

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Diseño de antena slot alimentada por “gap waveguide” utilizando metasuperficie



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

David Santiago Arriazu

Iñigo Ederra Urzainqui

Pamplona, 27/01/2017



AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, querría dar las gracias a Iñigo Ederra, por su paciencia y su ayuda desde el primer hasta el último día, sin él este trabajo no hubiera sido posible. Sus consejos y su buen hacer han sido claves en los resultados obtenidos.

Gracias a todos los profesores y compañeros que he tenido a lo largo de la realización del Grado en la UPNA, todos ellos han sido una pieza importante en mi desarrollo como ingeniero y como persona durante estos 4 años.

Gracias a mis amigos, los cuales han soportado mis nervios y mi mal humor durante toda la vida, en especial durante estos últimos 6 meses de gran esfuerzo.

Por último, dar las gracias a mi familia por todo lo que me han dado, unos desde la distancia, como mis tíos y mis primos de Valencia que me han dado fuerzas desde lejos para lograr mis metas y otros desde la cercanía, a mis tíos y primos de Pamplona y en especial a mis abuelos, habéis sido un espejo en el que mirarme durante toda mi vida, como unos padres para mí, ni todo el cariño del mundo puede devolveros lo que habéis hecho para que hoy este donde estoy. Y a ti, que decirte, Madre, que lo has dado todo por mí, agradecerte tu capacidad de superación y tu esfuerzo para criarme y educarme como lo has hecho, eres una parte importante de mí.

Muchas gracias a todos.

RESUMEN

Debido al desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas la investigación en el campo de las bandas de alta frecuencia se ha incrementado ya que en estas bandas es donde el espectro se encuentra menos poblado y donde más velocidad de transmisión de datos se puede conseguir. Los problemas de interconexión, encapsulado y de montaje mecánico son los mayores inconvenientes del empleo de dichas tecnologías en aplicaciones comerciales.

Este Trabajo Fin de Grado tiene el propósito de desarrollar un tipo de antena capaz de solventar estos problemas de fabricación. La estructura de diseño que se va a utilizar a lo largo del proyecto no solo soluciona ese tipo de problemas, sino que es una forma de diseño mucho más económica comparado con las estructuras que se suelen utilizar en este tipo de tecnologías. Mientras estructuras en guía de onda de diseños pasados realizaban su fabricación mediante un corte transversal en la estructura aprovechando que el campo en el punto medio de la estructura no se veía alterado por ese gap, nuestra estructura da la posibilidad de fabricarla mediante un corte longitudinal de la estructura, separando la capa superior del resto de la antena. Esto es posible debido a la configuración utilizada donde el campo ya no se escapa en el plano transversal mientras que en diseños pasados un corte de esta forma hubiese supuesto unas pérdidas inasumibles.

La antena que se va a diseñar en este proyecto es una antena de ranura o slot, empleando una guía de onda de gap para su alimentación, a una frecuencia de 76.5 GHz y cubierta con un superestrato metamaterial. Este proyecto se realiza con el objetivo de ver el comportamiento de este tipo de diseños y meta-superficies en tan altas frecuencias.

Reproduciremos el diseño de una antena en la banda Ku en EMPro, con el objetivo de optimizar ese diseño para posteriormente escalarlo a la banda W, donde se cubrirá la antena con un superestrato metamaterial para mejorar sus parámetros de radiación. Dicha meta-superficie también será optimizada para conseguir que se excite de la manera adecuada y que su unión con la antena sea la adecuada. Una vez realizada dicha optimización obtendremos el diseño final de este Trabajo Fin de Grado.

Palabras clave: Guía de onda de gap, Antena de ranura, Meta-superficie, Metamaterial.

ABSTRACT

Due to the development of new wireless technologies, research in the field of high frequency bands has increased that these bands are where the spectrum is less populated and it is where more data transmission speed can be achieved. Interconnection, encapsulated and mechanical mounting problems are the major drawbacks of the use of these technologies in commercial applications.

This bachelor thesis has the purpose of developing a type of antenna capable of solving these manufacturing problems. The structure that will be used throughout the project do not only solve this type of problems, it is a cheaper design compared to the structures that are commonly used in this type of technology. While past designs are manufactured by a transverse cut at the halfway point of the structure because the field was not altered by this gap, our structure gives the possibility of making it through a longitudinal cut of the structure, separating the top layer from the rest of the antenna. This is possible because the configuration used in the project where the field does not escape in the transverse plane while in past designs a cut in this way would have supposed an unacceptable loss.

The design in this project is a slot antenna, using a gap waveguide for feeding, at a frequency of 76.5 GHz and cover with a metamaterial superstrate. This project is carried out with the aim of seeing the behavior of this type of designs and meta-surfaces in high frequencies.

We will reproduce the design of an antenna in the Ku band in EMPro, with the objective of optimizing that design and later scaling it to the W-band, where the antenna will be covered with a metamaterial superstrate to improve its radiation parameters. This meta-surface will also be optimized to get it to be excited in the right way and that its union with the antenna is the suitable one. Once this optimization is done, we will obtain the final design of this bachelor thesis.

Keywords: Gap waveguide, Slot antenna, Meta-surface, Metamaterial.

ÍNDICE

Chapter 1: Introduction.....	8
1.1 Introduction to the project.....	8
1.2 Problems of using other type of guiding structures.....	8
1.2.1 Problems of metallic waveguides.....	8
1.2.2 Problems of printed transmission lines.....	9
1.2.3 Problems of antennas array based on waveguides.....	9
1.2.4 Problems of encapsulation.....	9
1.3 Gap waveguide technology.....	9
1.3.1 Gap waveguide fundamentals.....	10
1.3.2 Design of the cutoff band.....	11
1.4 Slot antennas with gap waveguide.....	12
1.5 Metamaterials.....	14
1.6 Objectives.....	14
Capítulo 2: Diseño de antena slot alimentada mediante guía de gap en la banda Ku.....	15
2.1 Descripción de la antena.....	15
2.2 Diseño de la antena.....	19
2.2.1 Introducción.....	19
2.2.1.1 Simulación.....	19
2.2.2 Reproducción de la antena funcionando en la banda Ku.....	20
2.2.2.1 Simulación.....	22
2.2.2.2 Optimización.....	23
Capítulo 3: Escalado de la antena en la banda W.....	29
3.1 Escalado inicial.....	29
3.2 Optimización.....	31

Capítulo 4: Diseño de antena slot cubierta por la Meta-Superficie.....	36
4.1 Introducción.....	36
4.2 Celda-unidad.....	37
4.3 Configuración de la meta-superficie.....	38
4.4 Optimización y simulación del superestrato.....	38
4.4.1 Primer diseño de la meta-superficie.....	39
4.4.2 Segundo diseño de la meta-superficie.....	42
4.4.3 Tercer diseño de la meta-superficie.....	44
4.4.4 Cuarto diseño de la meta-superficie.....	45
4.4.5 Quinto diseño de la meta-superficie.....	47
4.4.6 Sexto diseño de la meta-superficie.....	49
4.4.7 Conclusión.....	50
4.5 Estudio de la meta-superficie.....	50
4.5.1 Estudio del slot sin meta-superficie.....	51
4.5.2 Estudio del slot con la meta-superficie.....	54
4.5.3 Conclusión del estudio de la meta-superficie.....	56
4.6 Nuevas configuraciones de la meta-superficie.....	56
4.6.1 Primer diseño de la meta-superficie tras su comprobación.....	56
4.6.2 Segundo diseño de la meta-superficie tras su comprobación.....	58
4.6.3 Tercer diseño de la meta-superficie tras su comprobación.....	59
4.7 Conclusión.....	62
Capítulo 5: Diseño final.....	63
5.1 Diseño final.....	63
5.2 Parámetros de radiación.....	67
5.3 Comparación con el diseño escalado en la banda W.....	70
Conclusión y líneas futuras.....	73
Anexos.....	75
Bibliografía.....	77

Chapter 1: Introduction

This chapter will begin with a summary of the project, as well as an explanation why the structure that can be seen in [2] has been used, discussed their differences and advantages with structures that are used today. In addition, a brief introduction to the metamaterials will be to explain the reason for its use in the project.

1.1 Introduction to the project

The project aims to design a slot antenna fed with gap waveguide in the W-band (75-105 GHz), particularly in 76.5 GHz, which is the frequency usually used for radar technology and is one of the proposed bands for the use of 5G systems.

The beginning of the project will start reproducing the design proposed on [1], in which we can see a slot antenna operating in the Ku-band. Our work will start from this design, checking it in the simulator and, once verified, scale it to the W-band. Once a similar behavior of the W-band antenna has been achieved, we proceed to add a meta-surface with the aim of improving the radiation parameters of the antenna.

It should be noted that throughout the project all simulations have been conducted in [EMPro of Keysight](#).

1.2 Problems of using other type of guiding structures

Currently, there are different types of structures and designs that are used in the microwaves technology. However, the necessity of using less populated frequency bands requires the employment of higher frequencies, where scaling structures that were used in low frequencies brings problems of manufacturing, interconnection, encapsulation and assembly, among others.

A summary of the problems of these technologies will be held below.

1.2.1 Problems of metallic waveguides

Classic waveguides used rectangular and circular structures which have very low losses in the technologies in which they were used. However, as higher frequencies have been used, its manufacture has proved to be more complicated and costly. Manufacturing separated blocks at high frequencies carries with it the difficulty of maintaining its low loss and high values of Q, due to leaks in field in the connection of the blocks, which in turn, generates losses.

1.2.2 Problems of printed transmission lines

Printed transmission lines are a robust and low cost solution, and easily integrated in printed circuits. Their transmission parameters depends to the type of substrate in which are printed. In addition to the great amount of interference that is created when it is printed in the substrate of the superior layer, make of them a complicated solution for high frequency, where interferences and losses increase, limiting the designs.

1.2.3 Problems of antennas array based on waveguides

Antennas based on waveguides are good candidates to use at high frequency, since their low power losses are linked to a high efficiency antenna. One of the basic problems is the high cost of power supply manufacturing.

There are 2 types of power supply in these antennas:

1) Serial feed, which implies a low-bandwidth (4-5%)

(2) Corporate feed, has a greater bandwidth than serial feed. Nevertheless, the elevated spacing between components, which tends to be greater than λ and originates grating lobes is a remarkable problem.

1.2.4 Problems of encapsulation

The size of the cavities at low frequency tends to be $\lambda / 2$ or less, which makes it impossible to manufacture in high frequency, where λ is the size of the micrometers.

1.3 Gap waveguide technology

According to the summary of the problems of structures that are commonly used in these technologies, I am going to explain the differences and advantages of the structure used in this bachelor thesis: Gap waveguide.

This technology is regarded as one of the most efficient alternatives in high frequencies thanks to its simplicity and low manufacturing cost. As a matter of fact, it is considered as a possible solution by many scientists.

1.3.1 Gap waveguide fundamentals

As it can be seen in Fig. 1.1, it is based on the use of two parallel planes, a PEC and a PMC plane, to control the waves propagation between both planes.

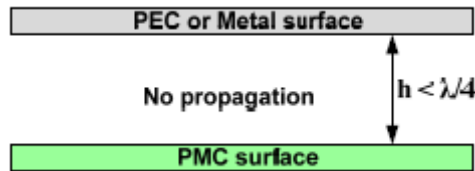


Figure 1.1 Parallel planes of PMC and PEC.

The objective of the employment of these two planes is that when the distance between planes is less than $\lambda / 4$, there is no propagation between planes. By employing a waveguide between these two planes, just propagate waves by waveguide and elsewhere in space there is no propagation, which leaves us in a very advantageous situation in terms of dissipated power, losses, etc. Therefore, in Fig. 1.2 you can see the basic structure that will be used in this project.

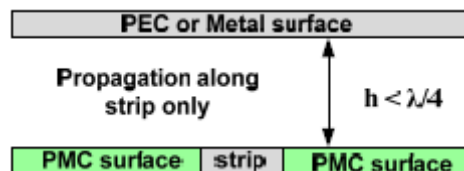


Figure 1.2 PMC and PEC parallel planes with a strip waveguide.

The difficulty of finding a substrate PMC in the nature requires the emulation of this type of substrate with an artificial magnetic conductor (AMC) using a periodic structure of metal pins. These pins create a high enough impedance as to make all modes between planes in court and only allowing propagation in waveguide. Fig. 1.3 shows how the layer of array of pins and the different possible configurations designed that there are to guide the waves among the pins. Our project will be based on the configuration (a) of the fig. 1.3, which uses a ridge waveguide for the propagation.

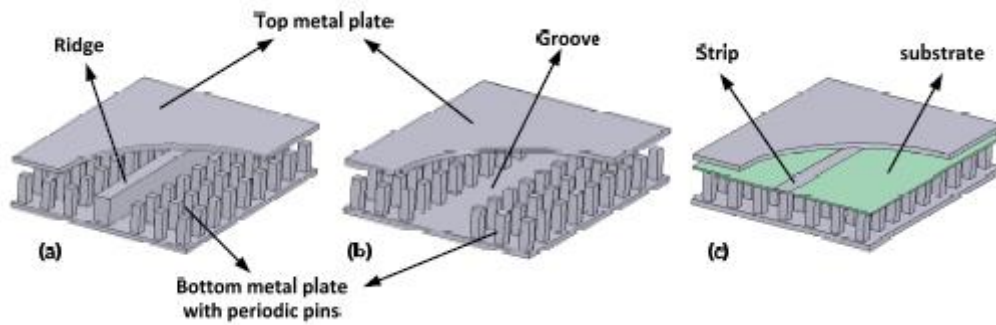


Figure 1.3 Different guiding structures based on array of pins.

The main advantage of this type of structure is the ability to be manufactured without contact between the metal surface top and bottom, thus it is not necessary to include side covers, which makes it a low-loss structure and cheap manufacturing in high frequency.

1.3.2 Design of the cutoff band

Periodic structure around the central waveguide consisting an array of metal pins avoids spreading waves between parallel planes. This structure has a high impedance; thanks to waves do not propagate through it, making an artificial magnetic conductor layer (AMC).

In this array of pins, the spacing between them and the size of the pins are very important to ensure that all are excited with the same amplitude and phase so a more efficient cutoff band can be achieved.

Fig. 1.4 shows the distribution of the field in our structure, concentrating nearly everything in the center, where the ridge waveguide is. As we get closer to the edges, power is considerably reduced becoming more noticeable as the frequency increases.

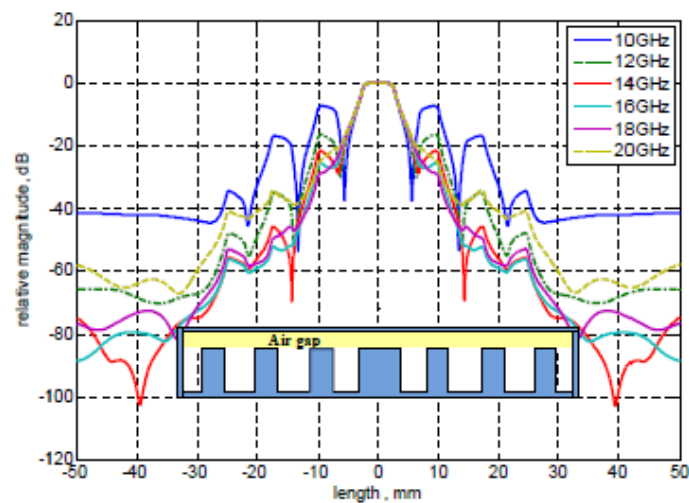


Figure 1.4 Field distribution of the gap waveguide depending on the frequency.

1.4 Slot antennas with gap waveguide

In this section, we study slot antennas using the technology of parallel planes of PEC and PMC commented in previous sections.

Arrays of slot antennas suffer high ohmic and dielectric loss at high frequency, as well as losses on the surface and unwanted radiation.

The slot antenna with gap waveguide is one of the alternatives that can be used to construct arrays of antennas with low losses due to its low loss of power and the inexistent contact requirements between top and bottom layer.

In Fig. 1.5, we can see a slot antenna with gap waveguide and its S_{11} parameter. The image shows how the slot acts as a filter for narrowband, managing to adapt the antenna to the frequency that the slot resonates, in this case to 13 GHz.

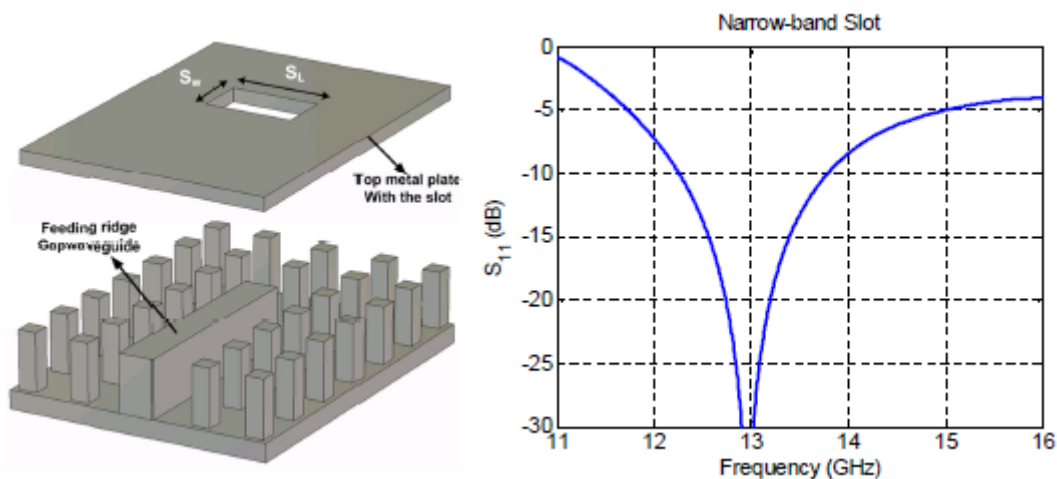


Figure 1.5 slot antenna and its S_{11} parameter.

Fig. 1.6 shows the same antenna with the difference that this antenna ends in a section in T, located just below the slot. This section in T where the waveguide transfers the power, prior step by an adapter $\lambda/4$ to avoid reflections between the guide and the section T, which are perfectly adapted. Once transferred all power to the T-section, this element excites the slot achieving transmission on the wavelength where the cavity resonates, which is shown in the S_{11} parameter in fig. 1.6.

It can be appreciated in the graphic that the antenna gets adaptation between 11.3 GHz and 14 GHz.

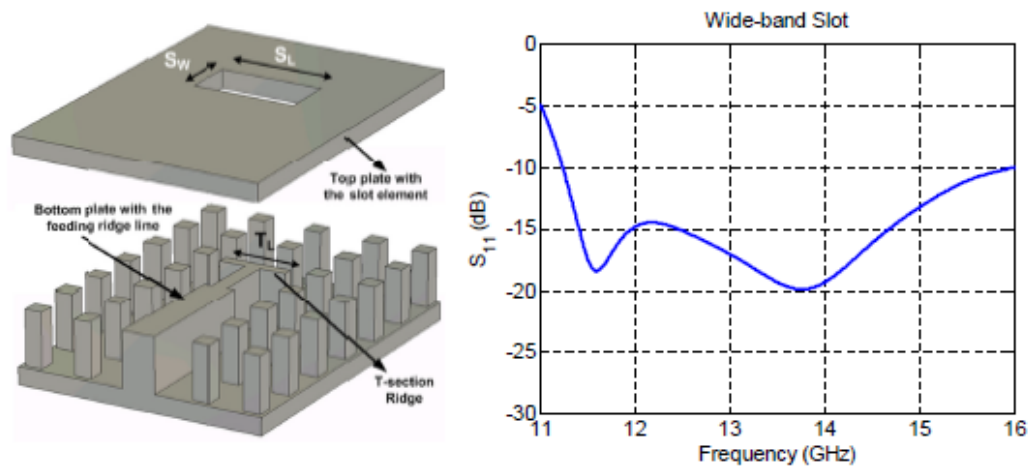


Figure 1.6 slot antenna with T-section and its S_{11} parameter.

1.5 Metamaterials

The employment of metamaterials for antennas applications is one of the top research fields. These metamaterials are used in antennas to increase their profit, confined the field in a main lobe and avoiding the appearance of secondary lobes or reduce them as much as possible, invalidating the back radiation.

The meta-surface that will be used in the project is explained in detail in the [Chapter 4](#).

1.6 Objectives

The objective of this bachelor thesis is creating a slot antenna covered by a meta-surface that works in the W-band, with a central frequency of 76.5 GHz. To achieve this objective several steps have to be carried out; all of them in the software EMPro, which are described below:

- 1) In [Chapter 2](#), we are going to simulate an antenna that works in the Ku-band whose design can be seen in [\[1\]](#). Design is carried out in order to see that we are able to faithfully reproduce it in EMPro and, once verified this and completed, this same design will later be scaled to the W-band in the [Chapter 3](#).
- 2) In [Chapter 3](#) the antenna that previously has been optimized in the Ku-band in [Chapter 2](#) will be scaled to the W-band. This is the band where we want this antenna to be working in. The antenna also will suffer various modifications to optimize its performance in the W-band.
- 3) In [Chapter 4](#), the antenna that works in the W-band will be covered with a meta-surface. Its aim is to improve the radiation parameters of the antenna. Throughout this chapter, there is an explanation of the design of the meta-surface and how it is

carried out by using different configurations of the meta-surface which objective is to obtain an optimal design.

- 4) In [Chapter 5](#), the end prototype of the design is deeply explained.

Capítulo 2: Diseño de antena slot alimentada mediante guía de gap en la banda Ku

En este apartado se va a introducir los primeros pasos del diseño del proyecto, en la cual incluiremos el primer diseño que se reprodujo en EMPro y la reproducción de la antena que funciona en la banda Ku de [1].

Antes de comenzar a explicar los pasos que se han llevado a cabo se va a realizar una pequeña descripción del diseño en la banda Ku y sus diferentes partes:

2.1 Descripción de la antena

Este primer diseño consiste en una antena slot alimentada mediante guía de gap funcionando en la banda Ku y está formada por las siguientes partes:

1) Guía de onda: Es una cavidad metálica que en altas frecuencias se emplea como análogo a las líneas de transmisión en bajas frecuencias.

Su función en el diseño es el de transportar la potencia que se le inyecta mediante un puerto, ya que como se explicó en 1.3.1 es la única zona entre las placas paralelas donde conduce el campo debido a que, por fuera de él, la estructura de pines metálicos evita que se propaguen las ondas al presentar una alta impedancia.

En la Fig. 2.1 se puede ver la vista superior de la guía. Notar que tanto en esta como en las figuras posteriores la placa metálica superior se ha eliminado para poder ver el interior de la guía.

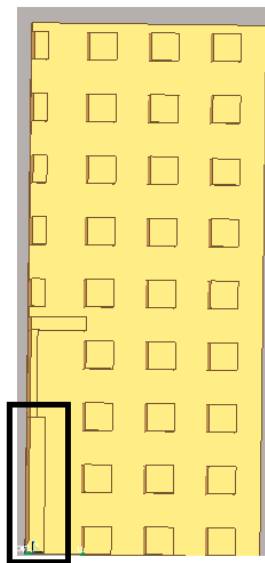


Figura 2.1 Guía de onda de la antena.

2) Adaptador $\lambda/4$: Es el encargado de que el campo electromagnético llegue desde la guía de onda hasta la sección en T y así evitar reflexiones.

En la Fig. 2.2 se puede ver el adaptador $\lambda/4$ desde arriba.

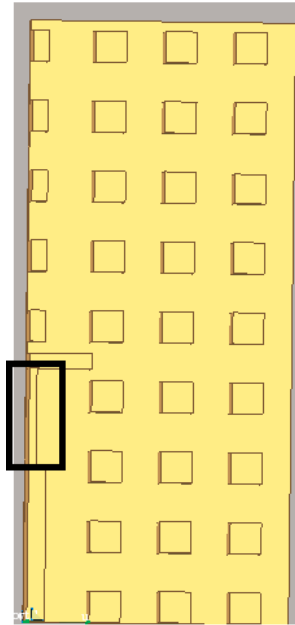


Figura 2.2 Adaptador $\lambda/4$ de la antena.

3) Sección en T: A ella llega la potencia inyectada en la guía tras el paso por el adaptador $\lambda/4$ para que no haya pérdidas indeseadas de potencia.

Dicho elemento excita el slot, lo cual permite la adaptación de la antena en la banda Ku en el primer diseño y en la banda W en el diseño escalado.

Cabe destacar que la radiación del slot es similar a la del dipolo por lo que cabe esperar que nuestra antena tenga un diagrama semejante al de este tipo de estructuras.

En la Fig. 2.3 se puede ver la sección en T.

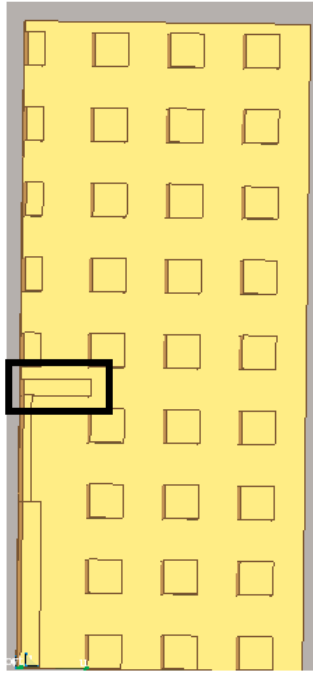


Figura 2.3 Sección en T.

4) Slot: Como ya se explica en [1.4.1](#) esta ranura actúa en nuestra antena como filtro de banda estrecha de forma que, al incidir potencia sobre ella, su resonancia provoca que la antena este adaptada una λ determinada, en concreto aquella λ que coincida con las dimensiones de la ranura.

En la Fig. 2.4 se muestra el slot de la antena, que está situada justo encima de la sección en T, la cual también se puede ver en la imagen.

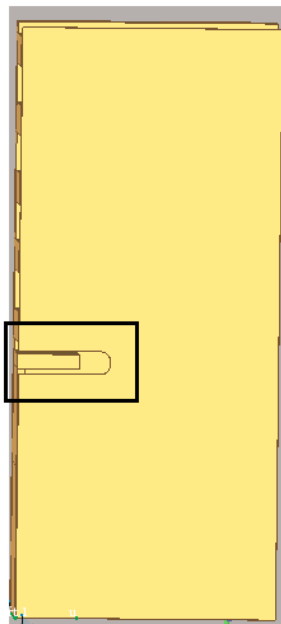


Figura 2.4 Slot.

5) Array de pines: Como se explica en [1.3.1](#), su objetivo es el de evitar que las ondas se transmitan a través de los pines haciendo de banda de corte. Esto lo logra emulando una capa PMC, consiguiendo una alta impedancia.

En la Fig. 2.5 se puede ver el array de pines metálicos.

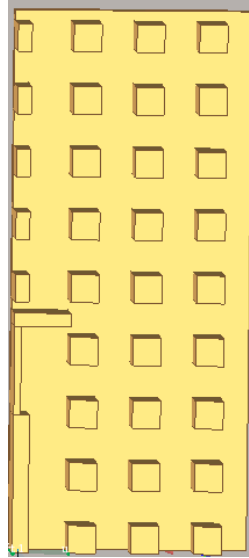


Figura 2.5 Array de pines.

6) Placas superior y posterior: Son los planos de masa de la antena y, además de hacer de encapsulado de la antena, la distancia que las separa es clave en la propagación de las ondas en la antena como se explica en [1.3.1](#).

Se muestran en la Fig. 2.6.

