



eetac

Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE GRADO

**TÍTULO DEL TFG:** Estudio de la propagación Half y Quarter Mode en estructuras SIW y diseño de una antena de doble banda

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**AUTOR:** Marc Álvarez Ezquerro

**DIRECTOR:** Christos Kalialakis

**TUTOR:** Gemma Hornero

**FECHA:** 08 de julio de 2016

**Título:** Estudio de la propagación Half y Quarter Mode en estructuras SIW y diseño de una antena de doble banda

**Autor:** Marc Álvarez Ezquerro

**Director:** Christos Kalialakis

**Tutor:** Gemma Hornero

**Fecha:** 08 de julio de 2016

## Resumen

Este proyecto tiene como objetivo el diseño y realización de una antena de doble banda usando la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) y el concepto QMSIW (Quarter Mode SIW).

Las SIW son guías de onda planas realizadas mediante la creación de dos filas de cilindros o vías conductoras incrustadas en un sustrato dieléctrico que conectan dos láminas conductoras paralelas.

A principios de los 90 empezó el auge de las aplicaciones microondas sin hilos y la principal problemática era la necesidad de transmisiones entre componentes planos y las guías de onda convencionales, que hacían la realización elaborada y costosa. Las SIW conservan el gran factor de calidad y la gran capacidad de potencia de las guías de onda convencionales y son mucho más fáciles de integrar en circuitos ya que son componentes planos.

Para gran parte de las aplicaciones las SIW siguen siendo demasiado anchas y de esta problemática nacen los conceptos HMSIW (Half Mode SIW) y QMSIW, que permiten crear estructuras SIW con las mismas prestaciones con la mitad o un cuarto del tamaño original respectivamente.

En éste proyecto se ha realizado un estudio comparativo entre las guías de onda convencionales y su equivalente en SIW. También se han aplicado los conceptos de HMSIW y QMSIW en estructuras SIW.

Para el diseño de las estructuras se ha usado el software HFSS (High Frequency Structure Simulator). Se ha utilizado ADS (Advanced Design System) para diseñar circuitos de adaptación y MATLAB para el análisis matemático de ecuaciones.

Finalmente se ha fabricado una antena QMSIW de doble banda y se ha medido en una cámara anecoica.

**Title:** Study of propagation in Half and Quarter Mode SIW structures and design of a dual band antenna.

**Author:** Marc Álvarez Ezquerro

**Director:** Christos Kallialakis

**Tutor:** Gemma Hornero

**Date:** 08 de julio de 2016

## Overview

The main goal of this project is to design and build a dual band antenna using SIW (Substrate Integrated Waveguide) technology and QMSIW (Quarter Mode SIW) concept.

SIW are planar waveguides created by embedding two rows of conducting cylinders or slots in a dielectric substrate that connect two parallel metal plates.

In early 90s began the boom of wireless microwave applications and the main issue was the need for planar components to conventional waveguides transitions, this made the manufacturing very difficult and expensive. SIW preserve the high quality factor and high power capacity of the conventional waveguides and are much easier to integrate into circuits due to its planar form.

For many applications SIW are still too wide and to solve this problem the concepts of HMSIW (Half Mode SIW) and QMSIW are born allowing the design of SIW structures with the same properties and half and a quarter of the original size, respectively.

A comparative study between conventional waveguides and its equivalent SIW design has been made in this Project. The HMSIW and QMSIW concepts have also been applied on SIW structures.

HFSS (High Frequency Structure Simulator) has been used for the design of the structures. ADS (Advanced Design System) has been used to design the matching circuits for the structures and MATLAB to solve equations.

Finally the dual band QMSIW antenna is fabricated and measured in an anechoic chamber.

# ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Motivación .....	1
1.2. Objetivos .....	1
1.3. Estructura.....	2
CAPÍTULO 2. GUÍA DE ONDA RECTANGULAR Y SU EQUIVALENTE SIW ...	3
2.1. Guía de onda rectangular.....	3
2.1.1. Variables de diseño .....	4
2.1.2. Parámetros de interés .....	5
2.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	8
2.2. Guía de onda integrada en sustrato .....	10
2.2.1. Variables de diseño .....	10
2.2.2. Parámetros de interés .....	12
2.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	14
CAPÍTULO 3. TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW Y HMSIW .....	16
3.1. Transición microstrip-SIW .....	16
3.1.1. Variables de diseño .....	16
3.1.2. Parámetros de interés .....	17
3.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	19
3.2. HMSIW .....	21
3.2.1. Variables de diseño .....	21
3.2.2. Parámetros de interés .....	22
3.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	23
CAPÍTULO 4. QMSIW .....	25
4.1. Resonador SIW cuadrado.....	25
4.1.1. Variables de diseño .....	25
4.1.2. Parámetros de interés .....	26
4.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	27
4.2. Antena QMSIW .....	28
4.2.1. Variables de diseño .....	28
4.2.2. Parámetros de interés .....	29
4.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño.....	30
CAPÍTULO 5. ANTENA QMSIW DE DOBLE BANDA .....	31
5.1. Antena QMSIW de 2.4 GHz .....	31
5.1.1. Escalado.....	31
5.1.2. Circuito de adaptación a 2.4 GHz.....	35

5.2. Antena QMSIW de doble banda 2.4 GHz y 5 GHz.....	39
5.2.1. Variables de diseño .....	39
5.2.2. Circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz .....	40
5.2.3. Fabricación .....	44
5.2.4. Medición .....	44
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....	51
CAPÍTULO 7. BIBLIOGRAFÍA.....	52
CAPÍTULO 8. ANEXOS .....	53
8.1. Guía de onda rectangular.....	53
8.2. SIW .....	54
8.3. Estructura SIW con transiciones .....	55
8.4. HMSIW .....	57
8.5. Resonador SIW cuadrado .....	59
8.6. Stub en cortocircuito.....	60

# ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Fig. 2.1.</b> Esquema general de una guía de onda rectangular. ....	3
<b>Fig. 2.2.</b> Variables de diseño de la guía de onda rectangular. ....	4
<b>Fig. 2.3.</b> Constante de atenuación de la guía de onda rectangular para el modo $TE_{10}$ . ....	6
<b>Fig. 2.4.</b> Constante de fase de la guía de onda rectangular para el modo $TE_{10}$ . 7	
<b>Fig. 2.5.</b> Parámetro $S_{21}$ de la guía de onda rectangular. ....	8
<b>Fig. 2.6.</b> Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de una guía de onda rectangular para el modo $TE_{10}$ . ....	8
<b>Fig. 2.7.</b> Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la guía de onda rectangular. ....	9
<b>Fig. 2.8.</b> Distribución del campo eléctrico en la lámina superior de la guía de onda rectangular. ....	9
<b>Fig. 2.9.</b> Gráfico vectorial en el interior de la guía de onda rectangular. ....	10
<b>Fig. 2.10.</b> Variables de la estructura SIW. ....	11
<b>Fig. 2.11.</b> Constantes de atenuación de la estructura SIW y de la guía de onda rectangular para el modo $TE_{10}$ . ....	12
<b>Fig. 2.12.</b> Constantes de fase de la estructura SIW y la guía de onda rectangular para el modo $TE_{10}$ . ....	13
<b>Fig. 2.13.</b> Parámetro $S_{21}$ de la estructura SIW y la guía de onda rectangular..	13
<b>Fig. 2.14.</b> Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la estructura SIW (16 GHz). ....	14
<b>Fig. 2.15.</b> Distribución del campo eléctrico en la superficie de la estructura SIW (16 GHz). ....	15
<b>Fig. 2.16.</b> Gráfico vectorial en el interior de la estructura SIW (16 GHz). ....	15
<b>Fig. 3.1.</b> Variables de diseño de la estructura SIW con transiciones. ....	16
<b>Fig. 3.2.</b> Parámetro $S_{11}$ de la estructura SIW con transiciones. ....	18
<b>Fig. 3.3.</b> Parámetro $S_{21}$ de la estructura SIW con transiciones. ....	19
<b>Fig. 3.4.</b> Distribución del campo eléctrico al propagarse por una línea MS. ....	19
<b>Fig. 3.5.</b> Campo eléctrico en la sección transversal de la estructura SIW con transiciones (9.8 GHz). ....	20
<b>Fig. 3.6.</b> Campo eléctrico en la superficie de la estructura SIW con transiciones (16 GHz). ....	20
<b>Fig. 3.7.</b> Variables de la estructura HMSIW. ....	21
<b>Fig. 3.8.</b> Comparación del parámetro $S_{11}$ de la estructura HMSIW y la estructura SIW con transiciones. ....	22
<b>Fig. 3.9.</b> Comparación del parámetro $S_{21}$ de la estructura HMSIW y la estructura SIW con transiciones. ....	23

<b>Fig. 3.10.</b> Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de una estructura HMSIW.....	23
<b>Fig. 3.11.</b> Distribución del campo eléctrico en la superficie de la estructura HMSIW (9.8 GHz).....	24
<b>Fig. 4.1.</b> Variables de diseño del resonador SIW cuadrado.....	25
<b>Fig. 4.2.</b> Parámetro $S_{11}$ del resonador SIW cuadrado.....	27
<b>Fig. 4.3.</b> Distribución del campo eléctrico en la superficie del resonador cuadrado para el modo $TE_{101}$ (5.9 GHz).....	27
<b>Fig. 4.4.</b> Obtención del sector cuadrante del resonador SIW cuadrado.....	28
<b>Fig. 4.5.</b> Variables de la antena QMSIW.....	28
<b>Fig. 4.6.</b> Parámetro $S_{11}$ de la antena QMSIW.....	30
<b>Fig. 4.7.</b> Campo eléctrico en el interior de la antena QMSIW (5.2 GHz) a) Escala lineal b) Escala logarítmica.....	30
<b>Fig. 5.1.</b> Variables para el escalado de la antena QMSIW.....	31
<b>Fig. 5.2.</b> Diseños a) $QM1.0$ b) $QM1.2$ c) $QM1.4$ d) $QM1.6$ e) $QM1.8$ f) $QM2.0$ .....	32
<b>Fig. 5.3.</b> Frecuencia de resonancia en función de la variable TL.....	33
<b>Fig. 5.4.</b> Distribución de campo eléctrico en la superficie de la antena QMSIW (2.4 GHz).....	34
<b>Fig. 5.5.</b> Parámetro $S_{11}$ de la antena QMSIW a 2.4 GHz.....	34
<b>Fig. 5.6.</b> Circuito de adaptación para la antena QMSIW a 2.4 GHz.....	35
<b>Fig. 5.7.</b> Parámetro $S_{11}$ de la antena QMSIW con el circuito de adaptación a 2.4 GHz en ADS.....	35
<b>Fig. 5.8.</b> Antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz..	36
<b>Fig. 5.9.</b> Distribución del campo eléctrico en la antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz.....	37
<b>Fig. 5.10.</b> Antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz doblado.....	37
<b>Fig. 5.11.</b> Parámetro $S_{11}$ de la antena QMSIW con el circuito de adaptación a 2.4 GHz doblado.....	38
<b>Fig. 5.12.</b> Variables del slit.....	39
<b>Fig. 5.13.</b> Simulación paramétrica de las variables del slit.....	40
<b>Fig. 5.14.</b> Circuito de adaptación para las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz en ADS.....	40
<b>Fig. 5.15.</b> Resultado del circuito de adaptación para las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz en ADS.....	40
<b>Fig. 5.16.</b> Antena QMSIW de doble banda con el circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz.....	41
<b>Fig. 5.17.</b> Antena QMSIW de doble banda con el circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz doblado.....	42

<b>Fig. 5.18.</b> Primera frecuencia de resonancia de la antena QMSIW de doble banda adaptada (2.4 GHz).	43
<b>Fig. 5.19.</b> Segunda frecuencia de resonancia de la antena QMSIW de doble banda adaptada (5 GHz).	43
<b>Fig. 5.20.</b> Piezas del conector SouthWest SMA.	44
<b>Fig. 5.21.</b> Primera medición de la antena con el Agilent Network Analyzer.	45
<b>Fig. 5.22.</b> Sustrato doblado a causa del método de fabricación.	45
<b>Fig. 5.23.</b> Antena QMSIW de doble banda con el plano conductor inferior extendido.	46
<b>Fig. 5.24.</b> Segunda medición de la antena con el Agilent Network Analyzer.	46
<b>Fig. 5.25.</b> Antena transmisora en el interior de la cámara anecoica (CTTC).	47
<b>Fig. 5.26.</b> Antena receptora colocada en el dispositivo de rotación.	47
<b>Fig. 5.27.</b> Giro del dispositivo de rotación.	48
<b>Fig. 5.28.</b> Antena transmisora en polarización horizontal a 2.4 GHz	48
<b>Fig. 5.29.</b> Antena transmisora en polarización vertical a 2.4 GHz.	49
<b>Fig. 5.30.</b> Antena transmisora en polarización horizontal a 5 GHz	49
<b>Fig. 5.31.</b> Antena transmisora en polarización vertical a 5 GHz.	49
<b>Fig. 8.1.</b> Rectángulo de sustrato guía de onda rectangular.	53
<b>Fig. 8.2.</b> Láminas de cobre de la guía de onda rectangular.	53
<b>Fig. 8.3.</b> a) Puerto 1 b) Puerto 2.	54
<b>Fig. 8.4.</b> Sustrato con agujeros para las vías de la estructura SIW	54
<b>Fig. 8.5.</b> Pared interior de cobre de las vías de la estructura SIW.	54
<b>Fig. 8.6.</b> Láminas superior e inferior con agujeros para las vías de la estructura SIW.	55
<b>Fig. 8.7.</b> a) Puerto 1 b) Puerto 2.	55
<b>Fig. 8.8.</b> Sustrato con agujeros para las vías y espacio para las transiciones de la estructura SIW con transiciones.	56
<b>Fig. 8.9.</b> Lámina superior e inferior de cobre de la estructura SIW con transiciones	56
<b>Fig. 8.9.</b> Interior de los agujeros metalizados de la estructura SIW con transiciones.	56
<b>Fig. 8.10.</b> Dimensiones de un puerto de onda para alimentar una línea MS.	57
<b>Fig. 8.11.</b> a) Detalle puerto 1 b) Detalle puerto 2.	57
<b>Fig. 8.12.</b> Sustrato con agujeros para las vías estructura HMSIW.	57
<b>Fig. 8.13.</b> Láminas superior e inferior de cobre estructura HMSIW.	58
<b>Fig. 8.14.</b> Paredes interiores de las vías de cobre estructura HMSIW.	58
<b>Fig. 8.15.</b> Sustrato con agujeros para las vías del resonador SIW cuadrado.	59
<b>Fig. 8.14.</b> Paredes interiores de las vías de cobre resonador SIW cuadrado.	59
<b>Fig. 8.15.</b> Diseño de un stub en cortocircuito	60



## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 2.1.</b> Valor de las variables de la guía de onda rectangular. ....	5
<b>Tabla 2.2.</b> Valor de las variables de la estructura SIW. ....	11
<b>Tabla 3.1.</b> Valor de las variables de la estructura SIW con transiciones.....	17
<b>Tabla 3.2.</b> Valor de las variables de la estructura HMSIW.....	21
<b>Tabla 4.1.</b> Valor de las variables de diseño del resonador SIW cuadrado.....	26
<b>Tabla 4.2.</b> Valor de las variables de la antena QMSIW.....	29
<b>Tabla 5.1.</b> Diseño, factor de escalado, TL y frecuencia de resonancia.....	33
<b>Tabla 5.2.</b> Valores de las variables del circuito de adaptación a 2.4 GHz. ....	36
<b>Tabla 5.3.</b> Valor de las variables del circuito de adaptación doblado.....	38
<b>Tabla 5.4.</b> Valores de las variables del slit.....	40
<b>Tabla 5.5.</b> Valores del circuito de adaptación a 2.4 GHz y a 5 GHz. ....	41
<b>Tabla 5.6.</b> Valor de las variables del circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz doblado. ....	42

## **LISTADO DE ACRÓNIMOS**

SIW: Substrate Integrated Waveguide

PCB: Printed Circuit Board

CTTC: Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya

HFSS: High Frequency Structure Simulation

ADS: Advanced Design System

TE: Transversal Eléctrico

TM: Transversal Magnético

HMSIW: Half Mode Substrate Integrated Waveguide

QMSIW: Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide



# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. Motivación

El rápido crecimiento de las aplicaciones basadas en sistemas de comunicaciones inalámbricas ha planteado nuevos retos en el diseño de los futuros estándares y tecnologías.

Una de las principales limitaciones que estos sistemas deben afrontar está relacionada con el rango de frecuencias de funcionamiento de los terminales por lo que se han definido nuevos estándares que permiten el uso de varias bandas frecuenciales de forma simultánea.

Otra de las limitaciones es el tamaño de la antena del dispositivo móvil. Por razones de maniobrabilidad, los componentes del dispositivo deben ser lo más pequeños posible. Esto comporta un gran esfuerzo en el diseño de componentes para reducir su tamaño.

Un elemento de grandes prestaciones para la transmisión de ondas electromagnéticas es la guía de onda, ya que tiene un gran factor de calidad, puesto que encierra la onda en su interior, consiguiendo unas pérdidas de energía muy bajas.

Por otro lado, el gran crecimiento y consumo de dichas tecnologías, conlleva grandes esfuerzos para conseguir que la elaboración tenga un coste reducido. El problema principal de la guía de onda es que, al tratarse de un dispositivo no plano, no puede ser incorporado en tecnología PCB, de forma sencilla y económica.

Para resolver el problema de incorporar las guías de onda en circuitos PCB y reducir su coste nace la tecnología SIW [1-4], que propone realizar un equivalente de una guía de onda rectangular incrustando cilindros o vías en un sustrato que conectarán dos planos conductores paralelos, cuyas características son estudiadas en este trabajo.

Además la tecnología SIW permite incorporar una guía de onda de manera fácil en un circuito PCB mediante transiciones microstrip [5].

Para muchas aplicaciones las estructuras SIW son todavía demasiado grandes por lo que se incorporan los conceptos de HMSIW [6] y QMSIW [7], que proponen reducir el tamaño de dichas estructuras a la mitad y a una cuarta parte respectivamente, manteniendo sus prestaciones.

## 1.2. Objetivos

El trabajo se realiza en colaboración con el CTTC.

El objetivo principal de este trabajo final de grado es el diseño y fabricación de una antena QMSIW de doble banda. Para el cumplimiento del objetivo, se han definido los siguientes objetivos específicos:

1. Estudiar el estado del arte de guías de onda tradicionales y tecnología SIW.
2. Adquirir un nivel avanzado de uso de las herramientas de simulación: HFSS, ADS y el software de cómputo científico MATLAB.
3. Simular y comparar la propagación en guías de onda rectangulares y en su equivalente SIW.
4. Diseñar y estudiar las transiciones microstrip-SIW.
5. Estudiar los conceptos HMSIW y QMSIW.
6. Diseñar y fabricar una antena QMSIW de doble banda.
7. Realizar mediciones sobre la antena en una cámara anecoica.

### 1.3. Estructura

La estructura de este Trabajo Final de Grado es la siguiente:

En el capítulo 2, se introducen las guías de onda rectangulares y su equivalente en tecnología SIW y se comparan las características de propagación de ambos diseños.

En el capítulo 3 se diseñan y evalúan transiciones microstrip-SIW y se parte de este diseño para compararlo con una estructura HMSIW.

En el capítulo 4, partiendo de un resonador SIW cuadrado, se utiliza el concepto QMSIW para generar una antena, que será el sector cuadrante del resonador inicial.

En el capítulo 5, se estudia la escalabilidad de la antena QMSIW para obtener una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz. Adicionalmente, se diseña una red de adaptación y se adapta la geometría para obtener el mínimo tamaño posible.

Una vez se ha demostrado que el diseño de la antena QMSIW es en efecto escalable, se estudian distintos tipos de ranuras o slits realizados en la lámina conductora superior para obtener otra frecuencia de resonancia adicional de 5 GHz. Posteriormente se diseña un circuito de adaptación para la antena QMSIW de doble banda y se adapta la geometría de éste para reducir su tamaño.

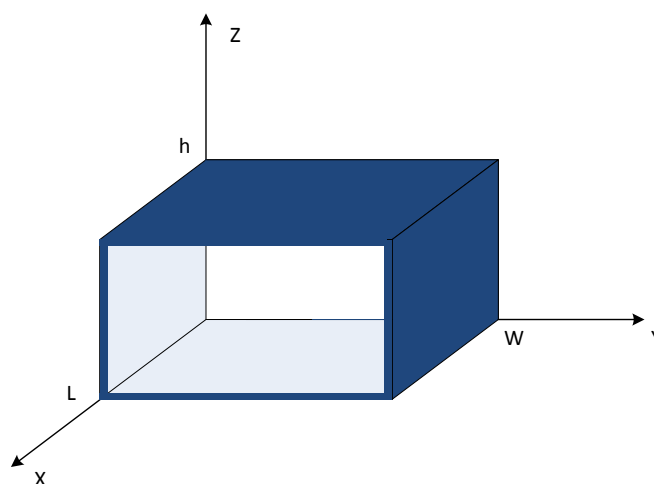
Se describe el proceso de fabricación y medición en la cámara anecoica y finalmente se muestran los resultados de la medición.

Para finalizar en el capítulo 6 se muestran las conclusiones.

## CAPÍTULO 2. GUÍA DE ONDA RECTANGULAR Y SU EQUIVALENTE SIW

### 2.1. Guía de onda rectangular

Una guía de onda consiste en un recinto de sección transversal diversa (cuadrada, circular, elíptica...), rellena de aire o de un material dieléctrico, cuyas paredes son de un material conductor de grosor despreciable y se utilizan para transportar una onda de un punto a otro que viaja confinada en la estructura.



**Fig. 2.1.** Esquema general de una guía de onda rectangular.

En este trabajo solamente se estudiarán guías de onda de sección rectangular, dado que son las que tienen equivalente en tecnología SIW.

Tal y como se observa en la figura 2.1, se define para todos los diseños del trabajo:

- Ancho de la guía de onda como la dimensión en el eje Y.
- Alto de la guía de onda como la dimensión en el eje Z.
- Largo de la guía de onda como la dimensión en el eje X.

La distribución de los campos en el interior de la guía de onda rectangular se denominan modos y podemos distinguir entre modos TE (Transversal eléctrico) donde el campo eléctrico no tiene componente en la dirección de propagación y TM (Transversal Magnético) donde el campo magnético no tiene componente en la dirección de propagación.

