

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

# Diseño y caracterización de antena MTS en tecnología plana para frecuencias milimétricas



Grado en Ingeniería  
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Sergio Fernández Urrutia

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 19 de Junio de 2018

upna

Universidad Pública de Navarra  
Nafarroako Unibertsitate Publikoa



## RESUMEN

---

Hoy en día, la industria espacial busca optimizar al máximo las prestaciones de todo tipo de componente que formen parte de los satélites. Algunas de las tecnologías por las que compañías espaciales han mostrado interés, y que provee soluciones para la optimización de antenas de comunicaciones, son las basadas en la tecnología de metasuperficies y metamateriales, como los prototipos diseñados en [1].

Estos prototipos dan soluciones más ligeras y de menor volumen que las antenas convencionales utilizadas hasta el momento, por lo que, es una manera de ahorro tanto en la fase de construcción del satélite, como en la fase de lanzamiento, ya que, debido a su ligereza, reduce considerablemente el coste de este último.

Uno de estos dos prototipos se ha diseñado en base a tecnologías de metasuperficies (estructuras artificiales diseñadas para presentar características que no se encuentran en la naturaleza). Este prototipo es una antena ultra fina basada en metasuperficie (MTS), compuesta por un sustrato dieléctrico con una permitividad relativa determinada, un plano de masa metálico y un conjunto de pequeños parches metálicos impresos sobre el dieléctrico.

Este diseño inédito muestra una antena de metasuperficie innovadora capaz de proveer diagramas de radiación con polarización circular tanto a derechas como a izquierdas, garantizando así comunicaciones robustas y versátiles entre satélites y las estaciones terrestres [1].

Este proyecto tiene como principal objetivo el diseño y simulación de una antena MTS a una frecuencia de 75 GHz, utilizando diversas implementaciones de pixeles para la obtención de la polarización circular, además de la variación del número de pixeles que la forman.

En los primeros capítulos de este trabajo se hace referencia al modelado teórico de este tipo concreto de antenas, incluyendo, desde la caracterización y clasificación de metasuperficies, pasando por un análisis de dispersión frecuencial y espacial de onda completa hasta el cálculo de la impedancia de superficie equivalente. Este modelado teórico corresponde al que está desarrollado en [1].

Este diseño se ha llevado a cabo con el fin de probar esta tecnología a altas frecuencias ya que, hasta el momento, en la literatura no se ha hecho referencia a ningún diseño a este nivel de frecuencia, debido en parte a los problemas que pueden aparecer en la fabricación.

Para este caso concreto, en el que se ha centrado el diseño a una frecuencia de 75 GHz, se ha utilizado como elemento dieléctrico el silicio, cuya permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) es de 11.9 y el grosor ( $h$ ), seleccionado para este diseño, es de 200 micrómetros (0.2 mm).

La metasuperficie diseñada sobre dicho sustrato estará compuesta por pixeles circulares dispuestos de tal manera que guiarán el campo inyectado en la superficie de la antena obteniendo una polarización circular a izquierdas (LHCP).

Para el diseño de la antena de metasuperficie, se comienza diseñando una metasuperficie isotrópica uniforme con los parámetros adecuados, para su correcto funcionamiento a la frecuencia deseada. A continuación, se diseña una metasuperficie partiendo del diseño anterior para la obtención de una metasuperficie isotrópica modulada con la que implementar y simular la antena final.

En este caso, se ha buscado un tamaño adecuado de la antena para la obtención de la máxima directividad posible con una relación axial que cumpla las características de una polarización circular.

Tras el diseño y simulación de la antena, se han probado dos conectores diferentes con el fin de observar si existe una correcta adaptación y ver si los resultados varían.

En los capítulos finales se muestran, tanto las conclusiones obtenidas y posibles líneas futuras, como los documentos que han apoyado este trabajo.

---

## ABSTRACT

---

Nowadays, the space industry seeks to optimize the performance of all types of components that are part of the satellites. Some of these technologies for which space companies have shown interest, provide solutions for the optimization of communication antennas, are those based on the technologies of metasurfaces and metamaterials, such as prototypes designed in [1].

These prototypes provide lighter and lower volume solutions than conventional antennas used do far, so, it is a way of saving both in the construction phase of the satellite, as in the launch phase, because, due to its lightness, considerably reduces the cost of the latter.

One of these prototypes has been designed based on metasurface technologies (artificial structures designed to present characteristics that are not found in nature). This prototype is an ultra-thin antenna based on metasurface (MTS), composed of a dielectric substrate with a certain relative permittivity, a plane of mass and a set of small metallic patches printed on the dielectric.

This new design shows an innovative metasurface capable of providing circular polarization radiation diagrams both right and left, thus guaranteeing robust and versatile communications between satellites and terrestrial stations [1].

The main objective of this project is the design and simulation of an MTS antenna at a frequency of 75 GHz, using different implementations of pixels to obtain circular polarization, in addition to the variation of the number of pixels that form it.

In the first chapters of this work refer to the theoretical modeling of this particular type of antennas, including, from the characterization and classification of metasurfaces, through a full-wave spatial and frequency dispersion analysis to the calculation of the surface impedance equivalent. This theoretical model corresponds to the one developed in [1].

This design has been carried out to test this technology at high frequencies since, up to now, in the literature no reference has been made to any design at this frequency level, due in part to the problems that may appear in manufacturing.

For this specific case, in which the design has been focused at the frequency of 75 GHz, silicon has been used as the dielectric element, whose relative permittivity ( $\epsilon_r$ ) is 11.9 and the thickness ( $h$ ), selected for this design, is 200 micrometers (0.2mm).

The metasurface designed on the substrate will be composed of circular pixels arranged in such a way that they will guide the injected field on the surface of the antenna obtaining a left hand circular polarization (LHCP).

For the design of the metasurface antenna, it starts by designing a uniform isotropic metasurface with the appropriate parameters, for its correct functioning at the desired frequency. Next, a metasurface is designed starting from the previous design to obtain a modulated isotropic metasurface with which to implement and simulate the final antenna.

In this case, an adequate size of the antenna has been searched to obtain the maximum possible directivity with an axial ratio that meets the characteristics of a circular polarization.

After the design and simulation of the antenna, two different connectors have been tested in order to see if there is a correct adaptation and see if the results vary.

In the final chapters are shown, both the conclusions obtained and possible future lines, and the documents that has supported this work.

## LISTA DE PALABRAS CLAVE

---

- Antena MTS
- Metasuperficie
- Frecuencia milimétrica
- Impedancia
- Isotrópico
- Anisotrópico
- Polarización circular
- ANSYS HFSS
- Pixel





# ÍNDICE

---

1.	CAPITULO I – Introducción .....	1
2.	CAPITULO II – Conceptos básicos de desarrollo de antenas MTS .....	3
	2.1 Caracterización y clasificación de metasuperficies .....	3
	2.1.1 Impedancia de superficie isotrópica uniforme .....	5
	2.1.2 Impedancia de superficie isotrópica uniforme .....	8
	2.1.3 Impedancia de superficie modulada anisotrópica .....	12
3.	CAPITULO III – Diseño práctico de antenas de MTS .....	13
	3.1 Introducción.....	13
	3.2 Pixel Circular (Variación del radio del pixel).....	17
	3.3 Pixel Elíptico (Variación del ángulo de incidencia y relación axial).....	19
	3.4 Análisis de dispersión frecuencial y espacial de onda completa .....	23
	3.4.1 Pixel circular 75 GHz .....	24
	3.4.2 Pixel circular ranurado 75 GHz .....	26
	3.4.3 Pixel circular slot 75 GHz.....	28
	3.5 Cálculo de impedancia de superficie equivalente.....	31
	3.5.1 Pixel circular.....	32
	3.5.2 Pixel circular ranura.....	33
	3.5.3 Pixel circular slot .....	35
4.	CAPITULO IV – Diseño final de antena MTS.....	37
	4.1 Antena MTS ideal.....	37
	4.2 Antena MTS real.....	48
	4.2.1 Primer diseño de antena MTS.....	48
	4.2.2 Diseño de antena MTS con mayor radio.....	53
	4.2.3 Diseño de antena MTS con mayor modulación .....	55
5.	CAPITULO V – Conclusiones y líneas futuras .....	63
6.	CAPITULO VI – Bibliografía .....	65



## TABLA DE FIGURAS

Fig. 2.1 Metasuperficie [1].	3
Fig. 2.2 (a) MTS isotrópica uniforme. (b) MTS isotrópica modulada [1].	4
Fig. 2.3 MTS anisotrópica modulada [1].	4
Fig. 2.4 MTS isotrópica uniforme [1].	5
Fig. 2.5 Componentes del campo de las ondas superficiales: (a) TM, (b) TE [1].	6
Fig. 2.6 MTS modulada isotrópicamente con guiado de una SW (TM) que enfoca el campo en el punto F [1].	8
Fig. 2.7 MTS modulada isotrópicamente caracterizado por una reactancia superficial escalar que soporta: (a) modo TM, (b) modo TE [1].	9
Fig. 2.8 Diagrama $k$ vs. $\beta$ que ilustra la radiación hacia adelante y hacia atrás [1].	10
Fig. 2.9 Metasuperficie isotrópica con modulación sinusoidal isotrópica. Se genera una LW hacia delante que irradia el campo fuera de la estructura hacia la dirección $\theta=1$ [1].	11
Fig. 2.10 Metasuperficie anisotrópica con modulación sinusoidal [1].	12
Fig. 3.1 Representación de los modos propagados en el pixel circular.	15
Fig. 3.2 Líneas de campo correspondientes al modo 1 (TM).	16
Fig. 3.3 Líneas de campo correspondientes al modo 2 (TE).	16
Fig. 3.4 Relación pixel-celda.	17
Fig. 3.5 Modo 1 (TM) según el radio de pixel (p).	17
Fig. 3.6 Modo 2 (TE) según el radio de pixel (p).	18
Fig. 3.7 Modo 3 (TM) según el radio de pixel (p).	18
Fig. 3.8 Pixel elíptico con relación axial de 0.5.	19
Fig. 3.9 Modo 1 (TM) según la incidencia.	19
Fig. 3.10 Modo 2 (TE) según la incidencia.	20
Fig. 3.11 Modo 3 (TM) según la incidencia.	20
Fig. 3.12 Pixel elíptico con relación axial de 0.1.	21
Fig. 3.13 Modo 1 (TM) según la incidencia.	21
Fig. 3.14 Modo 2 (TE) según la incidencia.	21
Fig. 3.15 Modo 3 (TM) según la incidencia.	22
Fig. 3.16 Parámetros de los tres pixeles a estudiar [1].	23
Fig. 3.17 Modos propios para $u=0.75\text{mm}$ , $\lambda=4\text{mm}$ , $p=0.5$ .	24
Fig. 3.18 Vector E para modo propio 1 (TM).	24
Fig. 3.19 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM.	25
Fig. 3.20 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM.	25
Fig. 3.21 Modos propios para $u=0.86\text{mm}$ , $p=0.5$ , ranura=0.06mm.	26
Fig. 3.22 Vector E para modo propio 1 (TM).	27
Fig. 3.23 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM.	27
Fig. 3.24 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM.	28
Fig. 3.25 Modos propios para $u=0.75\text{mm}$ , $p=0.5$ , ranura=0.07mm.	29
Fig. 3.26 Vector E para modo propio 1 (TM).	29

Fig. 3.27 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM. ....	30
Fig. 3.28 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM. ....	30
Fig. 3.29 Mapa de impedancias para el modo TM (circular). ....	32
Fig. 3.30 Mapa de impedancias para el modo TM (circular). ....	33
Fig. 3.31 Mapa de impedancias para el modo TM (circular). ....	33
Fig. 3.32 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura). ....	34
Fig. 3.33 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura). ....	34
Fig. 3.34 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura). ....	34
Fig. 3.35 Mapa de impedancias para el modo TM (slot). ....	35
Fig. 3.36 Mapa de impedancias para el modo TM (slot). ....	35
Fig. 3.37 Mapa de impedancias para el modo TM (slot). ....	36
Fig. 4.1 Tipología antena MTS isotrópica (LHCP-RHCP) [1]. ....	37
Fig. 4.2 Valores de impedancia de los píxeles ideales de la antena MTS con HFSS. ....	39
Fig. 4.3 Radio de los píxeles de la antena MTS con HFSS. ....	39
Fig. 4.4 Error de aproximación (impedancia ideal - impedancia real). ....	39
Fig. 4.5 Implementación píxeles ideales de la antena MTS con HFSS. ....	40
Fig. 4.6 Montaje final antena MTS ideal (HFSS). ....	40
Fig. 4.7 Conector SMA antena MTS ideal, cubierta (Morado), Teflón (verde), pin (naranja), tapa (azul). ....	41
Fig. 4.8 Ejemplo eliminación píxeles centrales en antenas MTS [2]. ....	42
Fig. 4.9 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia. ....	43
Fig. 4.10 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75.5 GHz). ....	43
Fig. 4.11 Relación axial para tres valores de Phi (75.5 GHz). ....	44
Fig. 4.12 Parámetro S11 antena MTS ideal. ....	44
Fig. 4.13 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia. ....	45
Fig. 4.14 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75.2 GHz). ....	45
Fig. 4.15 Relación axial para tres valores de Phi (75.2 GHz). ....	46
Fig. 4.16 Directividad LHCP y RHCP y relación axial para caso límite de Theta (75.2 GHz). ..	46
Fig. 4.17 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75 GHz). ....	47
Fig. 4.18 Relación axial para tres valores de Phi (75 GHz). ....	47
Fig. 4.19 Antena MTS con 30 celdas de radio, modulación 0.2 (HFSS). ....	48
Fig. 4.20 Plano XY antena MTS con modulación 0.2 (HFSS). ....	49
Fig. 4.21 Centro antena MTS final con modulación 0.2 (HFSS). ....	49
Fig. 4.22 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia. ....	50
Fig. 4.23 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (77 GHz). ....	50
Fig. 4.24 Relación axial para tres valores de Phi (77 GHz). ....	51
Fig. 4.25 Directividad LHCP y RHCP en el caso límite de Theta (77 GHz). ....	51
Fig. 4.26 Relación axial en el caso límite de Theta (77 GHz). ....	52
Fig. 4.27 Parámetro S11 antena MTS. ....	52
Fig. 4.28 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75 GHz). ....	53
Fig. 4.29 Relación axial para tres valores de Phi (75 GHz). ....	53
Fig. 4.30 Directividad LHCP-RHCP y relación axial para el peor caso de Theta (75 GHz). ....	54
Fig. 4.31 Antena MTS con 30 celdas de radio, modulación 0.5 (HFSS). ....	55

---

Fig. 4.32 Centro antenna MTS final con modulación 0.5 (HFSS).....	55
Fig. 4.33 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.....	56
Fig. 4.34 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (76.6 GHz).....	56
Fig. 4.35 Relación axial para tres valores de Phi (76.6 GHz). ....	57
Fig. 4.36 Directividad para el caso límite de Theta (76.6 GHz). ....	57
Fig. 4.37 Relación axial para el caso límite de Theta (76.6 GHz). ....	58
Fig. 4.38 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (76.6 GHz).....	58
Fig. 4.39 Comparativa conector SMA y conector 1mm.....	59
Fig. 4.40 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.....	60
Fig. 4.41 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (77.25 GHz).....	60
Fig. 4.42 Relación axial para tres valores de Phi (77.25 GHz). ....	61
Fig. 4.43 Directividad para el caso límite de Theta (77.25 GHz). ....	61
Fig. 4.44 Relación axial para el caso límite de Theta (77.25 GHz). ....	62
Fig. 4.45 Parámetro S11.....	62



## 1. CAPITULO I – INTRODUCCIÓN

---

La industria espacial ha estado siempre muy interesada en la evolución de las antenas que se integran en los satélites. Se buscan soluciones que además de ser ligeras y compactas, tengan un coste reducido. De esta forma se facilita su integración en los satélites y se reduce el coste en el lanzamiento de todo el sistema.

Particularmente, los metamateriales bidimensionales, también denominados metasuperficies (MTS), han recibido amplia atención en la comunidad investigadora. Los avances en las diferentes tecnologías han demostrado su viabilidad para cumplir con los requerimientos especificados.

Esta tecnología innovadora, delgada y ligera se utiliza para implementar no solo dispositivos para controlar la propagación de las ondas superficiales (SW), como lentes o divisores de haz, sino también para diseñar antenas de ganancia media-alta para satélites con patrones de radiación de forma compleja y que tienen control sobre la polarización del campo.

Aunque esta tecnología ofrece a los ingenieros múltiples posibilidades, queda todavía por realizar un gran trabajo para cumplir con todos los requerimientos de las antenas embarcadas en satélites.

Este trabajo fin de grado se ha basado en un capítulo de la tesis doctoral de la doctora Amagoia Tellechea Pereda, presentada en Abril de 2017, en la que caracterizó y diseñó una antena basada en esta tecnología [1].

A su vez, la tesis anteriormente citada es una continuación del trabajo realizado en el Grupo de Antenas de la Universidad Pública de Navarra, en colaboración con EADS Astrium Casa Espacio (España) y la Agencia Espacial Europea (ESA), para el desarrollo de una antena PRS que cumpliera las especificaciones de una antena embarcada de una aplicación TT&C (Tracking, Telemetría y control) a 3.7GHz [2].

Trabajos anteriores consolidaron esta tecnología como una alternativa ligera a las soluciones pesadas y voluminosas utilizadas convencionalmente. No obstante, la mayoría de estas soluciones se han centrado en aplicaciones que funcionan en una sola frecuencia. El trabajo realizado en este fin de grado se ha centrado en el diseño de una antena MTS con polarización circular a izquierdas (LHCP) para un correcto funcionamiento a una frecuencia de 75GHz.

Se ha tomado este objetivo de diseño a altas frecuencias con el fin de poder validar, no solo el diseñar de antenas con este tipo de tecnología sino también la posibilidad, mediante el equipo y herramientas adecuadas, de su posterior fabricación. Esto se debe a que, al subir la frecuencia de diseño de la antena, las dimensiones de esta se ven reducidas. Estas dimensiones serán comentadas en los capítulos siguientes y se llegará a la conclusión de su posibilidad o no de fabricación.

Este trabajo se divide en cinco capítulos principales, comenzando por una breve descripción del trabajo realizado.

En el siguiente capítulo se exponen los conceptos básicos sobre el desarrollo de antenas MTS, desde la clasificación de tipos de metasuperficies hasta su caracterización completa. En los capítulos siguientes se desarrollan tanto el diseño ideal de una antena MTS, como su diseño con los pixeles finales que la compondrán.

Para finalizar, se expondrán las conclusiones de los resultados obtenidos, así como un breve comentario respecto a posibles líneas futuras a desarrollar en el proyecto.



## 2. CAPITULO II – CONCEPTOS BÁSICOS DE DESARROLLO DE ANTENAS MTS

---

### 2.1 CARACTERIZACIÓN Y CLASIFICACIÓN DE METASUPERFICIES

Las MTS están constituidos por una sola capa densa de parches metálicos, también denominados píxeles, impresos sobre un sustrato dieléctrico delgado sin pérdidas caracterizado por su espesor ( $h$ ) y permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) (véase la figura 2.1) [1].



*Fig. 2.1 Metasuperficie [1].*

La trayectoria frontal de la onda de superficie (SW) excitada en la estructura se controla por medio de una impedancia de superficie homogénea equivalente. Por lo tanto, los píxeles incrustados en una disposición periódica uniforme sobre el sustrato dieléctrico conectado a tierra pueden variar en su tamaño y rotación en cada posición de la superficie después de la caracterización de la impedancia de superficie homogénea equivalente [1].

Cuando la MTS es uniforme, la forma de los píxeles que componen la superficie se repite por toda la estructura y se describe por medio de una reactancia de superficie equivalente constante. Sin embargo, en algunos casos es necesario introducir una modulación en la impedancia superficial característica y se sintetiza mediante píxeles que difieren en tamaño con respecto a sus elementos adyacentes (véase la figura 2.2) [1].

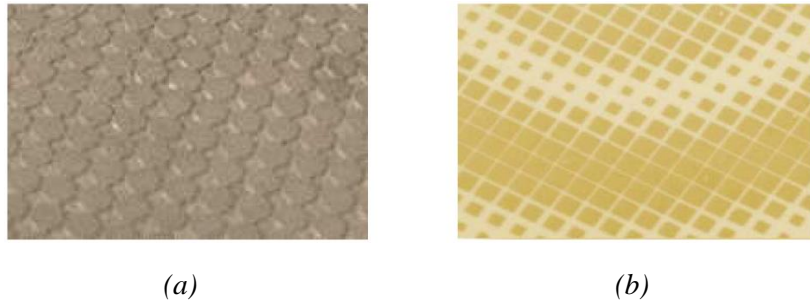


Fig. 2.2 (a) MTS isotrópica uniforme. (b) MTS isotrópica modulada [1].

La naturaleza isotrópica o anisotrópica de los MTS se describe por medio de una impedancia superficial equivalente tensorial escalar, respectivamente. Cuando la impedancia que caracteriza a la MTS se define por una cantidad escalar que depende solo de la frecuencia  $Z(\omega)$ , puede sintetizarse con parches simétricos en todas las direcciones sobre la superficie [1].

Sin embargo, cuando los píxeles colocados en diferentes posiciones sobre la MTS contienen una variación adicional en su forma o rotación (ver figura 2.3), la reactancia de superficie se define por un tensor  $\bar{\bar{Z}}(\omega, k_t)$  [1].

Además, la impedancia característica relacionada con una MTS se puede clasificar como penetrable o impenetrable. Cuando considera la contribución del revestimiento de parche y la losa a tierra, la impedancia característica de la superficie se denomina impenetrable u opaca ( $\bar{\bar{Z}}$ ).

Por otro lado, cuando la impedancia incluye solo la contribución de la hoja de revestimiento del parche, la impedancia se llama penetrable (o transparente) y se denota como  $\bar{\bar{Z}}_s$ . En ambos casos, las condiciones de contorno pueden analizarse mediante líneas de transmisión equivalentes.



Fig. 2.3 MTS anisotrópica modulada [1].

En las siguientes secciones, se mostrará cómo las diferentes impedancias de superficie características están relacionadas con las propiedades de dispersión de los SW que se propagan en la estructura, permitiendo guiar el modo limitado o incluso la radiación del campo fuera de la configuración cuando se genera una onda permeable (LW) [1].

### 2.1.1 Impedancia de superficie isotrópica uniforme

La figura 2.4 representa el problema canónico de la estructura de guía bidimensional isotrópica, que permite la propagación de una onda de superficie limitada [1].

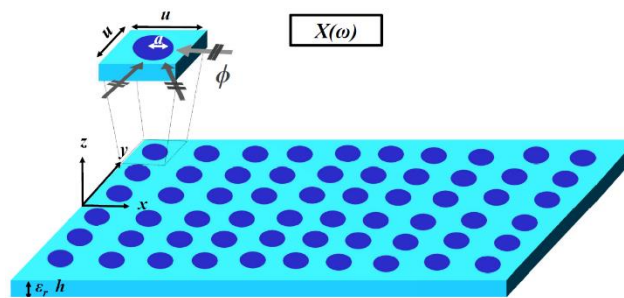


Fig. 2.4 MTS isotrópica uniforme [1].

La superficie isotrópica uniforme está compuesta por píxeles idénticos en cada posición  $(x, y)$ , impresos sobre un sustrato dieléctrico conectado a tierra caracterizado por su permitividad relativa  $(\epsilon_r)$  y grosor  $(h)$ . La impedancia de superficie se caracteriza por una cantidad escalar dependiente de la frecuencia  $Z(\omega)$  [1].

Cuando el período de celda unidad  $(u)$  es pequeño en términos de longitud de onda SW  $(u < \lambda_{SW})$ , se cumple la condición de homogeneización y el dieléctrico y el metal se pueden considerar sin pérdidas [1].

En consecuencia, la definición de impedancia de superficie está dada por una reactancia  $Z(\omega) = jX(\omega)$ . Los campos eléctrico tangencial  $(E_t)$ , y magnético tangencial  $(H_t)$  en la posición  $(x, y)$  de la interfaz aire-metasuperficie  $(Z = 0^+)$  se relacionan como [1]:

$$E_t|_{0^+} = jX(\omega) \cdot \hat{z} \times H_t|_{0^+} \quad (2.1)$$

El modo que se propaga en la estructura se puede definir como puro magnético transversal (TM) o eléctrico transversal (TE). La figura 2.5 ilustra los componentes de campo de cada modo.

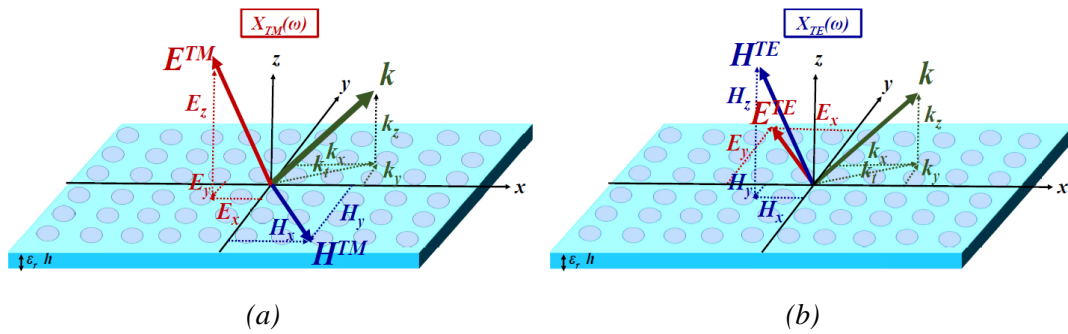


Fig. 2.5 Componentes del campo de las ondas superficiales: (a) TM, (b) TE [1].

Debido a la naturaleza periódica del problema y basado en el teorema de Floquet [1], es posible expresar las cantidades de campo como una suma de un número infinito de armónicos espaciales:

$$E_t(x, y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_n(z) e^{-jk_{tn}\rho} \quad (2.2)$$

Una dependencia armónica temporal ( $e^{j\omega t}$ ) se asume y se suprime en todo.  $\rho$  es el vector de posición radial en coordenadas cilíndricas. Cada armónico espacial tiene una propagación compleja número de onda  $k_{tn}$ , con diferentes constantes de fase ( $\beta_{tn}$ ) pero la misma constante de atenuación ( $\alpha$ ) [1]:

$$k_{tn} = k_{xn}\hat{x} + k_{yn}\hat{y} = (\beta_{tn} - j\alpha)\rho \quad (2.3)$$

Una SW que se propaga en la estructura, también llamado onda propia o lenta, se caracteriza por un número de onda de propagación real, igual a su constante de fase [1]:

$$k_{t0} = k_{t0}\rho, \quad k_{t0} = \beta = \frac{2\pi}{\lambda_{sw}} \quad (2.4)$$

Además,  $k_{x0} = \beta \cos\varphi$  y  $k_{y0} = \beta \sin\varphi$  se relacionan con el ángulo de propagación ( $\varphi$ ) [1].

