

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE
CARACTERIZACIÓN DE CELDAS
PERIÓDICAS EN GUÍA DE ONDA**
(Design of a waveguide simulator of unit cells)

Para acceder al Título de

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

Autor: David Carriles Pérez

Octubre - 2014



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: David Carriles Pérez

Director del TFG: Luis Valle López

Título: “Diseño de un sistema de caracterización de celdas periódicas en guía de onda”

Title: “Design of a waveguide simulator of unit cells”

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tomás Fernández Ibáñez

Secretario (Apellidos, Nombre): Jesús Ramón Pérez López

Vocal (Apellidos, Nombre): Luis Valle López

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)

Agradecimientos

A Luis Valle, por la dedicación para guiar este trabajo, las directrices y la ayuda aportada y por sumergirse conmigo en esta materia tan desconocida para mí.

A José Basterrechea, por ser el impulsor del proyecto “Diseño optimizado y medida de antenas y dispositivos basados en estructuras periódicas (TEC2012-33321)”, proporcionándonos la idea, los conocimientos, materiales y pautas para desarrollar la parte tratada en el presente trabajo.

Al grupo GISAR, con Marta Domingo y Jesús Pérez, por el apoyo y el interés en el desarrollo del trabajo.

A mi familia, por el apoyo incondicional y los consejos para la vida que siempre estarán ahí.

A Fran, por el apoyo moral, la información aportada, y por aguantarme todo este tiempo con mi mal humor momentáneo, sacándome siempre una sonrisa.

Índice

1. Introducción	2
2. Planteamiento del trabajo	4
2.1 Medida de Parámetros S	4
2.2 Calibración y medida con el Analizador de Redes Agilent Technologies E8362A.	7
2.3 Representación con MATLAB de los parámetros S medidos.	14
2.4 Simulación con HFSS.	15
2.5 Resultados obtenidos. Comparativa.	24
3. Método de análisis propuesto	28
3.1 Antenas reflectarrays-FSS	28
3.2 Desarrollo del trabajo	32
3.2.1 Medidas	33
3.2.2 Prototipos	34
3.2.3 Simulación. Resultados	36
4. Conclusiones y líneas futuras de trabajo.	42
5. Referencias	44

1. Introducción

La caracterización de cualquier tipo de estructura diseñada para formar parte de un sistema de antenas o de un circuito de radiofrecuencia es fundamental, ya que nos permite determinar su comportamiento con las diferentes señales que interactúan con él. Todo esto es debido al gran papel que juega este tipo de dispositivos en la vida diaria, desde las aplicaciones militares o industriales hasta la vida civil.

Una antena FSS [1] (Frequency Selective Surface) es un array de parches metálicos impresos de idéntica forma, distribuidos periódicamente a lo largo y ancho de una superficie dieléctrica. El uso de este tipo de estructuras desde sus inicios fue la creación de filtros paso banda de ondas electromagnéticas, destacando su estructura plana, ligera, y de bajo coste, siendo necesario que presenten unas bajas pérdidas en la banda de paso y una atenuación elevada en las bandas rechazadas. Además del filtrado frecuencial [2], hay que tener en cuenta un posible filtrado angular para un determinado abanico de ángulos desde los que inciden las ondas.

El objetivo principal de este trabajo reside en fabricar una celda unidad de una antena FSS con objeto de medir sus parámetros de scattering (S_{ij}) y después extrapolar los resultados a una antena FSS periódica. Esto se hace para evitar fabricar una antena completa de grandes dimensiones, con el correspondiente coste económico y temporal de la misma, y poder determinar sus características reales de una manera práctica mucho más sencilla. Esto es válido ya que en un array formado por un número elevado y finito de celdas unidad, todas las celdas (a excepción de las que se encuentren en lugares cercanos a los bordes de la estructura) tendrán aproximadamente el mismo comportamiento ya que no está próximo el borde y no hay ninguna variación en la disposición de las celdas.

Para medir la celda unidad de la antena FSS [3], se pretende utilizar una técnica que consiste en introducir la misma dentro de una guía de onda, de manera que quede situado en un punto concreto de la misma, y a continuación esta última se pueda conectar al analizador de redes y realizar las mediciones oportunas. Cabe destacar la precaución necesaria para que el borde del parche quede perfectamente unido con las paredes de la guía, así como la necesidad de conseguir herramientas que tallen los parches de la antena con una alta precisión, sobre todo en frecuencias altas. Del mismo modo, es importante conseguir colocar la pieza en el lugar exacto dentro de la guía para evitar posibles errores en la medida y en los cálculos futuros.

El desarrollo propuesto en este trabajo consiste en familiarizarse con los parámetros S y el analizador de redes en primer lugar, realizando una descripción inicial de los mismos y sus aplicaciones, y definiendo las diferentes posibilidades que ofrece el analizador para interpretar y medir. Así mismo, pasaremos después a realizar una calibración del equipo y la medida de una pieza conocida (en este caso una guía $\lambda/4$). Con los resultados obtenidos, se continuará elaborando una aplicación desarrollada mediante la herramienta GUIDE de Matlab que nos permitirá extraer los datos medidos en el analizador de redes para su posterior procesamiento y visualización en pantalla.

Así mismo, se pretende tomar contacto con el software HFSS de Ansys [14], que permite diseñar y simular cualquier estructura electromagnética, ya sean antenas, circuitos de RF, guías de onda, líneas de transmisión, filtros,... Se empleará para realizar una comparación de las medidas tomadas con el analizador de redes. En primer lugar se diseñará y simulará la guía $\lambda/4$, así como el parche de una antena FSS que se quiere fabricar y medir, pudiendo también extender el resultado de la simulación a una antena más grande para obtener los resultados que se deberían encontrar si se fabricase la antena completa.

El presente Trabajo se corresponde con una de las tareas propuestas dentro del proyecto "Diseño optimizado y medida de antenas y dispositivos basados en estructuras periódicas (TEC2012-33321)" del grupo GISAR del departamento de Ingeniería de Comunicaciones para el desarrollo de un conjunto de herramientas software de diseño optimizado orientadas específicamente al ámbito de las antenas reflectarray. Este software deberá ser validado mediante el contraste de sus resultados con los proporcionados por prototipos diseñados en banda X. Para ello se deberá desarrollar un sistema de caracterización de muestras en guía de onda para la comprobación experimental de las propuestas de celdas periódicas, con el consiguiente ahorro de tiempo y material fungible.

2. Planteamiento del Trabajo

2.1 Medida de Parámetros S.

La necesidad de diseñar circuitos que operan a frecuencias cada vez mayores hace necesario un estudio constante para desarrollar técnicas que permitan implementar estos conceptos en la realidad. Así mismo, también impera la necesidad de poder analizar estos elementos desarrollados y describir su comportamiento mediante equipos que permitan obtener resultados fiables. Todo esto es debido a que al ir aumentando la frecuencia, la longitud de onda, λ , se va haciendo cada vez más pequeña, lo que implica que las leyes de Kirchoff dejen de ser aplicables. Del mismo modo, también surgen problemas a la hora de realizar cortocircuitos y circuitos abiertos en los componentes para una amplia banda de frecuencias, por lo que no se puede lograr que estas configuraciones sean estables. Debido a esto, se emplea el concepto de ondas incidentes y reflejadas de los campos eléctrico y magnético en cada puerto de la línea de transmisión, como es nuestro caso, para realizar las medidas oportunas.

Dentro de las medidas que podemos hacer sobre un circuito para determinar sus características, destacan aquellas que nos permiten conocer sus parámetros S. La obtención de estos parámetros nos ayuda a determinar propiedades de nuestro sistema como son el coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11}), la ganancia (S_{21}), el coeficiente de reflexión a la salida (S_{22}) y el coeficiente de transmisión inversa (S_{12}). Estos parámetros relacionan claramente los parámetros que podemos medir en nuestro circuito con la distribución de las potencias transmitidas y reflejadas en las puertas. Así mismo, se miden en condiciones de adaptación de las puertas, mientras que otros parámetros necesitan obligatoriamente definir cortocircuitos o circuitos abiertos.

Si disponemos de una red de 2 puertos [4] como la que se muestra en la Figura 2.1, podemos determinar cualquiera de los parámetros que definen esta red (parámetros H , Y , Z , S) relacionando los voltajes y las corrientes de cada uno de los dos puertos.



Figura 2.1 Red de 2 puertos. Tensiones, corrientes y ondas incidentes y reflejadas.

A continuación se describen los cuatro parámetros S que definen el sistema y su interpretación práctica. Para obtener las expresiones de los mismos, los deduciremos a partir de los parámetros H . Se trata de parámetros híbridos que representan tanto impedancias como admitancias del sistema, relacionándolos como se muestra en la ecuación (2.1):

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} & h_{12} &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \\ h_{21} &= \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} & h_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \right. \quad (2.1)$$

Obtenemos por lo tanto la impedancia de entrada de cortocircuito (h_{11}), la ganancia de corriente de corto circuito (h_{21}), la ganancia de voltaje inverso de circuito abierto (h_{12}) y la admitancia de salida de circuito abierto (h_{22}).

Es necesario darse cuenta de que para las expresiones anteriores tenemos que conseguir realizar circuitos abiertos ($I=0$) y cortocircuitos ($V=0$) ideales, que como ya hemos detallado, no siempre es posible. En nuestro caso, debido a que utilizamos una guía de onda para nuestras medidas, realizar una carga adaptada o un corto es bastante sencillo, pero conseguir un circuito abierto es prácticamente imposible, por lo que se suele utilizar un cortocircuito desplazado un cuarto de longitud de onda.

Si representamos los voltajes y corrientes como función de las ondas incidentes y reflejadas del campo eléctrico según la ecuación (2.2), podemos sustituirlas en la ecuación (2.1) para obtener los parámetros H en función de las correspondientes ondas:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= E_{i1} + E_{r1} \\ I_1 &= \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \end{aligned} \right| \left. \begin{aligned} V_2 &= E_{i2} + E_{r2} \\ I_2 &= \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0} \end{aligned} \right. \quad (2.2)$$

donde:

$$\begin{aligned} E_{r1} &= f_{11}(h)E_{i1} + f_{12}(h)E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21}(h)E_{i1} + f_{22}(h)E_{i2} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Dividiéndolo todo por $\sqrt{Z_0}$, podemos definir cuatro nuevas variables de la forma:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{Z_0}; \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{Z_0}; \quad b_1 = \frac{E_{r1}}{Z_0}; \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{Z_0}.$$

Si calculamos el módulo al cuadrado de cada uno de los parámetros anteriores, lo correspondiente a los términos “ a ” equivale a la potencia incidente en la puerta correspondiente, y los “ b ” a la potencia reflejada. Por lo tanto, ya podemos definir los parámetros S en función de las potencias incidente y reflejada en cada una de las puertas, obteniendo las expresiones de la ecuación (2.4).

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{cases} \quad (2.4)$$

Como ocurría con los parámetros H , es necesario definir unas determinadas condiciones para poder medir cada parámetro. En este caso necesitamos hacer $a_2=0$ y $a_1=0$, lo que implica anular una de las dos ondas de potencia incidente. Esto se realiza cargando la puerta con una carga adaptada a la impedancia característica de la línea, en nuestro caso con una guía de onda $\lambda/4$, situándose en la otra puerta el generador de señal para medir los coeficientes de las potencias entregadas a la carga y las relaciones de las ondas incidente, reflejada y transmitida. Por lo tanto, podemos deducir que para poder definir los parámetros S de un determinado componente es necesario definir también el punto de polarización empleado para hallar los mismos, ya que solo serán válidos cuando se cumplan estas características.

Una vez obtenidos los cuatro posibles parámetros [5], definiremos el significado y utilidad de conocer cada uno de ellos:

- S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada. Hace referencia a la señal aplicada sobre la puerta 1 que es reflejada por la misma puerta.
- S_{21} : Coeficiente de transmisión directa. Suele ser el parámetro más representativo, ya que muestra la ganancia o atenuación de nuestra red. Representa la señal aplicada sobre la puerta 1 que es transmitida hacia la puerta 2.
- S_{12} : Coeficiente de transmisión inversa. Es similar al S_{21} pero haciendo referencia a la señal transmitida por la puerta 1 que es aplicada por la puerta 2. Si tratásemos con una red recíproca, obtendríamos las mismas características desde estos dos puertos mencionados.
- S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida. Definido idénticamente al S_{11} , la señal que se obtiene por la puerta 2, y que ha sido aplicada en esta misma puerta.

Si deseamos expresar esto parámetros en términos de potencia, debemos calcular el módulo al cuadrado de los mismos.

Una vez mencionada la teoría de los parámetros S, cabe destacar también brevemente el comportamiento de las ondas electromagnéticas en el interior de una guía de onda rectangular [6], debido a que en este trabajo pretendemos basarnos para la parte práctica en la medida de este tipo de estructuras. En primer lugar, destacar que en estas guías no se soporta el modo TEM, por lo que no existen unas únicas ondas de voltaje y corriente, porque no hay un conductor central que provoque la propagación cilíndrica de este modo, debiéndose analizar la respuesta de la guía resolviendo los campos propagados. Por lo tanto, los modos que se propagan son aquellos correspondientes a los TE y TM, con una solución a sus campos doblemente infinita, m y n (TE_{nm}, TM_{nm}). Cabe destacar que estos modos poseen una frecuencia de corte, f_{c, nm}, por debajo de la cual no se propagan a lo largo de la guía, y cuyo valor depende de las dimensiones de la cavidad.

Por otro lado, el modo dominante en la propagación de una guía de onda rectangular es el modo TE₁₀, por lo que es el que se debe estudiar para analizar la potencia de las ondas incidente y reflejada. En la Figura 2.2 se observan las ecuaciones correspondientes a las tres ondas de este modo que se propagan a lo largo de la guía.