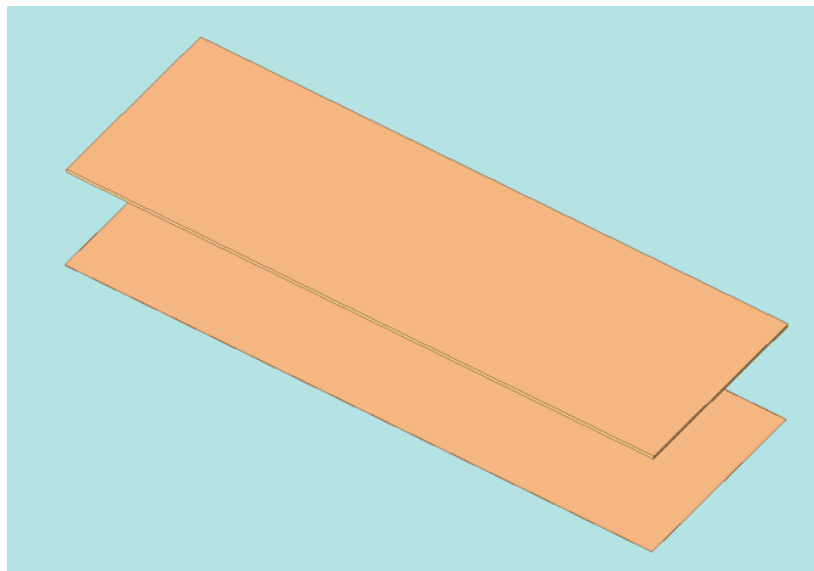


Figura 2.6 Placas superior e inferior de la antena.

2.2 Diseño de la antena

A continuación, vamos a describir los pasos que se han llevado a cabo a la hora de reproducir el diseño de la antena en la banda Ku la cual emula al diseño de [1].

2.2.1 Introducción

El primer paso de este proyecto consiste en la reproducción del diseño capítulo I de [1] con el objetivo de familiarizarnos con el software de diseño y de ver que somos capaces de reproducir los resultados de dicho capítulo.

El diseño consiste en una guía de onda compuesto por 2 puertos, uno en cada cara externa de la guía y un array de pines para permitir la conducción de potencia a través de la guía exclusivamente.

En la Fig. 2.7 se muestra el modelo utilizado en el software EMPro.

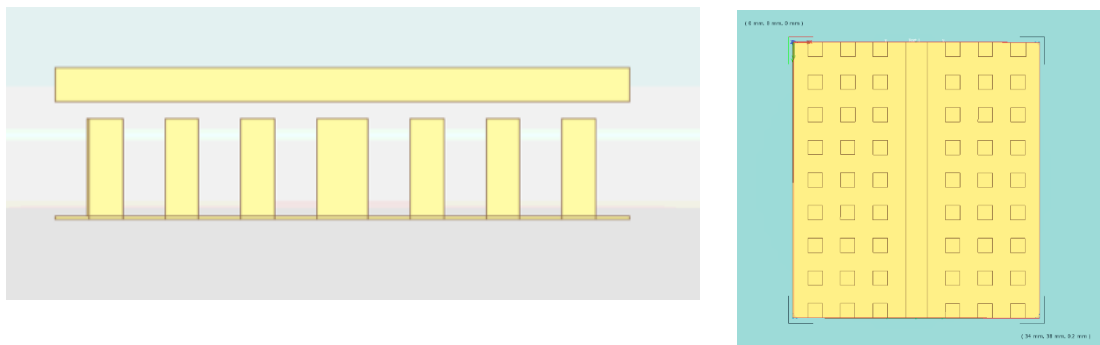


Figura 2.7 Guía de Onda (Capítulo I de [1]).

2.2.1.1 Simulación

En este primer caso introductorio no se modifica ningún parámetro de las partes de la antena, ya que no se busca la optimización de este diseño sino que solo se quiere ver que los resultados de la simulación sean semejantes a los resultados de [1].

En la Fig. 2.8 podemos ver la alimentación, en la cual utilizamos un puerto de 1 W de potencia para alimentar la guía.

En la Fig. 2.9 vemos el resultado del parámetro S_{21} y S_{11} donde se muestra como se transfiere prácticamente toda la potencia del puerto 1 al 2 y como apenas hay pérdidas en los puertos.

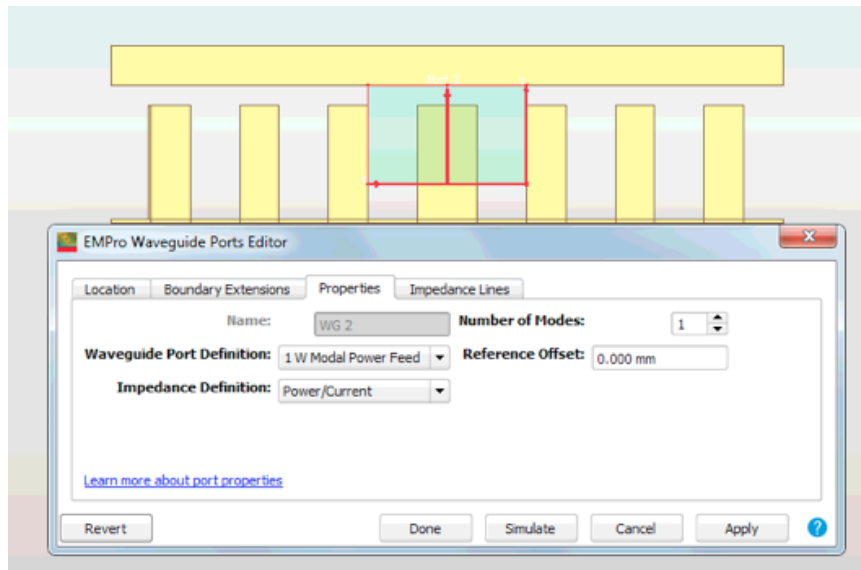


Figura 2.8 Puertos utilizados en la simulación de la guía de onda de gap.

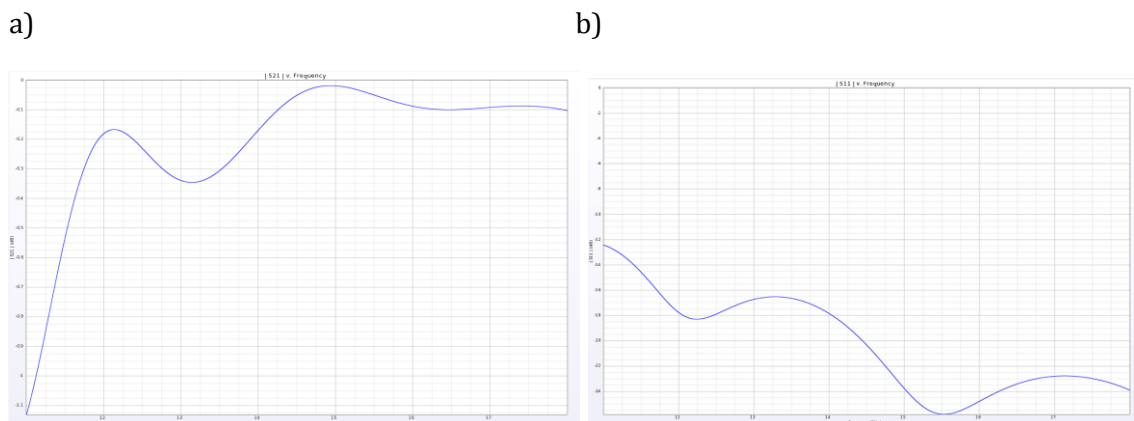


Figura 2.9 Parámetro S_{21} (a) y S_{11} (b) de la guía de onda de gap.

Como podemos ver en la Fig. 2.9 el Parámetro S_{21} que nos da como resultado de la simulación del diseño de la Fig. 2.7 se ajusta en gran medida al resultado de la gráfica del parámetro S_{21} del artículo, por lo que damos por hecho que tenemos la capacidad de reproducir diseños en EMPro y podemos continuar con el desarrollo del proyecto.

2.2.2 Reproducción de la antena funcionando en la banda Ku

Una vez que comprobamos nuestra capacidad de emular diseños en EMPro comenzamos a reproducir el primer paso de nuestro diseño final, que consiste en reproducir la antena del capítulo II de [1].

Esta antena funciona en la banda Ku (12-18 GHz), se reproduce su diseño con el objetivo de comprender los parámetros que afectan a su diseño y poder optimizarla lo máximo posible, ya que el diseño final consistirá en modificar las dimensiones de esta misma antena (escalándola) para que funcione en la banda W.

En concreto para nuestra antena conseguiremos llevar a 76.5 GHz lo que en la banda Ku teníamos en 12.75 GHz.

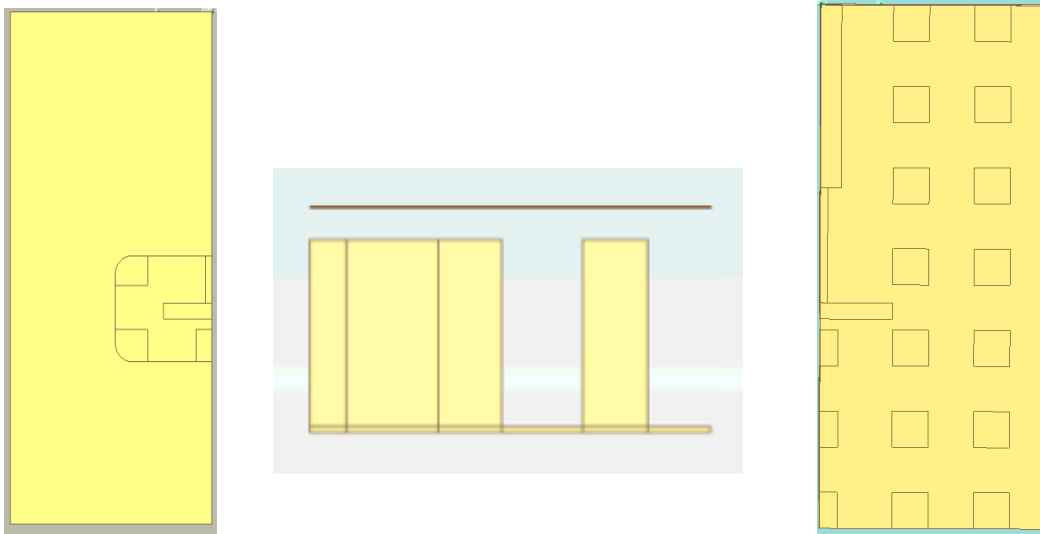


Figura 2.10 Esquema de la antena slot alimentada por guía de onda de gap en la banda Ku.

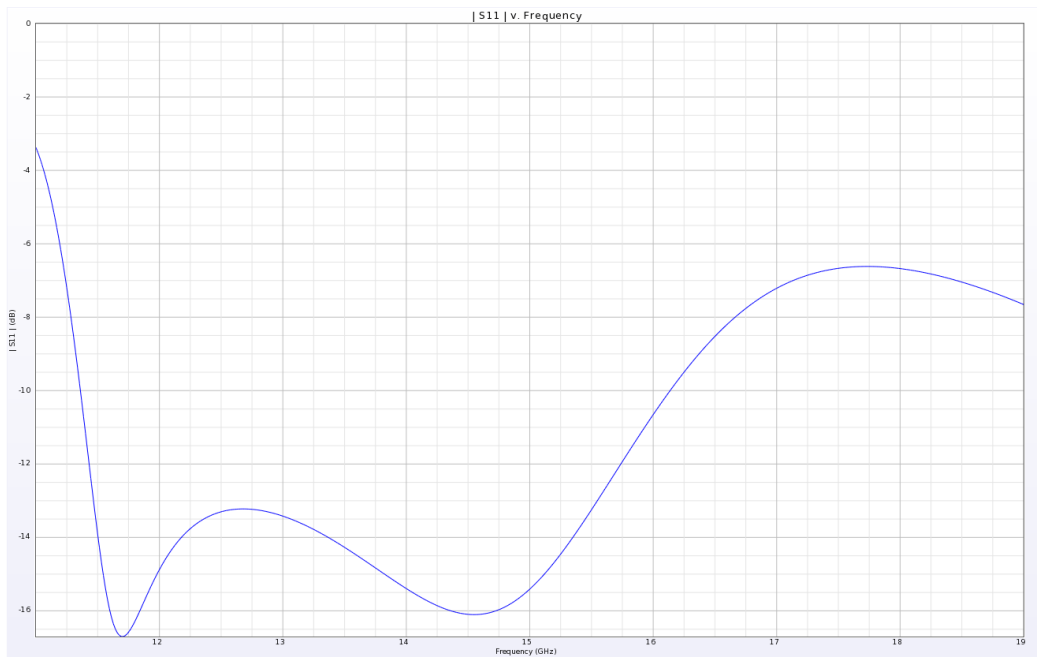


Figura 2.11 Parámetro S_{11} de la antena de partida.

	Ancho(mm)	Largo(mm)	Altura(mm)
Guía de onda	2.28	10.14	6
Adaptador $\lambda/4$	0.8	6.36	6
Sección en T	8	0.9	6
Pin	2	2	6
Slot	12	6	0.02
Plano de masas superior	25	29	0.02
Plano de masas inferior	25	29	0.2
Gap(Entre guía y plano superior)	25	29	1

Tabla 1: Dimensiones de la antena slot en la banda Ku.

En la Fig. 2.10 se puede ver el diseño final de la antena en la banda Ku, el cual no es idéntico al del capítulo II de [1], ya que ha sufrido diversas modificaciones con el objetivo de optimizar diferentes parámetros de la antena como la ganancia y el parámetro S_{11} de la antena. Dichas modificaciones se explican con más detalle en 2.2.2.2.

En la Fig. 2.11 se puede ver el Parámetro S_{11} de la antena de partida previa a las modificaciones.

Las medidas definitivas de la antena que funciona en la banda Ku vienen representadas en la Tabla 1.

2.2.2.1 Simulación

Una modificación importante en esta simulación que se utilizará a lo largo del proyecto es que, con el objetivo de disminuir la carga de datos de simulación, se va a dibujar únicamente la mitad de la antena, dividiéndola por el eje X ya que es el eje por el cual la antena tiene simetría.

Con respecto al diseño de la introducción se pueden ver diversos cambios en la simulación, como que solo se mide el parámetro S_{11} debido a que este diseño solo dispone de un puerto en la única cara externa de la guía. El puerto sigue teniendo las mismas características que el del diseño introductorio, aunque sus dimensiones se ven reducidas a la mitad.

Aprovechando la posibilidad que nos proporciona EMPro de modificar las condiciones de contorno del diseño asignamos la condición de simetría magnética (MSimmetry) en el eje X superior como vemos en la Fig. 2.12. Aplicamos esta condición de simetría magnética debido a que el campo magnético se propaga perpendicularmente al plano $X=0$. Esta condición hace que el software simule la mitad de datos al tener dibujada únicamente la mitad de la antena y los reproduzca simétricamente a partir del eje que le indicamos.

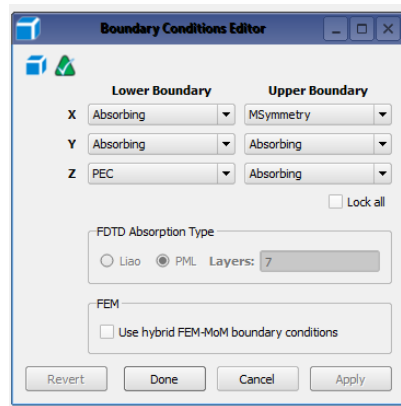


Figura 2.12 Condiciones de contorno de la antena en banda Ku.

En el eje Z se procede a aumentar el padding de 0 a una distancia $\lambda/3$ con el objetivo de que el software compruebe los distintos parámetros de radiación de la antena a una distancia adecuada y no sobre el plano que delimita con la capa superior de la antena. Este padding se pone en el plano Z superior ya que es el lugar donde se encuentra ubicado el slot.

2.2.2.2 Optimización

En las Fig. 2.13 y 2.14 se ven los resultados finales del parámetro S_{11} comparada con el Parámetro S_{11} de la antena inicial y el diagrama de radiación de la antena en la banda Ku respectivamente. En la Fig. 2.15 se representan el diagrama copolar y crosspolar del diagrama de radiación. Se ve que el ancho de banda del diseño se ha incrementado en más de 1 GHz y como el diagrama resultante es semejante al del dipolo, lo cual era el resultado esperado, por lo que la optimización se ha llevado a cabo de manera satisfactoria.

Dichos resultados no nacen únicamente de la reproducción de las dimensiones del artículo, ha sido necesario un largo y tedioso proceso de modificaciones en la antena con el fin de optimizar estos parámetros.

Las modificaciones se van a explicar solamente en este diseño ya que, al escalar la antena, las propiedades de esta se van a mantener iguales y, por tanto, estas modificaciones van a tener el mismo resultado tanto en la antena que funciona en la banda Ku como en la que funciona en la banda W (antena escalada).

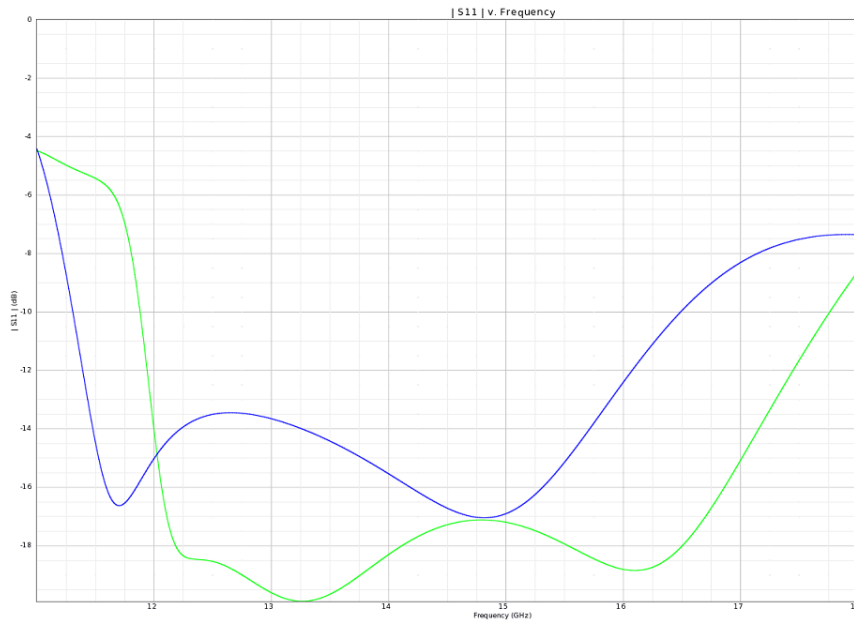


Figura 2.13 Parámetro S_{11} de la antena optimizada (verde) frente al Parámetro S_{11} inicial de la antena.

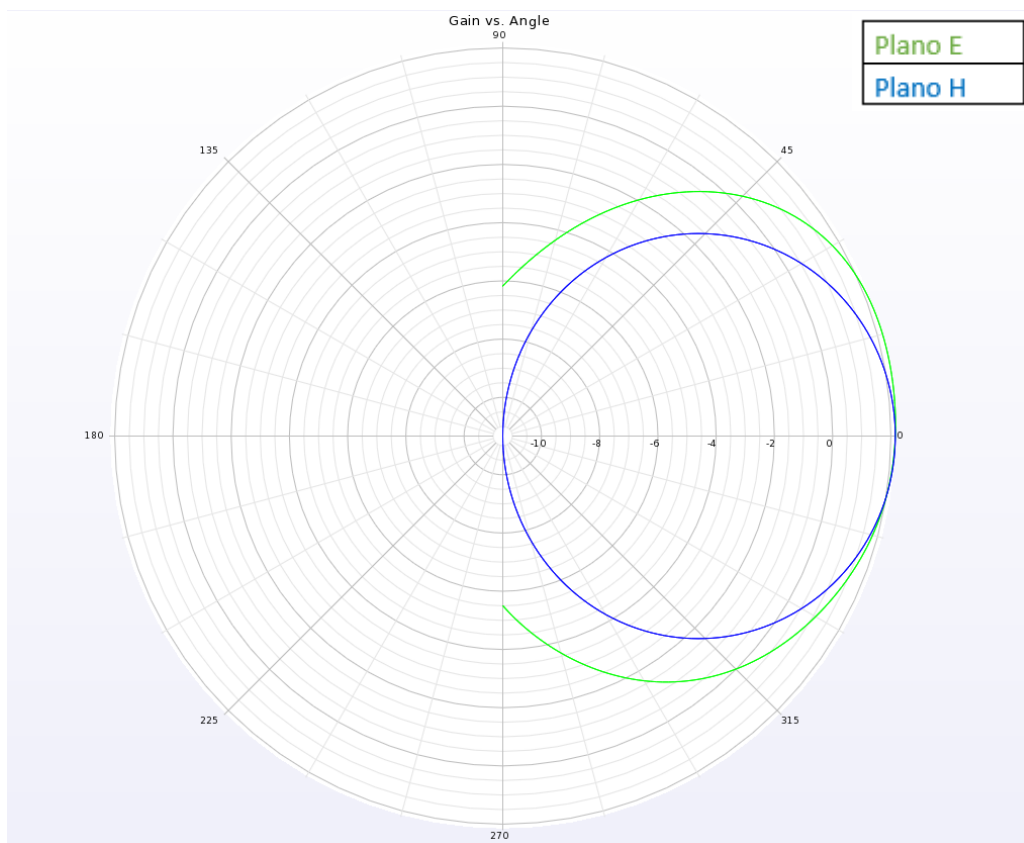


Figura 2.14 Representación del Diagrama de Radiación a 12.8 GHz de la antena en la banda Ku.

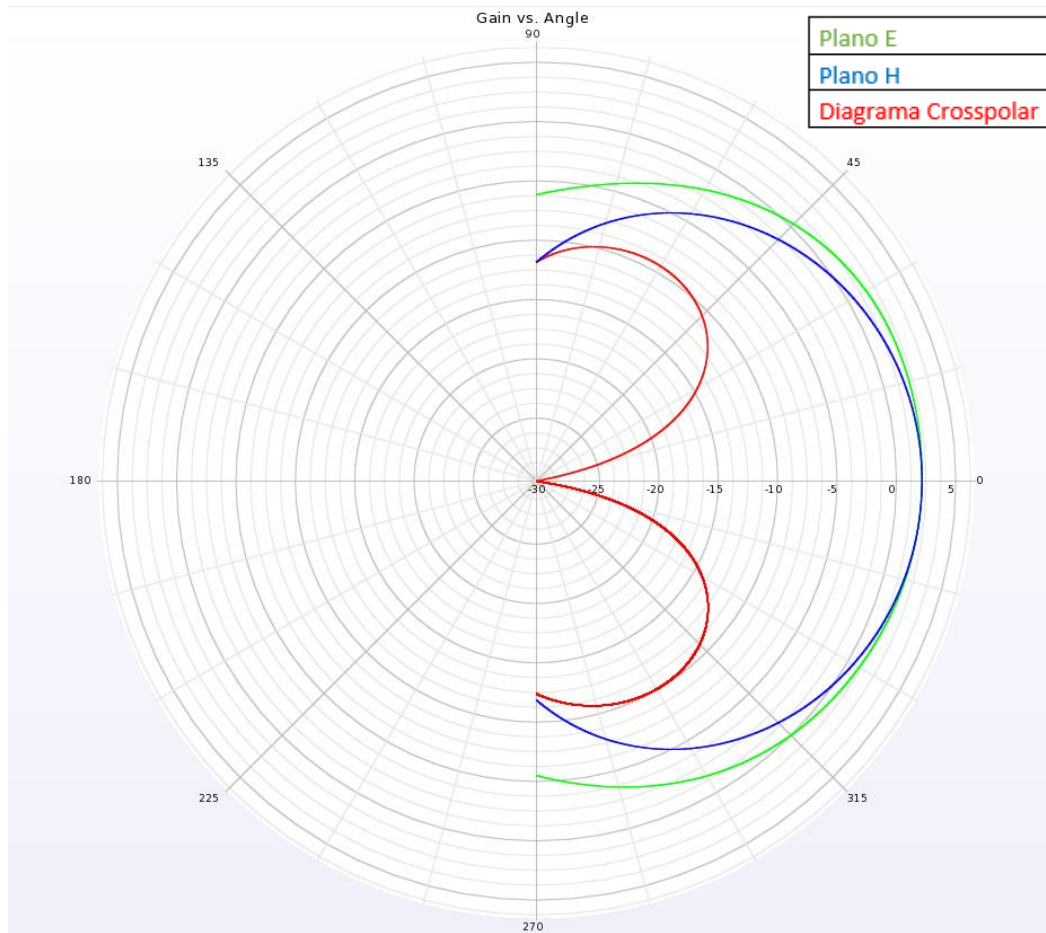


Figura 2.15 Representación del Diagrama copolar y crosspolar a 12.8 GHz de la antena en la banda Ku.

A continuación, se explica las diversas modificaciones que se han llevado a cabo en la antena con el objetivo de optimizar el parámetro S_{11} , ya que es el parámetro que interesa conocer para ver si la antena está adaptada o no en las frecuencias que se buscan:

1) Modificación de la sección en T:

1.1) Alargar la sección en T:

Se analiza la modificación del S_{11} aumentando la longitud de la sección en T hasta 1 mm más larga que en el diseño final. El resultado de esta modificación se muestra en la Fig. 2.16 y en ella podemos ver que el parámetro S_{11} mejora entre 14 GHz y 15.5 GHz comparado con la longitud final escogida. En la longitud de la sección en T que finalmente se ha empleado el S_{11} está adaptado entre 12.3 GHz y 16 GHz, por lo que finalmente se escoge dicho tamaño al

lograr una mejor adaptación en torno a 13 GHz que, al escalarlo después, es el valor de S_{11} que se encontrará en torno a 76.5 GHz, que es la frecuencia de trabajo del diseño final.

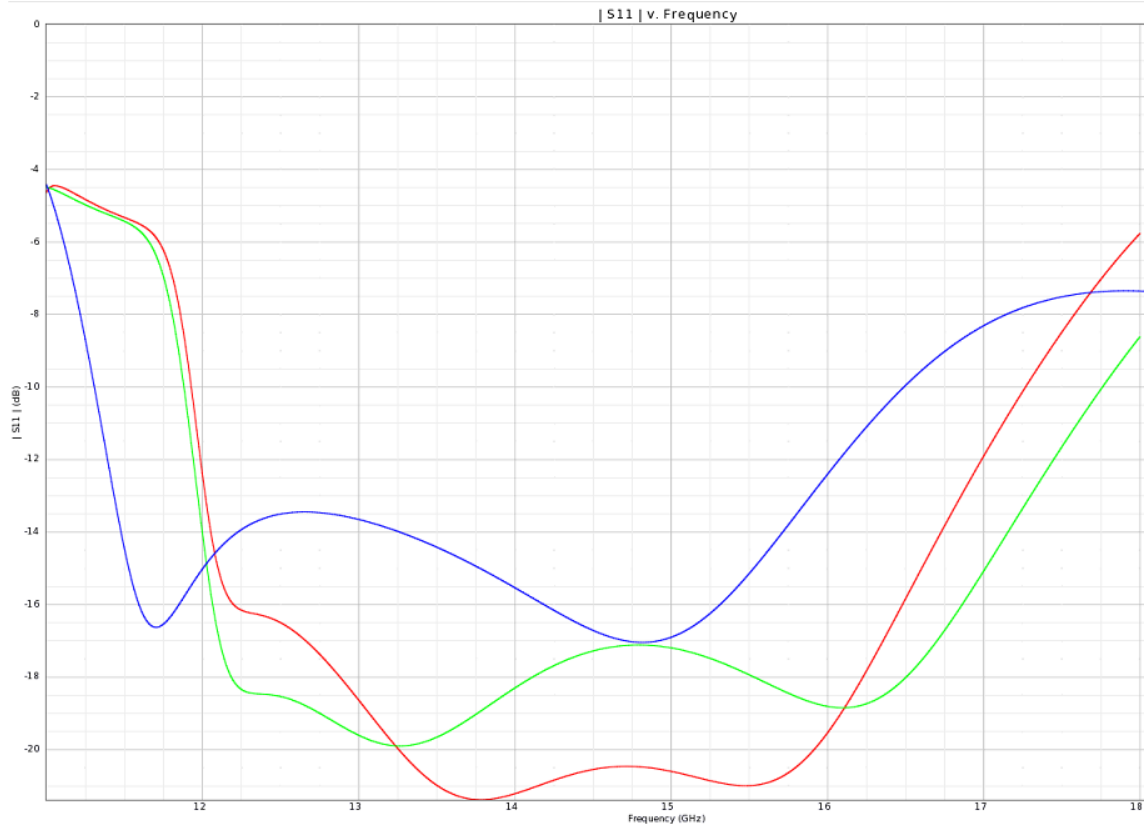


Figura 2.16 Parámetro S_{11} alargando la sección en T(rojo) frente al parámetro S_{11} de la antena optimizada(verde) y el parámetro S_{11} de la antena inicial(azul).