El número de onda SW es mayor que en el espacio libre ( $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ). De manera equivalente, su velocidad de fase es menor que la velocidad de la luz  $c$  [1]:

$$\beta > k \rightarrow v = \frac{\omega}{\beta} < c = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (2.5)$$

Donde  $\epsilon_0 = 8.854187 * 10^{-12} Fm^{-1}$  es la permitividad del vacío o la constante eléctrica y  $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} N/A^2$  es la permeabilidad del vacío o la constante magnética. La velocidad del grupo se define como [1]:

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (2.6)$$

La parte real de los vectores de onda de armónicos de orden superior n-index en (2.3) están relacionados con la constante de fase del armónico  $n = 0$  ( $\beta$ ) como [1]:

$$\beta_{tn} = \left( \beta + \frac{2\pi n}{u} \right) \quad (2.7)$$

La ecuación de onda (ecuación (2.8)) establece la relación entre los números de onda tangenciales a la superficie ( $k_{tn}$ ) y los componentes transversales a ella ( $k_{zn}$ ) [1]:

$$k_0^2 = k_{tn}^2 + k_{zn}^2 \quad (2.8)$$

Por tanto, las componentes del número de onda transversal pueden reescribirse como [1]:

$$k_{zn}^2 = \beta_{zn} - j\alpha_{zn} = \sqrt{k_0^2 - k_{tn}^2} \quad (2.9)$$

Como la SW posee un campo completamente limitado a la interfaz, los componentes del campo en dirección z decaen exponencialmente, por lo tanto [1]:

$$\Im(k_{zn}) = -j\alpha_{zn} \quad , \quad \alpha_{zn} > 0 \quad (2.10)$$

## 2.1.2 Impedancia de superficie isotrópica uniforme

La reactancia de superficie isotrópica de la MTS puede modularse siguiendo un patrón dado. Esta modulación puede sintetizarse variando el tamaño de los píxeles circulares adyacentes dentro de una retícula cartesiana periódica [1].

Bajo el supuesto de condición homogénea, el valor de reactancia equivalente local se relaciona con la reactancia dada por un píxel isótropo periódico con una geometría y tamaño fijos. Cuando la SW que se propaga en la estructura interactúa con el patrón de revestimiento variable, las propiedades de dispersión del modo en cada frecuencia se modifican localmente [1].

### → Guiado de onda de superficie

La figura 2.6 ilustra un ejemplo de una reactancia de superficie isotrópica modulada en  $\hat{y}$ , la dirección transversal a la incidencia de onda plana (PW) [1];

$$Z(\omega, y) = jX(\omega, y) \quad (2.11)$$

Las condiciones de frontera impuestas por la reactancia MTS modulada isotrópica sin pérdidas en la relación entre los componentes de campo magnético y tangencial promedio se describen como [1]:

$$E_t|_{0^+} = jX(\omega, y) \cdot \hat{z} \times H_t|_{0^+} \quad (2.12)$$

La estructura se sintetiza mediante parches circulares incrustados en una red rectangular uniforme cuyos radios difieren en  $\hat{y}$  [1].

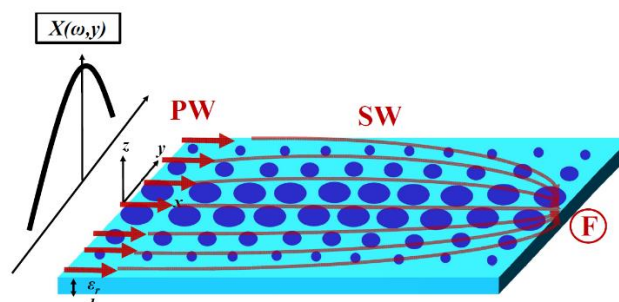


Fig. 2.6 MTS modulada isotrópicamente con guiado de una SW (TM) que enfoca el campo en el punto F [1].

La modulación de la reactancia superficial afecta localmente a las propiedades de dispersión del PW incidente. Los píxeles más grandes que se muestran en el centro de la estructura (consulte la figura 2.6) proporcionan mayores valores de reactancia y aumentan la constante de fase de TM SW [2].

Sin embargo, los píxeles más pequeños proporcionan valores de impedancia de superficie más bajos y el  $\beta$  local disminuye. Por lo tanto, el efecto del MTS isotrópico modulado global resulta en que el SW se enfoque en un punto (F) [1].

→ Generación de onda con fuga (Leaky Wave)

En algunos casos, la MTS modulado isotrópico se caracteriza por una reactancia que sigue una función sinusoidal en la dirección de propagación SW ( $x$ ) [1]:

$$E_t|_{0^+} = jX_{ave}(\omega) \left( 1 + m \sin\left(\frac{2\pi x}{d}\right) \right) \cdot \hat{z} \times H_t|_{0^+} \quad (2.13)$$

En este caso, la modulación se define mediante tres parámetros: el valor de reactancia de superficie promedio normalizado  $\eta_{ave} = X_{ave} / \zeta$  (donde  $\zeta = \mu_0 / \epsilon_0 = 120\pi$  es la impedancia del espacio libre), el índice de modulación ( $m$ ) y la periodicidad ( $d$ ) [1].

En el ejemplo dibujado en la figura 2.7, todos los parámetros se consideran constantes en toda la superficie, pero según la aplicación también pueden variar [1].

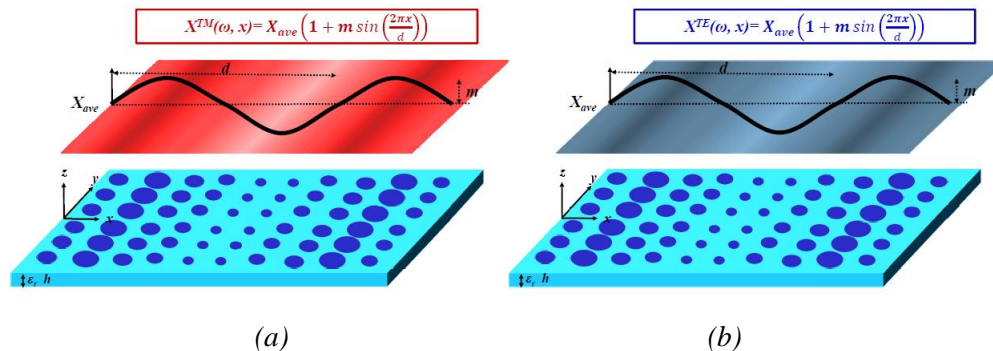


Fig. 2.7 MTS modulada isotrópicamente caracterizado por una reactancia superficial escalar que soporta: (a) modo TM, (b) modo TE [1].

La superficie sinusoidal modulada en la figura 2.7 se sintetiza variando en  $x$  la dimensión local de los píxeles isotrópicos dentro de la red periódica uniforme (con el período  $u$ ) [1].

Bajo una suposición de superficie homogénea ( $u < \lambda_{sw}$ ), es posible hacer coincidir la reactancia local con la reactancia proporcionada por una cierta geometría periódica de píxeles [1].

Cuando el SW acotado en la estructura interactúa con esta superficie, su número de onda sufre una perturbación compleja [1]:

$$\beta \rightarrow k_{t0} = \beta + \Delta\beta - j\alpha \quad (2.14)$$

$\Delta\beta$  describe el desplazamiento de la constante de fase debido a la modulación de la reactancia superficial y  $\alpha$  denota la constante de atenuación [1].

La caracterización de las características de propagación de las ondas puede analizarse utilizando el método de Oliner [1], extendido en el apéndice C de la tesis en la que se basa el diseño. Los números de onda de los modos de Floquet de orden superior se escriben a continuación como:

$$k_{tn} = \beta_{tn} - j\alpha = \beta + \Delta\beta + \frac{2\pi n}{d} - j\alpha \quad n = \pm 1, \pm 2 \dots \quad (2.15)$$

Como se muestra en el diagrama  $k$  vs.  $\beta$  en la figura 2.8, los modos indexados negativos que satisfacen la condición de radiación ( $|\Re(k_m)| < k$ ) entran a la región visible [1]:

$$|\beta_{tn}| = \left| \beta + \Delta\beta + \frac{2\pi n}{d} \right| < k \quad \rightarrow \quad v = \frac{\omega}{\beta_{tn}} > c = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (2.16)$$

En consecuencia, se genera una onda permeable (LW), llamada onda impropia o rápida, que radia el campo fuera de la estructura (véase la figura 2.9). Los componentes transversales del campo que crecen exponencialmente fuera de la interfaz se caracterizan por [1]:

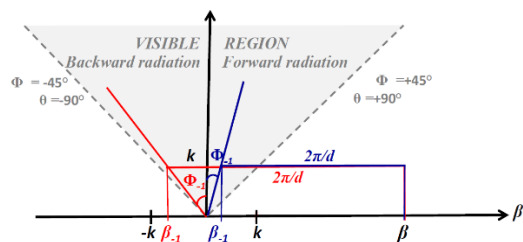


Fig. 2.8 Diagrama  $k$  vs.  $\beta$  que ilustra la radiación hacia adelante y hacia atrás [1].

$$\Im(k_{zn}) = -j\alpha_{zn} \quad , \quad \alpha_{zn} < 0 \quad (2.17)$$



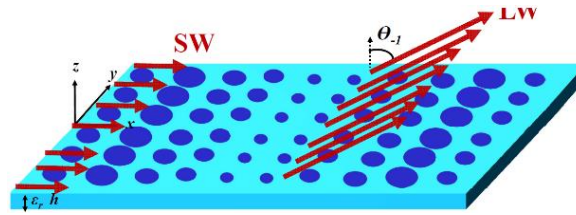


Fig. 2.9 Metasuperficie isotrópica con modulación sinusoidal isotrópica. Se genera una LW hacia delante que irradia el campo fuera de la estructura hacia la dirección  $\theta_{-1}$  [1].

La ecuación (2.18) establece los valores  $\Delta\beta$  y “d” que conducen a la radiación de los armónicos espaciales de orden superior n-indexados hacia  $\theta_n$  ángulos [1]:

$$\beta_{\tau n} = \beta + \Delta\beta + \frac{2\pi n}{d} = k \sin \theta_n \quad (2.18)$$

$\theta_n$  puede relacionarse con el ángulo  $\Phi_n$  en el diagrama  $k$  vs.  $\beta$  como:

$$\theta_n = \arcsin(\tan(\Phi_n)).$$

En los ejemplos encontrados en la literatura, se desea un régimen unimodal y solo el armónico  $n = -1$  contribuye a la radiación ( $|\beta + \Delta\beta + \frac{2\pi n}{d}| > k$ , para  $n \neq 1$ ). Bajo esta suposición y considerando el efecto de variación constante de fase debido a la modulación como  $\beta' = \beta + \Delta\beta + \frac{2\pi}{\lambda'_{SW}}$ , el período “d” puede extraerse como [1]:

$$d = \frac{\lambda}{\frac{\lambda}{\lambda'_{SW}} - \sin \theta_n} \quad (2.19)$$

Se puede concluir de la ecuación (2.19) que la condición de radiación del eje de puntería  $\theta_{-1} = 0^\circ$  se cumple cuando  $d = \lambda'_{SW}$ . Cuando el período de modulación es mayor ( $d > \lambda'_{SW}$ ), se obtiene radiación hacia adelante  $|\theta_{-1}| > 0^\circ$  (ver figura 2.8) [1].

En este caso, el haz se dirige en el mismo sentido que la dirección de propagación SW sobre la estructura (las velocidades de fase y de grupo están en la misma dirección) [1].

Por el contrario, cuando  $d < \lambda'_{SW}$ , se puede radiar un solo haz en el sentido opuesto con respecto al SW excitado, es decir, con radiación hacia atrás (las velocidades de fase y de grupo están en direcciones opuestas) [1].

### 2.1.3 Impedancia de superficie modulada anisotrópica

La interacción de la onda superficial excitada con una superficie anisotrópica modulada modifica localmente las propiedades de dispersión del modo en cada frecuencia, de la misma manera que en el caso de la configuración modulada isotrópica descrita en la figura 2.9 [1].

Sin embargo, la diferencia en relación con el caso isotrópico es que, en la configuración anisotrópica, la caracterización de la dispersión del modo soportado (que no es TM puro ni TE puro sino un modo híbrido) también depende del vector de onda SW ( $k_t$ ). Dependiendo de la dirección de propagación del modo híbrido ( $\varphi$ ), la reactancia de superficie modulada anisotrópica impone condiciones de contorno en los campos tangenciales promedio que se describen mediante un tensor [1]:

$$E_t|_{0^+} = \bar{Z}(\omega, x, k_t) \cdot \hat{z} \times H_t|_{0^+} \quad (2.20)$$

$$\bar{Z}(\omega, x, k_t) = \begin{bmatrix} Z_{ee} & Z_{eh} \\ Z_{he} & Z_{hh} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\bar{X} = \bar{X}_{ee} \hat{k}_t \hat{k}_t + \bar{X}_{hh} \hat{k}_t^\perp \hat{k}_t^\perp + \bar{X}_{eh} (\hat{k}_t^\perp \hat{k}_t + \hat{k}_t \hat{k}_t^\perp) \quad (2.22)$$

La figura 2.10 muestra una MTS anisotrópica con modulación sinusoidal que está compuesta por píxeles cuyo tamaño y variación varían con respecto a la dirección de propagación SW. El recuadro de la figura muestra detalles del elemento metálico elíptico empleado, que se caracteriza por tres parámetros: el eje menor ( $e_a$ ), el eje principal ( $e_b$ ) de la elipse y la rotación del parche dentro de la celda ( $\psi$ ). Bajo el supuesto de homogeneización, cada valor local de la impedancia de superficie modulada se mapea con un cierto pixel elíptico en este caso, que se considera incrustado en una disposición periódica. Además, la anisotropía del sistema se controla por medio de la relación entre la rotación ( $\psi$ ) y el ángulo de propagación SW ( $\varphi$ ). De esta forma, las MTS anisotrópicas permiten no solo el ajuste de las propiedades de guía o radiación del campo, sino también el control de la polarización del campo radiado [1].

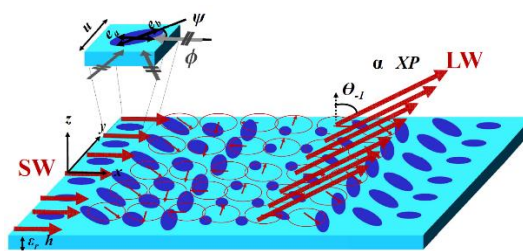


Fig. 2.10 Metasuperficie anisotrópica con modulación sinusoidal [1].

Una modulación sinusoidal aplicada a los componentes tensores de la metasuperficie anisotrópica en la ecuación (2.21) permite radiar el campo fuera de la estructura hacia una dirección definida. Además, la pureza de polarización circular del campo radiado puede garantizarse aprovechando la naturaleza anisotrópica de la superficie [1].

## 3. CAPITULO III – DISEÑO PRÁCTICO DE ANTENAS DE MTS

---

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Tras la caracterización y clasificación de metasuperficies, se ha llevado a cabo, a nivel práctico, el diseño de una antena MTS con una impedancia de superficie isotrópica modulada, cuya disposición de píxeles impresos sobre el sustrato dieléctrico determina el diseño de la antena como una antena con polarización circular, en este caso, polarización circular a izquierdas (LHCP).

Como se ha mencionado anteriormente, para el diseño del pixel circular a la frecuencia objetivo (75 GHz) que se obtendrán durante este capítulo, se ha mantenido una relación celda-pixel de 0.5. Para el resto de disposiciones de pixel se buscará una relación celda-pixel mayor.

En cuanto al marco de diseño, se ha especificado tanto el material como el espesor del sustrato a utilizar, con lo que se tienen dos parámetros fundamentales que repercuten directamente en el diseño.

El material del sustrato seleccionado es el Silicio, que tiene una permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) de 11.9 y se ha especificado un espesor del dieléctrico ( $h$ ) de 200  $\mu\text{m}$ .

Por lo tanto, teniendo en cuenta estos dos parámetros, se calcula tanto la longitud de onda en el vacío ( $\lambda_0$ ) como la longitud de onda en el dieléctrico ( $\lambda$ ):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ (m/s)}}{7.5 \times 10^{10} \text{ (Hz)}} = 4 \times 10^{-3} \text{ (m)} \quad (3.1)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{4 \times 10^{-3} \text{ (m)}}{\sqrt{11.9}} \approx 1.16 \times 10^{-3} \text{ (m)} \quad (3.2)$$

Antes de entrar en el diseño final de la antena anteriormente citada, se ha hecho un estudio sobre la relación de diversos parámetros que serán claves para el correcto funcionamiento de la antena final. Estos parámetros son los siguientes:

- Constante de fase ( $\beta$ )

$$\beta = \frac{ph}{u} = \frac{2\pi}{\lambda_{sw}} \quad (3.3)$$

- Longitud de onda de la onda superficial ( $\lambda_{sw}$ )

$$\lambda_{sw} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3.4)$$

- Phaseshift ( $ph$ ):

$$ph = \beta \cdot u \quad (3.5)$$

- Lado celda unitaria ( $u$ )

$$u = \frac{ph}{\beta} \quad (3.6)$$

- Número de onda ( $K$ )

$$K = \frac{2\pi}{\lambda} \rightarrow K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.7)$$

- Velocidad de fase ( $V_{ph}$ )

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.8)$$

- Impedancia media del medio ( $\eta_{AVE}$ )

$$\eta_{AVE} = \sqrt{\left(\frac{\beta}{K_0}\right)^2 - 1} \quad (3.9)$$

Tanto los estudios de comportamiento de las MTS que se realizarán durante el proceso de diseño, como el diseño de la antena MTS final, se llevarán a cabo mediante el *software* de simulación ANSYS HFSS “*High Frequency Structure simulator*” utilizado para el diseño de antenas y elementos complejos de circuitos electrónicos de RF.

Este simulador proporcionará las herramientas necesarias para el futuro análisis completo del diseño.

Las gráficas que servirán para determinar el comportamiento de los diferentes modos de propagación a lo largo de la metasuperficie son una representación del *phaseshift* vs frecuencia. En el caso que se presenta a continuación, se observan tres modos propios de propagación superficial (SW).

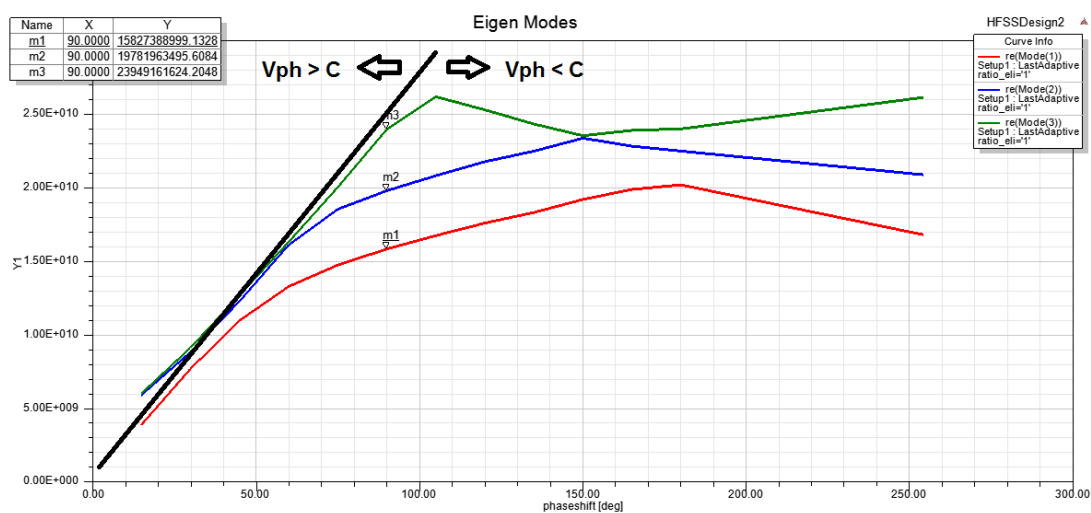


Fig. 3.1 Representación de los modos propagados en el pixel circular.

Mediante estas gráficas se podrá apreciar ciertos cambios en estos modos a la hora de modificar los parámetros anteriormente indicados.

Con esta modificación de los parámetros se determinará una composición específica de pixel que dará lugar a la posibilidad de diseñar e implementará la antena deseada.

Como se puede apreciar, la velocidad de fase es inversamente proporcional a  $\beta$  y este, a su vez, inversamente proporcional al tamaño de la celda ( $u$ ). Por lo que, para una *phaseshift* constante, si disminuimos el tamaño de la celda, aumentamos el parámetro  $\beta$ , lo que conlleva, que, para una velocidad de fase constante, la frecuencia ( $\omega$ ) aumenta.

Tanto el primer como tercer modo se corresponden con un modo de propagación TM debido a que las líneas de campo se disponen en la dirección de incidencia, mientras que el segundo modo se corresponde con un modo TE ya que las líneas del campo eléctrico se disponen en la perpendicular a la dirección de incidencia tal y como se ve en las figuras 3.2 y 3.3.

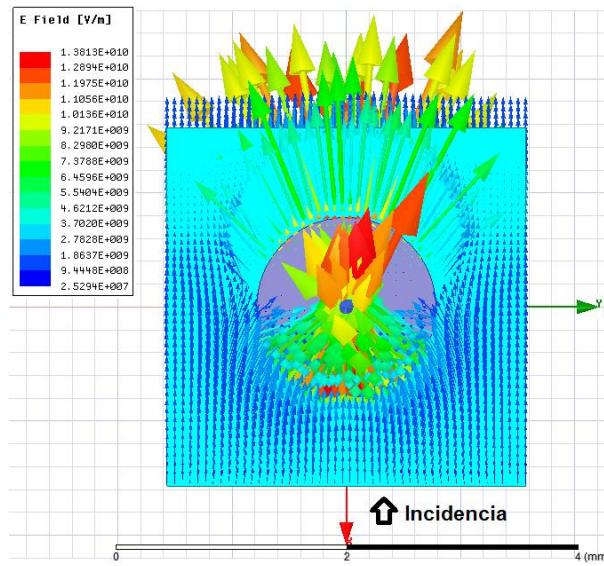


Fig. 3.2 Líneas de campo correspondientes al modo 1 (TM).

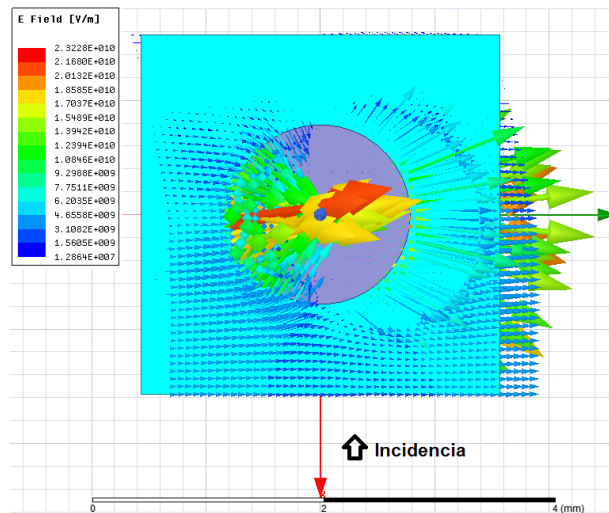


Fig. 3.3 Líneas de campo correspondientes al modo 2 (TE).

Se va a observar el comportamiento del pixel diseñado tras la modificación de ciertas características como el radio en caso de un pixel circular, y tanto la relación axial como el ángulo de incidencia en el caso de un parche elíptico.

También se puede intuir y apreciar a continuación como el ángulo de incidencia en una disposición de pixel circular no es de gran repercusión, puesto que el pixel es exactamente igual para todos los ángulos de incidencia, esto no sucederá en el caso del pixel elíptico.

### 3.2 PIXEL CIRCULAR (VARIACIÓN DEL RADIO DEL PIXEL)

Respecto a los parámetros modificables en un parche circular, cabe destacar el radio del pixel circular y el tamaño de la celda en la que se dispone dicho pixel. Tras hacer un análisis paramétrico modificando solo el radio del pixel se obtiene un resultado muy intuitivo. Conforme el radio disminuye, la frecuencia de trabajo aumenta.

Además del radio, se puede modificar la superficie de la celda, lo que se traduce en una menor distancia entre los pixeles del array de la antena. Con esta modificación se obtiene el mismo resultado anteriormente citado, a menor superficie de la celda, mayor frecuencia de trabajo.

La relación típica que debe tener el tamaño del pixel y el tamaño de la celda es el siguiente:

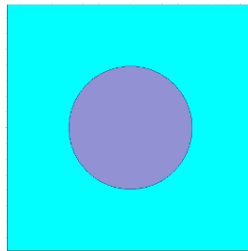


Fig. 3.4 Relación pixel-celda.

$$r = p * u ; p \approx 0.5 ; \text{Siendo } r \text{ el radio del pixel y } u \text{ el lado de la celda.}$$

A continuación, se observa la relación entre el radio del pixel y la frecuencia para los diferentes modos de propagación.

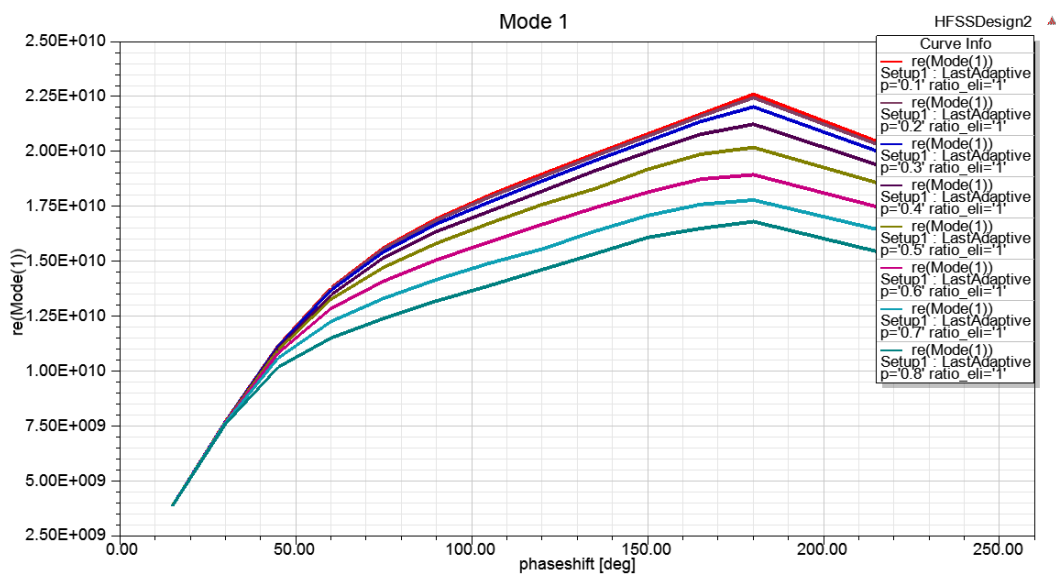


Fig. 3.5 Modo 1 (TM) según el radio de pixel ( $p$ ).