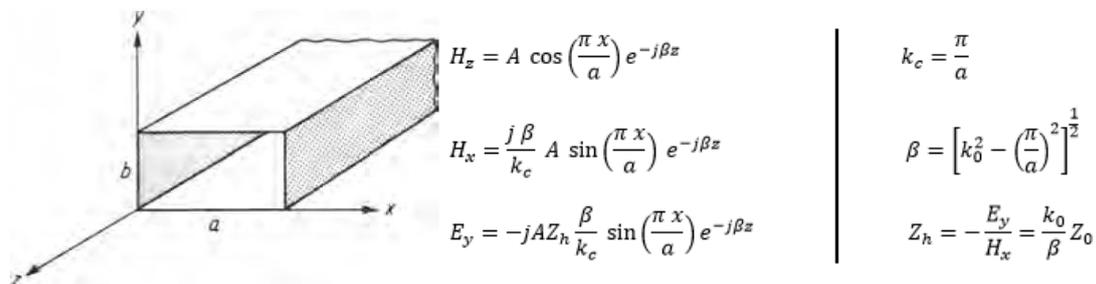


Figura 2.2. Expresiones de propagación de las ondas por una guía rectangular.

2.2 Calibración y medida con el Analizador de Redes Agilent Technologies E8362A.

Un analizador de redes es un equipo que nos permite obtener medidas numéricas de las propiedades de una determinada red. Concretamente, las propiedades de reflexión y transmisión que dependen de las señales que interactúan con un determinado

componente conectado en los puertos del analizador. En nuestro caso es necesario analizar los parámetros S de una guía de onda con el parche introducido en su interior.

Dentro de los analizadores de los que se puede disponer en el mercado, podemos diferenciar dos grandes grupos [7]: los analizadores escalares (SNA) y los vectoriales (VNA). El equipo del que disponemos en el laboratorio es el E8362A de Agilent Technologies, mostrado en la Figura 2.3 [8], que proporciona la velocidad y precisión necesarias para medir circuitos de alta frecuencia empleados actualmente, formado por dos puertos que realizan rápidos barridos en un amplio rango de frecuencias (45 MHz a 20 GHz).

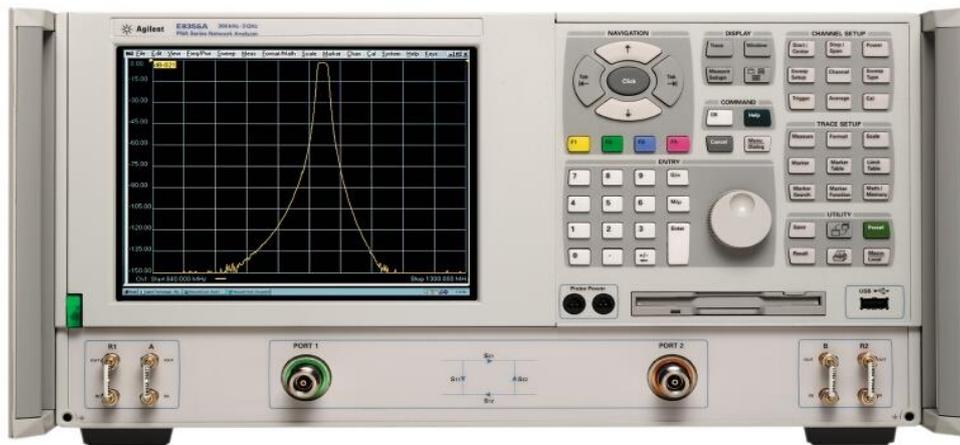


Figura 2.3. Analizador de redes E8362A Agilent Technologies.

El primer tipo (SNA) [5] nos permite obtener únicamente las medidas del módulo de los parámetros S , obviando la fase de los mismos al ser un parámetro de segunda importancia en algunos casos. Como se muestra en la figura 2.4, estos equipos están basados en una reflectómetro que separa una muestra de la onda reflejada por el objeto a medir, una muestra de la onda incidente y otra de la onda transmitida. Acoplados a este hay tres detectores que se encargan de medir cada señal. Estas señales se emplean para calcular los cocientes onda Reflejada/Incidente y onda Transmitida/Incidente, obteniéndose valores proporcionales a los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$. El dispositivo señalado como D.U.T. (Device Under Test) es el dispositivo sobre el que queremos realizar la medida. Los valores reales los obtiene el equipo dependiendo de los elementos intermedios utilizados (acopladores, amplificadores, detectores), por lo que se observa la importancia de la calibración previa con un circuito conocido para obtener valores reales posteriormente.

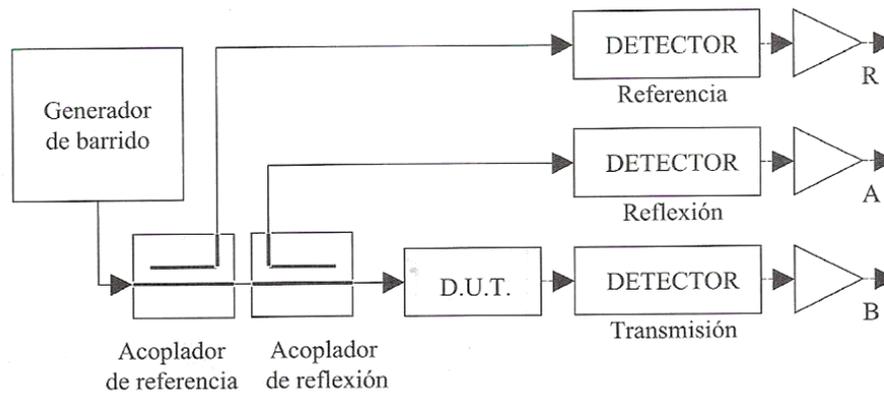


Figura 2.4. Esquemático de un analizador SNA

En el segundo caso tenemos el analizador vectorial (VNA), que es el equipo del que disponemos en el laboratorio. Con él se pretende obtener las señales correspondientes a la magnitud y a la fase de las tres ondas anteriores: incidente, reflejada y transmitida, para obtener los correspondientes parámetros de transmisión y reflexión como se describió previamente. Los componentes que lo forman son el reflectómetro anterior, y tres conversores de frecuencia que sustituyen a los detectores, ya que es necesario bajar la frecuencia de las señales muestreadas para poder realizar las comparaciones de amplitud y fase, como se ve en la Figura 2.5 sigue siendo necesaria una buena calibración previa. Así mismo, para poder medir las dos parejas de parámetros S a la vez en redes de dos puertas, se emplean dos reflectómetros y las correspondientes conmutaciones entre el generador y la carga en cada puerta.

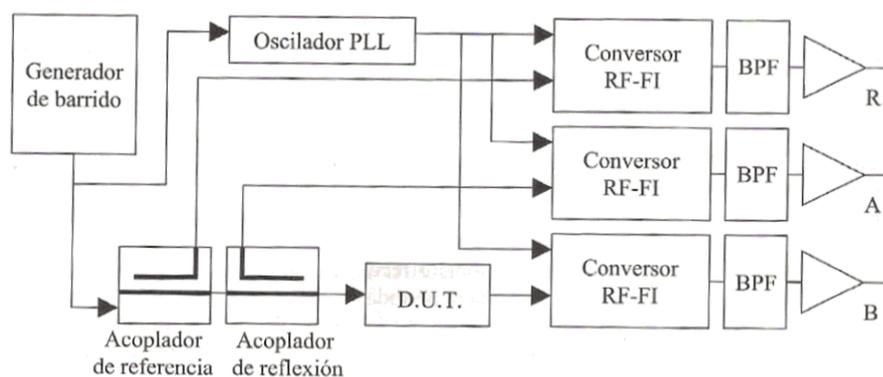


Figura 2.5. Esquemático de un analizador VNA

Una vez comprendido el funcionamiento del equipo que emplearemos, procedemos a realizar una calibración del mismo para poder empezar a medir un elemento determinado. Debemos tener en cuenta que las adaptaciones, acoplamientos,

ganancias, pérdidas o impedancias de los elementos no son ideales y tampoco son constantes con la frecuencia, con lo que es importante compensarlo y situar el plano de medida como referencia a la entrada de los equipos conectados.

En el proceso de calibración se emplean diferentes configuraciones del equipo conocido:

- Cortocircuito.
- Circuito abierto o línea $\lambda/4$ terminada en cortocircuito.
- Carga adaptada.
- Conexión directa entrada salida.
- Línea $\lambda/4$.

Podemos diferenciar dos posibles calibraciones para estos equipos [9]:

- SOLT: esta configuración permite medir un parámetro de transmisión y tres de reflexión para determinar los parámetros de error de la medida. Se emplean las siguientes configuraciones: cortocircuito (S), circuito abierto (O), carga (L), conexión directa (T). Todas ellas nos aportan datos para determinar los errores del S_{11} y del S_{22} , y además, la carga y la conexión directa para el S_{21} . Para ello es muy importante lograr conseguir que el circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada tengan una gran calidad.
- TRL: únicamente emplea la conexión directa (T), la reflexión (R) y la línea de transmisión (L). Este tipo de medidas permite hallar dos parámetros de transmisión y uno de reflexión, incluyendo varias familias de configuraciones: TRM (Thru, Reflect, Match), LRL (Line, Reflect, Line) y LRM (Line, Reflect, Mach). Igual que la configuración SOLT, todas las medidas aportan datos sobre los parámetros S_{11} y S_{22} , y además la conexión directa y la línea para el S_{21} . Esta calibración nos proporciona datos muy fiables para determinar los errores de medida, sobre todo cuando es necesario introducir diversas transiciones para adaptar nuestro equipo a medir con los puertos del analizador, ya que es más fácil trabajar con las tres medidas de este caso que con las cuatro necesarias para la configuración SOLT. Otra ventaja es que no es necesario tener los parámetros de calibración tan bien definidos como en el caso SOLT, pudiendo modelarlo sin caracterizarlo completamente. Sin embargo, es necesario respetar bien posibles perturbaciones en los elementos empleados, como dobles en los cables, obstáculos o malas uniones en las guías o conexiones sucias, ya que degradan la calibración. En el caso de la conexión directa, si queremos mayor precisión para evitar pérdidas y reflexiones es necesario que no haya ninguna separación entre los planos de ambas puertas, es decir, no introducir ningún elemento entre ellas. Para calibrar con el cortocircuito, debemos conseguir que se produzca la mayor reflexión posible de la señal en cada puerta. Por último, en el caso de la línea $\lambda/4$,

al igual que hacía la conexión directa, esto nos determina la impedancia de referencia que hemos empleado para la calibración (y que debe corresponder con la introducida en las características del kit seleccionado), teniendo en cuenta la importancia de la longitud de la guía dependiendo del rango de frecuencias en el que estemos midiendo.

En nuestro caso emplearemos esta última configuración, ya que la impedancia de referencia está definida por una línea de transmisión, no siendo necesario tener bien analizadas las líneas previamente. Además [10], disponemos de un kit de calibración 7007H de Maury Microwave Corporation para analizadores Agilent. Este kit permite realizar calibraciones desde 1.7 a 20 GHz, empleándose en el modo TRL para analizadores vectoriales y para guías de onda rectangulares. En este caso los componentes de los que disponemos son los siguientes:

- Dos transiciones de guías de onda WR 90 con dimensiones interiores 22.86x10.16 mm, a conector hembra de cable coaxial en ángulo recto. Irán conectados mediante los cables a los terminales del analizador.
- Un cortocircuito para este tipo de guías.
- Una guía $\lambda/4$ empleada como carga adaptada para la calibración.
- Dos cables coaxiales para conectar las conexiones de las transiciones con los puertos del analizador.

Los pasos que seguimos para realizar la calibración TRL son los siguientes [11]:

- En primer lugar nos aseguramos de definir la impedancia del analizador de redes $Z_0=1$ ohm, que es la de la línea empleada.
- Describir las características del kit de calibración en la librería correspondiente para seleccionarlo a la hora de realizar las medidas de compensación de errores.
- Definimos el rango de frecuencias 8.2-12 GHz y realizamos la calibración en modo TRL empleando 2 puertos y seleccionando el kit de calibración WR90.
- Realizamos las conexiones que nos indica el panel del equipo, cada una por separado, que son las siguientes: cortocircuito en las puertas 1 y 2, conexión directa entre ambas puertas y conexión de la guía $\lambda/4$ entre la puerta 1 y 2.

- Al finalizar la calibración se genera un archivo con los datos obtenidos que se guarda en el sistema operativo del equipo. Se deberá seleccionar este archivo para que sea tomado como referencia al hacer las medidas.

Una vez obtenida la calibración del equipo, procedemos a realizar la medida de la guía $\lambda/4$ anteriormente empleada, para observar el correcto funcionamiento del equipo. Para realizar esto conectamos la guía entre ambos terminales y observamos los parámetros S en el analizador, habiendo seleccionado el archivo de la calibración anterior en la pestaña "Calibration", y añadiendo en la pantalla cuatro figuras donde se representará en cada una de ellas uno de los cuatro parámetros S , pudiendo observar tanto el valor absoluto de las mismas, como su fase. En las figuras 2.6 y 2.7 observamos las diferencias entre las fases obtenidas en los parámetros S_{11} y S_{22} cuando el equipo está sin calibrar y cuando si lo está.

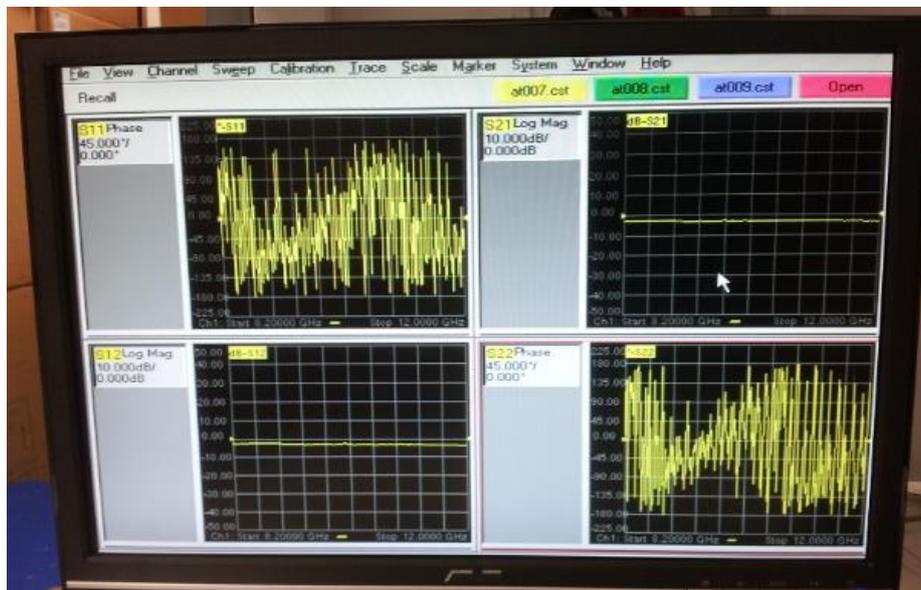


Figura 2.6. Medidas sin calibrar.