1.2) Acortar la sección en T:

Se procede a realizar una serie de pruebas en las que se reduce la sección en T hasta en 1 mm de longitud y, como se puede ver en la Fig. 2.17, con este acortamiento se logra una mejor adaptación del parámetro S_{11} en 12.3 GHz, pero en el resto de la banda empeora, por lo que se termina desechando esta opción.

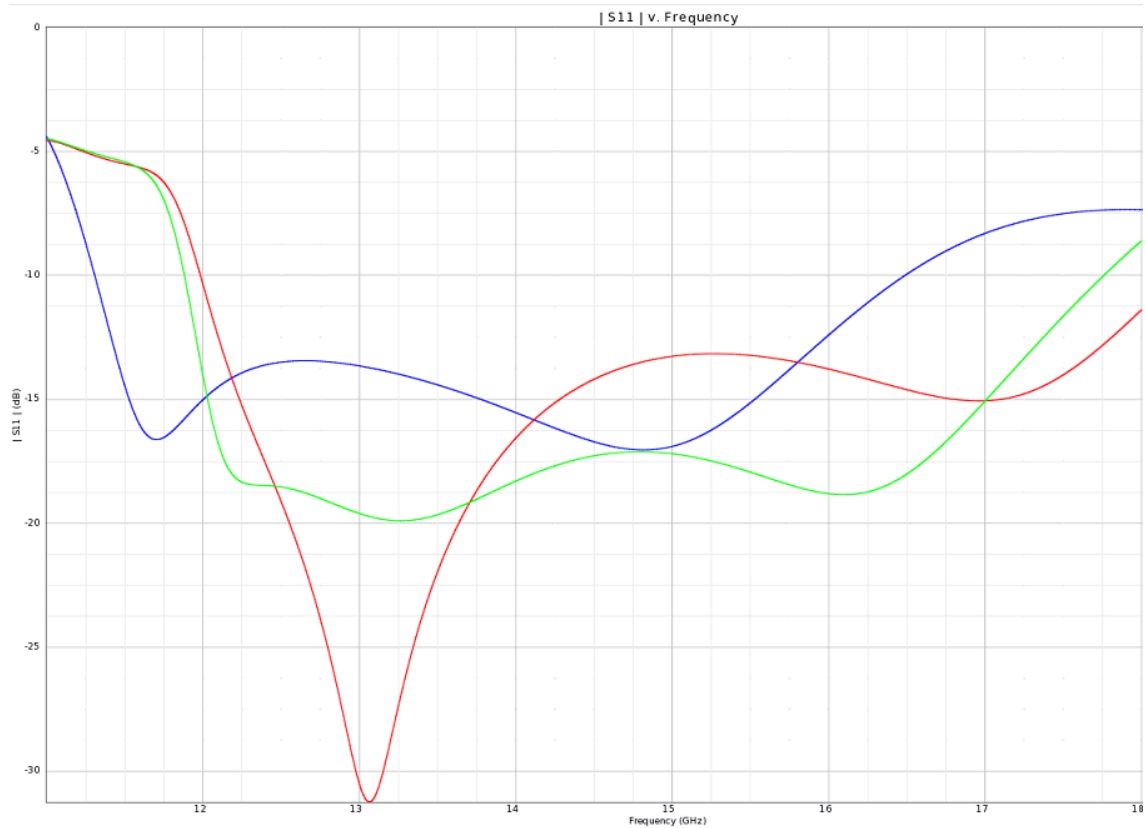


Figura 2.17 Parámetro S_{11} acortando la sección en T(rojo) frente al parámetro S_{11} de la antena optimizada(verde) y el parámetro S_{11} de la antena inicial(azul).

2) Modificación de la longitud de la guía y del adaptador:

Evidentemente la longitud del adaptador no es un parámetro a ajustar, ya que para que la guía este bien adaptada con la sección T la adaptación debe ser de longitud $\lambda/4$ y cambiando esta longitud perderíamos la adaptación.

En cuanto a la longitud de la guía, esta se puede alargar si se quiere por la parte donde no está la adaptación $\lambda/4$, es decir, por la cara exterior. Alargar la guía solo tendría sentido en caso de que se perdiera campo por su cara externa, pero, como podemos ver en el diagrama de la Fig. 2.15, no tenemos lóbulos laterales por lo que no se está perdiendo campo y, por consiguiente, no hay una necesidad de alargarla.

3) Modificación de la anchura de la guía y del adaptador:

Al modificar las anchuras de la guía de onda y de la adaptación, estamos modificando sus impedancias.

3.1) Estrechado de la guía de onda y del adaptador:

Es una opción que se desechó desde el principio, ya que, aunque finalmente mejorará el S_{11} , al realizar el escalado la relación de aspecto de la guía y el adaptador haría que fuesen imposibles de fabricar.

3.2) Ensanchado de la guía de onda y del adaptador:

Al ensanchar la guía y el adaptador vemos en la Fig. 2.18 como la adaptación mejora en 12.3 GHz y 17.5 GHz pero empeora en el resto de la banda Ku, por lo que es una opción que también se desechó.

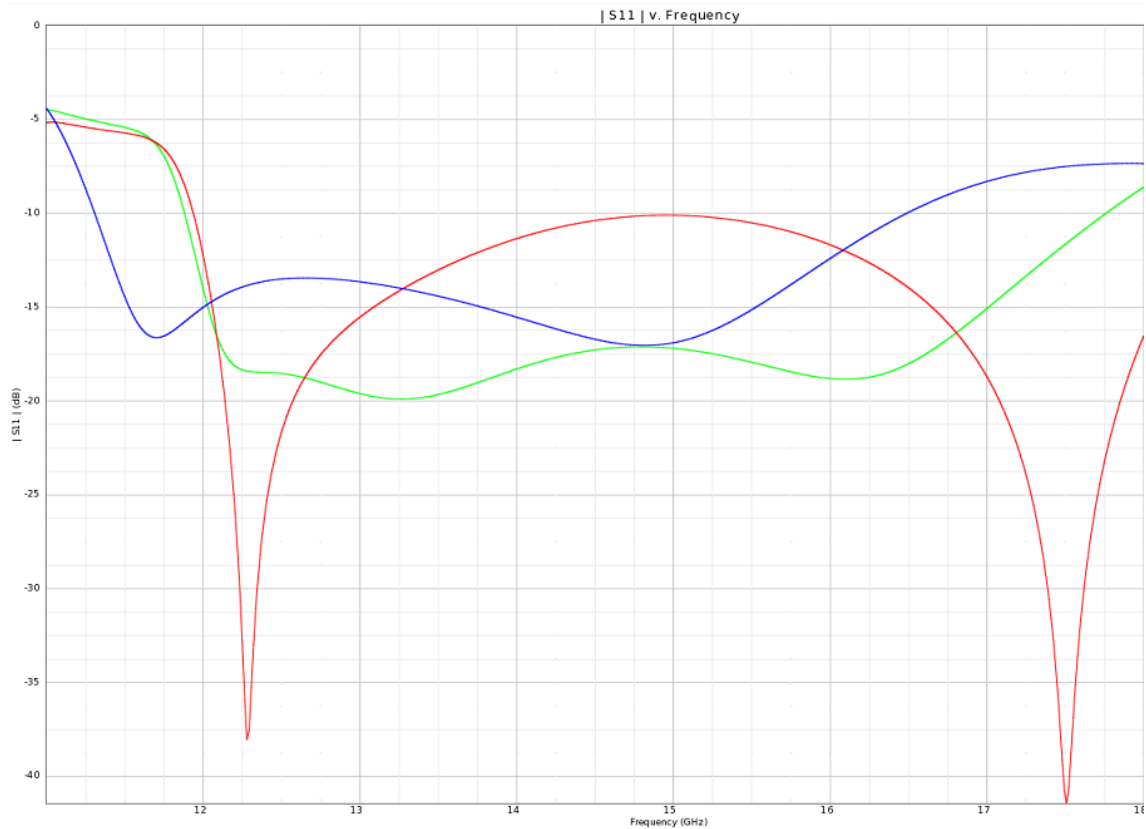


Figura 2.18 Parámetro S_{11} ensanchando la guía y el adaptador (rojo) frente al parámetro S_{11} de la antena optimizada (verde) y el parámetro S_{11} de la antena inicial (azul).

Capítulo 3 Escalado de la antena a la banda W

El objetivo del proyecto era el de reproducir la antena que funciona en la banda Ku y hacer que funcionase en la banda W. Esto simplemente se consigue reduciendo o aumentando el tamaño de la antena por el factor adecuado y, teóricamente, se consigue un idéntico funcionamiento.

Esto es posible gracias a que $\lambda=c/f$, por lo que para llevar a la banda W un diseño que funcionaba en la banda Ku solo hace falta reducir sus dimensiones en un factor 6, es decir, dividir el tamaño de la antena entre 6, ya que el centro de la banda Ku (15 GHz) es 6 veces menor que el centro de la banda W (92.5 GHz). En concreto para nuestro diseño, que funciona a 76.5 GHz, estaríamos escalando los resultados del diseño de [1] a 12.8 GHz.

De esta forma tan sencilla es como teóricamente se logra el diseño final, aunque bien es conocido por todos que en la práctica la teoría no se reproduce con exactitud, por lo que será necesario llevar a cabo una serie de modificaciones en el diseño para optimizar nuestra antena.

3.1 Escalado inicial

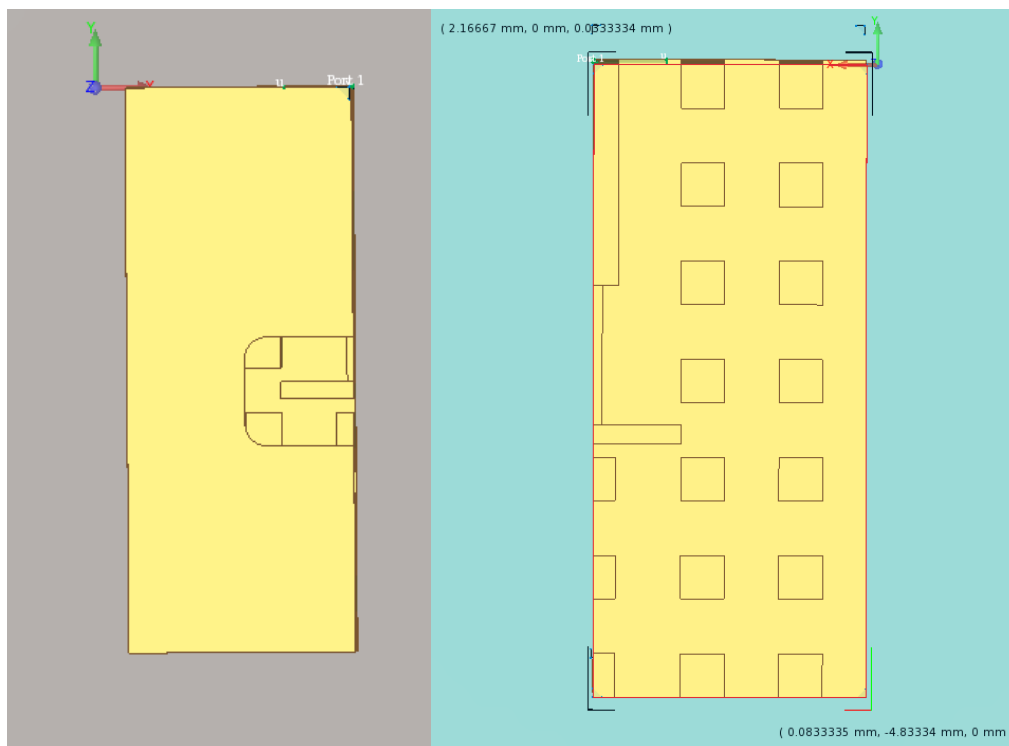


Figura 3.1 Antena operando en la banda W.

En la Fig. 3.1 se muestra el primer diseño de nuestra antena escalada, la cual opera ya en la banda W.

En la Fig. 3.2 podemos ver el diagrama de radiación del primer diseño escalado y en la Fig. 3.3 su Parámetro S_{11} .

Como podemos comprobar en las imágenes el escalado de la antena se ha realizado de manera correcta, debido a que nuestro diagrama de radiación es semejante al que se obtiene a la antena optimizada en la banda Ku y el parámetro S_{11} es idéntico al de la banda Ku pero en este caso hemos incrementado nuestro ancho de banda, que pasa a ser de 4 GHz en la banda Ku a 24 GHz en la banda W (Desde 73 GHz hasta 97 GHz), es decir, incrementado por un factor 6 que es el factor de escalado que hemos aplicado en el diseño.

Debido a estos resultados podemos concluir que el escalado se ha llevado a cabo de manera correcta.

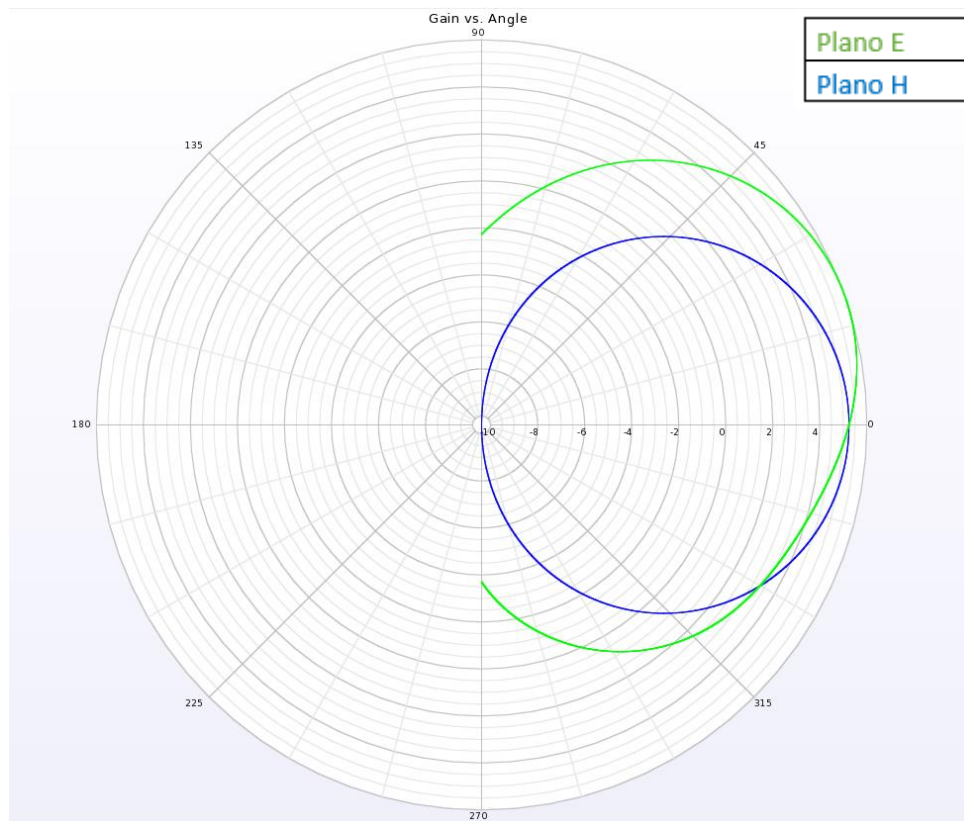


Figura 3.2 Diagrama de radiación del primer diseño escalado a la banda W.

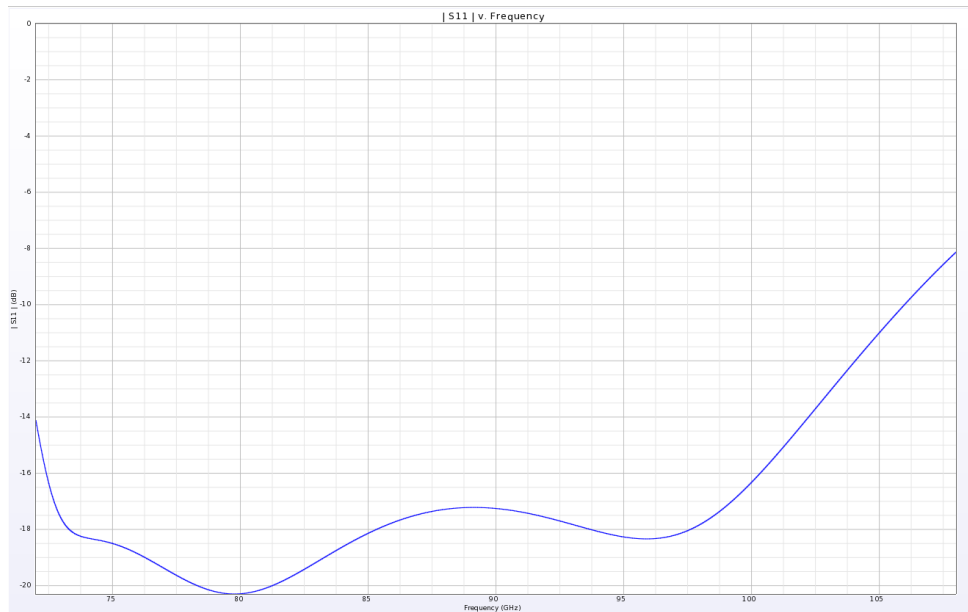


Figura 3.3 Parámetro S_{11} del primer diseño escalado a la banda W.

3.2 Optimización

Al escalar se observa que el campo eléctrico se escapa por los pines metálicos y no se concentra totalmente en la guía, por lo que la primera medida que se tomó fue la de poner una columna más de pines, ya que 2 columnas parecían ser insuficientes para confinar el campo eléctrico en la zona central de la antena. De esta forma se aumenta la impedancia en la zona situada fuera de la guía, por lo que el campo se confinará más en la zona de la guía de onda.

También se introduce 2 filas de pines en la parte posterior de la antena debido a que el campo se escapaba también por la parte posterior de la sección en T y de esta forma se logra evitar que haya fuga de campo.

Esta fuga de campo tanto por el lateral de los pines como por detrás de la sección en T se puede ver en la Fig. 3.4.

La introducción de una nueva columna de pines y de 2 filas más de pines por la parte posterior de la antena se pueden ver en la Fig. 3.5.

Otra medida que se tomó fue la de reducir la anchura del slot con el objetivo de mejorar el diagrama de radiación y que este fuese más semejante al del dipolo, por lo que a continuación se mostrará la comparativa en cuanto al diagrama de radiación (Fig. 3.7 y 3.8) y al Parámetro S_{11} (Fig. 3.6) de los diferentes tamaños de slot con los que se probó el diseño.

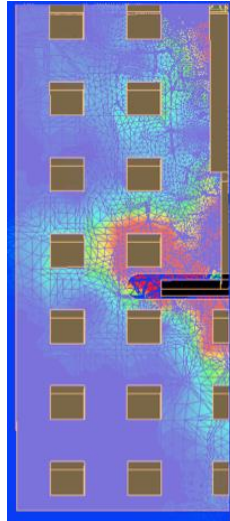


Figura 3.4 Vista superior de la propagación de campo en la antena.

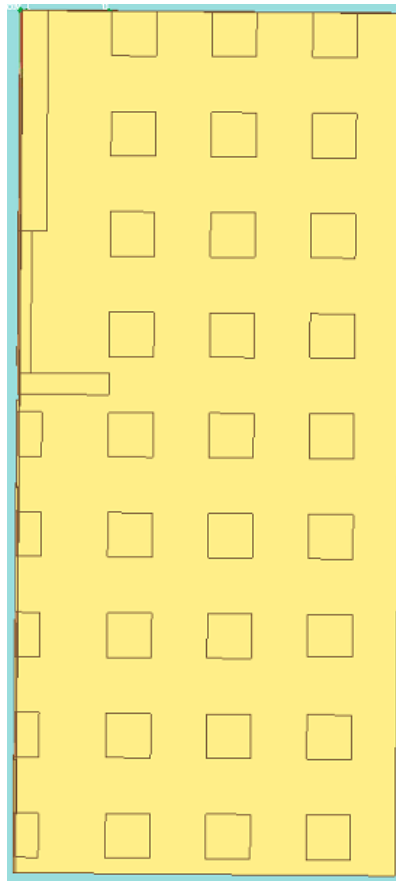


Figura 3.5 Diseño final de la antena operando en la banda W.

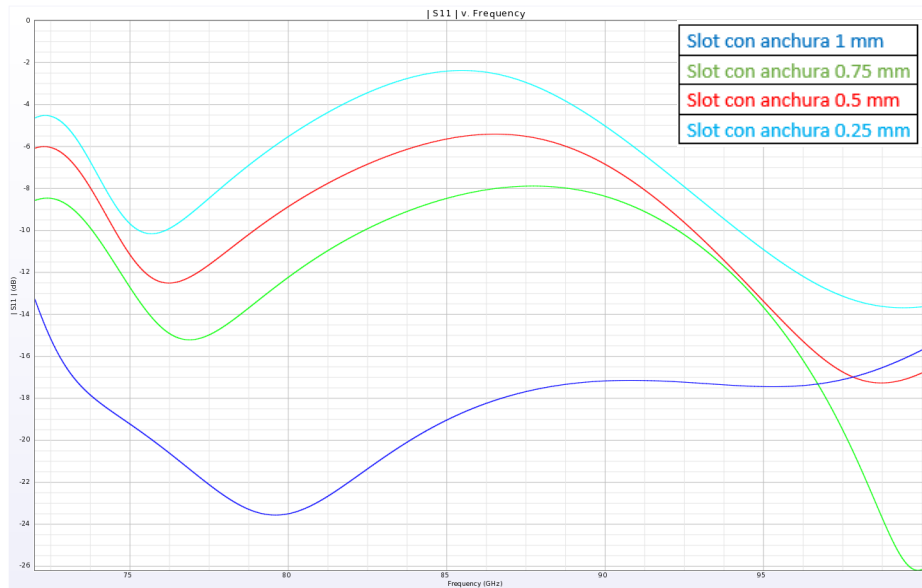


Figura 3.6 Comparación de Parámetros S₁₁.

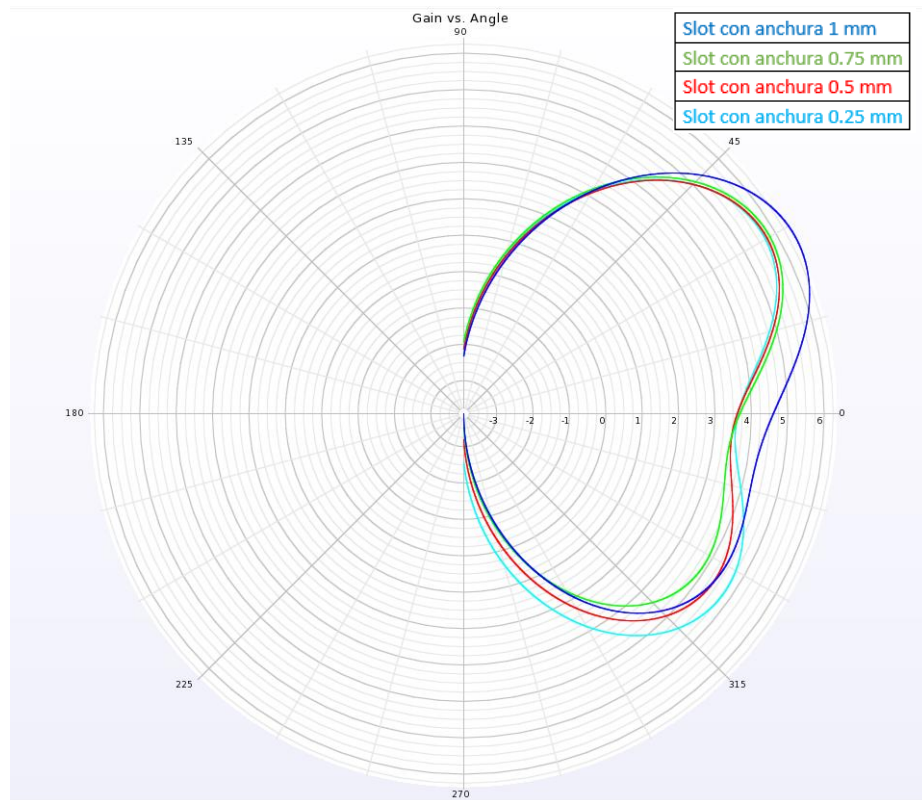


Figura 3.7 Comparación de Diagramas de Radiación a 76.5 GHz (Plano E).

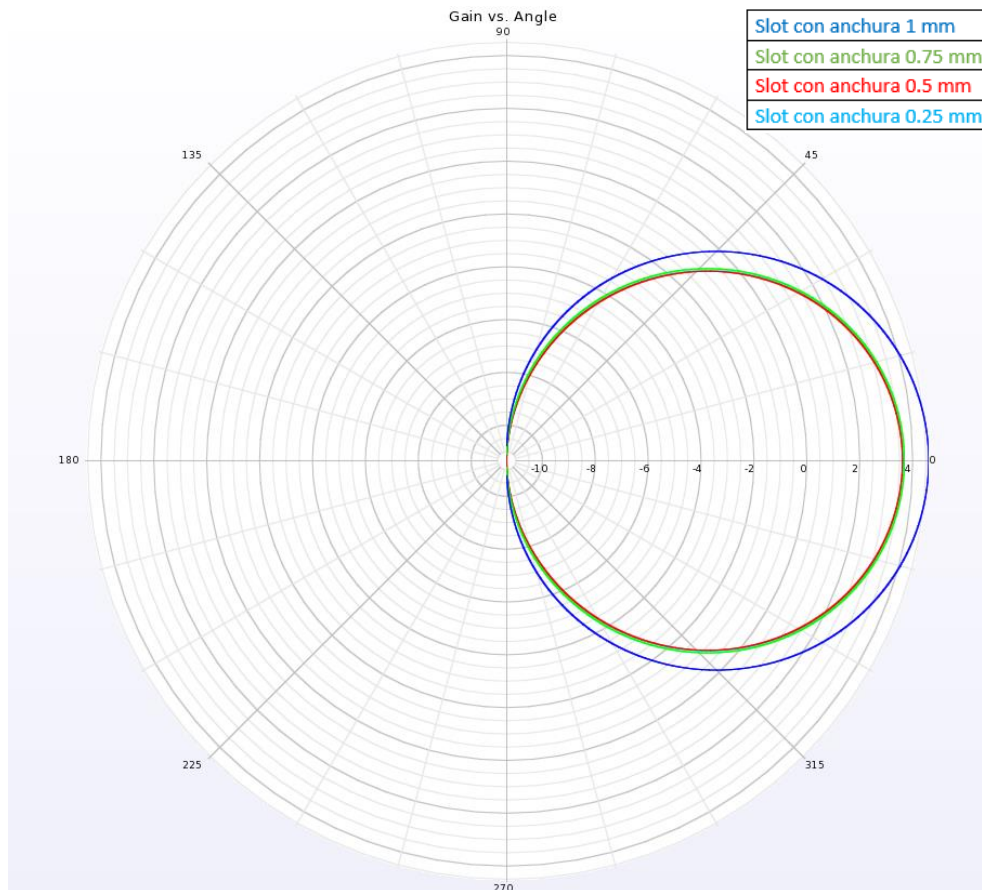


Figura 3.8 Comparación de Diagramas de Radiación a 76.5 GHz (Plano H).

