



**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**

# **DISEÑO DE ANTENAS TIPO DRA (DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS)**

---

**INGENIERÍA DE SISTEMAS DE  
COMUNICACIONES**

**Autor: Juan Soria Gallego**

**Tutora: Eva Rajo Iglesias**



## ÍNDICE DE CONTENIDO

<b><u>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</u></b>	<b><u>5</u></b>
<b><u>CAPÍTULO 2. ANTENAS TIPO DRA (DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS) .....</u></b>	<b><u>7</u></b>
<u>2.1. HISTORIA DE ANTENAS DIELECTRICAS RESONANTES .....</u>	<u>7</u>
<u>2.2. VENTAJAS DE LAS DRAS .....</u>	<u>8</u>
<u>2.3. DRA BÁSICAS.....</u>	<u>9</u>
<b><u>CAPÍTULO 3. ESTUDIO PARÁMETRICO.....</u></b>	<b><u>12</u></b>
<u>3.1. DRA CILÍNDRICA.....</u>	<u>12</u>
<u>3.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO DE UNA DRA CILÍNDRICA .....</u>	<u>19</u>
<u>3.3. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN A DIFERENTES FRECUENCIAS .....</u>	<u>21</u>
<u>3.4. DRA CUADRADA.....</u>	<u>25</u>
<b><u>CAPÍTULO 4. APLICACIONES: ARRAY Y FABRY-PEROT.....</u></b>	<b><u>30</u></b>
<u>4.1. APLICACIÓN EN ARRAY .....</u>	<u>30</u>
<u>4.2. APLICACIÓN FABRY-PEROT .....</u>	<u>35</u>
<b><u>CAPÍTULO 5. DISEÑO Y MEDIDA DE UN PROTOTIPO.....</u></b>	<b><u>47</u></b>
<b><u>CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....</u></b>	<b><u>49</u></b>
<b><u>BIBLIOGRAFÍA.....</u></b>	<b><u>52</u></b>



## CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se va a estudiar un tipo de antenas conocidas como antenas resonantes dieléctricas (DRA) desde el punto de vista de diseño y características radiantes, así como de sus posibles aplicaciones.

Las DRAs son un tipo de antenas cada vez más usadas ya que presentan numerosas ventajas respecto a otro tipo de antenas, entre ellas que son fáciles de diseñar, baratas y muy eficientes. Por ello, cada vez aparecen nuevos diseños y nuevas aplicaciones. Entre ellas se ha extendido el uso de estas antenas en terminales móviles, ya que son pequeñas y eficientes.

En la actualidad, los sistemas de comunicaciones inalámbricos requieren unas características muy concretas: el aumento constante del ancho de banda disponible, mayor eficiencia espectral, el incremento de la capacidad y, seguramente lo más importante, la continua miniaturización de los sistemas radiantes para que sea posible integrarlos en los dispositivos móviles actuales. Una solución muy eficiente que se ha adoptado para cumplir todos los requerimientos es el uso de técnicas MIMO.

Se conoce como MIMO (“Multiple Input Multiple Output”) al conjunto de técnicas relacionadas con el uso de múltiples antenas, tanto en transmisión como en recepción, de comunicaciones inalámbricas. El uso de esta técnica supone solucionar en gran medida el problema tan importante del multitrayecto, ya que se forman canales estadísticamente independientes entre sí, por lo que se consigue un aumento considerable de la eficiencia espectral.

El uso de técnicas MIMO se están empezando a generalizar en los nuevos sistemas de comunicaciones móviles. Apareció por primera vez en el sistema HSPA+ (3.5G), en el que se convirtió en una de las principales novedades de este estándar. Sin embargo, es con el despliegue actual que se está realizando de LTE (4G) donde ha cobrado especial relevancia. Por ejemplo, en la Release 8 [\[9\]](#) se permiten hasta 4x4 en el enlace descendente (DL) y hasta 2x2 en el enlace ascendente (UL). En la Release 9 [\[9\]](#) no se especifica el número máximo de antenas, aunque pone ejemplos con 8.

De esta forma las DRAs, al ser pequeñas y eficientes, son una buena solución para poder integrar en un dispositivo pequeño, como puede ser un Smartphone, más de una antena para el uso del MIMO explicado anteriormente.

La estructura del trabajo para estudiar las antenas DRA va a ser la siguiente:

En primer lugar, se va a hacer una pequeña introducción sobre las antenas DRAs, resumiendo brevemente los comienzos de las investigaciones en este campo que

estaba sin explorar y explicando las diferentes estructuras que existen, sus bases de funcionamiento y las ventajas que ofrecen.

En segundo lugar, tras ya conocer cada una de las geometrías existentes, se va a elegir en consecuencia un diseño de DRA para, mediante simulaciones, analizar las características radiantes y los efectos que tienen las variaciones de los parámetros tanto en la adaptación de la antena como en su diagrama de radiación.

A continuación, se utilizará la DRA elegida para llevar a cabo un estudio de posibles aplicaciones reales en las que se pueden utilizar. La directividad de una antena es uno de los conceptos importantes a tener en cuenta, por lo que se va a intentar con estas aplicaciones aumentarla significativamente sin que el nuevo diseño sea muy costoso.

Y, por último, se realizará el diseño y las medidas de un prototipo real, fabricado con material de fibra de vidrio ( $\epsilon_r = 4.5$ ). Como las simulaciones de la segunda sección no van a ser realizadas con un material de esa permitividad exactamente, se tendrá que rediseñar toda la estructura para que la antena del nuevo material de fibra de vidrio radie de manera correcta. Una vez fabricada la antena se llevarán a cabo las medidas que se consideren oportunas.

## CAPÍTULO 2. ANTENAS TIPO DRA (DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS)

### 2.1. HISTORIA DE ANTENAS DIELECTRICAS RESONANTES

El término Dielectric Resonator (DR) apareció por primera vez en 1939 [1]. Los inicios de las investigaciones se atribuyen a Rytchmyer (Universidad de Stanford), quien demostró que los objetos dieléctricos no metalizados de forma toroidal podían funcionar como resonadores de microondas. Sin embargo, sus descubrimientos no tuvieron éxito y no hubo más investigaciones en este campo hasta 1960, cuando los investigadores Okaya y Barash (Universidad de Columbia) crearon el primer DR de TiO<sub>2</sub> [2]. Aún así, el DR no se usó en aplicaciones prácticas hasta los primeros años de la década de los 70, cuando se empezaron a desarrollar materiales cerámicos de bajas pérdidas [3], permitiendo el uso de estos resonadores dieléctricos como elementos de bajas pérdidas y elevado factor de calidad para aplicaciones circuitales, como filtros y osciladores.

Las diferentes formas de los DRs tienen varios modos de oscilación. Con la adecuada excitación y sin protección metálica, estos resonadores pueden convertirse en radiadores muy eficientes, por lo que surgió la investigación de DRs como antenas. La idea de usar estos resonadores en la práctica como antenas la dio Long en 1983, cuando publicó un artículo sobre antenas dieléctricas resonantes cilíndricas (DRAs) [4]. A partir de estas investigaciones se ha llegado a la conclusión que el descubrimiento de estos nuevos radiadores ofrece nuevas y atractivas características para el diseño de antenas.

A principios de los años 90, la investigación se encaminó a descubrir los posibles mecanismos de alimentación para alimentar las DRAs. Posteriormente, a mediados de los 90, empezó a surgir la idea de los arrays de DRAs lineales y planares. Como era de esperar, en la última década muchos investigadores han optado por estudiar este tipo de antenas debido al amplio abanico de posibilidades que ofrecen. El interés principal ha surgido en el desarrollo de diseños compactos para aplicaciones portátiles radio y en la invención de nuevas formas para aumentar el ancho de banda, ya que su carácter resonante en principio lleva asociada una banda estrecha de funcionamiento.

## 2.2. VENTAJAS DE LAS DRAs

Como ya se ha comentado anteriormente, el desarrollo de las DRAs viene dado por las importantes ventajas que ofrece frente a antenas impresas o antenas de hilos fundamentalmente. A continuación se van a comentar las principales [\[5\]](#):

- El tamaño de una DRA es proporcional a  $\lambda_0/\epsilon_r$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del DR.
- Dependiendo de la forma del resonador, se pueden excitar varios modos que pueden producir diversos patrones de radiación para diferentes requerimientos. Además el factor de calidad (Q-factor) de algunos modos depende de la relación aspecto de la DRA.
- Fácilmente integrables a las tecnologías ya existentes, ya que se pueden usar varias formas de alimentación ya existentes.
- Se pueden usar en un rango de frecuencias mucho mayor en comparación con otras antenas.
- Se pueden usar en un rango amplio de constantes dieléctricas, lo que permite tener un control del tamaño y del ancho de banda de la DRA.



### 2.3. DRA BÁSICAS

Existen tres formas básicas de DRA. Semiesférica, cilíndrica y rectangular. En esta sección se van a explicar resumidamente las bases de funcionamiento de cada una de ellas [6].

#### - DRA semiesférica

La DRA semiesférica fue la primera estructura estudiada a partir de soluciones analíticas que definían varios modos de configuración. Tiene unas características limitadas en la práctica debido a la dificultad que conlleva su fabricación.

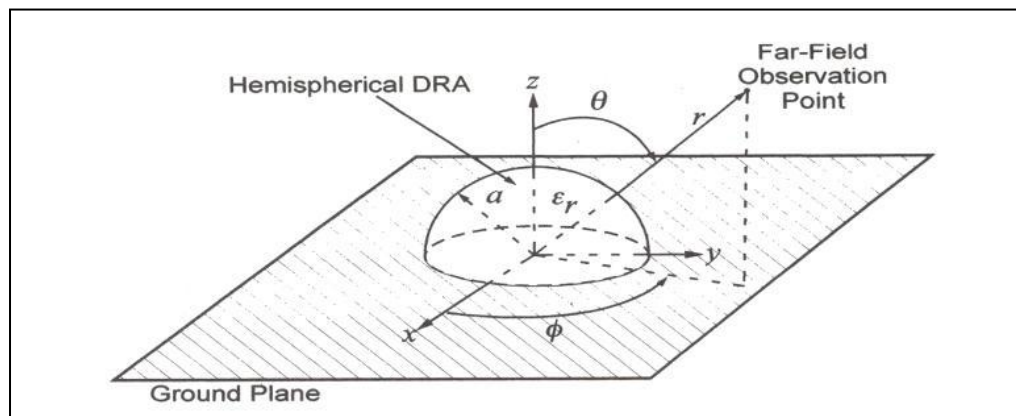
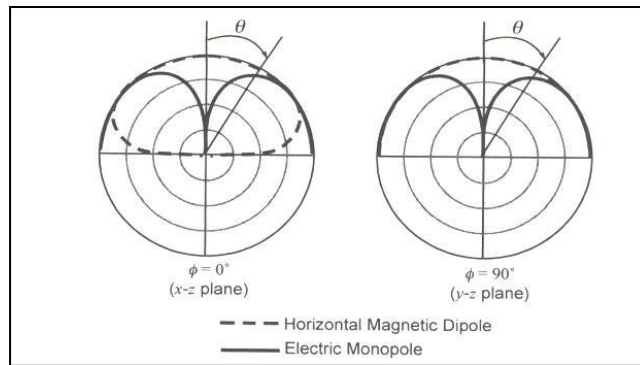


Figura 1. DRA semiesférica

La geometría consiste en una semiesfera de material con constante  $\epsilon_r$  y radio "a". Al colocar la DRA semiesférica sobre un conductor perfecto, se puede aplicar la Teoría de las Imágenes para comparar esta estructura con una esfera completa dieléctrica aislada del mismo radio.

Los modos de una esfera dieléctrica pueden ser TE (Transversal Eléctrico) y TM (Transversal Magnético). Los modos TE tienen un nulo en la componente radial del campo eléctrico ( $E_r = 0$ ), mientras que los modos TM tienen un nulo en la componente radial del campo magnético ( $H_r = 0$ ). El modo fundamental de este tipo de DRA es el  $TE_{111}$ , cuyo diagrama de radiación es similar al de un dipolo magnético corto dispuesto en horizontal. Otro modo de interés es el  $TM_{101}$ , que radia de manera parecida a un monopolo eléctrico corto.

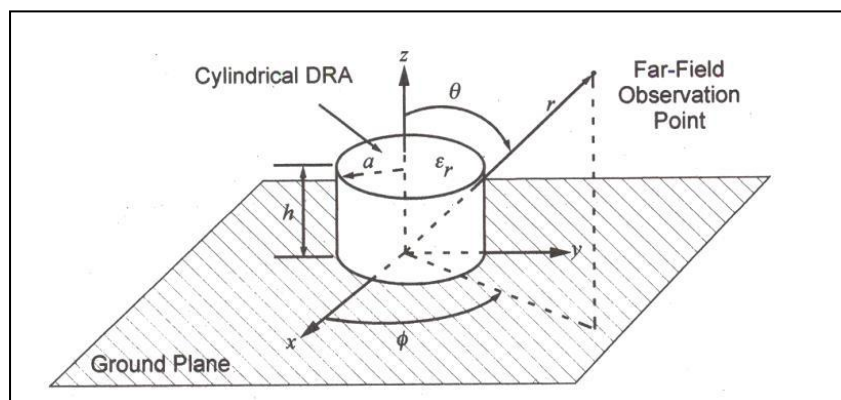


**Figura 2. Diagramas de radiación de una DRA semiesférica. Modo fundamental (dipolo magnético corto) y otro modo de interés (monopolo eléctrico corto)**

Este tipo de DRA semiesférica se alimenta normalmente con una sonda coaxial o con una ranura en el plano de masa.

- DRA cilíndrica

Esta estructura ofrece mayor flexibilidad en el diseño, ya que la relación entre el radio y la altura de la DRA controla el valor de la frecuencia de resonancia. De esta forma, se puede variar de manera sencilla la frecuencia a la que se necesita trabajar con la DRA, lo que proporciona mayor interés a este tipo de geometría.



**Figura 3. DRA cilíndrica**

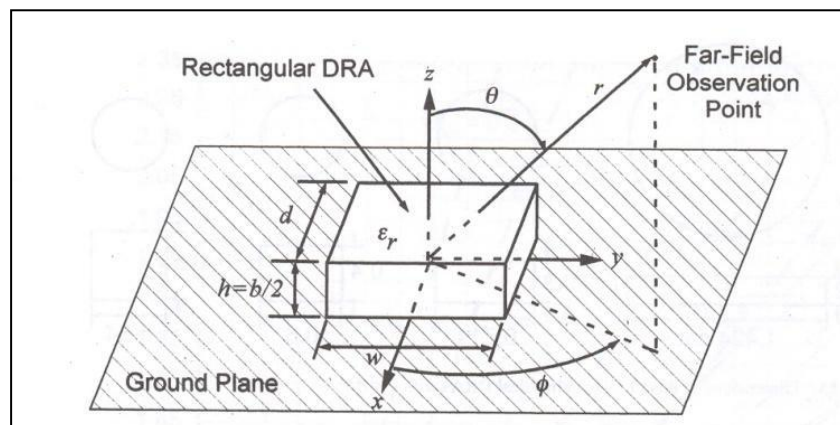
La geometría consiste en un cilindro de radio “a” y de altura “h” de un material con permitividad  $\epsilon_r$ . Como ya se ha comentado, la principal ventaja de esta estructura frente a la semiesférica es que tiene un alto grado de libertad, ya

que únicamente variando los parámetros del radio y de la altura se puede conseguir que resuene a frecuencias muy distintas.

Los modos de esta estructura están divididos en modos TE, modos TM y modos híbridos (dependencia en azimut). Los más usados normalmente para aplicaciones de antenas son el  $TM_{01\delta}$ ,  $TE_{01\delta}$  y  $HE_{11\delta}$ . El diagrama de radiación del  $TM_{01\delta}$  es similar al de un monopolo eléctrico corto, el del  $TE_{01\delta}$  similar al de un monopolo magnético corto y el del  $HE_{11\delta}$  al de un dipolo magnético corto horizontal.

#### - DRA rectangular

La DRA rectangular es la estructura que ofrece mayor flexibilidad de diseño con dos grados de libertad. La relación entre la longitud y la anchura, y la relación entre la profundidad y la anchura. Además es más fácil de fabricar que la cilíndrica.



**Figura 4. DRA rectangular**

Esta estructura está caracterizada por una altura “ $h$ ”, una anchura “ $w$ ”, una profundidad “ $d$ ” y una constante  $\epsilon_r$  del material. Tiene una mayor flexibilidad en el diseño por los dos grados de libertad comentados anteriormente, lo que permite lograr las características deseadas para una frecuencia en concreto.

Los modos de una guía rectangular se pueden dividir en TE y en TM. De esta forma, la DRA rectangular puede soportar los modos  $TE^x$ ,  $TE^y$  y  $TE^z$ , cuyos diagramas de radiación serían como el del dipolo magnético corto en las direcciones “ $x$ ”, “ $y$ ” y “ $z$ ” respectivamente.

### CAPÍTULO 3. ESTUDIO PARÁMETRICO

En esta sección se va a llevar a cabo un estudio paramétrico de una antena DRA real. Primeramente se analizará una DRA de forma cilíndrica partiendo de un ejemplo propuesto por Pozar [7], a 10 GHz, para acabar comparándola con la misma DRA de forma rectangular, ya que puede resultar más fácil de fabricar. Así pues, nuestra especificación de diseño es una antena DRA que funcione a 10 GHz.

Para ello, se va a utilizar el programa CST STUDIO SUITE, con el que es posible realizar simulaciones de forma eficiente de cualquier diseño electromagnético. El objetivo de este capítulo es familiarizarnos tanto con el software como con este tipo de antenas.

#### 3.1. DRA CILÍNDRICA

En este proyecto se va a llevar a cabo el diseño de una DRA con una alimentación mediante ranura, ya que la implementación práctica de la alimentación mediante sonda coaxial es bastante compleja para frecuencias elevadas. Este nuevo mecanismo de alimentación por ranura, propuesto por Pozar [7], demuestra ser mucho más viable para altas frecuencias, ofreciendo ventajas respecto a las antenas de parche. Se desea un correcto funcionamiento de la antena en las frecuencias de alrededor de  $f = 10$  GHz.