Los modos se denominan  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$ , donde  $m$  y  $n$  son el número de oscilaciones que realiza el campo en el ancho y el alto de la guía de onda, respectivamente.

Los modos TM y los modos  $TE_{mn}$  con  $n \neq 0$  no pueden propagarse por las estructuras SIW ya que las corrientes superficiales que se crean en éstos modos cortan las vías generando mucha radiación. Por lo tanto no se analizarán éstos modos.

Un parámetro fundamental de las guías de onda es la frecuencia de corte (cutoff frequency), que indica a partir de qué frecuencia las ondas se podrán propagar por el interior de la guía. De la misma manera se puede hablar de longitud de onda de corte (cutoff wavelength), que indica la longitud de onda máxima que se propagará por la vía. Para una guía de onda de sección rectangular, la frecuencia de corte viene dada por la siguiente ecuación.

$$f_c^{mn} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2} \quad (2.1)$$

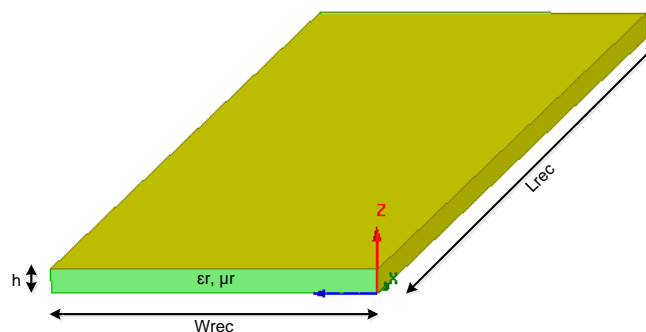
$$\lambda_c = \frac{c_0}{f_c} \quad (2.2)$$

Donde  $c_0$  es la velocidad de la luz en vacío,  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del dieléctrico interior,  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa del dieléctrico interior,  $W$  es el ancho de la guía de onda,  $h$  es el alto de la guía de onda,  $\lambda_c$  es la longitud de onda de corte en la guía de onda.

### 2.1.1. Variables de diseño

Éste primer diseño es estudiado en [5] y simulado en HFSS. Se trata de una guía de onda rectangular llena de sustrato Rogers RT/duroid 5870 con una permitividad relativa de  $\epsilon_r = 2.33$ , una permeabilidad relativa de  $\mu_r = 1$  y grosor  $h = 0.508$  mm.

En la figura 2.2 se puede ver las variables de la guía de onda rectangular.



**Fig. 2.2.** Variables de diseño de la guía de onda rectangular.

$W_{REC}$  es el ancho de la guía de onda. Como podemos ver en la ecuación (2.1) será la dimensión más restrictiva para la frecuencia de corte,  $h$  es el grosor del dieléctrico, en este caso, la altura de la guía.  $L_{REC}$  es el largo de la guía.

La longitud de la guía es indiferente para medir depende qué parámetros, pero para los estudios posteriores sobre la distribución del campo eléctrico en el interior de la guía se establece una longitud que facilitará dichos estudios. El valor de las variables se puede ver en la tabla 2.1.

**Tabla 2.1.** Valor de las variables de la guía de onda rectangular.

$W_{REC}$	6.86 mm
$L_{REC}$	40 mm
$h$	0.508 mm
$f_{c, TE10}$	14.33 GHz
$\lambda_{c, TE10}$	20 mm

La construcción de la guía de onda rectangular en HFSS puede verse en el **Anexo 8.1**.

### 2.1.2. Parámetros de interés

La estructura tendrá dos puertos de las mismas dimensiones que su sección transversal. En HFSS los puertos de onda simulan guías de onda infinitas de la misma sección transversal y del mismo sustrato. Habrá un puerto de entrada (puerto 1) por el que se introducirá la onda en la estructura en  $X=0$  y un puerto de salida (puerto 2) al otro extremo de la estructura.

Para establecer que el diseño funciona correctamente, es necesario comprobar, primero que la frecuencia de corte es la esperada y segundo que la onda se propaga sin sufrir atenuación, es decir, no se escapa energía a través de las cuatro paredes conductoras.

Para saber si la frecuencia de corte es la esperada debemos analizar la constante de propagación en el interior de la guía.

La relación entre la amplitud de la onda en dos puntos de la guía sigue la siguiente expresión.

$$\frac{A_0}{A_x} = e^{\gamma x} \quad (2.3)$$

$$\gamma = \alpha + i\beta \quad (2.4)$$

Donde  $A_0$  es la amplitud de la onda en el puerto de entrada,  $A_x$  es la amplitud de la onda a una distancia  $x$  del puerto de entrada en la dirección de



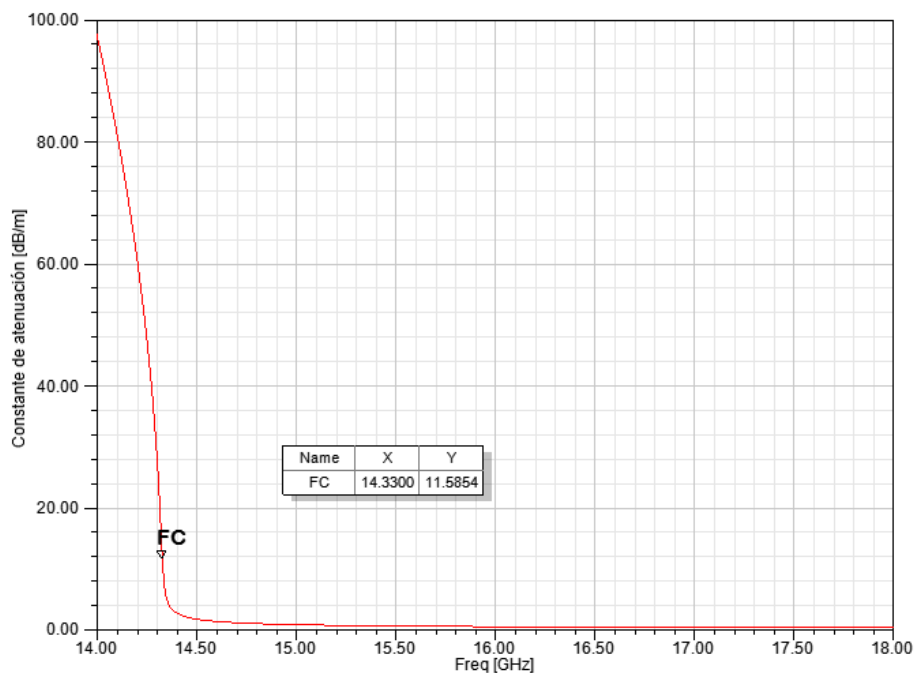
propagación,  $\gamma$  es la constante de propagación,  $\alpha$  es la constante de atenuación de la onda, es la parte real de la constante de propagación y representa la atenuación de la onda a lo largo de la guía,  $\beta$  es la constante de fase, es la parte imaginaria de la constante de propagación y representa el cambio de fase de la onda a lo largo de la guía.

Para que la guía de onda funcione correctamente, se espera obtener una constante de atenuación que tienda a cero pasada la frecuencia de corte y una constante de fase que aumente a partir de la frecuencia de corte.

Se debe tener en cuenta que las guías de onda se diseñan para trabajar a una frecuencia del 125% al 189% de la frecuencia de corte, ya que cerca de ésta, la onda empieza a propagarse pero no lo hace en condiciones óptimas.

### 2.1.2.1. Constante de atenuación

En la figura 2.3 se observa que a partir de la frecuencia de corte, la constante de atenuación empieza a decrecer hasta estabilizarse a prácticamente cero. Por lo tanto las frecuencias mayores cada vez se verán menos atenuadas.

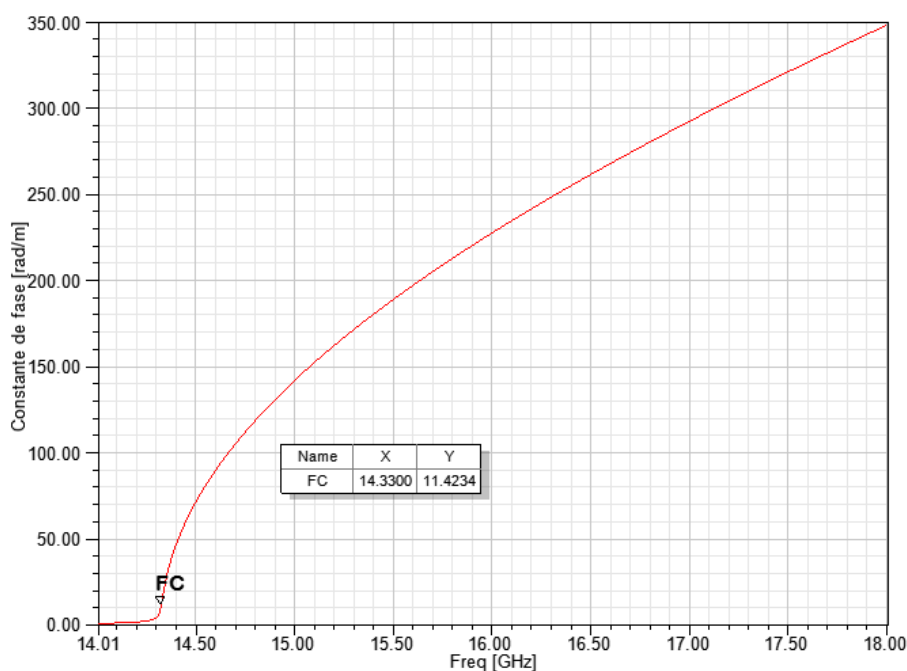


**Fig. 2.3.** Constante de atenuación de la guía de onda rectangular para el modo  $TE_{10}$ .

### 2.1.2.2. Constante de fase

La constante de fase indica el cambio de fase que experimenta la onda dependiendo de la frecuencia. Cuando la onda no tiene cambio de fase representa que no se propaga por la guía.

La figura 2.4 muestra que hasta que no se llega a la frecuencia de corte la fase no empieza a variar y aumenta juntamente con la frecuencia.



**Fig. 2.4.** Constante de fase de la guía de onda rectangular para el modo TE<sub>10</sub>.

### 2.1.2.3. Parámetro $S_{21}$

Una vez se ha comprobado que la frecuencia de corte es correcta, hay que comprobar que la onda en el interior de la guía conserva toda la energía al propagarse por ella.

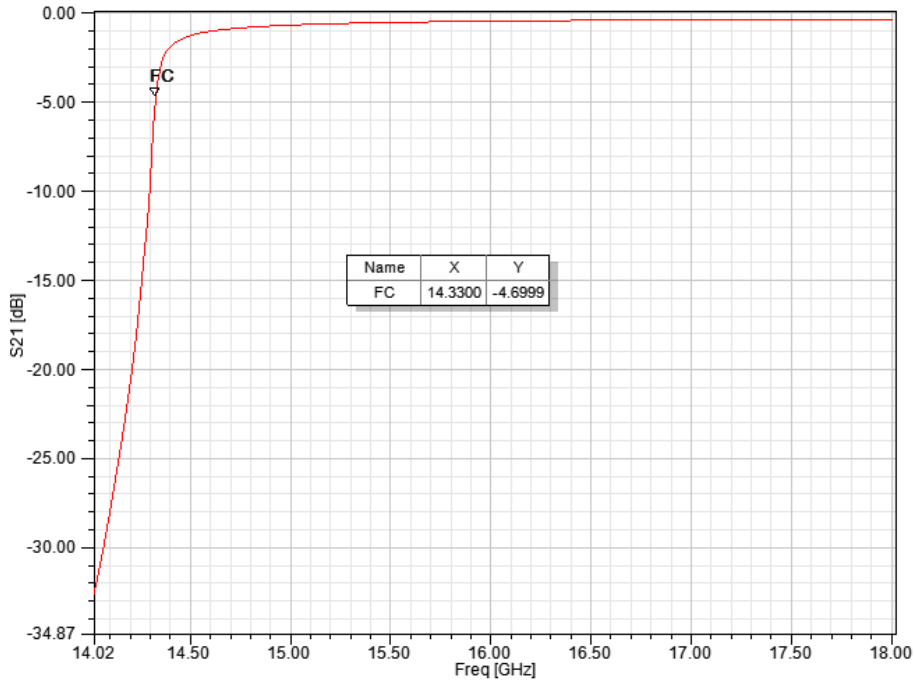
El parámetro  $S_{21}$  relaciona la potencia de la onda incidente en el puerto 1 con la potencia de la onda transmitida al puerto 2, cuando no hay potencia incidente en el puerto 2.

$$S_{21} = \left. \frac{P_2^-}{P_1^+} \right|_{P_2^+ = 0} \quad (2.5)$$

Dónde  $P_2^-$  es la potencia de la onda transmitida al puerto 2,  $P_1^+$  es la potencia de la onda incidente en el puerto 1 y  $P_2^+$  es la potencia de la onda incidente en el puerto 2.

Por lo tanto si la transmisión es buena, el parámetro  $S_{21}$ , debe tender a cero.

La figura 2.5 muestra cómo, a partir de la frecuencia de corte el parámetro  $S_{21}$  se estabiliza por encima de los -1 dB. Por lo tanto la potencia de la onda transmitida hasta el puerto 2 es prácticamente igual a la potencia de la onda incidente en el puerto 1.

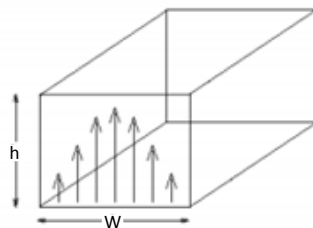


**Fig. 2.5.** Parámetro  $S_{21}$  de la guía de onda rectangular.

### 2.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

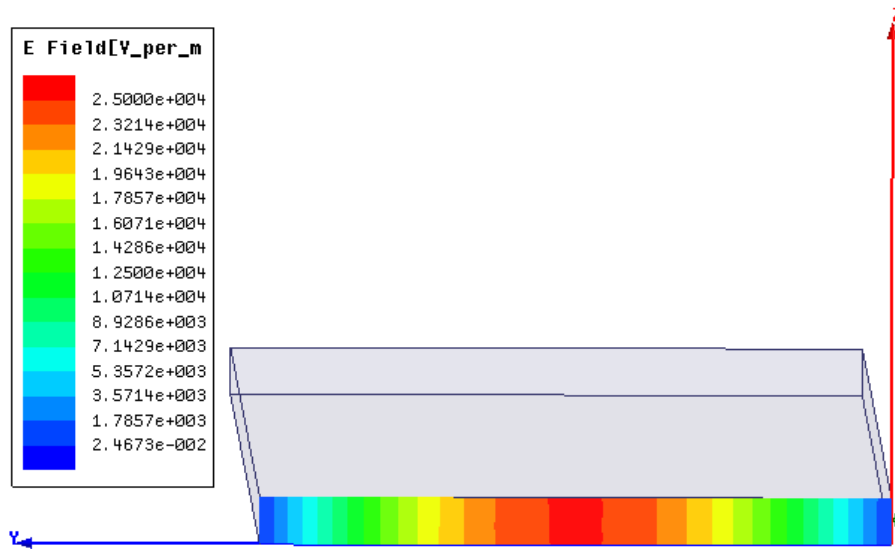
La distribución del campo eléctrico en el interior de una guía de onda de sección rectangular para el modo  $TE_{10}$  presenta la distribución que se puede ver en la figura 2.6.

El campo eléctrico es siempre perpendicular a la dirección de propagación. Tiene un máximo en el centro de la sección transversal, que coincide con el mínimo del campo magnético y mínimos en las paredes laterales de la guía donde el campo magnético es máximo.



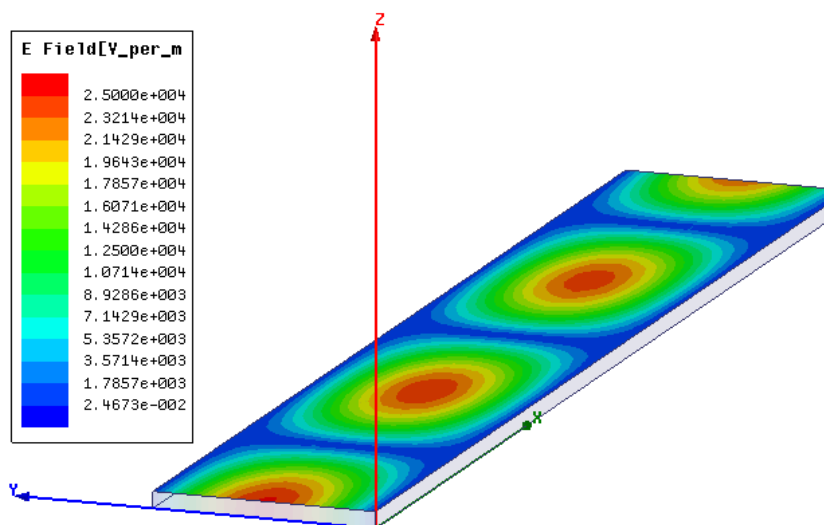
**Fig. 2.6.** Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de una guía de onda rectangular para el modo  $TE_{10}$ .

La figura 2.7 muestra la distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la guía resultado de la simulación en HFSS, como se observa el máximo del campo eléctrico se concentra en el centro y es mínimo en los laterales.



**Fig. 2.7.** Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la guía de onda rectangular.

En la figura 2.8 se observa la distribución en la lámina superior de la guía de onda. La longitud de la guía de onda elegida permite ver las oscilaciones del campo eléctrico satisfactoriamente. Como se observa, todo el campo eléctrico queda recluido en el interior de las paredes conductoras.



**Fig. 2.8.** Distribución del campo eléctrico en la lámina superior de la guía de onda rectangular.

Por último la figura 2.9 muestra en forma de vector la intensidad y la dirección del campo eléctrico a lo largo de la guía. Se observa que la dirección del campo eléctrico varía pero es siempre perpendicular a la dirección de propagación.

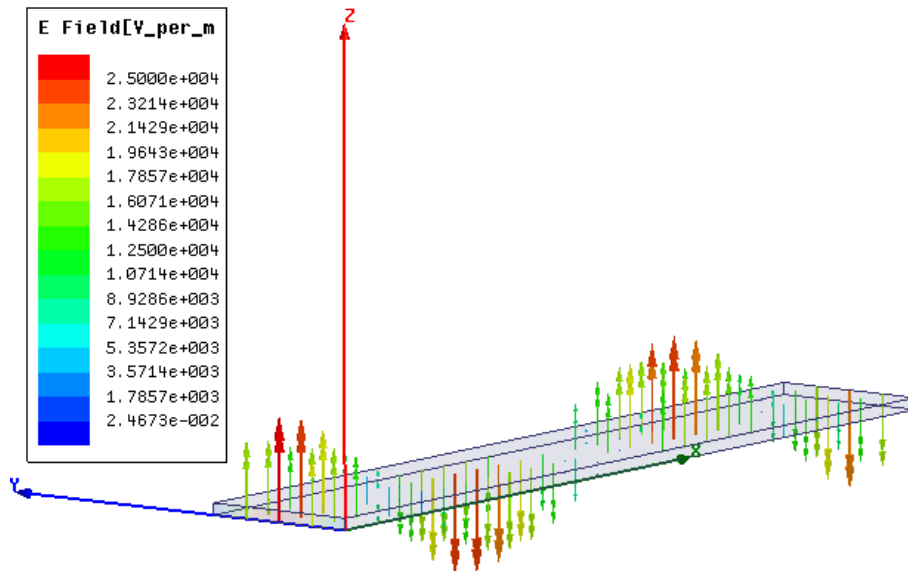


Fig. 2.9. Gráfico vectorial en el interior de la guía de onda rectangular.

## 2.2. Guía de onda integrada en sustrato

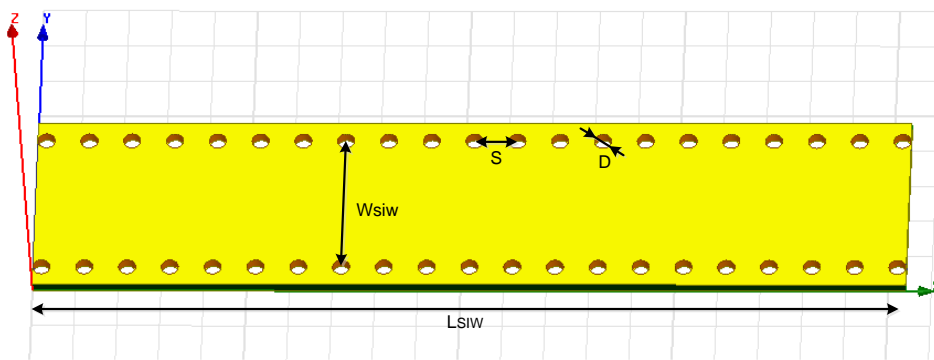
La idea del segundo diseño es realizar un equivalente a la guía de onda rectangular, esta vez integrada en sustrato. El método de diseño es obtenido de [5], donde se estudia el equivalente SIW de la guía de onda del capítulo anterior.

Una guía de onda integrada en sustrato o SIW consiste en una lámina de sustrato de sección transversal rectangular recubierta de material conductor en sus superficies superior e inferior y a la que se le realizan dos filas de vías en su dirección longitudinal. Las paredes interiores de las vías serán posteriormente metalizadas. La separación entre las filas, la separación entre agujeros consecutivos y el diámetro de éstos, hacen que actúen como paredes conductoras para la frecuencia adecuada.

### 2.2.1. Variables de diseño

De nuevo se utiliza el dieléctrico Rogers RT/duroid 5870 con una permitividad relativa de  $\epsilon_r = 2.33$  y una permeabilidad relativa de  $\mu_r = 1$  y grosor  $h = 0.508$  mm.

En la figura 2.10, se pueden ver las variables de la estructura SIW.