De las comparaciones vistas en las Fig. 3.6, 3.7 y 3.8 se podría concluir que cuanto más estrecho es el slot peor adaptada está la antena y en cuanto a los diagramas vemos que el diagrama con mayor ganancia es el del slot con un ancho de 1 mm mientras que el resto tiene una ganancia muy semejante. Esto es debido a que, a medida que se estrecha el slot sus dimensiones se modifican por lo que obtenemos una resonancia a una λ distinta. Además, perdemos ganancia porque cuanto más estrechamos el slot menos campo radia. Cabe destacar que en la comparación del plano E el slot más estrecho, el de 0.25 mm, es el que nos da un mejor diagrama en este plano, siendo el que más se acerca a dar un plano E simétrico, debido a que al ser más estrecho el slot el campo radiado por él es más uniforme.

Como diseño final utilizaremos el del slot de 1 mm de anchura, debido a que es el que mejor adaptado está en la banda W, es el que más ancho de banda nos proporciona y además es el que más ganancia tiene, con la única contra de su diagrama en el plano E, que es el más asimétrico de todos los diseños probados.

En la Tabla 2 se encuentran las medidas finales de las partes de la antena ya optimizada en la banda W.

Por último, en la Fig. 3.9 se muestra el diagrama copolar y crosspolar del diseño escalado y optimizado en la banda W.

	Ancho(mm)	Largo(mm)	Altura(mm)
Guía de onda	0.38	1.69	1
Adaptador $\lambda/4$	0.1333	1.06	1
Sección en T	1.333	0.16	1
Pin	0.33	0.33	1
Slot	2	0.25	0.02
Plano de masas superior	5.668	6.45	0.02
Plano de masas inferior	5.668	6.45	0.2
Gap(Entre guía y plano superior)	5.668	6.45	0.1667

Tabla 2: Dimensiones de la antena slot en la banda W.

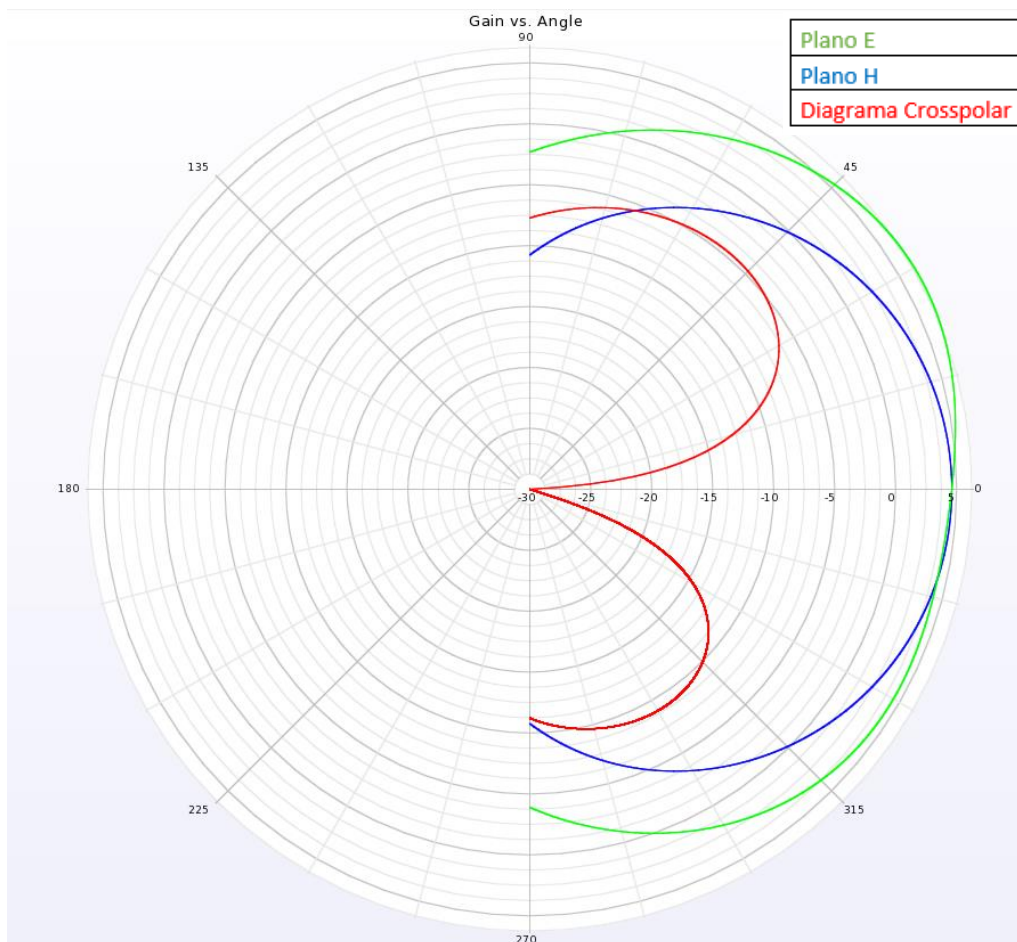


Figura 3.9 Diagrama de Radiación en 76.5 GHz.

Capítulo 4: Diseño de la antena slot cubierta por la Meta-superficie

En este capítulo vamos a explicar detalladamente cómo funciona la capa metamaterial que se emplea en la antena, cuál es su función y las distintas configuraciones con las que se ha experimentado a lo largo del proyecto para su optimización.

4.1 Introducción

Mediante la combinación de resonadores de anillo, elementos con permeabilidad negativa ($\mu < 0$) con hilos conductores continuos o elementos con permitividad negativa ($\epsilon < 0$) conseguimos que las 2 magnitudes anteriormente citadas sean negativas, con lo que obtenemos índices de refracción negativos. Esta tecnología se emplea en muchos sistemas de microondas.

Para excitar bien el anillo debemos tener el campo eléctrico paralelo a los hilos conductores continuos y el campo magnético perpendicular a los hilos, lo cual consigue crear un vector de propagación paralelo al plano del anillo. Dicha polarización dificulta la medida de los coeficientes de reflexión y transmisión, lo cual es esencial para testear la estructura. Estas dificultades nos llevan al diseño de otras estructuras más fáciles de diseñar y de medir, lo cual desemboca en el diseño de la capa metamaterial de este proyecto, explicado con más detalle en [4].

La idea de la capa metamaterial explicada en [3] y [4] es la de cambiar la tecnología del anillo por pares de dipolos cortos, lo cual origina un modo de resonancia magnético idéntico a la respuesta a la excitación del anillo. En la frecuencia de resonancia el campo eléctrico y el magnético son excitados a la vez por los dipolos lo cual crea un índice de refracción negativo, lo cual es lo que se quería obtener. Además, dicha superficie soluciona otros problemas frente a antiguos diseños, mientras los antiguos diseños se trataban de estructuras muy grandes con baja eficiencia de apertura, con este nuevo diseño se logran grosores de entre $\lambda/11$ y $\lambda/7$, con una directividad y eficiencia de apertura muy altas junto con la disminución de la radiación trasera.

4.2 Celda-unidad

La celda-unidad utilizada en el diseño, como se muestra en la Fig. 4.1, consiste en 2 capas de dipolos paralelos con una capa de hilos conductores continuos situada entre las 2 capas de dipolos.

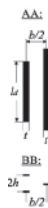


Figura 4.1 Celda-Unidad.

La frecuencia de resonancia de la estructura se produce cuando al excitarse la superficie el campo por los dipolos paralelos se propaga en la misma dirección y el campo en los hilos conductores continuos en dirección opuesta (En contrafase) como se ve en la Fig. 4.2. Estas frecuencias coinciden con la resonancia de μ y ϵ (Resonancia magnética y eléctrica), entorno a ellas se crea una banda de paso y fuera de ellas la superficie crea una banda de corte, no dejando pasar la corriente a frecuencias muy distintas a las de resonancia.



Figura 4.2 Propagación del campo eléctrico en la celda-unidad en la frecuencia de resonancia.

Esta resonancia se consigue ya que la superficie con los dipolos actúa como un circuito LC donde los dipolos serían la inductancia y el material dieléctrico haría las veces de material capacitivo, así que la superficie consigue resonar igual que el circuito LC de la Fig. 4.3.

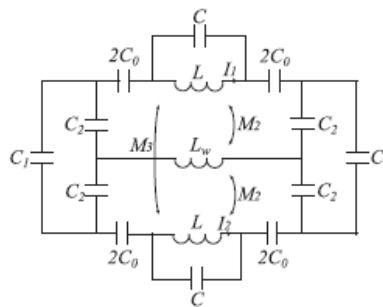


Figura 4.3 Circuito LC que emula la superficie con los dipolos.

Esta frecuencia de resonancia depende del tamaño y la posición de los dipolos, por lo que ajustando dichas dimensiones se podrían conseguir diferentes resultados en cuanto a ancho de banda y frecuencia de resonancia.

El diseño de la superficie final se puede ver en la Fig. 4.4, es la que se va a emplear para cubrir el prototipo de la antena escalada explicada en el capítulo 3.

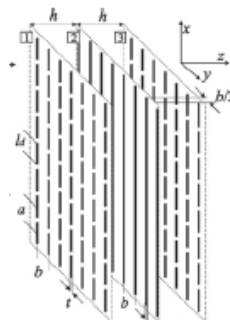


Figura 4.4 Subcapas de la superficie metamaterial utilizada en el proyecto.

4.3 Configuración de la meta-superficie.

La configuración de la meta-superficie está basada en la versión final de la celda unidad que vemos en la Fig. 4.1, con 2 subcapas de dipolos paralelos junto con una subcapa de hilos conductores continuos en medio, como se puede ver en la Fig. 4.4.

Como ya se ha descrito antes, esta celda unidad crea una banda de paso entorno a las frecuencias de resonancia y una banda de corte lejos de ellas. Sintonizando la antena a dichas frecuencias se consigue aumentar la directividad y disminuir notablemente la radiación trasera, ya que la superficie crea una banda de corte en la banda de paso del superestrato, por lo que la meta-superficie no deja pasar el campo del superestrato cuando está en corte, lo cual produciría radiación trasera.

En la Fig. 4.5 se muestra el diagrama de radiación de la meta-superficie.

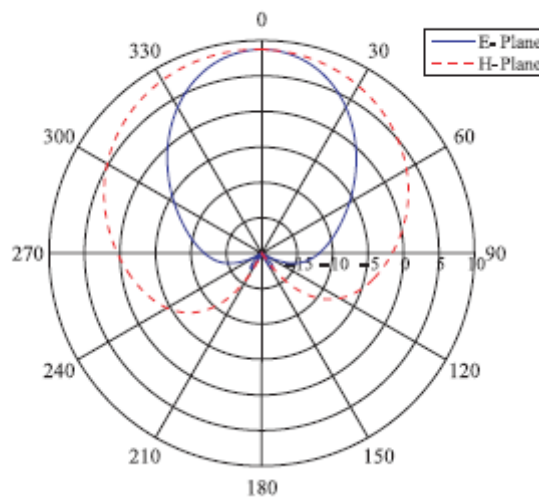


Figura 4.5 Diagrama de radiación de la meta-superficie.

Como conclusión podemos decir que además de tener una tecnología plana, más fácil de fabricar y de testear, mejoramos el Parámetro S_{11} en la frecuencia de resonancia, aumentamos la directividad y disminuimos la radiación trasera frente a antiguos diseños.

4.4 Optimización y Simulación del Superestrato.

En este apartado vamos a explicar paso a paso como se llevó a cabo el ajuste de la meta-superficie en la antena hasta desembocar en el prototipo final. Los diagramas de radiación mostrados en las figuras son todos realizados a 76.5 GHz, que es la frecuencia central de la banda de funcionamiento de la antena. Además, todas las configuraciones conservan su adaptación en 76.5 GHz como se puede ver en sus respectivos Parámetros S_{11} .

4.4.1 Primer diseño meta-superficie

El primer diseño que se llevó a cabo lo podemos ver en la Fig. 4.6. Aplicamos al diseño escalado en la banda W una configuración de la meta-superficie que ha dado buenos resultados en diseños pasados con el objetivo de mejorar los parámetros de radiación e intentando conservar la adaptación de la antena en la medida que sea posible. La configuración de la meta-superficie consta de 4 capas, 2 de dipolos cortos paralelos y otra de hilos conductores continuos entre las 2 capas anteriores más 2 capas adicionales de dieléctrico por debajo de las tres anteriores con el objetivo separar la meta-superficie del slot y lograr una mejor excitación por parte de la meta-superficie.

El resultado de la simulación del primer diseño da un resultado peor de lo esperado en cuanto a la adaptación, así que, como se hizo en el [Capítulo 3](#), vamos a simular el diseño con distintas medidas de anchura del slot con el objetivo de ver cuál es el que mejor se ajusta a la meta-superficie. La comparación de los Parámetros S_{11} se puede ver en la Fig. 4.7 y en la Fig. 4.8 y 4.9 la comparación del diagrama de radiación en los Planos E y H respectivamente.

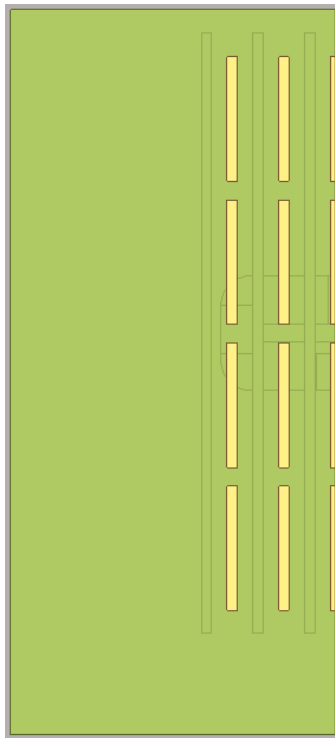


Figura 4.6 Primer diseño de la meta-superficie.

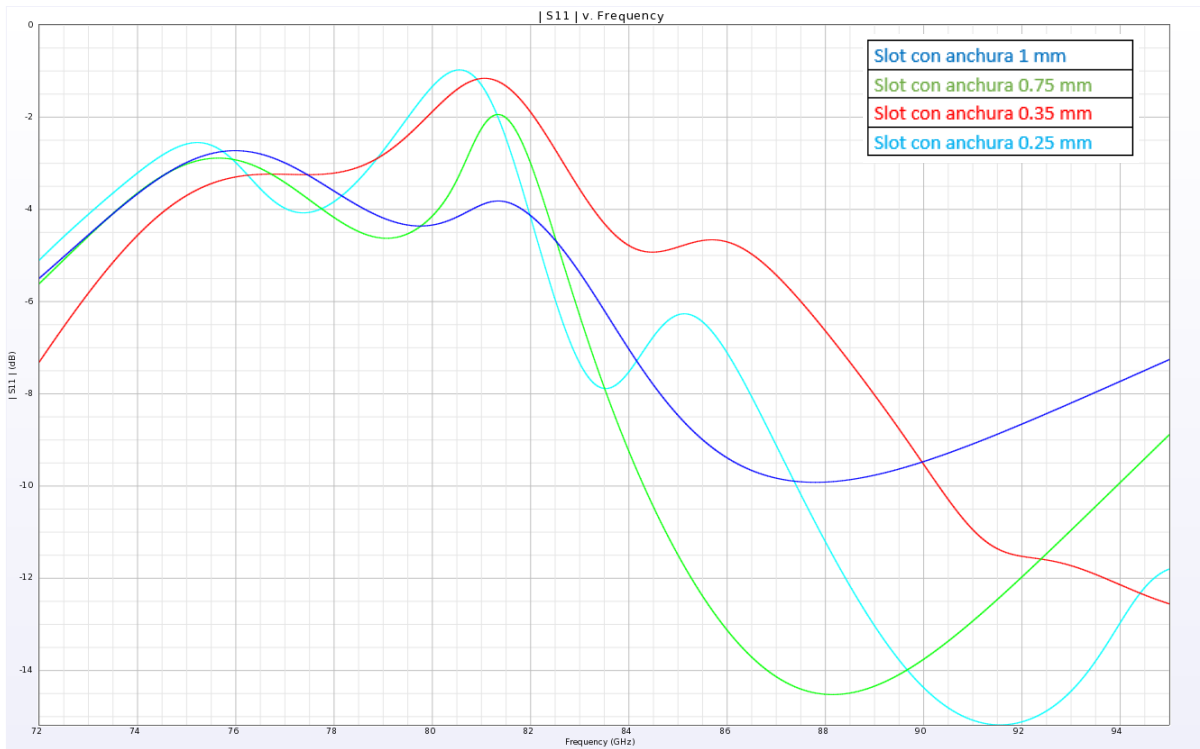


Figura 4.7 Comparación parámetro S_{11} con meta-superficie.

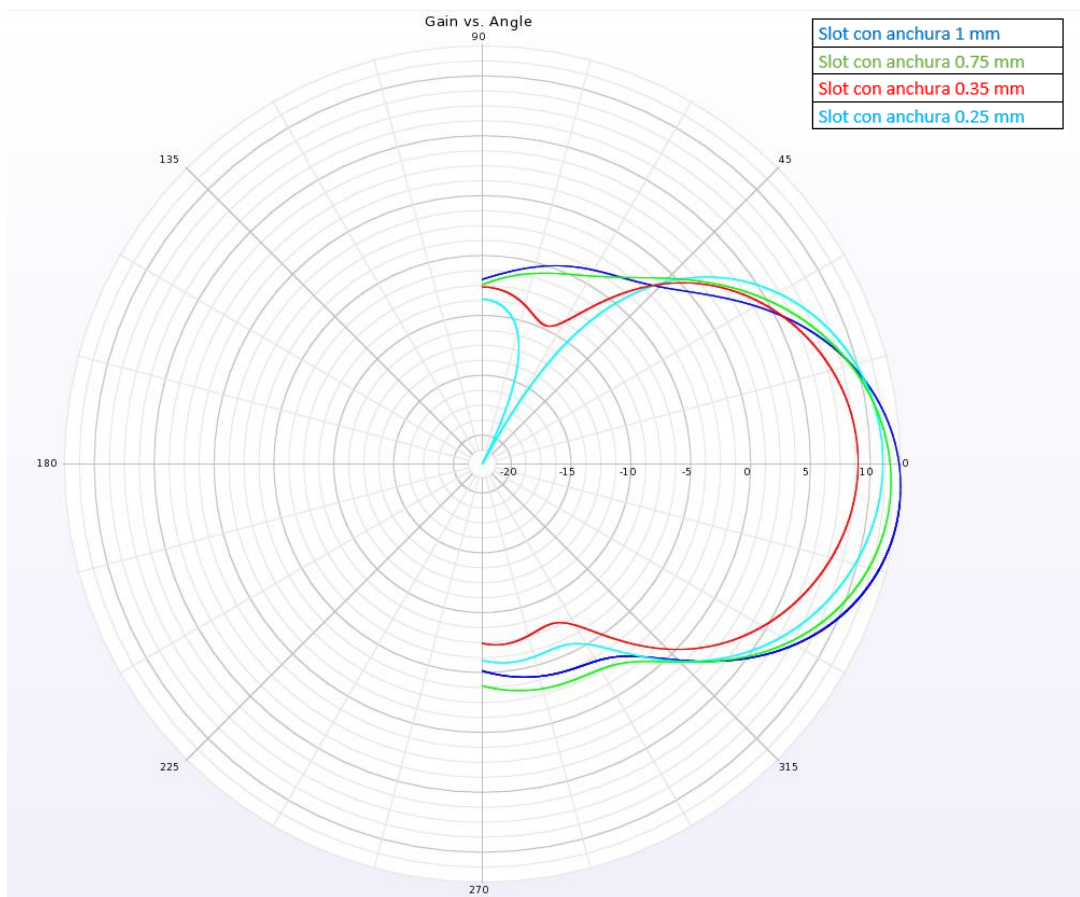


Figura 4.8 Comparación diagramas de radiación (Plano E) con meta-superficie.

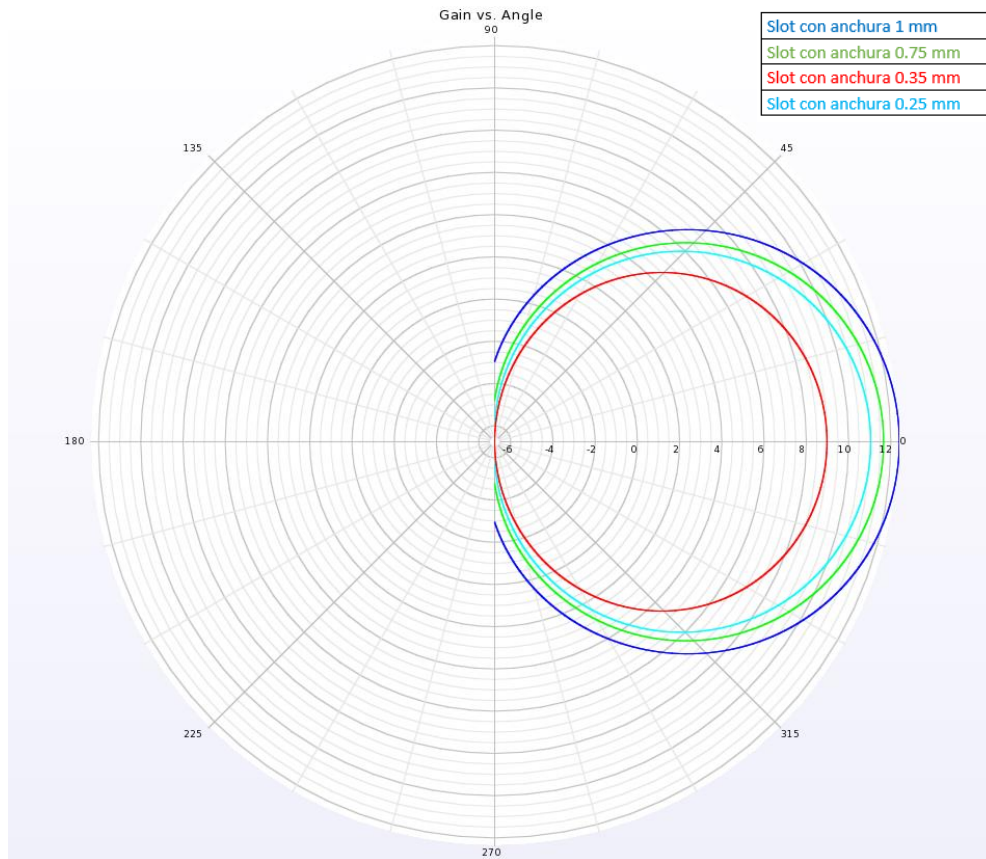


Figura 4.9 Comparación diagramas de radiación (Plano H) con meta-superficie.

De estas comparaciones podemos concluir que cuanto más estrecho es el slot menor ganancia tiene la antena y peor es su diagrama en el plano E. Si nos paramos a ver detenidamente las gráficas de comparación, podemos ver que cuanto más ancho es el slot el mínimo del S_{11} se va desplazando a valores más altos y, por tanto, peor adaptación tenemos.

Tras el nefasto resultado en cuanto a la adaptación de las anteriores configuraciones decidimos tomar una serie de cambios en las siguientes simulaciones, los cuales son:

- Utilizaremos el slot de 0.25 mm de anchura, ya que es la anchura en el que mejor S_{11} hemos obtenido, además de conseguir un diagrama más uniforme al ser más estrecho el slot.
- Pasaremos a comprobar distintas configuraciones de la meta-superficie, ya que puede que este diseño no se esté excitando como debiera.
- Aumentaremos la anchura de los planos de masa tanto superior como inferior al tamaño que utilizábamos en la banda Ku, ya que en el último diseño que hemos utilizado el plano de masa superior tiene una anchura de 0.0033 mm y el plano de masa inferior tiene una anchura de 0.033 mm, por lo que las escalaremos a 0.02 y 0.2 mm respectivamente en los próximos diseños. Este aumento de grosor se realiza debido a que unos planos de masa tan finos serían complicados de realizar a la hora de fabricar el diseño.

4.4.2 Segundo diseño meta-superficie

El segundo diseño que se llevó a cabo lo podemos ver en la Fig. 4.10. Consta de 5 capas, 2 de dipolos cortos paralelos y otra de hilos conductores continuos entre las 2 capas anteriores más 2 capas adicionales dieléctricas por debajo de las tres anteriores con el objetivo separar la meta-superficie del slot y lograr una mejor excitación por parte de la meta-superficie. El empleo de estas 2 capas extra se lleva a cabo por sus buenos resultados en diseños pasados. Las medidas de distancias, posición y longitud de los dipolos se pueden ver en [3].

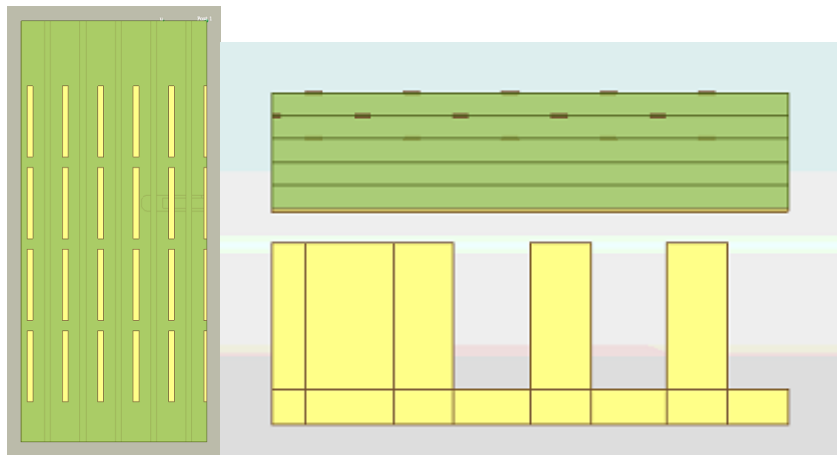


Figura 4.10 Segundo diseño de la meta-superficie.

A primera instancia, vemos lógico ocupar toda la superficie con dipolos ya que, supuestamente, cuantos más pongamos lograremos una mayor directividad y, por tanto, un mejor diagrama de radiación de la antena.

Una vez simulado el prototipo, vemos que su diagrama de radiación tiene un problema en su corte del Plano E ya que contiene gran cantidad de rizado en ese plano (ver Fig. 4.11).