La configuración de la antena de partida va a ser la siguiente, como se muestra en la figura 5:

- Cilindro de material dieléctrico
- Placa metálica con una ranura para acoplar la potencia
- Substrato dieléctrico
- Línea de transmisión microstrip

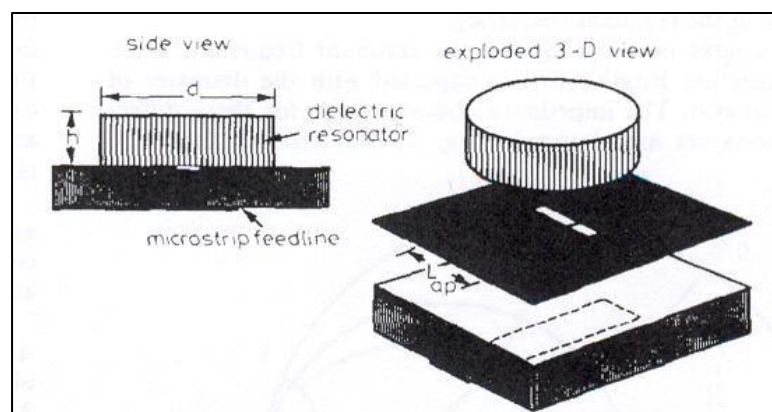
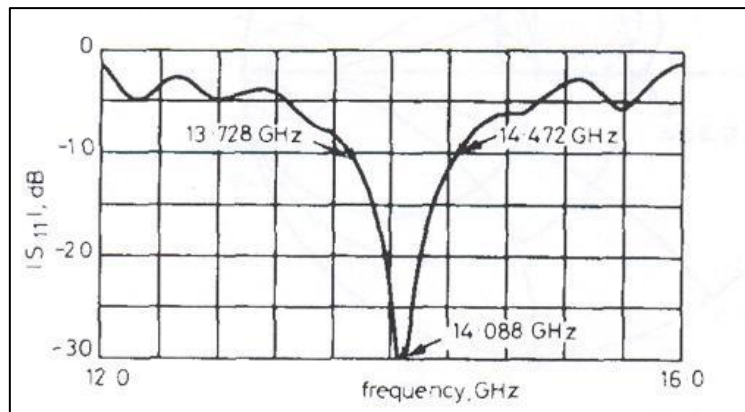


Figura 5. Descripción de la antena de partida tomada de la referencia [7]

En los primeros estudios de esta antena, la longitud de la ranura se puso entre 3.5 y 4 mm, con una anchura pequeña de tamaño alrededor de  $\lambda/20$ . Se trabajó con un cilindro de  $\epsilon_d = 10.8$ , altura  $h = 1.27$  mm y diámetro  $d = 10.16$  mm, mientras que el espesor del sustrato dieléctrico de la línea de alimentación era 0.635 mm con  $\epsilon_r = 10.2$ . Esta línea de alimentación se extiende por debajo de la ranura aproximadamente  $\lambda/4$  para proporcionar la sintonización necesaria.

Con estas especificaciones, se obtiene la gráfica del parámetro s11 (parámetro de reflexión) siguiente:



**Figura 6. Parámetro S11 de la antena de partida tomada de la referencia [7]**

Como se muestra en la figura, aparece un pico en la frecuencia  $f = 14.088$  GHz, que será la frecuencia a la que funcione la antena resultante.

En las especificaciones de nuestra antena, es necesario que funcione en frecuencias alrededor de 10 GHz, por lo que se han tenido que cambiar algunos parámetros teóricos para adaptar la antena a la banda requerida.

Tras realizar simulaciones modificando diferentes parámetros, pero dejando fijos los materiales, se ha llegado al diseño óptimo a 10 GHz con los siguientes valores:

- $\epsilon_d = 10.8$  ( $\epsilon_r$  del cilindro)
- $\epsilon_f = 10.2$  ( $\epsilon_r$  del sustrato)
- $a = 5$  mm (Lado grande de la apertura)
- $b = 1$  mm (Lado pequeño de la apertura)
- $d = 10.16$  mm (Diámetro del cilindro)
- $t = 0.635$  mm (Espesor del sustrato)
- $t_2 = 0.1$  mm (Espesor del metal)
- $v = 14.5$  mm (Lado grande de la línea)
- $w = 0.75$  mm (Lado pequeño de la línea)

Otro factor muy importante es el diseño de la línea microstrip. Se hace con un cálculo analítico. Dado el sustrato y su altura, hay elegir “w” (lado pequeño de la línea) para que la impedancia característica de la línea sea aproximadamente  $50 \Omega$ , que es la impedancia que normalmente hay a la entrada de una línea de transmisión y la que tienen muchos conectores en la práctica. Además, la ranura se diseña para que el valor de “a” (lado grande de la apertura) sea aproximadamente de  $\lambda/2$  en el dieléctrico y mucho mayor que “b” (lado pequeño de la apertura).

Teniendo en cuenta estos parámetros, la antena queda definida de la siguiente manera, desde diferentes perspectivas:

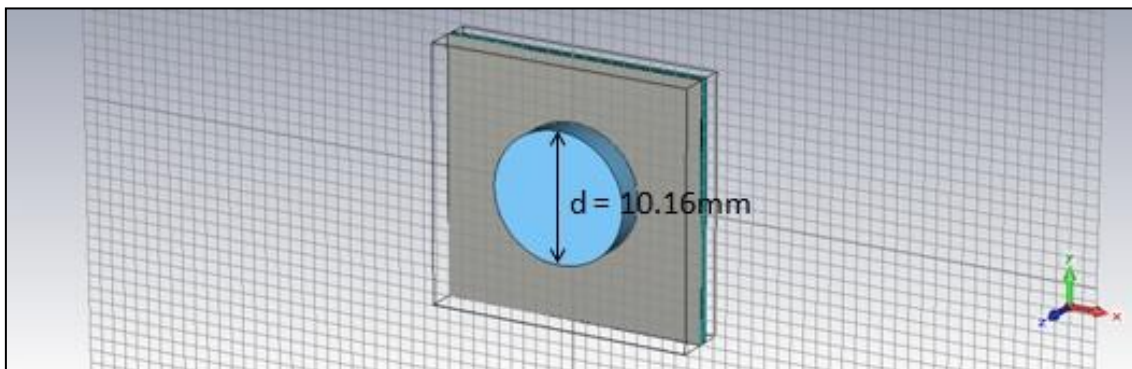


Figura 7. DRA cilíndrica (vista en perspectiva)

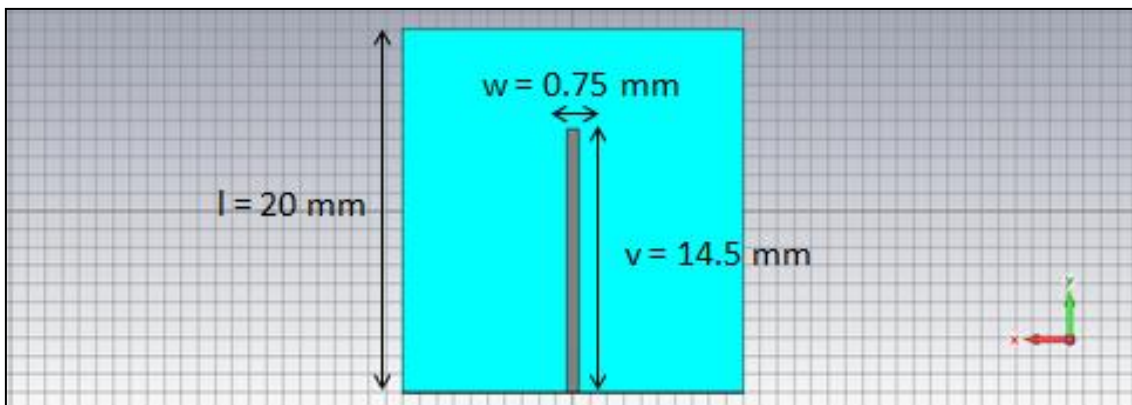
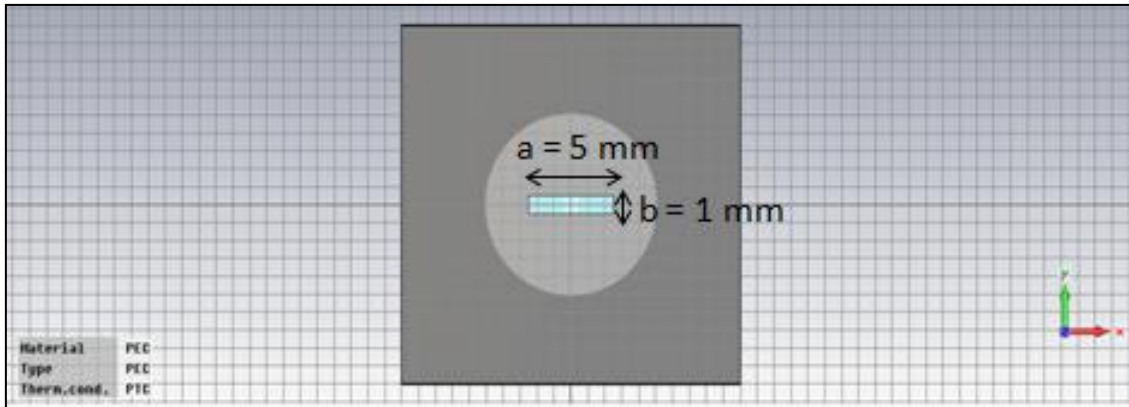
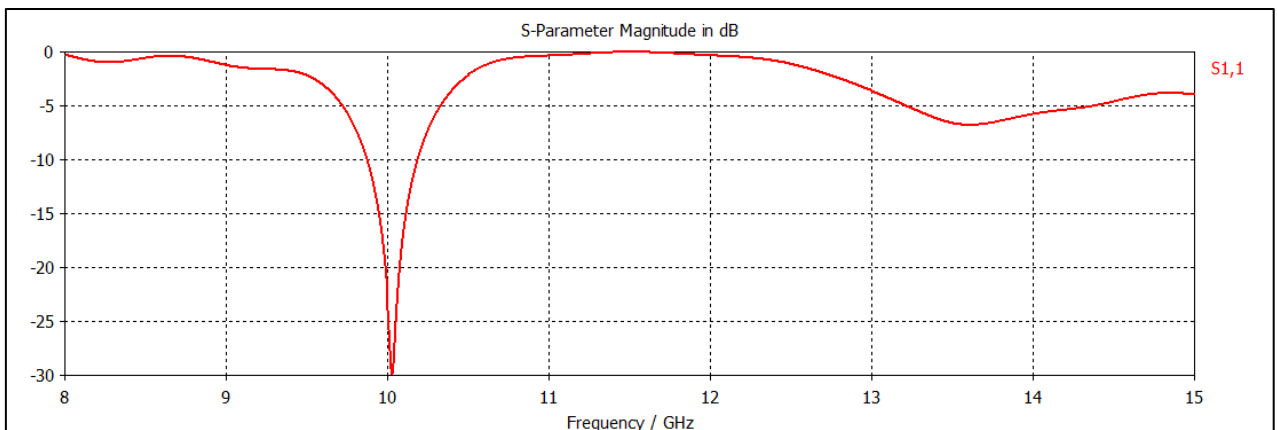


Figura 8. DRA cilíndrica (vista trasera)



**Figura 9. DRA cilíndrica (vista ranura)**

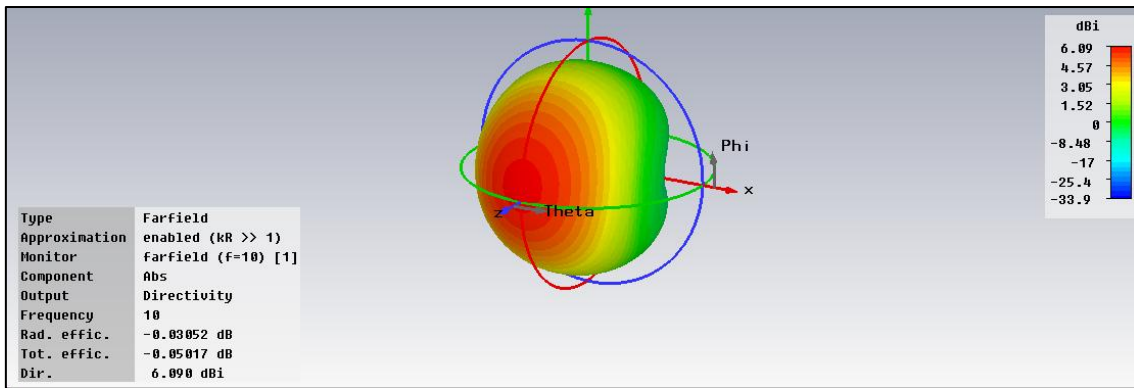
Con estas dimensiones, se obtiene la siguiente gráfica del parámetro s11 en simulación:



**Figura 10. Parámetro S11 simulado**

La adaptación en antenas se considera buena cuando el parámetro s11 está por debajo de -10 dB. En este caso, el diseño está muy bien adaptado.

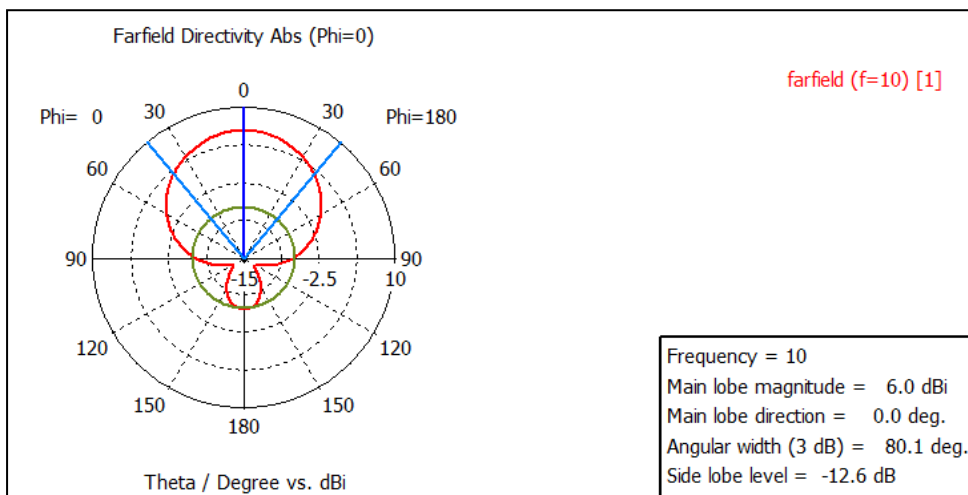
Como se puede comprobar, la antena trabaja en torno a la frecuencia requerida en las especificaciones de 10 GHz, dando lugar al siguiente diagrama de radiación:



**Figura 11. Diagrama de radiación**

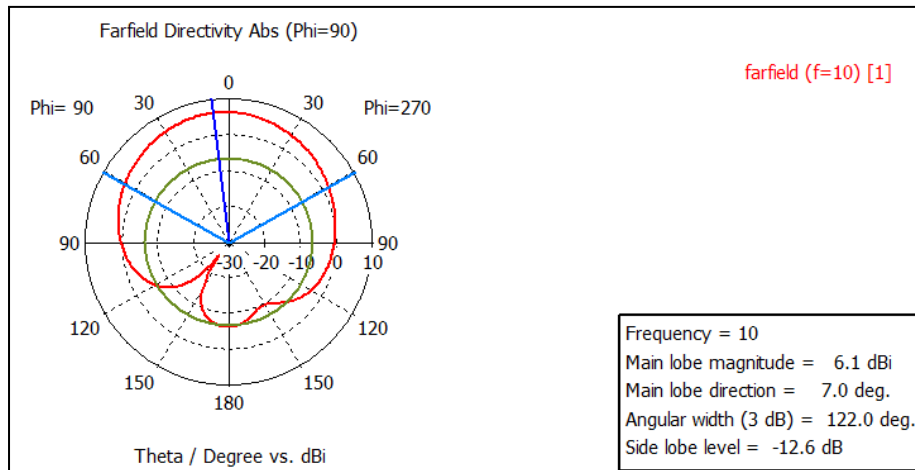
Se puede observar fácilmente que está bien adaptada ya que la eficiencia total de radiación es muy alta, en torno a -0.05 dB (aproximadamente 1 en unidades naturales), lo que significa que las pérdidas son muy pequeñas y radia correctamente. Además tiene una directividad de 6 dBi, que se va a intentar aumentar en las siguientes secciones usando la DRA en distintas aplicaciones, como por ejemplo en array.

Por planos queda de la siguiente manera:



**Figura 12. Diagrama de radiación a 10 GHZ (plano XZ)**



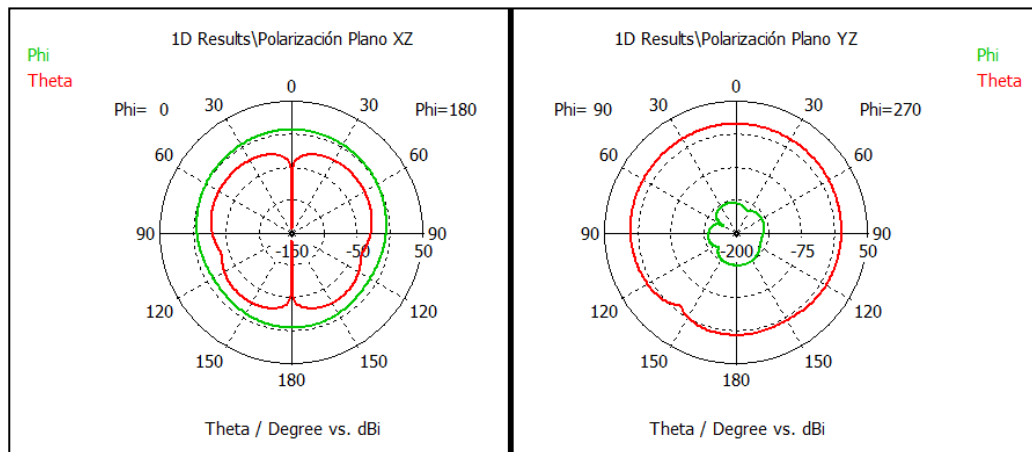


**Figura 13. Diagrama de radiación a 10 GHZ (plano YZ)**

A la vista de los resultados obtenidos, la radiación es de tipo broadside. En los planos XZ e YZ el diagrama tiene un lóbulo principal y un lóbulo trasero con un nivel de -12.6 dB. La radiación trasera es típica en alimentaciones por acoplo con ranura, ya que inevitablemente parte de la energía se radia hacia atrás, en lugar de acoplarse hacia delante.