**Fig. 2.10.** Variables de la estructura SIW.

Para obtener el valor de las variables del diseño SIW equivalente se usan las siguientes ecuaciones sacadas de [5].

$$0.05 < \frac{S}{\lambda_c} < 0.25 \quad (2.6)$$

$$\frac{D}{W_{SIW}} < 0.2 \quad (2.7)$$

$$W_{SIW} = W_{REC} + 1.08 \frac{D^2}{S} - 0.1 \frac{D^2}{W_{REC}} \quad (2.8)$$

$W_{SIW}$  es la separación entre los centros de las vías de las dos filas y será el ancho de la estructura por donde viajará la onda.  $W_{REC}$  es el ancho de la guía de onda rectangular equivalente.  $S$  es la separación entre los centros de dos vías consecutivas de la misma fila.  $D$  es el diámetro de las vías.  $\lambda_c$  es la longitud de onda de corte de la estructura SIW. Dado que la estructura SIW debe conservar las características de la onda rectangular, deberán tener las mismas frecuencia/longitud de onda de corte.

El valor de  $S$  respeta la ecuación (2.6) para la longitud de onda de corte de la guía de onda rectangular.  $W_{SIW}$  se obtiene de resolver la ecuación (2.8). Los valores de las variables se pueden ver en la tabla 2.2.

**Tabla 2.2.** Valor de las variables de la estructura SIW.

$W_{SIW}$	7.2 mm
$L_{SIW}$	40.48 mm
$h$	0.508 mm
$S$	2 mm
$D$	0.8 mm

El ancho total de la estructura es indiferente, ya que serán las filas de vías las que contendrán la onda electromagnética. La longitud de la estructura SIW es ajustada para que no haya separación entre los puertos de onda y las vías, puesto que una separación ocasionaría una fuga de energía. La construcción de la estructura SIW puede verse en el **Anexo 8.2**.

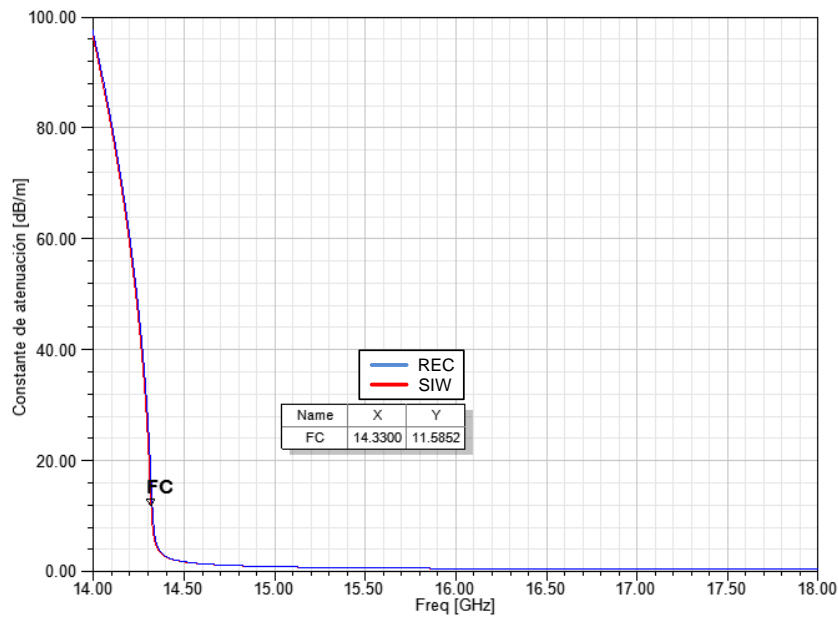
### 2.2.2. Parámetros de interés

El objetivo es que la estructura SIW tenga las mismas prestaciones que una guía de onda rectangular, por lo tanto la respuesta frecuencial de éste diseño debe ser prácticamente igual al anterior.

Se simularán los mismos parámetros que en el primer diseño, y se compararán con los resultados de éste.

#### 2.2.2.1. Constante de atenuación

En la figura 2.11 se aprecia que la constante de atenuación de ambos diseños es idéntica, por lo tanto la onda se verá atenuada de la misma manera.

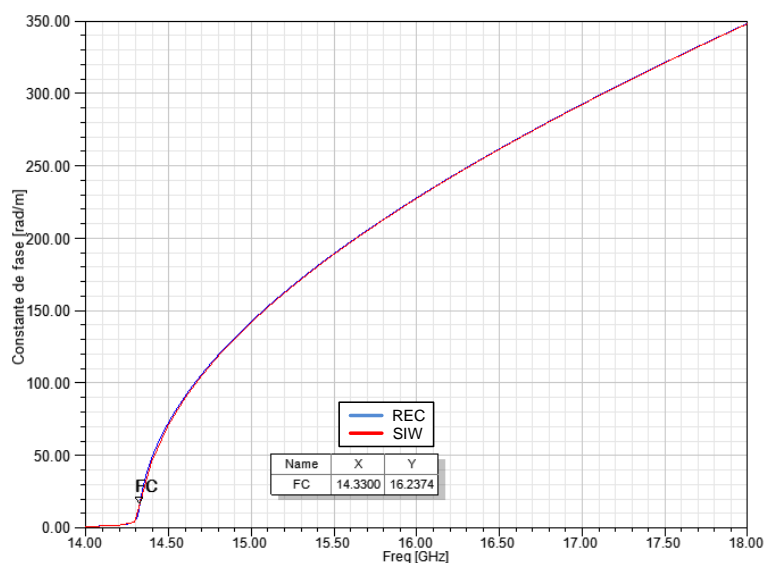


**Fig. 2.11.** Constantes de atenuación de la estructura SIW y de la guía de onda rectangular para el modo  $TE_{10}$ .

#### 2.2.2.2. Constante de fase

En la figura 2.12 se puede observar como la constante de fase es idéntica en ambos diseños.

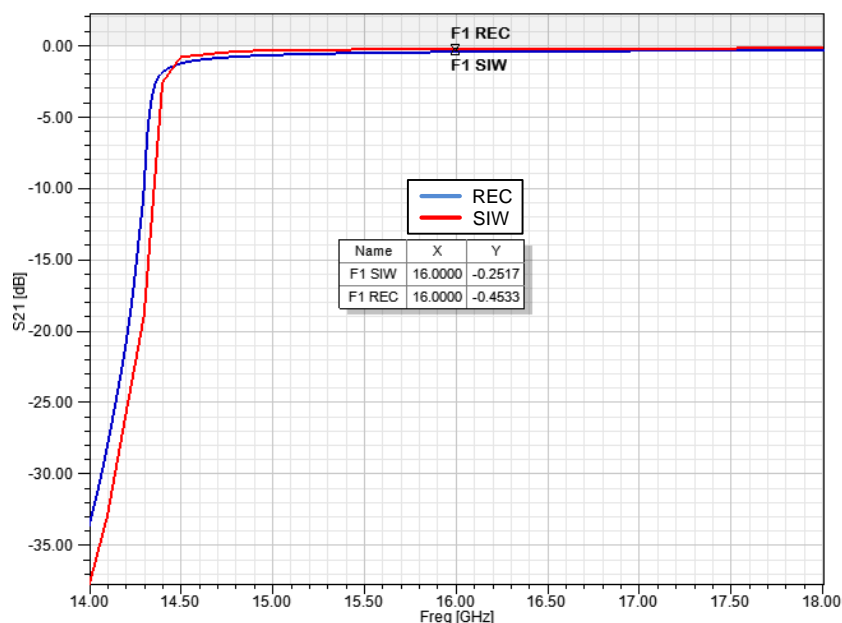
Por lo tanto el la onda oscilará a la misma velocidad angular y llegará con la misma fase al final de ambas estructuras.



**Fig. 2.12.** Constantes de fase de la estructura SIW y la guía de onda rectangular para el modo  $TE_{10}$ .

### 2.2.2.3. Parámetro $S_{21}$

En cuanto al parámetro  $S_{21}$  en la figura 2.13 se observa que pasada la frecuencia de corte, el parámetro se estabiliza rápidamente por encima de los -1dB, puesto que la guía de onda está diseñada para operar a frecuencias mayores a la de corte. Por ejemplo a 16 GHz se observa que la diferencia es de 0.2 dB cosa que demuestra la equivalencia de ambos diseños.



**Fig. 2.13.** Parámetro  $S_{21}$  de la estructura SIW y la guía de onda rectangular.

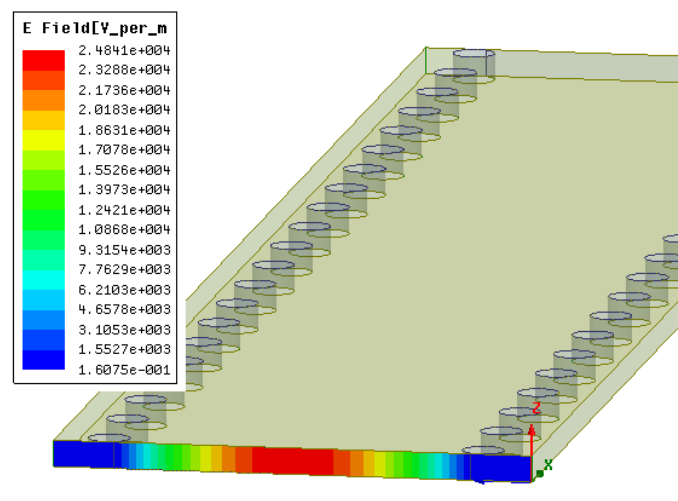


### 2.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

Se espera que la distribución del campo eléctrico sea la misma que en la guía de onda rectangular rellena de dieléctrico. En este caso, los laterales de la estructura no están recubiertos de cobre ya que se trata de tecnología integrada en sustrato, pero las filas de vías deberían realizar la misma función que las paredes laterales, prohibiendo que la onda se propague a través de ellas.

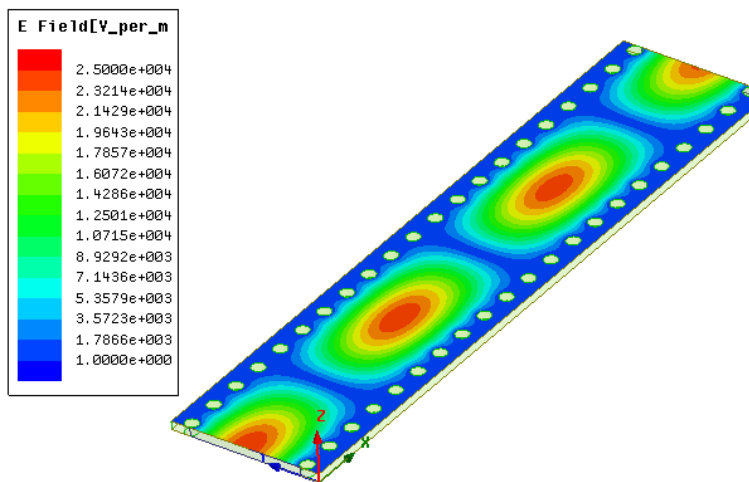
La estructura vuelve a tener dos puertos de onda, de las mismas dimensiones que en el primer diseño para evaluarlo en las mismas condiciones.

En la figura 2.14 se puede ver la sección transversal en el puerto 1, se observa que la distribución es la esperada, con el máximo en el centro transversal de la estructura y sin rastro de energía más allá de los centros de las vías.



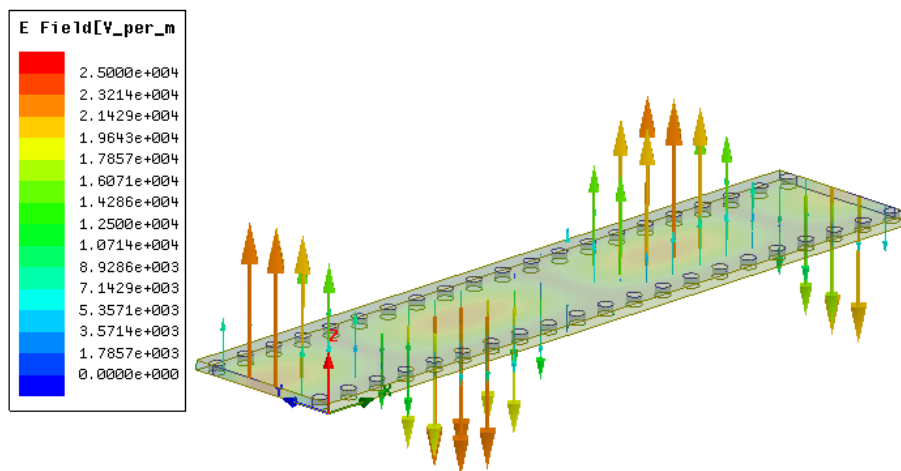
**Fig. 2.14.** Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de la estructura SIW (16 GHz).

En la figura 2.15 se observa que la onda se concentra en el medio de la sección transversal sin propagarse por el exterior de las vías. Si la separación entre vías o el diámetro de estas estuviera mal diseñado la onda se propagaría por fuera y tendríamos una fuga de energía que empeoraría el funcionamiento de la estructura SIW.



**Fig. 2.15.** Distribución del campo eléctrico en la superficie de la estructura SIW (16 GHz).

Por último la figura 2.16 muestra en forma vectorial, la intensidad y la dirección del campo eléctrico a lo largo de la estructura SIW.



**Fig. 2.16.** Gráfico vectorial en el interior de la estructura SIW (16 GHz).

## CAPÍTULO 3. TRANSICIÓN MICROSTRIP-SIW Y HMSIW

### 3.1. Transición microstrip-SIW

Una vez se ha comprobado que se pueden incorporar guías de onda a una placa de circuito impreso mediante su equivalente SIW, el siguiente paso es estudiar cómo de fácil es incorporarlas a un circuito, ya que es uno de los objetivos que se quiere demostrar en éste trabajo.

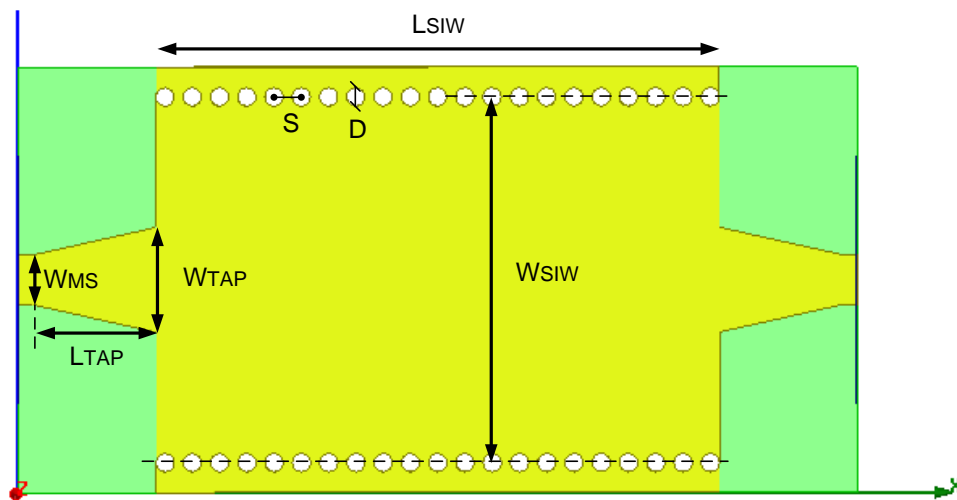
Para ello se utilizan líneas de transmisión de forma cónica o tapers, que actuarán como un transformador de impedancias entre una línea microstrip de  $50 \Omega$  y nuestra estructura SIW.

#### 3.1.1. Variables de diseño

Para estudiar las transiciones se precisa tanto de una estructura SIW como de líneas microstrip. En [6] se estudia una estructura SIW para la banda X (8 GHz-12GHz) con tapers a ambos lados que conectan con líneas MS.

El sustrato utilizado es el Netelec con una permitividad relativa  $\epsilon_r = 3.48$ , una permeabilidad relativa  $\mu_r = 1$  y grosor  $h = 0.762$  mm.

En la figura 3.1 se observan las variables de dicho diseño.



**Fig. 3.1.** Variables de diseño de la estructura SIW con transiciones.

Las ecuaciones de diseño del taper se obtienen de [6].

$$\frac{120\pi}{377 h \left[ \frac{W_{TAP}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_{TAP}}{h} + 1.444 \right) \right]} = \frac{4.38}{W_{REC}} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r + 1} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \sqrt{1 + \frac{12 h}{W_{TAP}}}} \quad (3.1)$$

$$L_{TAP} = \frac{n \lambda_g}{4}, n = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (3.2)$$

$$\lambda_g = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

Donde  $h$  es el grosor del sustrato,  $W_{TAP}$  es el ancho del extremo del taper que conecta con la estructura SIW,  $W_{REC}$  es el ancho de la guía de onda rectangular equivalente a la estructura SIW,  $\lambda_g$  es la longitud de onda en el interior de la estructura SIW en función de la frecuencia,  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato.

$W_{TAP}$  se obtiene resolviendo la ecuación (3.1) con la ayuda del software MATLAB.

$W_{MS}$  se escoge para que las líneas MS tengan una impedancia de  $50 \Omega$  a la frecuencia de evaluación, en éste caso 9.8 GHz.

Los valores de las variables se pueden ver en la tabla 3.1.

**Tabla 3.1.** Valor de las variables de la estructura SIW con transiciones.

$W_{SIW}$	12.25 mm
$L_{SIW}$	18.81 mm
$S$	0.91 mm
$D$	0.61 mm
$h$	0.762 mm
$W_{MS}$	1.67 mm
$W_{TAP}$	3.51 mm
$L_{TAP} (n = 1)$	4.1 mm

La construcción de la estructura SIW con transiciones en HFSS puede verse en el **Anexo 8.3**.

### 3.1.2. Parámetros de interés

La estructura tendrá dos puertos de onda de impedancia característica de  $50 \Omega$  a ambos extremos. El puerto 1 en  $X=0$ , alimentará la primera línea MS y el puerto 2 al otro extremo de la estructura, recibirá la onda propagada por la guía.

### 3.1.2.1. Parámetro $S_{11}$

El parámetro  $S_{11}$  relaciona la potencia de la onda incidente en el puerto 1 con la potencia de la onda reflejada al mismo puerto, cuando no hay potencia incidente en el puerto 2.

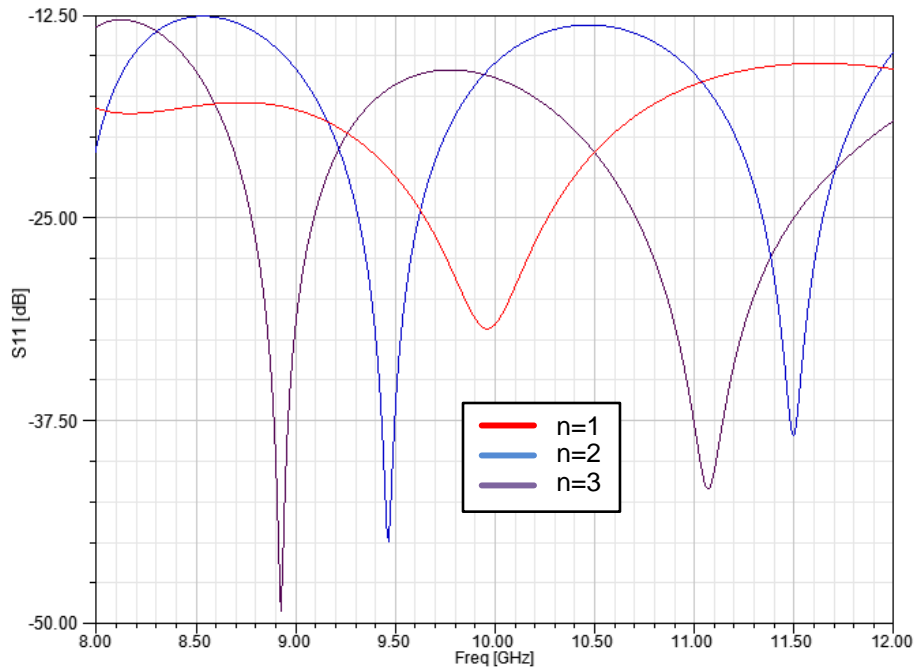
$$S_{11} = \frac{P_1^-}{P_1^+} \Big|_{P_2^+ = 0} \quad (3.4)$$

Dónde  $P_1^-$  es la potencia de la onda reflejada al puerto 1,  $P_1^+$  es la potencia de la onda incidente en el puerto 1 y  $P_2^+$  es la potencia incidente en el puerto 2.

Midiendo el parámetro  $S_{11}$  del diseño se puede ver si los transformadores cónicos hacen su función adaptando la totalidad de la estructura a  $50 \Omega$ .

En la figura 3.2 se puede ver el resultado de un análisis paramétrico donde se ha ido variando la longitud de los adaptadores cónicos para  $n = 1, 2, 3$ . Como podemos observar, el parámetro  $L_{TAP}$  controla el parámetro  $S_{11}$  de la estructura.

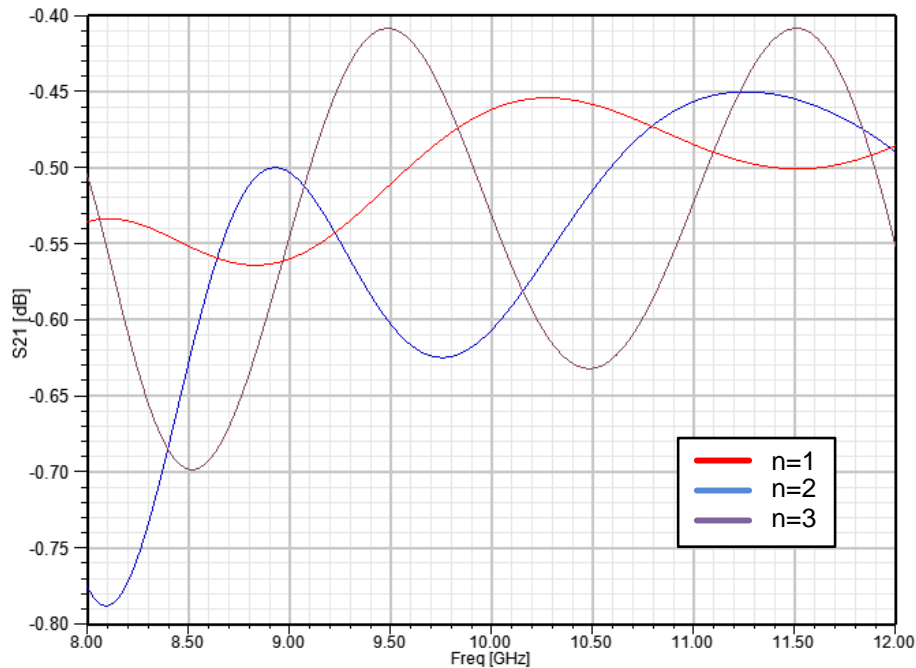
Los resultados demuestran que los transformadores hacen su trabajo ya que en toda la banda el parámetro  $S_{11}$  se mantiene por debajo de los -12.5 dB.