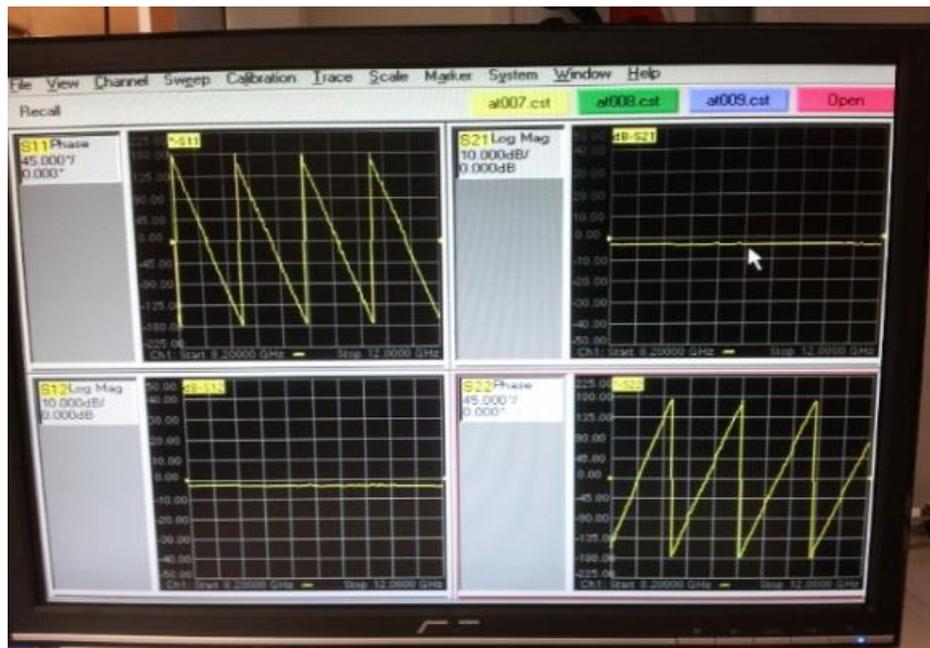


Figura 2.7. Medidas calibradas.

Los resultados que obtenemos con estas medidas se exportan en un pen-drive en formato .s2p donde se almacenan los datos por columnas que corresponden con las frecuencias medidas y las partes real e imaginaria de los correspondientes parámetros S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} , como puede verse en la figura 2.8.

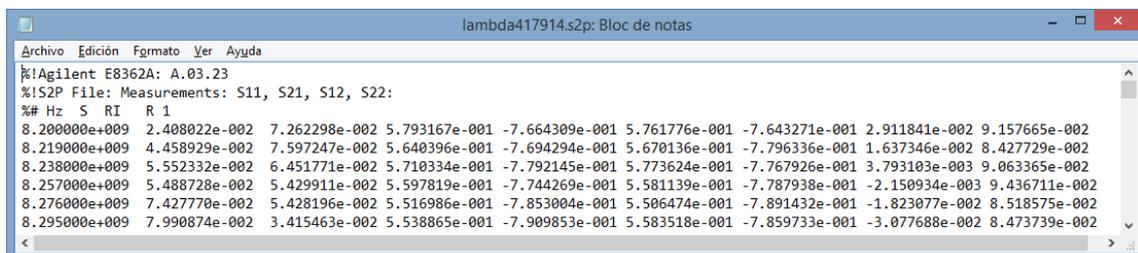


Figura 2.8. Formato de los datos exportados del analizador de redes.

Dentro de la barra de menú que se muestra en la pantalla, destacamos los siguientes:

- File: Fundamentalmente se emplea para exportar las medidas obtenidas y guardarlas en ficheros con diferentes formatos. En nuestro caso con formato .s2p. Además sirve para cerrar el programa.
- Channel: Permite definir el barrido de frecuencias que se empleará en la medida, así como diferentes opciones para tomar un determinado número de puntos

entre el mínimo y el máximo (en nuestro caso seleccionamos 201 puntos), o la posibilidad de realizar una media con un determinado número de medidas.

- Calibration: En esta parte se definen los kits de calibración que se pueden emplear, se pueden visualizar sus características, realizar una nueva calibración con las diferentes opciones que hemos explicado, o seleccionar un archivo de calibración guardado.
- Trace: Sirve para actuar sobre las gráficas que muestran los resultados en la pantalla, creando nuevas ventanas, añadiendo curvas de los parámetros en ellas, o markers para poder estudiarlas mejor.
- System: Fundamentalmente lo empleamos para definir la impedancia del sistema que es 1 Ohm, definido en el kit de calibración.

2.3 Representación con MATLAB de los parámetros S medidos.

Como ya hemos descrito anteriormente, los resultados obtenidos en las mediciones del analizador de redes se recogen en un archivo .s2p, por lo que es necesario procesarlos para representar gráficamente los mismos.

Para realizar esto hemos desarrollado una aplicación en Matlab [12] mediante su entorno GUIDE, que nos permite diseñar interfaces de usuario para aplicaciones personalizadas, generándose de manera automática el código MATLAB correspondiente. Sin embargo, es necesario modificar el código generado para que la aplicación se comporte como se desea.

En nuestro caso diferenciamos tres partes esenciales de la aplicación:

- Una “listbox” donde se muestran los diferentes archivos .s2p que se encuentran en la carpeta de la aplicación y de los que se desea visualizar su contenido. El objetivo es seleccionar un archivo que se carga en MATLAB, y se almacena un vector por cada columna del archivo para su posterior procesado.
- Un panel con diferentes “radiobutton” que permiten seleccionar entre “Valor absoluto”, “Parte Real”, “Parte Imaginaria” y “Fase”; que son las posibles gráficas

que queremos observar de los parámetros S . En esta opción se realiza la correspondiente operación sobre los vectores anteriores para obtener los valores deseados.

- Una parte gráfica donde se observará lo seleccionado con anterioridad. El aspecto de la aplicación se observa en la Figura 2.9.

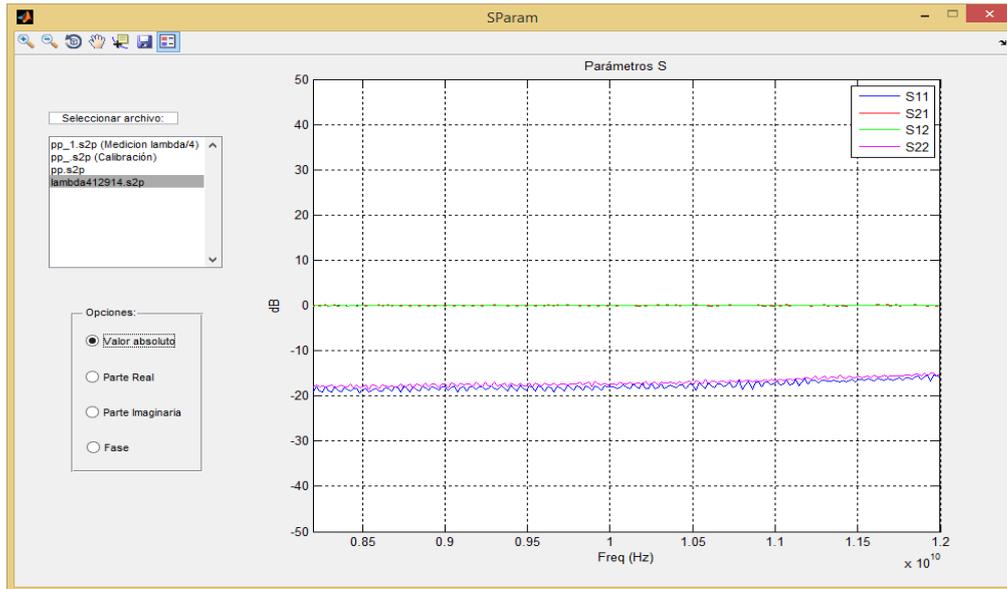


Figura 2.9. Aplicación para interpretar los archivos medidos con el analizador de redes.

Además de los apartados anteriormente definidos, también hemos introducido diversas opciones para ayudarnos a interpretar los resultados, como es la leyenda, las opciones de zoom en las gráficas, navegación por las mismas, y obtención de los valores de un punto concreto de las curvas.

2.4 Simulación con HFSS.

HFSS (High Frequency Structure Simulator) es un simulador comercial de estructuras electromagnéticas en 3D, desarrollado por Ansys, que ofrece la posibilidad de simular, visualizar y modelar en un entorno gráfico fácil y rápido de manejar. Permite el diseño y

análisis tanto de antenas como de circuitos electrónicos de RF complejos, como pueden ser guías de onda, cualquier línea de transmisión o filtros; todo ello mediante el método de elementos finitos y mallas adaptativas. Permite obtener los resultados de los parámetros S del circuito, la frecuencia de resonancia o los campos que actúan.

Para realizar esto [13], se siguen los pasos de la Figura 2.10, que se detallan a continuación:

- Primero se diseña la estructura que se desea analizar, incluyendo todas las formas geométricas que la componen.
- Se definen los materiales de cada una de las partes, que se pueden seleccionar directamente de la paleta de materiales ya incluida en el programa, o definir cada material con las características deseadas previamente conocidas.
- A continuación se incorporan los campos, excitaciones y condiciones de contorno que se tendrán en cuenta al analizar el diseño y a la hora de interpretar los resultados obtenidos (posibles paredes definidas como conductores perfectos, terminales desde los que se tomarán las medidas o desde donde se excitará la estructura).
- Se define la frecuencia central y el rango de frecuencias que se desea barrer en el análisis.
- Se realiza una validación de los pasos seguidos para asegurarse de que se ha definido todo correctamente.
- Se ejecuta el análisis del modelo.
- Se observan los resultados, bien en las gráficas que se pueden obtener con el propio programa, o exportando los resultados en un archivo (formato .s2p, .txt,...)



Figura 2.10. Proceso de simulación con HFSS

En cuanto a la apariencia visual del programa [14], destaca que está dividido en paneles con diversas opciones cada uno. En la Figura 2.11 se ve la apariencia del programa con las barras que se describen a continuación:

- Project Manager (1): Muestra diversas listas del proyecto en forma de árboles desplegables. Se divisan los diferentes diseños que puede contener y que se mostrarán en ventanas independientes, así como las condiciones de simulación (contornos, excitaciones), y los resultados gráficos generados.
- Message Manager (2): Permite visualizar los errores y avisos que puedan ocurrir durante la simulación.
- Property Window (3): Dispone opciones para cambiar parámetros del objeto seleccionado en el diseño, como puede ser el nombre, material, color, opacidad,...
- Progress Window (4): Muestra el progreso de la simulación, así como las acciones que está desarrollando.
- 3D Modeler Window: Contiene por un lado una barra con los modelos descritos en el diseño abierto, agrupados según los materiales empleados al definir los componentes, con el historial de comandos aplicados sobre cada objeto, así como opciones de visualización de las figuras con respecto a los sistemas de coordenadas. Por otro lado está el área gráfica para el modelado, donde se van trazando y seleccionando las figuras del diseño.

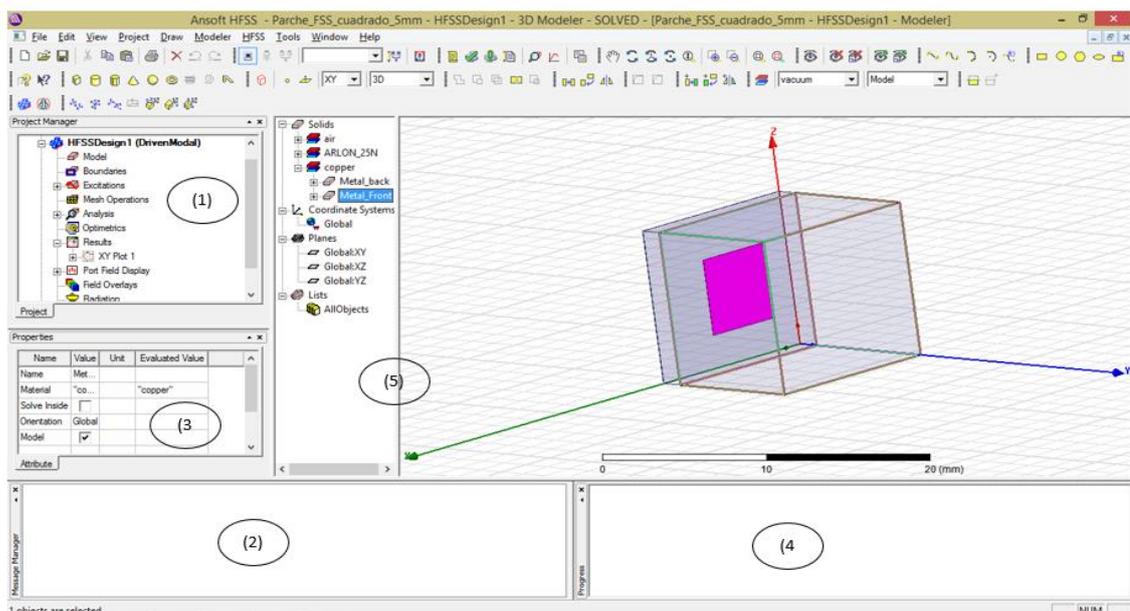


Figura 2.11. Apariencia del HFSS con cada uno de los paneles de opciones.