En cuanto a la diferencia entre los planos, tanto el lóbulo principal como el lóbulo trasero valen lo mismo en XZ y en YZ. Sin embargo, se puede observar en las figuras 12 y 13 que sale un diagrama de tipo pincel más perfecto en el plano XZ, con sus dos nulos de radiación perfectamente definidos, al contrario que en el plano YZ.

Por último, se va a mostrar por planos (XZ e YZ) las componentes theta y phi del campo radiado para aclarar el tipo de polarización que va a tener la antena.



**Figura 14. Diagrama de radiación a 10 GHZ (componentes theta y phi)**

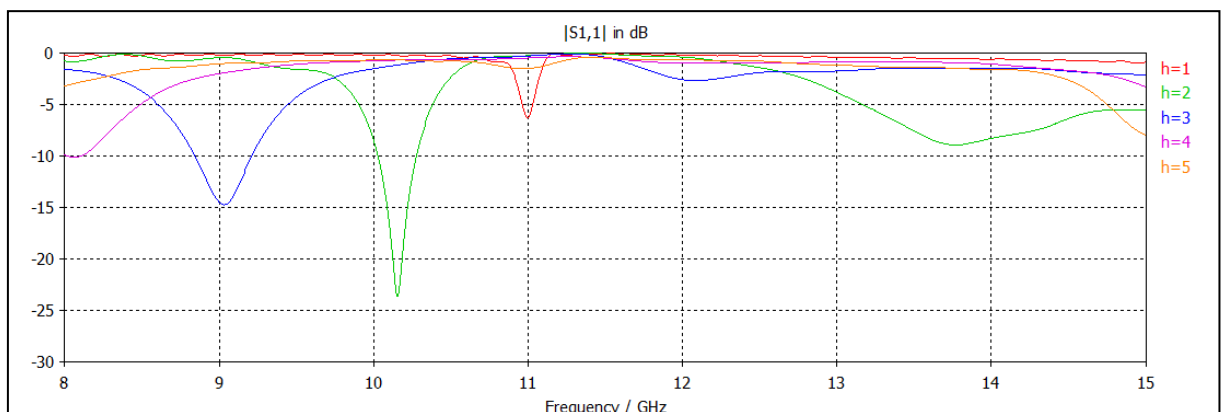
La polarización de la antena es lineal y en uno de los planos corresponde con la componente theta y en el otro con la dirección phi. Si nos fijamos en la dirección de máxima radiación de la antena, el campo tendría la misma dirección que la línea de alimentación.

### 3.2. ESTUDIO PARAMÉTRICO DE UNA DRA CILÍNDRICA

Tras realizar los cálculos correspondientes y analizar los diferentes resultados de la simulación para saber cómo va a radiar la antena, a continuación se va a investigar cómo afectan los cambios de los diferentes parámetros de la antena a las distintas características de la antena calculadas anteriormente. Matemáticamente, hay una fórmula que relaciona la geometría de la antena con la frecuencia de resonancia:

$$f_{res} = \left\{ c_0 / 2\pi \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{[(3.682/d)^2 + (\pi/2h)^2]} \right\}$$

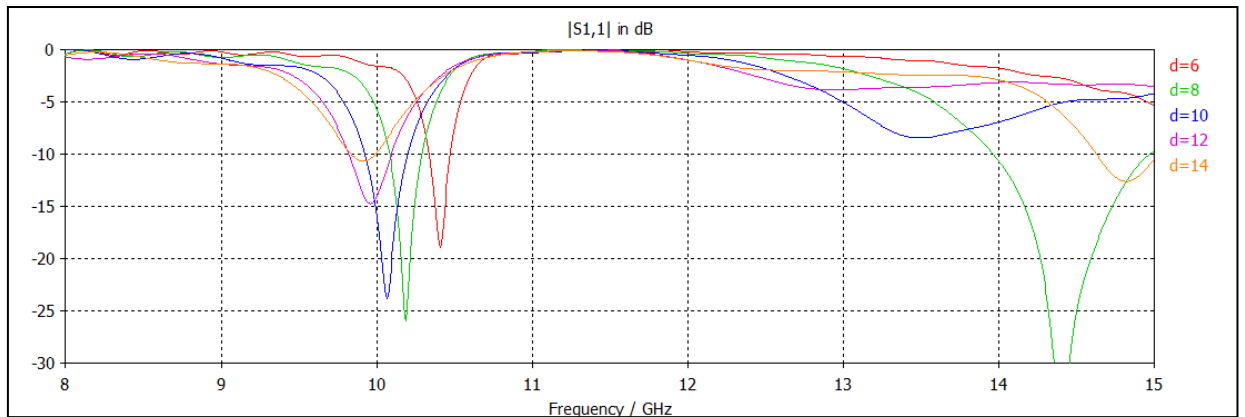
En primer lugar, se va a variar la altura del cilindro. En la antena diseñada es de 2.1 mm, por lo que se va a realizar un barrido de 1 mm a 5 mm de uno en uno para ver cómo afecta a la frecuencia de resonancia y a la adaptación.



**Figura 15. Parámetro S11. Variación de la altura del cilindro**

Como se puede comprobar, a mayor altura del cilindro la antena funcionará a menor frecuencia. El empeoramiento de la adaptación es lógico, ya que la ranura y la línea se han mantenido de la misma forma que para el diseño a 10 GHz. Es decir, si se quisiese la antena a 8 GHz, se variaría la altura a 4 mm, con lo que se conseguiría la frecuencia requerida, pero además habría que volver a diseñar el resto de medidas del circuito de alimentación: ranura más línea.

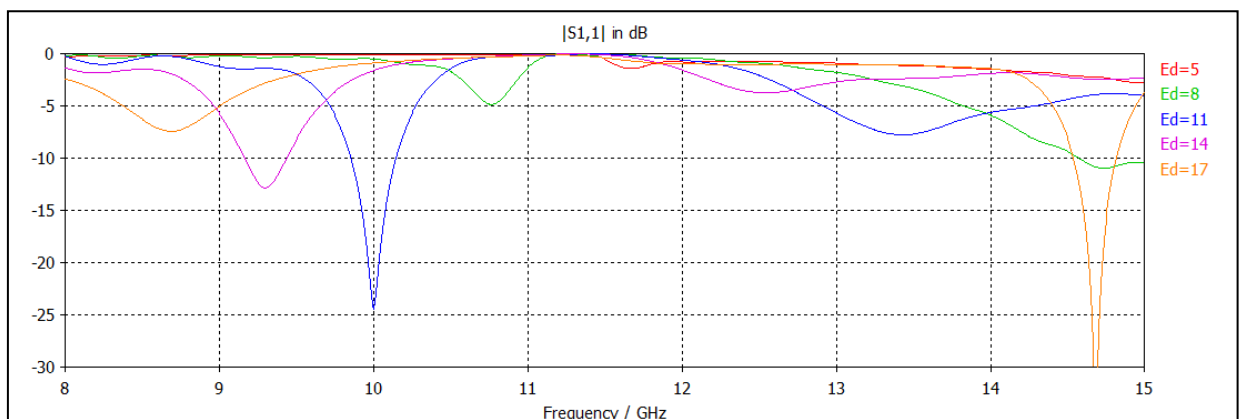
En segundo lugar, se va a variar el diámetro del cilindro en vez de la altura. Como pasa con la altura, a mayor tamaño del diámetro menor será la frecuencia de resonancia teóricamente.



**Figura 16. Parámetro S11. Variación del diámetro del cilindro**

En este caso, el cambio del diámetro del cilindro no tiene tanta influencia como la altura. Variando de 6 a 14 mm apenas se cambia la frecuencia de resonancia. Sin embargo, es necesario destacar que entre 14 y 15 GHz aparece otro pico de adaptación, lo que significa que se obtiene la frecuencia del siguiente modo. En la siguiente sección se analizará este caso.

Por último, se va a variar la constante dieléctrica del cilindro, para comprobar la importancia de ésta en el parámetro de reflexión.



**Figura 17. Parámetro S11. Variación de la permitividad del cilindro**

De la misma forma que la anterior, en esta gráfica del parámetro s11 aparece otro pico de adaptación entre 14 y 15 GHz correspondiente a la frecuencia del siguiente modo.

En general, como era de esperar, al aumentar la permitividad de la antena disminuye su frecuencia de funcionamiento.

### 3.3. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN A DIFERENTES FRECUENCIAS

A continuación, ya con los parámetros requeridos para obtener la frecuencia de 10 GHz, se va a representar el diagrama de radiación a diferentes frecuencias para aclarar las consecuencias de las desadaptaciones en el diagrama del parámetro s11 calculado anteriormente:

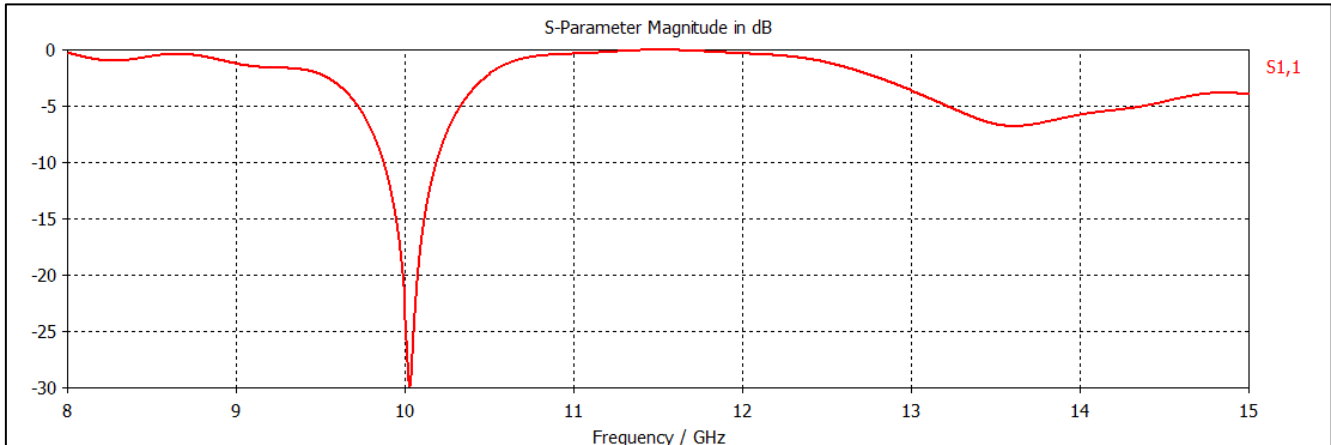


Figura 18. Parámetro S11

Se van a analizar los diagramas de radiación de 10 GHz, 9 GHz y 11 GHz, para demostrar que las desadaptaciones dan lugar a deformidades que impedirán radiar de forma correcta.

- 10 GHz

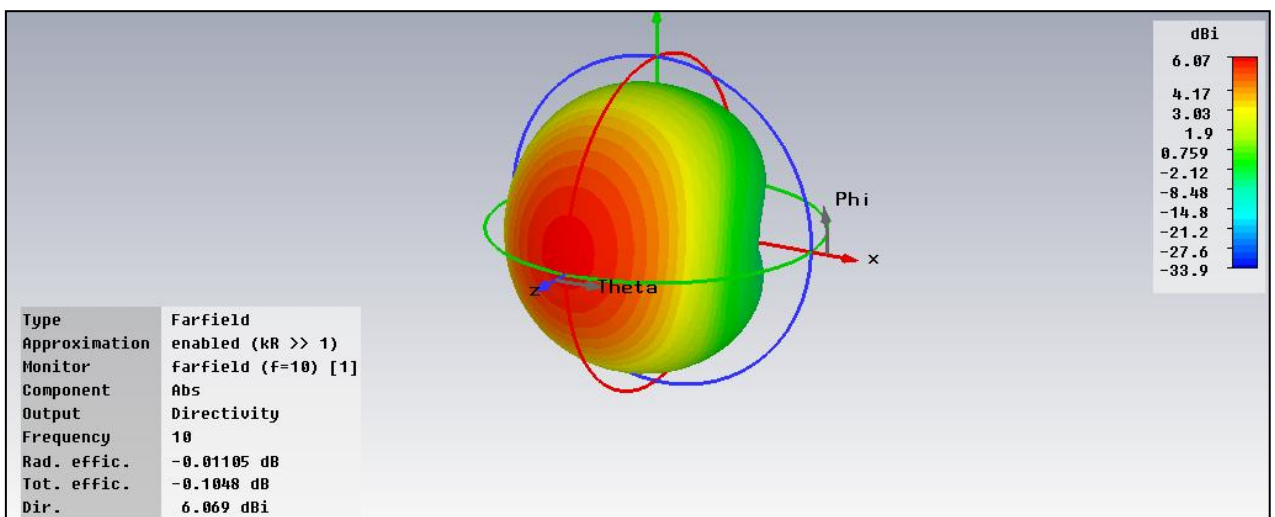


Figura 19. Diagrama de radiación a 10 GHz

En 10 GHz, donde está adaptado y funciona correctamente la antena, resulta el diagrama de radiación de la figura, con una directividad de 6 dBi y una eficiencia total muy alta debido a la buena adaptación. Como cabía esperar de la gráfica del parámetro s11, a esta frecuencia la antena va a radiar correctamente sin perder demasiada potencia por las reflexiones.

- 9 GHz

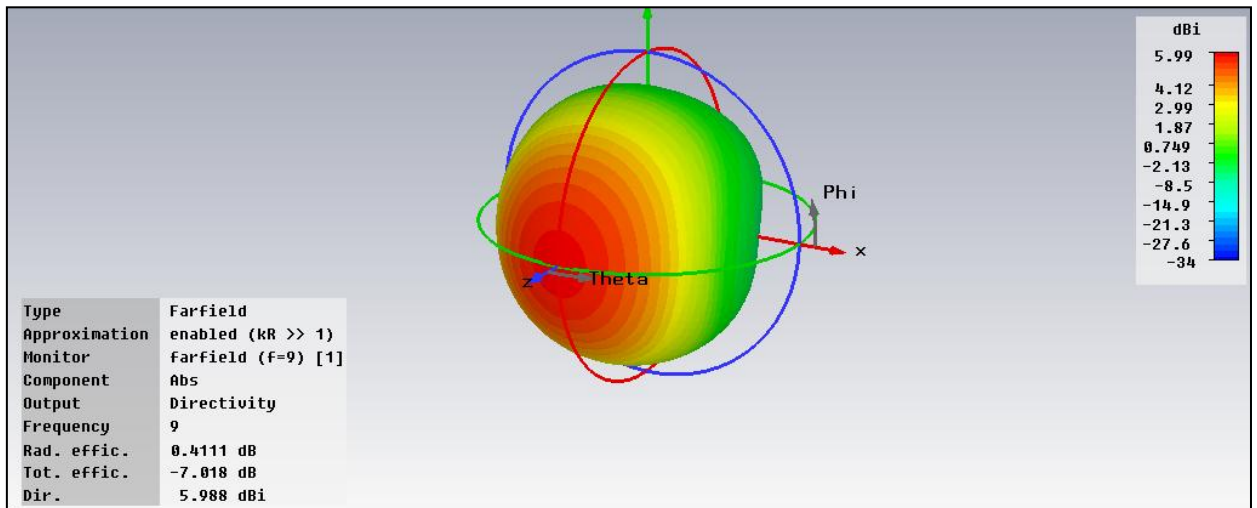


Figura 20, Diagrama de radiación a 9 GHz

- 11 GHz

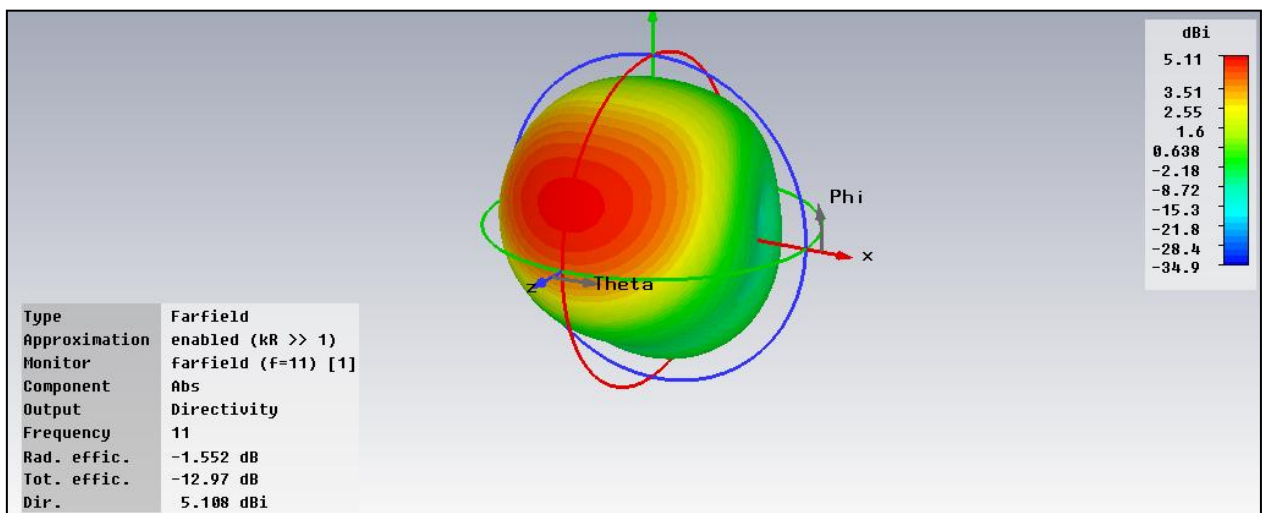


Figura 21. Diagrama de radiación a 11 GHz

Tanto en 9 como en 11 GHz el diagrama de radiación es peor que el de 10 GHz y, lo más importante, se obtiene una eficiencia de radiación total muy baja como era de prever según la gráfica del parámetro s11. En estos casos la antena no va a ser eficiente, ya que la reflexión va a ser casi total, lo que va a impedir la correcta radiación.