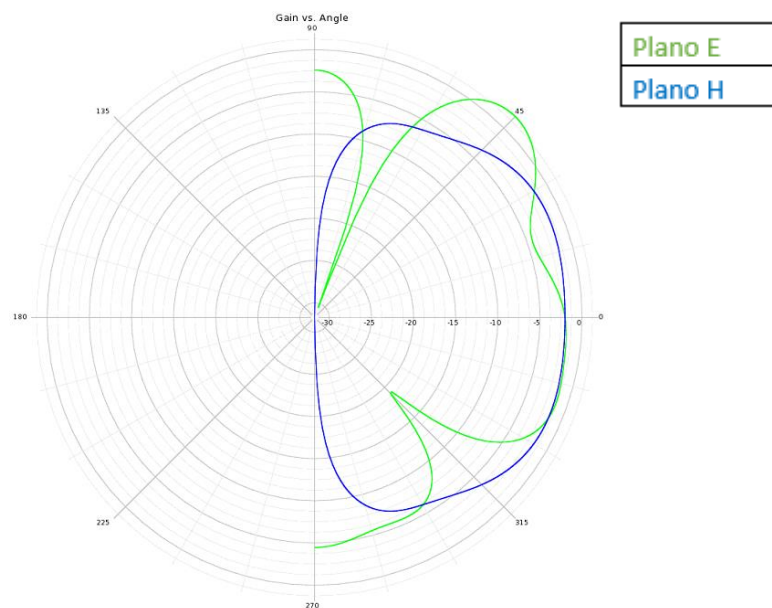


Figura 4.11 Diagrama de radiación a 76.5 GHz.

del segundo diseño de la meta-superficie.

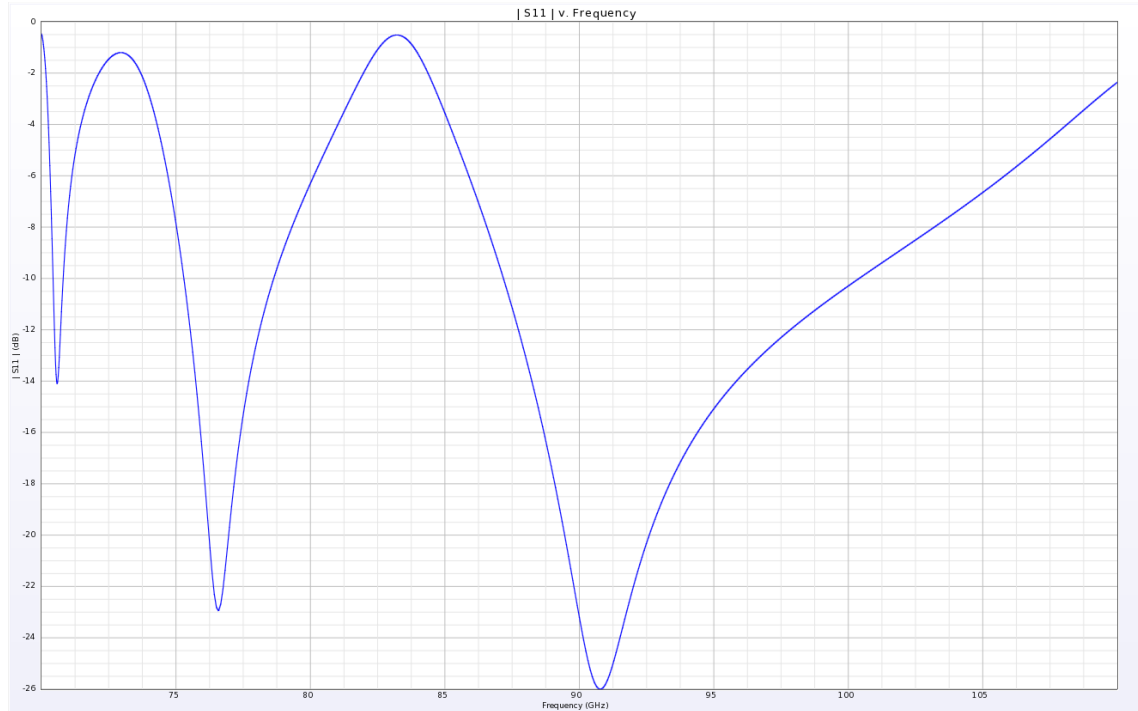


Figura 4.12 Parámetro S_{11} del segundo diseño de la meta-superficie.

Una vez visto este resultado, pensamos que el causante del rizado en el Plano E puede ser las distintas posiciones en las que hemos ubicado los dipolos, ya que hay distintas formas de distribuirlos, las cuales expondremos a continuación con sus correspondientes resultados en el simulador.

4.4.3 Tercer diseño meta-superficie

Como hemos visto en 4.4.2, en el segundo diseño de la meta-superficie, en el eje Y donde se corta la antena empleando la simetría que te proporciona el simulador, hemos colocado los dipolos cortos. En este segundo diseño se va a realizar la prueba de colocar los dipolos largos en el eje de la simetría, como se puede ver en la Fig. 4.13.

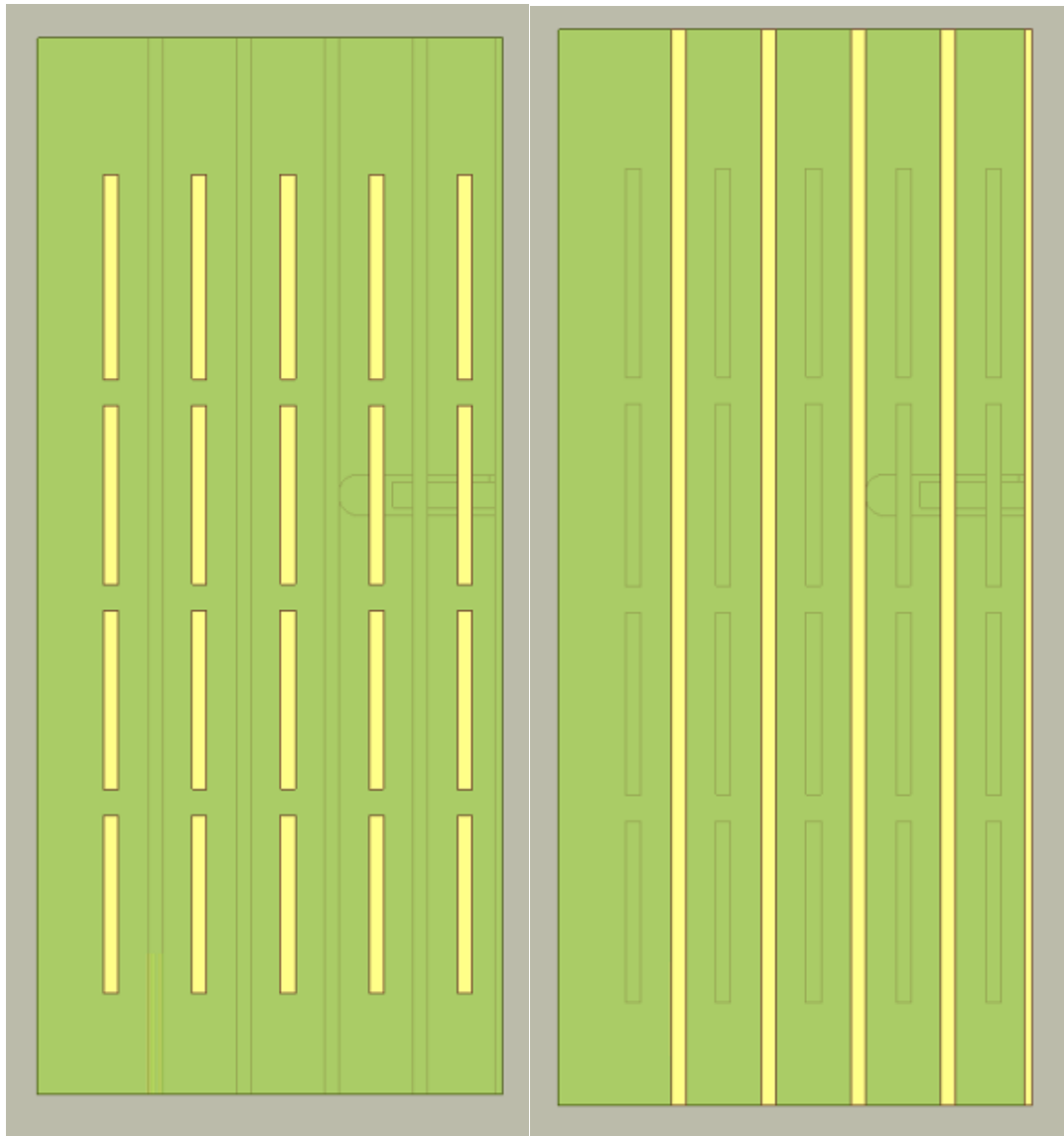


Figura 4.13 Ubicación de los dipolos cortos (izquierda) y de los hilos conductores (derecha).

El diagrama de radiación resultante de este diseño se puede ver en la Fig. 4.14, en el cual vemos que tanto el Plano H como el E han empeorado notablemente, ya que en el Plano E no solo no se ha corregido el rizado, sino que han aparecido más lóbulos laterales y en el Plano H la Ganancia ha bajado de -2 dB que teníamos en el segundo diseño a -16 dB. Como resultado, desechamos la opción de utilizar los dipolos largos en el eje de simetría, una vez visto el notable empeoramiento del diagrama.

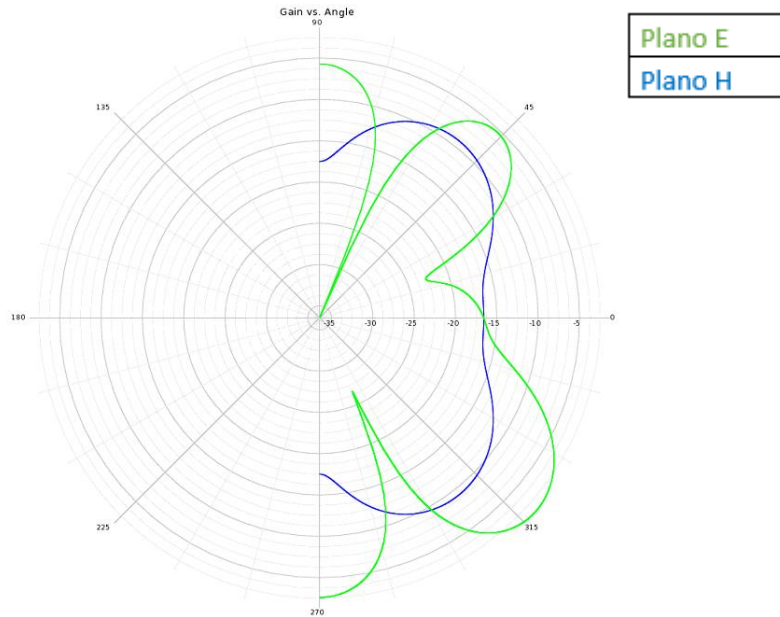


Figura 4.14 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del tercer diseño.

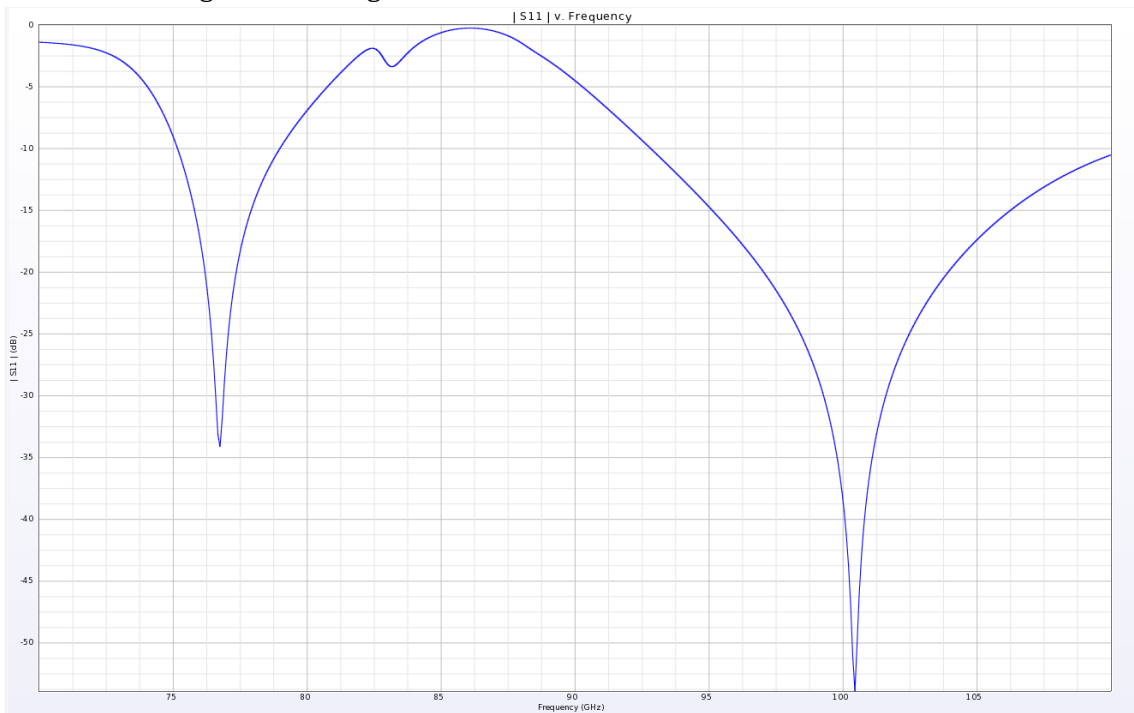


Figura 4.15 Parámetro S_{11} del tercer diseño de la meta-superficie.

4.4.4 Cuarto diseño meta-superficie

En el cuarto diseño retomamos la idea de colocar los dipolos cortos en el eje de simetría, pero con una variante. En el segundo diseño como se puede ver en la Fig. 4.10, la ubicación de los dipolos estaba centrada por encima de la sección en T, lo cual podría ser la razón del rizado, al tapar los dipolos la radiación de la T haciendo que se exciten de manera distinta a la que queremos, por lo que en este tercer diseño vamos a ubicar los dipolos de manera que haya un gap en la sección en T, como se puede ver en la Fig. 4.16.

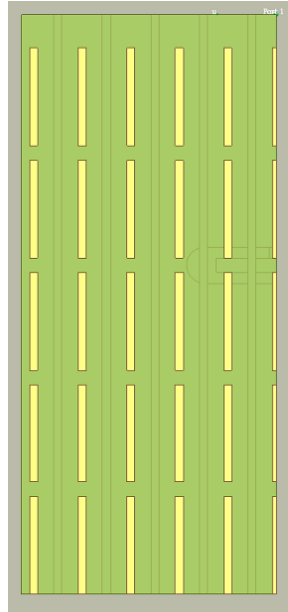


Figura 4.16 Cuarto diseño de la meta-superficie con los dipolos dejando gap en la sección en T.

Como resultado se obtiene el diagrama de radiación de la Fig. 4.17, en el cual podemos ver que la meta-superficie sigue sin excitarse como debería, aunque de los tres últimos diseños es el que mejor resultados nos da.

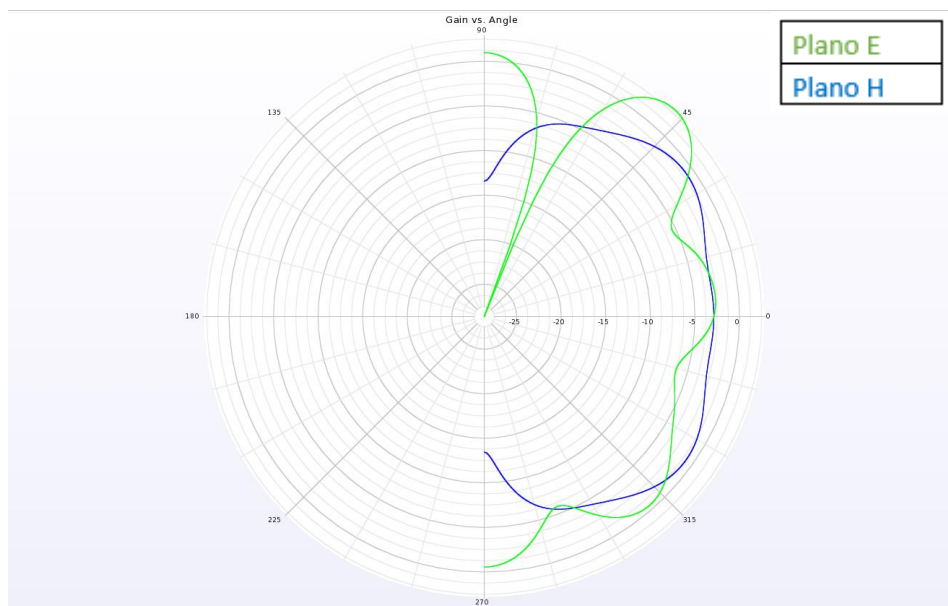


Figura 4.17 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del cuarto diseño.

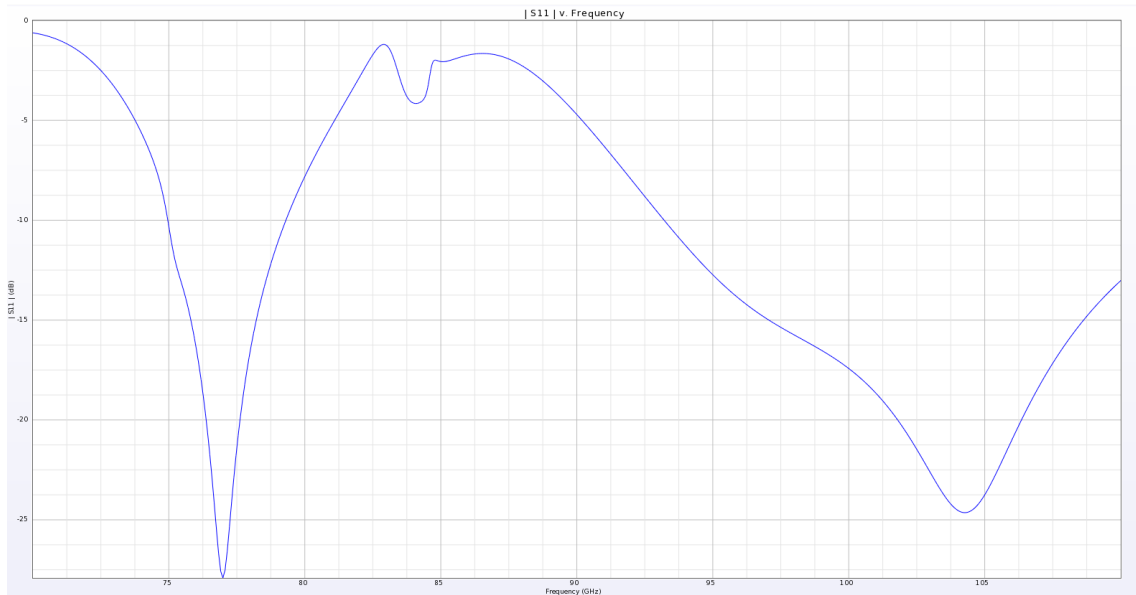


Figura 4.18 Parámetro S_{11} del cuarto diseño de la meta-superficie.

4.4.5 Quinto diseño meta-superficie

Al ver que las distintas ubicaciones de los dipolos no arreglan el diagrama, probamos a reducir las capas de separación entre el metamaterial y el slot, ya que pueden ser las causantes de la mala excitación de la meta-superficie.

En este quinto diseño cogeremos la mejor configuración de las tres anteriores, es decir, la 4.4.4 y le quitamos una de las 2 capas extra que teníamos como se puede ver en la Fig. 4.19.

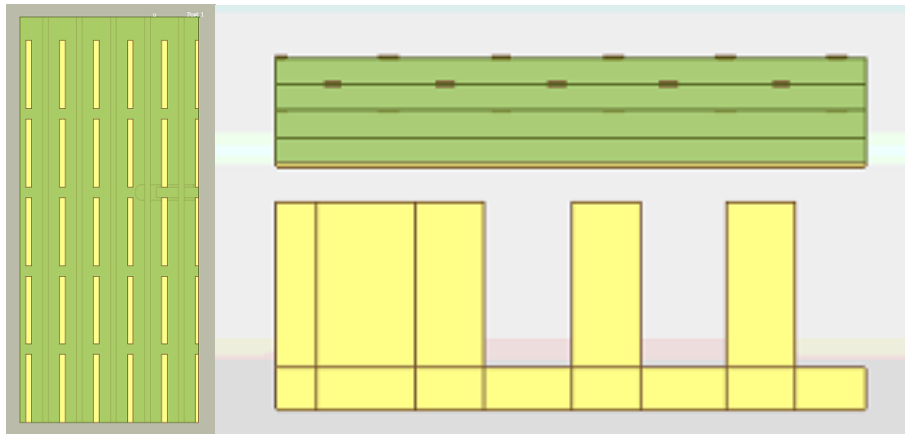


Figura 4.19 Quinto diseño de la meta-superficie.

Al simular este quinto diseño podemos ver en la Fig. 4.20 como el diagrama mejora notablemente en el corte Plano H, llegando a tener una Ganancia de 6 dB, aunque en el corte Plano E no se nota diferencia. Viendo las mejoras que ha dado en el corte del Plano H,

probaremos en un sexto diseño a reducir la última capa extra que habíamos dejado del modelo inicial.

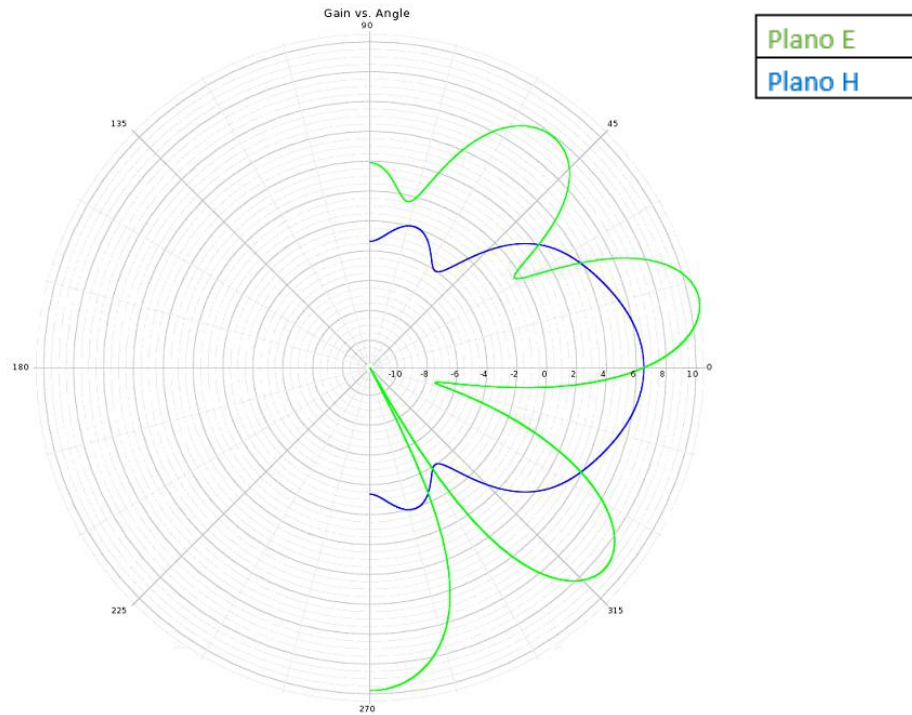


Figura 4.20 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del quinto diseño.

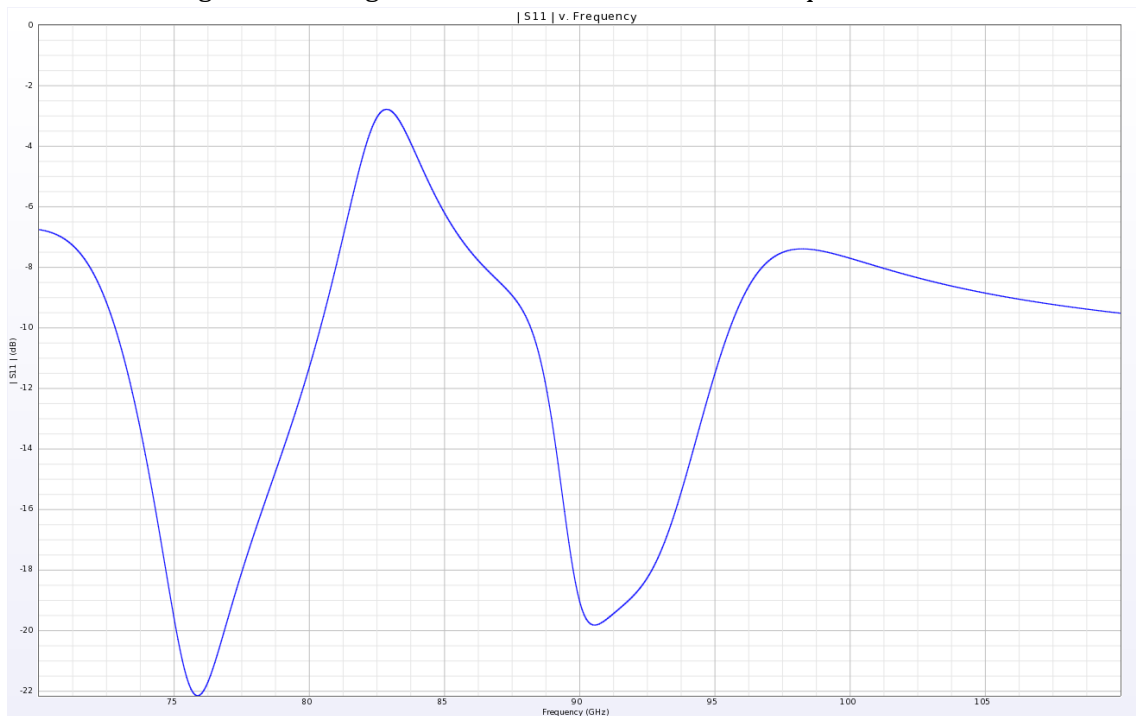


Figura 4.17 Parámetro S_{11} del quinto diseño de la meta-superficie.

4.4.6 Sexto diseño meta-superficie

Viendo el buen resultado que nos ha dado reducir una capa de separación del metamaterial en 4.4.5 ahora pasaremos a reducir una capa más, la última capa extra que nos queda, dejando los dipolos cortos de abajo justo encima del plano de masa superior de la antenna. Como se puede ver en la Fig. 4.22

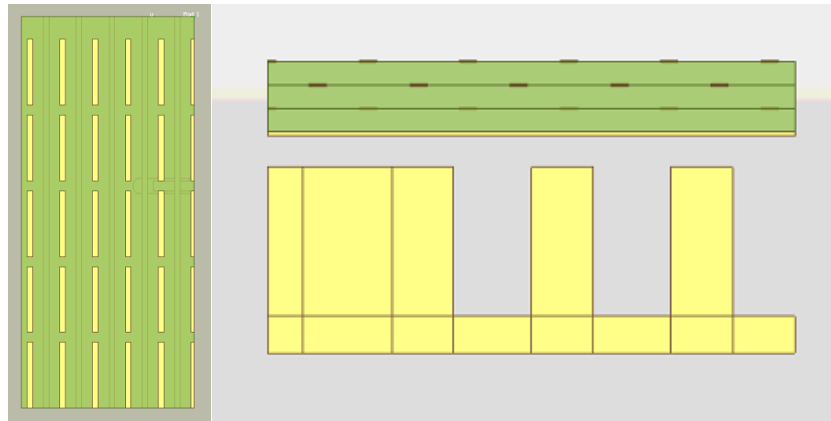


Figura 4.22 Sexto diseño de la meta-superficie.