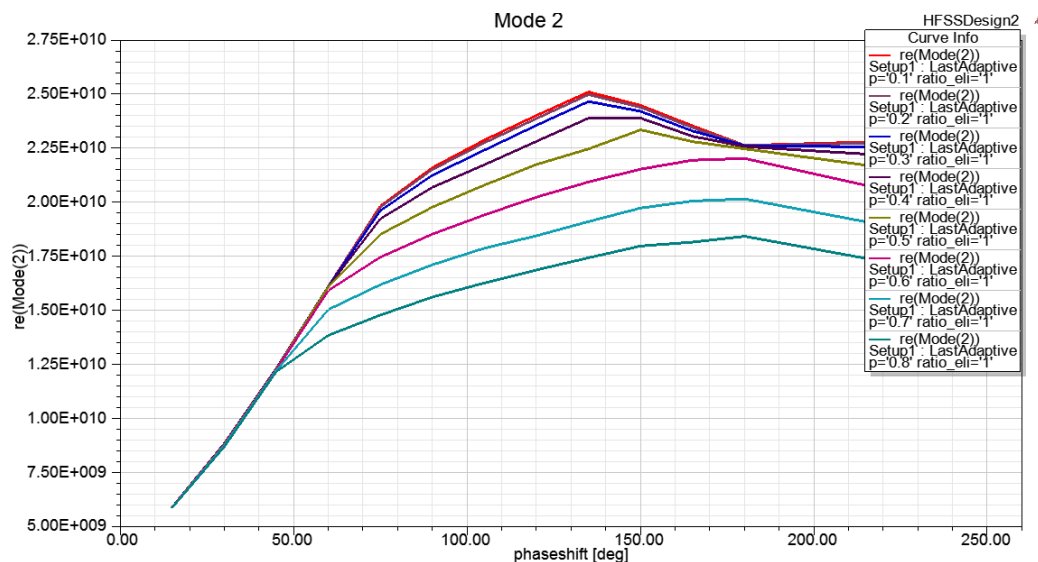


Fig. 3.6 Modo 2 (TE) según el radio de pixel ( $p$ ).

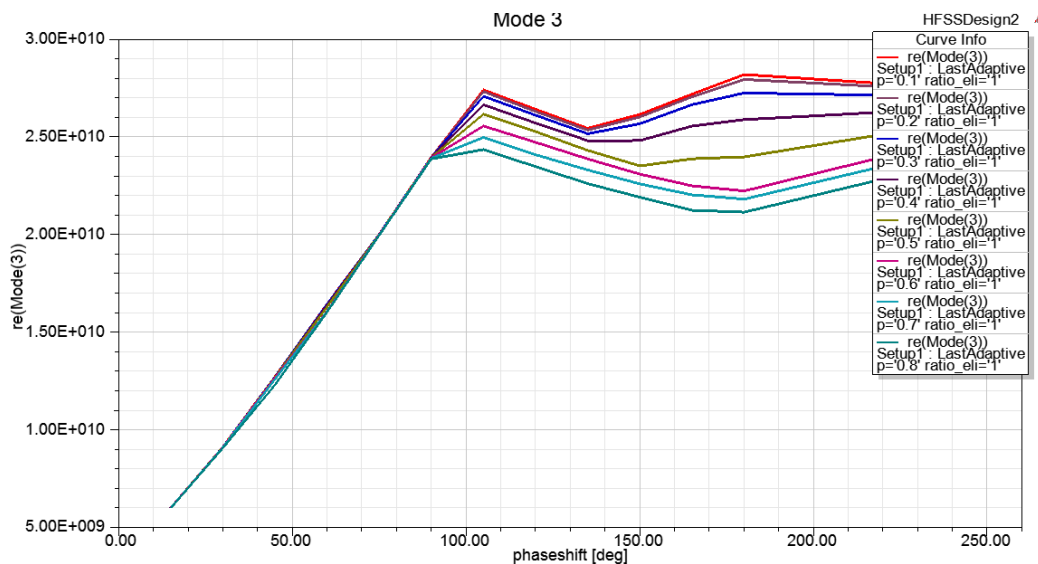


Fig. 3.7 Modo 3 (TM) según el radio de pixel ( $p$ ).

En las figuras 3.5, 3.6 y 3.7 se puede concluir que, para un pixel con radio pequeño (línea roja), se obtiene una frecuencia de propagación del modo superior a la disposición con un radio mayor (línea verde).

En la medida de lo posible, para el diseño final se mantendrá, una relación pixel-celda semejante a la especificada en la figura 3.5 ( $p \approx 0.5$ ), por lo que se modificará el tamaño de la celda para conseguir trabajar a la frecuencia deseada, en este caso, a una frecuencia de 75GHz.

Este valor permitirá poder aumentar o disminuir el radio del pixel cuando se busque variar la impedancia del mismo según marque la modulación necesaria para generar la radiación.

A continuación, se observará como en el pixel elíptico variarán los resultados.



### 3.3 PIXEL ELÍPTICO (VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE INCIDENCIA Y RELACIÓN AXIAL)

La relación axial o *axial ratio* se define como la relación entre los ejes mayor y menor de una elipse, en nuestro caso, del pixel elíptico a estudiar.

En primer lugar se va a representar los resultados de simulación para la variación del ángulo de incidencia con una relación axial constante (0.5), visible en la figura 3.8.

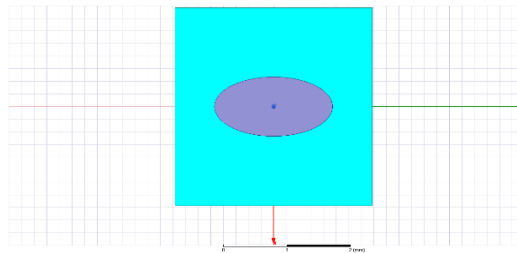


Fig. 3.8 Pixel elíptico con relación axial de 0.5.

Para comentar los resultados de simulación obtenidos, cabe destacar que el ángulo de incidencia ( $\varphi = 0^\circ$ ), corresponde siempre al eje x (rojo) de la imagen del pixel, mientras que un ángulo de incidencia de ( $\varphi = 90^\circ$ ), se corresponde con una incidencia paralela al eje y (verde) de a imagen.

Una vez aclarado los valores del ángulo de incidencia, se observan en las figuras 3.9, 3.10 y 3.11 los resultados obtenidos.

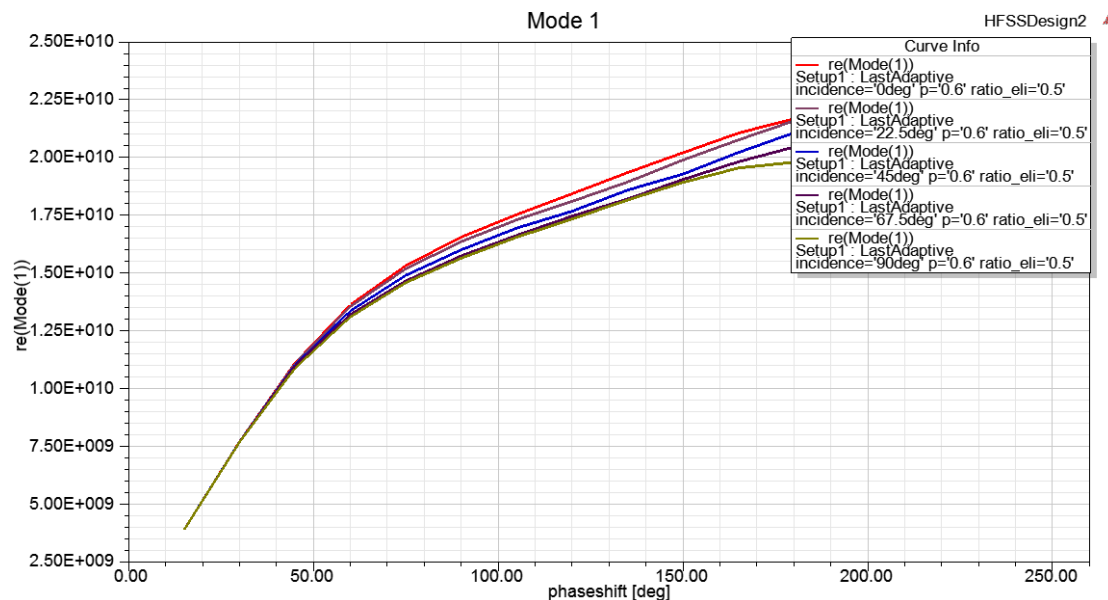


Fig. 3.9 Modo 1 (TM) según la incidencia.

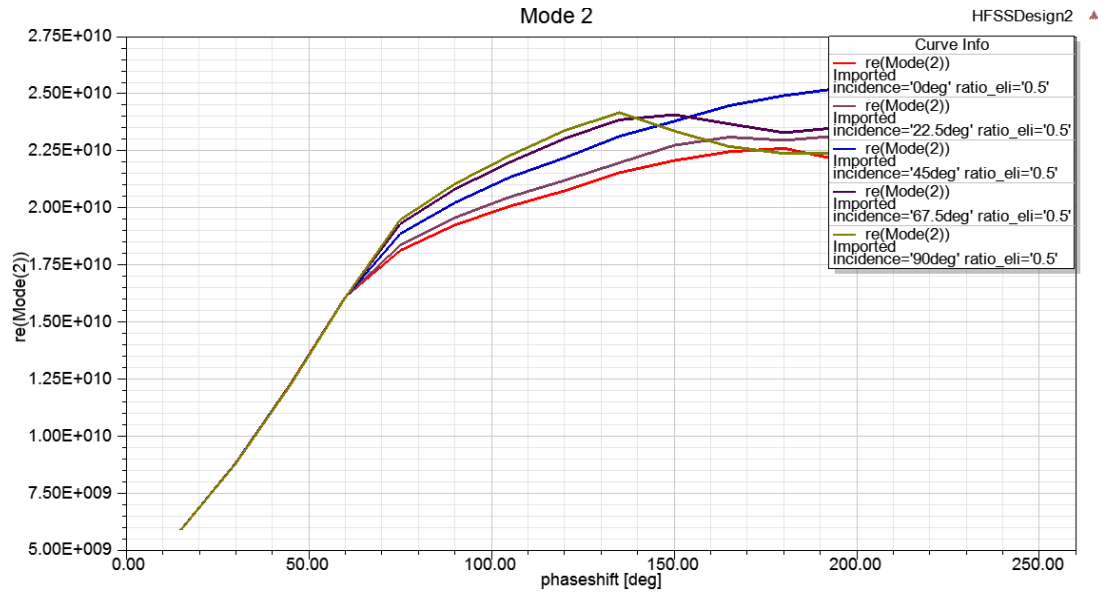


Fig. 3.10 Modo 2 (TE) según la incidencia.

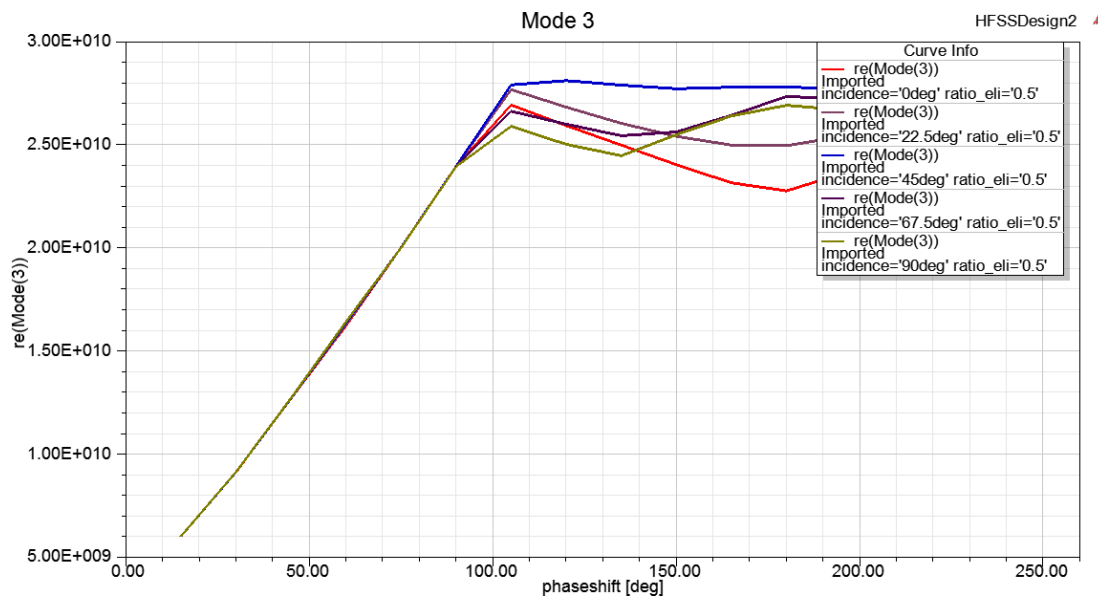


Fig. 3.11 Modo 3 (TM) según la incidencia.

Se puede concluir tras visualizar las gráficas anteriores que para los modos de propagación 1 y 3, se asocia un ángulo de incidencia de cero grados a la mayor frecuencia de propagación del modo, mientras que, para un ángulo de noventa grados se obtiene la menor frecuencia de propagación del modo. Como ya se ha dicho, estos resultados se obtienen para los modos de propagación TM. Respecto a la figura 3.10, que representa el modo 2 (TE), se puede observar como los valores dicen lo contrario, para un ángulo de incidencia de cero grados, se obtiene la menor frecuencia de propagación del modo, mientras que para una incidencia de noventa grados se obtiene la mayor frecuencia de propagación.

El este segundo caso se van a comentar los resultados de la simulación para la variación del ángulo de incidencia para una relación axial de 0.1.

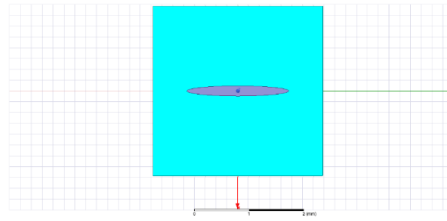


Fig. 3.12 Pixel elíptico con relación axial de 0.1.

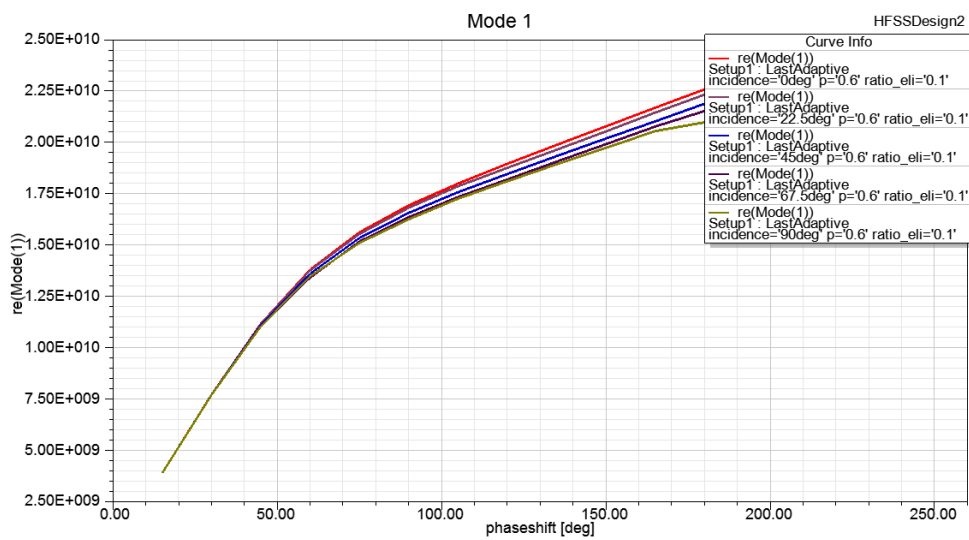


Fig. 3.13 Modo 1 (TM) según la incidencia.

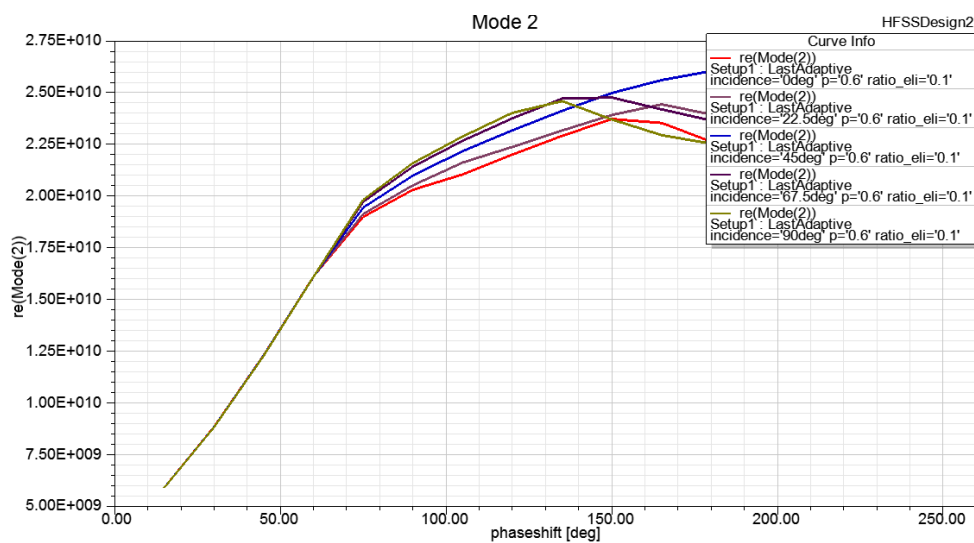


Fig. 3.14 Modo 2 (TE) según la incidencia.

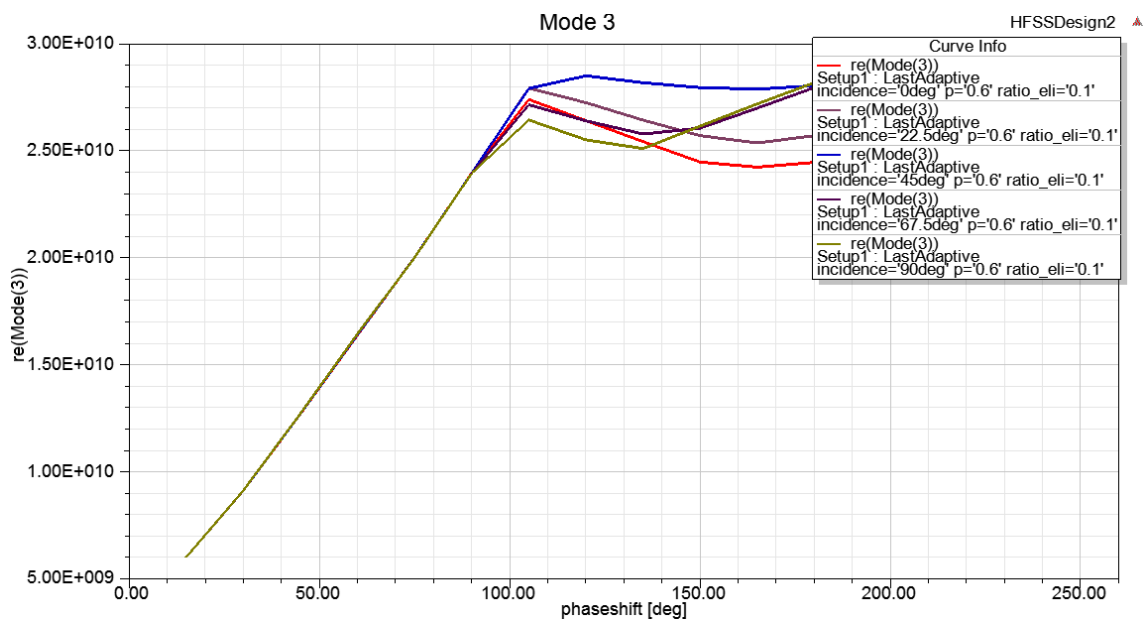


Fig. 3.15 Modo 3 (TM) según la incidencia.

Tras visualizar los resultados se llega a la misma conclusión que en el caso anterior, la única variación destacable es que la frecuencia de propagación de los modos aumenta debido a que, con un eje mayor del pixel idéntico, pero una relación axial menor, la superficie del pixel es menor, por lo que aumenta la frecuencia.

Observando ambos casos, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- Para una relación axial inferior, el tamaño del pixel disminuye, esto conlleva para los modos TM, que para una incidencia de  $0^\circ$ , la frecuencia de trabajo sea mayor (radio inferior), mientras que para una incidencia de  $90^\circ$ , la frecuencia de trabajo disminuye (radio superior).
- En el caso del modo de propagación TE, el comportamiento es justo lo contrario a lo explicado en el párrafo anterior.

Estos resultados se deben a lo siguiente:

Para ( $\varphi = 0^\circ$ ), el campo correspondiente al modo de propagación TM es paralelo a la dirección de incidencia y, por lo tanto, al eje menor del pixel elíptico, lo que resulta, en cuanto a resultados de simulación, semejante a los de un pixel circular con diámetro igual a dicha diagonal menor.

En el caso del modo TE, es lo contrario, el campo es perpendicular a la dirección de incidencia y, por lo tanto, al eje mayor del pixel, lo que resulta semejante a los resultados de simulación de un pixel circular con diámetro igual a la diagonal mayor del pixel elíptico.

Para ( $\varphi = 90^\circ$ ), se tiene lo contrario a lo anteriormente citado. Para los modos TM, ahora el campo es paralelo al eje mayor del pixel, por lo que los resultados de simulación se pueden asemejar a los de un pixel circular con diámetro igual a la diagonal mayor del pixel elíptico, lo que conlleva una menor frecuencia de propagación del modo que para ( $\varphi = 0^\circ$ ).

Para el caso del modo TE, el campo ahora es paralelo al eje menor del pixel elíptico, lo que asemeja los resultados a los de un pixel circular con diámetro igual al eje menor del pixel, lo que conlleva una mayor frecuencia de propagación del modo que para ( $\varphi = 0^\circ$ ).

Una vez expuesta la relación entre el tamaño de pixel, relación axial, incidencia y frecuencia, se pasa al diseño y análisis de dispersión frecuencial y espacial de onda completa de tres tipos de píxeles para la frecuencia de 75 GHz ya que es la frecuencia de trabajo del diseño final.

### 3.4 ANÁLISIS DE DISPERSIÓN FRECUENCIAL Y ESPACIAL DE ONDA COMPLETA

Los tres tipos de píxeles bajo análisis son los siguientes:

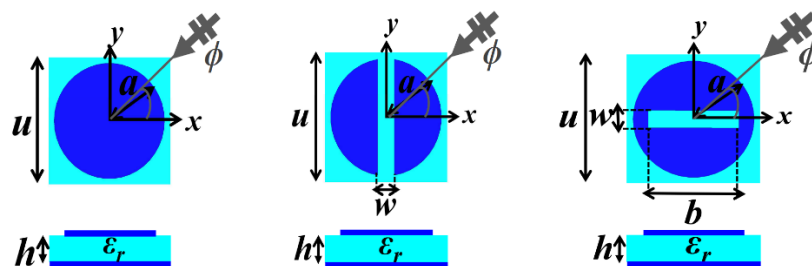


Fig. 3.16 Parámetros de los tres píxeles a estudiar [1].

El diseño de estos píxeles está centrado en obtener con una incidencia de  $0^\circ$  y *phaseshift* de  $90^\circ$ , la frecuencia de trabajo idónea. En estos casos que vienen a continuación se ha mantenido la proporción pixel-celda (*p*) de 0.5.

Mediante este valor de *phaseshift* escogido, se tendrá un buen margen para variar  $\beta$  sin salirse de la zona de interés de la curva, esta zona de interés corresponde a un intervalo de entre  $70^\circ$  y  $105^\circ$ , con cierta variación según el diseño (ver figura 3.1).

Una vez realizadas las simulaciones pertinentes para el diseño de los píxeles que vienen a continuación, se exportarán del simulador comercial ANSYS HFSS, los datos que permitirán realizar el análisis tanto de las curvas de dispersión de frecuencia de los modos, como de las curvas de dispersión de isofrecuencia para el caso del primer modo propio (TM).

### 3.4.1 Pixel circular 75 GHz

Se ha llevado a cabo una simulación paramétrica del tamaño de la celda ( $u$ ) para obtener las dimensiones necesarias, por lo que se han mantenido constantes el resto de variables de diseño como la relación pixel-celda o la  $\lambda$ , entre otras.

En la figura 3.17, se muestran las curvas de dispersión de frecuencia de los tres primeros modos para una incidencia de ( $\varphi = 0^\circ$ ).

Se puede observar, como se consigue una propagación del primer modo propio a 75 GHz, con un *phaseshift* de  $90^\circ$  y una dimensión de la celda de 0.75mm.

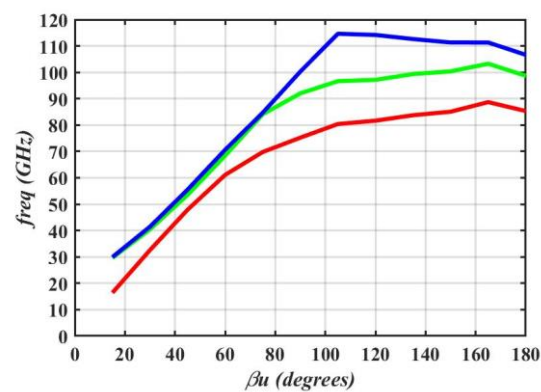


Fig. 3.17 Modos propios para  $u=0.75\text{mm}$ ,  $\lambda=4\text{mm}$ ,  $p=0.5$ .

Como se ha mencionado anteriormente, estos resultados se obtienen con una incidencia de  $0^\circ$ . Por lo tanto, mediante la obtención de las líneas de campo, se puede observar en la figura 3.18 como el primer modo propio corresponde a un modo TM ya que dichas líneas son paralelas a la dirección de incidencia.

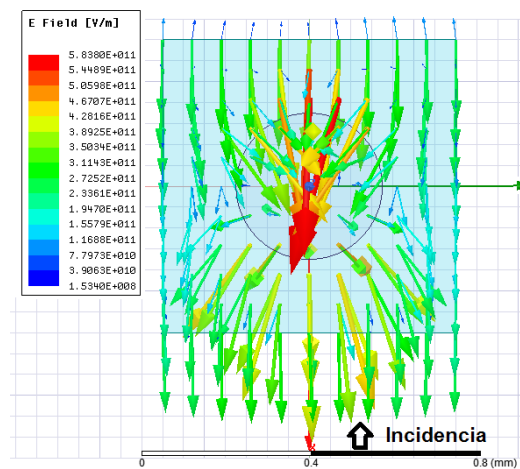


Fig. 3.18 Vector  $E$  para modo propio 1 (TM).

Una vez obtenidas las primeras conclusiones respecto al pixel circular, se representan las curvas de dispersión frecuencial del modo de interés para diferentes ángulos de incidencia:  $\phi = 0^\circ$  (rojo),  $\phi = 22,5^\circ$  (verde) y  $\phi = 90^\circ$  (azul) se muestran en la figura 3.19.

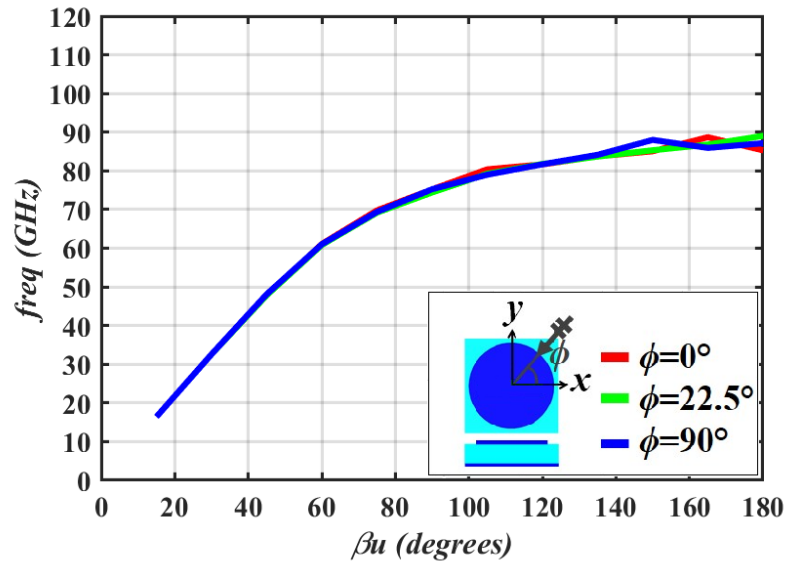


Fig. 3.19 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM.

