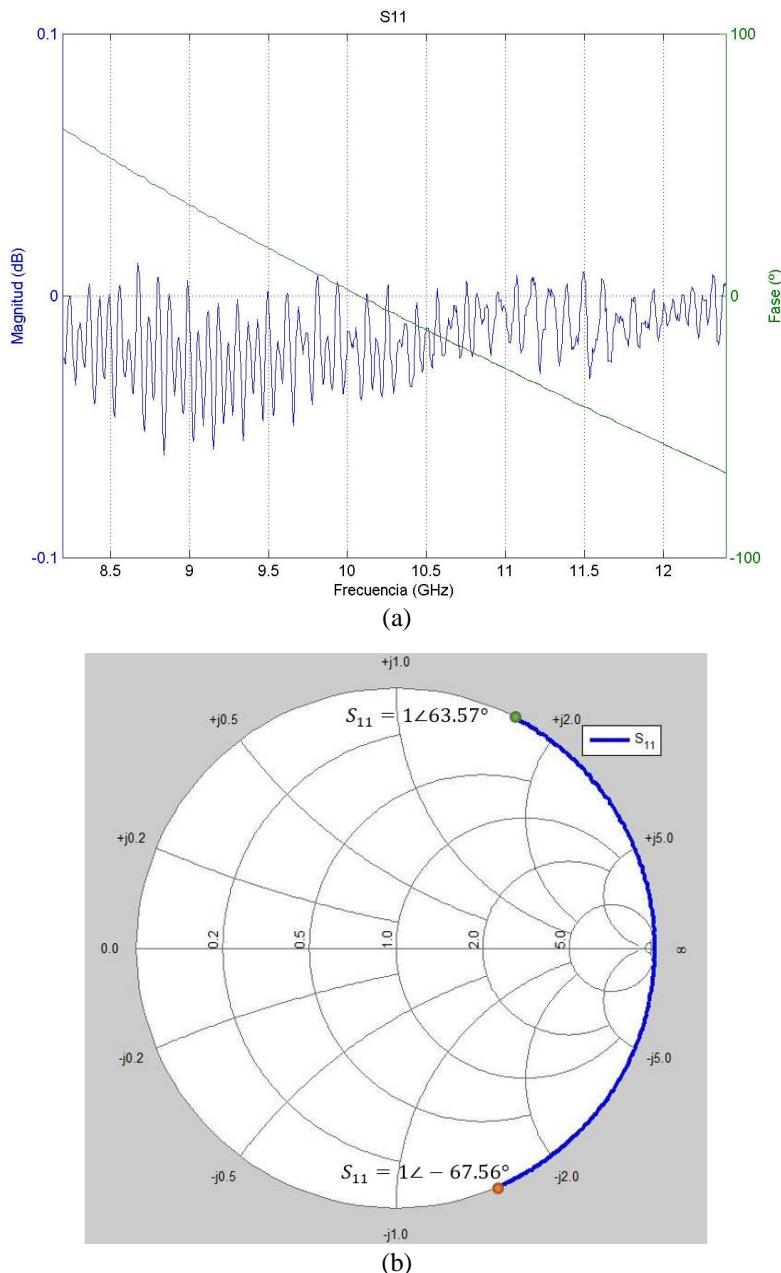


Figura 28. Resultados de la medida con cortocircuito desplazado $\lambda/4$ sobre el plano de referencia.
(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

En la figura 28 (b) se observa, si se compara con el resultado de la Figura 27 (b) que en realidad tenemos un cortocircuito desplazado una longitud de $\lambda/4$ a cada frecuencia. Con ayuda de *Matlab*, se calcula la frecuencia a la que se visualiza el cortocircuito desplazado dicha longitud, siendo como resultado 10.1 GHz. Como el valor de la frecuencia no es constante, la longitud eléctrica de propagación tampoco lo es, viéndose así un arco en la carta de Smith con simetría respecto al eje de impedancias reales.

El valor del coeficiente de reflexión, Γ_L , sigue siendo nulo. Es decir, no varía respecto al apartado anterior, porque en el plano de carga se sigue viendo un cortocircuito, aunque sea desplazado.

La magnitud del parámetro S_{11} sigue siendo nula, pero en cambio, se observa una variación aproximadamente lineal en la fase. Dicha variación de la fase se debe a la variación de la longitud eléctrica de propagación, mencionada anteriormente.

4.3. Carga adaptada

Una carga adaptada es una impedancia resistiva habitualmente utilizada como terminación para evitar desadaptaciones en circuitos de microondas y, así, conseguir eliminar las reflexiones. En los dispositivos que vamos a utilizar, la carga es con forma piramidal para minimizar las reflexiones a lo largo de toda la banda de frecuencia. En esta sección, vamos a comprobar los resultados obtenidos al realizar medidas con dos cargas adaptadas distintas.

Para este tipo de dispositivos, es necesario saber que, idealmente, la impedancia característica, Z_0 , que presentan es igual que la impedancia de carga, Z_L , para conseguir un coeficiente de reflexión, Γ_L , nulo [2]:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0 \quad (4.3)$$

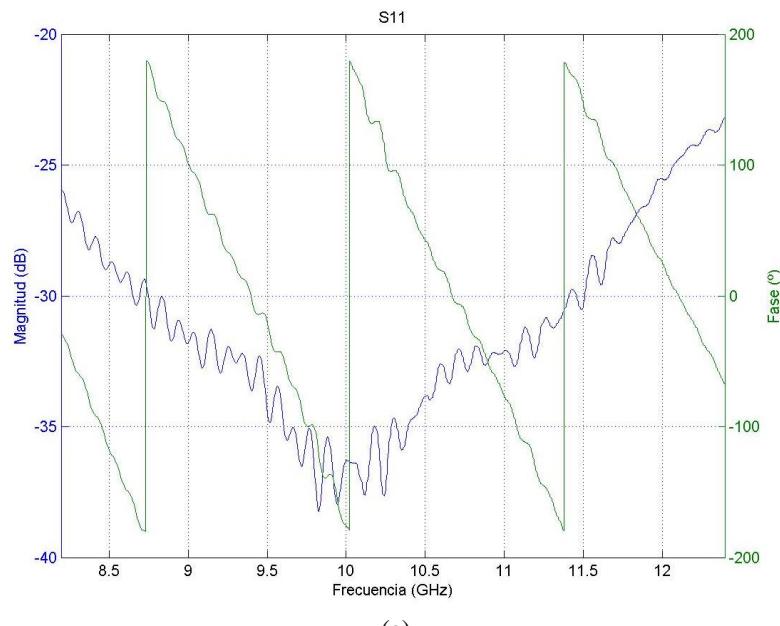
4.3.1. Carga adaptada de Leybold

La primera carga adaptada que se ha medido es la carga adaptada de *LD Didactic* que está disponible en el laboratorio.



Figura 29. Carga adaptada de Leybold.