En la Fig. 4.23 vemos el diagrama de radiación del sexto diseño de la meta-superficie, donde podemos ver como el corte del Plano H ha empeorado considerablemente ya que aparecen lóbulos laterales, a la vez de que el corte del Plano E no ha mejorado apenas. Además, en el Parámetro S_{11} como se puede ver en la Fig. 4.24, la adaptación ha pasado de 76.5 GHz a 78.5 GHz y se ha reducido el ancho de banda, por tanto, desechamos esta opción.

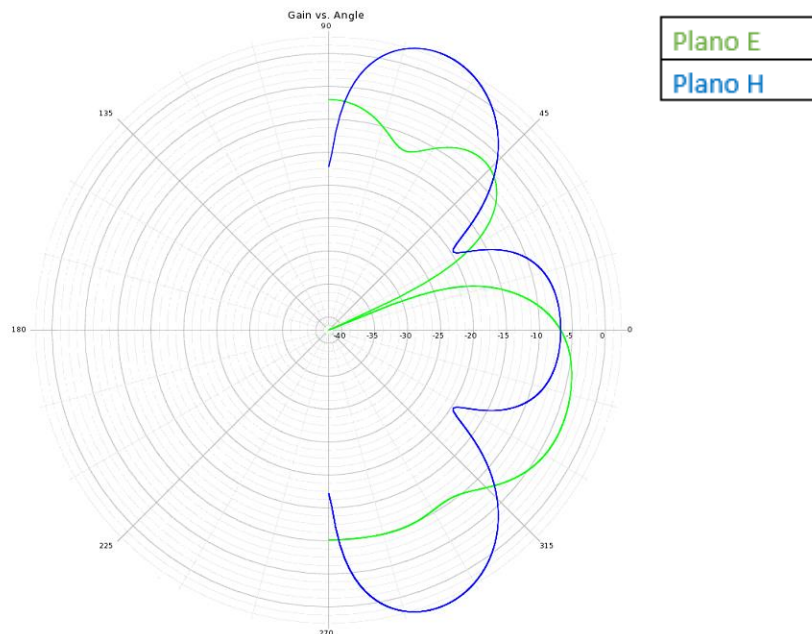


Figura 4.23 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del sexto diseño.

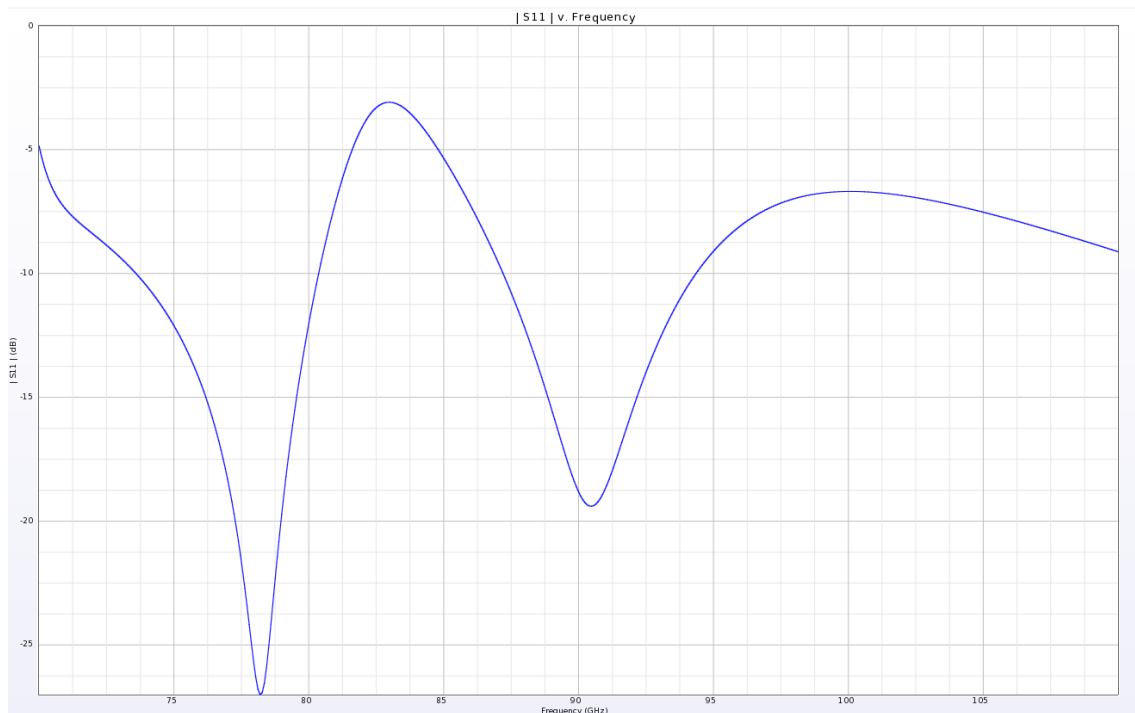


Figura 4.24 Parámetro S_{11} del sexto diseño de la meta-superficie.

4.4.7 Conclusión

Como conclusión a los últimos 5 diseños de la meta-superficie podemos ver como en todos ellos la meta-superficie no está actuando de la forma que debería, por lo que a continuación pasaremos a estudiarla de manera aislada separándola del resto de la antena.

También podemos concluir que el mejor diseño de todos es el 4.4.5 debido a que su corte en el plano H mejoraba notablemente al resto, por lo que en futuros diseños utilizaremos una sola capa extra de metamaterial, viendo que nos ha dado los mejores resultados en cuanto a diagrama de radiación.

4.5 Estudio de la meta-superficie

Una vez visto que el problema del rizado en el plano E no se soluciona con distintas ubicaciones de los dipolos ni con la cantidad de capas de separación entre slot y metamaterial que pongamos pasamos a analizar la meta-superficie por separado, ya que la antena escalada funcionaba correctamente y los problemas del diagrama resultante solo pueden ser debidos a un mal funcionamiento de la meta-superficie o a un mal funcionamiento de la unión de la antena con la meta-superficie.

Los pasos de análisis de la meta-superficie por separado se explican a continuación.

4.5.1 Estudio del slot sin meta-superficie

Para estudiar la respuesta a la excitación de la meta-superficie, primero estudiaremos la respuesta a la excitación del slot en nuestro plano de masa superior, sin aplicarle el meta material ni la excitación a través de la guía de gap. Para realizar estas simulaciones donde no tenemos la guía de excitación, pasaremos a alimentar el slot en el plano de masa con fuentes de voltaje aplicándoselas en el slot. Además, dada la simetría, no simularemos la mitad de la placa como hacíamos para la antena, sino que consideraremos solamente un cuarto de placa.

Las condiciones de contorno que le aplicamos al cuarto de placa las podemos ver en la Fig. 4.25 donde aparte de la simetría magnética del eje X, ahora tenemos que añadir una simetría eléctrica en el eje Y ya que el plano $Y=0$ es perpendicular al campo eléctrico.

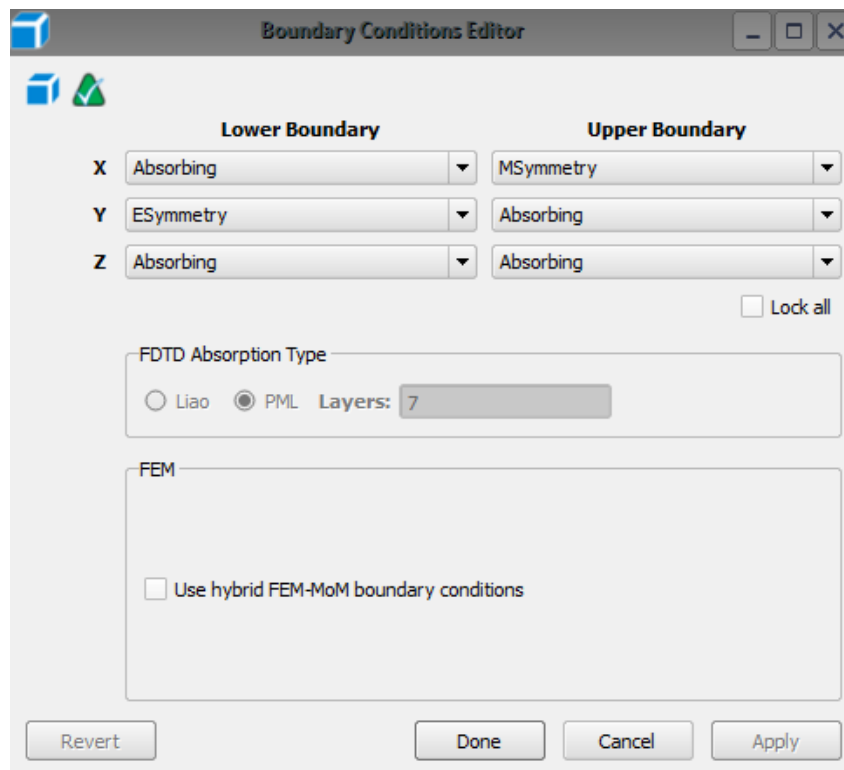


Figura 4.25 Condiciones de contorno utilizadas en el estudio de la meta-superficie.

El primer diseño que comprobaremos será el de un plano de masa con un slot distinto al de nuestro proyecto, no redondeado, el cual sabemos que funciona correctamente por su empleo en diseños pasados.

Pondremos la fuente de voltaje en el slot, para así excitarlo y que funcione correctamente, como en el diseño de la antena.

En la Fig. 4.26 podemos ver la estructura a estudiar y en la Fig. 4.27 como llevar a cabo la alimentación en este apartado del proyecto.

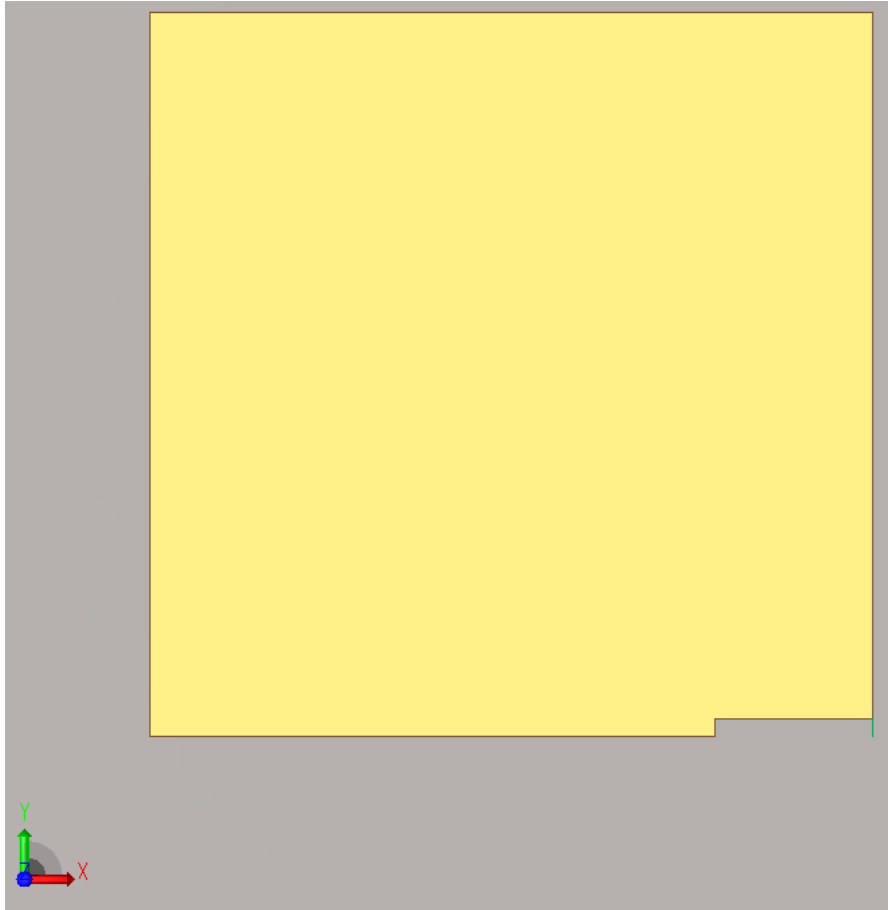


Figura 4.26 Primera placa a estudiar.

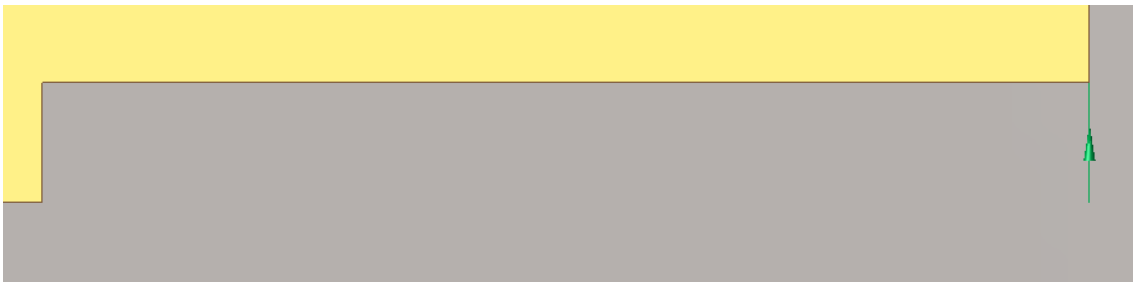


Figura 4.27 Puerto de voltaje para alimentar el slot.

Esta placa la tomamos como ejemplo para estudiar nuestra placa, ya que el resultado del diagrama de nuestra placa con el slot redondeado debería ser semejante al de esta. Nuestro slot se puede ver en la Fig. 4.28.

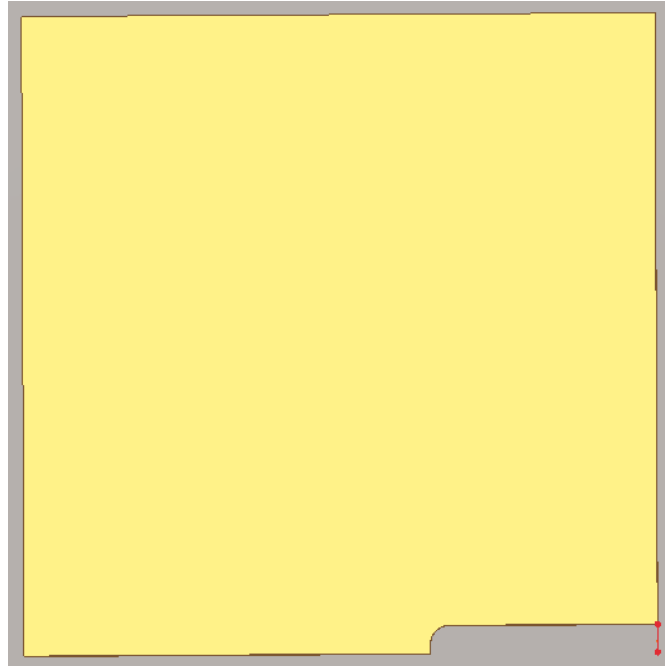


Figura 4.28 Placa con el slot utilizado en nuestro diseño.

Una vez simuladas ambas placas comparamos los resultados para saber si nuestra placa funciona correctamente.

La comparación de los diagramas de radiación de ambas placas los podemos ver en la Fig. 4.29 y la comparación de los Parámetros S_{11} en la Fig. 4.30.

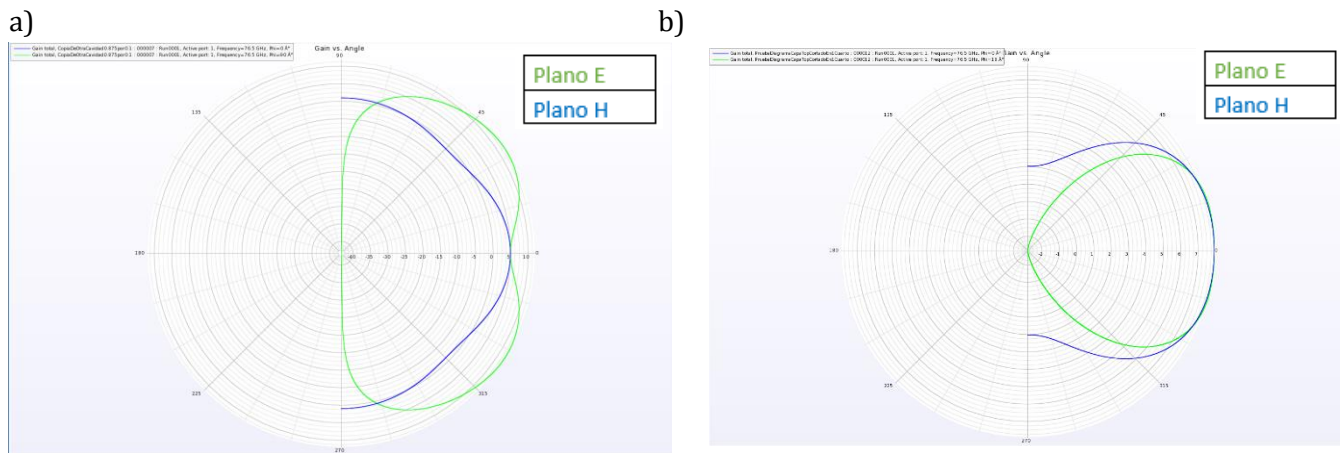


Figura 4.29 Comparación del diagrama de radiación a 76.5 GHz del slot sin el acabado redondeado(a) y de nuestro slot (b).

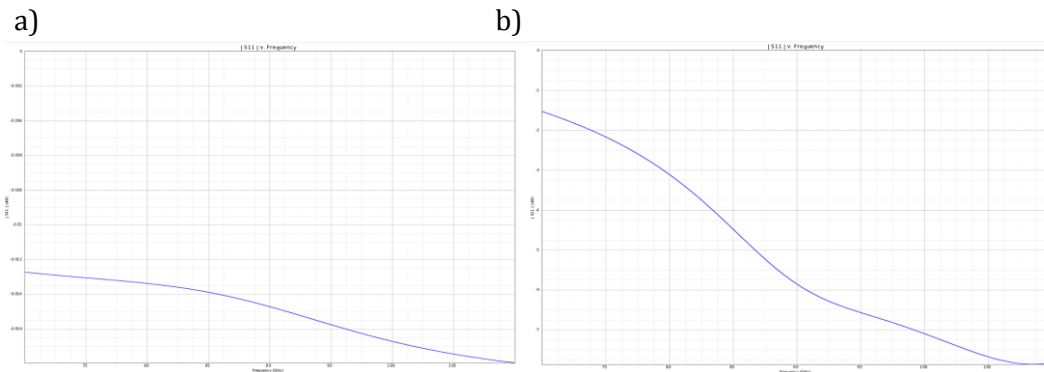


Figura 4.30 Comparación de los Parámetros S_{11} del slot sin acabado redondeado(a) y el slot utilizado en nuestro diseño (b).

A la hora de valorar los resultados, vemos como el diagrama de radiación de nuestra placa, a priori, funciona correctamente dándonos un diagrama de radiación semejante al del dipolo, que es el comportamiento que se esperaba.

Por tanto, podemos concluir que nuestra placa está funcionando correctamente, por lo que ahora pasaremos a cubrirla con la meta-superficie para ver si dicha unión da lugar a un funcionamiento erróneo.

4.5.2 Estudio del slot con la meta-superficie

Una vez visto que el slot actúa de la manera adecuada, pasamos a cubrirla con la meta-superficie para estudiar su funcionamiento. La placa con la meta-superficie la podemos ver en la Fig. 4.31.

Cabe comentar que las simetrías de la Fig. 4.25 cambian en este caso al estar la placa orientada en otro sentido, siendo el plano $X=0$ donde hay simetría eléctrica y en plano $Y=0$ donde hay simetría magnética.

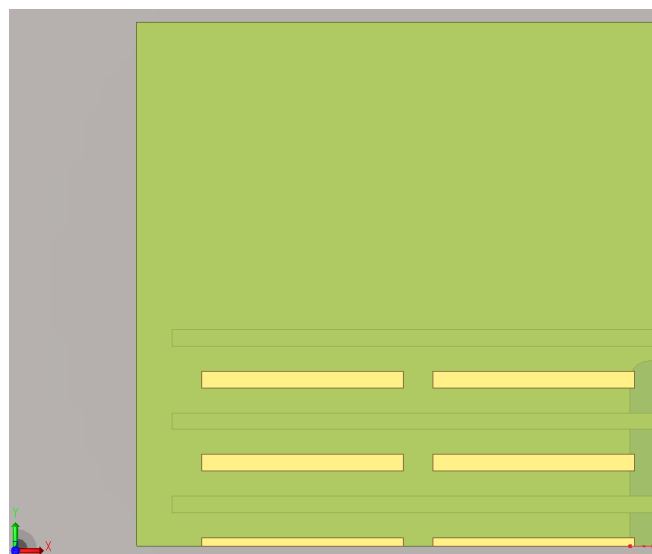


Figura 4.31 Slot cubierto con meta-superficie.

Como se puede apreciar en la Fig. 4.32 no se ha llenado la meta-superficie con dipolos como hacíamos en la antena debido a que hemos cogido este diseño porque ya había sido comprobado previamente en el software HFSS.

Al realizar la simulación del diseño nos da como resultado el diagrama de Fig. 4.32 y el S_{11} de 4.33.

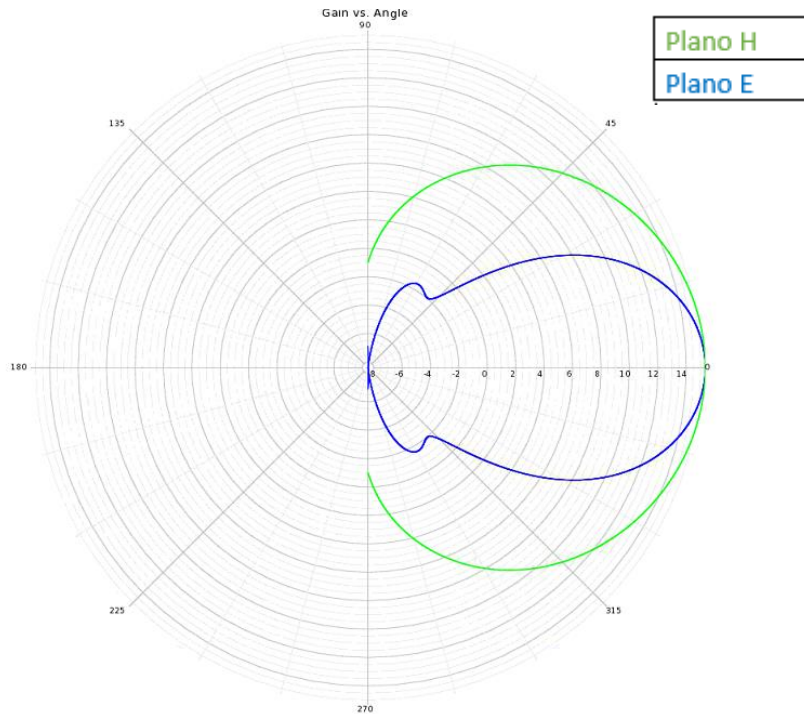


Figura 4.32 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del slot cubierto con la meta-superficie.

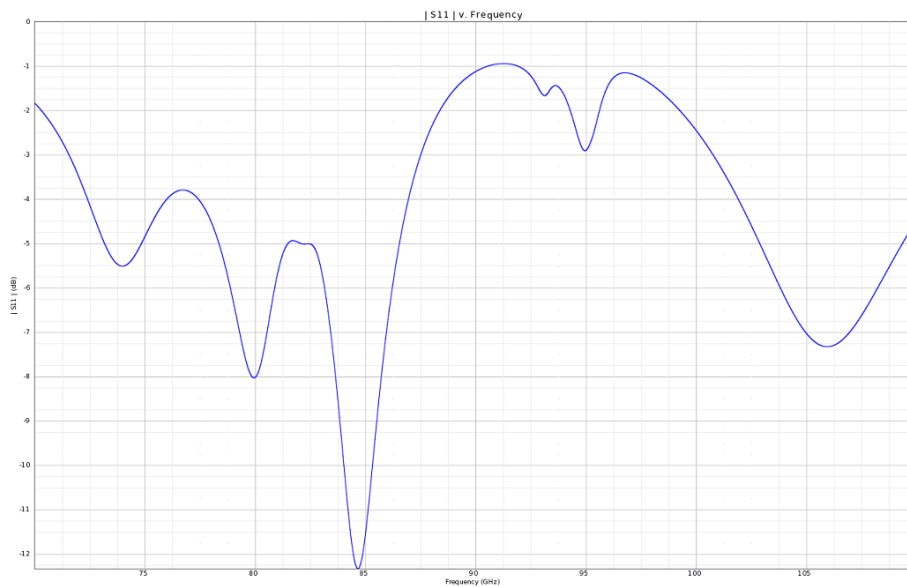


Figura 4.33 Parámetro S_{11} del slot cubierto con la meta-superficie.

4.5.3 Conclusión del estudio de la meta-superficie

Como podemos ver en 4.5.2 la antena slot, cubierta con la meta-superficie, funciona correctamente, pero tiene una diferencia si se compara con la meta-superficie que empleábamos en la antena y es la cantidad de dipolos. En la meta-superficie comprobada por separado solo tenemos 3 filas y 2 columnas de dipolos cortos mientras que en la antena empleábamos hasta 5 filas y 5 columnas, por lo que los problemas que nos surgían en el plano E podrían ser por este motivo, lo cual tiene sentido, ya que el plano E es paralelo a los dipolos y cuantas más columnas poníamos más afectaban a ese corte de este plano del diagrama, por lo que pasaremos a estudiar nuestra antena con esta configuración de la meta-superficie.

4.6 Nuevas configuraciones de la meta-superficie

Tras la conclusión que hemos sacado en 4.5.3 del estudio de nuestra meta-superficie por separado vamos a realizar nuevas configuraciones de la meta-superficie con una menor cantidad de dipolos, ya que el estudio de 4.5 nos da como resultado una respuesta correcta de la meta-superficie, pero con una menor cantidad de dipolos.

Las nuevas configuraciones se relatan a continuación.

4.6.1 Primer diseño de la meta-superficie tras su comprobación

El primer diseño que se plantea tras comprobar el correcto funcionamiento de la meta-superficie es el expuesto en la Fig. 4.34.

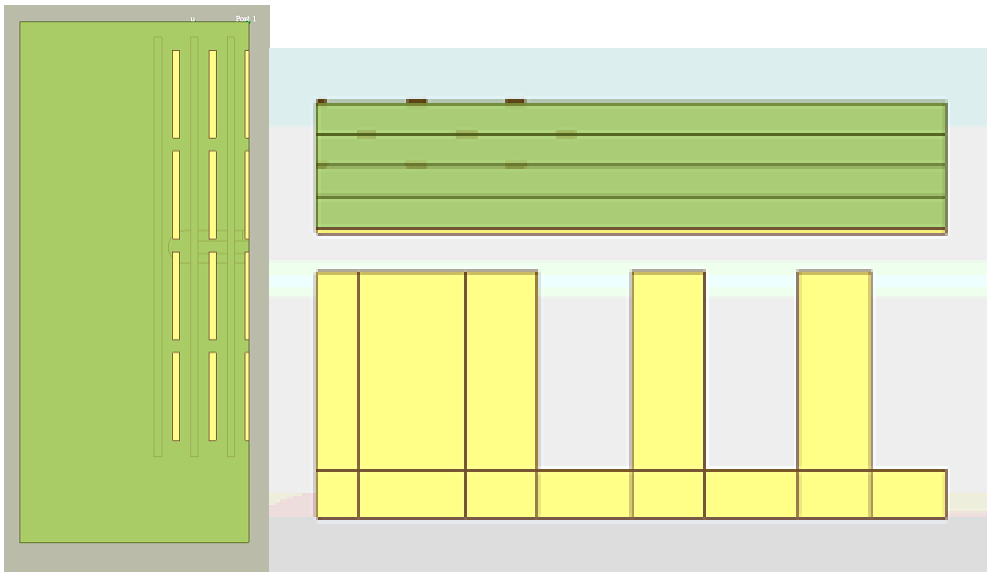


Figura 4.34 Primera configuración de la meta-superficie tras su comprobación.