**Fig. 3.2.** Parámetro  $S_{11}$  de la estructura SIW con transiciones.

### 3.1.2.2. Parámetro $S_{21}$

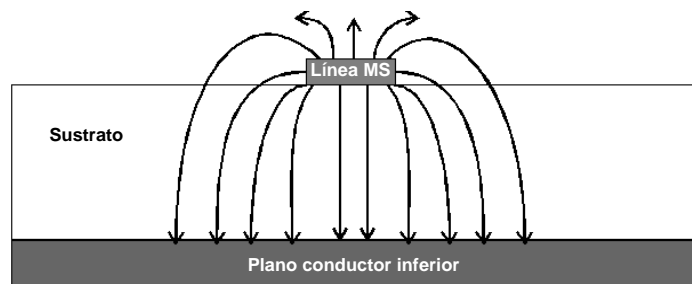
En la figura 3.3 se observa cómo el parámetro  $S_{21}$  varía entre los -0.4 dB y los -0.8 dB. La longitud de los transformadores provoca que el parámetro sea más inestable a medida que esta aumenta, pero en puntos concretos es mejor. En cualquier caso el parámetro  $S_{21}$  de la estructura se mantiene por encima de -1 dB, lo que prueba que los tapers adaptan la estructura a la línea microstrip de 50  $\Omega$  y que las pérdidas de propagación son mínimas en toda la banda.



**Fig. 3.3.** Parámetro  $S_{21}$  de la estructura SIW con transiciones.

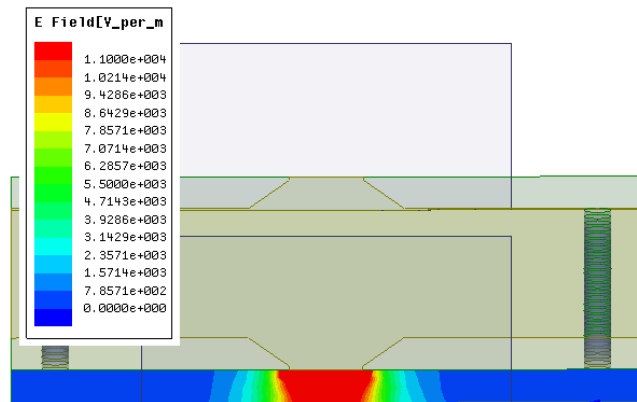
### 3.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

La distribución del campo eléctrico al propagarse por una línea microstrip se puede ver en la figura 3.4. Al tratarse de una estructura abierta, el campo eléctrico no está confinado lo que provoca que parte de la energía se propague por el sustrato.



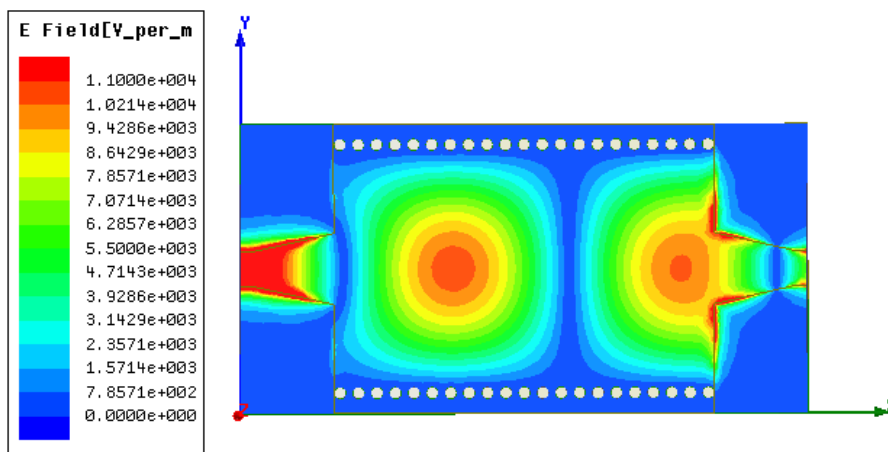
**Fig. 3.4.** Distribución del campo eléctrico al propagarse por una línea MS.

En la figura 3.5 se observa la sección transversal donde está el puerto 1, se puede observar cómo el campo eléctrico se concentra en la línea microstrip, pero parte del campo se propaga por el sustrato.



**Fig. 3.5.** Campo eléctrico en la sección transversal de la estructura SIW con transiciones (9.8 GHz).

La figura 3.6 muestra la distribución del campo en la cara superior de la estructura, se observa como la onda circula por la línea microstrip, seguidamente por el taper hasta llegar a la estructura SIW donde se propaga entre las dos filas de vías.



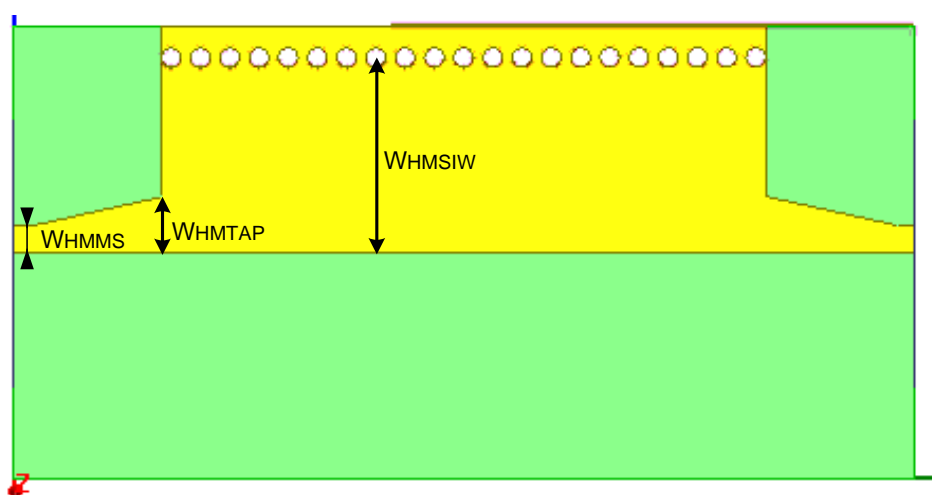
**Fig. 3.6.** Campo eléctrico en la superficie de la estructura SIW con transiciones (16 GHz).

## 3.2. HMSIW

El concepto HMSIW aprovecha que, para el modo dominante  $TE_{10}$  en una estructura SIW, el campo eléctrico llega a su máximo en el centro de la sección transversal, justo cuando el campo magnético es cero, por lo tanto si se corta la lámina superior a lo largo de dicho eje de simetría longitudinal, se obtiene el efecto de colocar un muro magnético en ése punto y se consigue que la mitad de la estructura mantenga prácticamente la mitad de la distribución del campo eléctrico original.

### 3.2.1. Variables de diseño

La estructura HMSIW se ha construido siguiendo los mismos pasos que el anterior diseño y se ha cortado la lámina superior a lo largo del eje simétrico en la dirección de propagación dejando la lámina inferior intacta. La figura 3.7 muestra las variables de la estructura.



**Fig. 3.7.** Variables de la estructura HMSIW.

Los únicos parámetros que difieren del anterior diseño son las anchuras de las líneas microstrip  $W_{HMMS}$ , de los tapers  $W_{HMTAP}$  y de la estructura SIW  $W_{HMSIW}$  que pasarán a ser la mitad. Los valores se pueden ver en la tabla 3.2.

El sustrato utilizado es el mismo que en el anterior diseño.

**Tabla 3.2.** Valor de las variables de la estructura HMSIW.

$W_{HMSIW}$	6.125 mm
$W_{HMMS}$	0.835 mm
$W_{HMTAP}$	1.755 mm

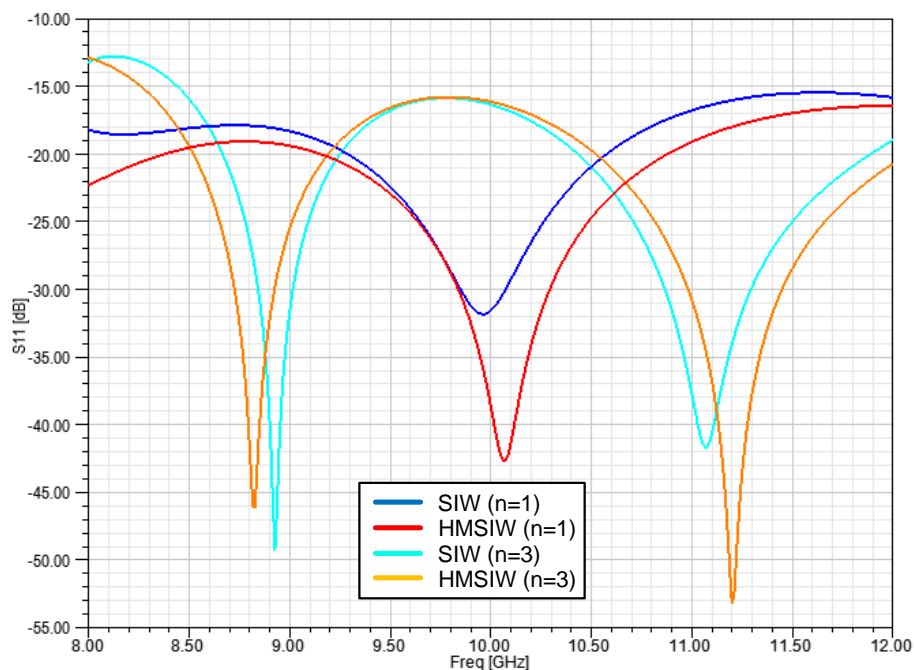


La construcción de la estructura HMSIW en HFSS puede verse en el **Anexo 8.4**.

### 3.2.2. Parámetros de interés

#### 3.2.2.1. Parámetro $S_{11}$

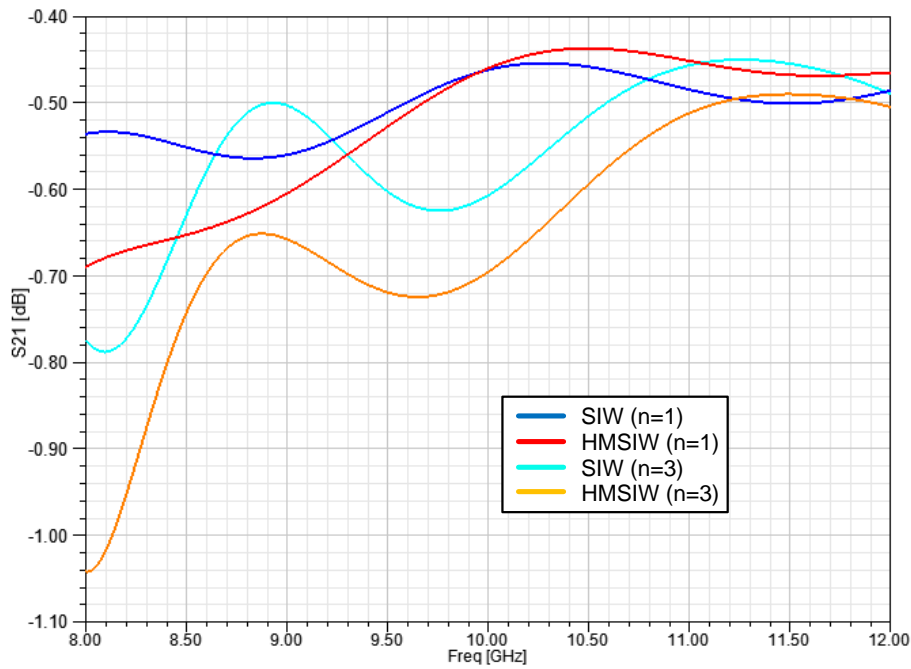
En la figura 3.8, se observa la respuesta frecuencial de los diseños comparados en éste capítulo. Vemos que en ambos casos, el parámetro  $S_{11}$  se mantiene por debajo de los -12 dB.



**Fig. 3.8.** Comparación del parámetro  $S_{11}$  de la estructura HMSIW y la estructura SIW con transiciones.

#### 3.2.2.2. Parámetro $S_{21}$

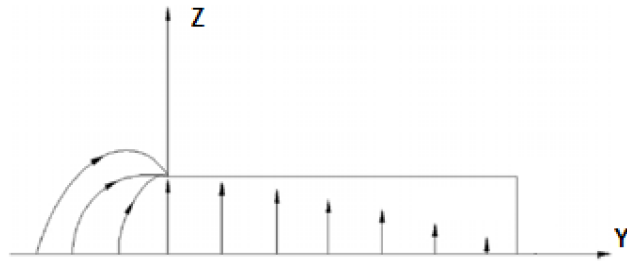
En la figura 3.9 podemos ver que el parámetro  $S_{21}$  decae en algunos casos hasta los -1.4 dB. Esto es debido a la radiación de la apertura, que no existe en la estructura SIW original. No obstante la diferencia máxima entre ambos diseños es de 0.62 dB en toda la banda, es decir, la diferencia es mínima.



**Fig. 3.9.** Comparación del parámetro  $S_{21}$  de la estructura HMSIW y la estructura SIW con transiciones.

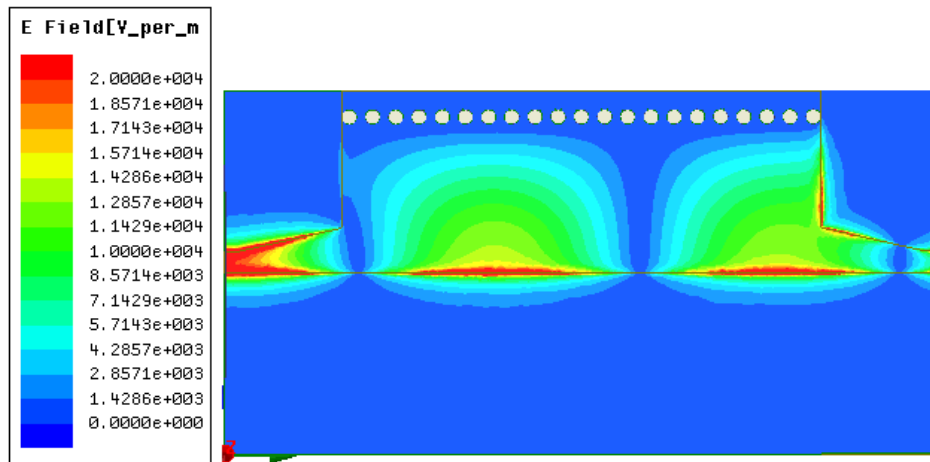
### 3.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

La distribución esperada en la sección transversal de la estructura es la que se muestra en la figura 3.10.



**Fig. 3.10.** Distribución del campo eléctrico en la sección transversal de una estructura HMSIW.

Tal y como podemos ver en la figura 3.11 la mitad de la estructura contiene prácticamente la mitad de la distribución del campo eléctrico de la onda original. Lógicamente la mitad de la energía de la onda se pierde, pero se consigue que en el interior de la estructura SIW la distribución del campo eléctrico sea la misma.



**Fig. 3.11.** Distribución del campo eléctrico en la superficie de la estructura HMSIW (9.8 GHz).

## CAPÍTULO 4. QMSIW

### 4.1. Resonador SIW cuadrado

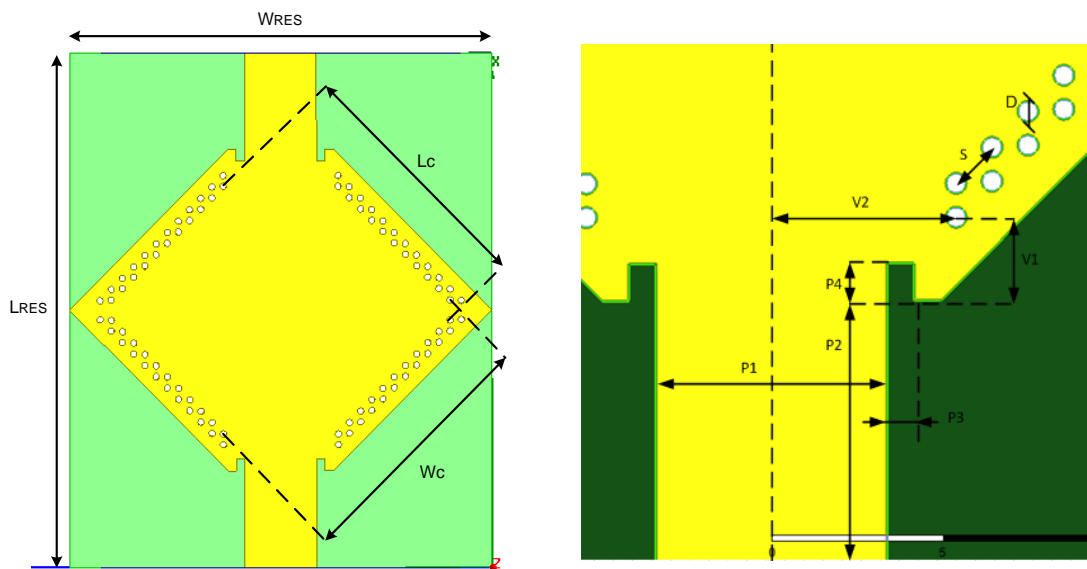
En el anterior capítulo ha quedado demostrada la posibilidad de cortar una estructura SIW por su eje de simetría a lo largo de la dirección de propagación dónde la distribución del campo eléctrico tiene un máximo y conseguir tener una estructura HMSIW con prácticamente la mitad de la distribución del campo eléctrico de la estructura original.

De la misma manera en éste capítulo se evalúa el concepto de QMSIW para una estructura que tenga dos ejes de simetría. En [7] se estudia un resonador SIW cuadrado. La idea es la de realizar una estructura HMSIW a partir del resonador inicial y volver a dividirla por el otro eje de simetría para quedarse con el sector cuadrante QMSIW del resonador original.

#### 4.1.1. Variables de diseño

Para éste diseño se utiliza el sustrato Rogers RT5880, con una permitividad relativa  $\epsilon_r = 2.2$ , una permeabilidad relativa  $\mu_r = 1$  y un grosor  $h = 1.57$  mm.

En la figura 4.1 se pueden ver las variables del diseño.



**Fig. 4.1.** Variables de diseño del resonador SIW cuadrado.

$L_{RES}$  es la longitud total de la estructura,  $W_{RES}$  es el ancho total de la estructura,  $L_C$  y  $W_C$  son la distancia entre los centros de dos filas de vías opuestas. Ya que la onda quedará confinada entre las primeras filas de vías, éstas variables son los lados del cuadrado donde se propagará la onda.  $S$  es la distancia entre los centros de dos vías consecutivas de la misma hilera.  $D$  es el diámetro de las

vías.  $V_1$  y  $V_2$  se utilizan para colocar el centro de la primera vía de cada fila.  $P_1$  es el ancho de la línea microstrip para alimentar la estructura.  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$  controlan los transformadores de impedancia usados en éste diseño, para adaptar la línea microstrip con el resonador cuadrado. En la tabla 4.1 se pueden ver el valor de las variables.

Se utilizan los mismos valores que en [7]. La construcción del resonador SIW cuadrado en HFSS puede verse en el **Anexo 8.5**.

**Tabla 4.1.** Valor de las variables de diseño del resonador SIW cuadrado.

$L_{RES}$	48 mm
$W_{RES}$	40 mm
$L_C$	22.627 mm
$W_C$	22.627 mm
$S$	1.5 mm
$D$	0.6 mm
$V_1$	2.45 mm
$V_2$	5.45 mm
$P_1$	6.8 mm
$P_2$	9 mm
$P_3$	0.8 mm
$P_4$	1.1 mm

#### 4.1.2. Parámetros de interés

De [7] se obtienen las siguientes ecuaciones para calcular la frecuencia de resonancia de la estructura en función del modo de propagación.

$$W_{RES}^{eff} = W_C - 1.08 \frac{D^2}{S} + 0.1 \frac{D^2}{W_C} \quad (4.1)$$

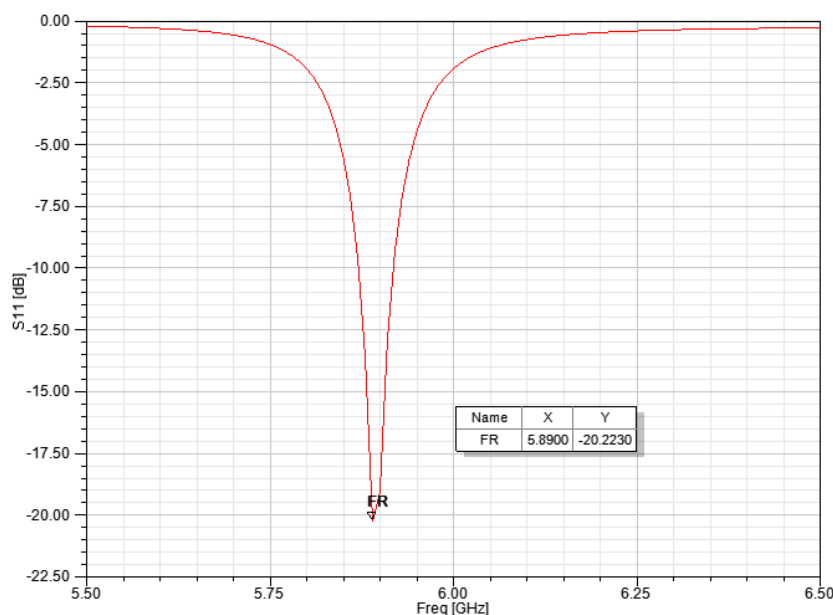
$$L_{RES}^{eff} = L_C - 1.08 \frac{D^2}{S} + 0.1 \frac{D^2}{L_C} \quad (4.2)$$

$$f_{RES}^{mnp} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_{RES}^{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{W_{RES}^{eff}}\right)^2} \quad (4.3)$$

Al tratarse de un resonador cuadrado los modos tiene tres dimensiones (m,n,p), donde m y p son el número de oscilaciones del campo eléctrico en los lados del resonador  $W_C$  y  $L_C$  y n es el número de oscilaciones en el grosor del sustrato. Como hemos comentado anteriormente n siempre será 0. Analizaremos el modo  $TE_{101}$ , para aprovechar la simetría. Resolviendo la ecuación (4.3) para las variables del diseño la frecuencia central esperada es:

$$f_{RES}^{mnp} = 5.9 \text{ GHz}$$

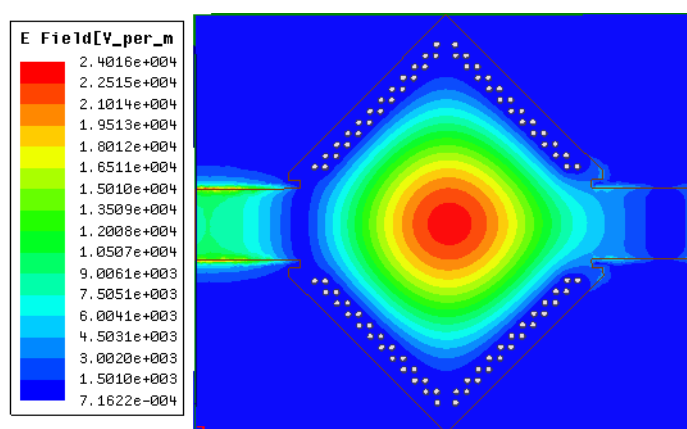
Comprobaremos los resultados obtenidos con las ecuaciones midiendo el  $S_{11}$  de nuestro diseño que podemos ver en la figura 4.2. Como podemos observar la frecuencia de resonancia que obtenemos de la simulación es de 5.89 GHz para el modo  $TE_{101}$ .