Las curvas correspondientes a los píxeles circulares isotrópicos en la figura 3.19 muestran que, como se esperaba, el número de onda no depende del ángulo de incidencia SW ( $k_t(\phi) = k_t$ ).

En la figura 3.20 se muestra la curva de dispersión de isofrecuencia del modo TM soportados por el píxel isotrópicos caracterizado anteriormente. Además, se puede ver que prácticamente no hay dispersión espacial ( $k_t(\phi) = k_t$ ).

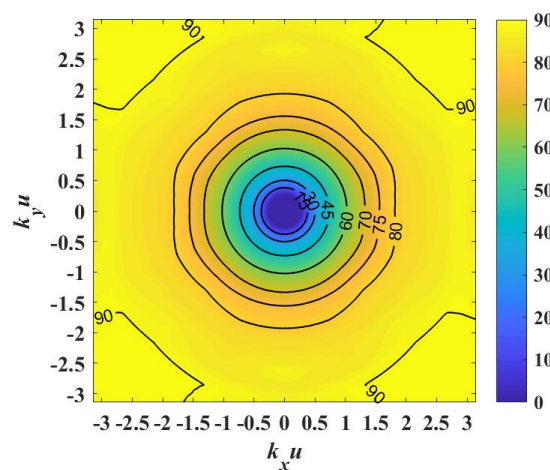


Fig. 3.20 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM.

Estos próximos píxeles analizados (pixel ranura y pixel slot), muestran alguna variación en su geometría, lo que conlleva una respuesta anisotrópica ( $k_t(\varphi)$ ).

### 3.4.2 Pixel circular ranurado 75 GHz

Se ha llevado a cabo una simulación paramétrica muy parecida a la del pixel anterior para obtener no solo el tamaño idóneo de celda.

En este caso, con un pixel ranurado, las variables parametrizadas son dos, la longitud de la celda ( $u$ ) y la anchura de la ranura que divide el pixel circular en dos ( $w$ ). Esta última determinará el comportamiento del pixel a la hora de variar el valor de incidencia.

En la figura 3.21, se muestran las curvas de dispersión de frecuencia de los tres primeros modos para una incidencia de ( $\varphi = 0^\circ$ ). Se puede observar, como se consigue una propagación del primer modo propio a 75 GHz, con un *phaseshift* de  $90^\circ$  y una dimensión de la celda de 0.86mm. Además, cabe destacar una gran proximidad entre los dos primeros modos (TM y TE) a partir de un *phaseshift* de  $150^\circ$ .

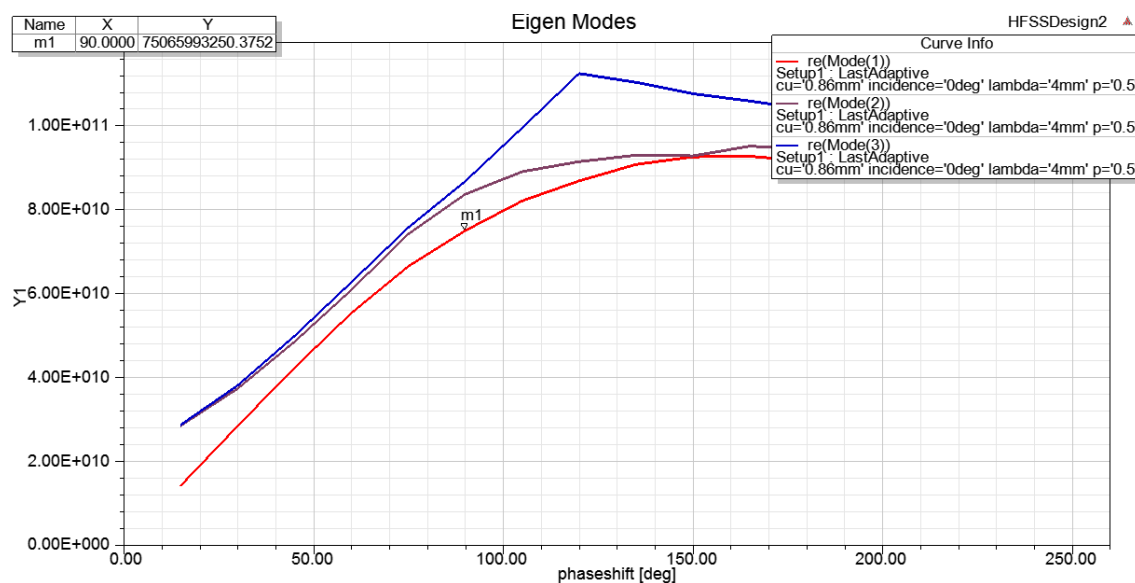


Fig. 3.21 Modos propios para  $u=0.86\text{mm}$ ,  $p=0.5$ , ranura=0.06mm.

En este caso, también se puede corroborar como el primer modo de propagación se corresponde a un modo TM, ya que, como se ha mencionado para el pixel circular, para una incidencia de  $0^\circ$ , obtenemos las líneas de campo paralelas a la dirección de incidencia, (véase figura 3.22).



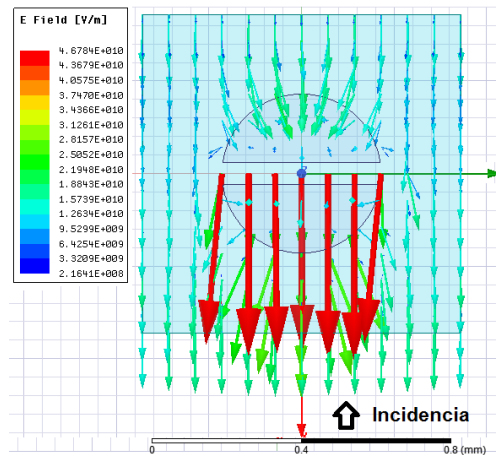


Fig. 3.22 Vector  $E$  para modo propio 1 (TM).

Respecto al pixel circular, el hecho de ser un pixel ranurado conlleva una variación en su geometría que repercutirá directamente sobre el comportamiento del pixel para diferentes valores de incidencia, es decir, se obtendrá una respuesta anisotrópica. Esto se puede observar a continuación en la figura 3.23.

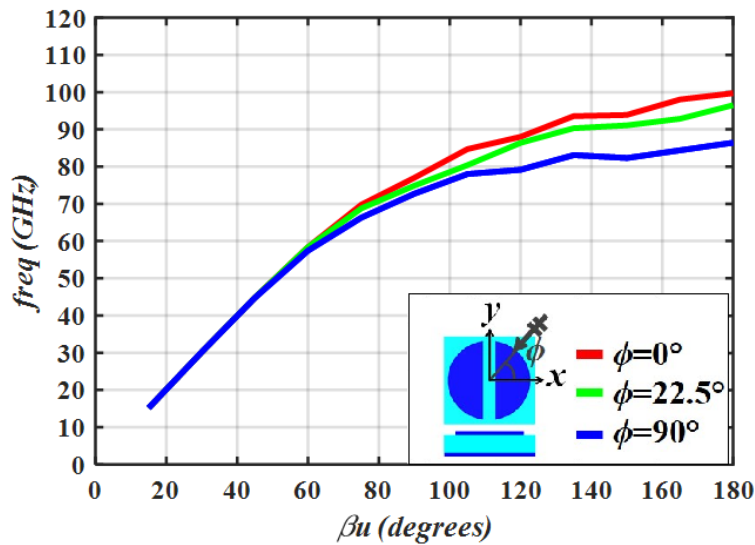


Fig. 3.23 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM.

Se ha podido observar que, para una incidencia de  $0^\circ$  (campo perpendicular a la dirección de la ranura), a frecuencias elevadas, se obtiene una mayor frecuencia de propagación del modo, mientras que para una incidencia de  $90^\circ$  (campo paralelo a la dirección de la ranura), se obtiene una menor frecuencia.

Para el caso de frecuencias bajas, se tiene un comportamiento prácticamente isotrópico como el comportamiento que tendría un pixel circular, en cambio, la anisotropía va apareciendo conforme aumenta la frecuencia, dando lugar a una variación frecuencial conforme se varía el ángulo de incidencia. A continuación, se puede observar las curvas de isofrecuencia para el pixel ranurado.

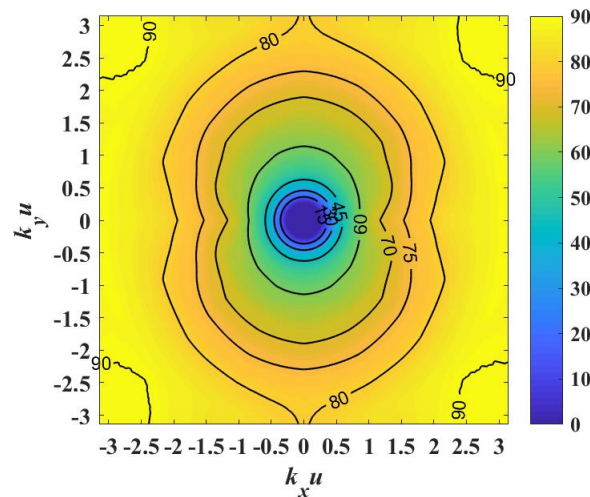


Fig. 3.24 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM.

En este caso se puede observar que, para frecuencias bajas, se puede decir que el comportamiento de un parche ranurado anisotrópico es similar al de un parche isotrópico. En cambio, para frecuencias superiores, la anisotropía de la geometría afecta y las curvas de dispersión muestran dependencia en la dirección de propagación de los modos.

Una de las cuestiones a resolver en este diseño es la posibilidad de implementar este pixel en el proceso de fabricación ya que la anchura de la ranura es de 60 micrómetros. Lo mismo sucederá en el caso del pixel *slot* cuya ranura, en este caso, es de 70 micrómetros.

### 3.4.3 Pixel circular slot 75 GHz

Se ha llevado a cabo el mismo tipo de simulación paramétrica que se ha realizado con el pixel anterior para obtener, tanto el tamaño idóneo de celda ( $u$ ), como la anchura del slot ( $w$ ). Estas son las dos variables parametrizadas en este caso.

Para el pixel circular *slot*, como se ha visto anteriormente (ver figura 3.16), hay un nuevo parámetro que determinar. Este nuevo parámetro es la longitud de la ranura ( $b$ ), y se ha determinado como una constante que corresponde al 80% del radio del pixel ( $r$ ).

En la figura 3.25 se puede ver como se ha obtenido una frecuencia de 75 GHz del primer modo de propagación (TM) con un *phaseshift* de 90°.

Además, en comparación con el pixel ranurado, se puede observar que, tanto el modo de propagación 1 como el 2, están más espaciados.

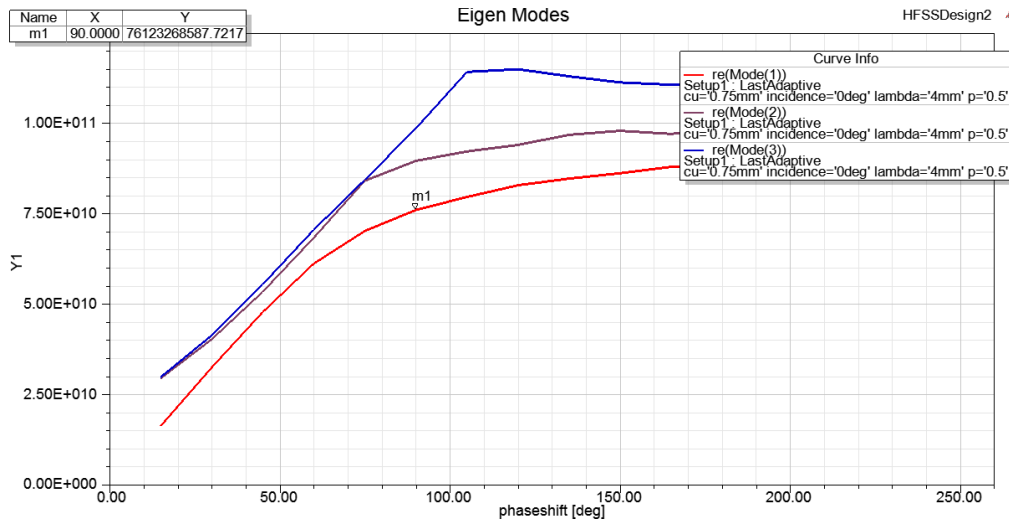


Fig. 3.25 Modos propios para  $u=0.75\text{mm}$ ,  $p=0.5$ , ranura= $0.07\text{mm}$ .

Para ver que el modo 1 se corresponde con un modo TM, se pintan las líneas de campo para una incidencia de  $0^\circ$  (ver figura 3.26).

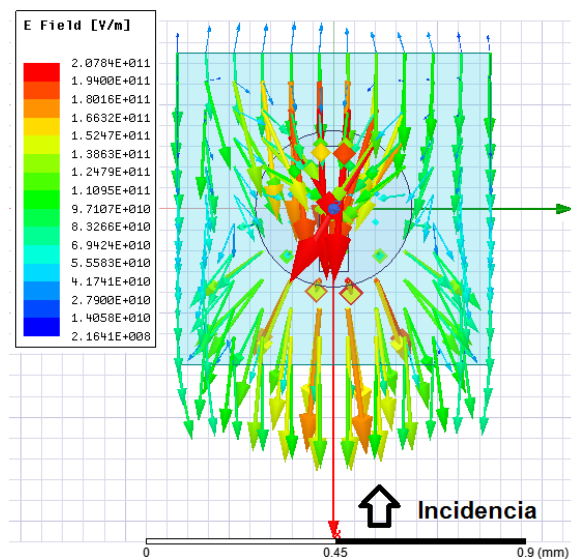


Fig. 3.26 Vector E para modo propio 1 (TM).

Se puede ver como las líneas de campo siguen una dirección similar a la de incidencia por lo que se tiene para el primer modo propio un modo TM.

Respecto a la geometría, ya se ha comentado para el caso del pixel ranurado, y ahora vuelve a suceder algo muy parecido con el pixel *slot*, el hecho de ser un pixel *slot* conlleva una variación en su geometría que repercute directamente sobre el comportamiento del pixel para diferentes valores de incidencia, es decir, se obtiene una respuesta anisotrópica. Esto se puede observar a continuación en la figura 3.27.

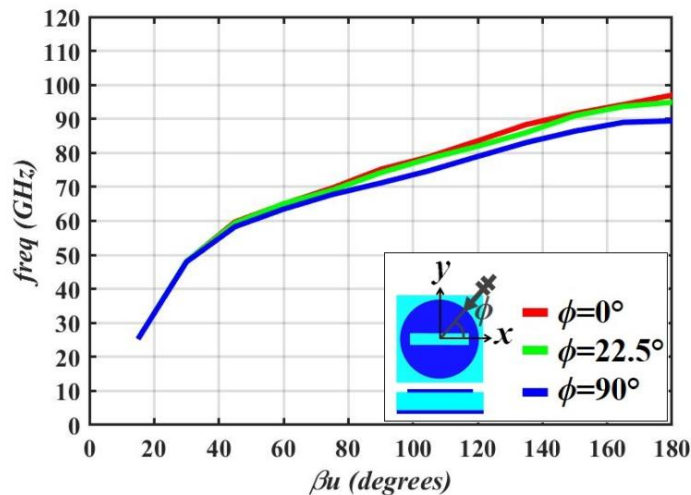


Fig. 3.27 Curvas de dispersión de frecuencia del primer modo TM.

Como en el caso del pixel ranurado, se pueden aproximar para frecuencias bajas un comportamiento isotrópico del pixel, esto se puede observar también en la figura 3.28, ya que, para frecuencias bajas, las curvas de isofrecuencias son prácticamente circulares, lo que lleva a no depender del ángulo de incidencia, por lo que no hay dispersión espacial ( $k_t(\varphi) = k_t$ ).

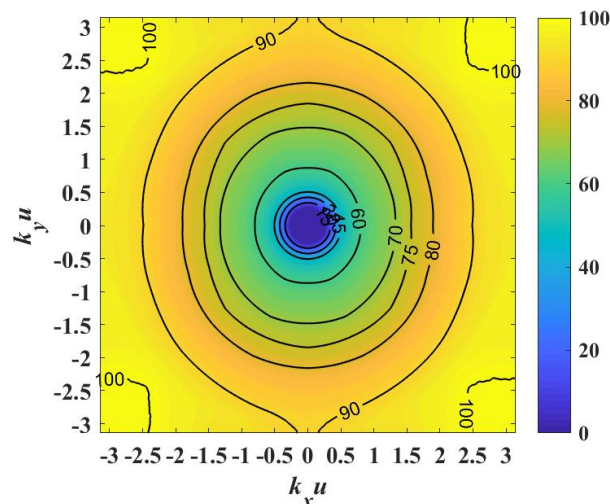


Fig. 3.28 Curvas de dispersión de isofrecuencia del modo TM.

Estas características no se cumplen conforme aumentamos la frecuencia, consiguiendo así el comportamiento anisotrópico que se busca con este tipo de diseño de pixel. Se puede observar como las curvas de isofrecuencia se convierten en formas cada vez más elípticas.

Para concluir con la síntesis de las metasuperficies, se pasa al cálculo de la impedancia de superficie equivalente.

### 3.5 CÁLCULO DE IMPEDANCIA DE SUPERFICIE EQUIVALENTE

En el método utilizado para los cálculos en este apartado, se define un tensor de impedancia de superficie equivalente  $\bar{\bar{Z}}$ , característica de una metasuperficie anisotrópica se relaciona con el número de onda a través de la ecuación de dispersión local [1].

$$\det[\bar{\bar{Z}}(\omega, k_t) + \bar{\bar{Z}}_0(\omega, k_t)] = 0 \quad (3.10)$$

Los mapas de impedancia de TM de varios píxeles se han calculado a la frecuencia de 75GHz, para diferentes tipos de geometrías (circular, ranurado y *slot*) y diferentes rotaciones del parche en la celda ( $\psi$ ) [1].

$$\det[\bar{\bar{X}} + \bar{\bar{X}}_0] = (X_{ee} + X_0^{TM})(X_{hh} + X_0^{TE}) - X_{eh}^2 \quad (3.11)$$

Los componentes de  $\bar{\bar{X}}$  son en base al vector de onda unidad:  $\hat{k}_t, \hat{k}_t^\perp$ . Sin embargo, como  $\bar{\bar{X}}$  es una matriz simétrica real ( $\bar{\bar{Z}}$  es antihermitano), una matriz equivalente diagonal,  $\bar{\bar{X}}'$ , se define en un segundo sistema de coordenadas con los vectores de base  $\hat{e}_1, \hat{e}_2$  orientados hacia los ejes de simetría del parche metálico sobre la losa a tierra ( $\psi, \psi + \frac{\pi}{2}$ ) [1].

Más detalles se describen en el apéndice D de la tesis en la que se apoya. Ambos tensores se relacionan como:  $[X] = [Q^T][X][Q]$ , donde  $[Q]$  es la matriz de transformación y el ángulo de rotación es  $\theta = (\varphi - \psi)$  para el modo TM y  $\theta = (\varphi - \psi + \frac{\pi}{2})$  para el modo TE [1]:

$$X_{ee} = \hat{k}_t(X_1\hat{e}_1\hat{e}_1 + X_2\hat{e}_2\hat{e}_2)\hat{k}_t = \cos^2\theta X_1 + \sin^2\theta X_2 \quad (3.12)$$

$$X_{eh} = \hat{k}_t(X_1\hat{e}_1\hat{e}_1 + X_2\hat{e}_2\hat{e}_2)\hat{k}_t^\perp = \sin\theta\cos\theta(X_1 + X_2) \quad (3.13)$$

$$X_{hh} = \hat{k}_t^\perp(X_1\hat{e}_1\hat{e}_1 + X_2\hat{e}_2\hat{e}_2)\hat{k}_t^\perp = \sin^2\theta X_1 + \cos^2\theta X_2 \quad (3.14)$$

Dependiendo de si el modo es TM o TE, los elementos  $X_1$  y  $X_2$  de la matriz diagonal  $\bar{\bar{X}}'$  se calcula aplicando la ecuación (3.15). Cuando  $k_t$  está orientado hacia  $e_1$ , no hay acoplamiento entre los componentes de campo y no hay contribución de polarización cruzada en el tensor.

$$k_t = k \sqrt{1 + \eta_{TM}^2} \quad ; \quad k_t = k \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\eta_{TE}}\right)^2} \quad (3.15)$$

Además, teniendo en cuenta que  $|\bar{\bar{X}}| = |\bar{\bar{X}}'| = X_1 X_2$  la ecuación de dispersión (3.16) puede reescribirse como una ecuación cuadrática con el valor de impedancia de superficie normalizada ( $\eta$ ):

$$\det[\bar{\bar{X}} + \bar{\bar{X}}_0] = \eta^2 - \eta \left( \frac{X_1 X_2 - \Im X_{hh}^2}{\Im X_{hh}} \right) - \frac{X_{ee}}{X_{hh}} = 0 \quad (3.16)$$

### 3.5.1 Pixel circular

Para el caso del pixel circular, los parámetros con los que se han calculado los mapas de impedancias son:

- Tamaño celda ( $u$ )  $\rightarrow$  0.75mm
- Relación pixel-celda ( $p$ )  $\rightarrow$  0.5

Para este caso en concreto en el que se tiene un mapa de impedancias relacionado con píxeles isotrópicos, se puede observar en las figuras 3.29 y 3.31, que no dependen del ángulo de incidencia.

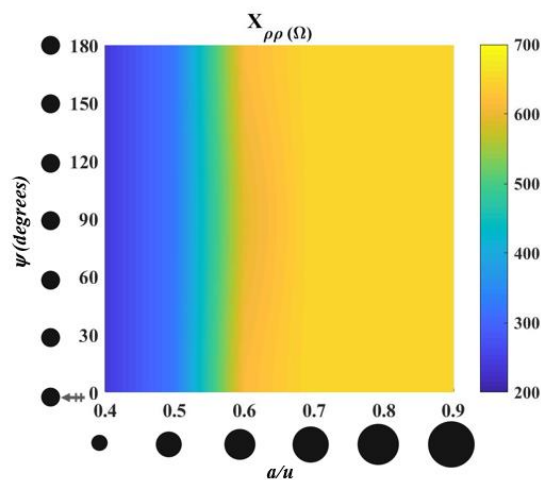


Fig. 3.29 Mapa de impedancias para el modo TM (circular).

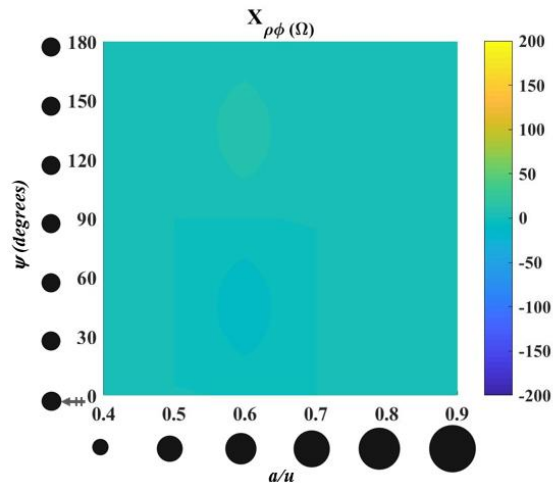


Fig. 3.30 Mapa de impedancias para el modo TM (circular).

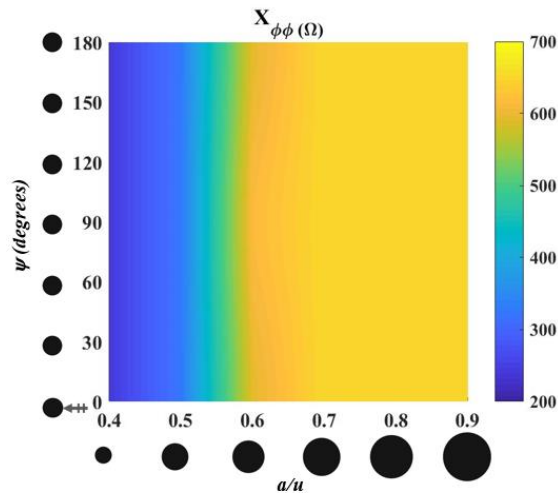


Fig. 3.31 Mapa de impedancias para el modo TM (circular).

### 3.5.2 Pixel circular ranura

Para el caso del pixel ranura, los parámetros con los que se han calculado los mapas de impedancias son:

- Tamaño celda ( $u$ )  $\rightarrow$  0.6mm
- Relación pixel-celda ( $p$ )  $\rightarrow$  0.85

Para este caso en concreto en el que se tiene un mapa de impedancias relacionado con píxeles anisotrópicos, se puede observar en las figuras 3.32 y 3.34, que dependen del ángulo de incidencia.

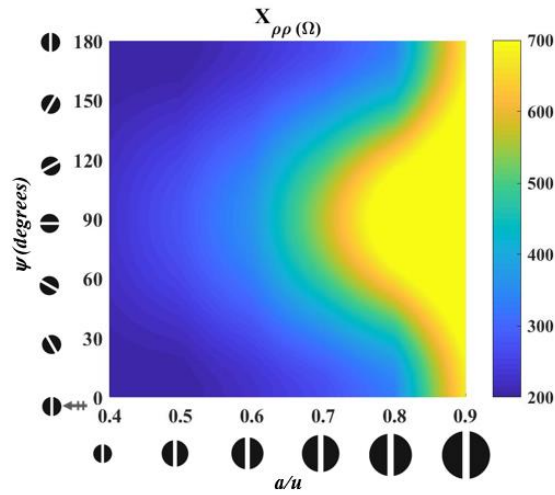


Fig. 3.32 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura).

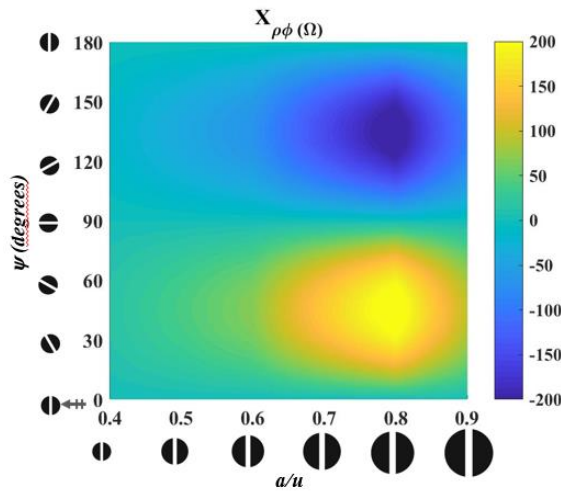


Fig. 3.33 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura).