Esta carga se conecta a uno de los puertos del sistema y se procede a medir con el sistema diseñado en reflexión. En la Figura 30 se muestran los resultados de la medida



(a)

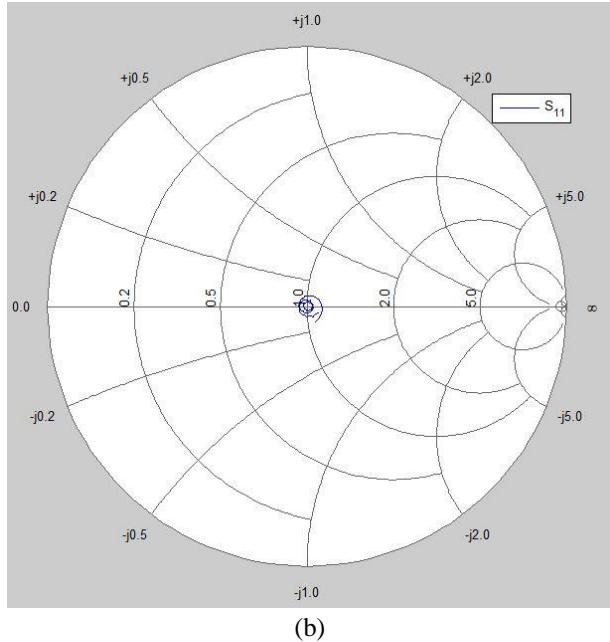


Figura 30. Resultados de la medida con la carga adaptada de Leybold.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

En los resultados se observa que esta carga adaptada se acerca a lo esperado, pero dista de las condiciones ideales de adaptación debido a que el parámetro S_{11} no se puede considerar nulo, aunque en las frecuencias medias de la banda de medida, su magnitud tome valores más pequeños.

Con ayuda de *Matlab*, obtenemos los valores aproximados del parámetro S_{11} para las frecuencias inicial y final:

- 8.2 GHz $\rightarrow S_{11} = 0.051\angle -29.63^\circ$
- 12.4 GHz $\rightarrow S_{11} = 0.069\angle -65.57^\circ$

Haciendo uso de la expresión 4.2, se puede calcular el valor de la magnitud para los casos extremos [11].

$$8.2 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log|S_{11}| = -25.85 \text{ dB} \quad (4.4)$$

$$12.4 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log|S_{11}| = -23.22 \text{ dB} \quad (4.5)$$

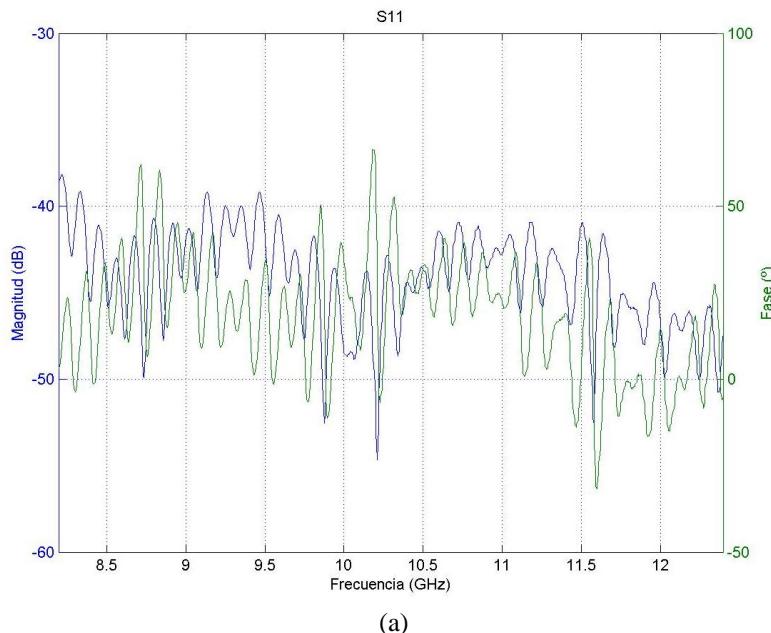
Por lo tanto, los valores obtenidos son correctos y, las desviaciones respecto del caso ideal pueden deberse al comportamiento real de la propia carga adaptada y también a la calibración realizada.

4.3.2. Carga adaptada de Narda

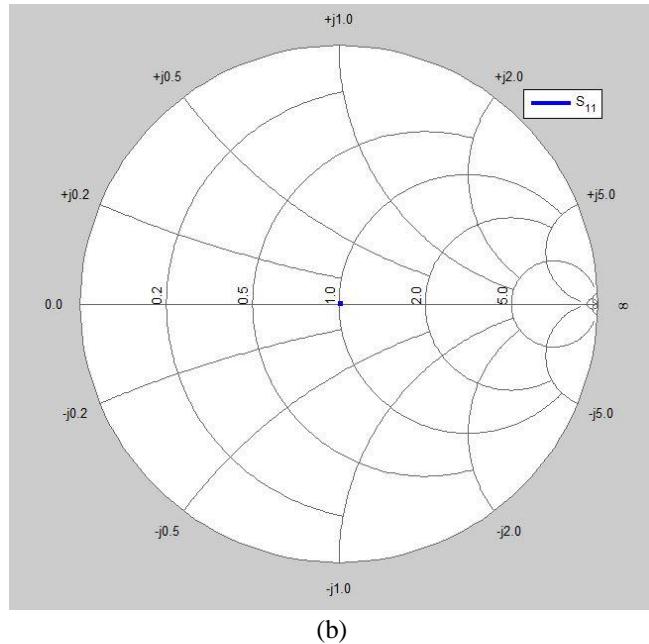


Figura 31. Carga adaptada de Narda.

De igual manera que para la carga de *Leybold*, esta carga se conecta a uno de los puertos del sistema de medida y, a continuación, se procede a capturar la traza con información de la medida en reflexión desde la aplicación.



(a)



(b)

Figura 32. Resultados de la medida de la carga adaptada de Narda.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

En este caso, la carga adaptada de *Narda* se aproxima mejor a lo esperado para una carga adaptada ideal, debido a que la magnitud del parámetro S_{11} se puede considerar prácticamente nulo en la banda de frecuencias medida.

De la representación en la carta de Smith, podemos comprobar los valores del parámetro S_{11} para las frecuencias inicial y final:

- 8.2 GHz $\rightarrow S_{11} = 0.003\angle -5.08^\circ$
- 12.4 GHz $\rightarrow S_{11} = 0.011\angle 3.54^\circ$

Y con ayuda de la expresión 4.2, podemos calcular el valor de la magnitud del parámetro en dichos extremos [11]:

$$8.2 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log|S_{11}| = -50.46 \text{ dB} \quad (4.6)$$

$$12.4 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log|S_{11}| = -39.17 \text{ dB} \quad (4.7)$$

Además, se puede observar que el parámetro S_{11} representado en la carta de Smith (Figura 32 (b)) coincide con el centro de la misma, lo que quiere decir que se trata de una carga que cumple los requisitos de adaptación.

4.4. Atenuador

El atenuador es un componente básico en un banco de medida para circuitos de microondas para reducir la potencia de la señal que se propaga por la guía de onda, absorbiendo o reflejando parte de su energía y disipándola en forma de calor. Este dispositivo es muy importante para la protección de componentes sensibles o para lograr un desacoplo entre las distintas partes de un circuito.

En este caso, se utiliza un atenuador variable para poder controlar el nivel de atenuación, y así tener la posibilidad de realizar diversas medidas. Estos atenuadores también pueden ser de un valor fijo de atenuación.