**Fig. 4.2.** Parámetro  $S_{11}$  del resonador SIW cuadrado.

#### 4.1.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

Como se ve en la figura 4.3 el campo eléctrico oscila una vez en cada uno de los lados del resonador cuadrado por lo tanto el campo eléctrico es máximo en el centro de la estructura. Las vías hacen su función prohibiendo que la onda se propague al exterior de la estructura.



**Fig. 4.3.** Distribución del campo eléctrico en la superficie del resonador cuadrado para el modo  $TE_{101}$  (5.9 GHz).

## 4.2. Antena QMSIW

La antena será el sector cuadrante del resonador SIW cuadrado. La idea es obtener unas características de propagación similares, con un cuarto del área original. En la figura 4.4 se puede ver el proceso.

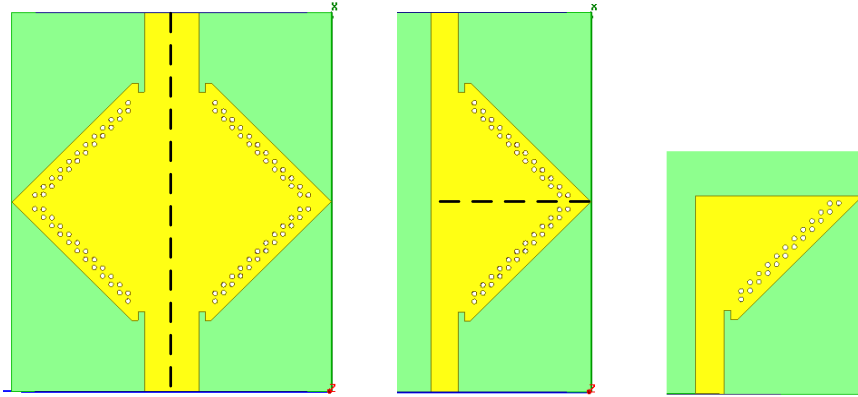


Fig. 4.4. Obtención del sector cuadrante del resonador SIW cuadrado.

### 4.2.1. Variables de diseño

La distribución del campo eléctrico del resonador cuadrado en el modo  $TE_{101}$  permite que se pueda aprovechar el concepto de QMSIW y se espera que el campo en el interior de la antena se concentre en el vértice entre las dos aperturas por donde la antena radiará. En la figura 4.5 se pueden ver las variables.

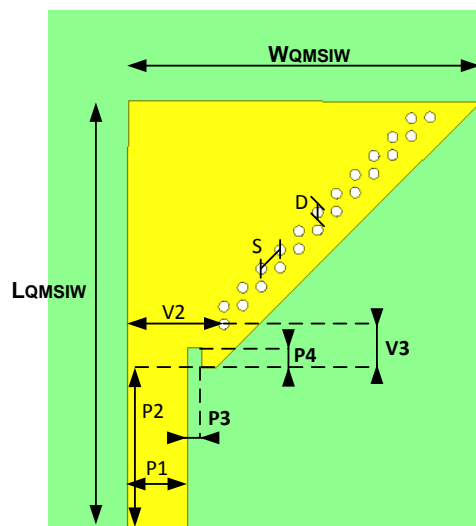


Fig. 4.5. Variables de la antena QMSIW.

Todas las variables son las mismas que en el diseño del resonador SIW cuadrado a excepción de:

$P_1$ ,  $W_{QMSIW}$  y  $L_{QMSIW}$  que serán la mitad del ancho de la línea microstrip, la mitad del ancho del resonador cuadrado y la mitad del largo del resonador cuadrado, respectivamente, puesto que se ha dividido la estructura por sus dos planos de simetría. En la tabla 4.2 se pueden ver el valor de las variables.

**Tabla 4.2.** Valor de las variables de la antena QMSIW.

$L_{QMSIW}$	24 mm
$W_{QMSIW}$	20 mm
$P_1$	3.4 mm

#### 4.2.2. Parámetros de interés

La frecuencia de resonancia de la antena QMSIW viene dada por las siguientes ecuaciones que sacamos de [7].

$$L_{QMSIW}^{eff} = W_{QMSIW}^{eff} = \frac{W_{RES}^{eff}}{2} + \Delta W \quad (4.4)$$

$$\Delta W = h \left( 0.05 + \frac{0.30}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left( 0.79 \frac{W_{RES}^{eff}}{4h^3} + \frac{52W_{RES}^{eff} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77 \right) \quad (4.5)$$

$$f_{QMSIW}^{mnp} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left( \frac{m\pi}{2L_{QMSIW}^{eff}} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{h} \right)^2 + \left( \frac{p\pi}{2W_{QMSIW}^{eff}} \right)^2} \quad (4.6)$$

Por lo tanto resolviendo la ecuación (4.6) para el modo  $TE_{101}$  la frecuencia esperada es:

$$f_{QMSIW}^{101} = 5.2 \text{ GHz}$$

En la figura 4.6 podemos ver el parámetro  $S_{11}$  de la antena simulada, con una resonancia en los 5.22 GHz de  $-16.99$  dB. Obtenemos una diferencia de 20 MHz respecto la teoría. Las vías metalizadas conducirán la onda electromagnética hacia el centro ficticio del resonador SIW cuadrado, y las aperturas radiarán la onda.



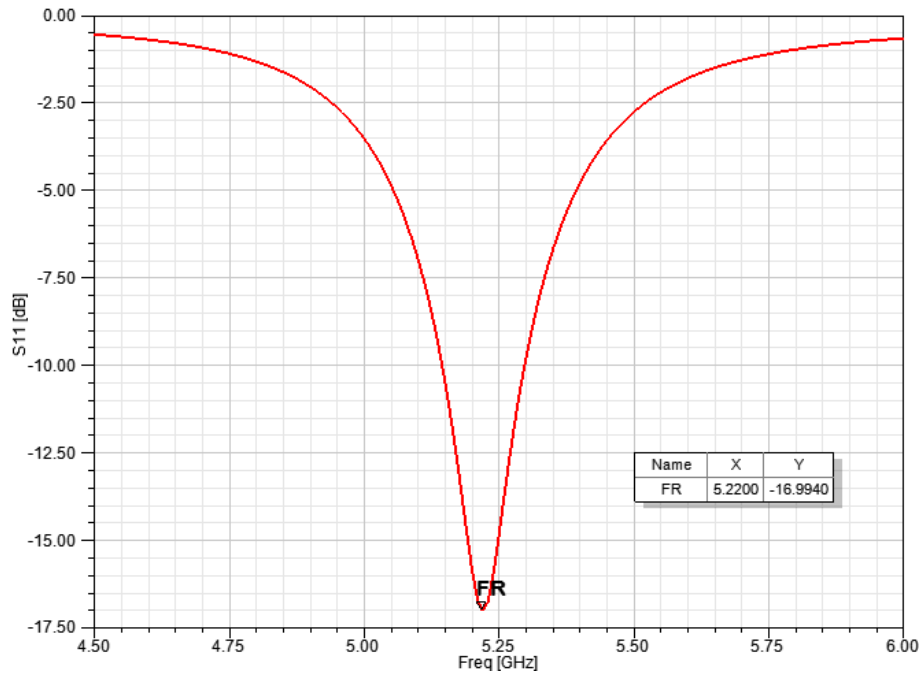


Fig. 4.6. Parámetro  $S_{11}$  de la antena QMSIW.

#### 4.2.3. Distribución del campo eléctrico en el diseño

Tal y como se observa en la figura 4.7 el campo eléctrico se concentra en el centro ficticio del resonador. Las dos aperturas radiarán la onda electromagnética.

En escala logarítmica se aprecia como las dos filas de vías realizan su función concentrando la radiación hacia el vértice.

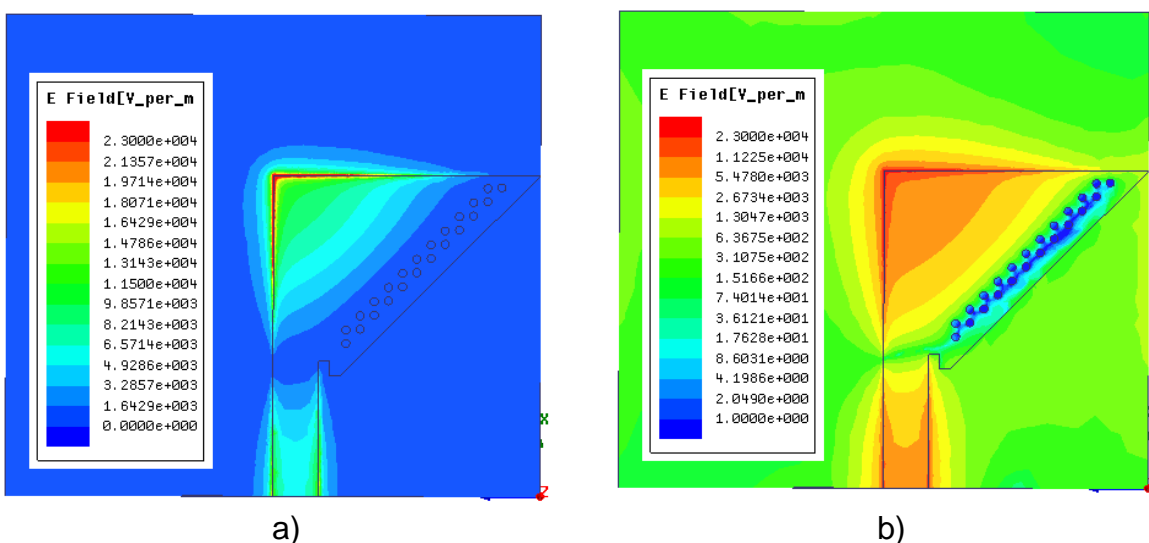


Fig. 4.7. Campo eléctrico en el interior de la antena QMSIW (5.2 GHz) a) Escala lineal b) Escala logarítmica.

## CAPÍTULO 5. ANTENA QMSIW DE DOBLE BANDA

### 5.1. Antena QMSIW de 2.4 GHz

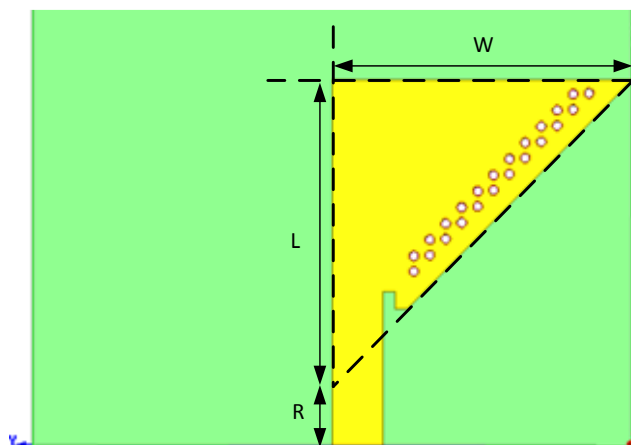
#### 5.1.1. Escalado

La antena se basará en la estructura QMSIW estudiada en el capítulo anterior.

El objetivo es escalar la antena para que tenga una frecuencia de resonancia en los 2.4 GHz frecuencia usada por los estándares 802.11b/g/n de WIFI.

El método seguido para escalar la estructura consiste en modificar las aperturas que actúan como muros magnéticos, extendiéndolas, ya que se busca llegar a una frecuencia de resonancia más baja que la actual y por lo tanto se necesita una cavidad mayor.

Siempre se debe cumplir la condición general de las estructuras SIW que establece la ecuación (2.6) vista anteriormente, cuando se cambia la frecuencia. En este caso como se va a frecuencias más bajas las vías del diseño original son válidas para el escalado. En la figura 5.1 se pueden ver las variables de la antena.

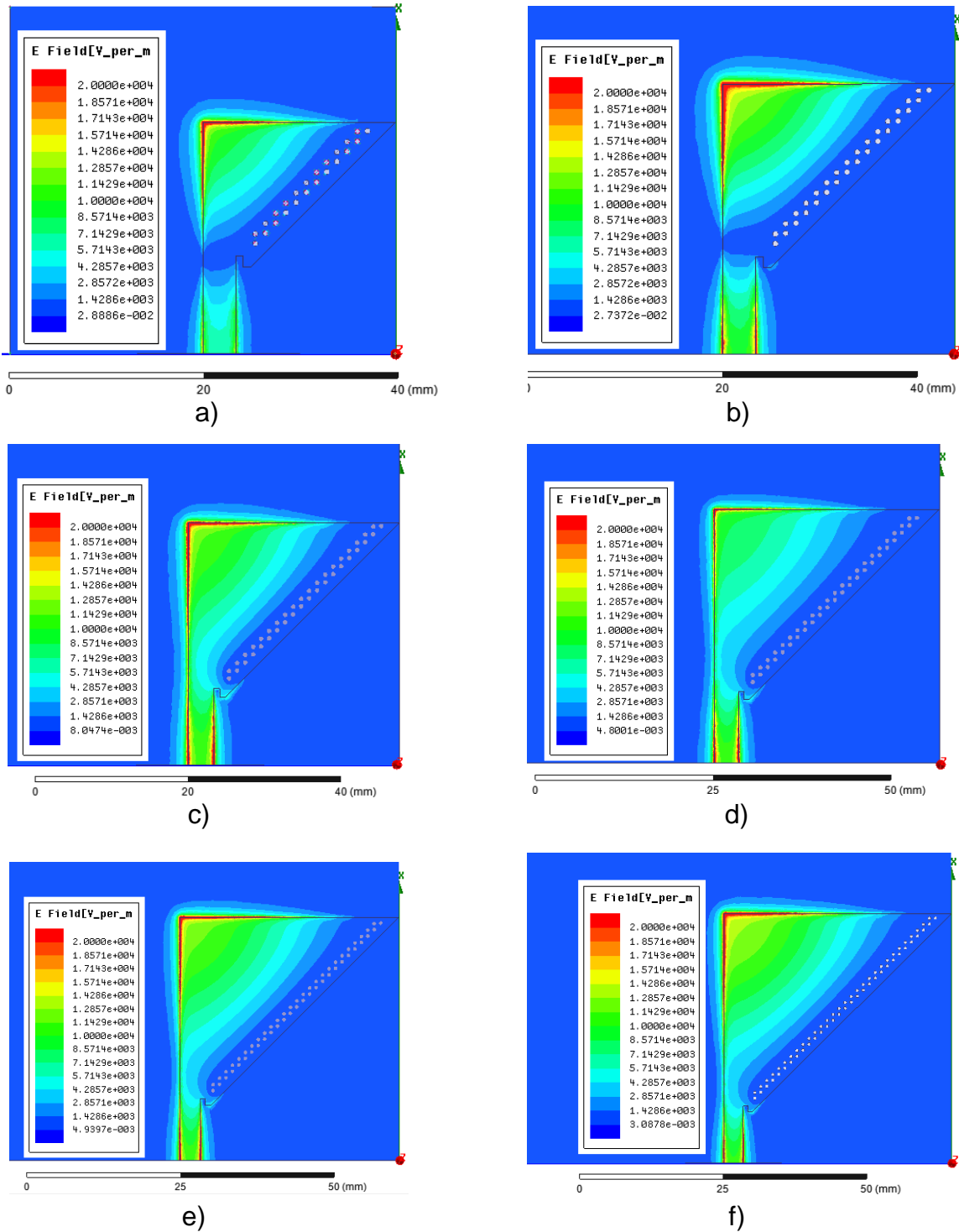


**Fig. 5.1.** Variables para el escalado de la antena QMSIW.

$L$  y  $W$  serán las dimensiones a las que se les aplicará un factor de escalado para hacer más grande la estructura. Para conservar la distribución del campo eléctrico en el interior de la antena,  $L$  y  $W$  serán siempre iguales ya que las filas de vías crean un ángulo de  $45^\circ$  con el eje X. Por lo que se les aplicará el mismo factor de escalado.  $R$  será una constante de valor 4 mm puesto que solo se quiere cambiar el valor de las aperturas. Aumentaremos el número de vías a medida que aumentan las dimensiones de la antena para mantener el aislamiento original.

En función de las dimensiones de las aperturas se puede obtener la frecuencia de resonancia de la estructura. Por lo tanto se llamará TL (Total Length) a la suma de  $L$  y  $W$  y se le aplicará distintos factores de escalado.

En la figura 5.2 se pueden ver los diseños  $QM_x$  donde  $x$  es el factor de escalado que se le ha aplicado a cada uno.



**Fig. 5.2.** Diseños a)  $QM_{1.0}$  b)  $QM_{1.2}$  c)  $QM_{1.4}$  d)  $QM_{1.6}$  e)  $QM_{1.8}$  f)  $QM_{2.0}$

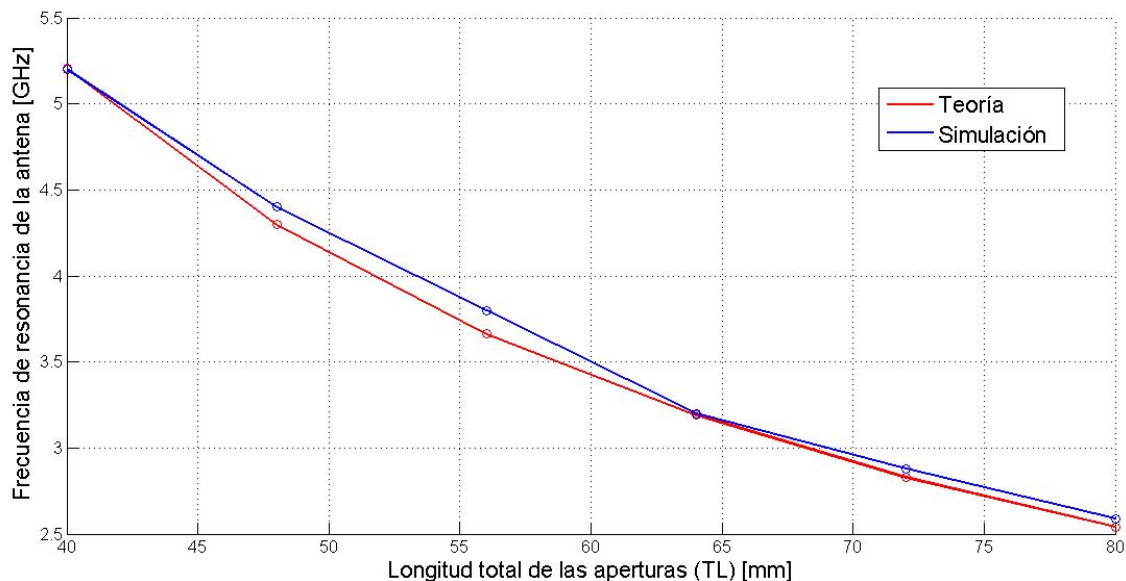
En la tabla 5.1 se puede ver la frecuencia de resonancia de cada diseño obtenida de la simulación en HFSS.

**Tabla 5.1.** Diseño, factor de escalado, TL y frecuencia de resonancia.

Diseño	Factor	TL [mm]	$f_R$ simulada [GHz]
$QM_{1.0}$	1.0	40	5.2
$QM_{1.2}$	1.2	48	4.4
$QM_{1.4}$	1.4	56	3.8
$QM_{1.6}$	1.6	64	3.2
$QM_{1.8}$	1.8	72	2.88
$QM_{2.0}$	2.0	80	2.59

Si el diseño de la antena QMSIW es en efecto escalable la frecuencia de resonancia de las simulaciones debe coincidir con el resultado de la ecuación (4.6) vista en el anterior capítulo.

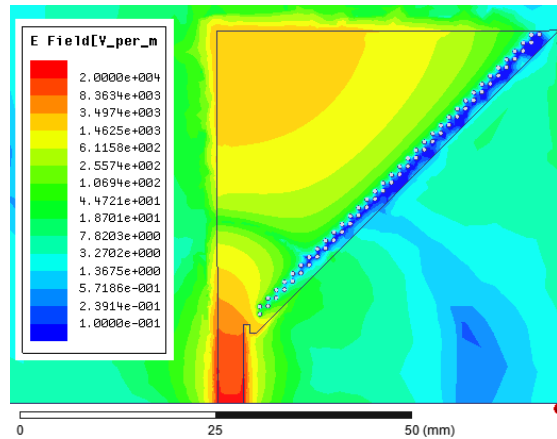
Se ha utilizado MATLAB para obtener los resultados teóricos para las anteriores dimensiones. En la figura 5.3 podemos ver que los resultados siguen la misma curva que la teoría aunque en algunos puntos haya un error de 200 MHz.