Para finalizar, se va a llevar a cabo el análisis mencionado anteriormente del modo superior. El modo superior, como quedó demostrado en la sección anterior, aparece cambiando el diámetro a  $d = 8$  mm, a la frecuencia de 14.5 GHz aproximadamente.

El diagrama de radiación queda de la siguiente forma:

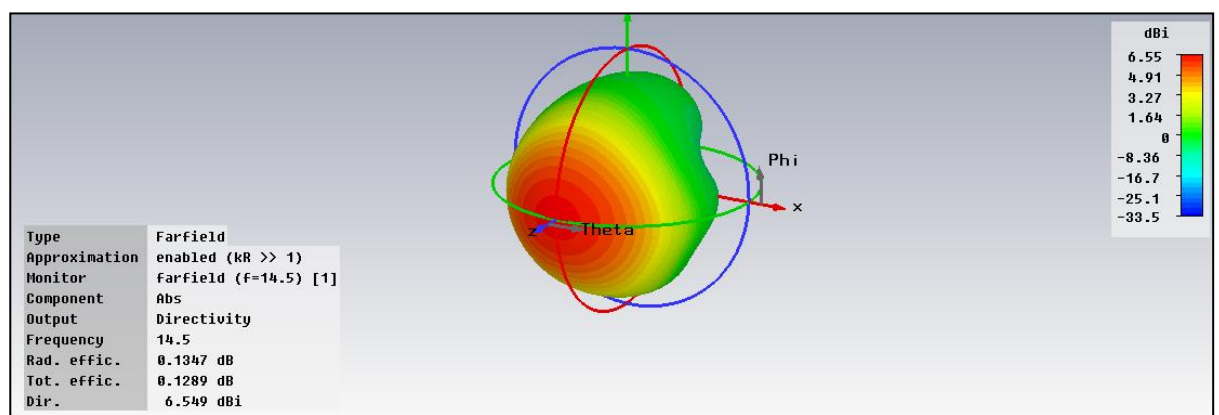


Figura 22. Diagrama de radiación a 14.5 GHz (modo superior)

Donde por planos es:

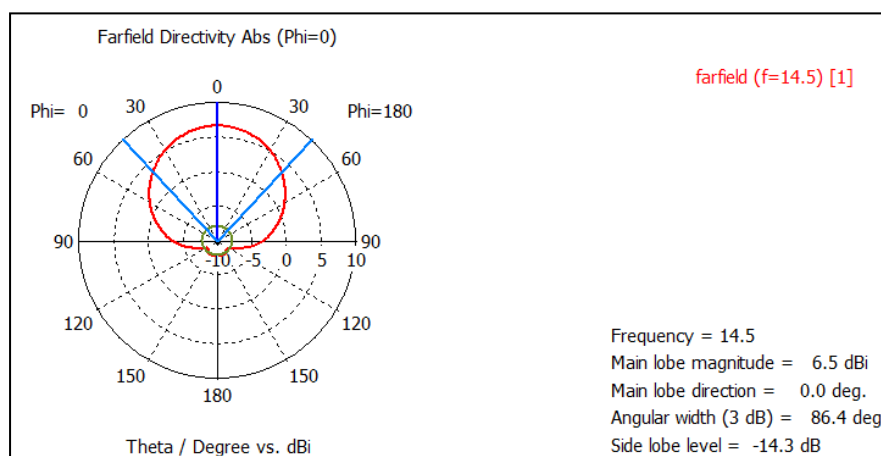
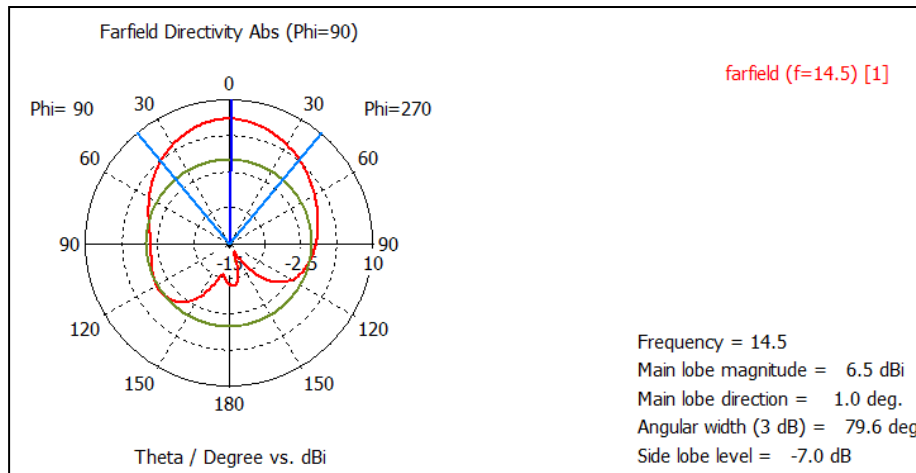


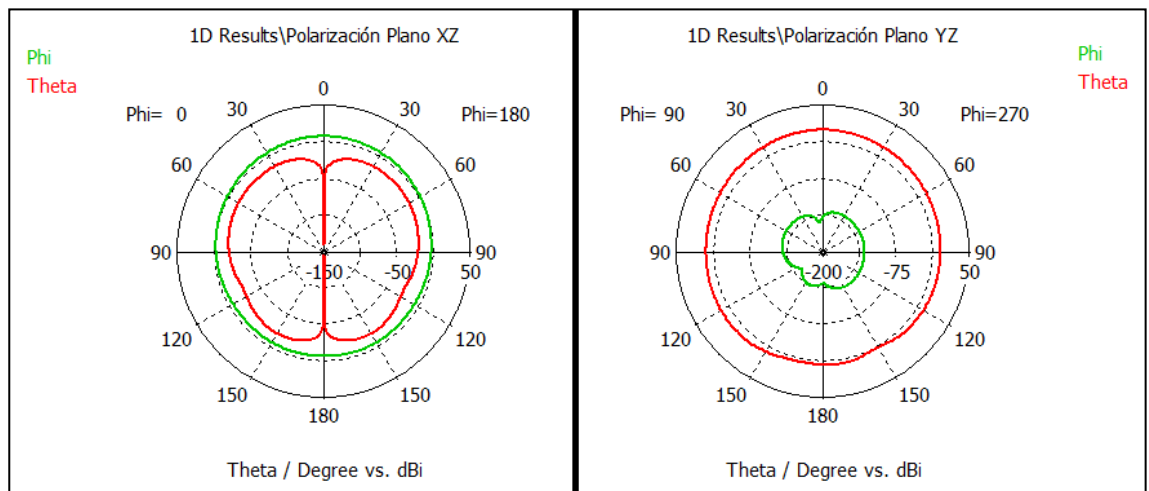
Figura 23. Diagrama de radiación a 14.5 GHz (plano XZ) (modo superior)



**Figura 24. Diagrama de radiación a 14.5 GHz (plano YZ) (modo superior)**

El diagrama de radiación de este modo superior es muy parecido al analizado anteriormente, aunque presenta una menor radiación trasera y, como consecuencia, una directividad ligeramente mayor.

De la misma forma que a 10 GHz, se va a presentar a continuación la polarización, que coincide con la del caso anterior.



**Figura 25. Diagrama de radiación a 14.5 GHZ (componentes theta y phi)**



### 3.4. DRA CUADRADA

Una vez realizado el estudio paramétrico de la DRA cilíndrica, se va a llevar a cabo el estudio paramétrico para la DRA rectangular, para posteriormente comparar ambas geometrías.

Dependiendo de los resultados obtenidos se va a realizar el diseño de una u otra, en función de las ventajas e inconvenientes de cada una. La principal ventaja de la forma rectangular es que es más fácil construir un rectángulo que un cilindro.

La DRA rectangular se va a diseñar con los mismos parámetros que la cilíndrica, con la diferencia de que, dado que el diámetro del cilindro mide 'd', el lado del prisma va a medir 'd' también. De esta forma queda definida de la siguiente manera:

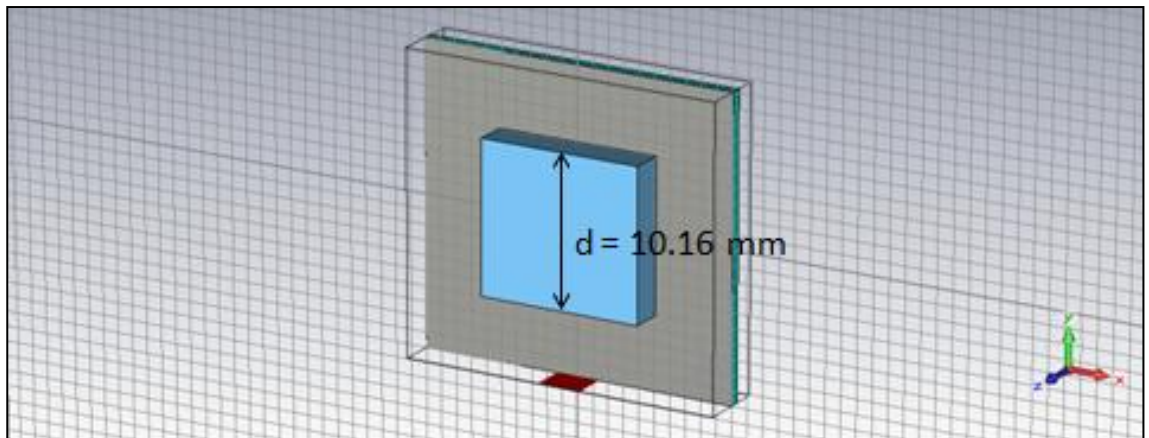


Figura 26. DRA cuadrada (vista en perspectiva)

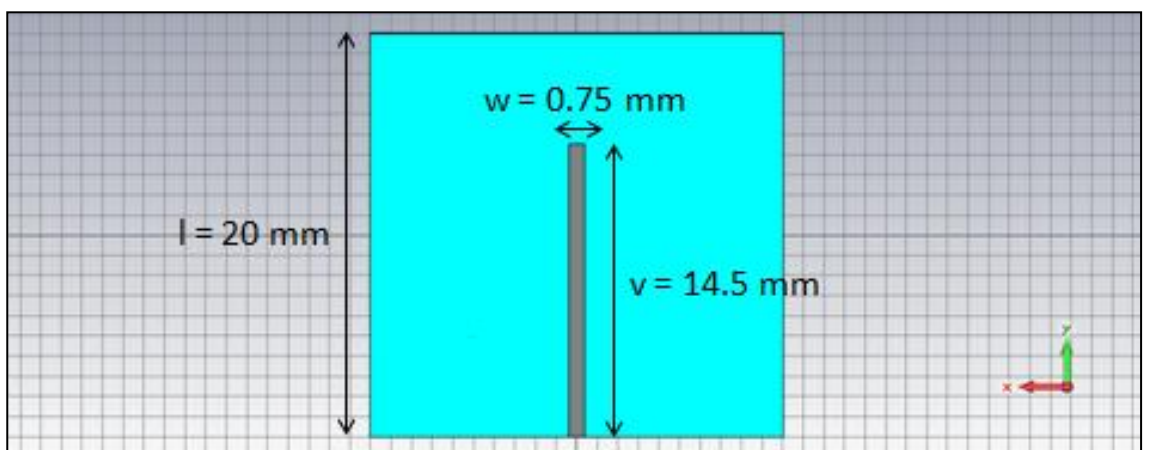
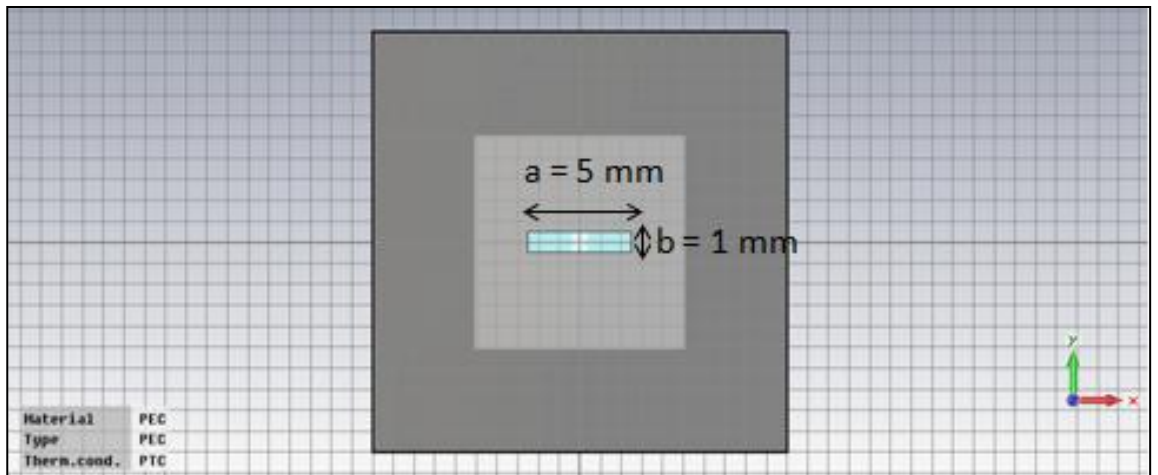
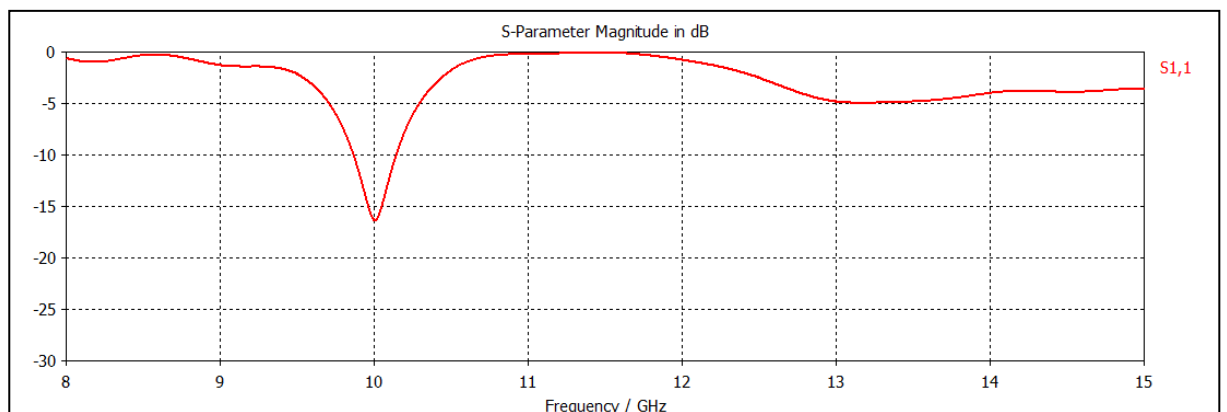


Figura 27. DRA cuadrada (vista trasera)



**Figura 28. DRA cuadrada (vista ranura)**

Con esta nueva forma de DRA, se vuelve a calcular la gráfica del parámetro  $s_{11}$ . Teóricamente tiene que ser muy parecida a la de la DRA cilíndrica, ya que no se ha variado ningún parámetro:



**Figura 29. Parámetro S11. DRA Cuadrada**

Como se puede comprobar, el diagrama sale muy parecido al del DRA cilíndrico, con un pico de adaptación en los 10 GHz requeridos, aunque con un nivel de adaptación algo peor, pero suficiente.