El atenuador es una red de dos accesos, con pérdidas, recíproca, simétrica y respeta las condiciones de adaptación. Esto quiere decir que la matriz de parámetros S ideal se puede representar de la siguiente manera [3]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Y donde el factor de atenuación se calcula con la expresión de la ganancia en transferencia [10]:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \quad (4.9)$$

Siendo Γ_L el coeficiente de reflexión en el plano de carga y Γ_S el coeficiente de reflexión en el plano de entrada.

Como existe adaptación, los coeficientes de reflexión en ambos planos son nulos y, por lo tanto, se puede decir que la ganancia en transferencia es:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (4.10)$$

Y el factor de atenuación en dB se calcula como:

$$L (dB) = -20 * \log(|S_{21}|) \quad (4.11)$$

Donde el signo negativo se define por convenio, ya que, al tratarse de una red pasiva, el módulo al cuadrado de los parámetros S es menor que la unidad, quedando así una magnitud en dB negativa y, por lo tanto, se añade a la ecuación el signo negativo para que el factor de atenuación quede positivo.

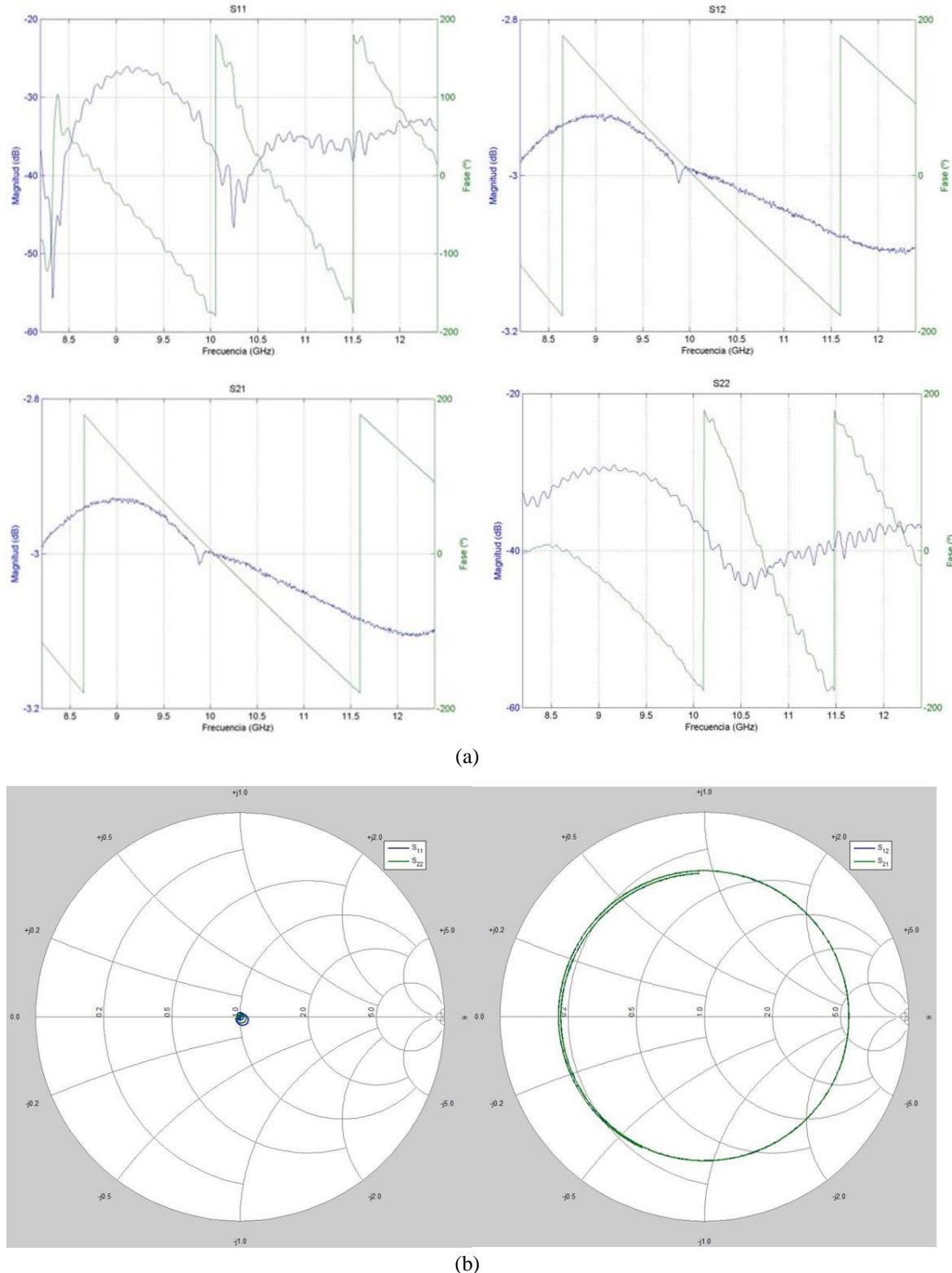


Figura 33. Atenuador variable en guía de onda.

Los atenuadores en guía de onda incorporan un dieléctrico con pérdidas o una lámina resistiva y, además, al tratarse de un atenuador variable, esta lámina se mueve a lo largo de la guía para conseguir la atenuación deseada en todo el rango de frecuencias utilizado.

4.4.1. Atenuador 3 dB

Para la primera medida realizada se ajusta el atenuador para una atenuación de 3 dB, esto quiere decir que la magnitud de la relación entre la puerta de entrada y la de salida tiene que ser 3 dB por debajo del valor de referencia. Por lo tanto, con ayuda de la expresión 4.11 y sabiendo las propiedades que cumple un atenuador, podemos comprobar en las medidas que la magnitud para los parámetros S_{11} y S_{22} debe de ser lo suficientemente baja para considerar la adaptación y para los parámetros S_{12} y S_{21} debe ser cercana a la caída de 3 dB por debajo del nivel de referencia.

**Figura 34.** Resultados de la medida de un atenuador 3 dB.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

Como se puede observar en la Figura 34 (a), el atenuador medido cumple con las características típicas de los atenuadores, ya que se puede considerar que cumple los requisitos para una buena adaptación debido a que los parámetros S_{11} y S_{22} tienen una

magnitud bastante pequeña (menor de -25 dB) y, además, les podemos encontrar en el centro de la carta de Smith (Figura 34 (b)).

Respecto a los parámetros S_{12} y S_{21} , podemos comprobar en la Figura 34 (a) que el factor de atenuación es de aproximadamente 3 dB.