**Fig. 5.3.** Frecuencia de resonancia en función de la variable TL.

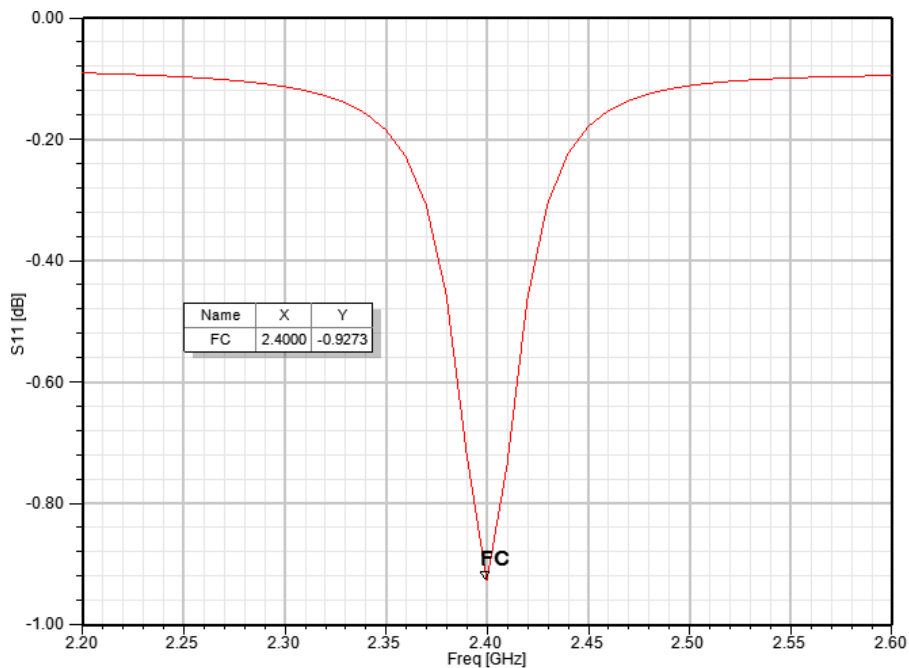
Además también se va a cambiar el sustrato por uno disponible en el CTTC, para que los diseños sean fabricables. Se va a utilizar Rogers RT/duroid 5880 con  $\epsilon_r = 2.2$  una permeabilidad relativa  $\mu_r = 1$  y un grosor  $h = 0.51$  mm.

Resolviendo la ecuación (3.6) de nuevo para el nuevo grosor y para una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz, corresponde un factor de 2.2 sobre las aperturas, es decir,  $TL = 88$  mm,  $L = W = 44$  mm. En la figura 5.4 se muestra la distribución del campo eléctrico en escala logarítmica de la antenna resultante, las vías siguen aislando la onda del sustrato y la onda se concentra en el vértice de las aperturas tal y como se esperaba.



**Fig. 5.4.** Distribución de campo eléctrico en la superficie de la antenna QMSIW (2.4 GHz)

En la figura 5.5 se puede ver el parámetro  $S_{11}$  de la antenna QMSIW escalada a los 2.4 GHz.



**Fig. 5.5.** Parámetro  $S_{11}$  de la antenna QMSIW a 2.4 GHz.

Como se puede observar hay una frecuencia de resonancia a los 2.4 GHz pero la adaptación es mala, ya que al cambiar las dimensiones de la estructura, se ha desadaptado.

### 5.1.2. Circuito de adaptación a 2.4 GHz

Para que el parámetro  $S_{11}$  mejore, es necesario incorporar un circuito de adaptación de impedancias para que adapte el diseño al puerto de 50  $\Omega$ .

Para ello se exporta el fichero de datos .s1p de HFSS que contiene toda la información de los parámetros S del diseño.

A continuación se utiliza el software ADS para diseñar el circuito de adaptación. El fichero de datos exportado de HFSS se importa en ADS creando un elemento de parámetros S que tendrá la misma respuesta frecuencial que el diseño en HFSS.

En la figura 5.6 se puede ver la red de adaptación, donde se introducen 3 líneas microstrip, que conectarán con un stub en circuito abierto y un stub en cortocircuito. En la figura 5.7 se puede ver el resultado de la optimización en ADS. También se puede ver los valores de las variables del circuito en la tabla 5.2. El diseño de los stubs en cortocircuito en HFSS se puede ver en el **Anexo 8.6**.

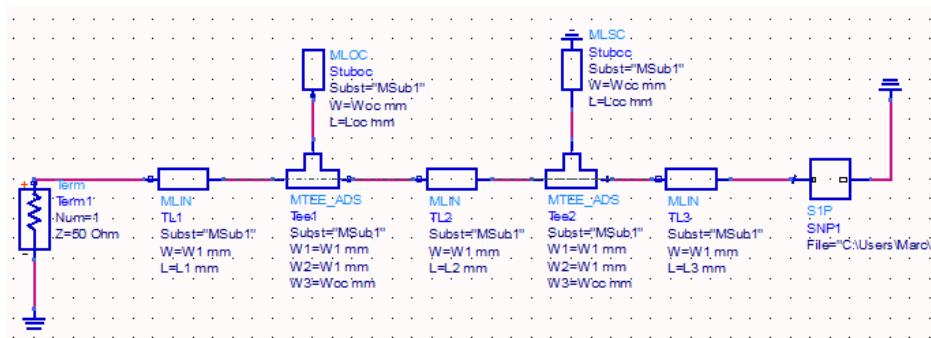


Fig. 5.6. Circuito de adaptación para la antena QMSIW a 2.4 GHz.

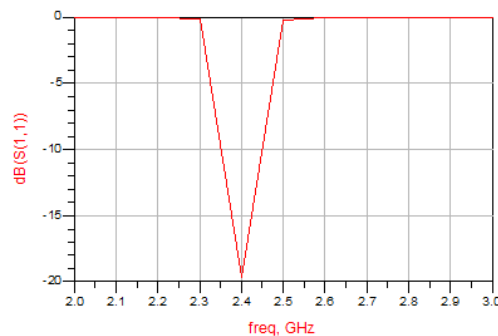
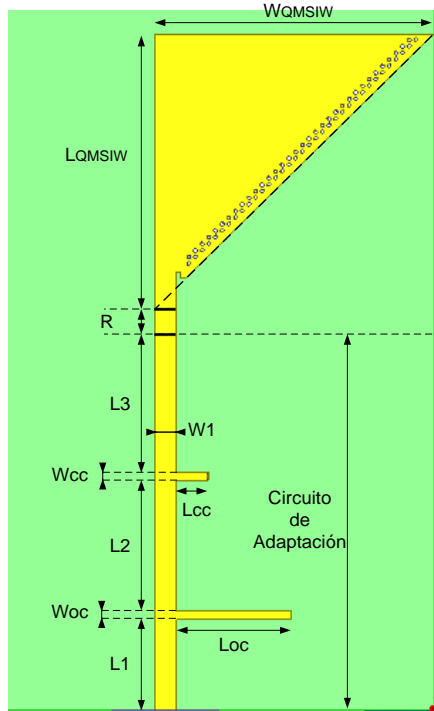


Fig. 5.7. Parámetro  $S_{11}$  de la antena QMSIW con el circuito de adaptación a 2.4 GHz en ADS.

El siguiente paso es incluir este circuito de adaptación de impedancias al diseño de la antena QMSIW de 2.4 GHz. Para ello extendemos la línea microstrip que alimentaba el diseño original, como podemos ver en la figura 5.8, los stubs salen de la línea microstrip en la dirección  $-Y$  para reducir el tamaño de la antena.

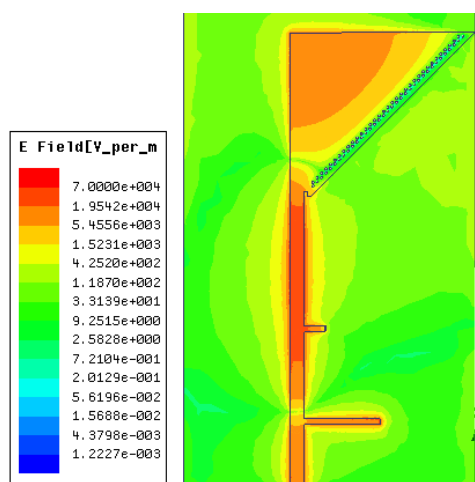


**Fig. 5.8.** Antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz.

**Tabla 5.2.** Valores de las variables del circuito de adaptación a 2.4 GHz.

$L1$	14.7 mm
$L2$	21.1 mm
$L3$	22.18 mm
$W_{oc}$	1.34 mm
$W_{cc}$	1.32 mm
$L_{oc}$	18.27 mm
$L_{cc}$	5.17 mm

En la figura 5.9 se observa la distribución del campo eléctrico en la superficie de la estructura, como se puede ver se vuelve a obtener la distribución esperada, donde el lado de las vías aísla la onda electromagnética y la guía hasta el vértice de las dos aperturas.

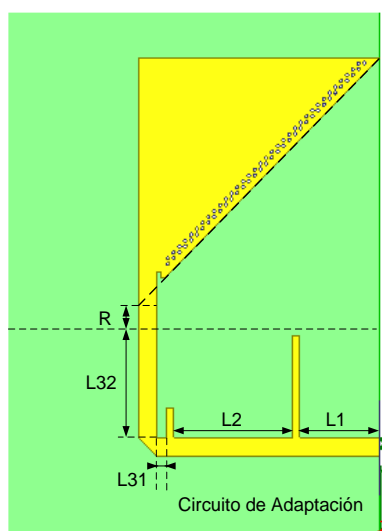


**Fig. 5.9.** Distribución del campo eléctrico en la antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz.

El circuito de adaptación comporta un aumento de la longitud de la antena a más del doble de su tamaño original, por lo tanto, el siguiente paso es doblarlo.

En la figura 5.10 se puede ver el diseño de la antena QMSIW de 2.4 GHz con el circuito de adaptación doblado para reducir el tamaño de la antena.

También se ha realizado una optimización en HFSS entre la separación de los stubs siempre respetando la longitud total de la suma de las líneas microstrip y las dimensiones de los stubs. Cambiando ésta separación conseguimos centrar la frecuencia de resonancia de la antena exactamente a 2.4 GHz.



**Fig. 5.10.** Antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación a 2.4 GHz doblado.

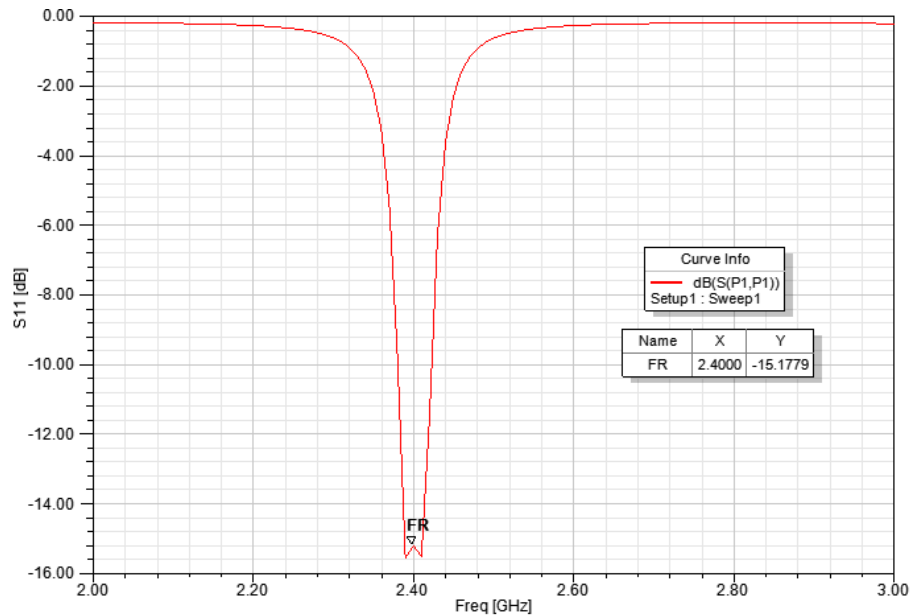


En la tabla 5.3 podemos ver las medidas finales del circuito de adaptación doblado.

**Tabla 5.3.** Valor de las variables del circuito de adaptación doblado.

$L1$	14.7 mm
$L2$	21.8 mm
$L31$	1.84 mm
$L32$	19.65 mm

A continuación se puede ver el parámetro  $S_{11}$  de la antena QMSIW a 2.4 GHz con el circuito de adaptación doblado.



**Fig. 5.11.** Parámetro  $S_{11}$  de la antena QMSIW con el circuito de adaptación a 2.4 GHz doblado.

Como se observa se ha conseguido escalar la antena QMSIW original para que tenga una frecuencia de resonancia a 2.4 GHz para el sustrato deseado. Además se ha podido adaptar por medio de líneas MS para que presente un  $S_{11}$  de -15.18 dB.

## 5.2. Antena QMSIW de doble banda 2.4 GHz y 5 GHz

### 5.2.1. Variables de diseño

Una vez se ha comprobado que la antena QMSIW original es escalable y adaptable a la frecuencia que se desea, se vuelve al modelo de antena QMSIW a 2.4 GHz, para intentar introducir una segunda frecuencia de resonancia a 5 GHz frecuencia usada por los estándares 802.11a/n. Para conseguir dicha resonancia se experimenta con ranuras o slits en la lámina superior. En la figura 5.13 se puede ver las variables del slit realizado.

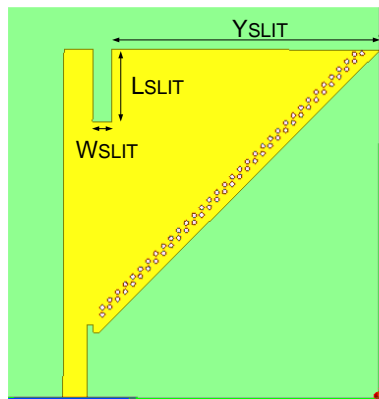
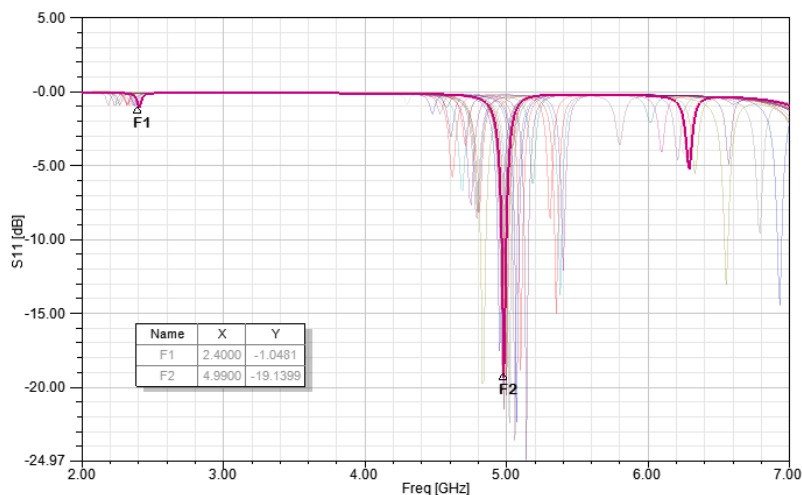


Fig. 5.12. Variables del slit.

Se realiza una simulación paramétrica en HFSS donde se variarán las variables  $W_{SLIT}$ ,  $L_{SLIT}$  y  $Y_{SLIT}$  y se analiza el parámetro  $S_{11}$  resultante para cada combinación.

De todas las combinaciones del análisis se escoge la que proporciona dos frecuencias más cercanas a lo que deseadas (2.4 GHz y 5 GHz), tal y como se ve en la figura 5.14. El valor de las variables del slit se puede ver en la tabla 5.4.

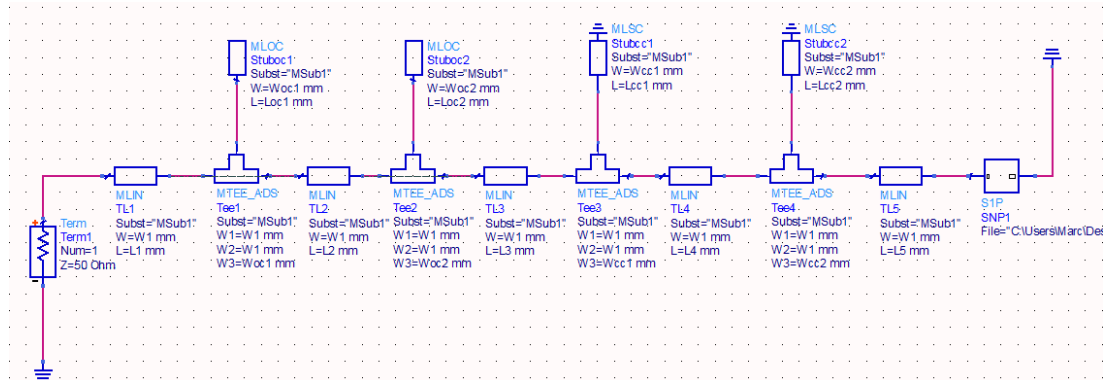


**Fig. 5.13.** Simulación paramétrica de las variables del slit.**Tabla 5.4.** Valores de las variables del slit.

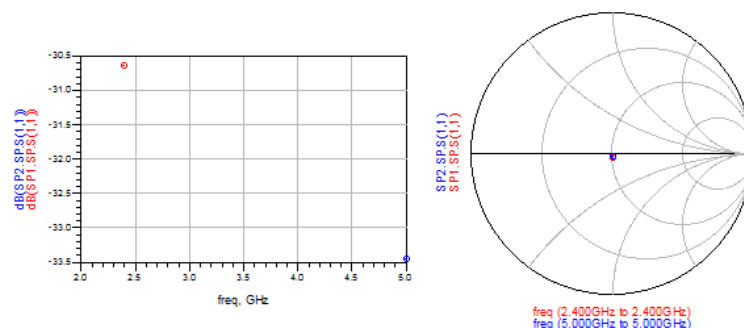
$W_{SLIT}$	2.7 mm
$L_{SLIT}$	10 mm
$Y_{SLIT}$	37.3 mm

### 5.2.2. Circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz

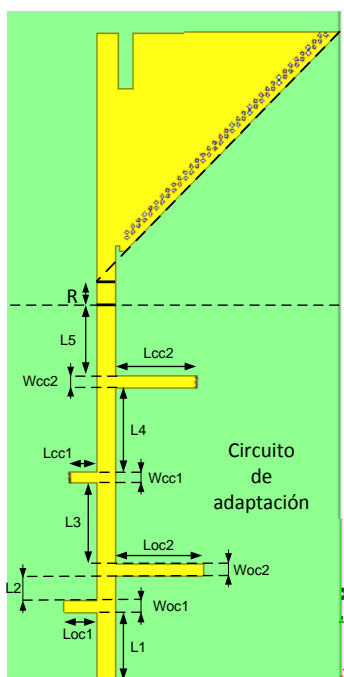
Para mejorar la adaptación de la antena, se vuelve a exportar el archivo .s1p de HFSS y se importa en ADS. Puesto que ahora hay que adaptar dos frecuencias, el circuito contará con dos stubs en circuito abierto y dos stubs en cortocircuito, el esquema se puede ver en la figura 5.14.

**Fig. 5.14.** Circuito de adaptación para las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz en ADS.

En la figura 5.15 vemos el resultado de la optimización en ADS, por un lado se observa que el parámetro  $S_{11}$  es bueno para las dos frecuencias de interés, en la carta de Smith se observa que los stubs cumplen su función adaptando la antena a 50  $\Omega$  para las dos frecuencias.

**Fig. 5.15.** Resultado del circuito de adaptación para las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz en ADS.

Seguidamente se incorpora la red de adaptación al diseño de la antena QMSIW de doble banda. Las variables del circuito de adaptación se pueden ver en la figura 5.17 y el valor de estos en la tabla 5.5.



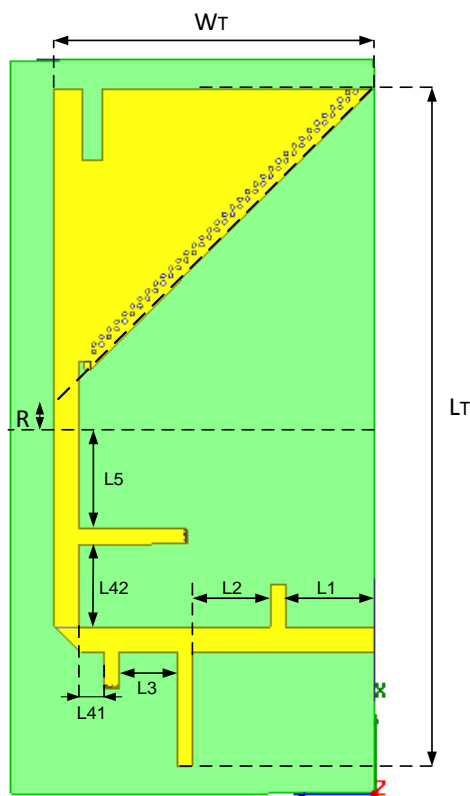
**Fig. 5.16.** Antena QMSIW de doble banda con el circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz.

**Tabla 5.5.** Valores del circuito de adaptación a 2.4 GHz y a 5 GHz.

$L1$	12.07 mm
$L2$	4.5 mm
$L3$	14.4 mm
$L4$	15 mm
$L5$	13.2 mm
$W_{oc1}$	2 mm
$W_{oc2}$	2.1 mm
$W_{cc1}$	2 mm
$W_{cc2}$	2.1 mm
$L_{oc1}$	6 mm
$L_{oc2}$	15.8 mm
$L_{cc1}$	5.1 mm
$L_{cc2}$	14.8 mm

Seguidamente se vuelve a doblar la red de adaptación para conseguir reducir el espacio que ocupa la antena. Se optimiza la separación entre los stubs con HFSS para obtener el mejor resultado, pero respetado siempre la longitud total

de las líneas MS y las dimensiones de los stubs. El resultado se puede ver en la figura 5.17 y los valores en la tabla 5.6.