Cabe destacar que el programa permite simular para obtener cuatro posibles soluciones, de las que deberemos seleccionar una: “Drive Modal”, que calcula la matriz de parámetros S en términos de potencia incidente y reflejada; “Driven Terminal”, para calcular los parámetros S en forma de tensiones y corrientes en los terminales; “Eignemode”, que permite hallar las frecuencias de resonancia de una estructura; y por último “Transient”, en las últimas versiones del software, para obtener la respuesta del circuito en el régimen transitorio previo al estacionario.

Dentro de la barra de menú superior, se encuentran opciones clásicas como “Archivo”, “Editar”, “Vista”, “Herramientas”, “Ventana” o “Ayuda”; así como otras específicas para el diseño y simulación de estas estructuras, que son las siguientes:

- “Project”: Fundamentalmente nos permite crear y definir un nuevo diseño dentro de nuestro proyecto, es decir, una nueva estructura en una ventana independiente.
- “Draw”: Incluye cualquier comando relacionado con el diseño de las estructuras, ya sea la creación de cajas, cilindros, poliedros regulares, esferas, conos, o superficies con una forma determinada. Combinando estas estructuras simples podemos definir cualquier tipo de estructura más compleja.
- “Modeler”: Nos permite aplicar acciones sobre las estructuras creadas, es decir, modelarlas para determinar una forma más compleja. Destacan las opciones para determinar las vistas de la pieza, así como los planos de referencia; o para determinar las unidades y realizar medidas sobre el esquema; pero sobre todo destaca la opción “Boolean”, que sirve para interconectar estructuras simples realizando las siguientes opciones:
 - “Unite”: Unir diversas geometrías que se encuentran en contacto por alguna de sus caras, creando una sola forma uniforme del mismo material.
 - “Subtract”: Extraer de una pieza una parte menor definida mediante otra estructura (por ejemplo, de dos cilindros concéntricos extraer el de menor radio para crear una tubería).
 - “Split”: Dividir una estructura en otras de forma más primitiva.
 - “Intersect”: Mantiene únicamente las partes de dos estructuras que se solapan.

- “Sweep”: Convierte una forma primitiva en 2D, en un sólido mediante un barrido a lo largo de un vector o un eje.
 - “Connect”: Une dos estructuras 2D.
 - “Section”: Genera secciones transversales en 2D sobre superficies en 3D.
- “HFSS”: Es el menú principal que permite realizar las diferentes opciones de control de la simulación. Destacan las opciones para definir las condiciones de contorno de los planos o caras del modelo y las excitaciones, que se detallarán a continuación; permitiendo además obtener los diagramas de radiación y el mallado empleado para determinar la solución del problema planteado. También se definen los parámetros frecuenciales de la simulación, tanto la frecuencia central empleada, como los barridos frecuenciales que se desean resolver. Por último, destacan las opciones para visualizar en una lista todas las condiciones definidas en el diseño, así como un control de errores para determinar si hemos definido mal alguno de estos parámetros, y la ejecución de la simulación propiamente dicha. Una vez determinado todo lo anterior, desde este mismo menú podemos acceder a los resultados obtenidos, creando diversas gráficas con las curvas correspondientes, tanto en 2D como en 3D; o exportando los resultados en un archivo para un uso posterior.

Las condiciones de contorno antes mencionadas son fundamentales para hallar una solución a las ecuaciones de Maxwell, ya que se derivan de ellas de manera diferencial para obtener la ecuación de ondas, asumiendo que los vectores de campo tienen distribución continua en las celdas diferenciales de la superficie, sin embargo en las fronteras de los elementos geométricos, las superficies presentan discontinuidades y las derivadas no se pueden realizar, por lo que estas condiciones determinan el comportamiento en los límites discontinuos. Es necesario ser consciente de si es necesario o no definirlos ya que reducen la complejidad del modelo, pero si no son apropiadas para la simulación y se emplean de modo inadecuado, pueden dar lugar a errores en los resultados. Los diferentes tipos que podemos encontrarnos son los siguientes:

- Conductor eléctrico perfecto (Perfect E): El campo eléctrico, E , se ve forzado a propagarse perpendicular a la superficie. Cabe destacar que cualquier superficie en contacto con el fondo del área de diseño se ve definida por defecto como “Perfect E”, así mismo también el material PEC (Perfect Electric Conductor) posee estas características.

- Conductor magnético perfecto (Perfect H): Fuerza el campo eléctrico, E , a propagarse tangencialmente a la superficie.
- Conductividad finita (Finite Conductivity): Permite definir la superficie de un objeto como un conductor imperfecto con pérdidas, introduciendo el valor de las mismas en Siemens/m.
- Impedancia (Impedance): Una superficie resistiva que calcula el comportamiento del campo y las pérdidas empleando fórmulas analíticas. Se introduce la impedancia como $R_s + jX_s$ (resistencia + j *reactancia).
- Impedancia en capas (Layered Impedance): En una estructura con múltiples capas finas, estas se pueden modelar como una superficie con impedancia.
- Conjunto RLC (Lumped RLC): Una combinación en paralelo de una resistencia, una inductancia y un condensador.
- Plano de tierra infinito (Infinite Ground Plane): Es un plano infinito que puede ser conductor eléctrico perfecto, con conductividad finita o condición de contorno como impedancia. Este plano de tierra actúa como una barrera para las ondas, en el caso de que no deseemos que se propaguen a través de él.
- Radiación (Radiation): Se trata de una superficie modelada de manera abierta, eléctricamente hablando, para que las ondas se radien fuera de la estructura, creando una simulación en campo lejano.
- Simetría (Symmetry): Representa un plano de simetría como si fuese un conductor eléctrico o magnético perfecto. Permite modelar solo una parte de la estructura, por ejemplo en figuras relativamente complejas, pudiendo aplicar estas condiciones de contorno para simular una estructura simétrica con respecto al plano definido. Debe tenerse en cuenta que el plano definido debe cortar también simétricamente un puerto del diseño, para no variar las condiciones de potencia, voltaje y corriente en el modelo.
- Maestro/Esclavo (Master/Slave): Permite modelar planos periódicos donde la estructura se repita de manera idéntica. Es de gran utilidad en los casos de reflectarrays y superficies FSS, como se tratará en este trabajo. El funcionamiento de estas condiciones consiste en definir una estructura como "Master" y el espacio que ocuparía toda la superficie que queremos modelar sería el "Slave", por lo que se identifican los puntos del campo eléctrico de la parte "Slave" con el correspondiente en la figura "Master" definida. Cabe

destacar la necesidad de que la geometría de los dos elementos definidos en este caso sea proporcional una con respecto de la otra.

Hasta ahora hemos descrito las condiciones de contorno que se deben tener en cuenta a la hora de modelar nuestro diseño de cara a la simulación, pero además de esto, están los “Wave Ports”, que se encargan de simular el flujo de energía entrante o saliente de la estructura, calculando los parámetros S , la constante de propagación o la impedancia característica. Estos puertos se deben asignar a la superficie plana del diseño que deseamos que actúe como entrada o salida de la energía, y en cada punto de esa superficie se resolverán las ecuaciones de Maxwell, haciéndolo también para cada frecuencia designada en el barrido. Se debe tener en cuenta que el programa asume una sección uniforme de las mismas dimensiones que el Wave Port entre este mismo y la estructura a medir, es decir, no se puede asignar, por ejemplo, en la base de un cono, ya que habría que extender la base en forma cilíndrica hasta el Wave Port. Esto último es necesario realizarlo con una longitud uniforme suficiente que permita que los modos no propagantes decaigan, para asegurar resultados más depurados, y que no sea necesario incluir los efectos de esos modos de orden superior en la simulación.

En nuestro caso, para aplicar toda esta teoría a nuestro trabajo, lo primero que realizamos fue la simulación de los parámetros S de una guía de onda $\lambda/4$ que se midió previamente con el analizador de redes. Con esto pretendemos una primera toma de contacto con el software presentado, obteniendo unos resultados de una pieza conocida. Para ello, seguimos el siguiente procedimiento:

- En primer lugar se crea un nuevo proyecto para efectuar el diseño HFSS de la guía con unas dimensiones de 22.86x10.16 mm y una profundidad de 9.765 mm, como se observa en la Figura 2.12.

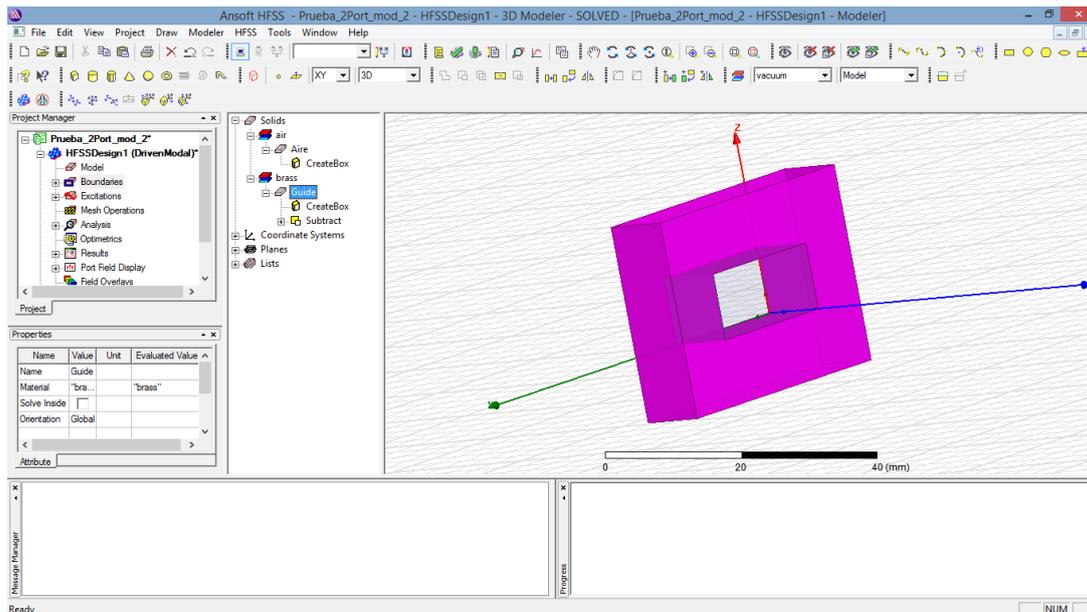


Figura 2.12. Diseño inicial de la guía $\lambda/4$.

El material definido para la parte sólida de la guía es latón, para intentar simular el material original de la misma. La forma interior está desarrollada a partir de dos cubos rectangulares, uno de ellos dando forma a la parte exterior y otro a la cavidad interior, definidos mediante las coordenadas de un punto inicial y de sus correspondientes incrementos en cada eje. Después de esto, extraemos este último cubo del primero, obteniendo así una única estructura con esta forma y del material ya citado, que hemos seleccionado de la lista de materiales proporcionada por el programa.

- A continuación, definimos las condiciones de contorno de las paredes interiores de la guía. Para ello, empleando la selección por caras que posee el programa, seleccionamos únicamente las cuatro caras interiores una a una, y las definimos como conductores eléctricos perfectos, para que se propague el modo fundamental TE_{10} que nos interesa.
- Así mismo, debemos definir la parte interior de la guía como aire, para simular la propagación real en su interior. Para ello creamos un rectángulo que ocupa dicho espacio y lo definimos con el material indicado seleccionándolo de la lista.
- Por último, antes de proceder con la simulación es necesario definir los puertos por los que se excitará la pieza y desde los que se obtendrán los resultados deseados. Para realizar esto, seleccionamos la cara del cubo definido como aire que delimita una de las salidas de la guía y la definimos como "Wave Port". Realizamos lo mismo con la otra salida, obteniendo así los dos planos de referencia desde los que obtendremos los resultados de los parámetros S de

dicha guía. En la Figura 2.13 observamos la posición del puerto 2, siendo idéntica, pero en la otra salida, la del puerto 1.

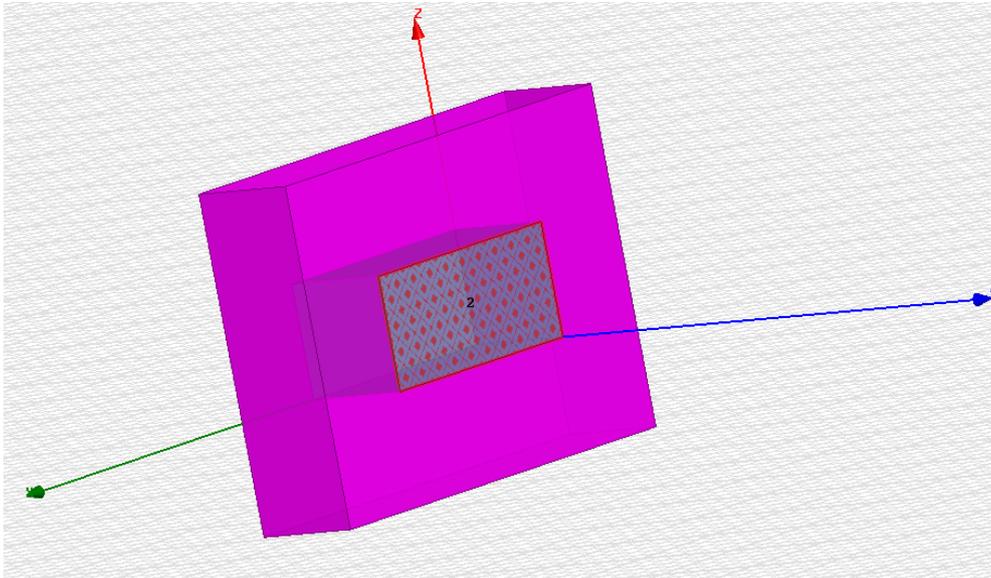


Figura 2.13. Situación del “Wave Port” 2.

- Una vez definido esto, es necesario tener en cuenta la frecuencia central a la que se realiza la simulación, así como el barrido de frecuencias que queremos. En nuestro caso, vamos a realizar un barrido desde 8.2 GHz hasta 12 GHz, analizando 90 puntos intermedios, y como frecuencia central definimos 10 GHz.
- Una vez definidos todos los parámetros, realizamos la validación del esquemático (figura 2.14), y analizamos la misma. En el siguiente apartado mostramos los resultados obtenidos y una comparativa de los mismos con los de Matlab.