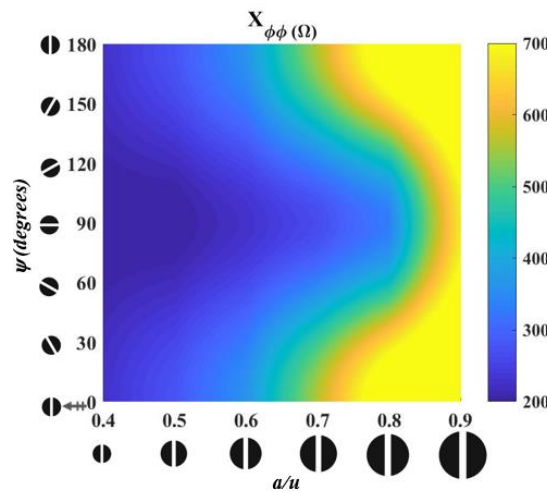


Fig. 3.34 Mapa de impedancias para el modo TM (ranura).



### 3.5.3 Pixel circular slot

Para el caso del pixel ranura, los parámetros con los que se han calculado los mapas de impedancias son:

- Tamaño celda ( $u$ )  $\rightarrow$  0.485mm
- Relación pixel-celda ( $p$ )  $\rightarrow$  0.85

Para este caso en concreto en el que se tiene un mapa de impedancias relacionado con píxeles anisotrópicos, se puede observar en las figuras 3.35 y 3.37, que dependen del ángulo de incidencia.

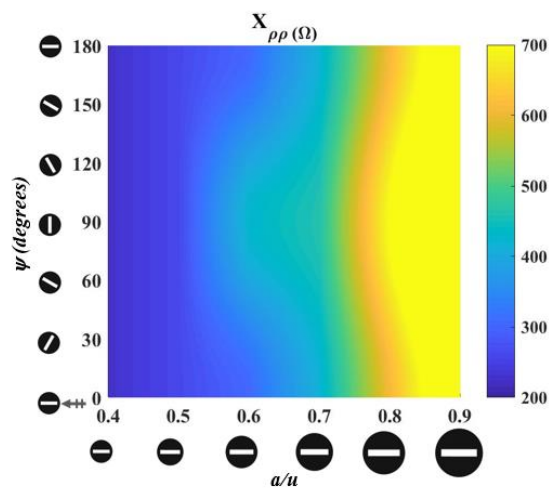


Fig. 3.35 Mapa de impedancias para el modo TM (slot).

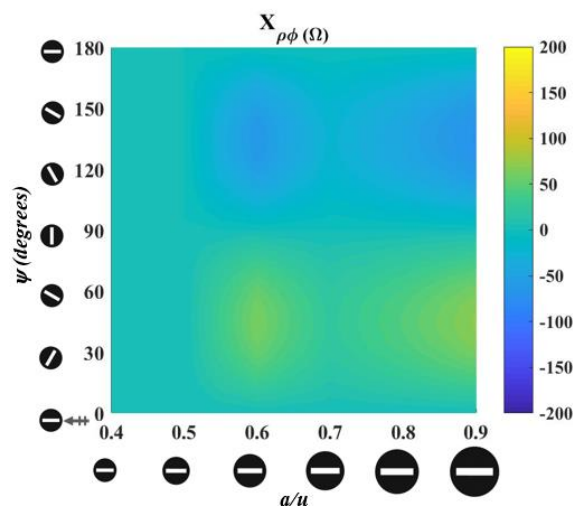


Fig. 3.36 Mapa de impedancias para el modo TM (slot).

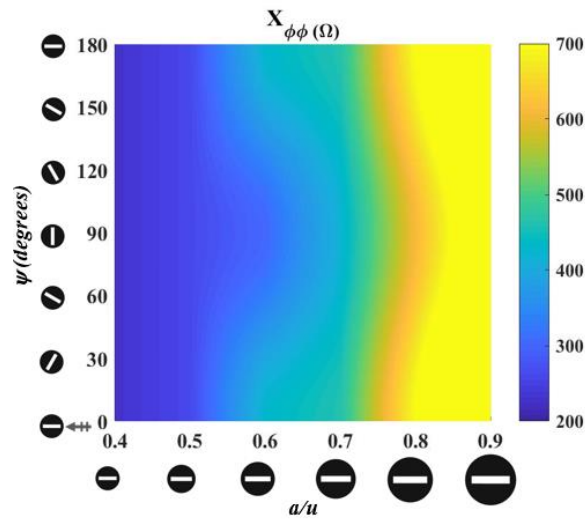


Fig. 3.37 Mapa de impedancias para el modo TM (slot).

Como se puede observar, en los tres tipos de disposición de píxeles se tiene el mismo rango de nivel de impedancia, pero se puede destacar como el píxel circular tiene un mapa de impedancias dependiente solo en el eje de abscisas, es decir, solo depende del tamaño del píxel y no de la rotación.

En cambio, en las disposiciones con ranuras en el píxel, depende tanto del tamaño como de la rotación de estos.

Una vez obtenidos los mapas de impedancias equivalentes, se pasa al planteamiento final de la antena a diseñar.

## 4. CAPITULO IV – DISEÑO FINAL DE ANTENA MTS

Una vez estudiados y caracterizados todos los aspectos necesarios para el diseño final de la antena, se comienza a plantear, tanto las características del pixel, como la disposición de dichos pixeles impresos sobre el sustrato para obtener una polarización adecuada al diseño.

En este caso se busca un diseño compuesto por pixeles isotrópicos (circulares) que consigan una polarización circular a izquierdas (LHCP).

Este método de implementación es uno de los más simples puesto que la modulación de la impedancia superficial vendrá dada por pixeles circulares cuyo único parámetro de diseño es la variación del tamaño del pixel.

Este diseño se realizará en dos etapas, la primera será el diseño, implementación y simulación de la antena de forma ideal, mientras que la segunda etapa, será la implementación de ese diseño ideal con los pixeles circulares reales correspondientes a cada una de las celdas de la antena.

### 4.1 ANTENA MTS IDEAL

El diseño de una antena con polarización circular compuesta por pixeles isotrópicos viene dado por la siguiente composición.

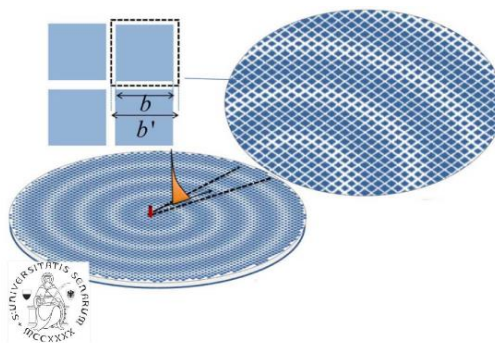


Fig. 4.1 Tipología antena MTS isotrópica (LHCP-RHCP) [1].

Como se puede observar en la figura anterior, la disposición de los pixeles dibuja una más que intuitiva espiral en la superficie del sustrato, en la que el azul más intenso corresponde a celdas con pixeles de mayor tamaño y el azul más claro representa las celdas correspondientes a los pixeles de menor tamaño.

De esta manera se obtiene una modulación de la impedancia superficial a lo largo de la longitud radial de la circunferencia que compone la antena ya que, obviamente, al tener cada celda diferentes tamaños de pixel tienen diferentes valores de impedancia.

Esta modulación de la impedancia conforme al eje radial se da de forma sinusoidal, correspondiendo los tamaños más grandes de pixel a los mayores valores de impedancia y los pixeles más pequeños corresponden a valores menores de esta.

Este tipo de antenas suelen estar compuestas por un grosor del dieléctrico de entorno a  $\lambda_0/22$ . Para este diseño se han tomado medidas bastante aproximadas:

$$h \simeq \frac{\lambda_0}{22} \rightarrow \text{Se ha tomado } h = 0.2\text{mm}$$

Para escoger la impedancia correspondiente a cada celda que compone la antena, se deben escoger los parámetros de diseño anteriormente citados como la longitud de onda en el vacío para la frecuencia ad trabajo, el número de onda, la longitud de la celda unitaria y el *phaseshift*.

Con estos valores, se determinan a continuación tanto la constante de fase, la longitud de onda de la onda superficial (SW), la velocidad de fase y el parámetro final que representa la impedancia media normalizada que tendrá el medio ( $\eta_{AVE}$ ).

$$\lambda_0 = 4 \times 10^{-3}(\text{m}) \rightarrow K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = 500\pi \text{ (rad/m)}$$

$$\beta = \frac{ph}{u} = \frac{\frac{\pi}{2}}{0.75 \times 10^{-3}(\text{m})} = 2094.4 \text{ (rad/m)} \rightarrow \beta = \frac{2\pi}{\lambda_{SW}} \rightarrow \lambda_{SW} = \frac{2\pi}{2094.4} \simeq 3 \times 10^{-3}(\text{m})$$

$$V_{ph} = \frac{2\pi * 7.5 \times 10^{10}(\text{Hz})}{2094.4(\text{m}^{-1})} \simeq 2.25 \times 10^8 \text{ (m/s)}$$

$$\eta_{AVE} = \sqrt{\left(\frac{\beta}{K_0}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{2094.4}{500\pi}\right)^2 - 1} = 0.8819$$

El parámetro fundamental de diseño para obtener un apuntamiento adecuado y que la *Leaky Wave* sea radiada de manera perpendicular al plano de la antena ( $\theta_{-1} = 0^\circ$ ) (Ec. 2.19), se obtiene al igualar la longitud de onda de la onda de superficie  $\lambda_{SW}$  con el periodo “d”.

Tras el cálculo teórico de los parámetros anteriores que ayudarán a obtener la antena ideal se obtiene, mediante un código del software Matlab con todos los parámetros anteriores cedidos por A.Tellechea, un índice de modulación adecuado y un determinado radio de antena medido en número de celdas, una primera matriz de datos con las impedancias y coordenadas adecuadas de cada celda perteneciente a la antena.

El primer diseño que se ha llevado a cabo en este caso tiene un radio de 30 celdas lo que se traduce, en longitudes de onda, en torno a  $11.25 \lambda_0$  de diámetro total. Además, se ha predeterminado un índice de modulación de 0.2, ya que permite tener un porcentaje de error relativamente bajo a la hora de la posterior implementación real (véase figura 4.2, 4.3 y 4.4).

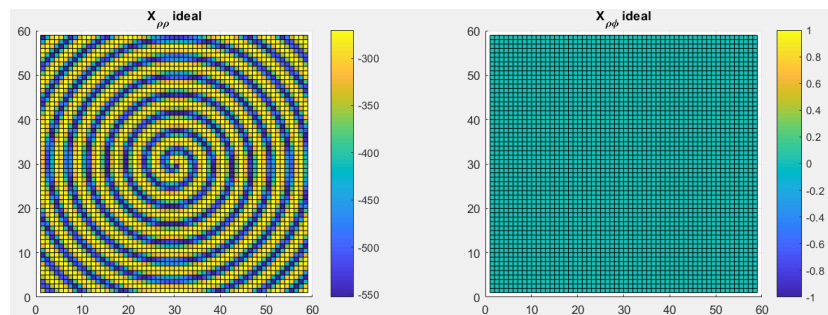


Fig. 4.2 Valores de impedancia de los pixeles ideales de la antena MTS con HFSS.

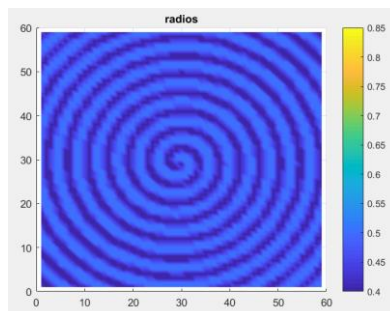


Fig. 4.3 Radio de los pixeles de la antena MTS con HFSS.

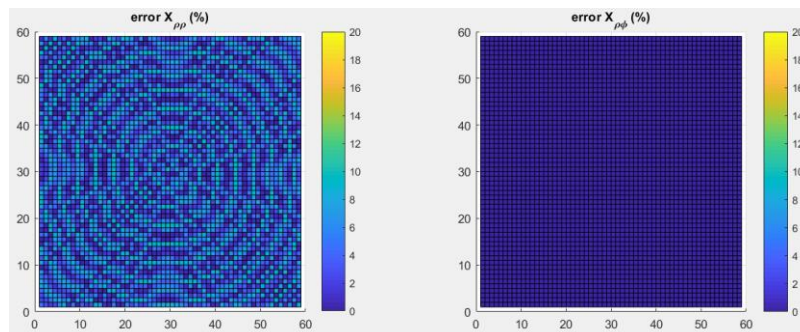


Fig. 4.4 Error de aproximación (impedancia ideal - impedancia real).

Una vez, obtenido este resultado con Matlab, mediante la ejecución de una “macro” y un archivo de extensión “.vbs” que contiene los valores anteriormente citados, el software ANSYS HFSS pinta los pixeles asignándoles un *boundarie* correspondiente al tipo *Perfect E*.

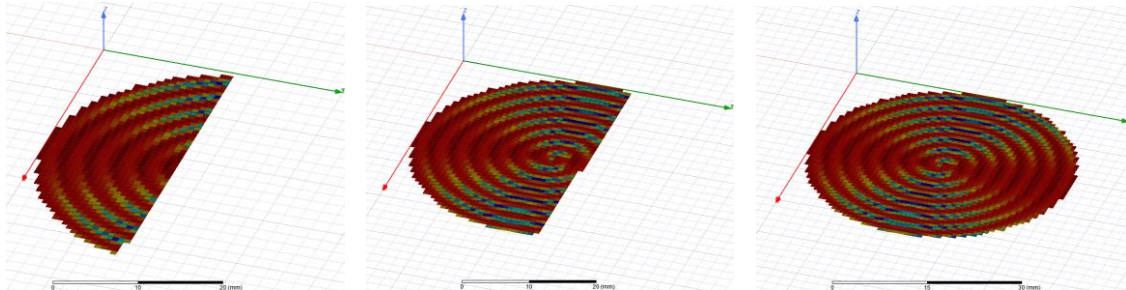


Fig. 4.5 Implementación pixeles ideales de la antena MTS con HFSS.

Tras finalizar la implementación de las celdas, esta se centra en el punto inicial de coordenadas y se termina el diseño añadiendo el dieléctrico (Silicio), plano de masa (*Perfect E*), conector coaxial (SMA) en el centro de la antena y finalmente, la caja de radiación en la que se medirán los parámetros de la antena determinando las características de esta.

Respecto a la caja de radiación que envuelve la antena, se le ha definido una altura (eje z) respecto al plano XY de 2 mm, ya que se corresponde con la mitad de la longitud de onda en el vacío a la frecuencia de 75 GHz, lo que lleva a poder confirmar que las medidas se realizarán en “campo lejano”.

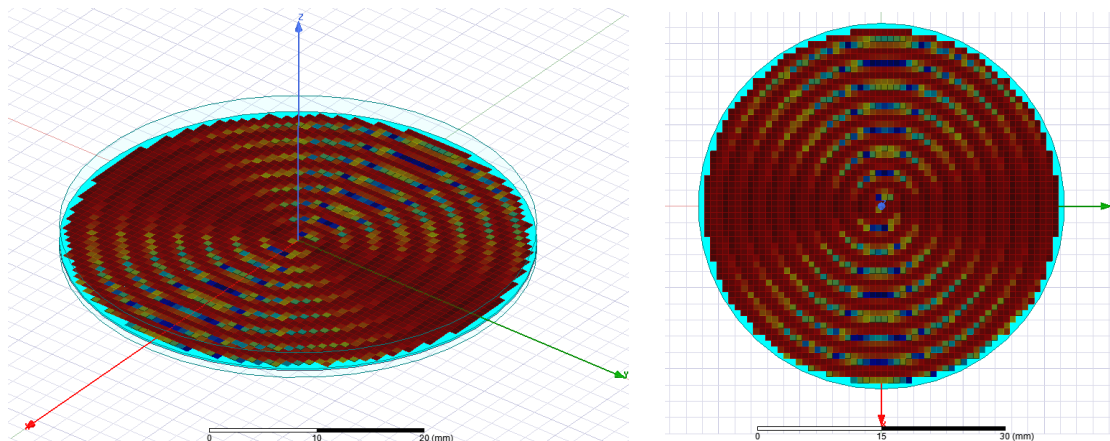


Fig. 4.6 Montaje final antena MTS ideal (HFSS).

Respecto al conector usado, se pueden distinguir las siguientes partes y materiales utilizados:

- Cubierta: es la parte exterior que recubre el resto del conector y se le atribuye como PEC (Perfect Electric Conductor).
- Dieléctrico: parte central del conector que se encuentra entre la cubierta y el pin central, esta parte se compone de teflón.
- Pin: corresponde a la parte más interna del conector (núcleo), por esta parte central se transmite el campo hacia la antena. El material conductor del pin, en este caso, es oro.
- Tapa: esta parte del conector se introduce en el diseño para hacer funcional el conector, ya que, la cara superior de dicha tapa se configurará como *WavePort*.

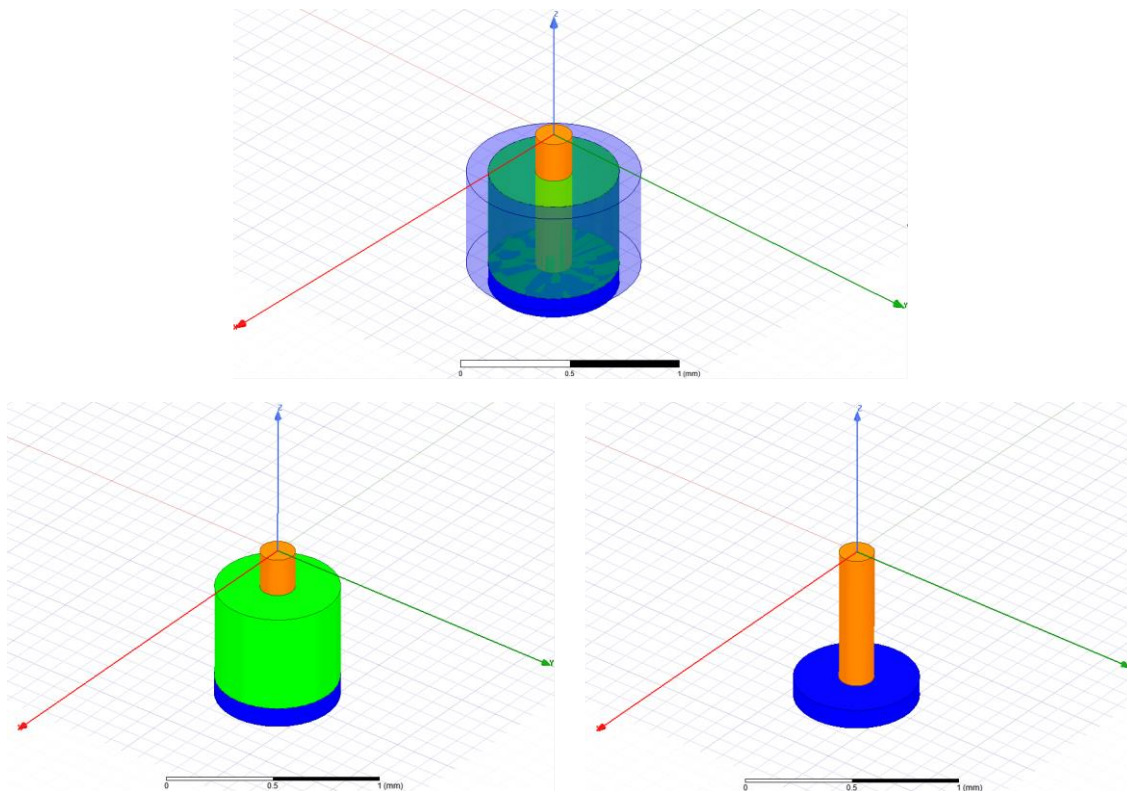


Fig. 4.7 Conector SMA antena MTS ideal, cubierta (Morado), Teflón (verde), pin (naranja), tapa (azul).

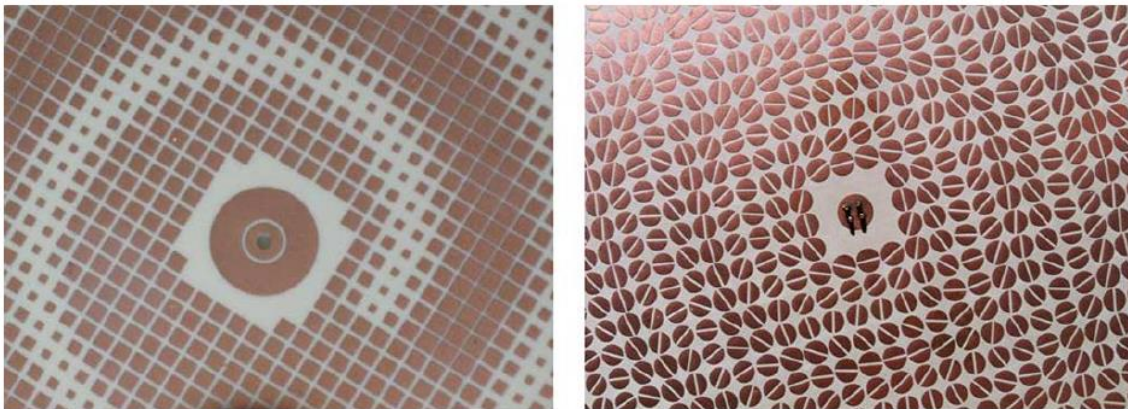
Este conector SMA se ha añadido de manera inicial para poder obtener parámetros de simulación como la directividad o la relación axial ya que se busca un diseño con polarización circular.

Sus dimensiones son las siguientes:

- Pin → Diámetro (0.169 mm).
- Dieléctrico → Diámetro (0.6 mm).

Cabe destacar que la frecuencia de trabajo esperada por el diseño (75 GHz), no se encuentra dentro del rango de funcionamiento del conector SMA lo que llevará a la posterior implementación de un conector que cumpla con las especificaciones del diseño.

Este tipo de antenas pueden tener ciertos problemas a la hora de acoplar el campo saliente del conector, por esta razón, se suelen eliminar ciertos pixeles centrales próximos al conector (ver figura 4.8).



*Fig. 4.8 Ejemplo eliminación pixeles centrales en antenas MTS [2].*

Por consiguiente, se ha realizado un estudio de los parámetros fundamentales de la antena MTS ideal (directividad y relación axial) para determinar en cuál de los siguientes casos se optimizan dichos parámetros.

Este análisis se ha llevado a cabo con un segundo diseño correspondiente a los valores del primer diseño, pero con un valor de impedancia medio más elevado y un índice de modulación de 0.5.

- Antena ideal sin eliminación de pixeles.

A la hora de interpretar los datos de simulación que se tendrán a continuación, cabe destacar que se considera una antena polarizada circularmente en los casos en los que la relación axial no supere los 3 dB. Además, teniendo en cuenta que este diseño es ideal y que al implementarlo de forma real los parámetros no serán tan buenos, se debe dejar menor margen.



En este caso, tras una simulación completa, se obtiene una frecuencia óptima de funcionamiento de 75.5 GHz (Fig. 4.9)., la cual refleja los siguientes resultados. (véase figuras 4.10 y 4.11).

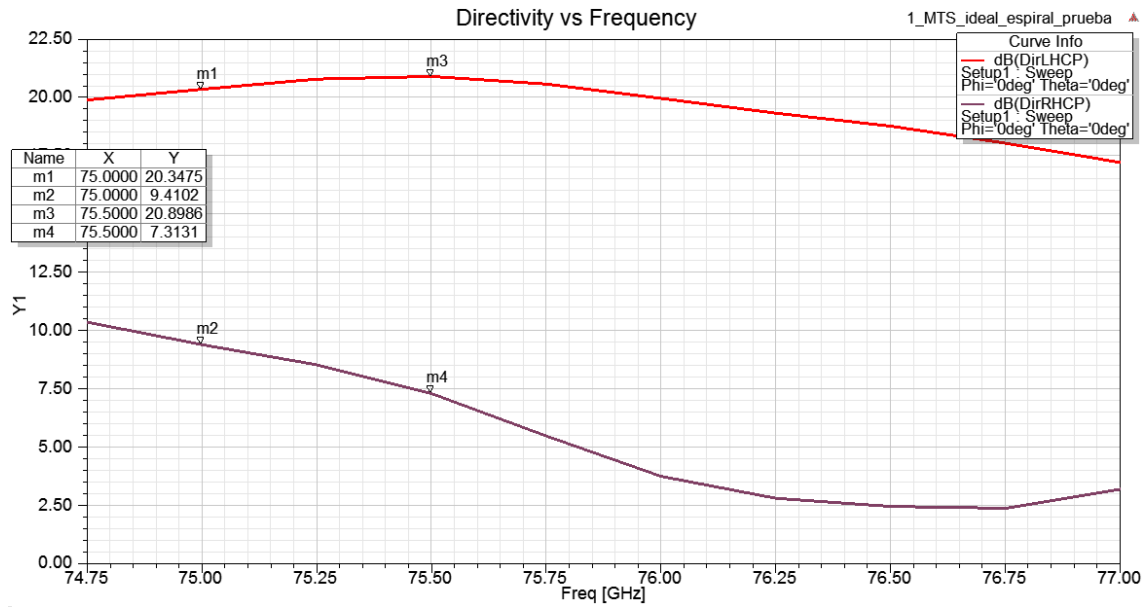


Fig. 4.9 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.

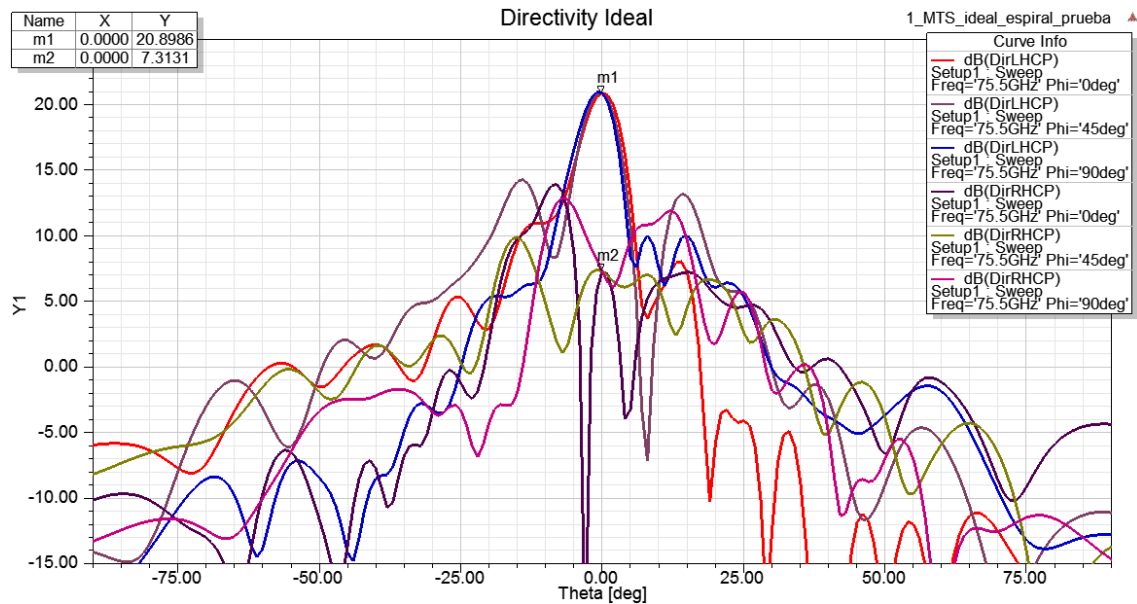


Fig. 4.10 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75.5 GHz).