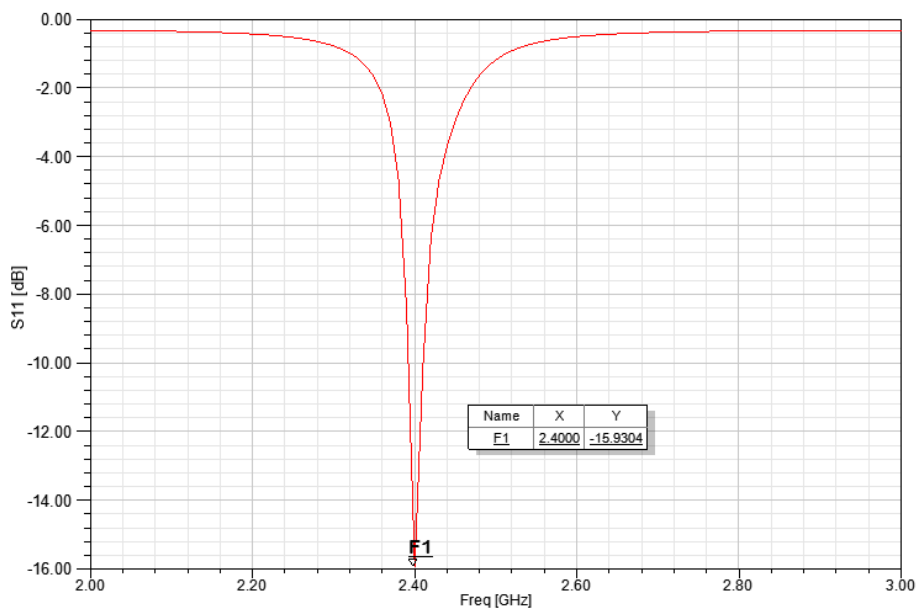
**Fig. 5.17.** Antena QMSIW de doble banda con el circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz doblado.

**Tabla 5.6.** Valor de las variables del circuito de adaptación a 2.4 GHz y 5 GHz doblado.

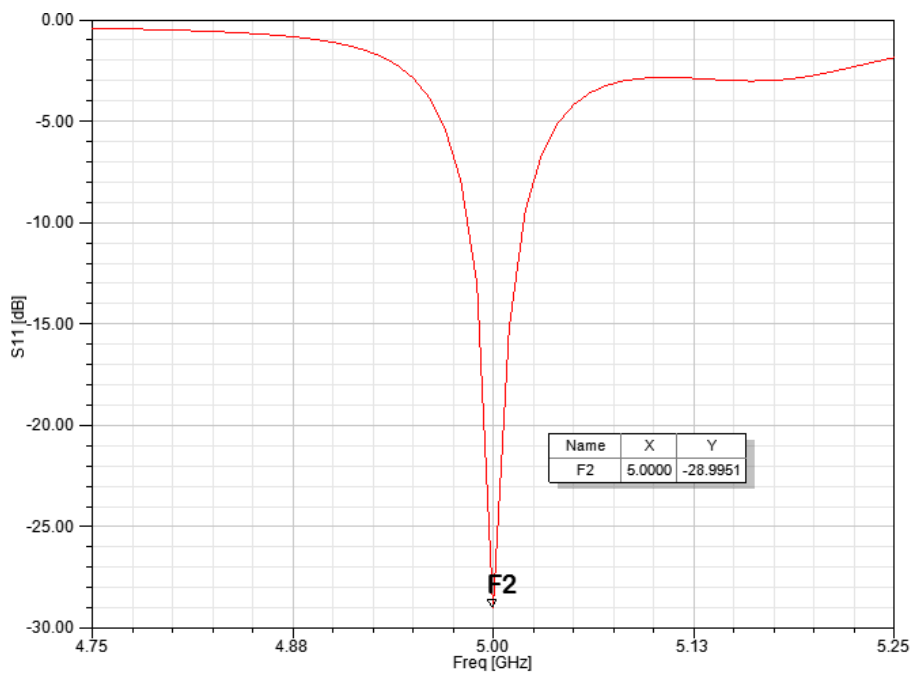
$L_1$	12.2 mm
$L_2$	10.9 mm
$L_3$	8 mm
$L_{41}$	3.4 mm
$L_{42}$	11.47 mm
$L_5$	3.2 mm
$W_T$	44 mm
$L_T$	97.4 mm

En las figuras 5.18 y 5.19 se observa como la incorporación del slit ha permitido la obtención de una nueva frecuencia de resonancia a los 5 GHz.

En este punto se cuenta con el diseño de una antena de doble banda de  $44 \times 97.4 \text{ mm}^2$  con un  $S_{11}$  de -15.9 dB para la frecuencia de 2.4 GHz y -29 dB para la frecuencia de 5 GHz.



**Fig. 5.18.** Primera frecuencia de resonancia de la antena QMSIW de doble banda adaptada (2.4 GHz).



**Fig. 5.19.** Segunda frecuencia de resonancia de la antena QMSIW de doble banda adaptada (5 GHz).

### 5.2.3. Fabricación

La fabricación de la antena se lleva a cabo en el CTTC.

El procedimiento empieza exportando el diseño de HFSS que contiene todos los datos estructurales de la antena.

El archivo es importado en el software CircuitCam que preparará los archivos necesarios para el láser LPKF ProtoLaser S que calentará las zonas de la lámina superior de cobre que se quieran remover y posteriormente succionará el cobre calentado, dándole a la lámina superior la forma del diseño.

Posteriormente se procede a realizar las filas de vías utilizando la taladradora LPKF ProtoMat C100 HF, con unas brocas de 0.6 mm de diámetro.

Una vez creados los agujeros se procede a metalizar el interior de las vías, el procedimiento consiste en colocar la pasta metalizada en la lámina superior y colocar la antena encima de un dispositivo que succionará desde el plano inferior para que la pasta entre en el interior de las vías y se distribuya uniformemente.

El último paso consiste en poner la estructura en un horno para que la pasta metálica se solidifique.

Finalmente se coloca un conector SouthWest SMA End Launch 292-04A-5 (hasta 27 GHz) a la antena fabricada para realizar las mediciones, en la figura 5.20 se puede ver el conector desmontado.



**Fig. 5.20.** Piezas del conector SouthWest SMA.

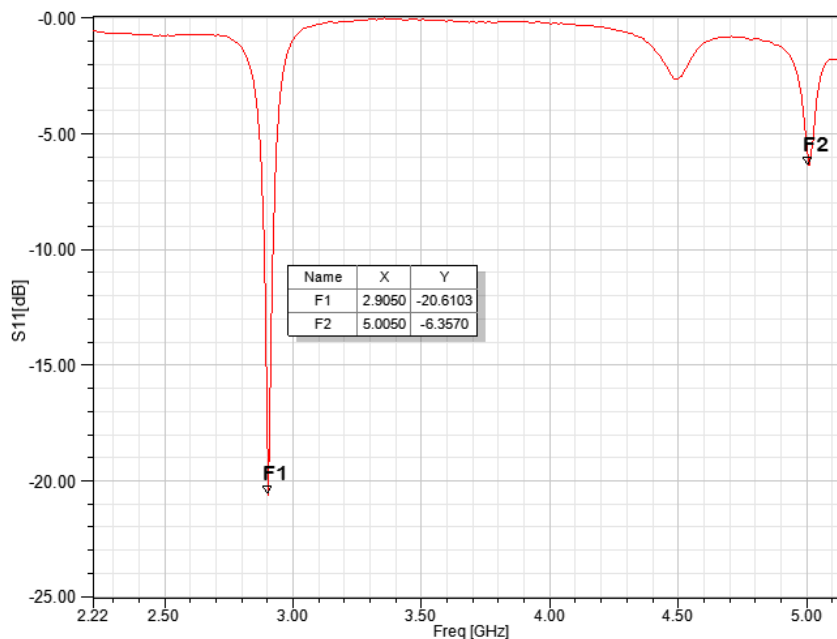
### 5.2.4. Medición

#### 5.2.4.1. Parámetro $S_{11}$

El parámetro  $S_{11}$  de la antena se medirá utilizando el Agilent Network Analyzer E8361A (10 MHz-67GHz). Antes de medir hay que calibrar el sistema con el cable de 50  $\Omega$  que se utilizará para la medición.

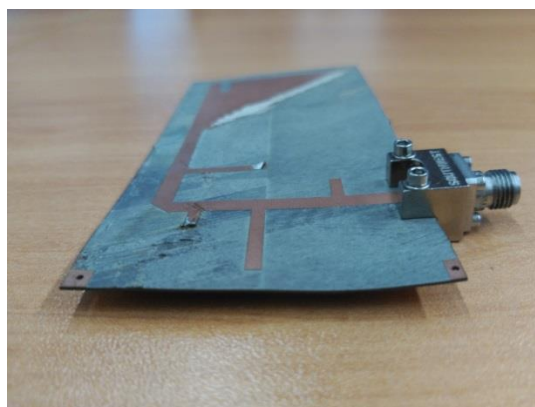
En la figura 5.21 podemos ver las primeras medidas sobre la antena. Tal y como se ve la frecuencia de 2.4 GHz se ha perdido totalmente y se ha

desplazado a los 2.9 GHz. Seguimos teniendo la frecuencia de 5 GHz pero la adaptación es mala.



**Fig. 5.21.** Primera medición de la antena con el Agilent Network Analyzer.

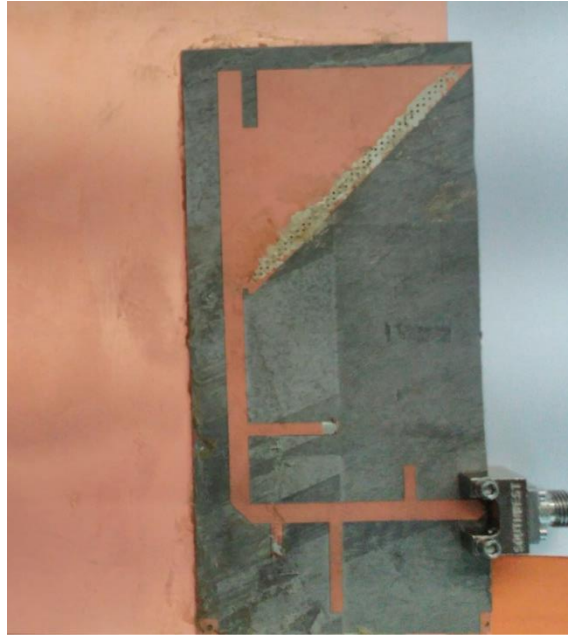
Los malos resultados vienen ocasionados porque el láser usado para fabricar la antena ha provocado daños en el sustrato causando que este se doble y que las características del circuito de adaptación cambien tal y como se puede apreciar en la figura 5.22.



**Fig. 5.22.** Sustrato doblado a causa del método de fabricación.

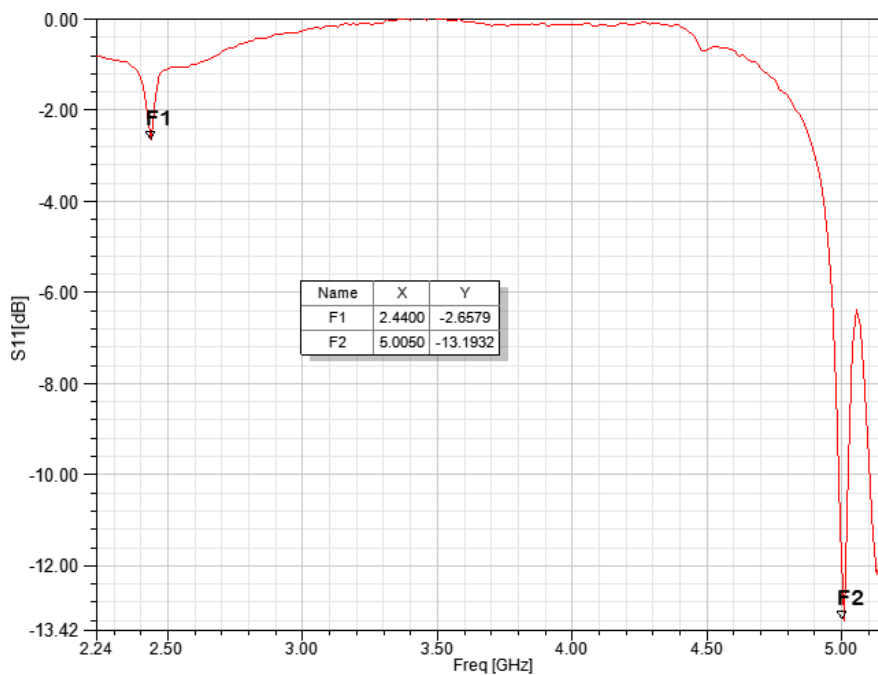
Puesto que no hay otro sustrato disponible para las frecuencias de interés en el CTTC se procede a intentar mejorar el enderezamiento de la antena. La cara inferior de la antena se adhiere a una lámina de cobre rígida extendiendo el plano conductor inferior, tal y como se observa en la figura 5.23.





**Fig. 5.23.** Antena QMSIW de doble banda con el plano conductor inferior extendido.

En la figura 5.24 se pueden ver las nuevas medidas en el Network Analyzer con la antena enderezada. Aunque los resultados no son perfectos, se ha conseguido una gran mejoría, teniendo una primera resonancia de 2.44 GHz cercana a los 2.4 GHz aunque desadaptada y una segunda resonancia en los 5 GHz de -13.2 dB.



**Fig. 5.24.** Segunda medición de la antena con el Agilent Network Analyzer.

#### 5.2.4.2. Diagramas de radiación

Los diagramas de radiación de la antena se miden en la cámara anecoica ETD-LINDERGEN, disponible en el CTTC.

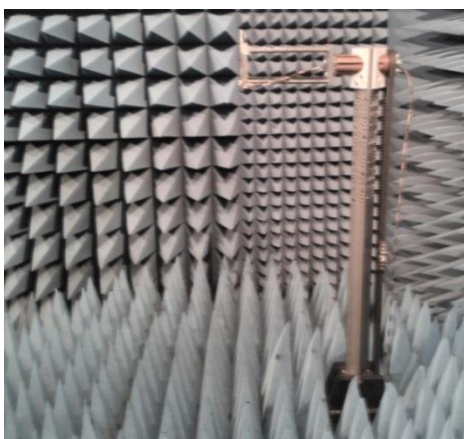
Una cámara anecoica es una sala utilizada para analizar antenas en óptimas condiciones, ya que está aislada de las interferencias exteriores y las paredes interiores están revestidas de un material con forma cónica que absorben las reflexiones de las ondas electromagnéticas.

En una de las paredes de la cámara se coloca la antena que hará la función de transmisor tal y como se puede ver en la figura 5.25, esta antena se conectará a uno de los canales del Network Analyzer.



**Fig. 5.25.** Antena transmisora en el interior de la cámara anecoica (CTTC).

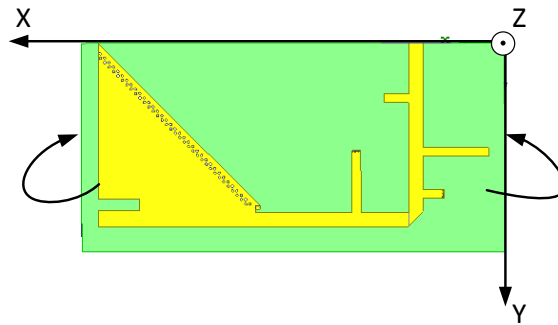
Por otro lado la antena fabricada se coloca en un dispositivo de rotación al otro extremo de la cámara anecoica tal y como se ve en la figura 5.26, alineada con la antena transmisora mediante la utilización de un láser. La antena receptora va conectada al otro canal del Network Analyzer.



**Fig. 5.26.** Antena receptora colocada en el dispositivo de rotación.

Se utiliza un controlador multidevice para hacer rotar la antena receptora en el interior de la cámara. Este dispositivo se conecta al Network Analyzer y a un PC, equipado con un software que combinará el resultado en el Network Analyzer con la rotación efectuada por el controlador en ese momento.

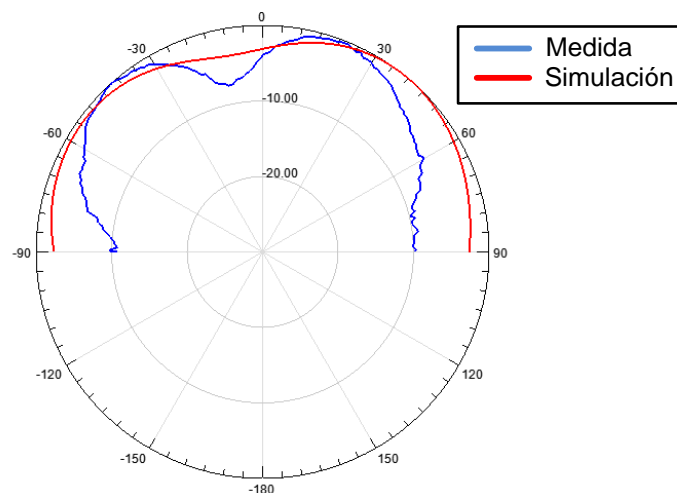
Para la realización de las medidas la antena transmisora emitirá en polarización horizontal y vertical y el dispositivo de rotación hará girar la antena tal y como se observa en la siguiente figura 5.27.



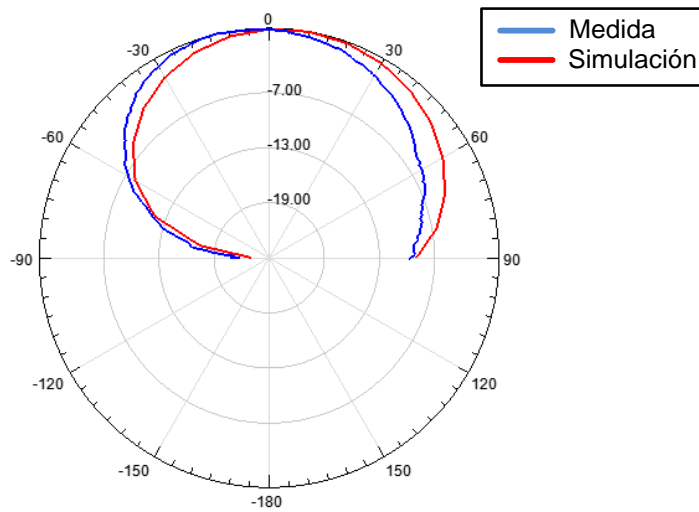
**Fig. 5.27.** Giro del dispositivo de rotación.

Por lo tanto midiendo la potencia recibida en el Network Analyzer se realizarán dos diagramas de radiación para cada frecuencia, uno con la antena transmisora en polarización horizontal y el otro con la antena transmisora en polarización vertical.

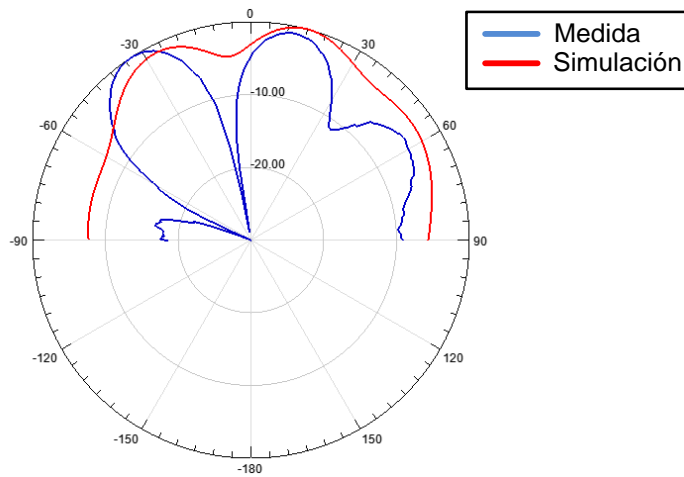
En las siguientes figuras siguientes se pueden ver los diagramas de radiación en el plano XZ.



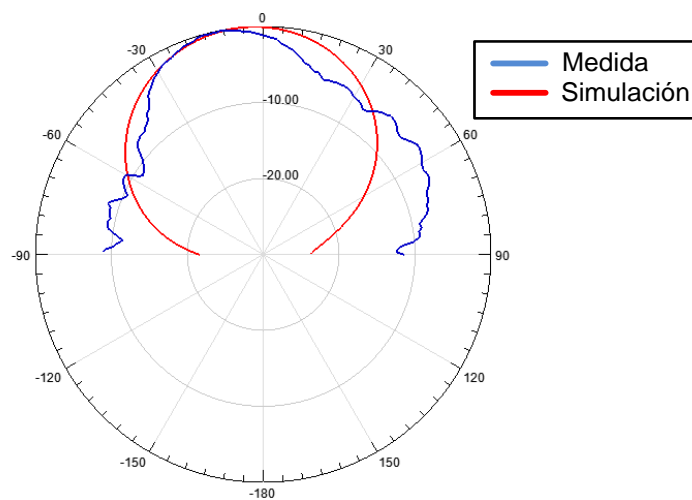
**Fig. 5.28.** Antena transmisora en polarización horizontal a 2.4 GHz



**Fig. 5.29.** Antena transmisora en polarización vertical a 2.4 GHz



**Fig. 5.30.** Antena transmisora en polarización horizontal a 5 GHz



**Fig. 5.31.** Antena transmisora en polarización vertical a 5 GHz

Comparando las medidas con la simulación vemos que coinciden con lo esperado. No obstante, hay mayor diferencia en los diagramas a la frecuencia de 5 GHz ya que al ser mayor la longitud de onda la extensión del plano inferior causa unas interferencias mayores.

## CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES

Tras realizar éste proyecto se ha conseguido alcanzar un nivel avanzado en el manejo de HFSS, para diseñar las estructuras estudiadas, en ADS para diseñar los circuitos de adaptación y en MATLAB para la resolución de problemas matemáticos.

Se ha estudiado la propagación entre una guía de onda rectangular y una estructura SIW llegando a la conclusión de que para la banda de trabajo son equivalentes teniendo en el peor de los casos una diferencia de 0.2 dB en el parámetro  $S_{21}$ .

La integración de una SIW en un circuito PCB mediante la transición con transformadores de impedancia y se ha conseguido un  $S_{21}$  mayor de -1 dB para toda la banda lo cual representa una buena adaptación a las líneas microstrip de 50  $\Omega$ .

Puesto que el tamaño de una SIW para frecuencias de pocos GHz es demasiado grande se han estudiado los conceptos HMSIW y QMSIW y se ha demostrado que presentan una distribución del campo eléctrico de prácticamente la mitad y un cuarto del diseño original.

Partiendo de una antena QMSIW se ha realizado un estudio de escalado y se han modificado las aperturas para llevarla a una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz, posteriormente se ha realizado una red de adaptación y se ha doblado y optimizado para conseguir un  $S_{11}$  de -15.18 dB.

Una vez demostrada la escalabilidad del diseño se ha introducido una ranura a la antena QMSIW para conseguir manipular la segunda frecuencia de resonancia y llevarla a los 5 GHz. Posteriormente se ha realizado un circuito de adaptación para ambas frecuencias y se ha vuelto a doblar.