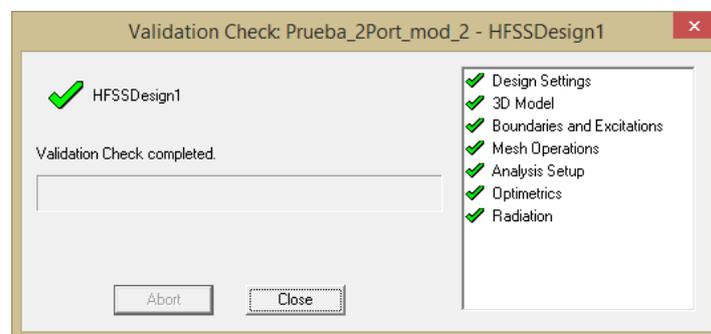


Figura 2.14. Validación del esquemático.

2.5 Resultados obtenidos. Comparativa.

Una vez hemos aprendido a modelar y simular las figuras deseadas, es necesario representar y analizar los datos obtenidos. En el primer caso empleamos MATLAB para desarrollar una aplicación que nos mostrase de manera gráfica los resultados que deseamos. Concretamente, vamos a analizar los parámetros S medidos con el analizador de redes. En la figura 2.15 se muestra el resultado del valor absoluto de los mismos.

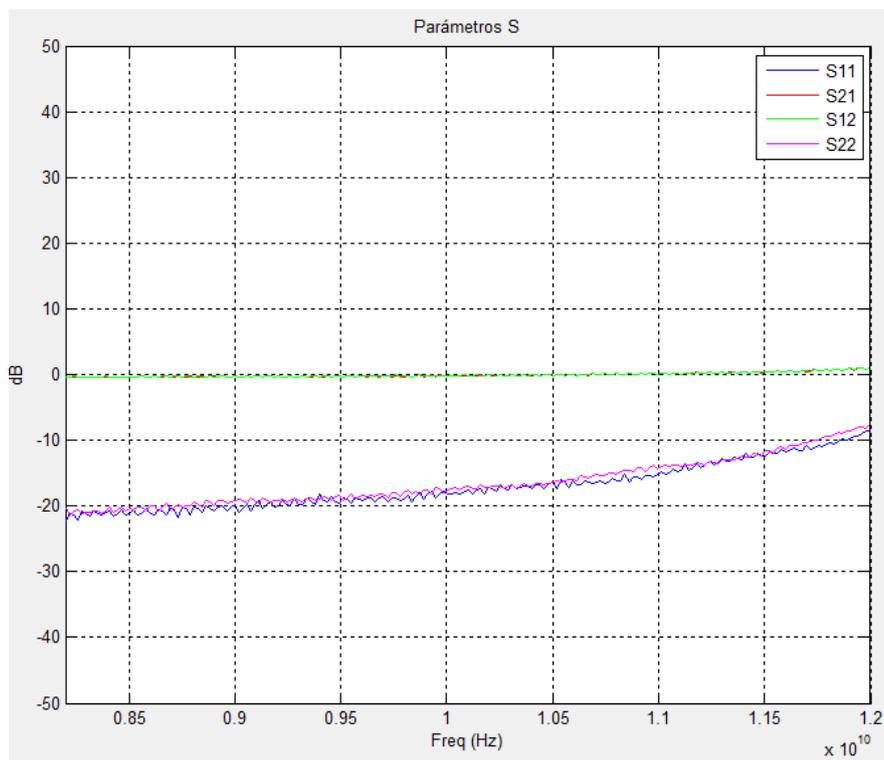


Figura 2.15. Valor absoluto de los parámetros S medidos.

Lo primero que observamos aquí son los parámetros S_{21} y S_{12} totalmente planos en 0 dB. Para esto debemos recordar que el S_{21} representa la ganancia del elemento medido, es decir, la potencia transmitida por la puerta 2 que ha sido aplicada por la 1; así mismo, el S_{12} representa el inverso del anterior. Por lo tanto, observando este resultado podemos deducir que se trata de un elemento que no aporta ganancia al sistema porque permanecen constantes en 0 dB, pero que no produce pérdidas. Por otro lado, tenemos los parámetros S_{11} y S_{22} que representan la potencia reflejada en cada una de las puertas, como observamos se mantienen en un rango ascendente desde -22.33 dB hasta -8.5 dB, por lo que hay un incremento de 13.8 dB desde la frecuencia más baja hasta la más alta, pero aun así, observamos que se trata de unos valores de potencia muy bajos, por lo

que la potencia reflejada en las puertas es pequeña, luego podemos confirmar que esta guía de onda representa una carga adaptada.

Así mismo, podemos observar en la figura 2.16 la fase de los mismos parámetros, y observamos un cambio de fase progresivo desde $+180^\circ$ hasta -180° en los parámetros S_{11} y S_{22} , pero siendo inversos uno del otro. Por otro lado, el S_{21} y S_{12} van decayendo desde -52.92° hasta -105.19° .

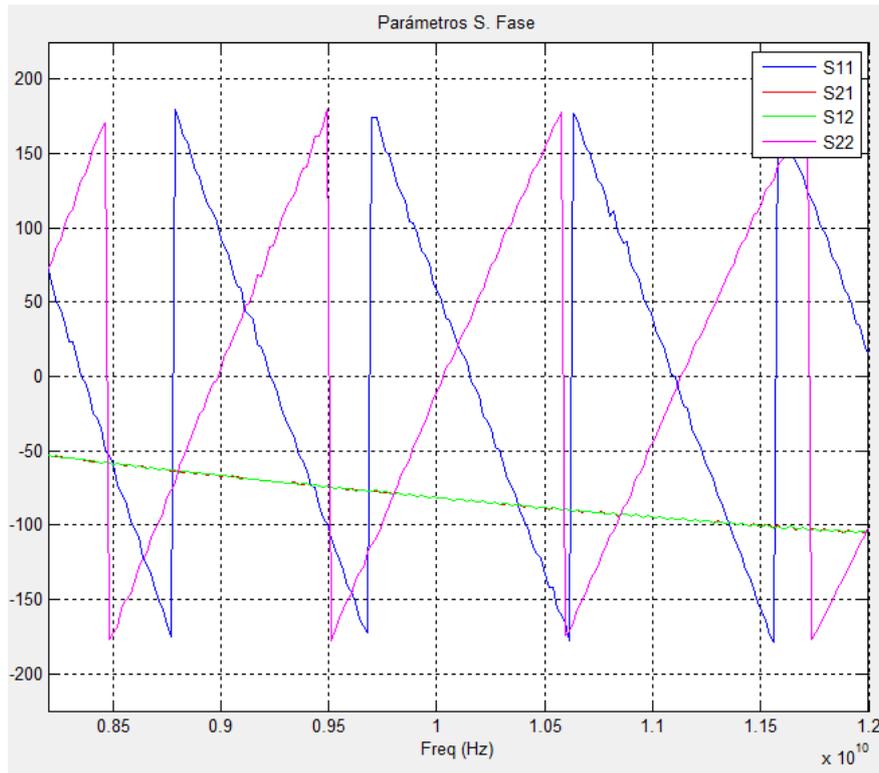


Figura 2.16. Fase de los parámetros S medidos.

Ahora realizaremos el mismo procedimiento para la simulación obtenida con HFSS. Obtenemos dos gráficas a partir de la simulación realizada anteriormente. En primer lugar mostramos el valor absoluto de los parámetros en la figura 2.17.

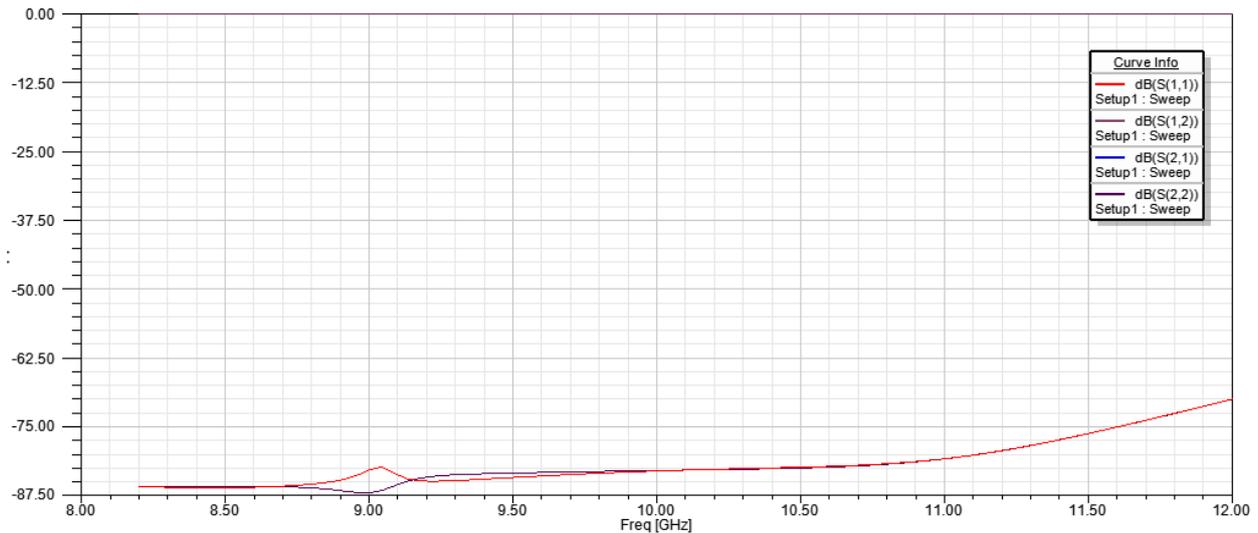


Figura 2.17. Parámetros S simulados con HFSS.

En este caso, comprobamos que los parámetros S_{12} y S_{21} permanecen a 0 dB como en el caso de la medida real, y los parámetros S_{11} y S_{22} van desde -85.19 dB hasta -69.94 dB, es decir, 15.96 dB por lo que se aproxima al valor obtenido en la medida real en cuanto al crecimiento de las curvas. Sin embargo, observamos que los valores de potencia de estos dos últimos parámetros son mucho más bajos que los de las medidas reales. Esto es debido a que estamos simulando una guía de onda ideal con paredes internas definidas como conductores eléctricos perfectos, por lo que es admisible que las potencias reflejadas en las puertas sean mucho menos, pero aun así, en términos de potencia observamos que el comportamiento es muy similar.

Por otro lado, tenemos la fase de estos parámetros, que se muestra en la figura 2.18. Observamos que el S_{12} y el S_{21} van decayendo desde -56.18° hasta -114.66° , unos valores algo inferiores a los obtenidos con el analizador de redes, pero en los que también observamos un comportamiento muy similar. Sin embargo, por otro lado vemos que los parámetros S_{11} y S_{22} no parece que tengan un comportamiento similar, aunque sí que se producen unos cambios desde -180° a 180° en el S_{22} .

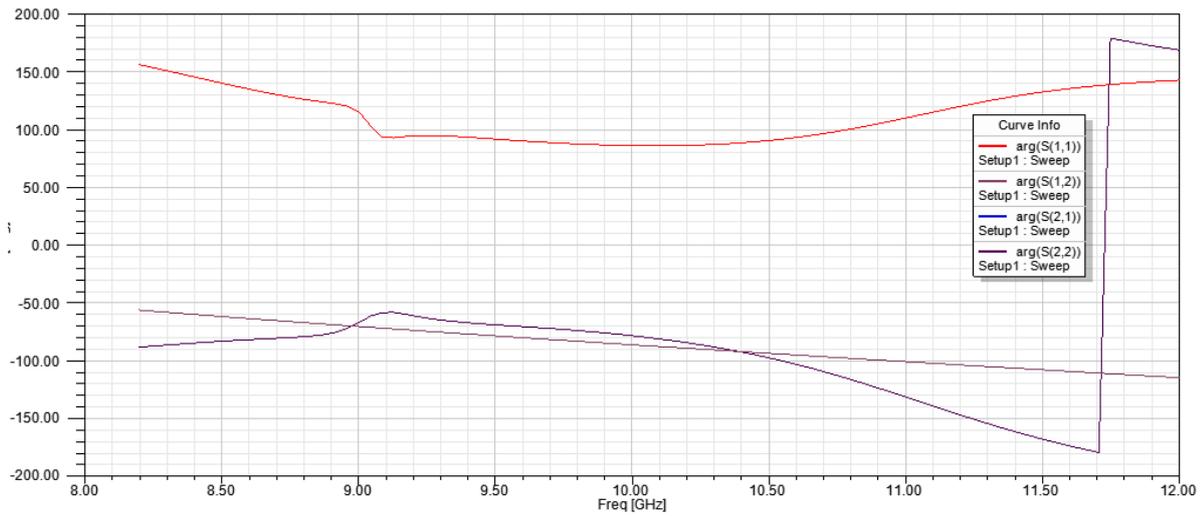


Figura 2.18. Fase de los parámetros S simulados.

Como ya hemos dicho antes, aparte de obtener una representación gráfica de los resultados, podemos exportar los resultados de cada gráfica en su correspondiente archivo .txt donde se ordenan por columnas las frecuencias analizadas y los módulos o fases de los parámetros, obteniendo un archivo similar al extraído del analizador de redes.

3 Método de análisis propuesto.

3.1 Antenas Reflectarrays-FSS.

En primer lugar, vamos a introducir el concepto de Reflectarrays [15], ya que se trata de un elemento que se alimenta directamente para obtener un diagrama de radiación determinado. Este tipo de estructuras se comenzó a utilizar en la década de los 60 mediante un conjunto de guías de onda, cada una de diferente longitud y que estaban abiertas por una puerta que recibía la señal para que se reflejase en un cortocircuito en la otra puerta y variar así las fases de las ondas. Sin embargo los diseños actuales son bastante más recientes, evitando antenas tan grandes y pesadas, ya que fue a finales de 1980 cuando se empezaron a desarrollar las antenas impresas directamente en un sustrato al desarrollarse las técnicas microstrip. Este tipo de elementos nos permite afrontar el problema de las antenas de alta ganancia, por ejemplo en aplicaciones radar a larga distancia que hasta hace poco era algo insalvable, ya que el uso de antenas parabólicas con superficie curva hacía difícil que se pudieran hacer diseños a altas frecuencias de microondas.