Para calcular este valor, con ayuda de la carta de Smith (Figura 34 (b)) obtenemos los valores de los parámetros S_{12} y S_{21} :

- 8.2 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.71 \angle -115^\circ$
- 12.4 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.7 \angle 92^\circ$

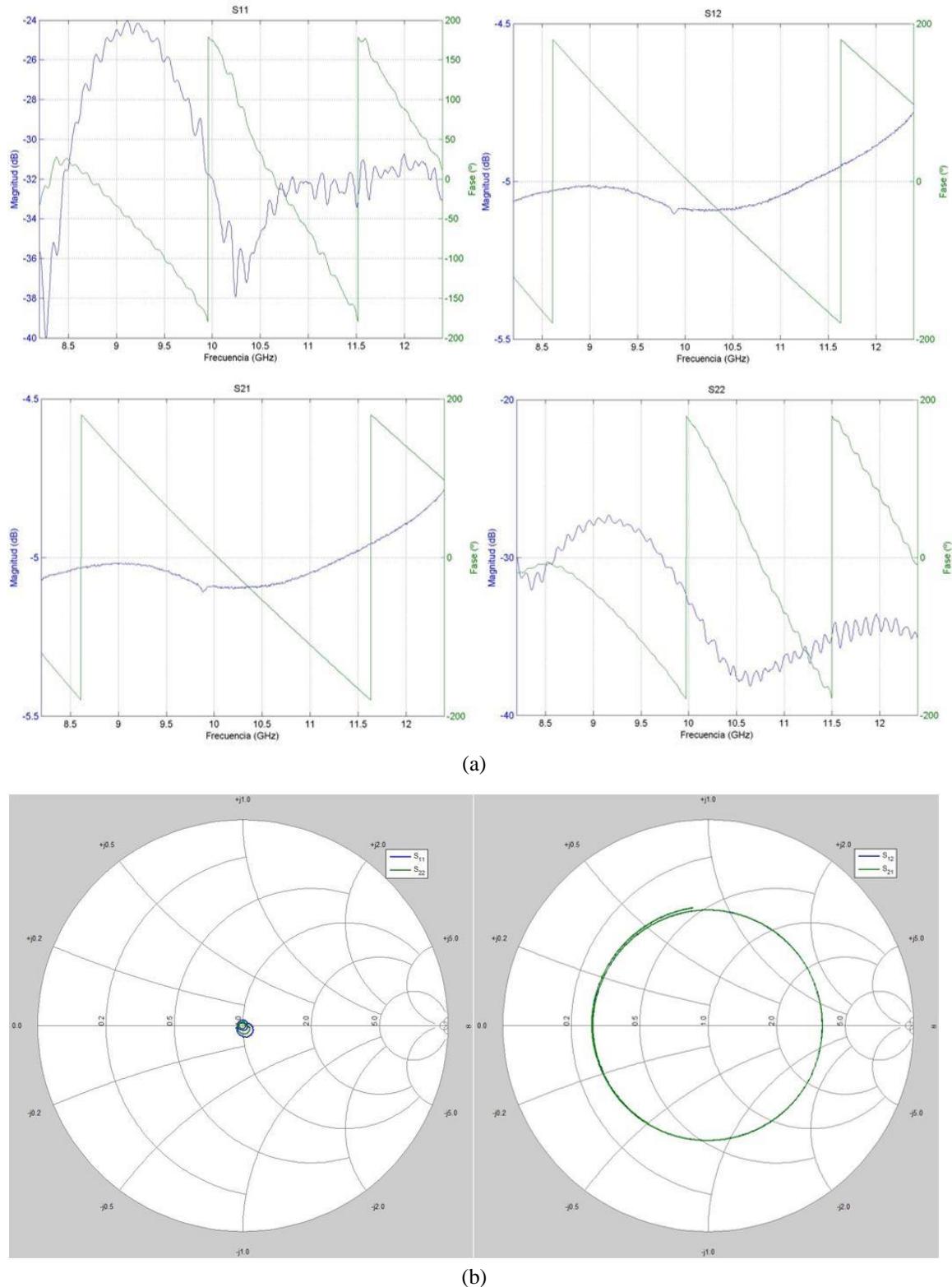
Con la expresión 4.11, se puede calcular el valor del factor de atenuación de forma más precisa, y como el valor de S_{21} no varía demasiado entre ambos extremos, se puede calcular como:

$$L (dB) = -20 * \log(|S_{21}|) = 3.1 dB \quad (4.12)$$

Coinciendo de forma aproximada con el valor esperado para este dispositivo.

4.4.2. Atenuador 5 dB

Una buena forma de comprobar que los datos obtenidos del atenuador son correctos, es realizar más medidas con distintos factores de atenuación. En la Figura 35 se incluyen los resultados obtenidos para el caso de un factor de atenuación de 5 dB.

**Figura 35.** Resultados de la medida de un atenuador 5 dB.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

Con los resultados obtenidos, se puede comprobar que el atenuador funciona correctamente, con una adaptación correcta, ya que los parámetros S_{11} y S_{22} prácticamente no varían con respecto al apartado anterior.

Al igual que sucedía en la medida anterior, gráficamente se puede ver que el factor de atenuación es de 5 dB. No obstante, si calculamos el valor del parámetro S_{21} para los casos extremos de la frecuencia, se obtiene:

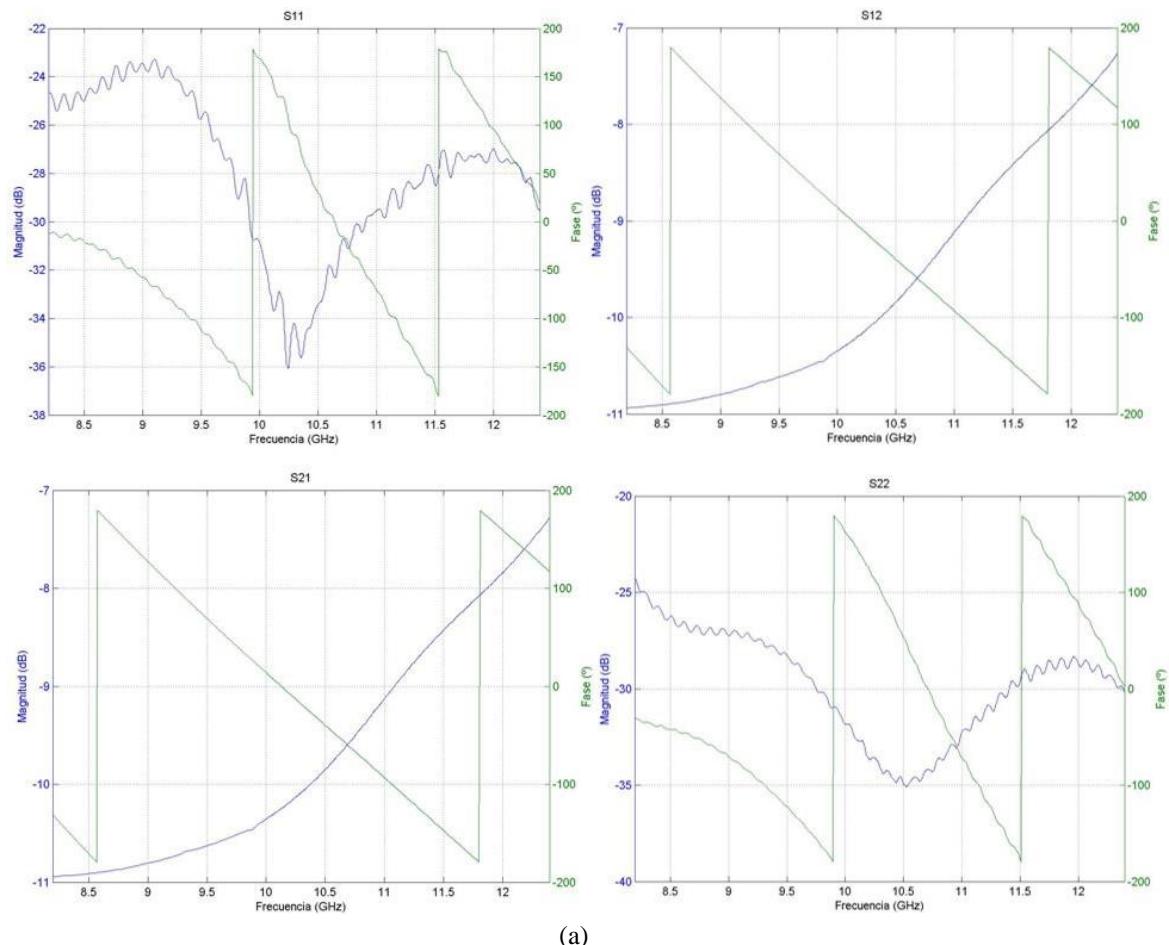
- 8.2 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.56 \angle -121.26^\circ$
- 12.4 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.57 \angle 97.17^\circ$