Como resultado se ha obtenido el diseño de una antena QMSIW de doble banda de 44x97.4 mm<sup>2</sup> con un  $S_{11}$  de -15.9 dB para la frecuencia de 2.4 GHz y -29 dB para la frecuencia de 5 GHz.

Se ha fabricado la antena y se ha medido en una cámara anecoica completando así el ciclo completo de ingeniería de antenas: diseño-fabricación-medición.

Como futuros trabajos se propone la experimentación con otros tipos de ranuras para reducir el tamaño de ésta, por ejemplo en forma de L. Así como la incorporación de más ranuras para llegar al diseño de una antena con 3 o 4 bandas de operación.

También se propone la utilización de otras técnicas para reducir aún más el tamaño de la antena, por ejemplo "eighth of a mode".

## CAPÍTULO 7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Deslandes, D., Wu, K.: 'Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2003, 51, (2), pp. 593–596.
- [2] Xu, F., Wu, K.: 'Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2005, 53, (1), pp. 66–73.
- [3] Deslandes, D., Wu, K.: 'Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2006, 54, (6), pp. 2516–2526.
- [4] Bozzi, M., Georgiadis, A., Wu, K.: 'Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas'. IET Microw. Antennas Propag., 2011, Vol. 5, Iss. 8, pp. 909–920.
- [5] Imran, M., Huiling, Z.: 'Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band'. Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems and Control, 2014, pp 61-63.
- [6] Lai, Q., Fumeaux, Ch., Hong, W., Vahldieck, R.: 'Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2009, MTT-57, pp. 1996–2004.
- [7] Jin, C., Li, R., Alphones, A., Bao, X.: 'Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Its Application to Antennas Design. IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 61, no. 6, june 2013, pp. 2921-2928.

## CAPÍTULO 8. ANEXOS

### 8.1. Guía de onda rectangular.

El primer paso es crear un rectángulo de las dimensiones y del sustrato deseado, tal y como se observa en la figura 8.1.



**Fig. 8.1.** Rectángulo de sustrato guía de onda rectangular.

Seguidamente se crean cuatro rectángulos de manera que formen un recinto cerrado alrededor del sustrato. Estos rectángulos son de cobre y tienen un grosor despreciable.



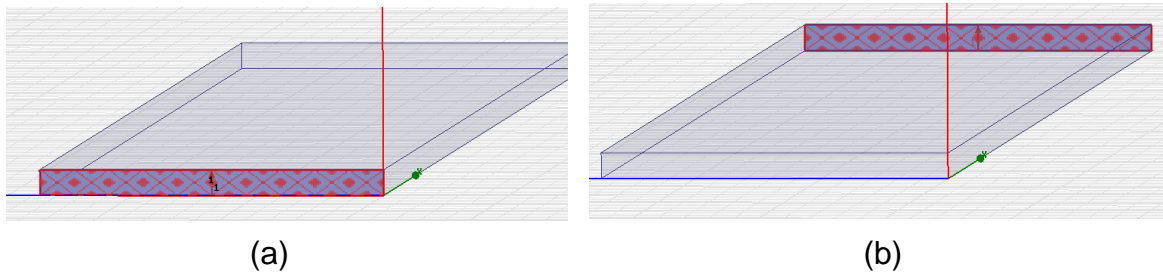
**Fig. 8.2.** Láminas de cobre de la guía de onda rectangular.

Las superficies transversales del rectángulo de sustrato no están cubiertas por láminas de cobre ya que son las caras por las que entrará y saldrá la onda, por lo tanto la estructura contará con dos puertos de onda.

Un puerto de onda en HFSS es un rectángulo que emula una guía de onda infinita de la misma sección transversal y del mismo dieléctrico interior que la guía de onda que alimenta.

El puerto 1, puerto de entrada es el rectángulo en  $X = 0$ . El puerto 2 donde se recibirá la onda propagada a través de la estructura, es el rectángulo al otro extremo de la guía. El detalle de los puertos se puede ver en la figura 8.3.





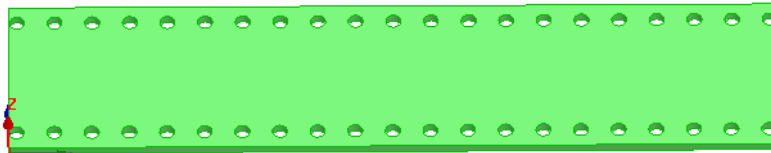
**Fig. 8.3.** a) Puerto 1 b) Puerto 2

## 8.2. SIW

El procedimiento empieza al igual que en el de la guía de onda rectangular, creando un rectángulo del sustrato utilizado.

Posteriormente hay que crear las láminas superior e inferior de cobre de grosor despreciable, que tendrán la misma extensión que el sustrato. En éste caso, las caras laterales no tienen revestimiento metálico, ya que se trata de tecnología de circuito impreso.

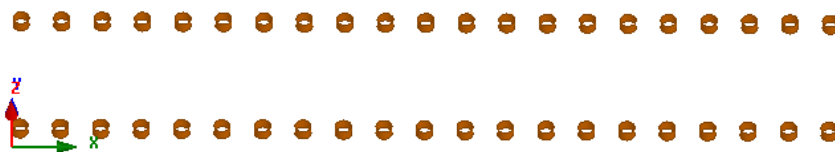
Seguidamente, se crean las filas de vías, creando cilindros de cobre que se repiten cada  $S$  y se restan del rectángulo del sustrato para simular el efecto de la taladradora, creando agujeros en éste como se observa en la figura 8.4.



**Fig. 8.4.** Sustrato con agujeros para las vías de la estructura SIW.

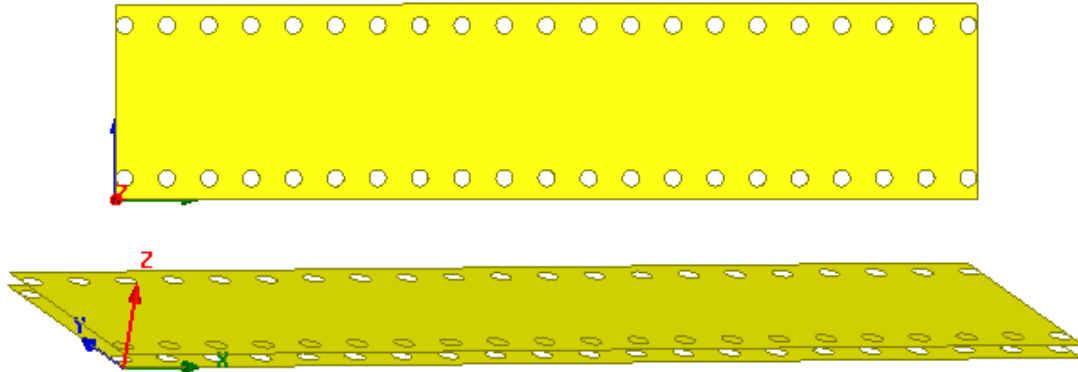
Los cilindros que se han sustraído del sustrato son clonados para que llenen los agujeros.

Las caras de los cilindros que coinciden con los planos de cobre superior e inferior, son separadas de los cilindros. Cuando se realiza ésta operación en HFSS el interior de los cilindros es eliminado y solo queda la pared de los cilindros por un lado y las caras por otro como se puede ver en la figura 8.5.



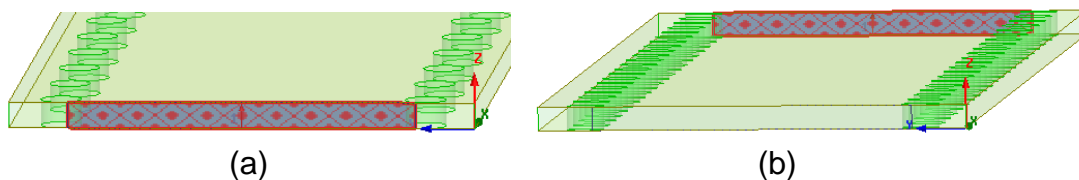
**Fig. 8.5.** Pared interior de cobre de las vías de la estructura SIW.

El último paso es sustraer de las láminas superior e inferior las caras de los cilindros que se solapan con éstas, creando los agujeros en las superficies de la estructura mostradas en la figura 8.6.



**Fig. 8.6.** Láminas superior e inferior con agujeros para las vías de la estructura SIW.

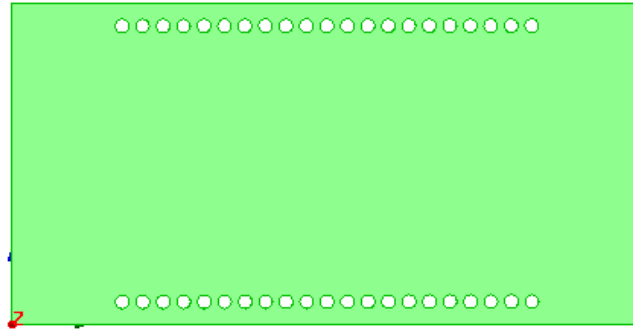
Éste segundo diseño contará de nuevo con dos puertos de onda, de las mismas dimensiones que en el diseño anterior para evaluarlos en igualdad de condiciones. Dichos puertos irán centrados entre las filas de vías. Por lo tanto volvemos a tener un puerto 1 en  $X = 0$  por el que excitaremos la estructura y un puerto 2 al otro extremo donde recibiremos la onda propagada a través de la guía. El detalle de los puertos puede verse en la figura 8.7.



**Fig. 8.7.** a) Puerto 1 b) Puerto 2.

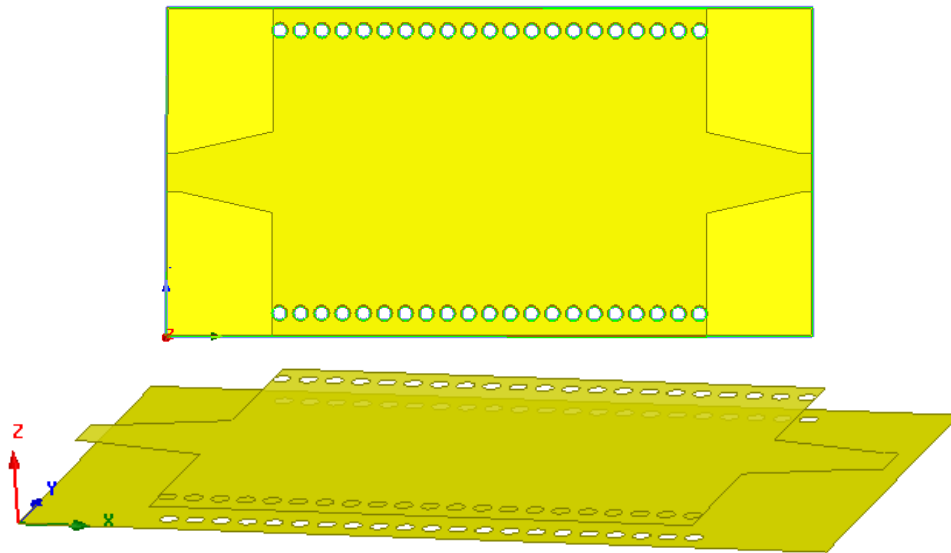
### 8.3. Estructura SIW con transiciones

El procedimiento empieza creando una estructura SIW igual que en el apartado anterior. A continuación se extienden tanto el sustrato como la lámina inferior para tener espacio para las transiciones. El rectángulo resultante se puede ver en la figura 8.8.



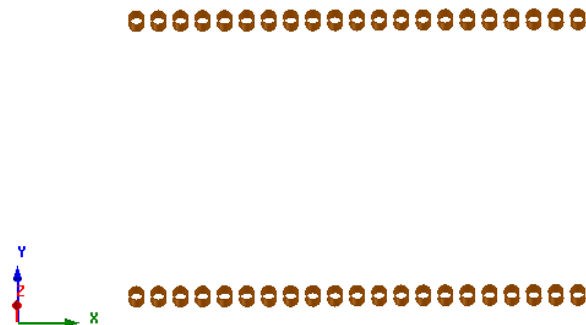
**Fig. 8.8.** Sustrato con agujeros para las vías y espacio para las transiciones de la estructura SIW con transiciones.

Por lo tanto las láminas superior e inferior tendrán el siguiente aspecto.



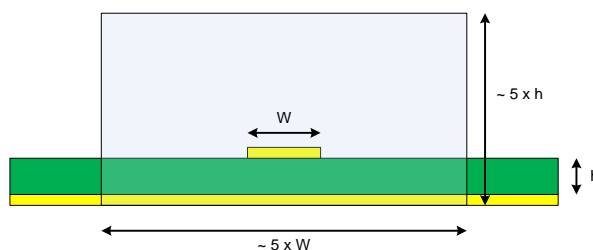
**Fig. 8.9.** Lámina superior e inferior de cobre de la estructura SIW con transiciones

En la siguiente figura 8.9 se pueden ver los interiores de las vías.



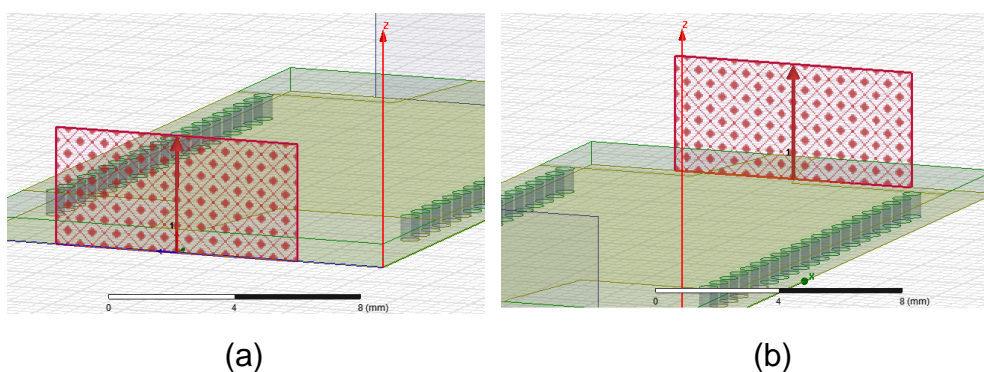
**Fig. 8.9.** Interior de los agujeros metalizados de la estructura SIW con transiciones.

El circuito de alimentación de nuestra estructura empieza y termina con una línea microstrip. El software HFSS define unas normas de alimentación para dichas líneas que podemos ver en la siguiente figura 8.10.



**Fig. 8.10.** Dimensiones de un puerto de onda para alimentar una línea MS.

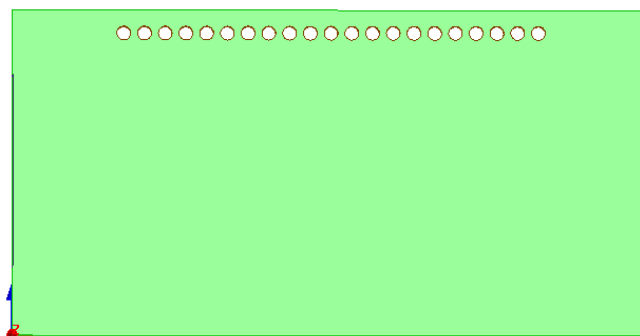
El detalle de los puertos se puede ver en la figura 8.11.



**Fig. 8.11.** a) Detalle puerto 1 b) Detalle puerto 2.

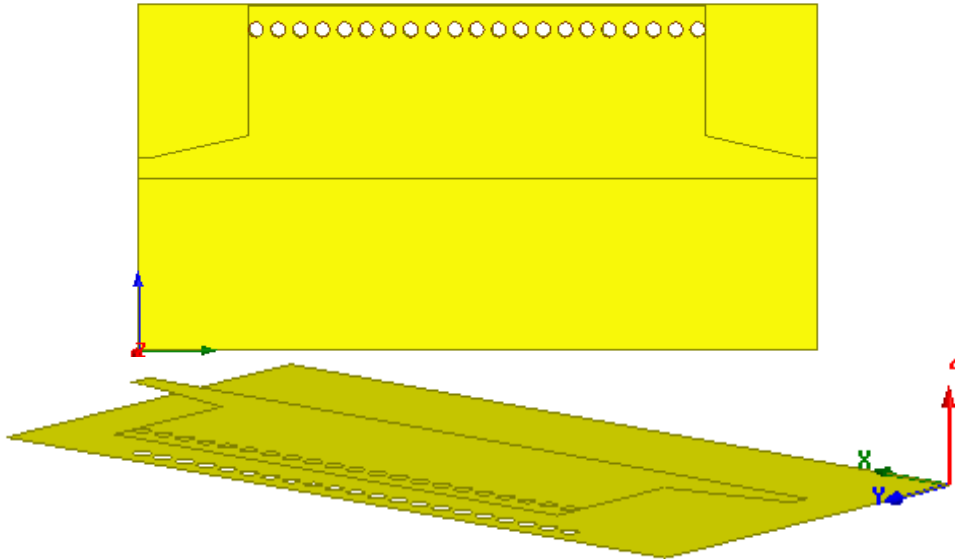
#### 8.4. HMSIW

El rectángulo de sustrato es de las mismas dimensiones que en el diseño anterior, aunque en éste caso solo se ha realizado una fila de agujeros en la dirección longitudinal.



**Fig. 8.12.** Sustrato con agujeros para las vías estructura HMSIW.

La lámina superior ha sido cortada por la mitad, tanto en las líneas microstrip como en los tapers como en la estructura SIW, dejando la mitad del sustrato restante al descubierto. La lámina inferior se mantiene de las mismas dimensiones. En la figura 8.13 se puede ver el detalle de las dos láminas de cobre.



**Fig. 8.13.** Láminas superior e inferior de cobre estructura HMSIW.

En éste diseño solo habrá una hilera de vías de cobre que se pueden ver en la figura 8.14.

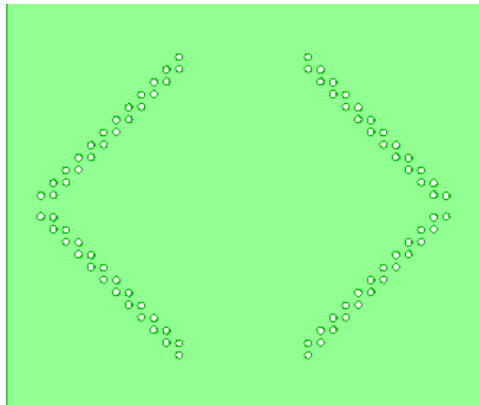


**Fig. 8.14.** Paredes interiores de las vías de cobre estructura HMSIW.

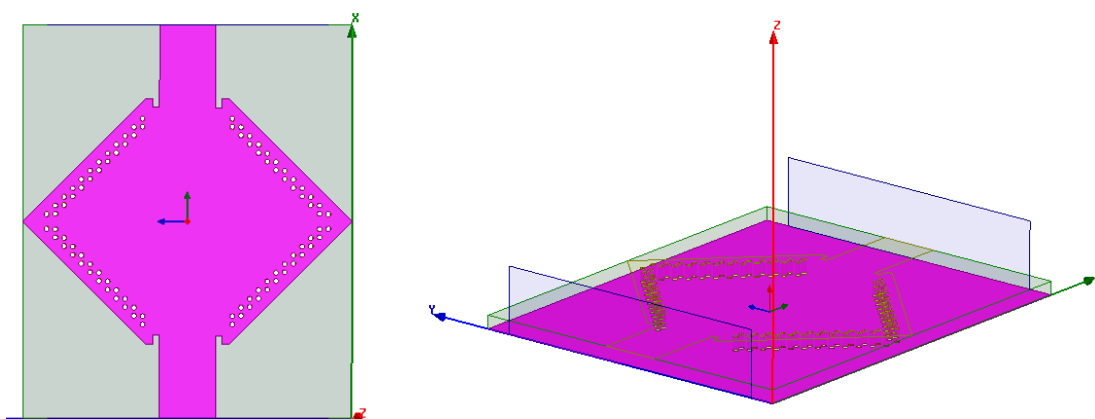
Los puertos se mantienen de las mismas dimensiones para evaluar la estructura HMSIW en las mismas condiciones que el diseño anterior.

## 8.5. Resonador SIW cuadrado

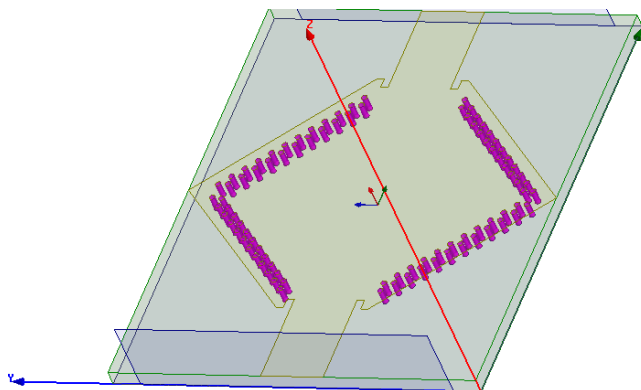
El procedimiento es el mismo que para las demás estructuras SIW.



**Fig. 8.15.** Sustrato con agujeros para las vías del resonador SIW cuadrado.



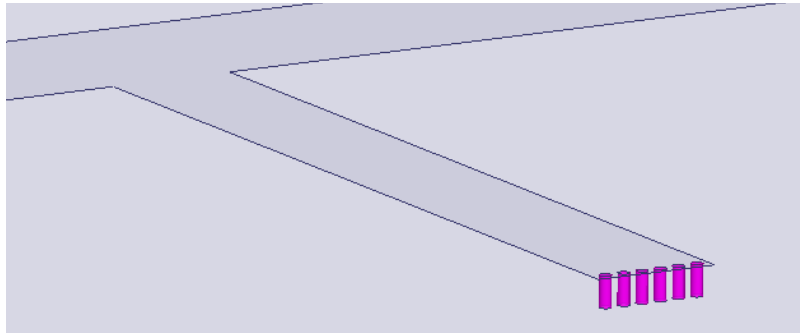
**Fig. 8.16** Láminas superior e inferior del resonador SIW cuadrado.



**Fig. 8.14.** Paredes interiores de las vías de cobre resonador SIW cuadrado.

## 8.6. Stub en cortocircuito

La creación de stubs en cortocircuito se lleva a cabo de la misma manera que creamos las vías para las estructuras SIW. Al final de la línea microstrip se crean agujeros con las paredes revestidas de cobre que conectarán eléctricamente los dos planos conductores, tal y como se ve en la figura 8.15.



**Fig. 8.15.** Diseño de un stub en cortocircuito