Fue ya a principios de los años 2000 cuando se empezaron a mejorar técnicas que permitían diseñar antenas con mejores prestaciones, aumentando el ancho de banda de las mismas, empleando, por ejemplo, múltiples capas de parches para formar la estructura. También se mejoraron las técnicas para que la estructura reflectarray amplificase la señal, y para ello es necesario que cada parche de la estructura reciba la señal a amplificar para pasarla a través de un amplificador integrado en el mismo, y después la retransmita.

Disponemos de una superficie plana basada en un sustrato sobre el que se imprimirán una serie de formas geométricas que poseen las características deseadas para radiar tal y como se precisa, siendo alimentado cada elemento para ajustar su fase y la forma del diagrama de radiación. Así mismo, podemos identificar el escaso ancho de banda que se manejaba con este tipo de elementos, ya que no permitían su uso en amplios barridos frecuenciales, aunque actualmente se va solventando este problema.

En cuanto a los equipos que componen este tipo de sistemas, en primer lugar, disponemos de la estructura diseñada impresa sobre el sustrato, cuyas formas más básicas podemos observar en la Figura 3.1, ya que todas ellas aportan frentes de fase plano, ya sean los parches microstrip con líneas de retardo de fase de tamaño variable (a), dipolos o anillos con diferentes impedancias para compensar las fases (b), parches de tamaño variable (c) o variaciones angulares de los anteriores (d). Estos elementos

impresos pueden estar formados también por un plano de masa metálico en la otra cara del sustrato, siendo aplicables a cualquier tipo de polarización empleada en la antena que los alimenta (elíptica, lineal o circular).

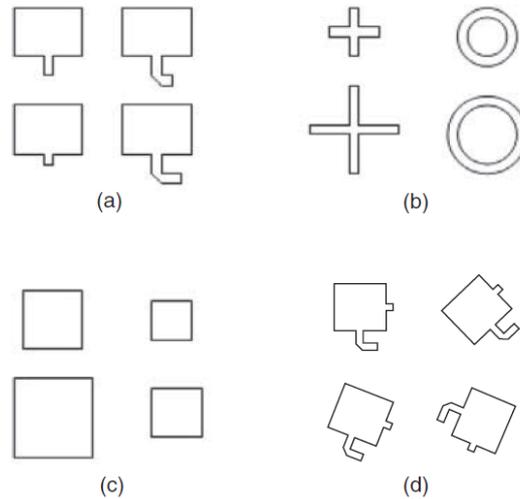


Figura 3.1. Ejemplo de diferentes elementos impresos en un Reflectarray.

Por otro lado también es necesaria una antena emisora independiente que ilumina dicha placa para alimentarla y obtener el efecto deseado mediante un nuevo radiado de la señal. Esto se obtiene porque ha habido en la señal incidente una dispersión del campo con las fases requeridas, como se observa en la Figura 3.2. [16], dicha dispersión genera un frente de fase plano en campo lejano, por lo que las fases que introduce cada elemento del array por separado están diseñadas para compensar independientemente unos de otros los diferentes canales que observan con respecto a la fuente que los ilumina.

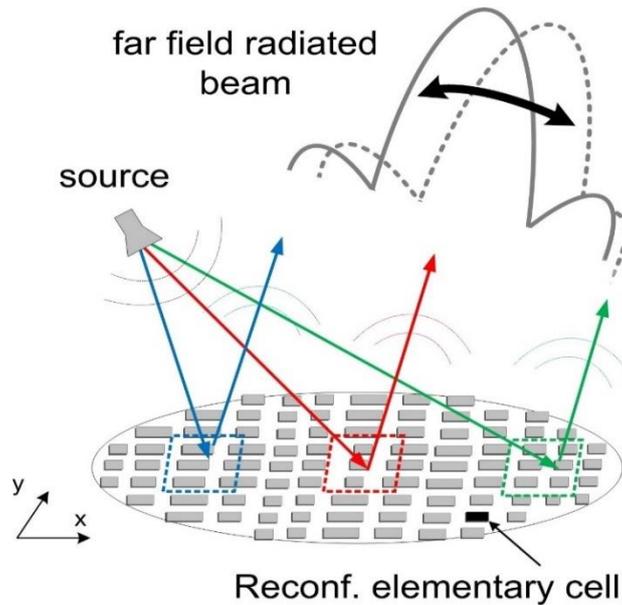


Figura 3.2. Esquema básico de funcionamiento. Antena emisora, reflectarray y diagrama de radiación.

El impulso que se le da al desarrollo de este sistema reside en lograr superficies poco reflectantes, de poco peso y fáciles de fabricar con poco coste económico, sobre todo si se pretenden fabricar en grandes cantidades. Así mismo, se ha conseguido obtener una gran eficiencia, superior al 50%, para un gran abanico de frecuencias, así como muy pocas pérdidas de inserción, obteniendo buenas adaptaciones. Lo mismo ocurre con el ángulo de apertura de radiación, ya que se pueden superar los 50° , consiguiendo muy buenos contornos de la forma del haz, pudiéndose añadir también elementos electrónicos de bajas pérdidas que cambian las fases variando la anchura y el ángulo del haz radiado. Además de esto, podemos conseguir un haz múltiple añadiendo varias antenas emisoras en el foco de la estructura. Con todo esto hemos conseguido solventar las altas pérdidas que se producían al formar este tipo de haz de radiación, así como el alto coste de los módulos amplificadores para transmisores y receptores de las antenas convencionales.

Aparte de las ventajas anteriores, también es importante destacar la reducción del peso del sistema, por lo que es necesaria una estructura de sujeción mucho más simple y fiable que en las antenas parabólicas convencionales, siendo posible también ser incorporada a sistemas tradicionales ya montados sin que sea necesario variar las estructuras anteriores.

En cuanto a las desventajas y principales problemas que podemos encontrar en el empleo de estas estructuras, cabe decir que poseen un estrecho ancho de banda, de alrededor de un 10%. Esto suele estar limitado por los dos factores siguientes:

- El ancho de banda de los parches microstrip: El ancho de banda total se ve limitado por las características de cada elemento del diseño, ya que estos parches suelen tener un ancho de banda entre un 3 y un 5%, y para conseguir un mayor abanico es necesario emplear substratos más espesos, concatenar múltiples diseños de arrays separados mediante substratos y el plano de masa metálico en último lugar para formar una antena reflectarray más compleja, como lo mostrado a la izquierda de la Figura 3.3, o rotar secuencialmente los parches que forman el array como en la imagen derecha de la Figura 3.3, pudiéndose obtener anchos de banda de hasta un 15%.

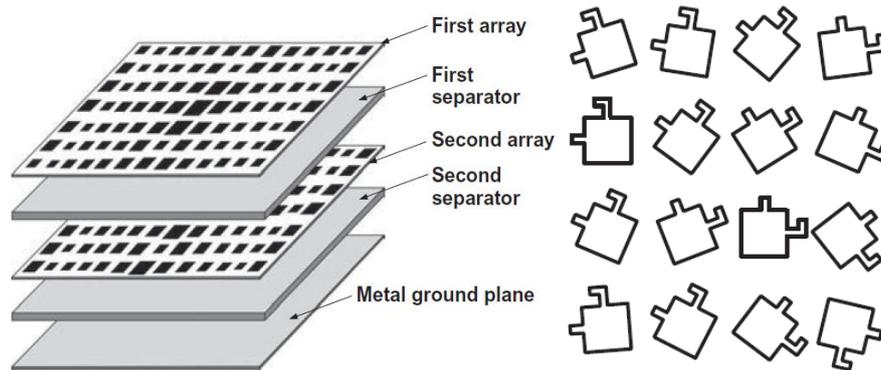


Figura 3.3. Múltiples capas formando una estructura reflectarray (izquierda). Rotación angular de los parches (derecha).

- Los retardos de fase causados por las diferencias espaciales: A medida que vamos recorriendo los parches de la estructura y nos vamos separando de la perpendicular que se forma con la antena emisora que lo ilumina, observamos que los caminos recorridos por la señal entre la antena y cada parche impreso van aumentando su longitud (diferencias entre S_1 y S_2), creándose una diferencia de longitud entre el camino más corto y el más largo (ΔS), que puede ser considerable, llegando a ser un múltiplo de la longitud de onda de la frecuencia central de la señal y afectando a las características del sistema, como se observa en la Figura 3.4. Este incremento proporcional en la distancia puede ser compensado a la hora de diseñar los parches del reflectarray, ya que se pueden crear compensaciones de la fase para cada elemento diseñado al variar el tamaño del mismo y las longitudes de las líneas. Cuando las diferencias son muy grandes y no son aplicables este tipo de soluciones, únicamente se puede intentar aumentar la distancia entre la antena emisora y el reflectarray para minimizar las diferencias espaciales de los caminos, o simplemente evitar usar reflectarrays con grandes diámetros.

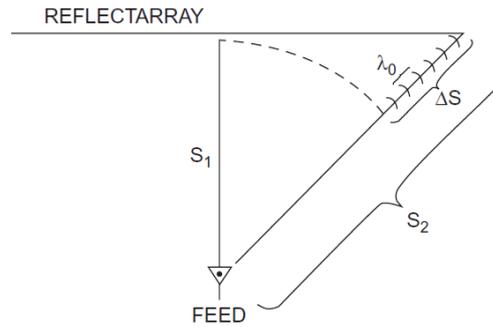


Figura 3.4. Diferencia de longitud de los diversos caminos recorridos por la señal.

Otra posibilidad es emplear reflectarrays curvos con forma cóncava hechos a base de superficies planas unidas a trozos, obteniendo ventajas con respecto a una antena parabólica, ya que se puede obtener un diagrama de radiación bastante ancho.

3.2 Desarrollo del trabajo.

Como ya se ha mencionado anteriormente, este Trabajo pretende desarrollar una parte propuesta en el proyecto “Diseño optimizado y medida de antenas y dispositivos basados en estructuras periódicas (TEC2012-33321)” del grupo GISAR del departamento de Ingeniería de Comunicaciones. El objetivo principal del proyecto reside en desarrollar herramientas software que permitan diseñar de manera optimizada antenas reflectarray. Se trata de unas antenas anteriormente descritas, diseñadas para trabajar en banda X, y con el software se pretende validar los resultados obtenidos mediante prototipos medidos previamente. La intención es caracterizar unas muestras de este tipo de antenas mediante una guía de onda, y comprobar así de manera experimental el funcionamiento de la estructura periódica completa, ahorrando tiempo y material en la fabricación de los elementos completos solamente para experimentar.

Por lo tanto, en cuanto a lo que se refiere a este Trabajo, podemos diferenciar tres puntos clave: Proceso de medida, Prototipos y Simulaciones propuestos; que servirán para proponer las guías de elaboración de medidas y simulaciones de parches reflectarray y que permitan extrapolar los resultados para el correcto diseño de antenas completas. En los apartados siguientes se definirán dichos puntos detalladamente.

3.2.1 Medidas.

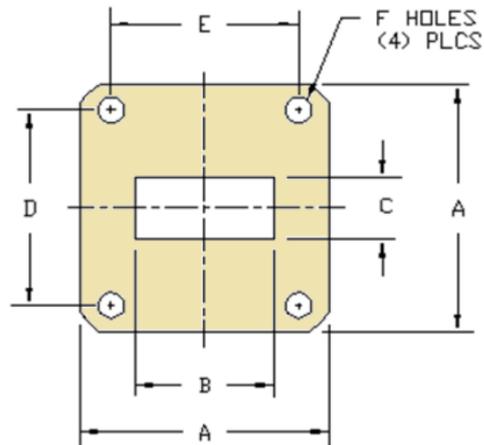
Como ya se ha ido haciendo referencia en capítulos anteriores, uno de los pasos esenciales que se debe realizar para caracterizar un elemento diseñado, es la medida de un prototipo, lo que implica una serie de técnicas que nos permitan obtener de manera numérica el comportamiento del mismo.

En nuestro caso pretendemos medir los Parámetros de scattering (S_{ij}) de una celda unidad de una antena FSS. Para ello ya hemos mencionado que nuestra intención es introducir dicha celda dentro de una guía de onda, situándola en el centro de la misma, para analizar sus parámetros mediante el analizador de redes, y así poder extrapolar el comportamiento a la superficie periódica completa de la antena FSS.

Hemos analizado en las pruebas previas la importancia de realizar una correcta calibración del analizador de redes, para corregir todos los errores introducidos por los componentes internos del equipo, los cables y conectores empleados, y de esta manera situar el plano de referencia de los Parámetros S en los terminales que se conectan directamente a la guía de onda desde la que deseamos medir. En nuestro caso ya hemos descrito que se empleará un analizador de redes E8362A de Agilent Technologies, como hicimos para medir la guía $\lambda/4$ y comprobar que el procedimiento seguido proporcionaba los resultados correctos.

Así mismo, se debe emplear para desarrollar esta parte el kit de calibración anteriormente mencionado, el 7007H de Maury Microwave Corporation, utilizándolo para realizar una calibración TRL mediante conexión directa de las puertas, la reflexión con un cortocircuito, y la línea de transmisión $\lambda/4$ como carga adaptada. El rango de frecuencias que deseamos analizar será el mismo, de 8.2 GHz a 12 GHz.

Para el desarrollo de esta parte es necesario adquirir los componentes de dicho kit de calibración, por lo que ya se ha procedido a la compra de las dos transiciones de guías de onda WR90 a cable coaxial. De igual manera, para la fabricación de la guía $\lambda/4$ estuvimos reunidos con la empresa UTILMEC, S.L., ubicada en el polígono industrial La Yesera, en Parbayón, por lo que se puede adquirir dicho material en Cantabria, invirtiendo en las empresas de la zona. Los parámetros de calidad acordados para fabricar la pieza consisten en un perfil cuadrado de latón, en el que se realiza la cavidad de la guía con dimensiones 22.56x10.16mm, mediante una técnica de hilo que permite obtener en las esquinas de la misma una precisión de hasta 0.2mm. Así mismo, la pieza que actúa como cortocircuito es una chapa del mismo material, con los correspondientes agujeros de sujeción, por lo que no requiere tampoco una complicada fabricación. En la Figura 3.5 se observa el esquema básico de la guía de onda WR90 empleada.