Con la expresión 4.11 se puede calcular el valor del factor de atenuación en dB, tal que:

$$L \text{ (dB)} = -20 * \log(|S_{21}|) = 4.8 \text{ dB} \quad (4.13)$$

4.4.3. Atenuador 10 dB

Por último, se realiza una última medida con un factor de atenuación de 10 dB, obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 36.



(a)

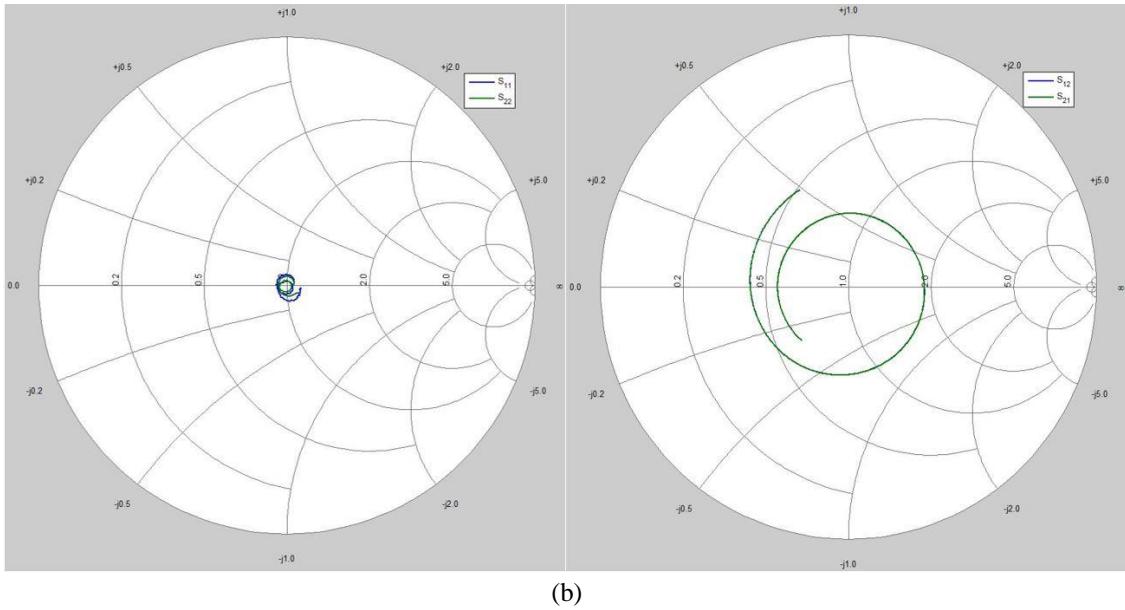


Figura 36. Resultados de la medida de un atenuador 10 dB.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

Con los resultados obtenidos, se puede comprobar que, en este caso, la adaptación se aleja de la esperada en el caso ideal, ya que los valores de la magnitud de los parámetros S_{11} y S_{22} (Figura 36 (a)) son ligeramente más elevados que en los casos anteriores (Figura 34 (a), Figura 35 (a)).

Respecto a la magnitud de los parámetros S_{12} y S_{21} se puede observar que tiene una variación mayor que en las anteriores medidas, siendo el valor de dichos parámetros en los casos extremos de frecuencia:

- 8.2 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.28 \angle -131.5^\circ$
- 12.4 GHz $\rightarrow S_{12} = S_{21} = 0.43 \angle 116.83^\circ$

Por lo tanto, como los valores del parámetro S_{21} es distinto para cada frecuencia, se obtiene, con la ayuda de la ecuación 4.11, el rango en el que está comprendido el factor de atenuación en este caso:

$$8.2 \text{ GHz} \rightarrow L (\text{dB}) = -20 * \log(|S_{21}|) = 11 \text{ dB} \quad (4.14)$$

$$12.4 \text{ GHz} \rightarrow L (\text{dB}) = -20 * \log(|S_{21}|) = 7.3 \text{ dB} \quad (4.15)$$

Como se puede comprobar con los resultados teóricos, cuando el factor de atenuación es elevado y se aumenta la frecuencia, el factor de atenuación real es mucho menor del que debería de ser (en este caso, para la frecuencia máxima, 3 dB menos). Por lo tanto, este atenuador funciona peor para un factor de atenuación alto porque introduce más perdidas y desfases más elevados en el circuito, además de no estar completamente adaptado.

4.5. Antena ranurada de *Leybold didactic*

La antena ranurada que vamos a estudiar en esta sección consiste en una guía de onda con varias ranuras cortas en uno de los planos de masa de la guía de onda, siendo la forma y el tamaño de la ranura lo que determinan la distribución de la radiación. Estos valores de tamaño de las ranuras son típicamente menores de 0.1λ para el ancho de la ranura y de 0.5λ para el largo (en la frecuencia central de operación) [19].