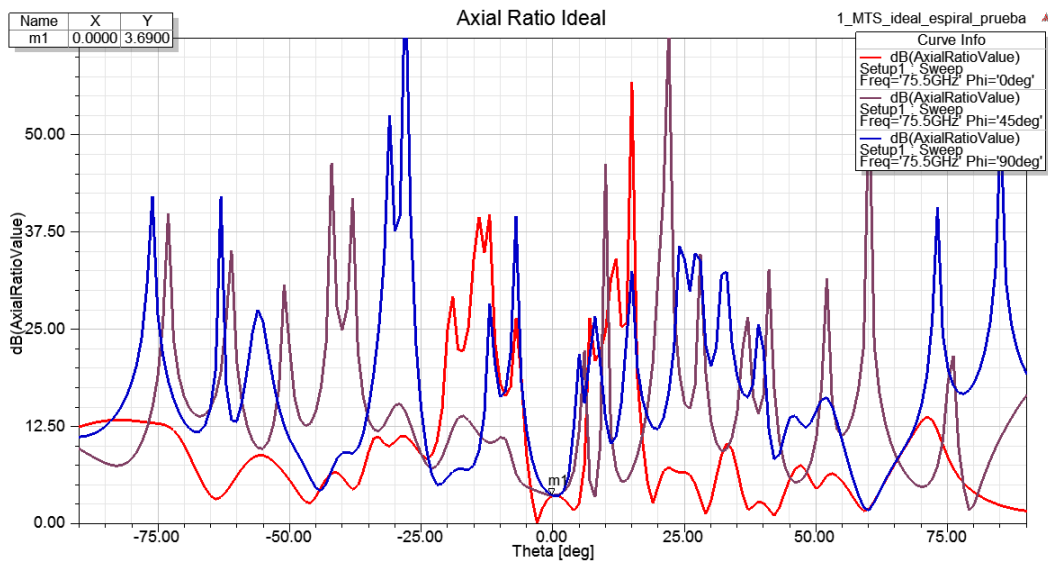


Fig. 4.11 Relación axial para tres valores de Phi (75.5 GHz).

Se obtienen unos valores de directividad y relación axial inadecuados ya que, este último parámetro tiene un valor de 3.69 dB, por lo que supera los valores definidos como aceptables para una polarización circular.

Respecto al funcionamiento del conector utilizado (SMA), se puede obtener el parámetro S11 con el fin de ver si se adapta a las características del diseño (véase figura 4.12).

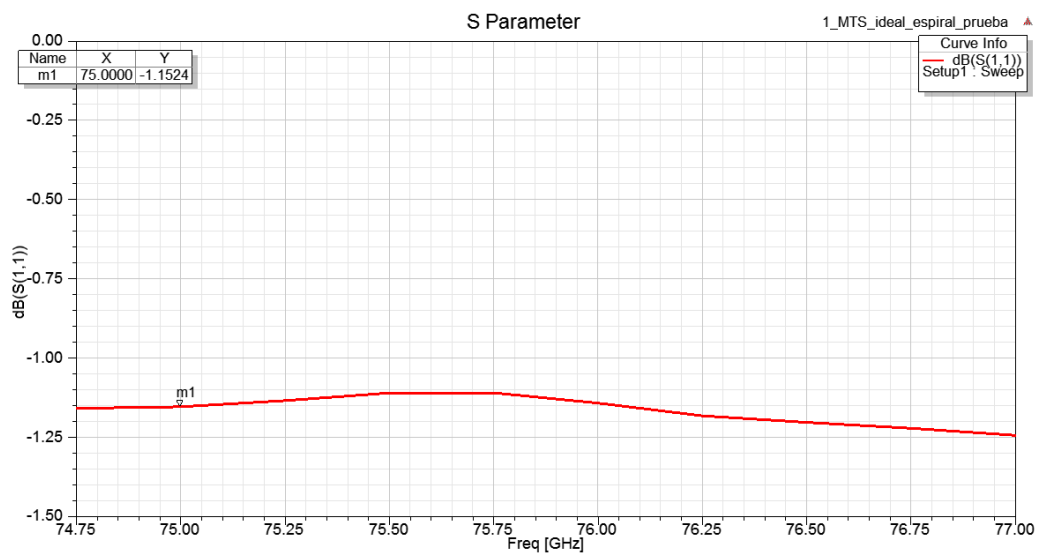


Fig. 4.12 Parámetro S11 antena MTS ideal.

Tras observar la gráfica se llega a la conclusión de que se refleja prácticamente toda la señal procedente del conector, por lo que, más adelante se intentará resolver el problema con un cambio de conector.

El problema es que los píxeles adyacentes al conector repercuten en la transición del campo desde dicho conector hacia la superficie de la antena. Por lo tanto, se traslada el diseño al siguiente caso.

- Antena ideal con eliminación de cuatro píxeles centrales.

En este caso se eliminan los cuatro píxeles más cercanos al conector y se vuelve a realizar la misma simulación, con el fin de obtener mejoras en la relación axial de la antena. Se puede observar en la figura (4.13) como la frecuencia óptima de funcionamiento de esta nueva antena es de 75.2 GHz.

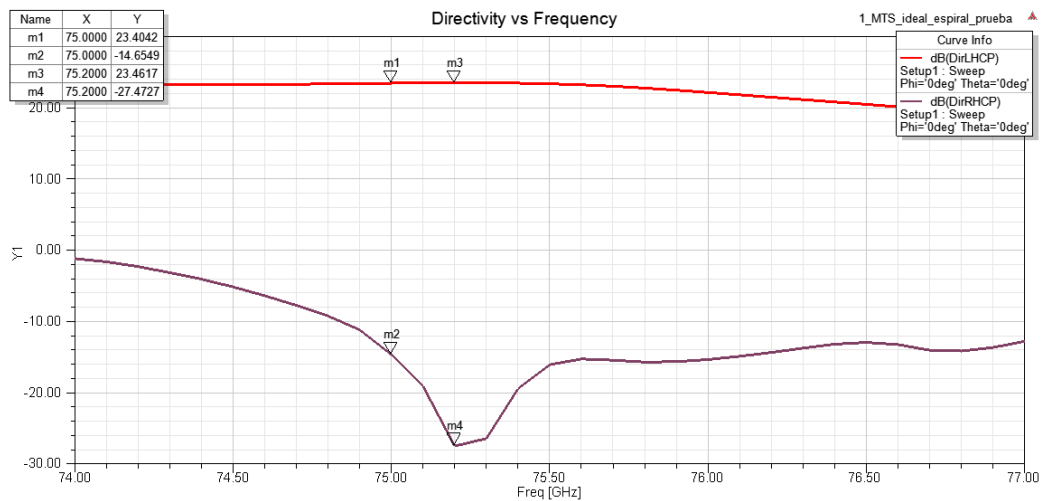


Fig. 4.13 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.

Los resultados obtenidos tras las simulaciones en este caso mejoran los obtenidos anteriormente por el diseño sin la eliminación de píxeles (ver figuras 4.14 y 4.15).

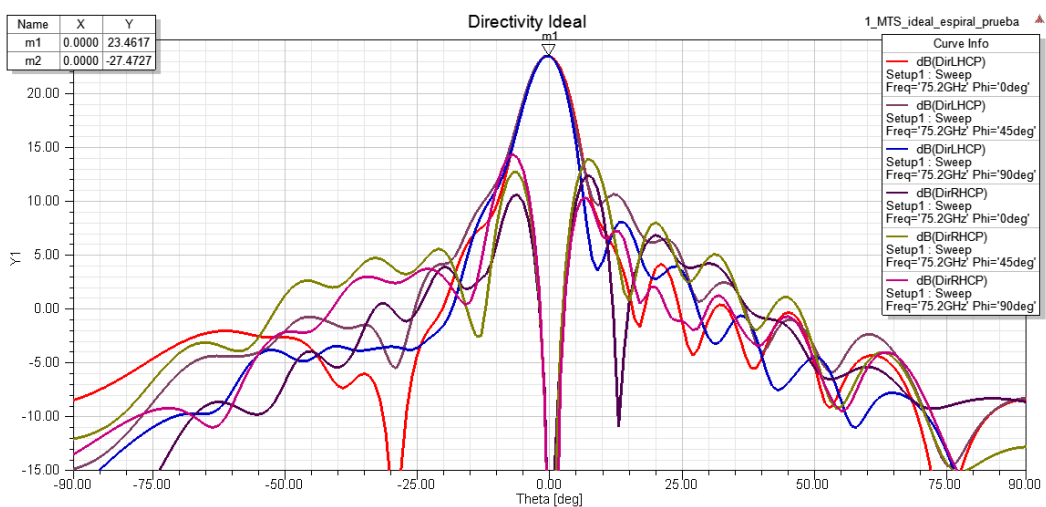


Fig. 4.14 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75.2 GHz).

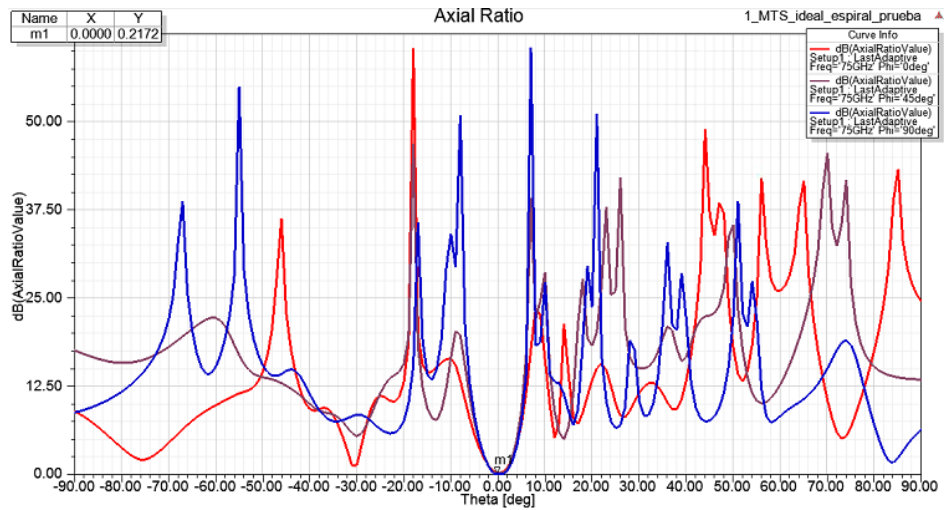


Fig. 4.15 Relación axial para tres valores de Phi (75.2 GHz).

Obteniendo un valor de directividad de 23.46 dB y una relación axial de 1 dB dentro del valor exigido, se obtiene un buen candidato para el diseño final. Por esta razón se observa a continuación estos dos parámetros para el ancho de haz completo de la antena.

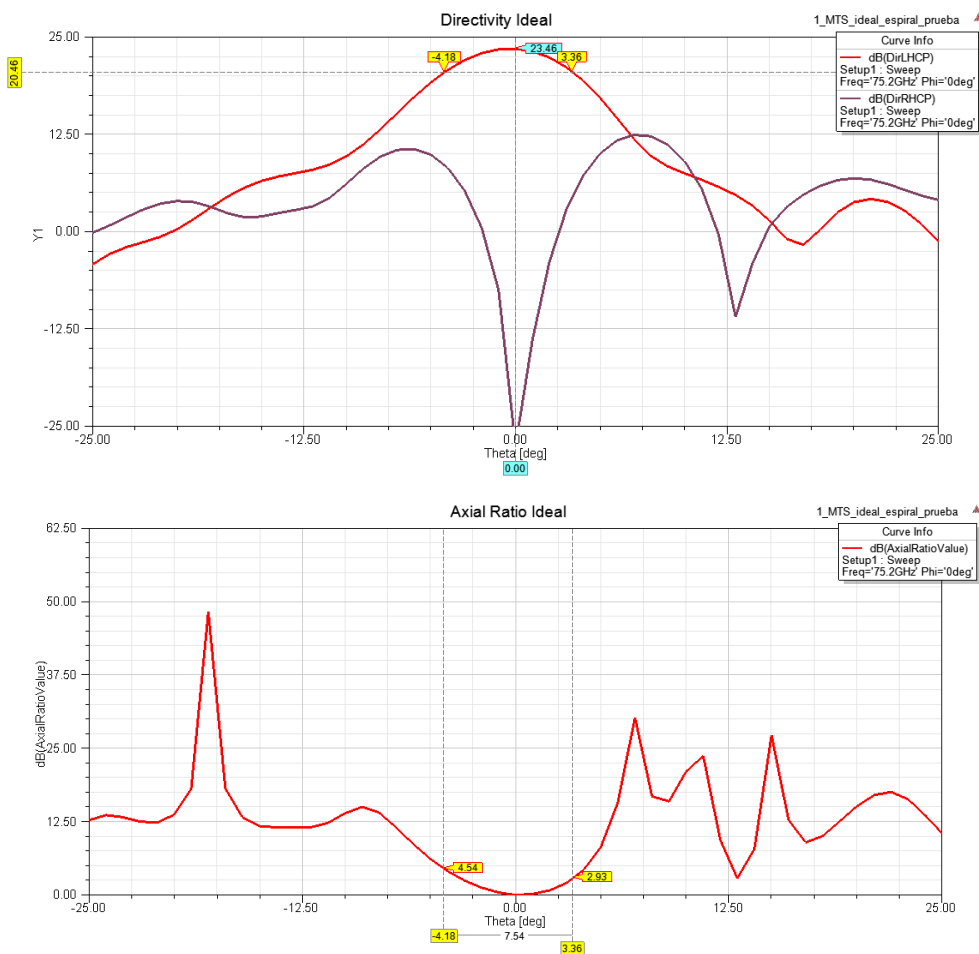


Fig. 4.16 Directividad LHCP y RHCP y relación axial para caso límite de Theta (75.2 GHz).

En este caso se ve un funcionamiento para valores de Theta no nulos inadecuado al diseño, por lo que la antena no obtendrá una polarización circular en todos su de haz. Aun así, se da una gran mejora respecto al primer diseño.

Tras la mejora en este caso, se continúa eliminando pixeles con el fin de continuar con la mejora de prestaciones. Por lo que se llega al último caso de diseño ideal.

- Antena ideal con eliminación de doce pixeles centrales.

Para este caso, la frecuencia óptima de funcionamiento se corresponde con la de diseño (75 GHz) y se obtiene una pequeña pérdida respecto al anterior diseño en cuanto a la relación axial, esto no es debido a la pérdida de directividad de la LHCP sino de que los valores de directividad en el caso de la RHCP han aumentado en torno a 25 dB, lo que repercute directamente en la relación axial. Esto se puede observar en las figuras siguientes.

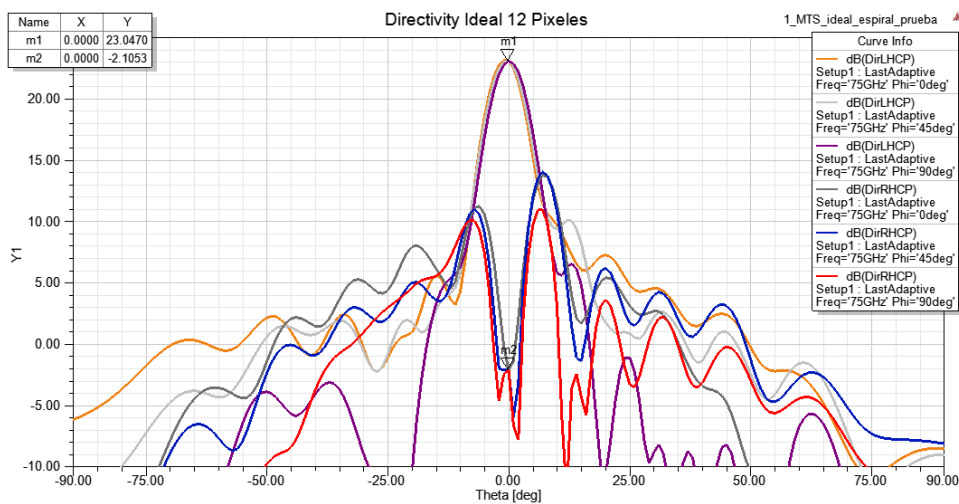


Fig. 4.17 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75 GHz).

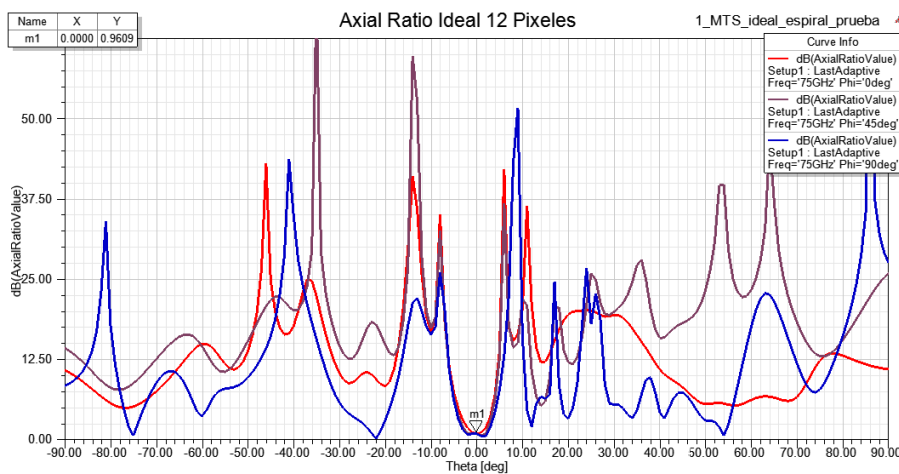


Fig. 4.18 Relación axial para tres valores de Phi (75 GHz).

Tras la comparación de estos tres casos, se llega a una conclusión. La antena MTS ideal que optimiza estos parámetros se corresponde a la antena con la eliminación de cuatro píxeles centrales.

También los resultados tras la eliminación de doce píxeles centrales son más que aceptables, pero, se ha escogido de entre los tres casos, el óptimo, ya que los parámetros a la hora de implementar la antena real no serán tan buenos. Es más que probable que si se continúa eliminando píxeles adyacentes, ya no contribuya positivamente al acoplamiento del campo a la superficie de la antena.

Además, tras corroborar que los resultados ideales con esta disposición son, en cuanto a diseño, aceptables, se pasará a la implementación de la antena MTS real.

## 4.2 ANTENA MTS REAL

### 4.2.1 Primer diseño de antena MTS

Este primer diseño se corresponde con una radio de antena de 30 celdas, con una modulación de 0.2. La implementación de esta antena se realizará de forma similar que la ideal, ya que, mediante un código de Matlab, de nuevo, cedidos por A. Tellechea, se obtendrá los archivos necesarios para pintar con ANSYS HFSS la disposición final de los píxeles.

Cabe destacar que la forma de esta implementación difiere un poco de la realizada para el modelo ideal. Esta implementación, mediante una búsqueda en el mapa de impedancias correspondiente a las figuras 3.29 y 3.31, sustituye la celda ideal con un valor determinado de impedancia por un píxel circular entre los posibles a implementar cuyo tamaño (radio) corresponda, al valor de impedancia más próximo al asignado idealmente. Por lo tanto, el software ANSYS HFSS, dibuja los píxeles de la misma forma que se ilustra en la figura 4.5.

Una vez dibujado el array de píxeles, al igual que en el caso ideal, se añade al diseño el dieléctrico, el plano de tierra, el conector SMA y la caja de radiación obteniendo así el aspecto final de la antena (ver figura 4.19).

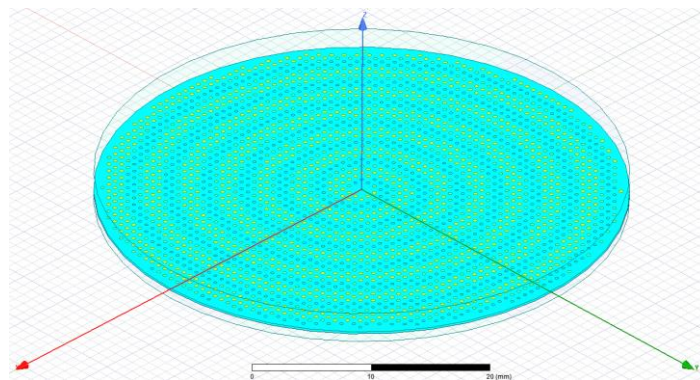


Fig. 4.19 Antena MTS con 30 celdas de radio, modulación 0.2 (HFSS).

En la figura 4.20 se puede apreciar la disposición de los pixeles impresos sobre el sustrato describiendo una espiral. Esta es la forma teórica que debe tener este tipo de antena.

Además, se observa que el periodo “ $d$ ” que corresponde con la distancia en el eje radial entre dos pixeles de tamaño máximo o entre dos pixeles de tamaño mínimo, que en este caso es de cuatro pixeles, es igual a la longitud de onda de la onda superficial, lo que llevará a una radiación de la onda de escape (*Leaky Wave*) en la dirección ( $z$ ) perpendicular al plano de la antena.

$$\lambda_{SW} = 3 \times 10^{-3} (m) \quad ; \quad d = 4 \times 0.75 \times 10^{-3} (m) = 3 \times 10^{-3} (m) \quad \rightarrow \quad d = \lambda_{SW}$$

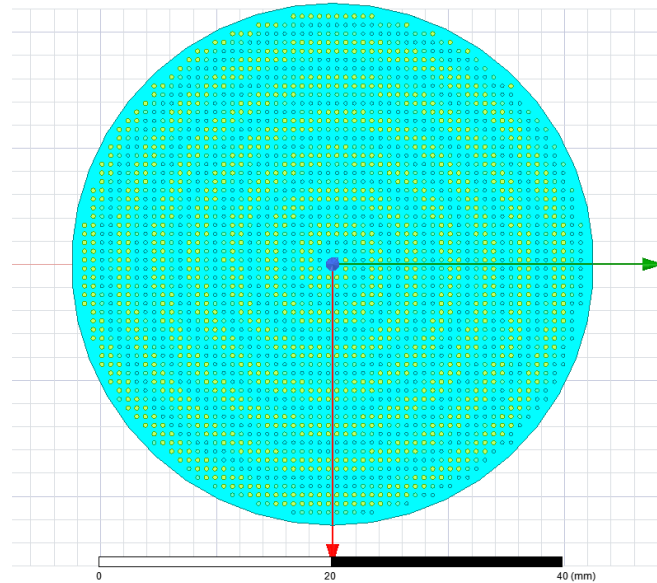


Fig. 4.20 Plano XY antena MTS con modulación 0.2 (HFSS).

Volviendo a los resultados obtenidos de forma ideal, se lleva a cabo la modificación de los pixeles adyacentes al conector. Como ya se ha concluido con anterioridad, la disposición ideal teórica de los pixeles centrales de la antena conllevaba la eliminación de los cuatro pixeles más cercanos al conector, por lo que, en esta implementación real, se prescinde de ellos obteniendo el resultado de la figura 4.21.

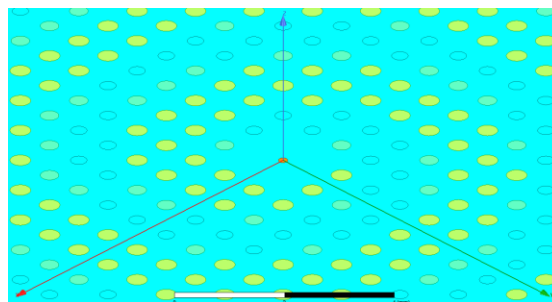


Fig. 4.21 Centro antena MTS final con modulación 0.2 (HFSS).

Teniendo la disposición final de la antena, se simula un barrido en un rango de frecuencias entorno a la frecuencia teórica de trabajo. Así se pueden observar los parámetros fundamentales a diferentes frecuencias y poder determinar la frecuencia óptima a la que trabaja la antena.

Los resultados tras las simulaciones indican un óptimo funcionamiento a la frecuencia de 77 GHz como se puede comprobar en la figura (4.22).

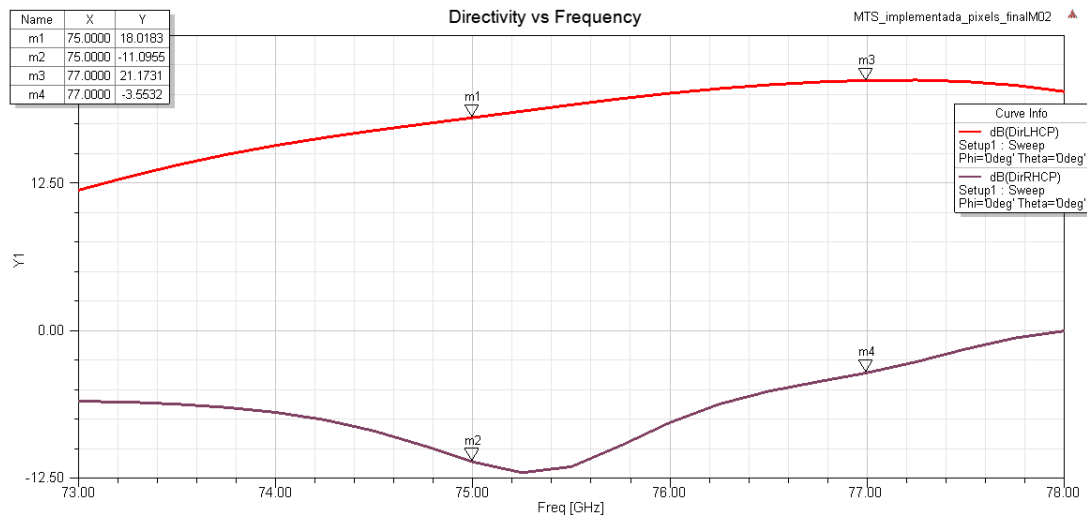


Fig. 4.22 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.

Como se puede ver en la gráfica anterior, en la frecuencia óptima se obtiene un valor de directividad de 21.17 dB. Este valor es aceptable, pero mejorable, por lo que más adelante se intentará optimizar variando el diseño.

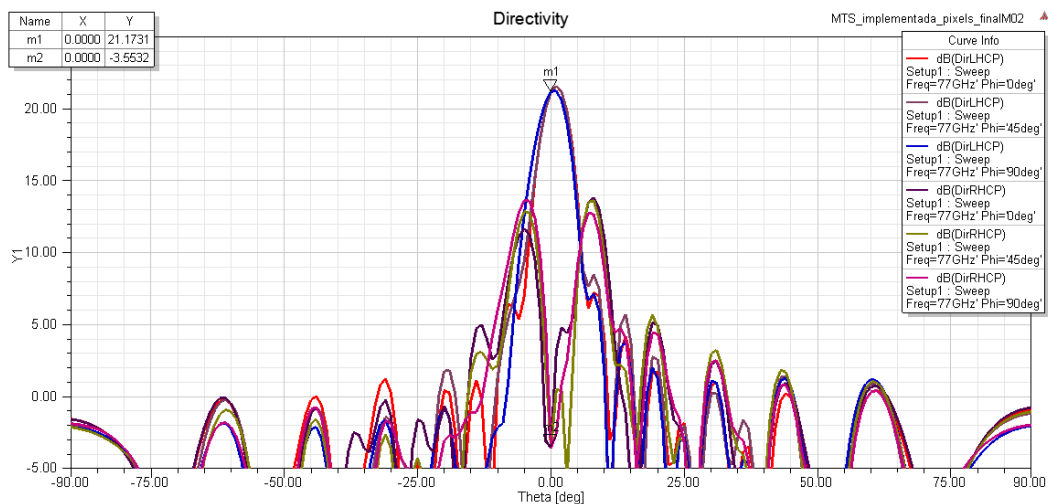


Fig. 4.23 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (77 GHz).