Todas las medidas están en cm.

A	B	C	D	E	F (diámetro)
4,1402	2,286	1,016	3,2512	3,0988	0,42926

Figura 3.5. Esquema de la guía de onda WR90.

Cabe destacar también la fabricación de la celda unidad que se empleará, ya que se puede realizar en el departamento del mismo edificio de I+D+I de Ingeniería de Telecomunicación de la Universidad, mediante los substratos y materiales ya adquiridos para ello.

En el proceso de medida, una vez se realiza el calibrado del analizador de redes mediante las técnicas ya explicadas, se procede a introducir la celda unidad fabricada en la guía, así como a conectar lo mismo al equipo. Una vez visualizados los resultados, se procede igual que con las pruebas previas, exportándolos a un archivo .s2p que se podrá leer a continuación con Matlab para operar con los datos numéricos y visualizarlos de manera gráfica.

3.2.2 Prototipos.

Una vez calibrado el equipo, procedemos a la descripción de los prototipos que se desean medir. Se trata de diseñar geometrías resonantes como las ya explicadas, que se ven en la Figura 3.6, pero en nuestro caso no analizaremos el diagrama de radiación de la estructura, sino que nos basaremos en la potencia incidente y en la radiada, esperando obtener como respuesta un rechazo frecuencial profundo y rápido en la zona central del barrido que deseamos realizar, así como un cambio de fase de $+180^\circ$ a -180° , pasando por 0 en el punto mínimo del rechazo.

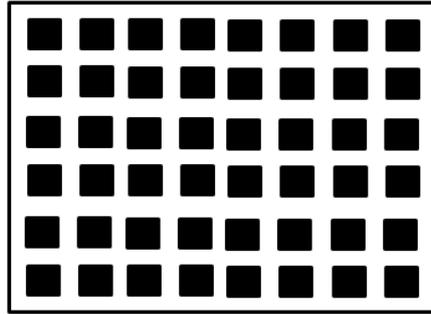


Figura 3.6. Esquema del resultado final de la antena reflectarray deseada.

Una cosa básica para establecer si los prototipos cumplen las especificaciones requeridas reside en la elección del tamaño de los parches [17], ya que esto determinará el comportamiento frecuencial de la estructura, intentando analizar el campo dispersado por la misma. En nuestro caso ensayaremos con parches cuadrados de manera que dentro de la guía de onda WR90 podamos situar dos parches, uno junto a otro, para realizar las medidas. Intentamos simular una estructura periódica, por lo que pretendemos que entre el conductor situado en el centro del sustrato y los bordes del mismo haya el espacio suficiente para asegurar la periodicidad descrita. En este caso también realizamos un diseño con una placa metálica cubriendo la cara posterior de la antena reflectarray. También omitiremos el hecho de que en los bordes de la estructura el campo reflejado no se comporta igual debido a que termina la periodicidad del diseño.

Hemos partido de un diseño en el que cada celda unidad tendrá unas dimensiones totales de 11.43x10.16 mm, donde por la cara frontal se imprimirá el parche que variará de tamaño con las simulaciones, y por la cara posterior una lámina metálica que cubrirá toda esa superficie de la antena. En la Figura 3.7 se muestra el diseño básico con el cuadrado interior con los cuatro lados de la misma longitud.

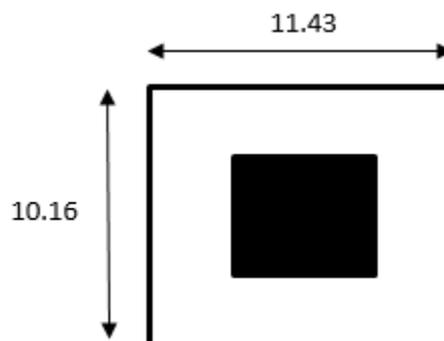


Figura 3.7. Esquema básico de una celda unidad.

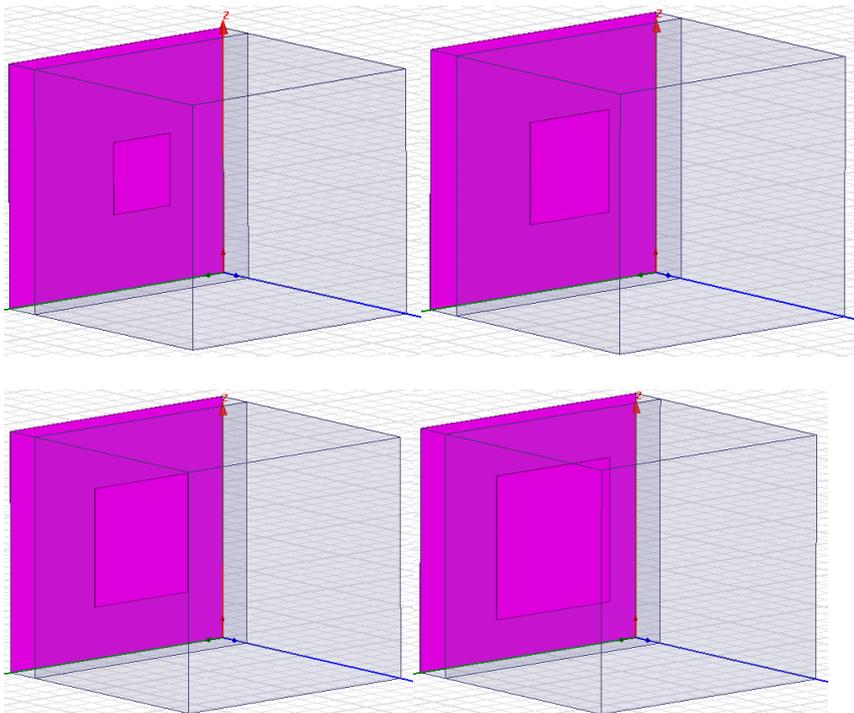
Dicho prototipo se puede mecanizar en la escuela, con un sustrato de ARLON 25N, que posee una permitividad relativa $\epsilon_r = 3.38 \pm 0.06$, con un espesor $h=0.06''=1.536$ mm. El metal de ambas caras es el mismo, pudiéndose fabricar en cobre.

3.2.3 Simulación. Resultados.

Haciendo uso del software HFSS que empleamos para simular la guía $\lambda/4$ pretendemos ensayar diferentes geometrías resonantes para intentar conseguir la respuesta deseada.

Hemos definido el parche como una caja con las medidas $11.43 \times 10.16 \times 1.536$ mm, y cuyo material es ARLON 25N, que se ha añadido como nuevo material de la librería con las características deseadas. A continuación se define en el centro de la cara delantera el cuadrado de cobre, definido con un espesor de 0.035mm. Lo mismo se hace en la cara posterior, solo que el cobre ocupa toda la superficie de la celda unidad.

Para hacer pruebas e intentar obtener resultados similares a los esperados hemos simulado 6 tipos de celdas unidad, dependiendo de las dimensiones del lado del cuadrado central. Hemos probado con 3, 4, 5, 6, 7 y 9 mm de lado. En la Figura 3.8 se muestran los diseños de las diversas configuraciones empleadas, aumentando los lados del elemento de cobre central.



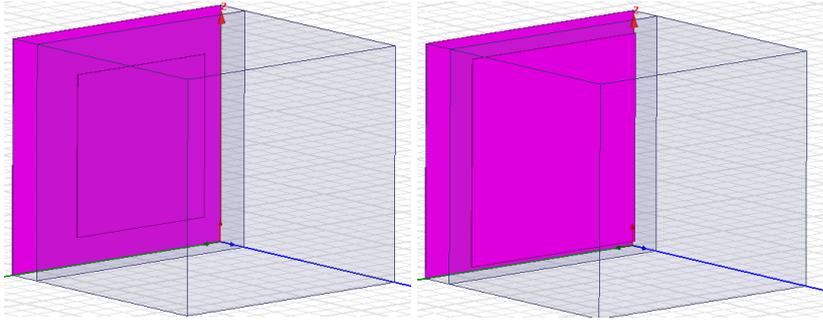


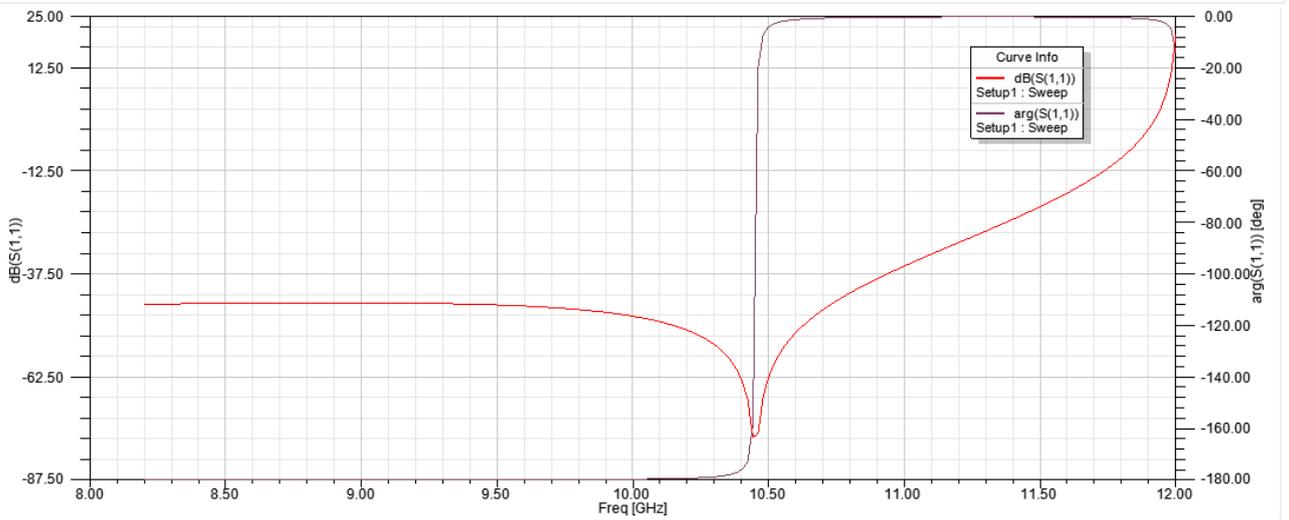
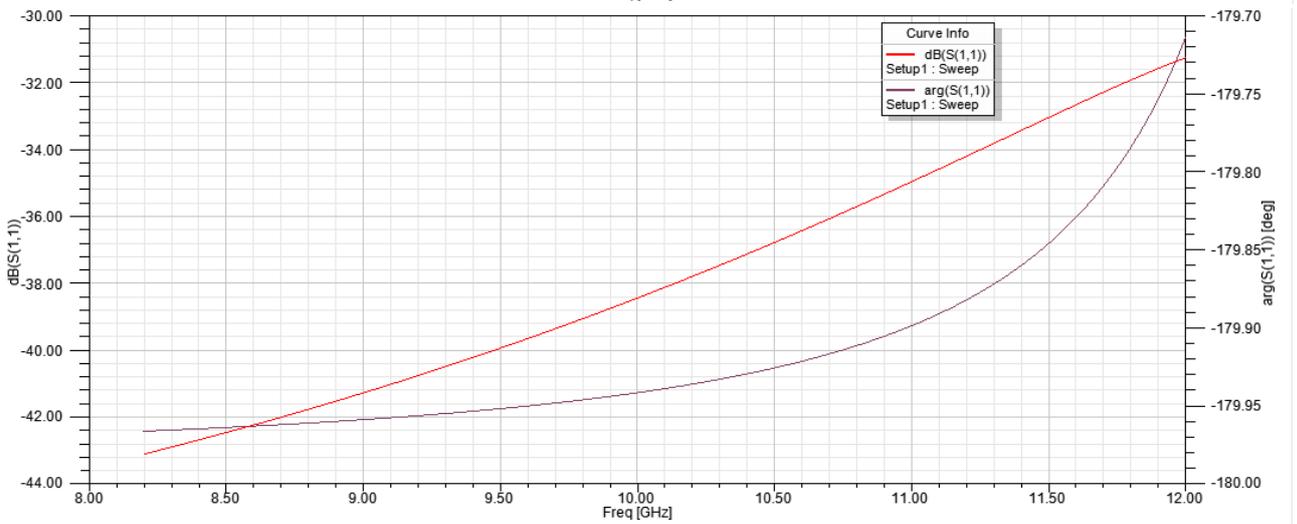
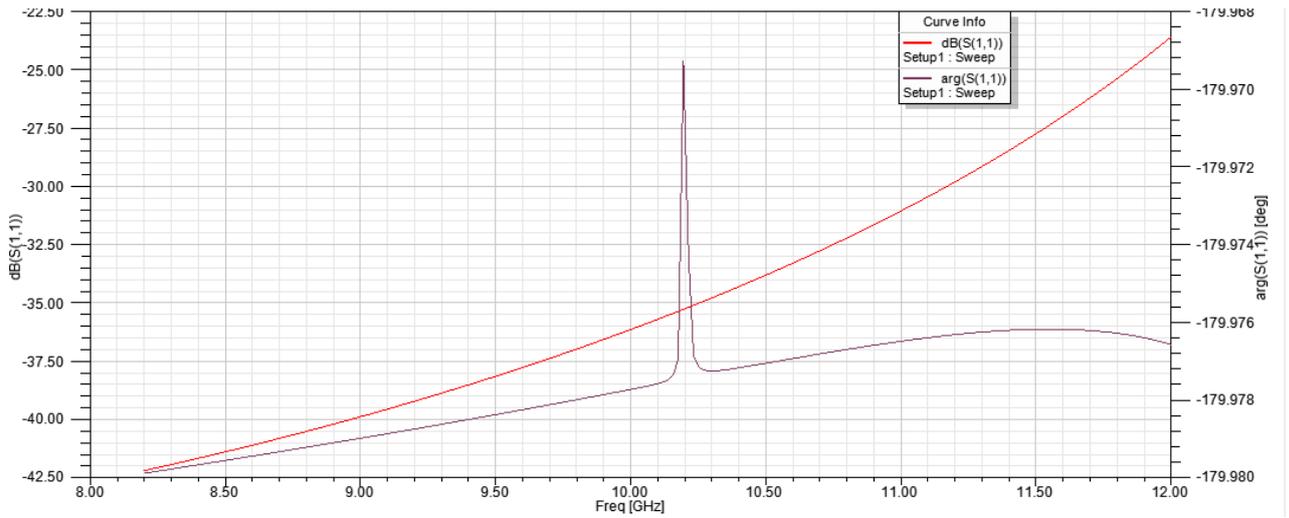
Figura 3.8. Configuraciones empleadas dependiendo del tamaño del parche cuadrado (3, 4, 5, 6, 7, 9 mm).