Así, el diagrama de radiación correspondiente queda de la siguiente forma:

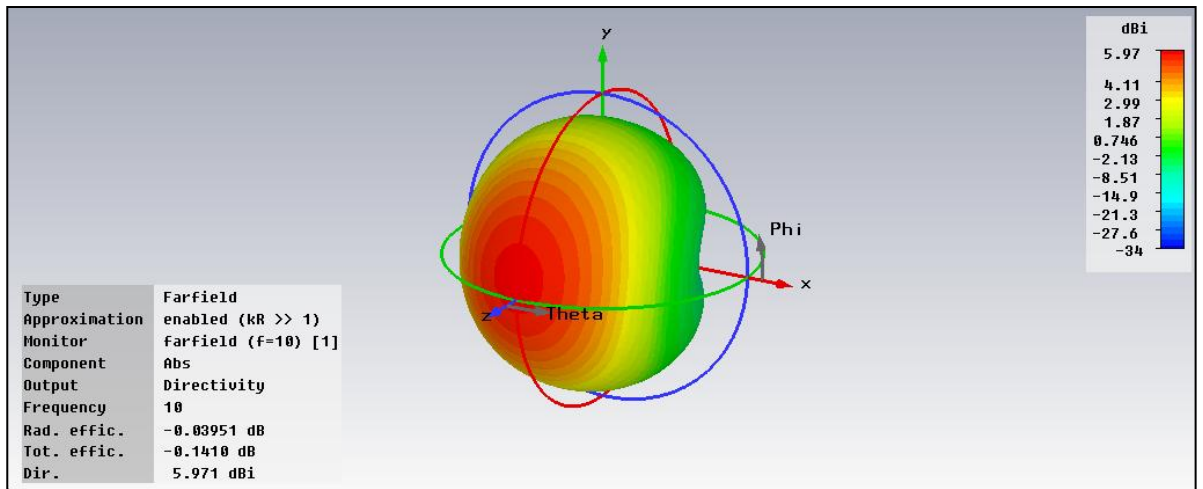


Figura 30. Diagrama de radiación. DRA Cuadrada

Donde por planos es:

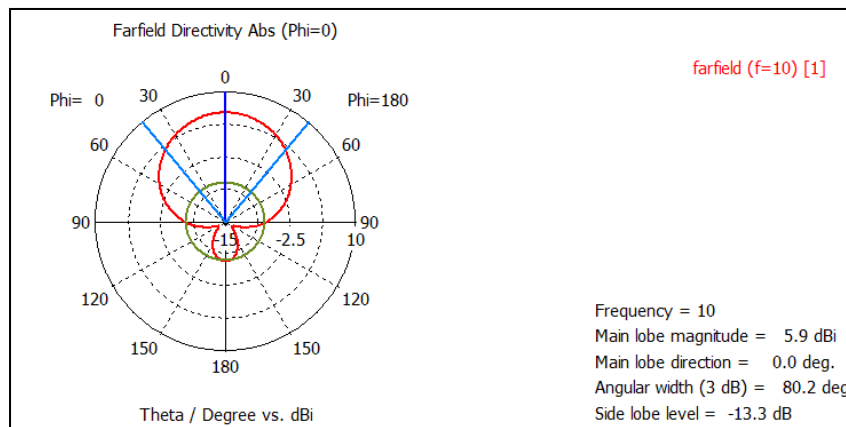


Figura 31. Diagrama de radiación a 10 GHZ (plano XZ). DRA Cuadrada

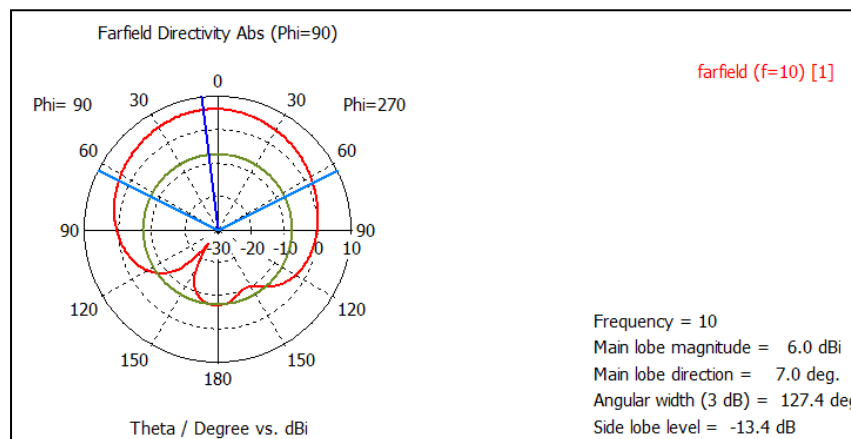
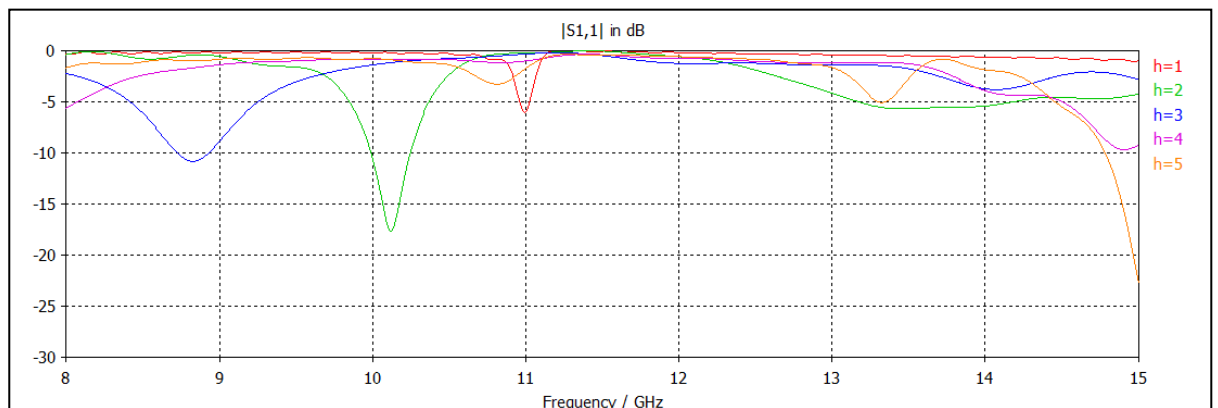


Figura 32. Diagrama de radiación a 10 GHZ (plano YZ). DRA Cuadrada

Como era de esperar, prácticamente salen idénticos resultados que para el caso del diagrama de radiación de la DRA cilíndrica.

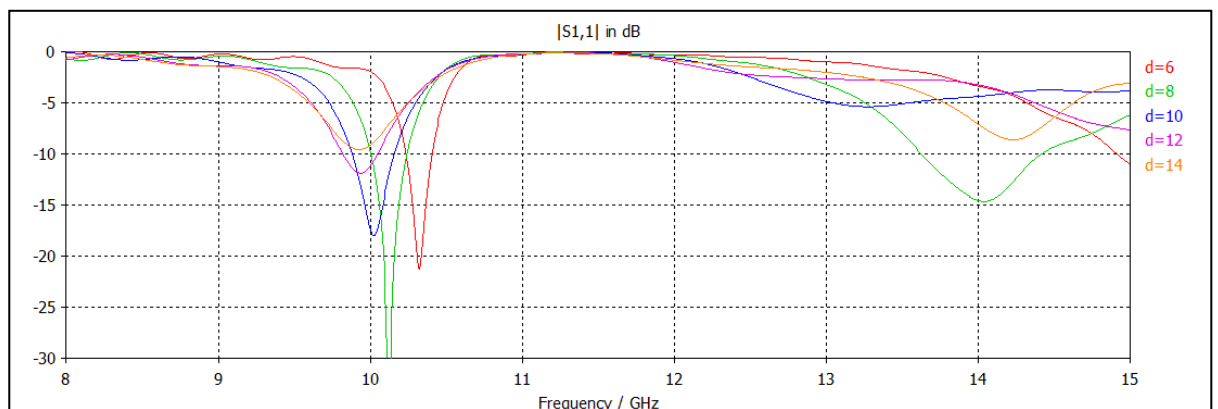
A continuación, al igual que en la forma cilíndrica, se va a llevar a cabo un estudio paramétrico de cómo afectan los cambios de altura, lado y permitividad del rectángulo en el parámetro  $s_{11}$ .

- Cambio en la altura:



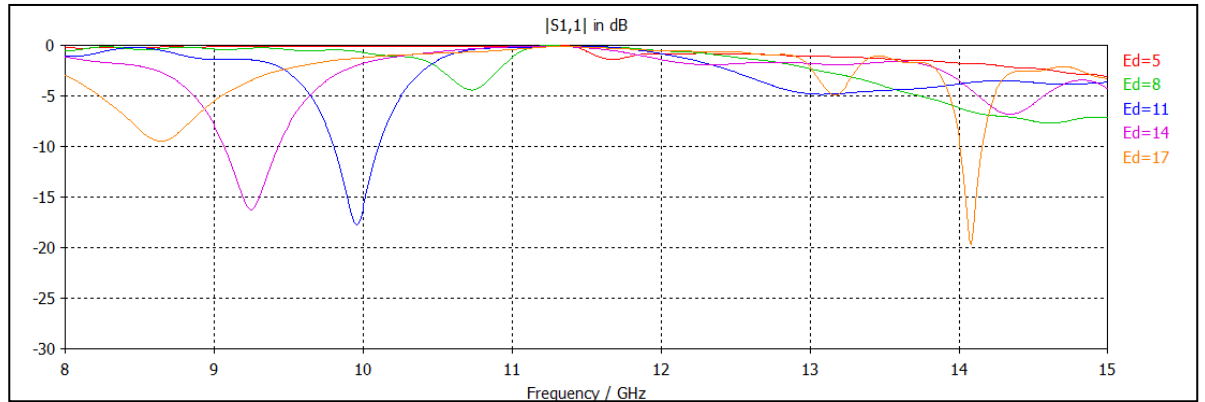
**Figura 33. Parámetro  $S_{11}$ . Variación de la altura del prisma**

- Cambio en el lado:



**Figura 34. Parámetro  $S_{11}$ . Variación del lado del prisma**

- Cambio en la permitividad:



**Figura 35. Parámetro S11. Variación de la permitividad del prisma**

A la vista de los resultados obtenidos, se puede llegar a la conclusión de que con ambas estructuras, tanto la cilíndrica como la rectangular, se obtienen resultados muy parecidos y que prácticamente van a dar las mismas soluciones o muy parecidas. Por esta razón, se va a continuar en el trabajo con la antena rectangular, ya que si se obtienen resultados muy parecidos va a ser más cómodo y más sencillo diseñar y fabricar una forma rectangular que una forma cilíndrica.

## CAPÍTULO 4. APLICACIONES: ARRAY Y FABRY-PEROT

En esta sección se va a llevar el estudio de dos posibles aplicaciones para la DRA diseñada anteriormente: aplicación como elemento de un array y aplicación como antena direccional usándola de alimentador de una cavidad Fabry-Perot. El objetivo será tener una mayor directividad en nuestra antena de una manera fácil y eficiente.

### 4.1. APLICACIÓN EN ARRAY

Un array está formado por un conjunto de dos o más antenas idénticas que se distribuyen de tal forma que el conjunto forma un solo diagrama de radiación. La principal ventaja de esta aplicación es que el diagrama de radiación es fácilmente modificable, pudiendo adaptarlo a las necesidades que surjan en cada momento.

El objetivo de este estudio es analizar el acoplo mutuo entre elementos de un array formado por este tipo de antenas. El acoplo mutuo es un parámetro crítico en el diseño de arrays, ya que si es alto puede provocar desadaptaciones se los elementos del array y, por tanto, degradar su comportamiento. Además, pensando en la utilización de estas antenas en sistemas MIMO, también estos sistemas requieren bajo acoplo mutuo entre sus antenas.

Se van a estudiar las características de dos antenas idénticas como la estudiada anteriormente separadas una distancia 'd'. Las dos antenas van a quedar de la siguiente manera, en este caso una distancia  $d = \lambda$ , donde  $\lambda = 30$  mm.

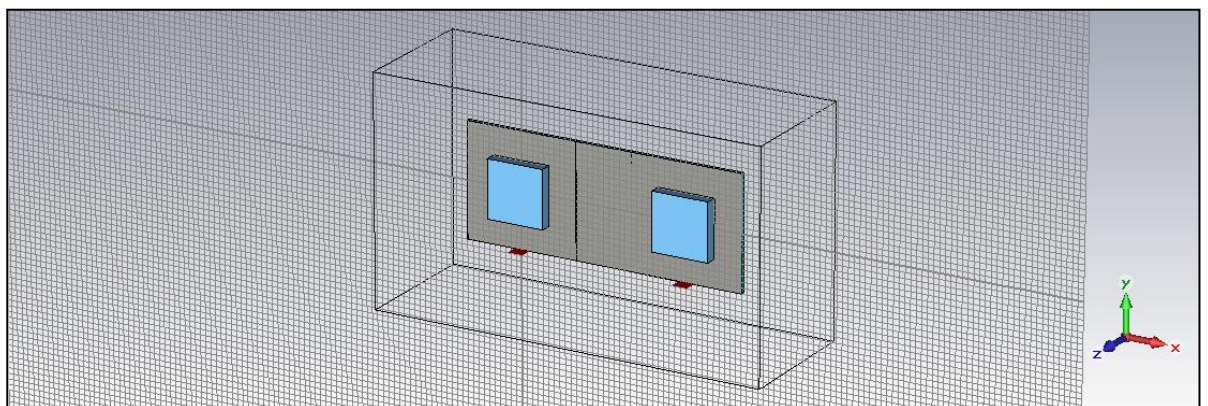
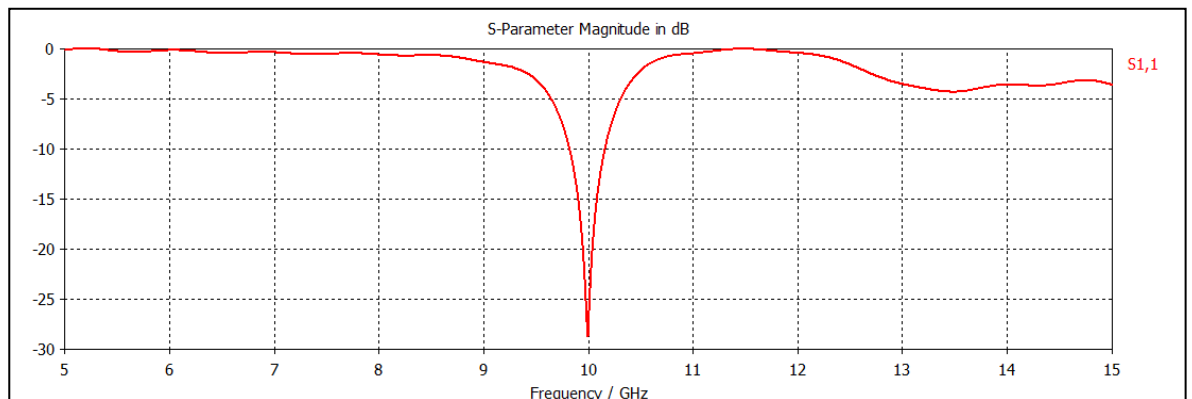


Figura 36. Array de dos antenas DRA

A continuación, se va a llevar a cabo el estudio de los parámetros S variando la distancia entre ambas antenas para analizar el acoplo mutuo. Se empieza a medir de  $d = 2\lambda/3$  en adelante, ya que no se puede poner menos distancia debido a que se solaparían ambas antenas. Además sólo va a interesar hasta una distancia máxima de  $d = \lambda$ , ya que a partir de ésta empiezan a aparecer “grating lobes”, lo que no interesa habitualmente para el diagrama de radiación.

Los “grating lobes” o lóbulos de difracción se producen cuando en el diagrama de radiación aparecen más de un lóbulo principal. El número de máximos de radiación depende de la separación entre los elementos del array. Para que sólo aparezca un máximo de radiación, es decir, que no haya “grating lobes”, es necesario que la distancia entre los elementos sea menor que  $\lambda$  si el array es de tipo broadside y  $\lambda/2$  si se pretende hacer barrido electrónico con el array.

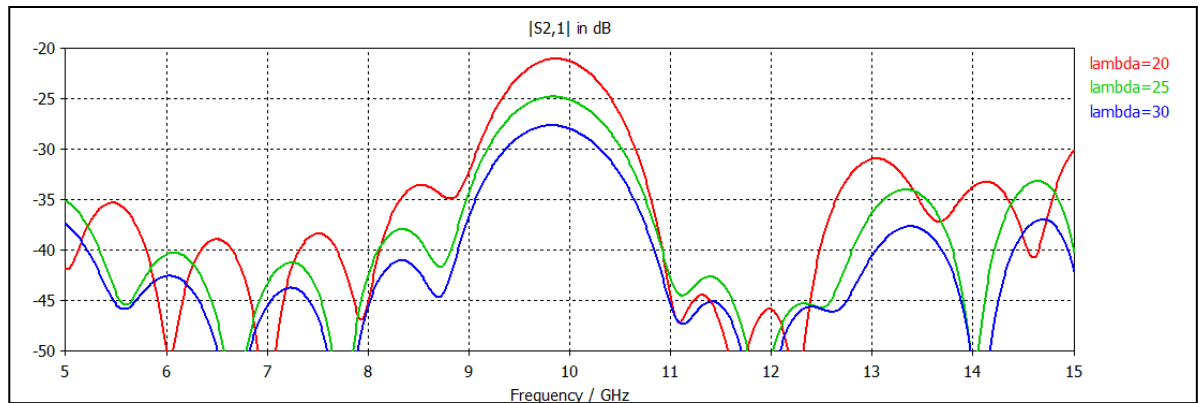
El parámetro  $s_{11}$  y el parámetro  $s_{22}$  van a ser iguales lógicamente en todos los casos, ya que las dos antenas son idénticas.



**Figura 37. Parámetro S<sub>11</sub> y S<sub>22</sub>. Array de dos antenas DRA**

La gráfica es la misma que se había calculado en las antenas por separado, ya que a los parámetros de reflexión  $s_{11}$  y  $s_{22}$  no les afecta que haya más puertos a su alrededor si el acoplo mutuo es bajo.

El parámetro  $s_{12}$  y el parámetro  $s_{21}$  son iguales, según la teoría de microondas y, variando la distancia entre los dos elementos, queda de la siguiente forma:



**Figura 38. Parámetro S12 y S21. Array de dos antenas DRA**

De este parámetro se obtiene la información correspondiente al acoplamiento mutuo entre ambas antenas. Aparece un pico en 10 GHz, lo que va a afectar al diagrama de radiación correspondiente. El acoplamiento mutuo es un parámetro crítico en el diseño de un array y siempre se trata de minimizar. En este caso, incluso para la distancia más cercana, este acoplamiento no sobrepasa los -20 dB, que es un valor generalmente considerado aceptable.

Como se puede comprobar, a medida que se va aumentando la distancia entre las dos antenas, el pico de acoplamiento va disminuyendo, es decir, el acoplamiento mutuo entre ambas antenas es bastante menor, como era de esperar. El acoplamiento mutuo entre antenas se produce tanto por radiación como a través de las líneas de alimentación.

En general, el acoplamiento mutuo entre las antenas estudiadas es bajo en relación a los valores habituales, por lo que es factible la fabricación de un array con este tipo de antenas sin preocuparnos mucho por este parámetro.

En el diseño de arrays es habitual trabajar con antenas separadas una distancia  $d = \lambda/2$ , ya que de esta manera se puede hacer un barrido electrónico sin que aparezcan "grating lobes". Por ese motivo se va a rediseñar el elemento de manera que, disminuyendo el lado y aumentando la altura de la cavidad, se puedan acercar ambas antenas hasta  $\lambda/2$ .