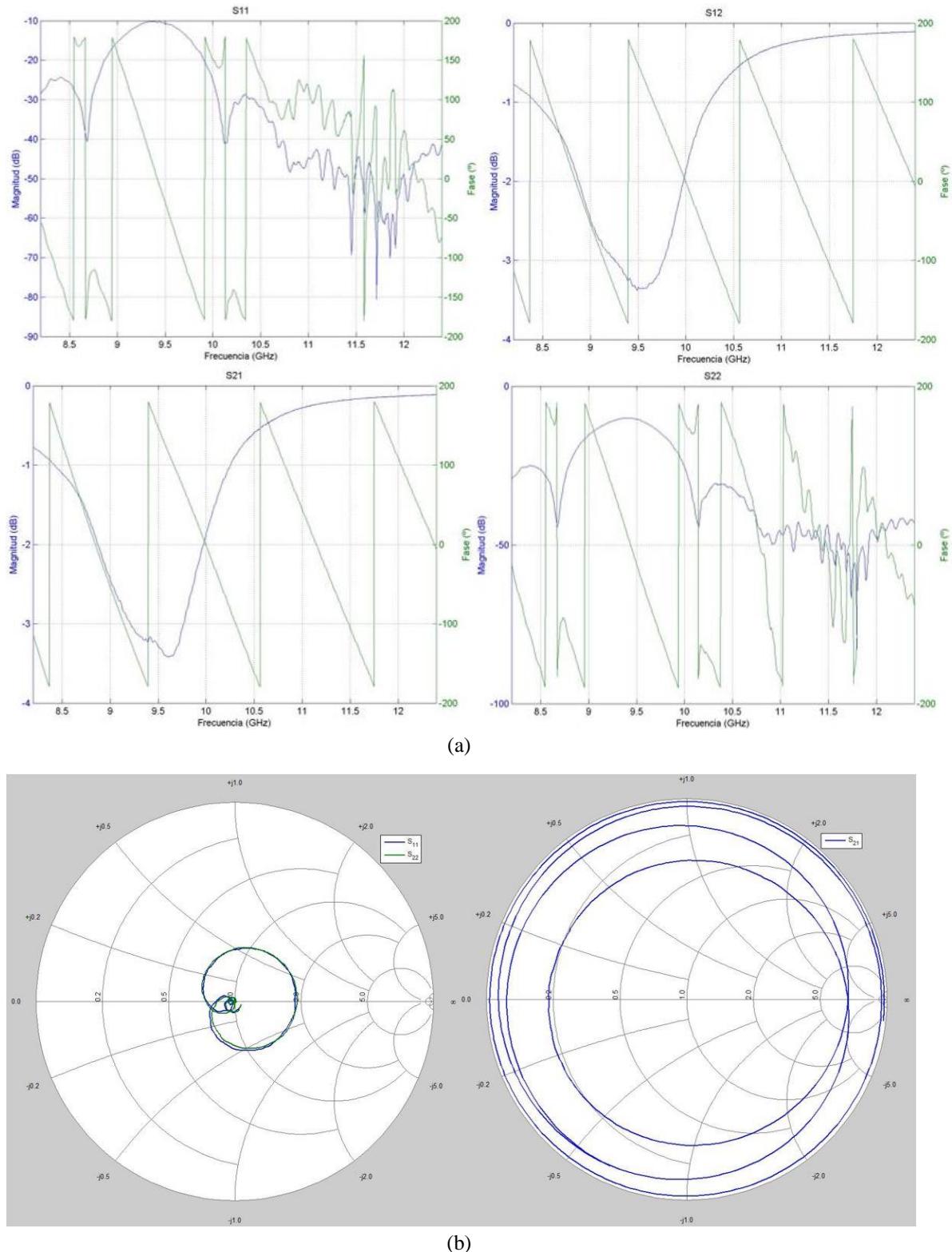
Las ranuras tienen que estar en el plano de guía ancho para conseguir la radiación de la señal, debido a que esta radiación de señal se consigue cuando las ranuras interceptan líneas de corriente. En el caso de que las ranuras se sitúen centradas sobre la anchura de la guía de onda, éstas no radiarán porque en dicho punto la densidad de corriente es cero. El nivel de radiación se puede controlar mediante el número de ranuras o la inclinación de las mismas [19].



Figura 37. Antena ranurada en guía de onda con 7 ranuras, cuya longitud de ranura es de 20 mm.

Las ranuras situadas con la disposición anterior se denominan arrays lineales equiespaciados (los elementos se colocan sobre una línea recta separados por una distancia constante). Este tipo de antenas tienen diversas utilidades para la navegación, radar y sistemas de alta frecuencia.

Los resultados obtenidos de los parámetros S de la medida se representan en la Figura 38.

**Figura 38.** Resultados de la medida de una antena ranurada.

(a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

Como se puede observar en la Figura 38, la ganancia de esta antena varía en función de la frecuencia a la que se trabaje, aunque no hay que descuidar la adaptación a las

frecuencias de interés. Para comprobar los valores de ganancia, se utilizan los casos extremos. Con ayuda de *Matlab* comprobamos los valores de los parámetros S medidos:

- $8.2 \text{ GHz} \rightarrow S_{11} = S_{22} = 0.038\angle - 56.12^\circ$ y $S_{12} = S_{21} = 0.914\angle - 114.71^\circ$
- $12.4 \text{ GHz} \rightarrow S_{11} = S_{22} = 0.008\angle - 78.05^\circ$ y $S_{12} = S_{21} = 0.987\angle - 6.24^\circ$

Con estos valores, se puede calcular los valores de magnitud de los distintos parámetros para las frecuencias mínima y máxima para comprobar que coinciden con los valores obtenidos en la Figura 38 (a). Para la frecuencia de 8.2 GHz:

$$\text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log(|S_{11}|) = -28.4 \text{ dB} \quad (4.16)$$

$$\text{Magnitud}_{S_{12}}(\text{dB}) = 20 * \log(|S_{12}|) = -0.8 \text{ dB} \quad (4.17)$$

Y para la frecuencia máxima de 12.4 GHz:

$$\text{Magnitud}_{S_{11}}(\text{dB}) = 20 * \log(|S_{11}|) = -41.9 \text{ dB} \quad (4.18)$$

$$\text{Magnitud}_{S_{12}}(\text{dB}) = 20 * \log(|S_{12}|) = -0.1 \text{ dB} \quad (4.19)$$

Para hacer una lectura correcta de los datos, hay que hacer constar que esta antena ranurada forma parte de un sistema en el cual se utiliza como alimentadores osciladores Gunn a 9.4 GHz.

Si se observa la variación de la fase, comprobamos que la fase sigue el patrón que debe de seguir una antena ranurada con las ranuras equiespaciadas una misma distancia entre ellas. Este patrón puede definirse como un cambio brusco cuando la señal se encuentra una ranura y un cambio lineal hasta que la señal se encuentra la ranura siguiente.

4.6. Antena bocina piramidal de *Leybold didactic*

Las bocinas, geometrías de sección creciente producidas por abocinamiento de una guía de onda, son estructuras radiantes muy utilizadas que surgieron de una necesidad de mejorar la directividad y adaptación en la boca de la guía de onda, aumentando así sus dimensiones eléctricas y asegurando que la estructura sigue siendo monomodo (un solo modo de propagación dentro de la guía). Existen fundamentalmente tres tipos de antenas de bocina en guía de onda, coincidiendo con la representación de la figura 39 [19]:

- Bocina de plano E: se obtiene abriendo las placas anchas (perpendiculares al campo eléctrico en la guía) y manteniendo la dimensión de la anchura de la guía (a).

- Bocina de plano H: se obtiene abriendo las placas estrechas (perpendiculares al campo magnético de la guía) y manteniendo la dimensión de la altura de la guía (b).
- Bocina piramidal: se obtiene abriendo los dos pares de la guía de onda, por lo tanto, no se mantienen sus dimensiones.

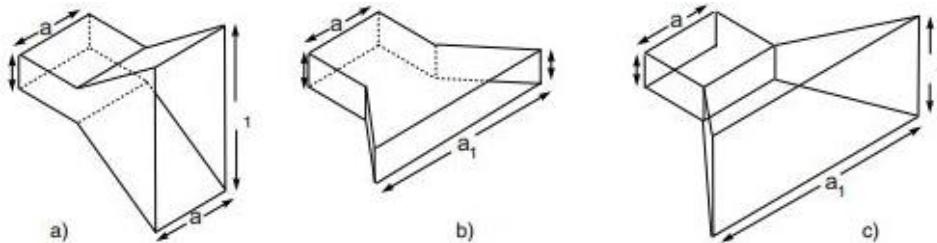


Figura 39. Tipos de antena bocina de sección rectangular.
(a) Bocina de plano E, (b) Bocina de plano H, (c) Bocina piramidal.