Al simular esta configuración nos encontramos con unos resultados esperanzadores, sobre todo en lo que a diagrama de radiación se refiere, el cual se puede ver en la Fig. 4.35. El parámetro S_{11} se puede ver en la Fig. 4.36.

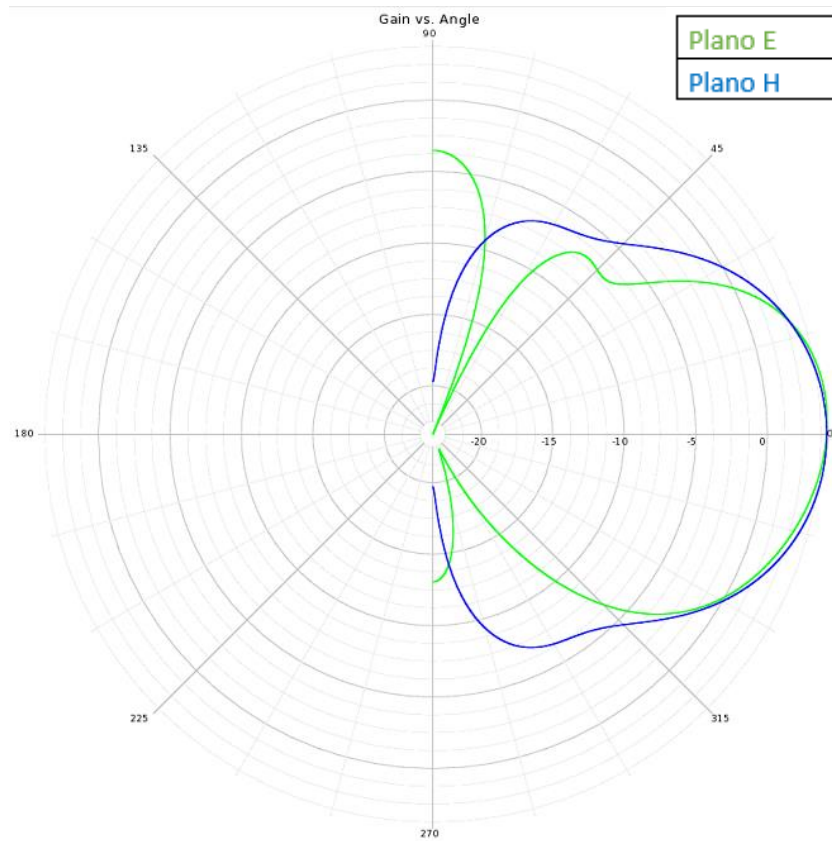


Figura 4.35 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del diseño de la Fig. 4.34.

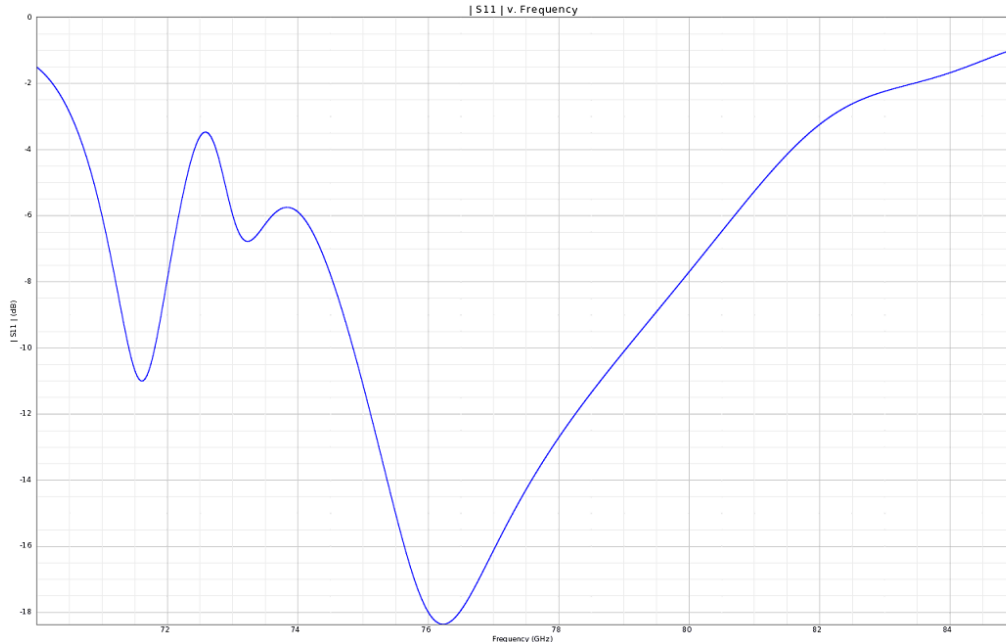


Figura 4.36 Parámetro S_{11} .

Vistos dichos resultados podemos ver como en el diagrama de radiación obtenemos un corte del Plano H muy bueno comparado con lo visto en anteriores configuraciones y un corte del Plano E sin rizado y con el único problema de un lóbulo excesivamente grande en

$\theta = 90^\circ$, el cual buscaremos solucionar en 4.6.2 y 4.6.3, por lo que esta configuración se asemejará bastante al prototipo final, vistos sus resultados.

Por su parte el S_{11} está perfectamente adaptado en 76.5 GHz dando un valor de -18 dB en la frecuencia de trabajo.

4.6.2 Segundo diseño de la meta-superficie tras su comprobación

Con el fin de arreglar los lóbulos secundarios del plano E de la configuración del 4.6.1 acortamos el meta material por las partes donde no hay dipolos como se puede ver en la Fig. 4.37. Lo acortamos debido a que, al radiar el slot, el campo se propaga por todo el meta material y, por tanto, en las zonas de meta material donde no hay dipolos puede que ese campo se esté propagando y al radiar generar lóbulos secundarios.

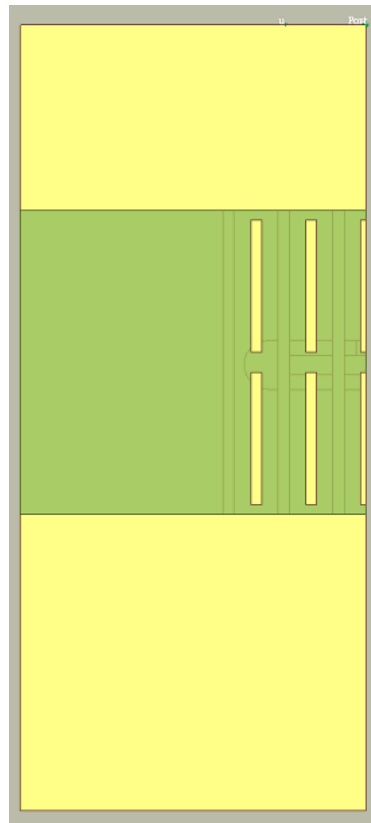


Figura 4.37 Configuración de la meta-superficie acortando el meta material.

Al simular el diseño comprobamos que los lóbulos del Plano E no han desaparecido por lo que nuestro razonamiento no ha sido acertado con respecto a recortar el metamaterial. El diagrama de radiación de este diseño se puede ver en la Fig. 4.38.

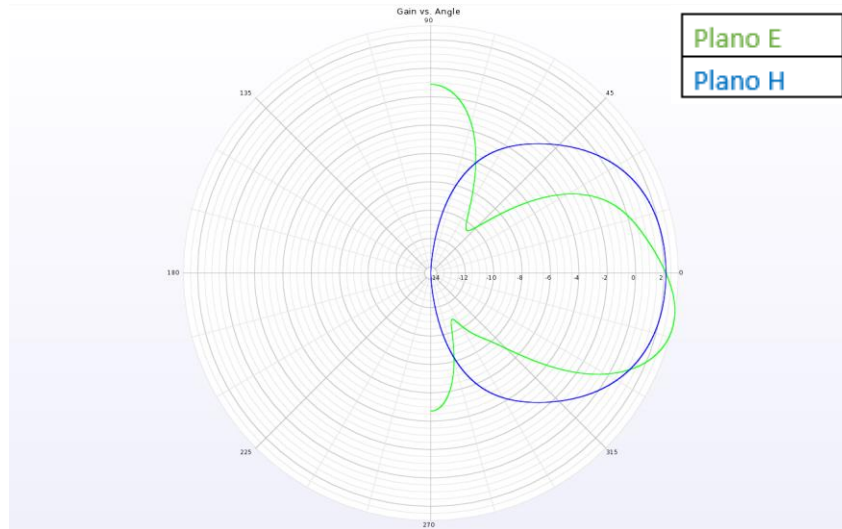


Figura 4.38 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del diseño cuya meta-superficie ha sido acortada.

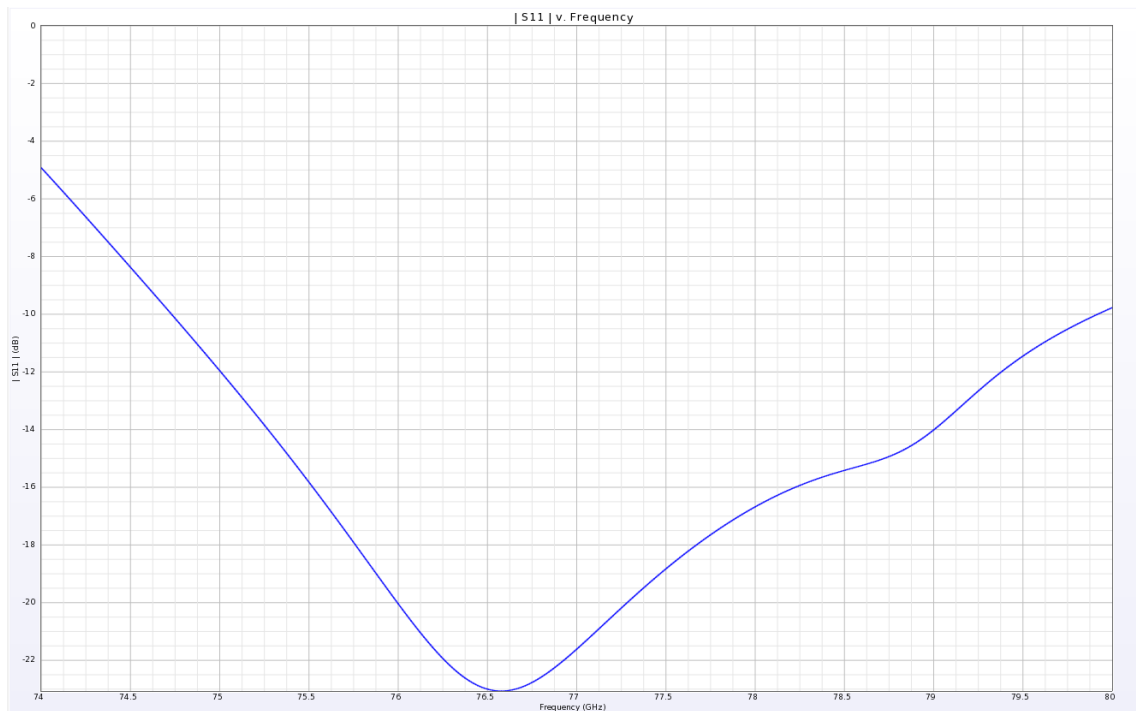


Figura 4.39 Parámetro S₁₁.

4.6.3 Tercer diseño de la meta-superficie tras su comprobación

En este diseño nos damos cuenta que en 4.6.1 donde se está perdiendo el campo en forma de lóbulo lateral es por la zona de la guía de onda, como se ve en la Fig. 4.40.

Debido a esto, lo que vamos a realizar es un alargamiento de la guía, lo cual no afecta al resto del diseño porque por mucho que alargemos la guía, esta se encuentra adaptada gracias a la adaptación $\lambda/4$.

Al alargarla conseguiremos que la zona de la guía de onda quede más limpia en lo que a campo se refiere y, por tanto, arreglar el lóbulo lateral del campo H.

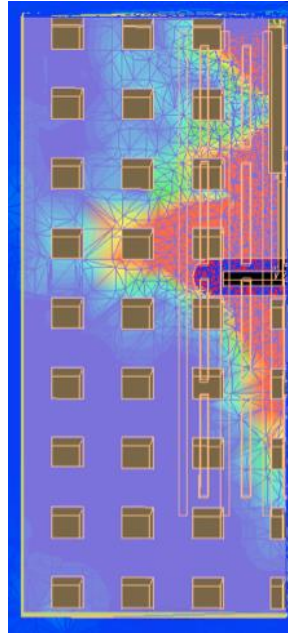


Figura 4.40 Campo eléctrico visto de la configuración de 4.6.1 visto desde arriba.

Por tanto, alargamos la longitud de la guía y nos da como resultado el diagrama de la Fig. 4.41.

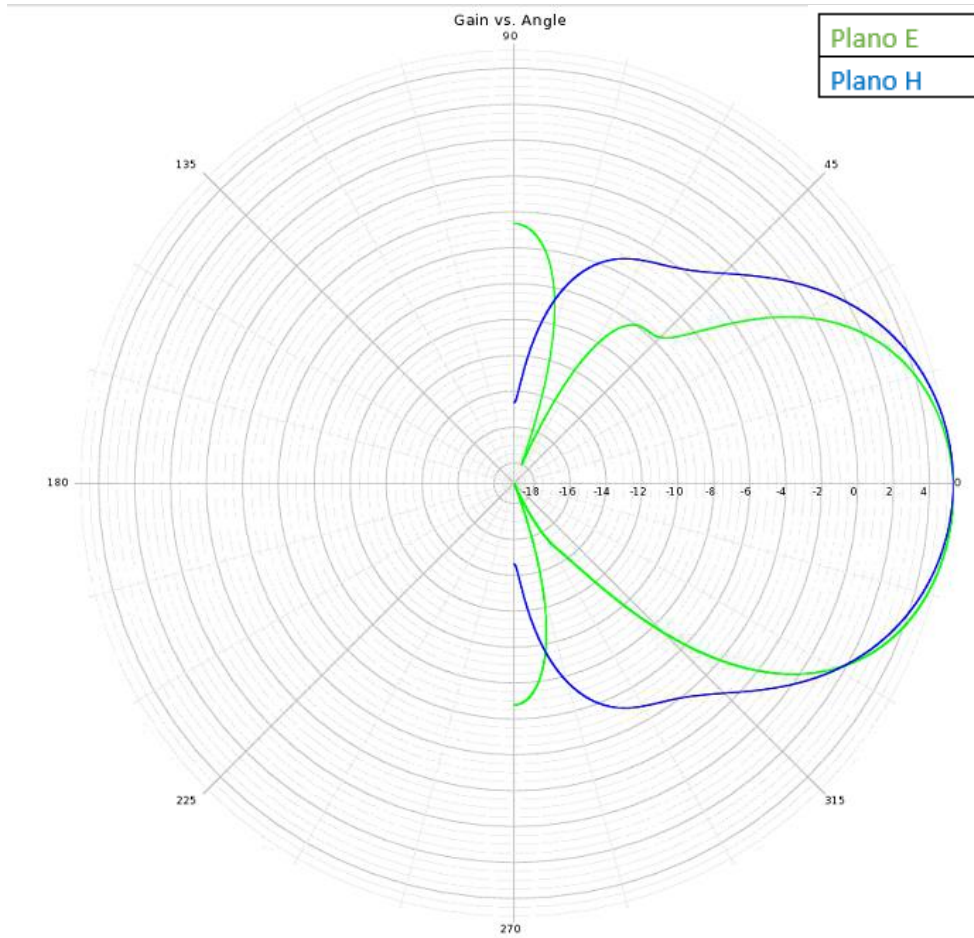


Figura 4.41 Diagrama de radiación a 76.5 GHz del diseño alargando la guía de onda.

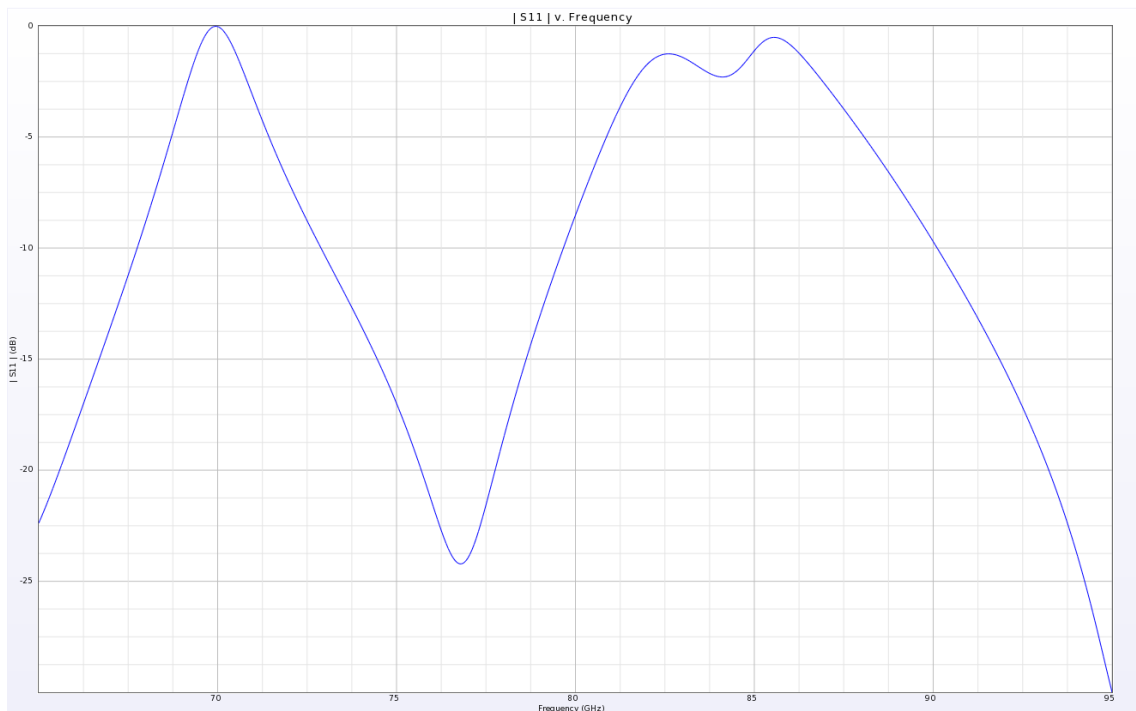


Figura 4.42 Parámetro S_{11} del primer diseño de la meta-superficie.

Al ver este diagrama nos fijamos en que los lóbulos laterales del campo H no han mejorado. Además, el plano E pasa a ser simétrico con respecto a $\theta=0^\circ$, lo cual nos lleva a pensar que dichos lóbulos no van a reducirse y que derivan de las propiedades de la estructura cubierta por la meta-superficie, por lo que de esta forma llegamos al diseño final de nuestra antena, la cual se explica con mayor detalle en el [Capítulo 5](#).

4.7 Conclusión

El empleo de la meta-superficie en el diseño ha sido la parte más complicada del proyecto además de la más clave y, por consiguiente, la que más tiempo ha llevado a la hora de ajustarla en el diseño como se ha explicado a lo largo del [Capítulo 4](#), en el que hemos llevado a cabo hasta nueve configuraciones distintas de la meta-superficie además de estudiar su comportamiento por separado.

Tras el empleo de la meta-superficie en el diseño escalado de la antena a la banda W, podemos valorar su uso no tan positivamente como se esperaba ya que la ganancia del diseño apenas ha incrementado.

Con respecto al Parámetro S_{11} , como era de esperar, ha empeorado ya que hemos perdido gran cantidad de ancho de banda, hemos pasado de 24 GHz en el diseño sin meta-superficie a 3 GHz.

Capítulo 5: Diseño final

En este capítulo vamos a explicar detalladamente el diseño final de antena slot con metamaterial llevado a cabo en este Trabajo Fin de Grado.

5.1 Diseño final

El diseño final de la antena consiste en la antena escalada y optimizada en la banda W cubierta de la meta-superficie explicada y optimizada en el [Capítulo 4](#).

El diseño final se muestra en la Fig. 5.1, 5.2, 5.3 y 5.4. En la Fig. 5.1 podemos ver la vista superior de la antena, en la cual se puede apreciar el diseño final de la meta-superficie optimizada. En la Fig. 5.2 podemos ver la antena desde una perspectiva lateral, en la cual se aprecia además de la disposición de los dipolos de la meta-superficie, la guía de onda, el adaptador $\lambda/4$, la sección en T, los pines metálicos y los planos de masa desde el eje en el que cortamos nuestro diseño por la mitad empleando la simetría del diseño. En la Fig. 5.3 tenemos una visión frontal de la antena y en la Fig. 5.4 el slot de la antena sin la meta-superficie cubriéndola por encima.

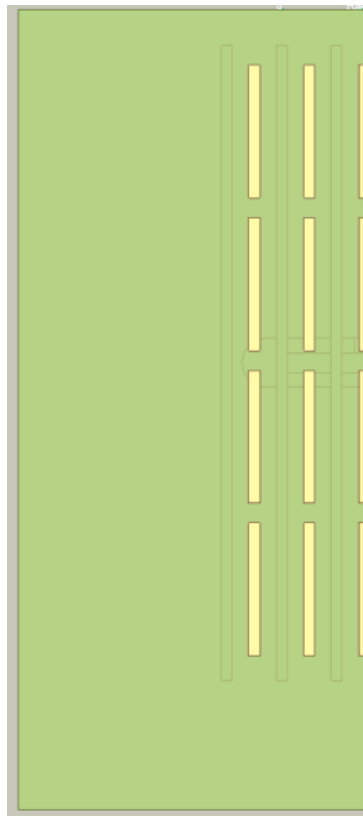


Figura 5.1 Vista superior de la antena.

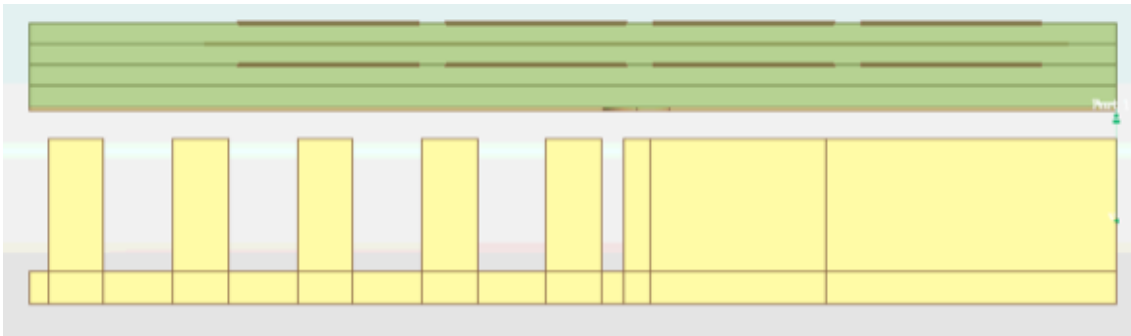


Figura 5.2 Perspectiva lateral del diseño.

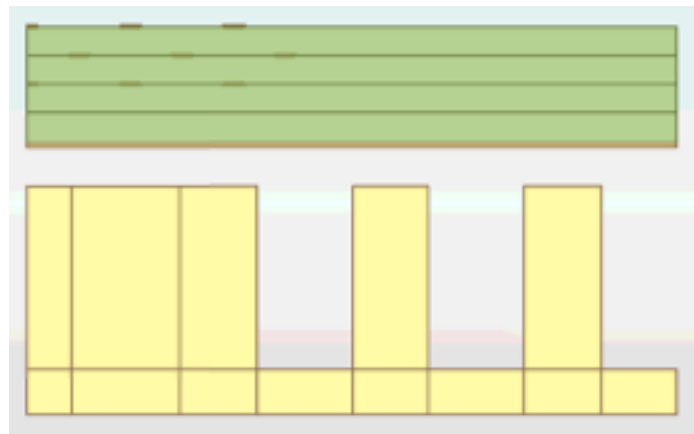


Figura 5.3 Perspectiva frontal del diseño.

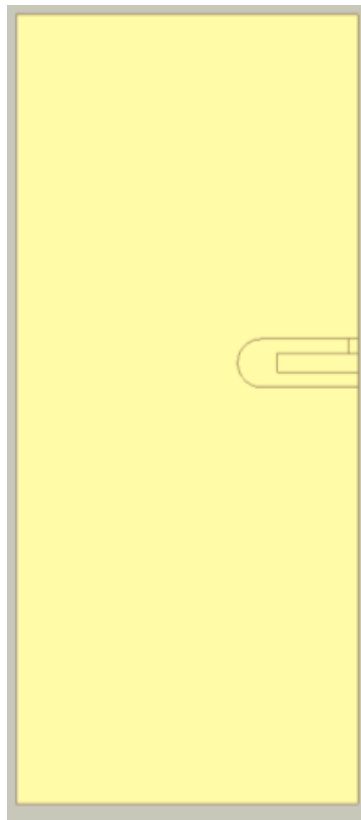


Figura 5.4 Slot en el plano de masa superior del diseño dejando ver la sección en T.

En las Fig. 5.5, 5.6 y 5.7 se muestra las 3 subcapas de dipolos y de hilos conductores de la meta-superficie, cuya disposición y diseño es clave en los parámetros de radiación de la antena final. En la Fig. 5.5 se ven los dipolos más exteriores del diseño, en la Fig. 5.6 se muestra los hilos conductores ubicados entre las 2 capas de dipolos y en la Fig. 5.7 la capa de dipolos más interna. Cabe destacar que además de estas 3 capas hay una capa más de dieléctrico que hace de separación entre la antena y las capas de metamaterial con dipolos, logrando así una mejor excitación de estas últimas.

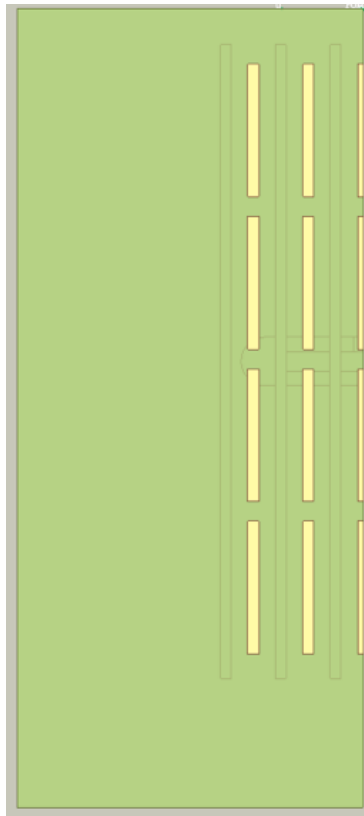


Figura 5.5 Capa metamaterial más externa del diseño.

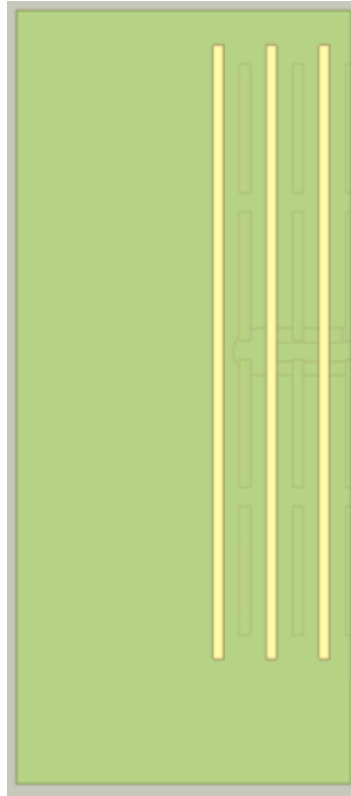


Figura 5.6 Capa metamaterial intermedia con hilos conductores.