También cabe destacar que, no solo el valor de directividad es aceptable, sino que el lóbulo está bien definido (véase figura 4.23).



Respecto a la relación axial se puede concretar que está dentro de los límites de los 3 dB, y que, por lo tanto, se obtendrá una polarización circular del campo, en este caso (LHCP). Esto se puede observar a continuación.

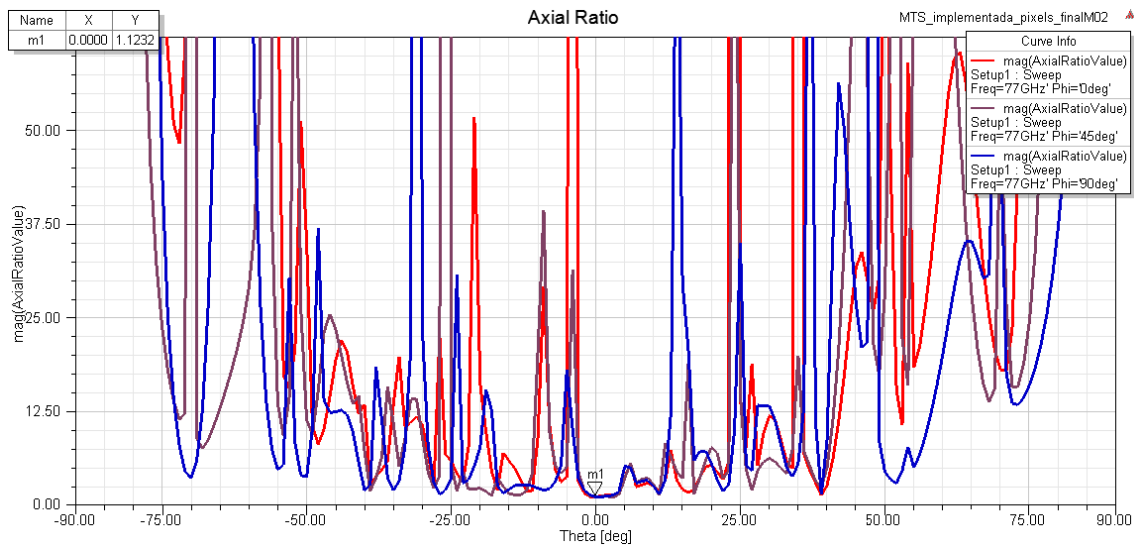


Fig. 4.24 Relación axial para tres valores de Phi (77 GHz).

En cambio, hasta ahora se ha realizado una visión de los resultados para el valor de Theta nulo, lo que está bien para analizar la antena global. En cambio, esta antena tendrá un ancho de haz de funcionamiento comprendido entre los valores de directividad máxima menos 3dB, lo que nos lleva a analizar y corroborar el buen funcionamiento de la antena en ese rango de funcionamiento. Esto se puede observar en la figura siguiente.

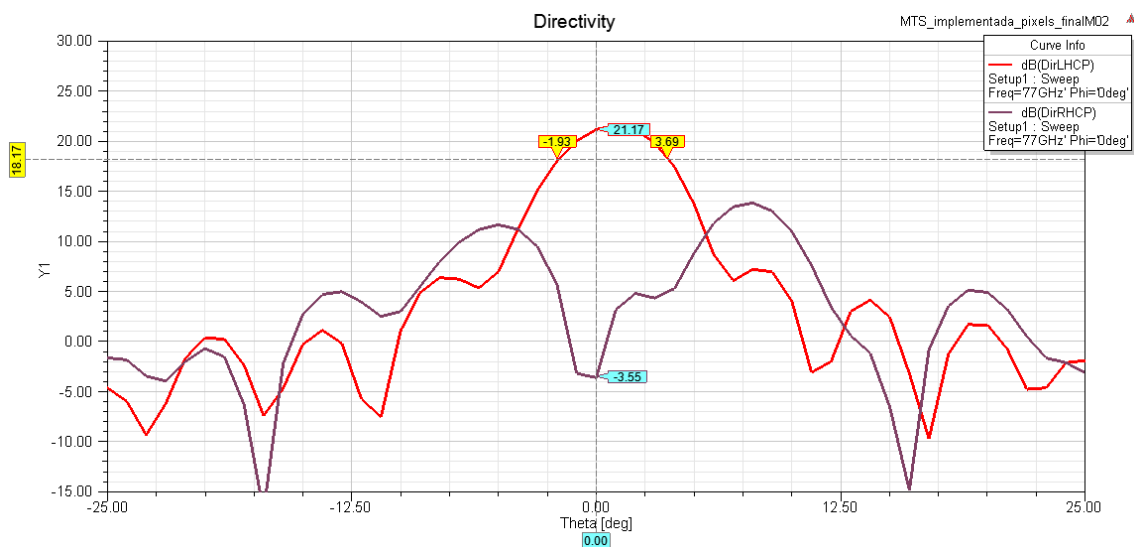


Fig. 4.25 Directividad LHCP y RHCP en el caso límite de Theta (77 GHz).

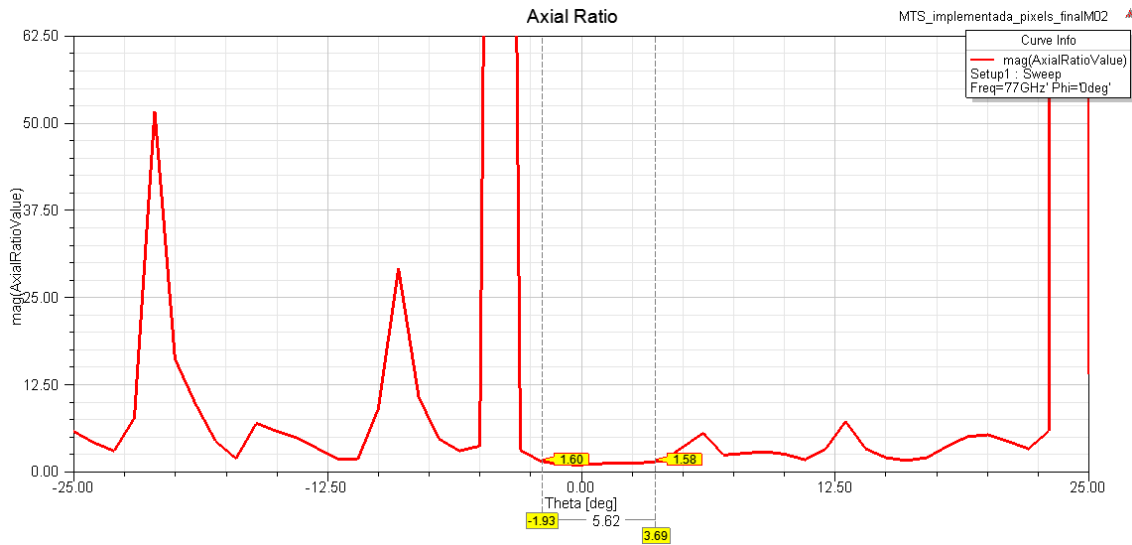


Fig. 4.26 Relación axial en el caso límite de Theta (77 GHz).

Como se ha podido observar, en el peor caso, se obtiene una relación axial de 1.6 dB, lo que cumple con bastante margen y se obtendrá un buen funcionamiento de la antena.

A continuación, se puede ver que, debido a la desadaptación entre el conector y la antena, se obtiene un parámetro S11 en el que prácticamente toda la potencia que llega del conector es reflejada.

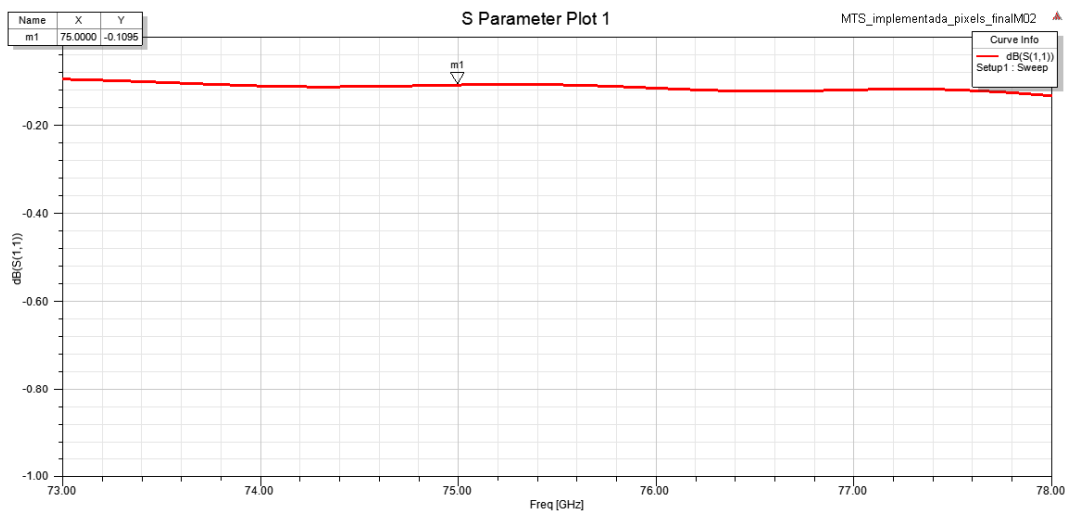


Fig. 4.27 Parámetro S11 antena MTS.

Como se ha visto para este diseño en particular, el valor de directividad es adecuado, pero mejorable, por lo que se pueden presentar dos nuevas opciones de diseño con el fin de mejorar este parámetro.

La primera opción de diseño es aumentar el radio de la antena, ya que uno de los posibles problemas sea que, debido a su escasa modulación, el campo necesite mayor superficie para ser radiado. La segunda opción de diseño es aumentar el índice de modulación lo que permite, para un mismo tamaño de antena, una mayor radiación. A continuación, se llevarán a cabo las dos implementaciones con el fin de corroborar lo dicho anteriormente.

#### 4.2.2 Diseño de antena MTS con mayor radio

Para este caso se ha desarrollado una antena con los mismos parámetros que la antena diseñada anteriormente a excepción de su radio, ya que se ha pasado de un radio de 30 celdas a uno de 40. Con este nuevo diseño se ha mejorado la directividad de la antena con una relación axial contenida (véase figuras 4.28 y 4.29).

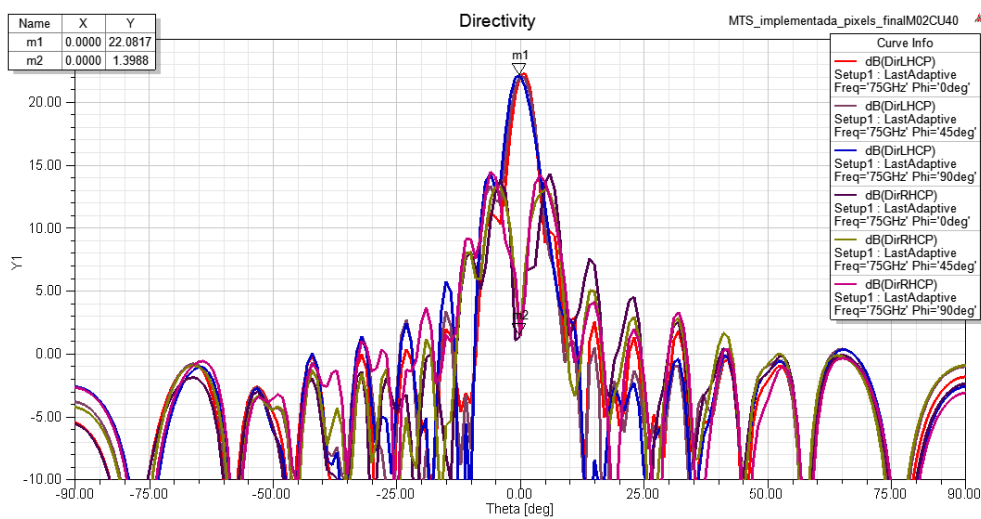


Fig. 4.28 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (75 GHz).

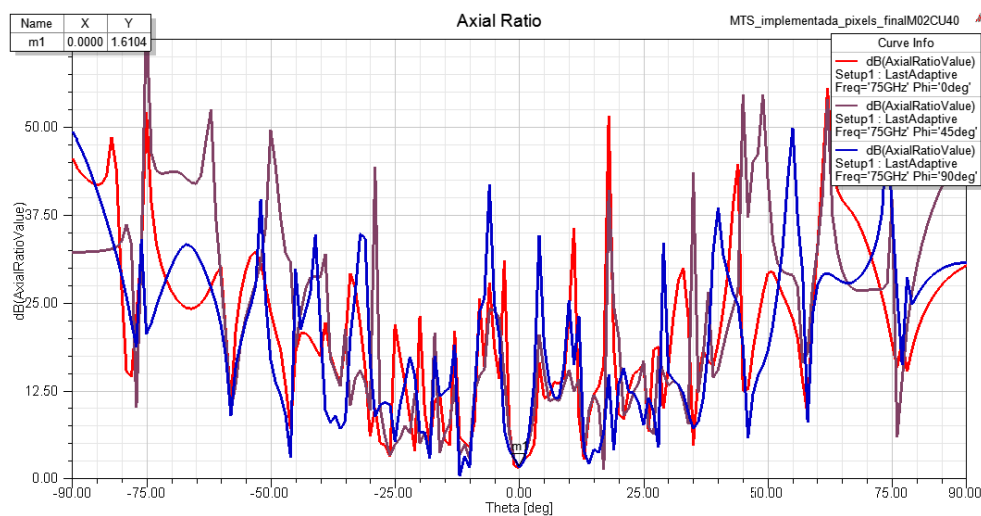


Fig. 4.29 Relación axial para tres valores de Phi (75 GHz).

Debido al tamaño y complejidad del array de pixeles de este nuevo diseño, el software ANSYS HFSS no ha sido capaz de realizar un barrido en frecuencia para ver exactamente el valor óptimo de frecuencia de trabajo, por lo que se ha llevado a cabo un análisis a la frecuencia teórica de diseño.

Aun siendo probable que esta frecuencia de 75 GHz no sea su frecuencia óptima de funcionamiento, se han mejorado los resultados de directividad de la antena para Theta nulo. También se han obtenido los resultados para diferentes ángulos de Theta obteniendo los resultados siguientes.

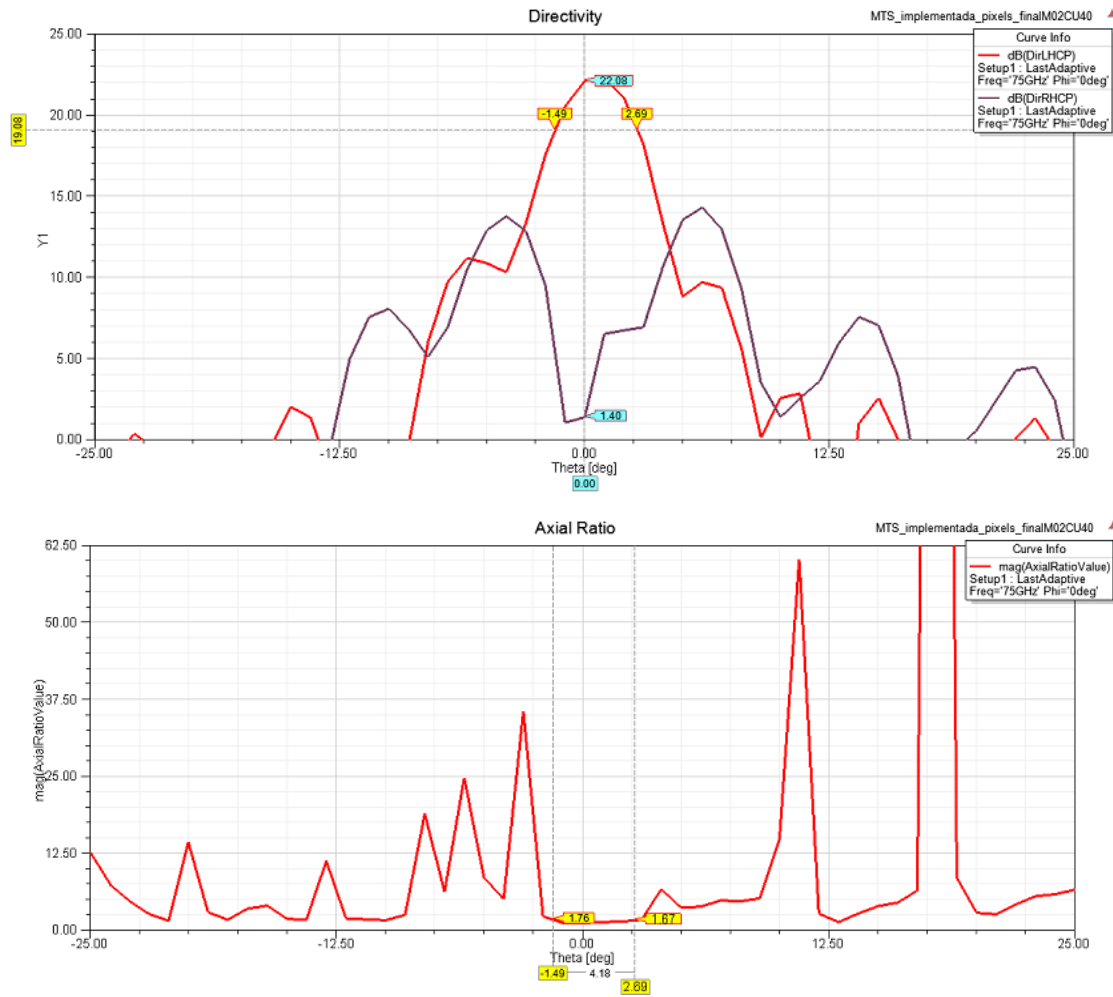


Fig. 4.30 Directividad LHCP-RHCP y relación axial para el peor caso de Theta (75 GHz).

Se puede llegar a la conclusión de que, para todo el rango de apuntamiento, se obtienen unos valores correctos de funcionamiento.

### 4.2.3 Diseño de antena MTS con mayor modulación

Se lleva a cabo el nuevo diseño con un valor de impedancia media algo superior a la teórica ( $\eta_{AVE} = 1.2$ ) y un índice de modulación superior al utilizado anteriormente (0.5), lo que llevará a abarcar un rango de pixeles superior a la hora de implementar la antena (ver figura 4.31).

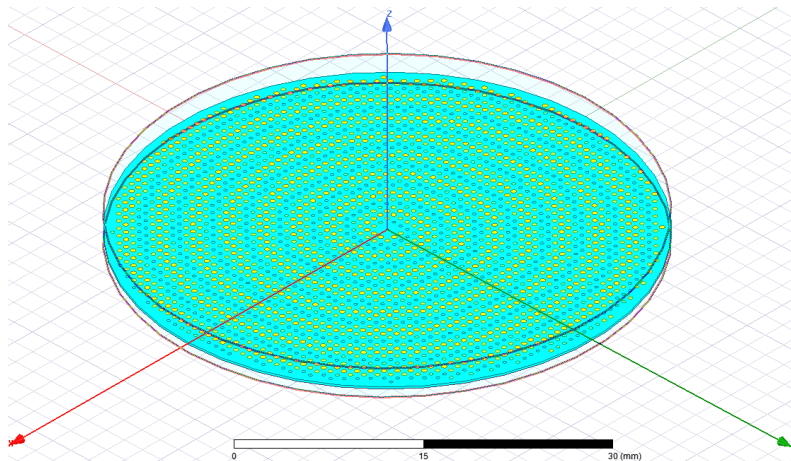


Fig. 4.31 Antena MTS con 30 celdas de radio, modulación 0.5 (HFSS).

Volviendo a los resultados obtenidos de forma ideal, se lleva a cabo la modificación de los pixeles adyacentes al conector. Como ya se ha concluido con anterioridad, la disposición ideal teórica de los pixeles centrales de la antena conllevaba la eliminación de los cuatro pixeles más cercanos al conector, por lo que, en esta implementación real, se prescinde de ellos obteniendo el resultado de la figura 4.32.

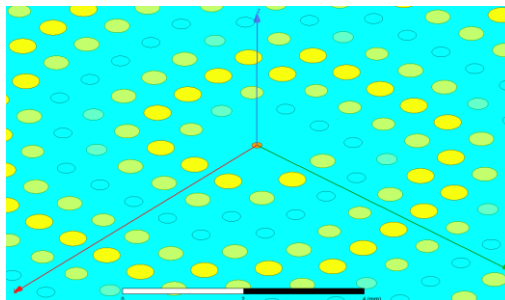


Fig. 4.32 Centro antena MTS final con modulación 0.5 (HFSS).

Teniendo la disposición final de la antena, se simula un barrido en un rango de frecuencias entorno a la frecuencia teórica de trabajo. Así se pueden observar los parámetros fundamentales a diferentes frecuencias y poder determinar la frecuencia óptima a la que trabaja la antena.

Los resultados tras las simulaciones indican un óptimo funcionamiento a la frecuencia de 76.6 GHz como se puede comprobar en la figura (4.33).

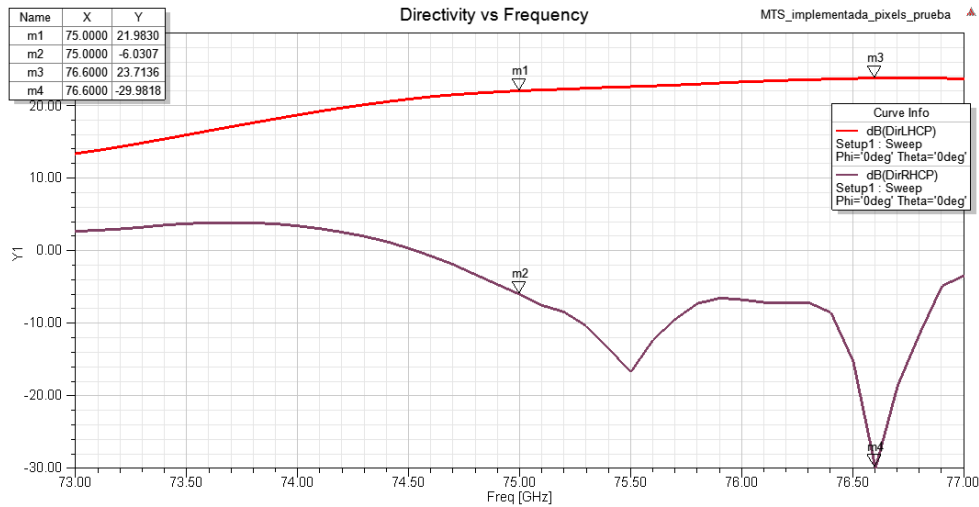


Fig. 4.33 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.

Como se puede ver en la gráfica anterior, en la frecuencia óptima se obtiene un valor de directividad de 23.71 dB, lo que mejora la directividad de los diseños anteriores.

Además, se puede observar en la figura siguiente como el diagrama de radiación es muy simétrico y tiene un lóbulo muy bien definido.

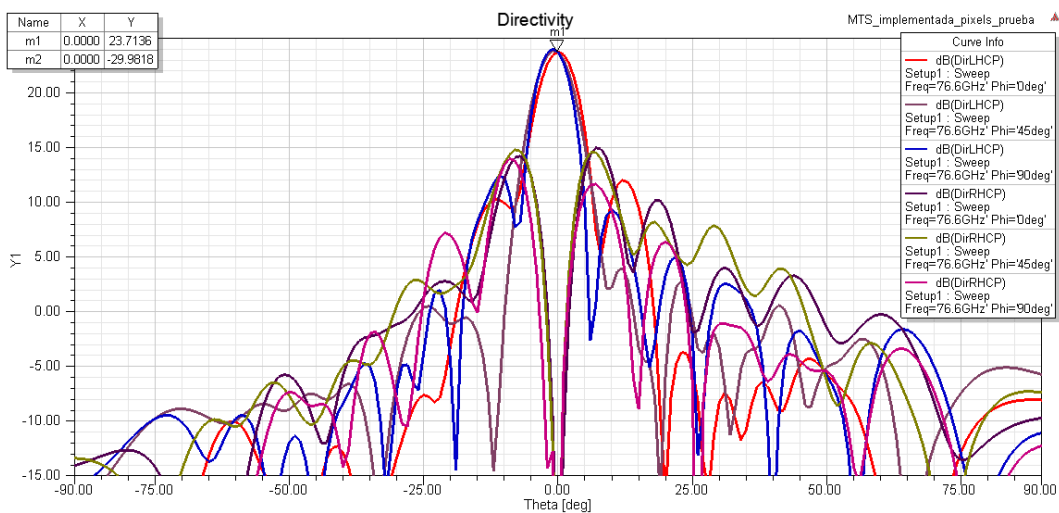


Fig. 4.34 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (76.6 GHz).

Respecto a la relación axial se puede concretar que está dentro de los límites de los 3 dB, incluso el valor está por debajo de 0.1 dB, lo que conlleva una polarización circular casi perfecta. Esto se puede observar a continuación.

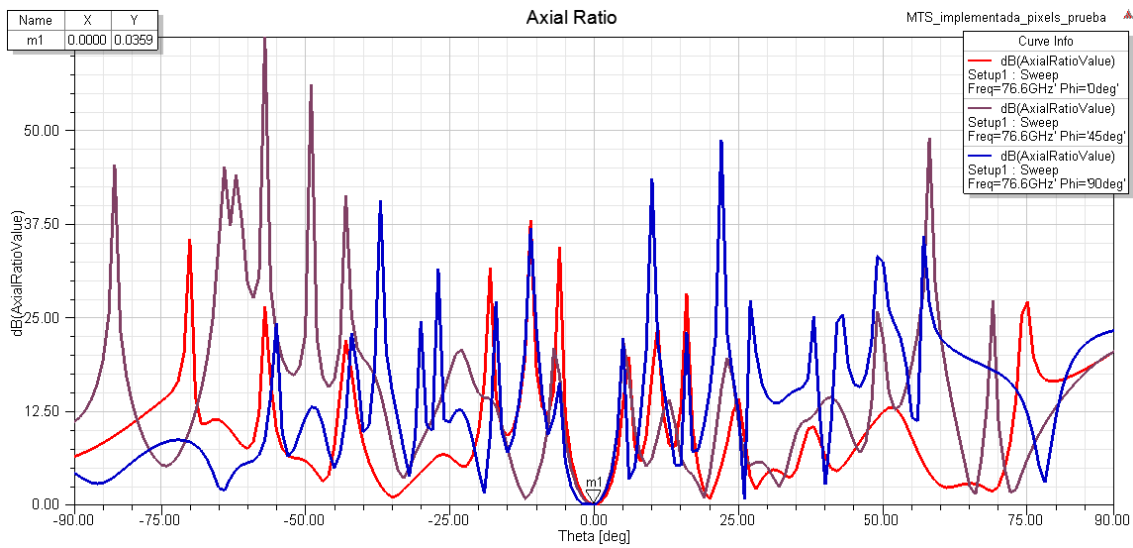


Fig. 4.35 Relación axial para tres valores de Phi (76.6 GHz).