Esta sección se centrará en el estudio y medida de una antena de bocina piramidal que se muestra en la Figura 40.

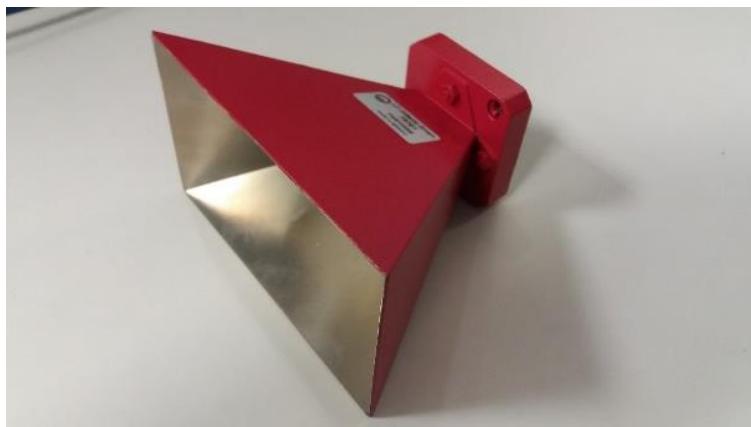


Figura 40. Antena bocina piramidal de Leybold Didactic.

La ganancia de una antena bocina depende de la relación entre la superficie de la apertura de la bocina (A) y la longitud de onda en la guía (λ_g):

$$G \cong \frac{10A}{\lambda_g^2} = \frac{6.4A}{\lambda_0^2} \quad (4.20)$$

Para calcular la ganancia que tiene esta antena bocina, se necesita saber distintos parámetros que encontramos en su hoja de características [20]:

- Ganancia teórica de 15 dB a 10 GHz.
- Dimensiones de la bocina: 98 mm x 58 mm x 77 mm.

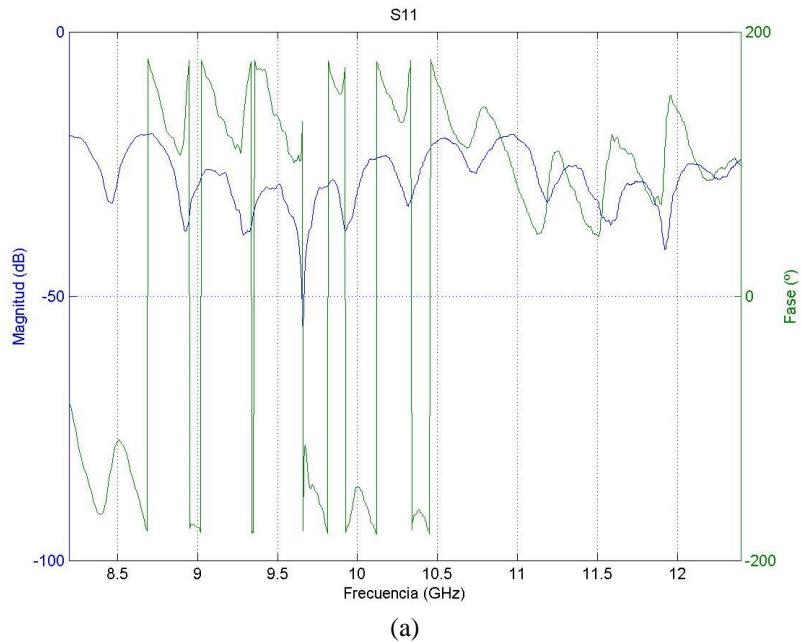
Como se quiere ver cómo se comporta la antena a lo largo de toda la banda de frecuencias utilizada, a continuación, calculamos los distintos valores de ganancia para distintas frecuencias, siendo el valor de A 4.46 mm:

Tabla 5. Valores de ganancia de la antena bocina.

Frecuencia	λ_0	G	G (dB)
8.2 GHz	0.0365 m	21.425	13.3 dB
10 GHz	0.03 m	31.715	15 dB
12.4 GHz	0.0241 m	49.145	16.9 dB

Con estos resultados podemos ver que se cumple las características de ganancia de este tipo de antenas, ya que las antenas de uso práctico y comercial tienen una ganancia máxima de alrededor de 20 dB y, por lo tanto, la consideramos como buena para realizar las medidas.

Para realizar las comprobaciones de esta antena, se conecta la antena al adaptador de guía de onda y se realiza la medida con el sistema de medida realizado. Los resultados obtenidos del parámetro S_{11} se muestran en la siguiente figura.



(a)

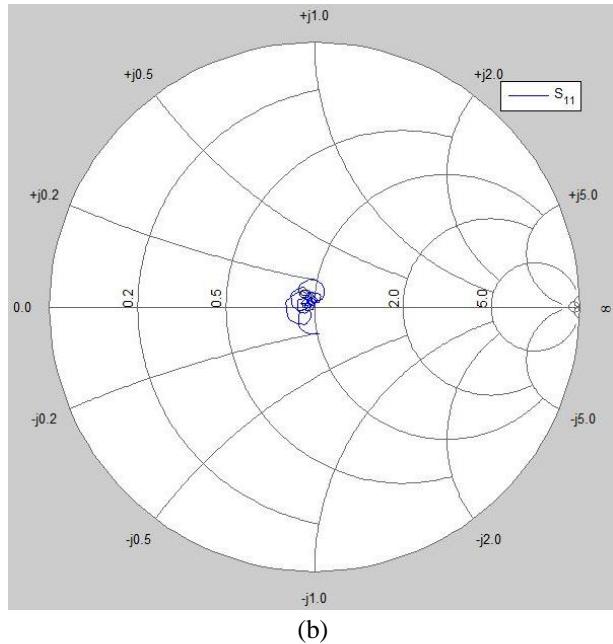


Figura 41. Resultados de la medida de una antena bocina.
 (a) representación magnitud y fase en lineal, (b) visualización sobre la carta de Smith.