Como nos interesa observar el parámetro S_{11} de cada celda, es decir, la potencia incidente que se ve reflejada por la misma, hemos realizado una separación entre la celda y el Wave Port de medida de una longitud $\lambda/4$, relleno dicho espacio con aire. Si deseásemos obtener alguno de los demás Parámetros S, únicamente deberíamos situar otro Wave Port en la parte posterior de la estructura, separado una distancia como la de la excitación ya colocada.

Siguiendo el procedimiento de simulación, una vez definida la estructura y los materiales de cada elemento, definimos el Wave Port en el plano de aire paralelo a la celda unidad, que actuará como excitación y plano de medida para analizar los resultados. Así mismo, también definimos la frecuencia central y el rango de frecuencias que queremos observar en la simulación.

Validados los pasos anteriores, se procede a analizar el diseño para observar los resultados. En la Figura 3.9 se representa gráficamente el parámetro S_{11} correspondiente a cada celda unidad de la figura anterior, expresando el módulo del mismo en el eje vertical izquierdo, y la fase en el eje derecho. Se observan las curvas en el mismo orden que los parches en la figura superior.

Diseño de un sistema de caracterización de celdas periódicas en guía de onda.



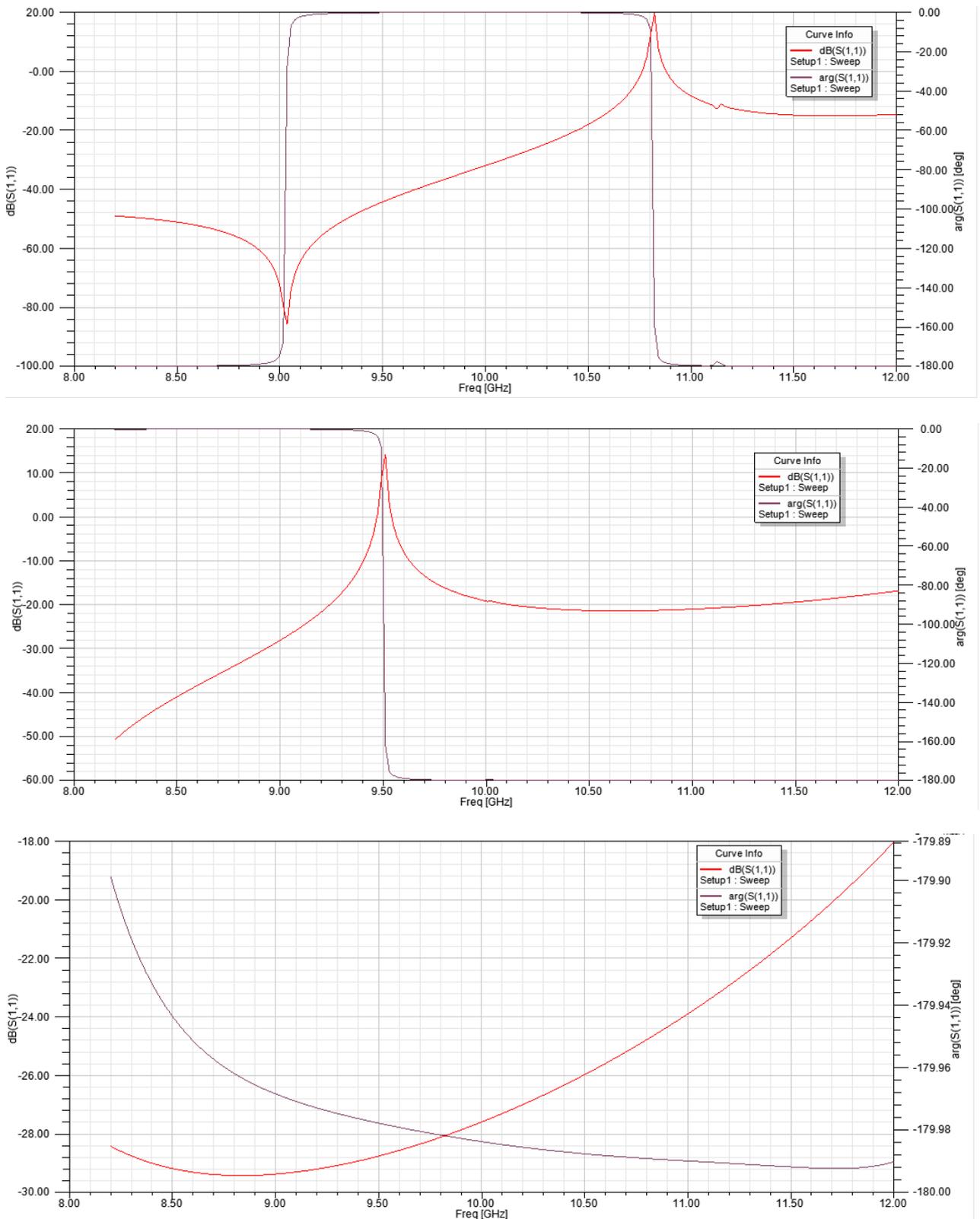


Figura 3.9. Módulo y fase del Parámetro S_{11} para cada parche diseñado (3, 4, 5, 6, 7, 9 mm).

En cuanto a la interpretación de los resultados, la respuesta deseada de la superficie resonante completa se debe corresponder con las curvas obtenidas en el caso de 5 mm

de lado, salvo que la fase debe ser al revés, es decir, pasar de $+180^\circ$ en los niveles más bajos de frecuencia a -180° en los más altos, pasando por 0° en el punto intermedio donde se localiza el rechazo profundo de una banda de frecuencias. También los resultados obtenidos con 6 mm de lado tienden a parecerse a los patrones esperados. Por todo esto, continuando con el ensayo de diferentes medidas se debería lograr hallar las curvas deseadas para obtener el comportamiento de la celda unidad.

El objetivo final sería, mediante los resultados obtenidos con el analizador de redes a partir de las celdas unidad que se determine fabricar, habiéndose empleado la técnica de la guía de onda, validar las respuestas obtenidas por medio de la simulación con HFSS, para extrapolar el comportamiento deseado al resto de la antena reflectarray. Además de realizar un estudio pormenorizado con celdas unidad que tengan una superficie metálica cuadrada en su interior, también es recomendable realizar un estudio de celdas en cuya superficie se encuentre una pieza metálica con forma rectangular, en la que dejando fija la anchura del lado menor, se vaya variando el otro lateral para realizar una interpretación de los resultados, intentando obtener lo mismo que con las celdas cuadradas. Cabe destacar que en este último caso la estructura rectangular no llevaría definido en su cara posterior la lámina metálica que cubre toda la superficie de la antena, sino que únicamente tenemos el sustrato de Arlon 25N y la metalización rectangular.

Por otro lado, para simular mediante HFSS el comportamiento completo de toda la estructura periódica a partir de una celda unidad, es recomendable aplicar otro tipo de excitación que no es el Wave Port. Se trata de los Floquet Ports [18], utilizados solo para superficies planas y periódicas como las antenas reflectarray-FSS, como es nuestro caso. Este tipo de puertos son muy similares a los Wave Port ya empleados, pero a diferencia de estos últimos, permiten tener en cuenta una gran cantidad de modos de los campos incidentes sobre las estructuras. Para definirlos es necesario seleccionar la cara donde se desea colocar el plano de referencia para tomar las medidas, igual que se hacía con el Wave Port, pero en este caso, al seleccionar este tipo de puertos, se nos pide determinar dos vectores que identifican las direcciones de propagación del sistema de coordenadas del mosaico definido por el array. Así mismo, a continuación nos solicita introducir el número de modos de los campos eléctrico y magnético que deseamos tener en cuenta en la simulación, así como las componentes de propagación de cada uno de ellos, TE_{mn} , TM_{mn} [19]. Este tipo de medidor nos proporciona información adicional acerca de la descomposición de los diferentes modos radiados por la estructura.

Por último deberíamos desarrollar la manera de reproducir la celda unidad diseñada para poder simular la antena completa, ya que hasta ahora con los Floquet Ports únicamente hemos definido el plano de referencia desde el que se excitará la estructura y desde el que medirá el comportamiento de la misma. Para realizar esto sobre el diseño,

debemos recurrir a las condiciones de contorno “Master/Slave” [20], que ya se mencionaron en la primera toma de contacto con este software.

En primer lugar, debemos seleccionar uno de los planos de la superficie de la celda diseñada y definirla como “Master”, y de igual manera que en el Floquet Port, definimos dos vectores que indican la dirección del sistema de coordenadas del mosaico que queremos definir. A continuación, debemos definir el componente “Slave”, que se debe asociar al elemento “Master” antes definido, y definir dos vectores que determinen el tamaño total de la estructura, consiguiendo con esto que en la simulación se identifiquen los puntos del campo eléctrico de la parte “Slave” con su correspondiente en la parte “Master” definida.

4. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

Una vez comprendida la importancia de analizar y medir el comportamiento de un elemento diseñado, se pueden proponer las siguientes conclusiones:

- Es imprescindible elegir y comprender el funcionamiento de un buen sistema de calibración que permita adaptarse a los requerimientos técnicos de los componentes que se desean medir, corrigiendo al máximo los efectos de los errores producidos.
- Es importante tener en cuenta los factores que motivan posibles errores en las medidas finales de un diseño. En nuestro caso se puede destacar la necesidad de que la celda unidad diseñada se adapte en perfectas condiciones a la cavidad de la guía de onda, quedando situada en el lugar preciso para tomar las medidas, y ajustándose los bordes adecuadamente para evitar fugas de las ondas incidentes.
- Los resultados obtenidos mediante la medida de un componente real, pueden no coincidir exactamente con los resultados obtenidos mediante simulación, por lo que se deben analizar las causas de estos posibles cambios y comprender si los datos aportados por ambos sistemas son admisibles y comparables.

En cuanto al planteamiento de líneas futuras de trabajo que continúen los desarrollos planteados en este trabajo, se pueden mencionar las siguientes:

- Simular mediante el software HFSS más geometrías cuadradas de celdas unidad, afinando más la longitud del lado de la parte impresa para intentar obtener el resultado deseado del parámetro S_{11} tanto en módulo como en fase.
- Añadir también posibles simulaciones con celdas unidad que tengan impreso un rectángulo del que se variará únicamente el lado más largo, buscando resultados similares.
- Definir un diseño definitivo de la celda unidad para poder construir muestras.
- Fabricar la guía $\lambda/4$ con las técnicas descritas, para emplearla en la medida real de celdas unidad.
- Realizar una comparativa de los resultados obtenidos mediante simulación y mediante HFSS exportándolos previamente a Matlab para su procesado.
- Extrapolar los resultados obtenidos a una antena reflectarray completa. Para ello, intentar deducir el comportamiento de los parámetros S de manera teórica a partir del

Diseño de un sistema de caracterización de celdas periódicas en guía de onda.

desarrollo de las ecuaciones de propagación de los campos eléctrico y magnético dentro de una guía de onda.

5. Referencias

- [1] <http://tempest.das.ucdavis.edu/mmwave/fss.html>
- [2] Parker, E.A. (1991). The Gentleman's Guide to Frequency Selective Surfaces. 17th Q.M.W. Antenna Symposium, London.
- [3] Chung, B.-K. (2007). Dielectric Constant Measurement for Thin Material At Microwave Frequencies. *Progress in Electromagnetics Research, PIER 75*, 239-252
- [4] "S-Parameter Design", Agilent Technologies Application Notes 154.
- [5] José Miguel Miranda, José Luis Sebastián, Manuel sierra, José Margineda. *Ingeniería de Microondas. Técnicas Experimentales*. Pearson Educación. 2002.
- [6] Robert E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. IEEE. 2001.
- [7] Agilent PNA Segies Network Analyzer. "E8363A". Datasheet
- [8] www.mytestsignal.com
- [9] <http://na.support.keysight.com/>
- [10] "Waveguide TRL VNA Calibration Kits. 7007 Kits for Agilent ENA" Maury Microwave Corporation.
- [11] "PNA Series Network Analyzers". Agilent Technologies.
- [12] <http://www.mathworks.es/>
- [13] Lentisco Sanchez, C. M. (2013). *Herramienta de Optimización Paramétrica Distribuida con HFSS*. Proyecto Fin de Carrera. Universidad Carlos III.
- [14] "User's Guide – High Frequency Structure Simulator". Ansoft Corporation.
- [15] Huang, J.; Encinar, J.A. *Reflectarray antennas*. IEEE. 2008.
- [16] <http://mnwave.epfl.ch/page-76664.html>
- [17] Venneri, F.; Angiulli, G.; Di Massa, G. (2002). Design of Microstrip Reflect Array Using Data From Isolated Patch Analysis. *Università della Calabria, Italy*.
- [18] "Frequency Selective Surfaces Analyzed with Floquet Ports". Ansys Tutorials. 2007.
- [19] "Getting Started with HFSS. Floquet Ports". Ansys Tutorials. 2011.
- [20] "Introduction to ANSYS HFSS for Antenna Design". Ansys Tutorials. 2012.

Diseño de un sistema de caracterización de celdas periódicas en guía de onda.