Se ha tenido que reescalar toda la estructura, aumentando la altura del prisma y disminuyendo el lado del prisma, el lado del substrato, el lado grande de la ranura y la línea. Queda de la siguiente forma:



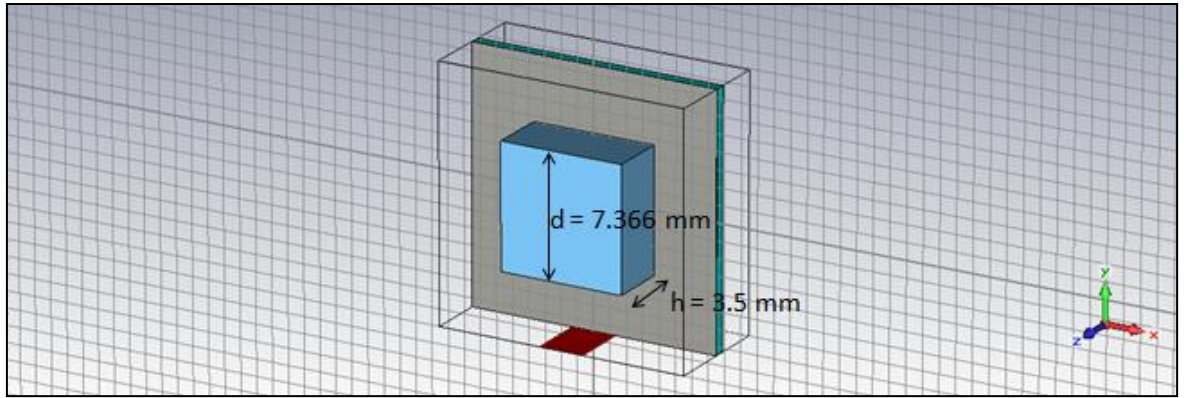


Figura 39. DRA cuadrada rediseñada (vista en perspectiva)

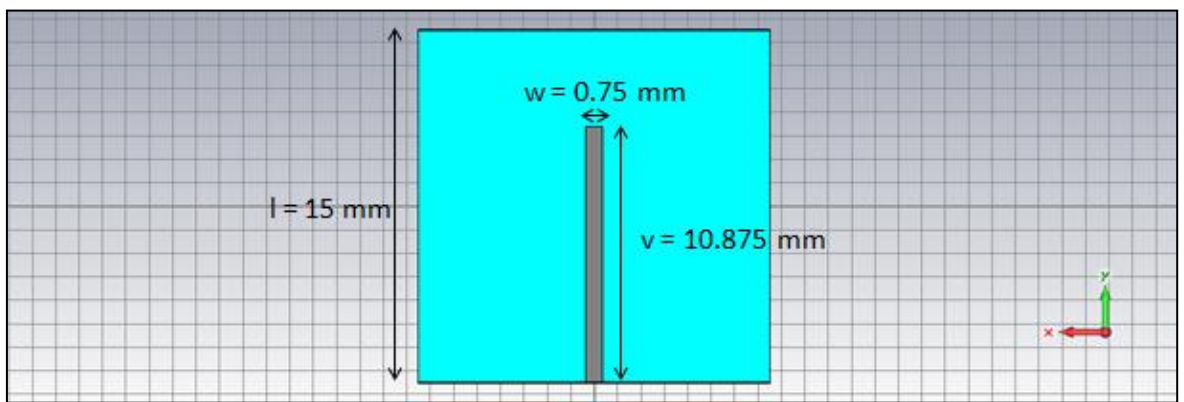


Figura 40. DRA cuadrada rediseñada (vista trasera)

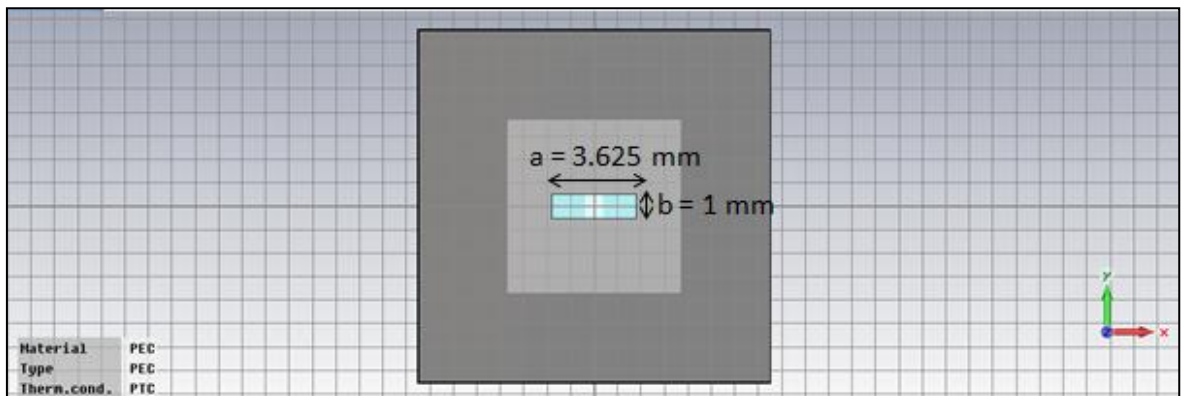
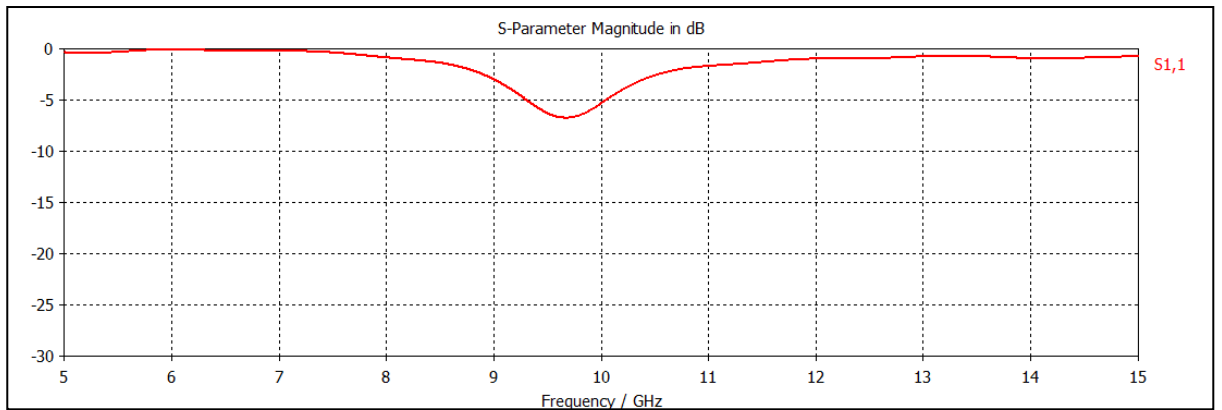
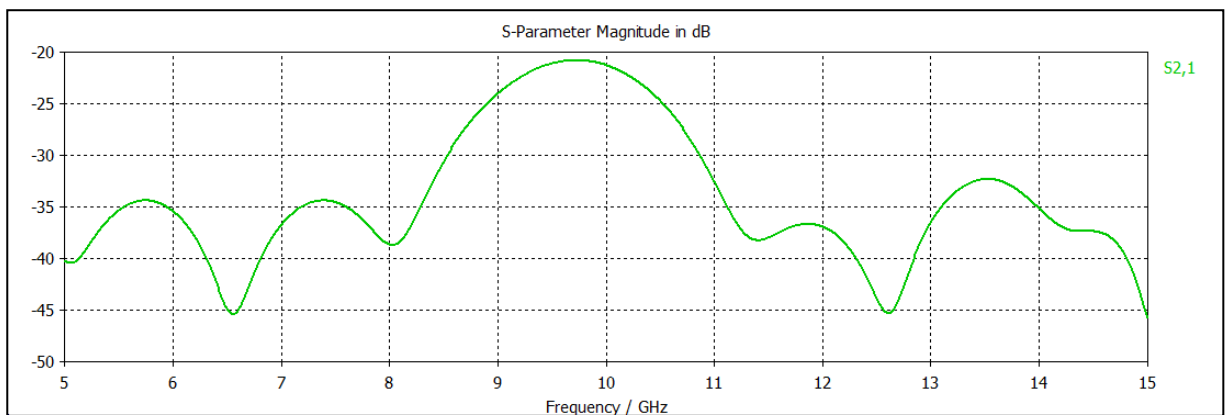


Figura 41. DRA cuadrada rediseñada (vista ranura)

Así, los parámetros  $S$  del array de dos antenas DRA cuadradas separadas una distancia  $d = \lambda/2$  resultan de la siguiente forma:



**Figura 42. Parámetro S11 y S22. Array de dos antenas DRA ( $d = \lambda / 2$ )**



**Figura 43. Parámetro S12 y S21. Array de dos antenas DRA ( $d = \lambda / 2$ )**

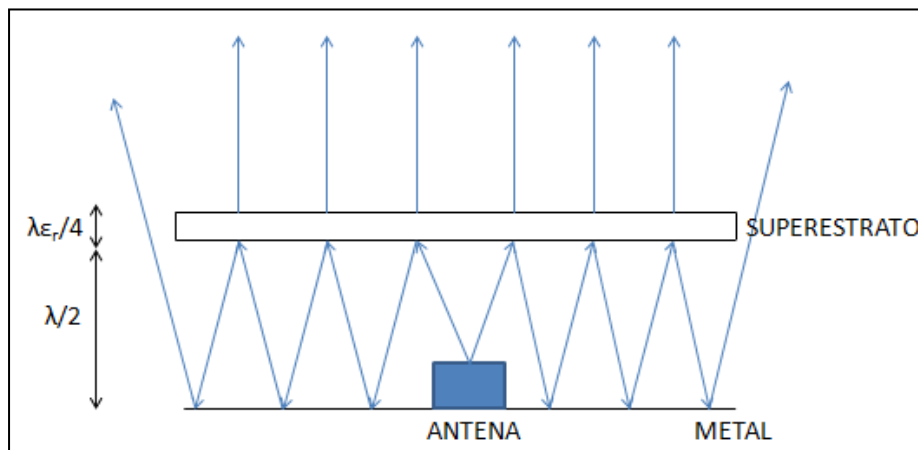
Cabe destacar que el diseño realizado no está perfectamente adaptado a pesar de haber optimizado los parámetros. El pico de adaptación del parámetro  $s_{11}$  es un poco elevado (-7dB) en relación con los valores habituales (-10 dB).

Además, como se muestra en el parámetro  $s_{21}$ , el acoplo mutuo sigue siendo bajo en relación con los valores habituales, por lo que va a ser factible realizar la construcción de este array de dos elementos separados una distancia  $d = \lambda / 2$ .

## 4.2. APLICACIÓN FABRY-PEROT

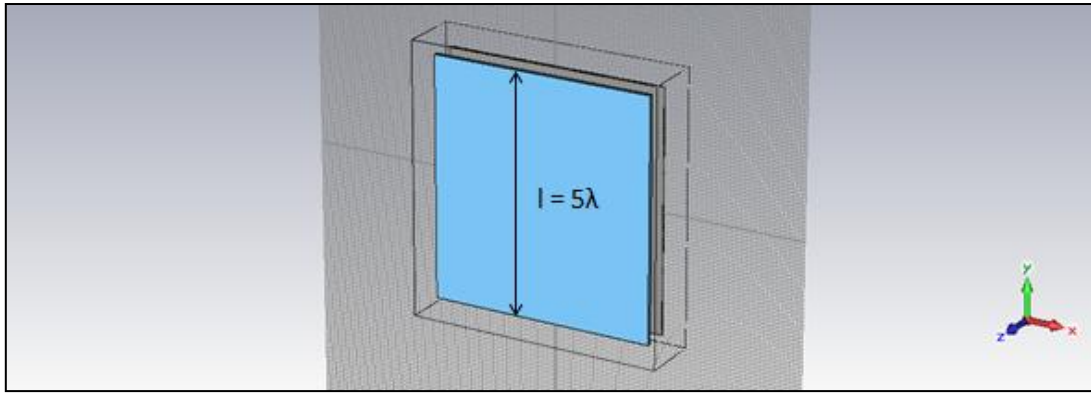
En este apartado se va a llevar a cabo el estudio de otra aplicación para la antena DRA: Fabry-Perot. Esta aplicación se utiliza para conseguir una directividad mucho mayor que con la antena normal de una manera muy sencilla.

La cavidad de Fabry-Perot consiste en, dada una antena cualquiera poco directiva, se coloca un superestrato de permitividad  $\epsilon_r$  de tamaño grande a una distancia  $\lambda/2$  de la antena y con un espesor de  $\lambda\epsilon_r/4$ . De esta forma, cuando las ondas llegan al superestrato, parte de ellas se verán reflejadas y parte de ellas transmitidas, actuando el superestrato como una nueva antena, de forma similar a un reflector, donde nuestra antena DRA en este caso hace de alimentador. A su vez, la onda reflejada va a incidir en el metal, del mismo tamaño que el superestrato, y va a reflejar de nueva la onda, produciéndose todo el rato el mismo fenómeno. En la siguiente figura se muestra una explicación gráfica del fenómeno que sucede:



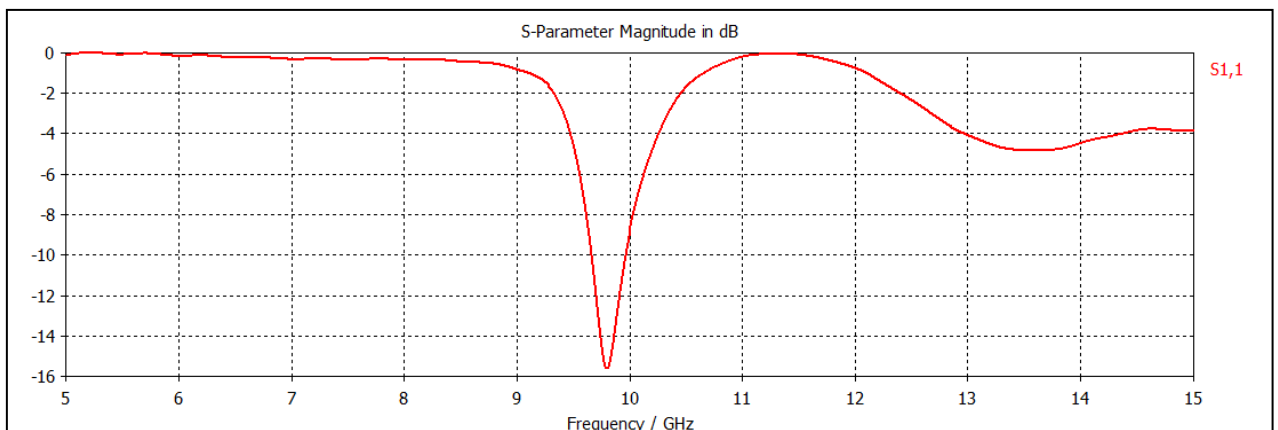
**Figura 44. Explicación gráfica cavidad Fabry-Perot**

Una vez realizada, queda de la siguiente forma:



**Figura 45. Cavity Fabry-Perot**

El parámetro s11 sale de la siguiente manera:



**Figura 46. Parámetro S11. Cavity Fabry-Perot**

Como se puede comprobar, la gráfica es muy parecida a la de la antena DRA normal, centrada aproximadamente en 10 GHz, es decir, el añadir el superestrato no causa desadaptaciones en la antena, ya que lo que ofrece la frecuencia de resonancia es la antena dieléctrica en forma de prisma, aunque esta frecuencia ha sido ligeramente desplazada hacia abajo como consecuencia de la adición del superestrato. A partir de ahora en adelante se va a obviar el parámetro s11 en cada simulación que se haga de Fabry- Perot, ya que no influyen los cambios. El superestrato tiene un tamaño de  $5\lambda \times 5\lambda$  y está hecho con un material de permitividad  $\epsilon_r = 7$ .

Por último, para ver la directividad que se ha conseguido con esta aplicación, el diagrama de radiación queda:

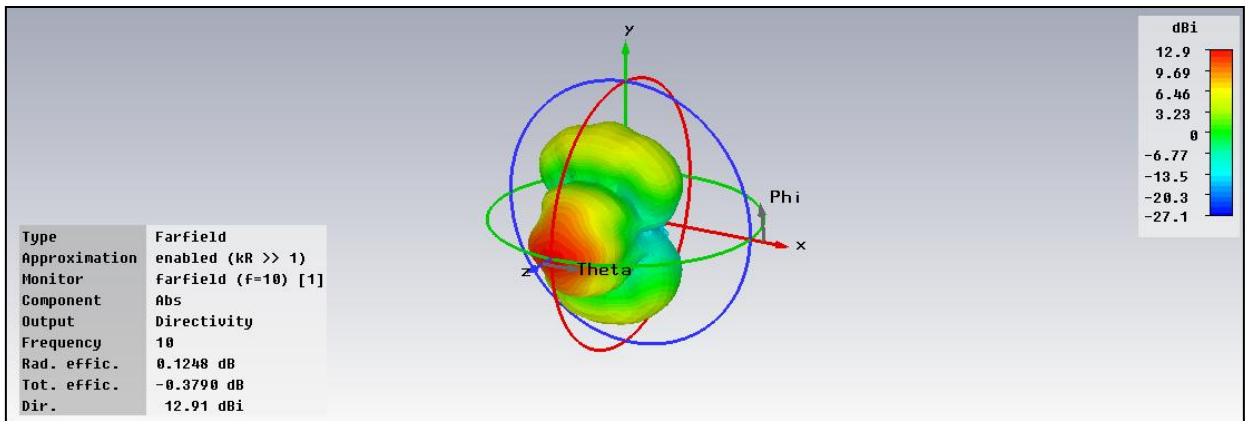


Figura 47. Diagrama de radiación a 10 GHz. Cavity Fabry-Perot

Donde por planos es:

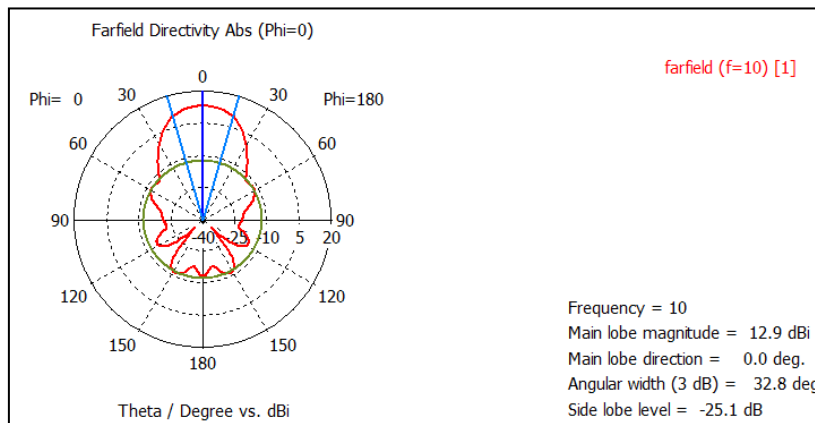


Figura 48. Diagrama de radiación a 10 GHz (plano XZ). Cavity Fabry-Perot

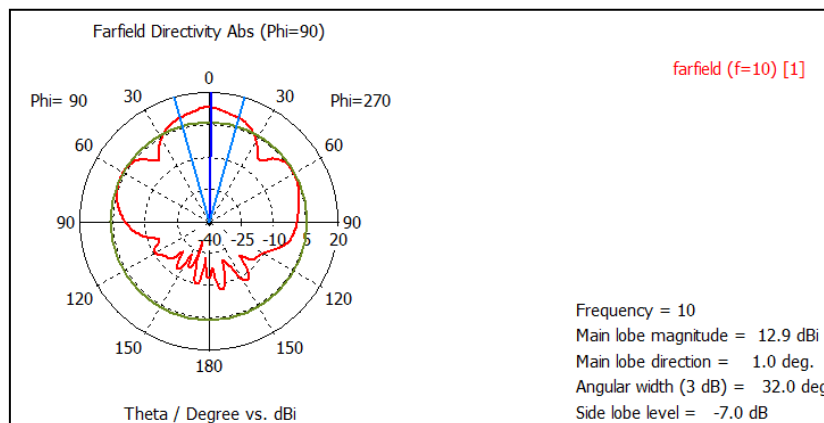
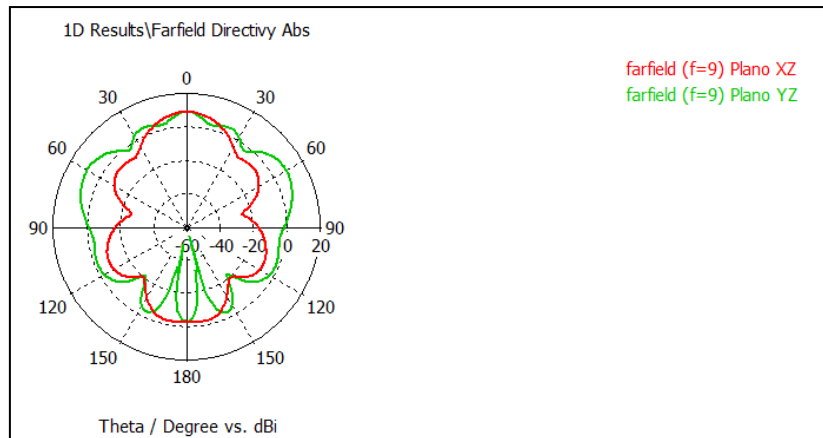


Figura 49. Diagrama de radiación a 10 GHz (plano YZ). Cavity Fabry-Perot

Como se demuestra en las anteriores figuras, se ha ganado bastante en directividad. Hemos pasado de 5.971 dBi de la DRA cuadrada a los 12.91 dBi usando la cavidad de Fabry-Perot. En ambos planos no se obtiene un diagrama de tipo pincel perfecto, pero se asemeja bastante a ello. Además, la radiación trasera ha disminuido a -25.1 dB en el plano XZ. A continuación, se va a llevar a cabo el estudio de esta antena a diferentes frecuencias para comprobar si hay otro diagrama radiación que sea más eficiente y tenga más directividad que a 10 GHz.

### 9 GHz



**Figura 50. Diagrama de radiación a 9 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot**

En el caso de 9 GHz, dado el diagrama de radiación por planos se puede observar que no se consigue nada coherente a esta frecuencia, ya que hay demasiada radiación trasera y demasiado nivel de lóbulo secundario.

## 9.5 GHz

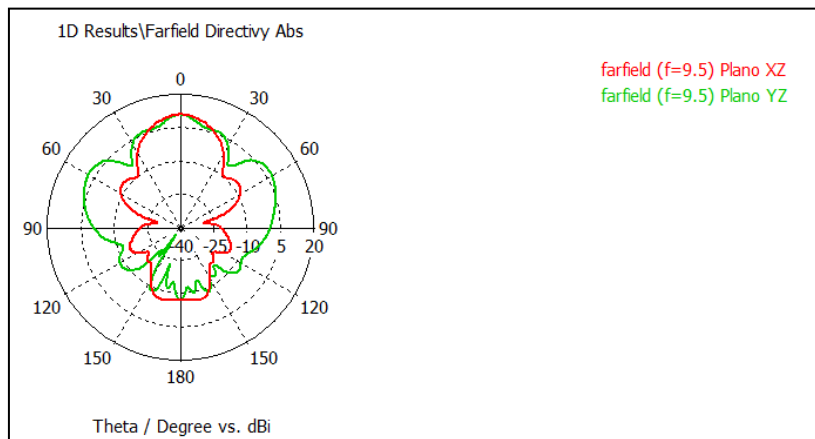


Figura 51. Diagrama de radiación a 9.5 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot

En este caso sí salen resultados más coherentes y bastante parecidos a los de 10 GHz. Sin embargo, tiene más radiación trasera (-17.2 dB) y menos directividad (10.59 dBi), por lo que nos vamos a seguir quedando con la frecuencia de 10 GHz.

## 10.5 GHz

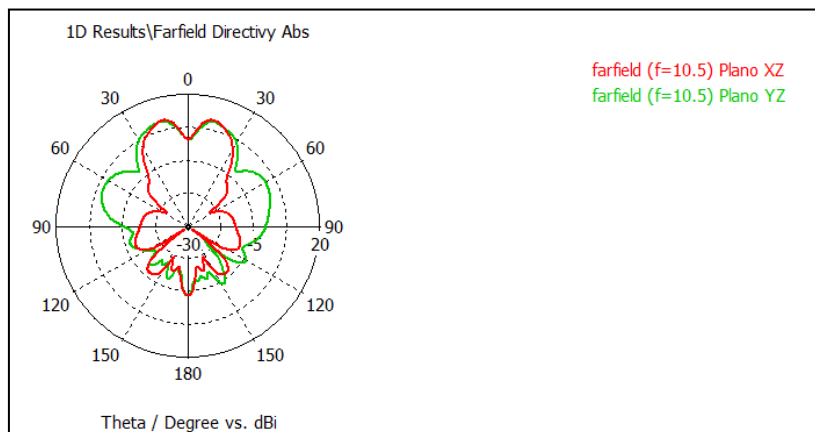


Figura 52. Diagrama de radiación a 10.5 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot

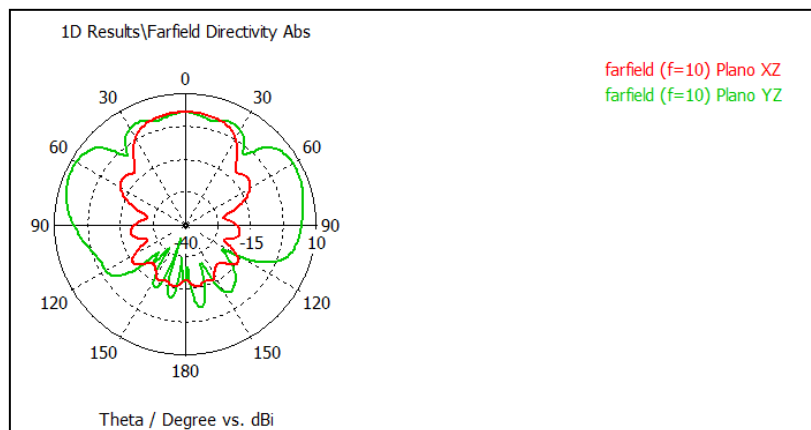
De la misma manera que en 9 GHz, a esta frecuencia el diagrama de radiación tiene demasiada radiación trasera y además tiene dos máximos principales, por lo que no nos interesa.

Esta forma de aumentar la directividad es mucho más sencilla que construyendo un array, ya que el diseño del array implica también el diseño de su red de alimentación y esta puede ser compleja. Sin embargo, tal y como se deduce de este estudio, el inconveniente de esta opción de Fabry-Perot es su banda estrecha y por tanto su alta dependencia con la frecuencia.

A continuación, y para finalizar el estudio de la aplicación Fabry-Perot, se va a analizar el cambio de altura de la capa de superestrato (que anteriormente estaba a una distancia de  $0.5\lambda$ ) y el cambio de tamaño de la estructura, tanto el superestrato como el plano de masa. El estudio se va a hacer para la frecuencia de 10 GHz, ya que las otras, como ya se ha comentado, pierden demasiada directividad y tienen elevada radiación trasera.

En primer lugar se va a cambiar ligeramente la altura de la capa del superestrato. Se van a analizar con dos distancias: una un poco menor ( $0.4\lambda$ ) y otra un poco mayor ( $0.6\lambda$ ).

#### Altura a $0.4\lambda$

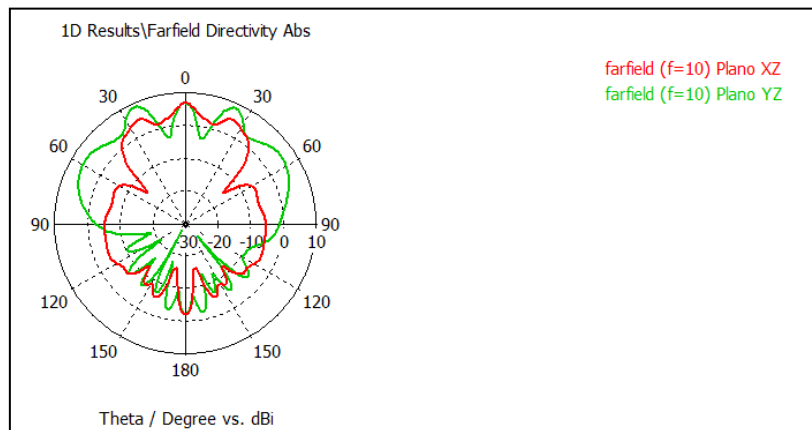


**Figura 53. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot ( $d = 0.4\lambda$ )**

Como era de esperar, los resultados al cambiar la distancia del substrato de Fabry-Perot son bastante peores. En este caso la directividad baja considerablemente de 12.91 dBi que teníamos con la distancia de  $0.5\lambda$  a 8.081 dBi con  $0.4\lambda$ .



### Altura a $0.6\lambda$



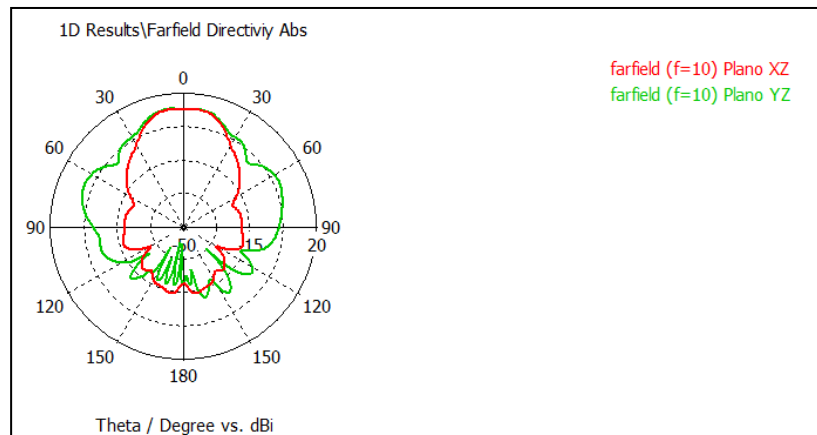
**Figura 54. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot ( $d = 0.6\lambda$ )**

De la misma forma que reduciendo la distancia, al aumentar el diagrama de radiación, como se muestra en la figura 59, sale mucho peor. Además la directividad baja también respecto a la distancia de  $0.5\lambda$  a 10.70 dBi.

De esta manera, tras los resultados obtenidos, vamos a elegir la distancia de  $0.5\lambda$  para el superestrato de la aplicación Fabry-Perot, a la frecuencia de 10 GHz. De nuevo, este estudio de la variación de la altura de la capa del superestrato nos da una idea de la sensibilidad del diseño a cualquier variación. Esto habría que tenerlo en cuenta a la hora de fabricar una antena de este tipo.

En segundo lugar, se va a variar el tamaño de la estructura, tanto el superestrato como el plano de masa, para comprobar los efectos que tiene en el diagrama de radiación y en la directividad. Dado que el tamaño del substrato del primer diseño realizado anteriormente era de  $5\lambda \times 5\lambda$ , se va a aumentar a  $6.5\lambda \times 6.5\lambda$  y a disminuir a  $3\lambda \times 3\lambda$ .

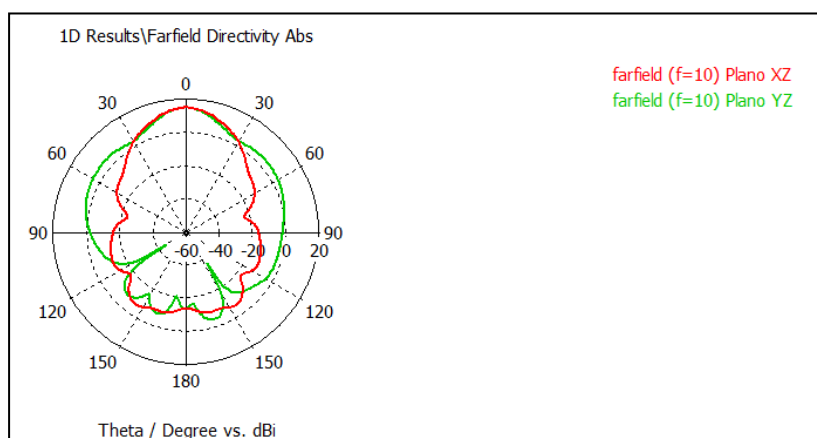
### Tamaño de $6.5\lambda \times 6.5\lambda$



**Figura 55. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavidad Fabry-Perot ( $6.5\lambda \times 6.5\lambda$ )**

Aumentando el tamaño del superestrato a  $6.5\lambda \times 6.5\lambda$  se obtiene una directividad algo menor, con una radiación trasera aproximadamente igual a la de  $5\lambda \times 5\lambda$ . La bajada de directividad se debe a que al agrandar el tamaño, las reflexiones van perdiendo potencia, por lo que llega un punto que no sirve de nada aumentar el tamaño del superestrato. No va a merecer la pena este diseño, ya que además de perder directividad nos supone un aumento del gasto del material.

### Tamaño de $3\lambda \times 3\lambda$

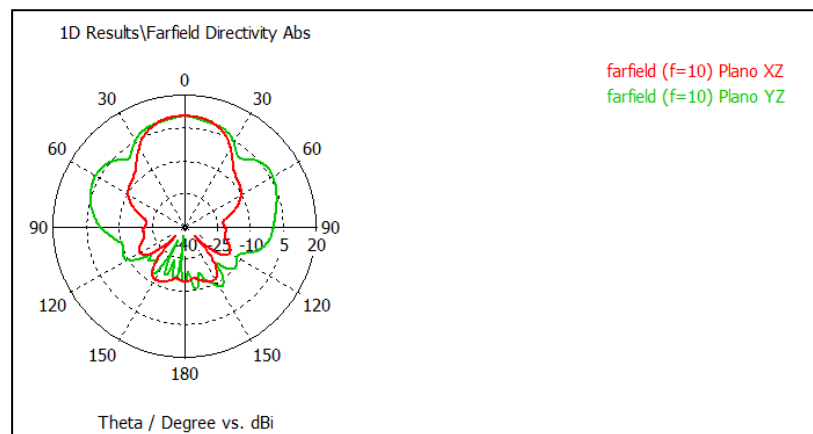


**Figura 56. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavidad Fabry-Perot ( $3\lambda \times 3\lambda$ )**

Reduciendo el tamaño del superestrato se observa que se gana algo en directividad. Pasamos de 12.91 dBi a 14.47 dBi. Además, el nivel del lóbulo trasero sigue siendo bajo, en torno a -22 dB. De esta manera, habría que pensar en cambiar el superestrato de  $5\lambda \times 5\lambda$  a  $3.5\lambda \times 3.5\lambda$ , ya que ganamos en directividad además de gastar menos material para la fabricación y, por consiguiente, ahorrar presupuesto.

Por último, con las dimensiones del primer estudio realizado, es decir,  $5\lambda \times 5\lambda$  el tamaño del superestrato y  $0.5\lambda$  la distancia de separación entre la DRA y el superestrato, se va a cambiar la permitividad de éste para comprobar sus efectos en radiación. En consecuencia, al cambiar la permitividad de la lámina se va a tener que calcular el nuevo espesor de ésta, ya que es de  $\lambda\epsilon_r/4$ . Va a variar de forma que a mayor permitividad el espesor va a ser menor.

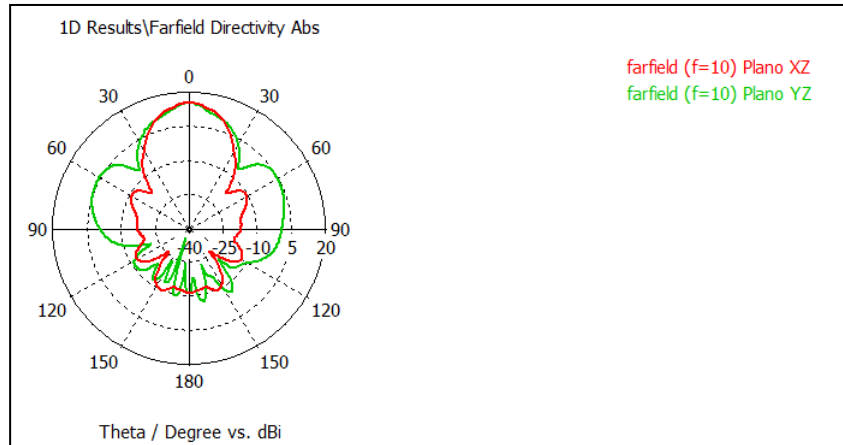
#### Permitividad de $\epsilon_r = 4$



**Figura 57. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot ( $\epsilon_r = 4$ )**

Cambiando la permitividad a 4 salen unos resultados algo peores que con  $\epsilon_r = 7$ . La directividad empeora ligeramente a de 12.91 dBi a 10.08 dBi, y el nivel de lóbulo trasero aumenta, por lo que no resulta práctico disminuir la permitividad.