Los valores del parámetro S_{11} medido para los límites de frecuencia son:

- $8.2 \text{ GHz} \rightarrow S_{11} = 0.103 \angle -83.43^\circ$
- $12.4 \text{ GHz} \rightarrow S_{11} = 0.059 \angle 99.95^\circ$

Con estos valores, se pueden calcular los valores de magnitud del parámetro S_{11} , tal que:

$$8.2 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}(dB) = 20 * \log(|S_{11}|) = -19.7 \text{ dB} \quad (4.21)$$

$$12.4 \text{ GHz} \rightarrow \text{Magnitud}(dB) = 20 * \log(|S_{11}|) = -24.6 \text{ dB} \quad (4.22)$$

Los valores obtenidos muestran un valor bajo del parámetro S_{11} en los casos límites, y, además, en la gráfica no se observa ningún valor alto puntual, por lo que se considera una buena adaptación de la antena. En la carta de Smith (Figura 41 (b)) se observa que el parámetro está situado en el centro de la carta para casi todas las frecuencias, excepto para las frecuencias bajas de la banda.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones

En este TFG se ha desarrollado una propuesta de sistema automatizado de medida en guía de onda, útil para comprobar de manera experimental a partir de la medida de los parámetros de scattering, la respuesta de diferentes estructuras, entre las cuales pueden citarse como ejemplo celdas unidad de estructuras selectivas en frecuencia (*FSS*) o muestras de material dieléctrico en un intento por caracterizarlo. El objetivo principal de este banco automatizado de medida y que entraña con el eje central del trabajo, es facilitar al usuario la realización remota de la medida, accediendo a la configuración por pantalla de los parámetros de la medida y ofreciendo acceso a la gestión de ficheros y representación de resultados, en un intento por concentrar en una aplicación de laboratorio las herramientas necesarias para, en tiempo real y una vez realizada la medida, poder extraer información útil sobre el dispositivo, estructura o material bajo estudio.

Desde el punto de vista funcional, la utilización de la aplicación software desarrollada y del propio sistema automatizado de medida en su conjunto, aportan una serie de ventajas que merecen ser destacadas:

- Al tratarse de una aplicación desarrollada con el software *GUIDE* bajo el entorno gráfico de *Matlab*, el motor de cálculo de *Matlab*, las facilidades de representación gráfica de resultados y el extenso abanico de librerías que ofrece lo convierten en un entorno que aporta flexibilidad para el desarrollo futuro de la aplicación pensando, si fuera necesario, en integrar algún tipo de post-procesado o rutinas de cálculo asociadas con las medidas y con aplicaciones prácticas concretas. El único inconveniente, como en realidad ocurre con cualquier tipo de software comercial, es la licencia, aunque en este caso y de momento, resulta ventajoso el hecho de que exista una licencia de Campus.
- Se permite disponer en el ordenador de control de las medidas y acceder a una representación y manipulación de los resultados directa, sin necesidad de tener

que descargar los ficheros de medida desde el analizador de redes para proceder después a su posterior procesado y representación.

- Resulta sencillo realizar diversas medidas de forma repetitiva y procesarlas para su posterior comparación de forma sencilla, ya que permite guardar los archivos en la ruta que el usuario desee.
- En el grupo GISAR, durante los últimos años, las principales líneas de investigación se han centrado en el estudio, diseño y medida de estructuras radiantes de muy diversos tipos, incluyendo las antenas reflectarray y las estructuras selectivas en frecuencia o *FSS*. En el caso particular de las estructuras *FSS*, por sus características de diseño y con ciertas consideraciones y limitaciones, se puede estimar el funcionamiento de la estructura en su conjunto midiendo la respuesta de una única celda unidad, de manera que esta medida serviría como retroalimentación en el proceso inicial de diseño de la estructura, evitando la fabricación de costosos prototipos con la estructura completa. Este sistema de medida viene a cubrir una necesidad del grupo de investigación.

5.2. Líneas futuras

Este TFG se ha realizado de forma paralela a otro TFG [21] dedicado a la caracterización de medios dieléctricos en guía de onda y cuyas aplicaciones software resultantes, también desarrolladas en *Matlab*, se integrarán como parte del sistema de medida, lo que aumentará la utilidad y funcionalidad de la aplicación. En este sentido, puede pensarse de cara a futuros trabajos en aplicar el sistema a realizar un proceso completo de caracterización de una estructura *FSS*. Por ejemplo, con el sistema de medida y las aplicaciones integradas en [21] se podrían medir las características de los substratos a utilizar en un cierto diseño de estructura multicapa, incluir los valores en los simuladores, ajustar el diseño de una celda unidad y, tras su fabricación, proceder a la medida para analizar su respuesta en frecuencia. Una vez depurado el diseño de la celda unidad, podría pensarse en implementar la estructura completa y medirla en la cámara anechoica.

Referencias

- [1] Jose A. Encinar, “*Analysis, Design and Applications of Reflectarrays*”, Senior Member, IEEE
- [2] “*Microwave/Millimeter Wave Technology*”. Davis Millimeter. Wave research center.
- [3] Ben A.Munk, “*Frequency Selective Surfaces Theory and Design*”, Wiley, 2000
- [4] “*E8362A PNA Series Network Analyzer, 45 MHz to 20 GHz*”, Keysight Technologies. Manuales y datasheet disponibles a fecha 12/07/2017 en <http://www.keysight.com>
- [5] “*X11644A Mechanical Calibration Kit, 8.2 to 12.4 GHz, Waveguide, WR-90*”, Keysight Technologies. Manuales y datasheet disponibles a fecha 12/07/2017 en <http://www.keysight.com>
- [6] “*GPIB interface*”. National instruments. Disponible a fecha 12/07/2017 en <http://www.ni.com/white-paper/3419/es/>
- [7] IEEE Standard 521-2002: “*Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands*”. Disponible a fecha 12/07/2017 en <http://ieeexplore.ieee.org/document/1160089/>
- [8] “*Waveguide frequency bands with interior dimensions*”. Mi-Wave products. Disponible a fecha 02/07/2017 en <http://miwave.com/images/Waveguide-Chart.pdf>
- [9] “*S-Parameter Design*”, Agilent Technologies Application Notes 154.
- [10] Robert E. Collin. “*Foundations for microwave engineering*”, McGraw-Hill, 2nd Edition, 1992.
- [11] David M. Pozar. “*Microwave engineering*”, John Wiley & Sons, Inc, 4th edition.
- [12] “*SUCOTEST 18*”. Disponible a 12/07/2017 en <https://www.hubersuhner.com/Files/HuberSuhner.CorporateSite/9e/9e4c3bbc-cdb1-45e8-b160-8ec5f7d12671.pdf>
- [13] “*PE9214 datasheet*”. Disponible a 12/07/2017 en <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9214.pdf>
- [14] “*82357A USB/GPIB Interface*”, Keysight Technologies. Disponible a 12/07/2017 en <http://www.keysight.com>
- [15] H. Moore, “*Matlab para Ingenieros*”, Pearson Prentice Hall, 2007

- [16] “*Creación de apps con interfaces gráficas de usuario en MATLAB*”, The Mathworks Inc. Disponible a 12/07/2017 en <https://es.mathworks.com/discovery/matlab-gui.html>
- [17] “*Leer datos desde un fichero de texto en MATLAB*”, The Mathworks Inc. Disponible a 12/07/2017 en <https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/fscanf.html>
- [18] P. Corcuera, “*Apuntes sobre la creación de interfaces gráficas en Matlab*”, Dpto. Matemática Aplicada y Ciencias de la Computación, Universidad de Cantabria.
- [19] Ángel Cardama Aznar. “*Antenas*”, Ediciones UPC, Segunda edición, 2002.
- [20] “*73721 Large horn antenna*”, Leybold Didactic. Disponible a 12/07/2017 en <https://www.leybold-shop.com>.
- [21] Raúl Lavín Barrachina, “*Contribución a la caracterización de materiales dieléctricos en guía de onda*”, Universidad de Cantabria, julio 2017.