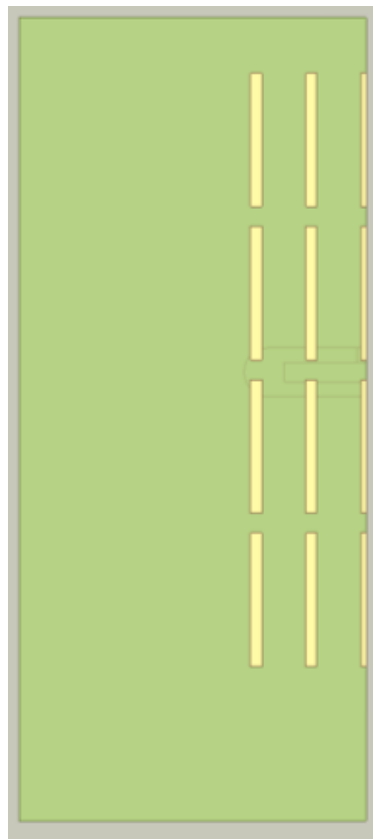


Figura 5.7 Capa metamaterial más interna.

En la Tabla 3 se puede ver las medidas de las distintas partes del diseño.

	Ancho(mm)	Largo(mm)	Altura(mm)
Guía de onda	0.38	1.79	1
Adaptador $\lambda/4$	0.133	1.06	1
Sección en T	1.333	0.16	1
Pin	0.33	0.33	1
Slot	2	0.25	0.02
Plano de masas superior	5.668	6.55	0.02
Plano de masas inferior	5.668	6.55	0.2
Gap(Entre guía y plano superior)	5.668	6.55	0.1667
Meta-superficie	5.668	6.55	0.508
Dipolos	0.09	1.09	0.017
Hilos conductores	0.09	5.2	0.017
Separación entre dipolos	0.45		

Tabla 3: Dimensiones del diseño final.

5.2 Parámetros de radiación

Los parámetros de radiación del diseño es el factor más importante a la hora de emplear una antena. Entre ellos vamos a exponer los más importantes.

En la Fig. 5.8 podemos ver el diagrama de radiación de la antena (Planos E y H) en función de theta. En el diagrama se observa que nuestro diseño tiene una Ganancia de 5 dB y una Relación Lóbulo Principal-Secundario (LPS) de 10 dB. Como se concluyó en el [Capítulo 4](#) los lóbulos laterales del Plano E no se pueden optimizar más debido a que surgen por el diseño de la estructura ya que logramos un corte del Plano E simétrico.

En la Fig. 5.9 se muestra el diagrama copolar (Plano E y H) y crosspolar de nuestra antena. La componente crosspolar está 17 dB por debajo de la copolar.

Por último, en la Fig. 5.10 tenemos el Parámetro S_{11} del diseño en la banda W, en el cual podemos ver la buena adaptación de la antena en la frecuencia de trabajo (76.5 GHz) en la cual llegamos a tener un valor de hasta -24 dB y en la cual vemos también que nuestra antena funciona en un ancho de banda de hasta 3 GHz.

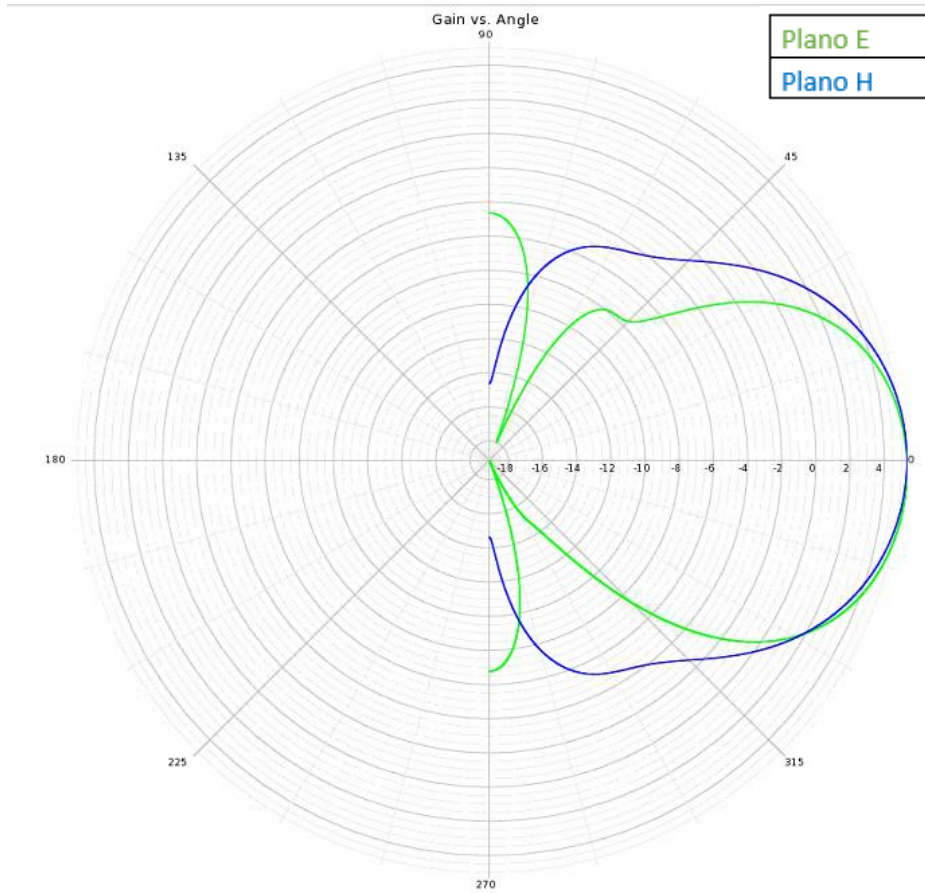


Figura 5.8 Diagrama de Radiación total del diseño.

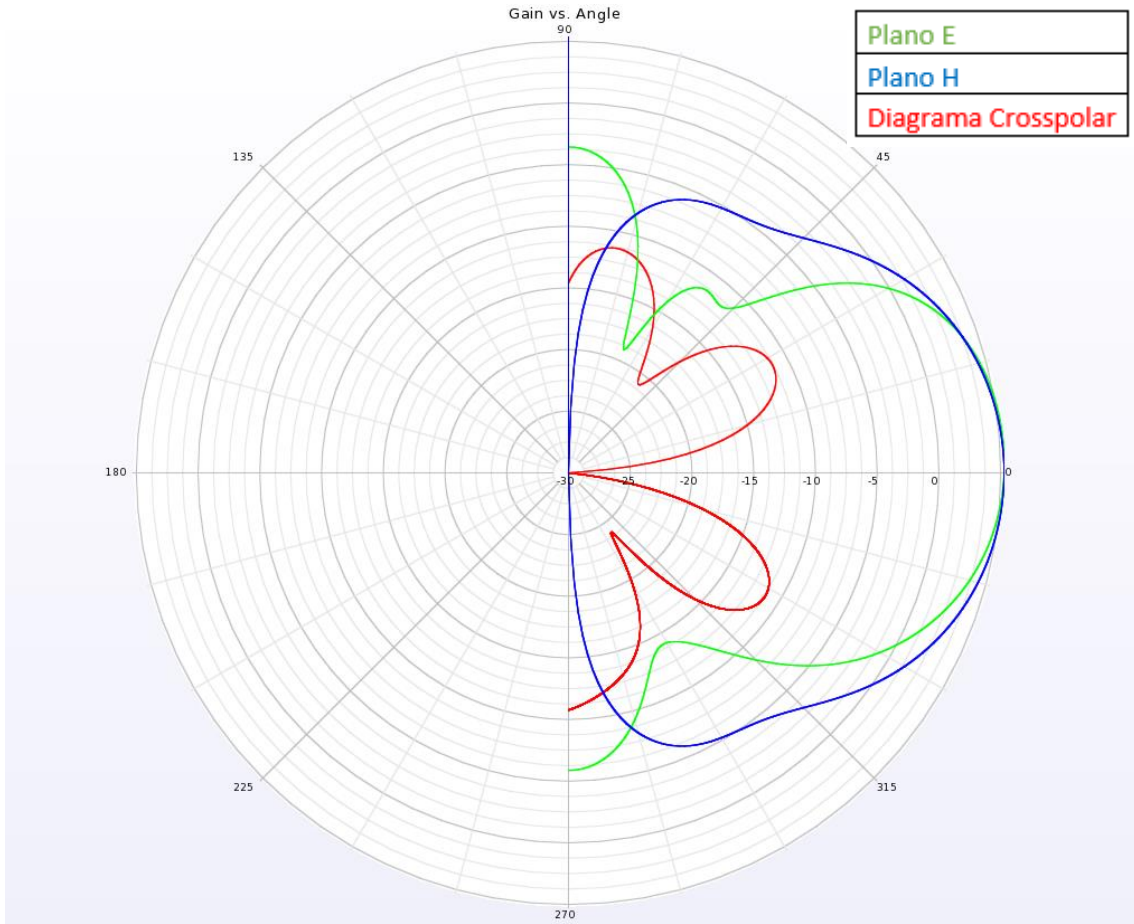


Figura 5.9 Diagrama de Radiación del diseño.

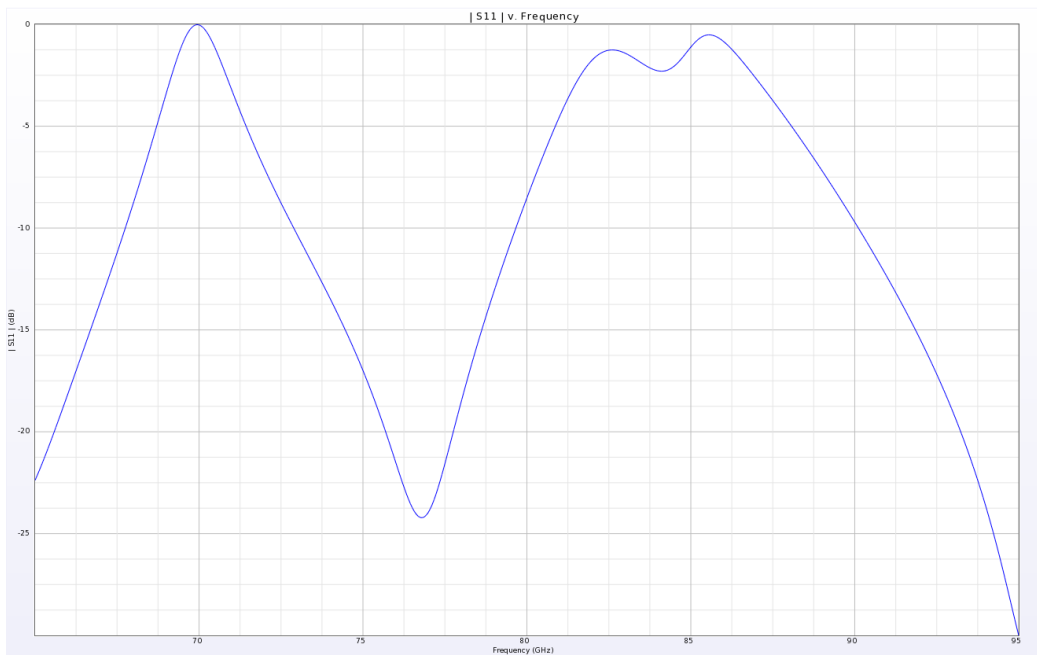


Figura 5.10 Parámetro S_{11} del diseño.

Por último, en la Fig. 5.11 podemos ver como se propaga el campo en nuestra antena a 76.5 GHz, donde se aprecia perfectamente cómo están radiando los dipolos de la meta-superficie y como se concentra el campo en la sección en T y en el slot.

También podemos ver que ha disminuido la concentración de campo en la zona de la guía gracias a su alargamiento y como no desaparece del todo, dejando así los lóbulos laterales en el Plano E de la Fig. 5.8.

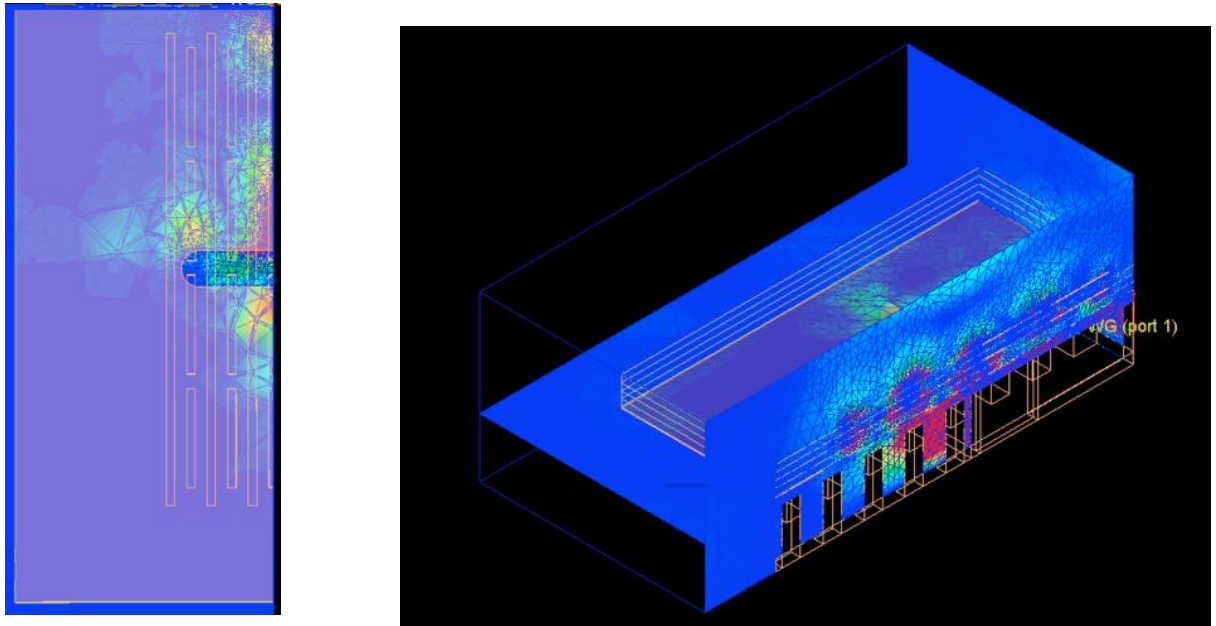


Figura 5.11 Distribución del campo en la antena.

5.3 Comparación con el diseño escalado en la banda W

Para concluir terminaremos comparando el diseño final con el escalado obtenido en la banda W (Con un slot de 0.25 mm de ancho) para ver qué diferencias hemos obtenido mediante el empleo de la meta-superficie.

En la Fig. 5.12 y 5.13 se muestra la comparación entre los planos E y H, en los que podemos apreciar la diferencia sobre todo en el plano E, donde el diagrama se ha modificado concentrándose toda la potencia en un lóbulo principal y en el que hemos aumentado la ganancia algo más de 1 dB con respecto al diseño sin la meta-superficie, lo cual es insuficiente al ver el diagrama del escalado de la banda W, donde se puede apreciar que su lóbulo es mucho más ancho que el de nuestro diseño final y eso debería haberse traducido en una ganancia mucho mayor de 1 dB al confinar toda la potencia en un lóbulo, por lo que podemos concluir que el empleo de la meta-superficie no nos ha dado los resultados esperados en cuanto a diagrama de radiación se refiere.

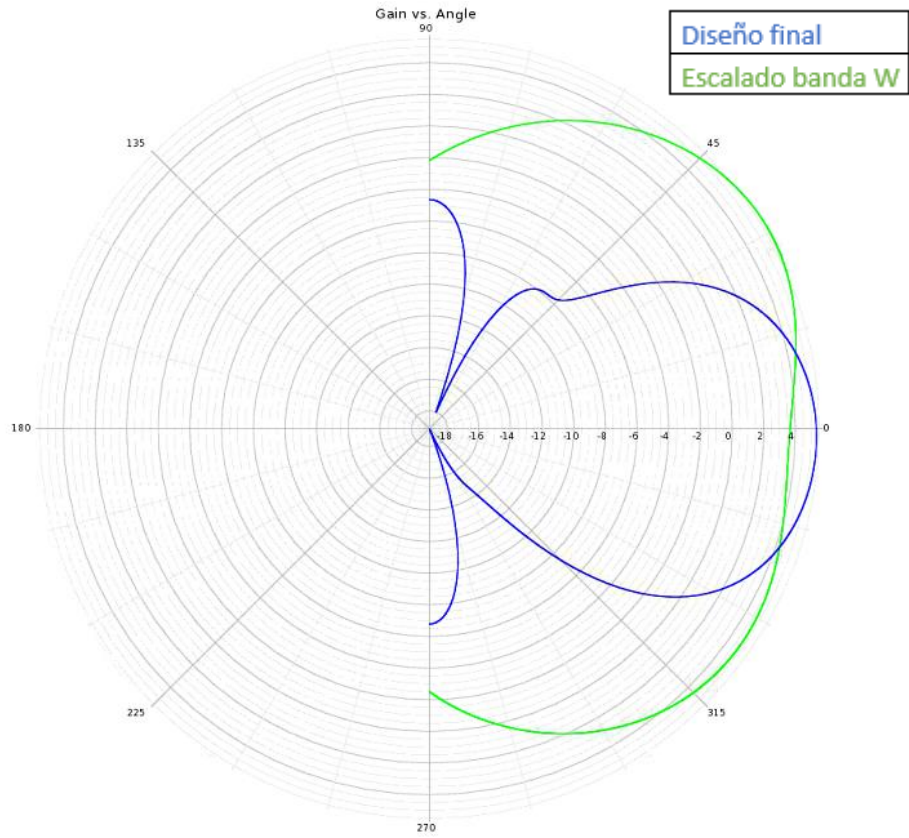


Figura 5.12 Comparación del diagrama de radiación (Plano E).

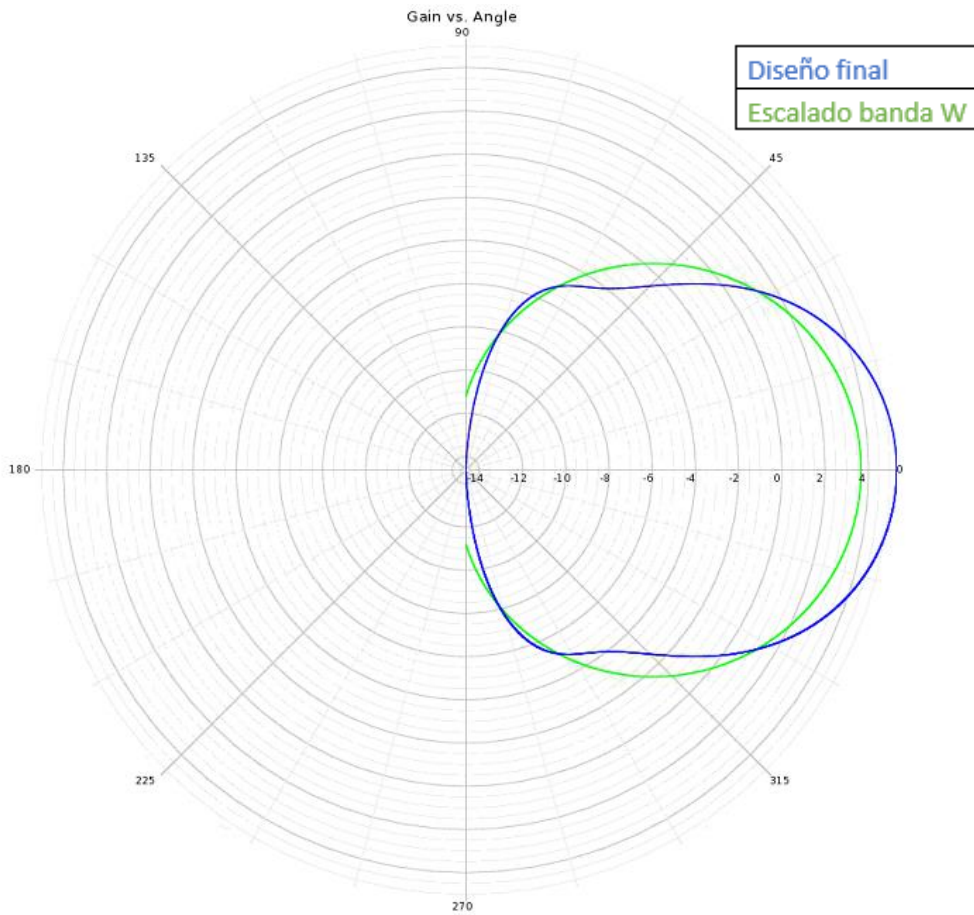


Figura 5.13 Comparación del diagrama de radiación (Plano H).

Conclusión y líneas futuras

En este capítulo vamos a desarrollar las conclusiones y las líneas de trabajo futuro que nos ha dejado este Trabajo Fin de Grado.

6.1 Conclusiones

- Se ha conseguido reproducir y optimizar perfectamente el diseño en la banda Ku.
- Se ha conseguido realizar un buen escalado de la antena a la banda W.
- Hemos obtenido diferentes comportamientos de la estructura de diseño en alta frecuencia muy útiles para su optimización.
- Del estudio del metasuperestrato en alta frecuencia obtenemos resultados a tener en cuenta en su empleo en diseños futuros.
- Logramos un diseño final, aunque los resultados del empleo de la meta-superficie no han sido los esperados.
- En este TFG hemos utilizado un nuevo tipo de estructura de fabricación para el diseño de antenas, la cual solventa problemas que surgían del uso de estructuras utilizadas en el pasado. Nuestro diseño final demuestra que este tipo de estructuras se pueden utilizar en alta frecuencia.
- Gran aprendizaje en el diseño de antenas y en el manejo de EMPro.
- Modificar la anchura del slot en el diseño escalado sin meta-superficie nos ha llevado a la demostración de que cuanto más ancho es el slot la antena tiene mayor ganancia y está mejor adaptada y que con un slot más estrecho consigues un diagrama en el plano E casi simétrico.
- Emplear una meta-superficie en nuestro diseño ha mejorado nuestros parámetros de radiación, dándonos una mayor ganancia en alta frecuencia y, a la vez, ha empeorado nuestra adaptación, debido a que se ha debido modificar el slot, dejándonos un ancho de banda en el prototipo final de 3 GHz cuando teníamos 24 GHz en el diseño sin meta-superficie.

6.2 Líneas futuras

Como líneas futuras a seguir a partir de este Trabajo Fin de Grado pueden ser:

- Estudio de estructuras en la banda W, ya que es una de las bandas llamadas a ser explotadas en el futuro.
- Diseñar el sistema de alimentación de la antena, siendo una de las opciones su alimentación mediante guía de onda con unas medidas ya definidas.
- Mejorar el ancho de banda del diseño escalado cubierto con la meta-superficie, ya que el empleo del superestrato nos reduce de 24 GHz a 3 GHz el ancho de banda.

- Investigar sobre el sistema de pines y diseñarlo para otro tipo de antenas. Además, podríamos analizar alternativas a superficies AMC.
- Diseñar una agrupación de antenas utilizando nuestro diseño.
- Fabricación y medida del prototipo final.
- Emplear la meta-superficie del diseño en otro tipo de estructuras en la banda W, con el objetivo de mejorar sus parámetros de radiación.
- Comprobar el comportamiento del slot con una capa de dieléctrico por debajo con el objetivo de ver el comportamiento del slot en estas circunstancias.
- Comprobar el diseño final en HFSS.

ANEXOS

ANEXO 1. Software empleado y Métodos FEM

El software utilizado a lo largo del proyecto para analizar las distintas estructuras es el [EMPro de KeySight](#).

EMPro es una solución completa para simulación electromagnética y estructuras 3D pasivas. Provee simulación 3D para circuitos RF, MMICs, PCboards, etc. Es un simulador con capacidades de mallado y convergencia para formas 3D y para substratos dieléctricos finitos e hilos de enlace.

Para llevar a cabo las simulaciones, EMPro emplea FEM (Método de elementos finitos) para realizarlas. Dicho método divide el diseño en pequeñas partes para representar el campo de cada elemento mediante una función local. Para dicha división utiliza tetraedros.

El valor del campo (eléctrico o magnético) dentro del tetraedro es interpolado al valor del campo en sus vértices o en el punto medio entre los vértices. Para cada vértice el simulador almacena en sus vértices las componentes de campo que son tangentes a las 3 caras del tetraedro. La componente del vector campo que está en medio de los vértices también es almacenada (en el punto medio)

Gracias a este modo de simulación las Ecuaciones de Maxwell se pueden interpretar como ecuaciones matriciales que se pueden resolver con métodos numéricos tradicionales, facilitando los cálculos matemáticos.

La exactitud de las soluciones dependerá tanto de cuan pequeños sea cada elemento por separado (Los tetraedros) como de la cantidad de elementos que se empleen para simular, es decir, cuantos más tetraedros haya más exactitud tendrán los valores de las simulaciones y cuanto más pequeños sean los tetraedros utilizados menos error tendrán sus valores interpolados. Como contra cabe destacar que esto producirá una mayor carga de datos en el simulador y un mayor tiempo de simulación.

Para producir un mallado óptimo el simulador FEM usa un proceso iterativo donde el mallado se redefine en las regiones críticas, es decir, primero haya una solución con el mallado inicial y luego calcula una nueva solución redefiniendo el mallado, basándose en el criterio de error del mallado para generar esta nueva solución. Realiza esto hasta que los parámetros S convergen.

Cabe destacar que el campo magnético en EMPro se calcula a partir del campo eléctrico, por lo que es menos exacto su cálculo.

Como ventaja de EMPro decir que dispone de una condición de contorno tipo "Absorbing" la cual representa el espacio libre, es decir, en el eje donde la condición de contorno sea tipo "Absorbing" la energía puede radiar fuera de esos límites en lugar de quedarse dentro, lo cual da lugar a una simulación mucho más realista de los diseños.

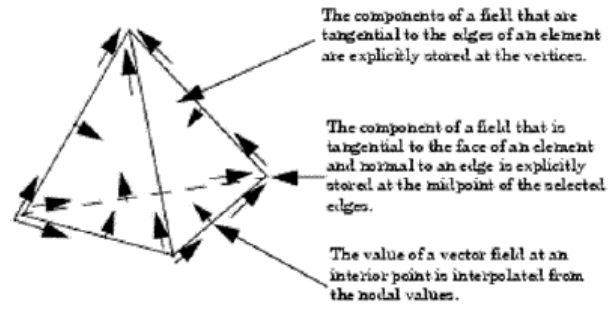


Figura 1 Modo de interpolación por tetraedro.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Uz Zaman, P.-S. Kildal, “*Wide-Band Slot Antenna Arrays with Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology*,” *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol.62, no.6, June 2014.
- [2] A. Uz Zaman, “*Low Loss Microwave Passive Components and MMIC Packacking Technique for High Frequency Applications*,” *Department of Signals and Systems Chalmers University of Technology*, June 2013.
- [3] I.Ederra, “*Metasurface enhanced slotted waveguide antenna*,” December 2014.
- [4] E.Saenz, I.Ederra, P.Ikonen, S.Tretyakov and R.Gonzalo, “*Power transmission enhancement by means of planar meta-surfaces*” 22 August 2007.
- [5] Agilent Technologies.” *EMPro FEM Simulation*” May 2010.