Permitividad de  $\epsilon_r = 10$



**Figura 58. Diagrama de radiación a 10 GHz (planos XZ e YZ). Cavity Fabry-Perot ( $\epsilon_r = 10$ )**

En este caso los resultados mejoran. Conseguimos una mayor directividad de 15.13 dBi y un nivel de lóbulo trasero menor.

Para resumir todas las variaciones que se han realizado se van a presentar los resultados obtenidos, teniendo en cuenta la directividad y el nivel de lóbulo trasero, tanto en el plano XZ como en el plano YZ.

DISTANCIA ENTRE EL SUPERESTRATO Y LA ANTENA	DIRECTIVIDAD (en dBi)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO XY) (en dB)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO YZ) (en dB)
$0.5\lambda$	12.91	-25.1	-7.0
$0.4\lambda$	8.081	-13.1	-5.1
$0.6\lambda$	10.70	-2.0	-2.1

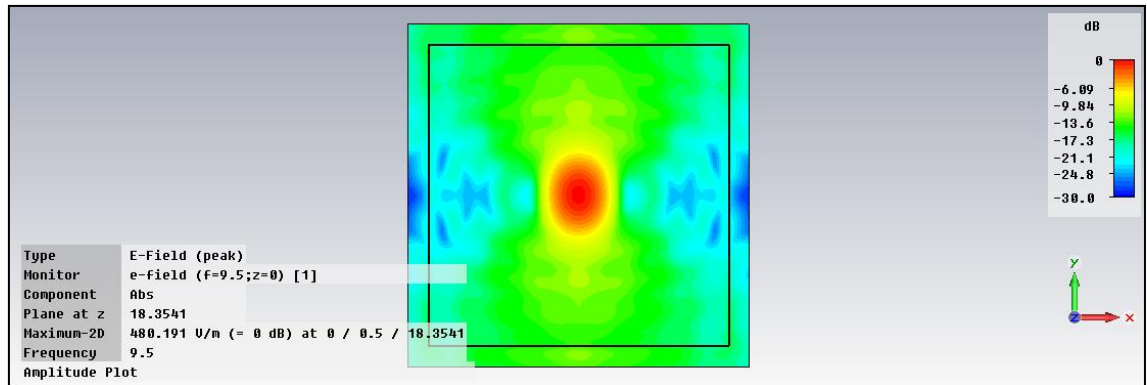
TAMAÑO DEL SUPERESTRATO	DIRECTIVIDAD (en dBi)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO XY) (en dB)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO YZ) (en dB)
$5\lambda \times 5\lambda$	12.91	-25.1	-7.0
$6.5\lambda \times 6.5\lambda$	11.83	-26.1	-5.8
$3\lambda \times 3\lambda$	14.47	-21.8	-9.8

PERMITIVIDAD	DIRECTIVIDAD (en dBi)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO XY) (en dB)	NIVEL DE LÓBULO TRASERO (PLANO YZ) (en dB)
7	12.91	-25.1	-7.0
4	10.08	-22.5	-3.3
10	15.13	-25.7	-9.8

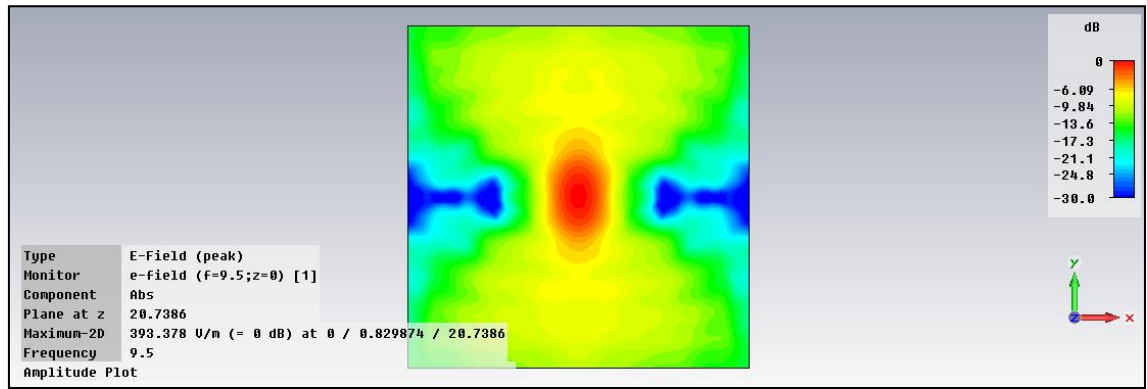
Por último, para finalizar el estudio de la cavidad Fabry-Perot, se va a analizar el campo en la superficie del superestrato para las tres permitividades que se han analizado.

Con el análisis del campo en la superficie, vamos a saber cuánto radia el superestrato (que en esta aplicación actúa como antena parecido a un reflector) en cada punto. De esta forma, sabremos con qué permitividad va a ser mejor construir la cavidad.

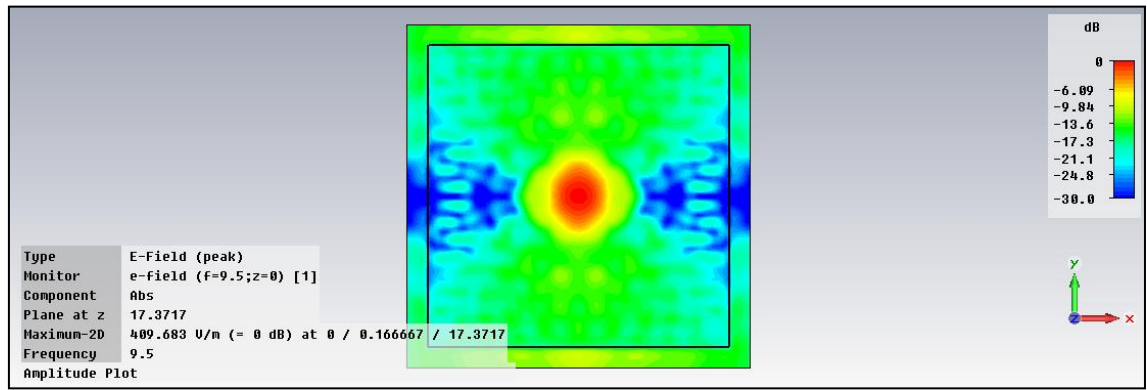
$$\epsilon_r = 4$$



$$\epsilon_r = 7$$



$$\epsilon_r = 10$$



Como se observan en las figuras, el campo más uniforme es el de  $\epsilon_r = 10$  (aunque es difícil de afirmar, ya que en uno de los plano para  $\epsilon_r = 7$  obtenemos un campo bastante uniforme, pero menos el otro plano) por lo que va a tener mayor directividad, resultado que ya se había obtenido anteriormente.

## CAPÍTULO 5. DISEÑO Y MEDIDA DE UN PROTOTIPO

En esta última sección se va a llevar a cabo el diseño real de la DRA cuadrada estudiada en las secciones anteriores. Se va a construir con fibra de vidrio, material que tiene una permitividad de  $\epsilon_r = 4.5$  y un espesor de 1.5 mm. Por eso, va a ser necesario rediseñar todas las medidas de la antena para que radie a los 10 GHz requeridos.

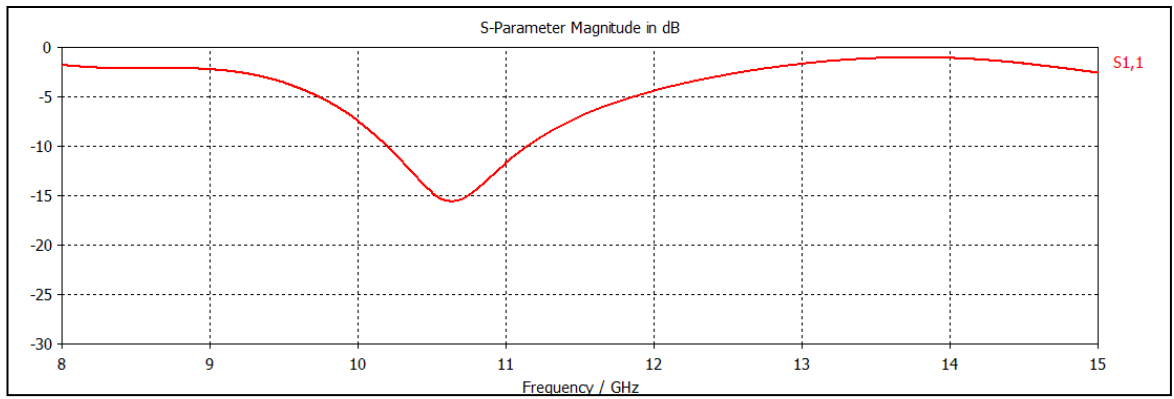
Los primeros parámetros que hay que rediseñar la altura del prisma de la DRA y el espesor del sustrato, ya que al estar hechos del material de fibra de vidrio, van a tener que ser múltiplos de su espesor, es decir, múltiplos de 1.5 mm. De esta manera, la altura es  $h = 3$  mm y el espesor del sustrato  $t = 1.5$  mm.

Una vez definidos esos dos parámetros, es necesario definir los demás con el objetivo de que la antena trabaje en los 10 GHz requeridos. Tras realizar las simulaciones pertinentes, se ha llegado a que los parámetros que faltan quedan de la siguiente forma:

- $a = 7.5$  mm (Lado grande de la apertura)
- $b = 1.5$  mm (Lado pequeño de la apertura)
- $d = 15$  mm (Lado del prisma)
- $v = 20$  mm (Lado grande de la línea)
- $w = 1$  mm (Lado pequeño de la línea)

El último parámetro que es necesario rediseñar es la anchura de la línea, ya que hay que adaptarla para que la impedancia de línea sea más o menos 50 ohmios. Dejando fijo el espesor del sustrato  $t = 1.5$  mm, para que la impedancia sea de 50 ohmios la anchura de la línea se fija en  $w = 2.5$  mm.

Como se muestra en la siguiente figura, se ha conseguido adaptar la antena de fibra de vidrio aproximadamente a los 10 GHz que se querían conseguir.



**Figura 59. Parámetro S11. DRA de fibra de vidrio**

Lamentablemente, la antena se encuentra todavía en fase de fabricación, por lo que los resultados de las medidas se presentarán en la defensa del trabajo.



## CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo de este trabajo ha sido el análisis de las DRA, un nuevo tipo de antenas muy eficientes y de pequeño tamaño que poco a poco se están incorporando al mercado tecnológico.

El continuo avance de las comunicaciones móviles a nivel mundial supone la necesidad de investigar en temas relacionados con la radiación, debido a que en los nuevos dispositivos móviles se pretende integrar un mayor número de antenas en un espacio cada vez más reducido. Es el caso de los nuevos terminales que están saliendo al mercado para el nuevo estándar LTE (“Long Term Evolution”), ya que introduce el uso de técnicas MIMO para la utilización de múltiples antenas tanto en recepción como en transmisión. De esta forma, surge especial interés en la investigación de este tipo de antenas debido a su pequeño tamaño y alta eficiencia, como ya se ha comentado.

En este trabajo se ha empezado explicando brevemente los inicios de investigación de este tipo de antenas, con las principales ventajas que ofrecen respecto a otras como por ejemplo antenas impresas o antenas de hilos. Posteriormente se han comentado las diferentes estructuras de fabricación que se utilizan normalmente para las DRA. Éstas son la esférica, la cilíndrica y la rectangular. La cilíndrica ofrece un grado mayor de libertad que la esférica y, a su vez, la rectangular ofrece otro grado más de libertad que la cilíndrica. En la práctica, la más sencilla de fabricar es la rectangular.

Una vez realizada la introducción, pasamos a escoger un diseño ya propuesto por Pozar y, ya que el suyo está adaptado a 14.5 GHz, rediseñar todos los parámetros para que nuestra antena trabaje a los 10 GHz requeridos. Para ello se ha utilizado el CST MICROWAVE STUDIO, con el que mediante numerosas simulaciones se ha conseguido el resultado a la frecuencia que deseábamos.

Una vez conseguida la adaptación necesaria, hemos obtenido el diagrama de radiación con toda la información que ello conlleva. Además, se han llevado a cabo distintas simulaciones para conseguir entender el correcto funcionamiento de la antena mediante variaciones de los distintos parámetros.

Tras el análisis completo de la antena DRA cilíndrica, se ha realizado el mismo estudio para la misma DRA cuadrada, donde se ha tomado como lado del cuadrado el diámetro de cilindro. Con los resultados obtenidos, se llega a la conclusión que prácticamente se obtienen los mismos resultados tanto con una como con otra, por lo que lo más sencillo es escoger la estructura cuadrada debido a que es más fácil de fabricar.

Posteriormente, tras escoger la DRA cuadrada, hemos estudiado dos aplicaciones posibles de esta antena para, esencialmente, ganar en directividad.

En primer lugar se ha usado la DRA en un array de dos elementos, con el objetivo de analizar el acoplo mutuo entre ellos, parámetro crítico en el diseño de un array. Para entender este parámetro se ha ido variando la distancia entre los dos elementos y se ha llegado a la conclusión de que el acoplo mutuo es bajo en relación con los valores habituales. Es necesario destacar que para construir el array con una distancia entre los dos elementos de  $\lambda/2$ , distancia típica en arrays ya que nos aseguramos de no tener “grating lobes”, se ha tenido que rediseñar la estructura de la antena ya que con las medidas originales se solapaban ambas antenas.

En segundo lugar se ha usado la DRA como alimentador de una cavidad Fabry-Perot. Consiste en colocar un superestrato (en nuestro caso de tamaño  $5\lambda \times 5\lambda$ ) a una distancia  $\lambda/2$  de la antena con un espesor de  $\lambda\epsilon_r/4$ , en función de la permitividad del material. Hemos analizado en primer lugar el diagrama de radiación correspondiente a este caso y se ha llegado a la conclusión de que se gana bastante en directividad. Posteriormente hemos variado algunos parámetros de la estructura para investigar si se puede conseguir una directividad mayor. Se ha variado la distancia entre la antena y el superestrato a  $0.4\lambda$  y a  $0.6\lambda$ , el tamaño del superestrato a  $3\lambda \times 3\lambda$  y a  $6.5\lambda \times 6.5\lambda$ , y el valor de la permitividad a  $\epsilon_r = 4$  y a  $\epsilon_r = 10$ .

Para finalizar el trabajo, tras realizar todas las simulaciones correspondientes, hemos realizado el diseño de un prototipo real para llevar a cabo su fabricación. Como el material del que disponemos es fibra de vidrio, de una permitividad  $\epsilon_r = 4.5$ , hemos tenido que rediseñar toda la estructura de la antena para adaptarla a los 10 GHz que necesitábamos. De esta forma, tras realizar las correspondientes simulaciones y volver a adaptar la impedancia de línea a  $50 \Omega$ , hemos conseguido los parámetros correctos para la fabricación de la DRA de fibra de vidrio. Una vez fabricada se harán las medidas correspondientes para comprobar que funciona correctamente.

En cuanto a las líneas futuras, como ya se ha comentado se abre un amplio abanico de posibilidades de investigación con el despliegue de LTE, ya que los nuevos dispositivos requieren elementos radiantes cada vez más pequeños y más eficientes. En este sentido, se pueden estudiar antenas de este tipo que funcionen en varias bandas de frecuencia a la vez.

Otra línea de investigación es la de DRAs aplicadas a sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID) [8]. EL desarrollo de antenas en campo cercano es algo relativamente nuevo. RFID es una nueva tecnología que consiste en el

almacenamiento de datos y la recuperación de los mismos de forma inalámbrica mediante pequeños dispositivos llamados tags RFID. Para realizar el proceso de identificación simplemente hace falta un lector RFID y una etiqueta RFID, y no hace falta la visión directa. Un ejemplo de aplicación de esta tecnología es la implantación de chips en medicina para mostrar el historial del paciente o seguimientos de personas.

De esta forma, para el correcto funcionamiento de esta tecnología es necesario disponer de antenas pequeñas y eficientes, que se puedan usar como elemento de arrays, por lo que las DRAs cumplen los requisitos.

En la línea de continuación de este trabajo, habría que construir ejemplos de arrays y de diseños Fabry-Perot para validar en el laboratorio las conclusiones obtenidas en las simulaciones.

También sería de interés el diseño de arrays Fabry-Perot, donde se pueden conseguir directividades excepcionalmente altas.

En todo el trabajo hemos utilizado un único tipo de alimentación de la antena. El estudio comparativo de otros métodos de alimentación constituye otra de las líneas futuras.

## BIBLIOGRAFÍA

[1] R.D. Richtinger, "Dielectric Resonators," Journal of Applied Physics, vol. 10, pp. 391-398, Junio 1939.

[2] A. Okaya and L. F. Barash, "The Dielectric Microwave Resonator", Proceedings of the IRE, vol. 50, pp. 2081-2092, Octubre 1962.

[3] D.J. Masse, R.A. Purcel, D.W. Ready, E.A. Maguire, y C.D. Hartwig, "A new low-loss high-k temperature-compensated dielectric for microwave applications", Proceedings of the IEEE, vol. 59, pp. 1628-1629, Noviembre 1971.

[4] S.A. Long, M. McAllister, y L.C. Shen, "The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 31, pp. 406-412, Marzo 1983.

[5] J.L. Volakis, Antenna Engineering Handbook. Mc Graw Hill, 4<sup>th</sup> edition, 2007.

[6] Eva Medina Rodenes, "Diseño de Antenas Dieléctricas para Sistemas de Comunicaciones Inalámbricos Operando en la Banda de Ondas Milimétricas", Proyecto Fin de Carrera, Julio 2011, Universidad Politécnica de Valencia.

[7] David M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstrip Line", Electronic Letters, vol. 25, pp. 1338-1340, 1989.

[8] Raúl Rodríguez Botrán, "Diseño de Arrays Focalizados en Campo Cercano. Aplicaciones RFID", Proyecto Fin de Grado, Febrero 2013, Universidad Carlos III de Madrid.

[9] "Release 8" y "Release 9". URL [<http://www.3gpp.org/Releases>] (Consulta: 22/06/2013).