Ahora se obtienen los parámetros anteriormente analizados para los peores casos de apuntamiento, lo que nos lleva a analizar y corroborar el buen funcionamiento de la antena en ese rango. Esto se puede observar en la figura siguiente.

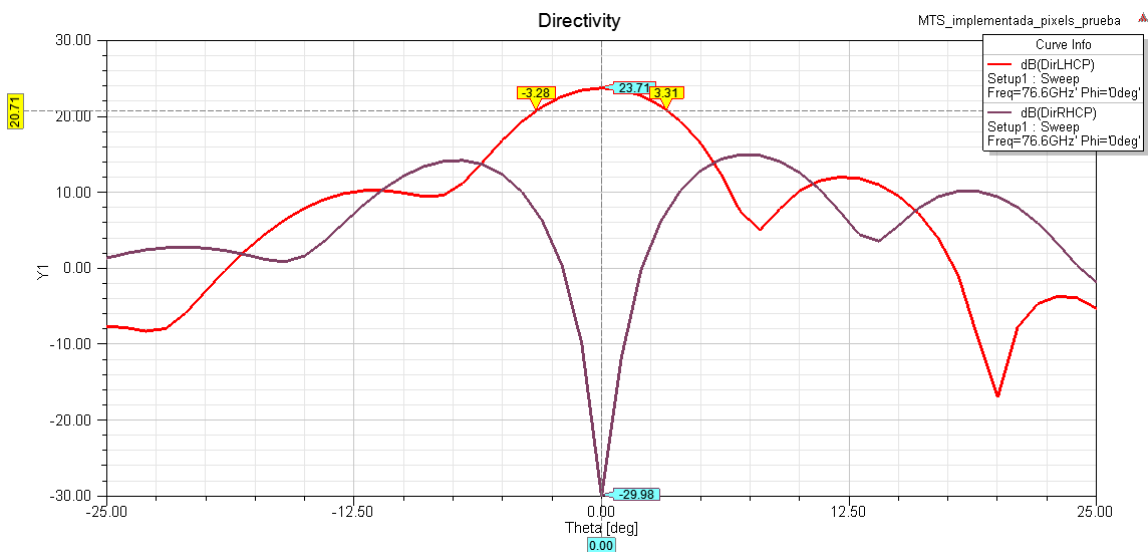


Fig. 4.36 Directividad para el caso límite de Theta (76.6 GHz).

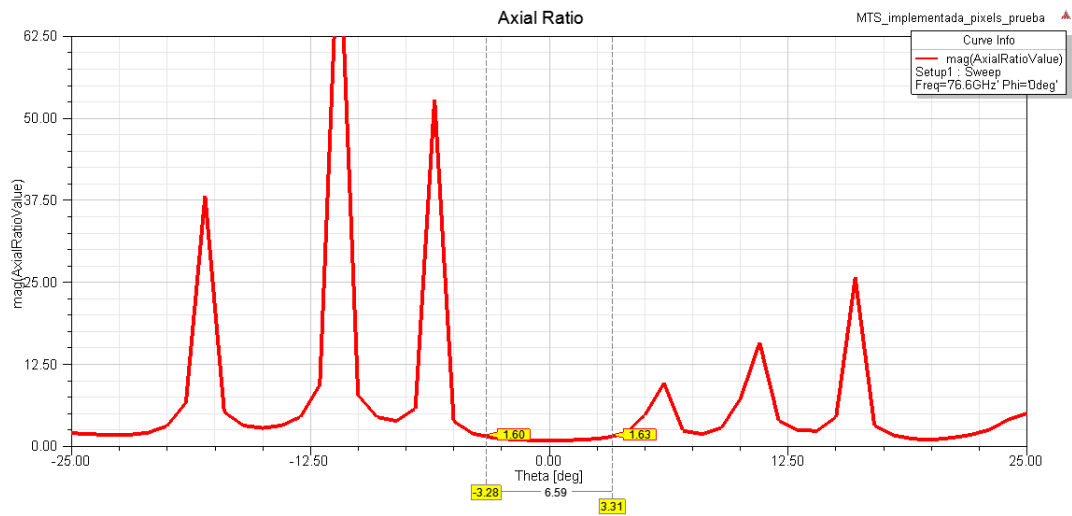


Fig. 4.37 Relación axial para el caso límite de Theta (76.6 GHz).

Se puede llegar a la conclusión de que, para todo el rango de apuntamiento, se obtienen unos valores correctos de funcionamiento.

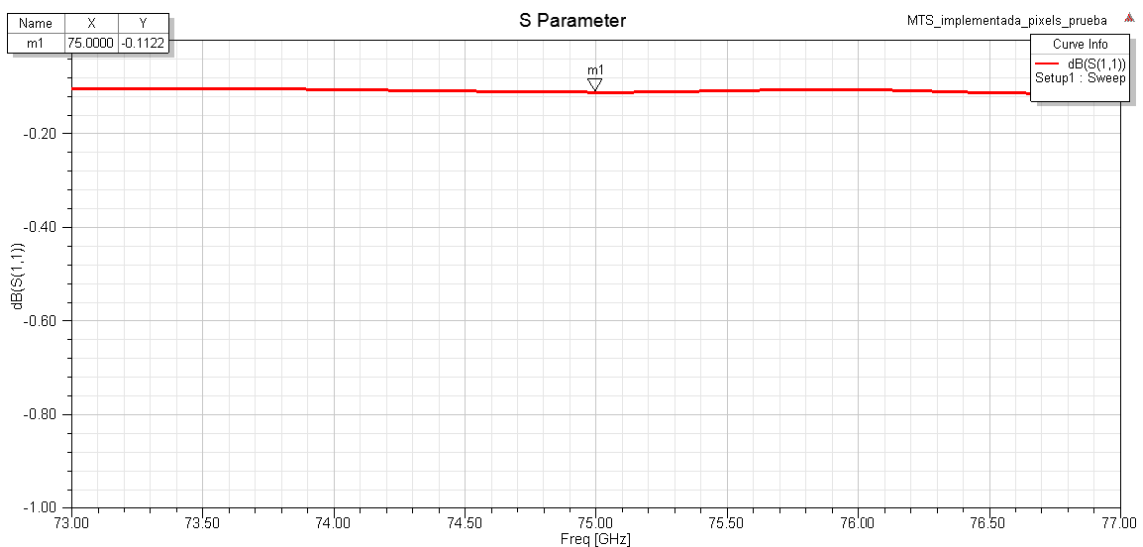


Fig. 4.38 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (76.6 GHz).

Una vez obtenidos estos resultados, se plantea el problema de que la frecuencia de trabajo de la antena no entra dentro del rango de funcionamiento del conector SMA ya que este tiene una frecuencia máxima de trabajo insuficiente para el diseño.



Por consiguiente, se realiza un cambio de conector con el fin de tener un buen funcionamiento. El nuevo conector es de 1mm de diámetro y tiene un rango de funcionamiento desde frecuencia de DC hasta los 110 GHz, por lo que es válido para el diseño [3].

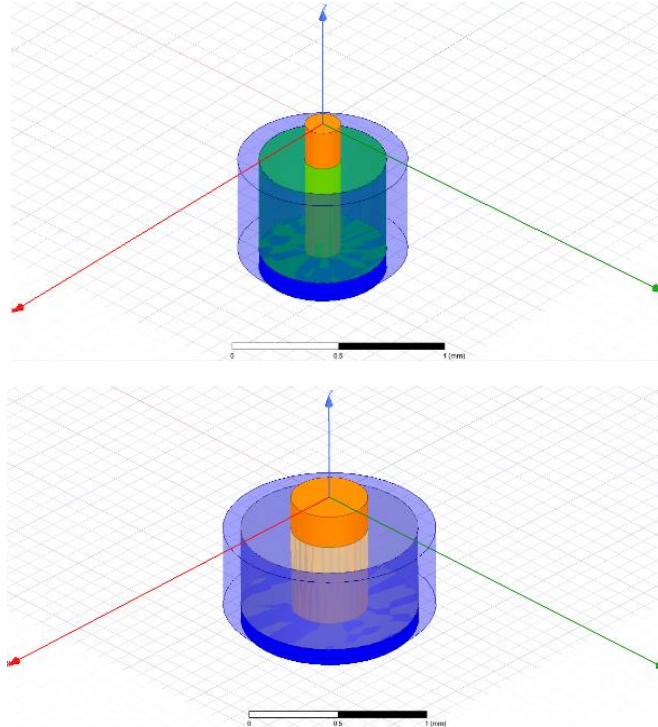


Fig. 4.39 Comparativa conector SMA y conector 1mm.

Una de las principales diferencias dejando a un lado la diferencia de dimensiones, las cuales se especificarán más adelante, entre el SMA y el nuevo conector de 1 mm es el dieléctrico de cada uno de ellos. En el conector SMA se constituye de un material llamado teflón, mientras que en el conector de 1 mm tiene como dieléctrico aire.

Tal y como se ha podido observar en la figura (4.39), las dimensiones del conector de 1mm son superiores a las del SMA [3].

	Conector SMA	Conector 1mm
<b>Diámetro Pin (mm)</b>	0.169	0.434
<b>Diámetro dieléctrico (mm)</b>	0.6	1

Tabla 1. Comparación entre conector SMA y conector de 1mm.

Tras realizar este cambio de conector se vuelve a realizar la misma simulación, para obtener los resultados definitivos de diseño.

Como se puede observar a continuación, la frecuencia óptima de funcionamiento para este caso es de 77.25 GHz.

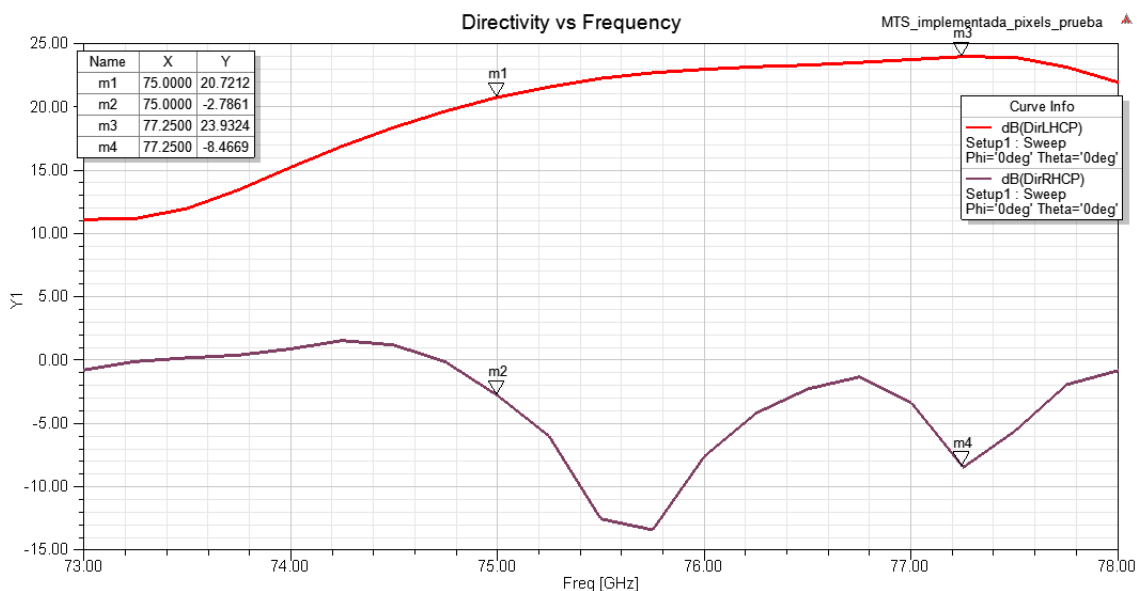


Fig. 4.40 Directividad LHCP y RHCP vs frecuencia.

Por lo tanto, el diseño final con el conector adecuado y a la frecuencia óptima de funcionamiento de la antena produce los siguientes resultados.

Se puede ver la mejora de directividad respecto a cualquier diseño anterior, ya que se obtiene un valor de 23.93 dB. Además, como se puede observar, el lóbulo está muy bien definido.

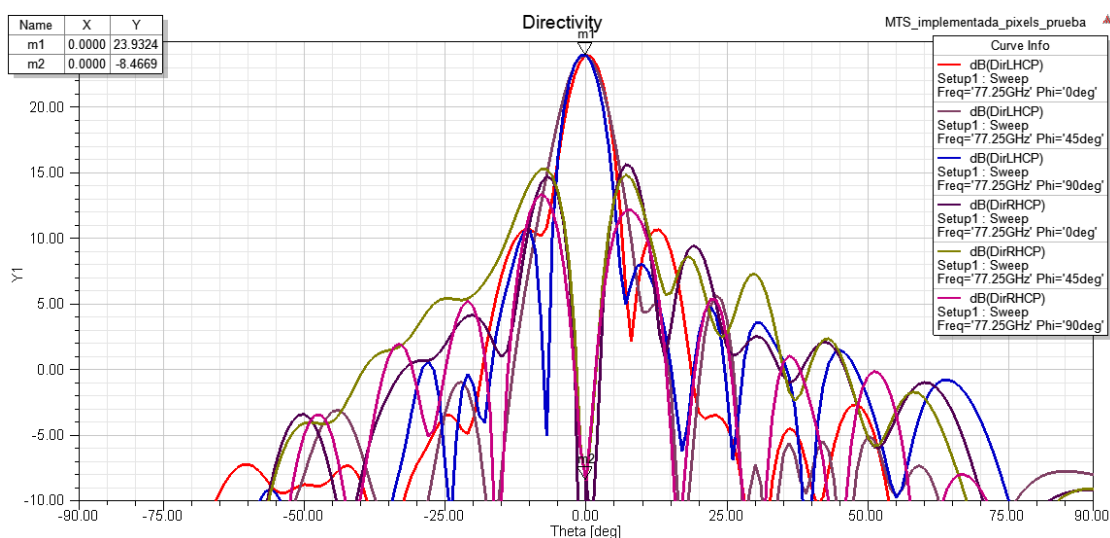


Fig. 4.41 Directividad LHCP y RHCP para tres valores de Phi (77.25 GHz).

Respecto a la relación axial se puede concretar que está dentro de los límites de los 3 dB, incluso el valor está por debajo de 0.5 dB. Esto se puede observar a continuación.

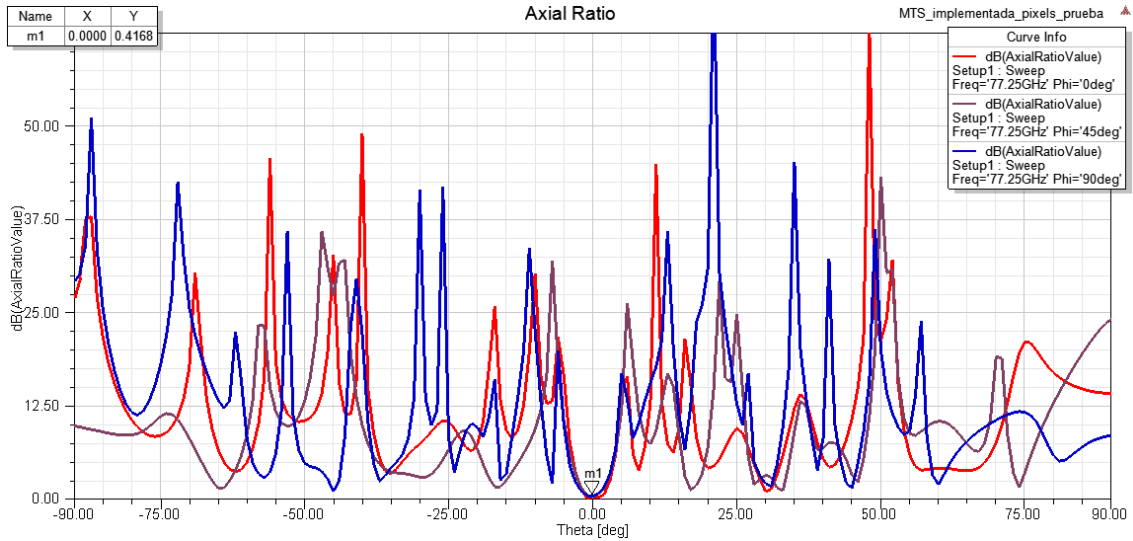


Fig. 4.42 Relación axial para tres valores de Phi (77.25 GHz).

Una vez comentada la mejora del diseño para un Angulo de apuntamiento de Theta nulo, se obtienen los parámetros anteriormente analizados para los peores casos de apuntamiento, lo que nos lleva a analizar y corroborar el buen funcionamiento de la antena en ese rango. Esto se puede observar en la figura siguiente.

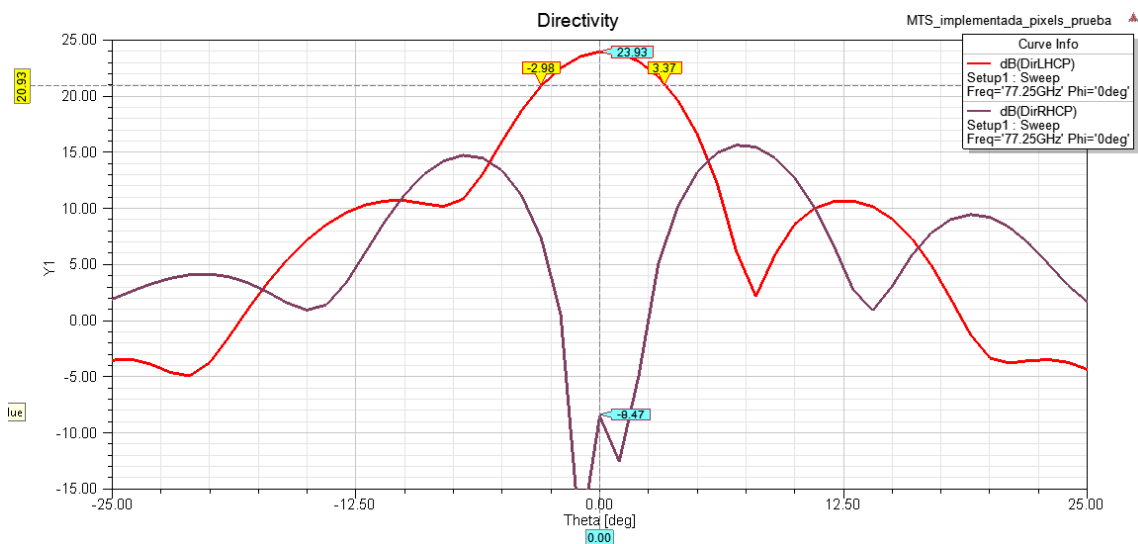


Fig. 4.43 Directividad para el caso límite de Theta (77.25 GHz).

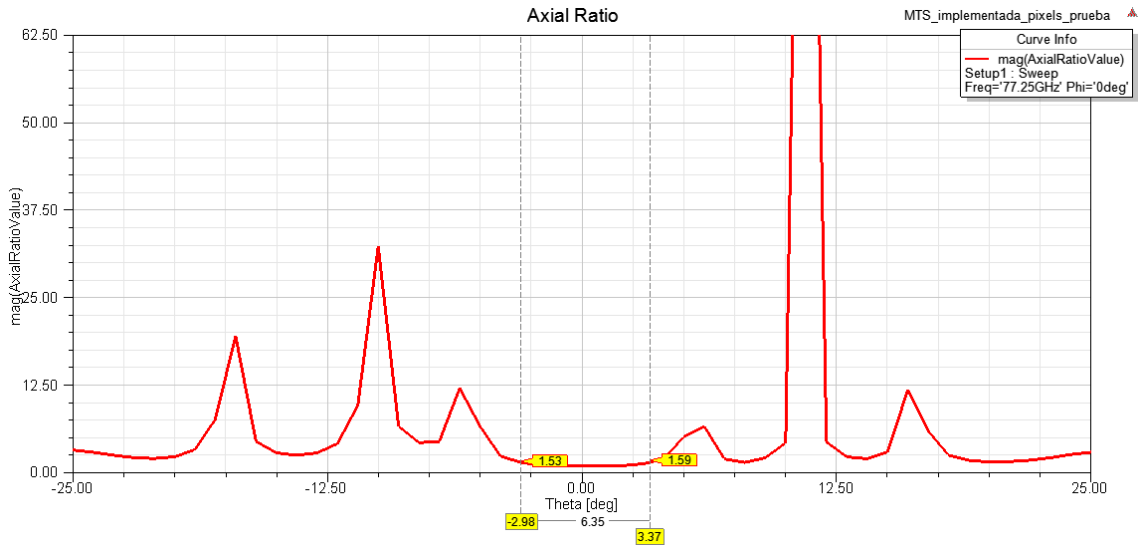


Fig. 4.44 Relación axial para el caso límite de Theta (77.25 GHz).

Se puede llegar a la conclusión de que, para todo el rango de apuntamiento, se obtienen unos valores correctos de funcionamiento.

Respecto al posible cambio del parámetro S11 de la antena, debido a la implementación del conector adecuado para la frecuencia de trabajo, se puede llegar a ciertas conclusiones tras visualizar la figura siguiente.

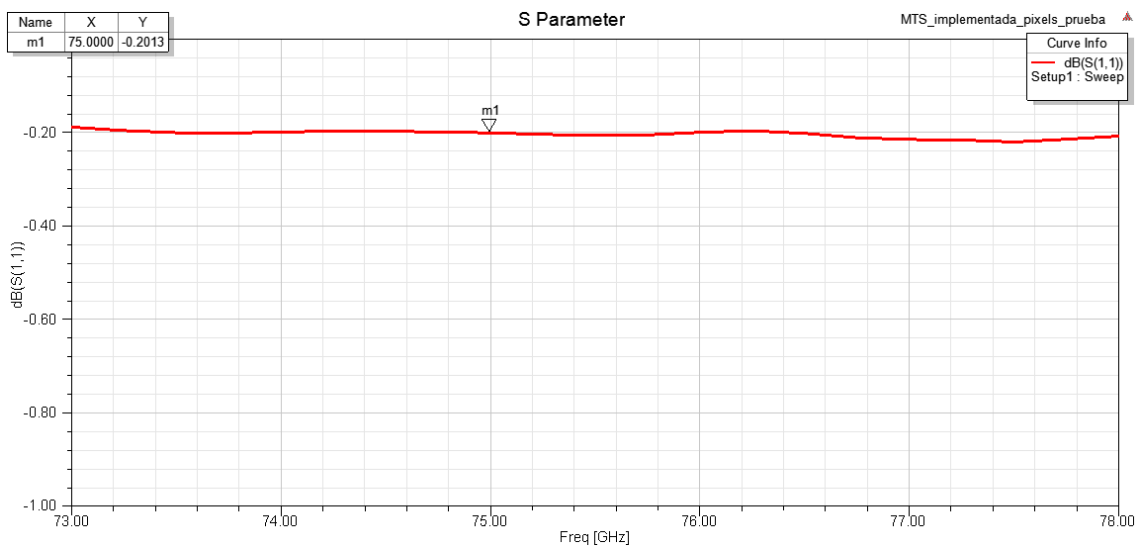


Fig. 4.45 Parámetro S11.

Se puede observar como el S11 varía mínimamente de valores en torno a -0.1 dB, a valores de -0.2 dB. Esto puede deberse a la mayor anchura del pin del conector que ayuda, mínimamente, a introducir potencia. Aun así, el valor e S11 continúa cercano a 0 dB, lo que significa que el problema no es el conector sino la adaptación del conector con la antena.

## 5. CAPITULO V – CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

---

Como objetivo primordial de este Trabajo Fin de Grado se presentaba la problemática de obtener un diseño funcional y posteriormente fabricable de una antena basada en tecnología de metasuperficies a una frecuencia milimétrica que, hasta ahora, no se podía encontrar en la literatura.

Este objetivo se ha cumplido con dos diseños diferentes, uno de ellos con una antena de 30 celdas de radio, lo que corresponde a 45 milímetros de diámetro, mientras que el segundo diseño con 40 celdas de radio tiene unas dimensiones de 60 milímetros de diámetro. Esto puede dar lugar a problemas de fabricación debido a que el pixel más pequeño implementado en la antena se corresponde con un diámetro de 0.3 milímetros.

En ambos casos, debido a su tamaño, es factible la fabricación y posterior caracterización.

Respecto a las conclusiones de diseño se puede resaltar que, para el diseño inicial con un número de 30 pixeles de radio se obtiene una directividad de 18 dB y una relación axial de en torno a 1 dB. Estos valores, sobre todo en cuanto a directividad son mejorables, por lo que se obtiene un segundo diseño.

Basándose en que, con una modulación pequeña, la antena radia con menor directividad que con una mayor modulación para un mismo tamaño de antena, se obtiene para el diseño con el mismo tamaño de 30 celdas de radio, pero con una modulación de 0.5 una directividad aproximada de 22 dB y una relación axial de en torno a 0.7 dB, lo que mejora el primer diseño.

Debido a que puede darse el caso de que, en el diseño con baja modulación, necesite una mayor superficie para radiar el campo necesario, se lleva a cabo el diseño de una antena con un radio de 40 celdas obteniendo una mejora respecto a la antena más pequeña en cuanto a directividad, ya que se obtiene un valor de 22 dB. En este caso la relación axial empeora ya que se obtiene un valor de en torno a 1.61 dB, aunque este valor entra dentro de los límites requeridos para obtener una polarización circular.

Se puede observar como la adaptación, tanto del conector SMA como del conector de 1 mm, es prácticamente nula ya que sus parámetros S11, están muy cercanos al valor de 0 dB, lo que significa una reflexión total de la potencia de entrada.

Por lo tanto, respecto a las líneas futuras del proyecto, se podría estudiar y mejorar la adaptación de dicho conector a la antena diseñada con el fin de poder medir parámetros como la ganancia de esta.

Esta mejora de adaptación se podría llevar a cabo variando la longitud del pin central del conector o incluyendo un pequeño parche capacitivo como se puede observar en la figura 4.8.

Otro aspecto por modificar en el futuro sería el diseño de la MTS isotrópica sin modular de pixeles circulares a la frecuencia de diseño, ya que, con un valor menor de la celda unitaria, para una misma frecuencia de diseño, el valor de impedancia media de la metasuperficie isotrópica modulada aumentaría, dando lugar a una posible implementación con una mayor modulación, lo que llevaría a una implementación final de la antena con un mayor abanico de pixeles de diferente radio.

## 6. CAPITULO VI – BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] A. Tellechea, “Development of Ultrathin Metasurface and Partially Reflective Surface Antennas for Space Applications” *PhD Dissertation, April 2017*.
  
- [2] M. Sabbadini y S. Maci, “Modulated Metasurface Antennas for Space: Synthesis, Analysis and Realizations” *IEEE Transactions on antennas and propagation, VOL.63, NO. 4, APRIL 2015*
  
- [3] <http://www.microwavejournal.com/articles/2674-dc-to-110-ghz-measurements-in-coax-using-the-1-mm-connector>