



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

– **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Agrupación de ranuras transversales en banda Ka para
aplicaciones SATCOM en movimiento

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

AUTOR/A: Muñoz-Mellado Parra, José Luis

Tutor/a: Valero Nogueira, Alejandro

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023

Resumen

Este proyecto gira entorno al diseño de una antena de onda progresiva basada en un conjunto de ranuras alargadas alimentadas en serie mediante una guía de placas paralelas, en banda KA, con el fin de utilizarse en aplicaciones SATCOM.

Finalmente se conseguirá una antena con un ancho de banda aproximado entre los 28 GHz y los 30 GHz y una capacidad de apuntamiento de $\pm 20^\circ$. A través de este proyecto no solo hemos conseguido diseñar una antena de 12 puertos y 10 *stubs* o ranuras alargadas, sino que hemos sido capaces de documentar un método de diseño que seguir cada vez que se quiera implementar una antena de este tipo y obtener una serie de conclusiones sobre el funcionamiento de las antenas de este tipo, a parte de ofrecer alternativas para su diseño de cara al futuro.

También se ha presentado nuestra propuesta de sistema de alimentación y hemos sido capaces de adaptarlo a nuestros diseños de onda progresiva, dando lugar a nuestra antena.

Resum

Aquest projecte gira entorn al disseny d'una antena d'ona progressiva basada en un conjunt de ranures allargades alimentades en sèrie mitjançant una guia de plaques paral·leles, en banda CA, amb la finalitat d'utilitzar-se en aplicacions SATCOM.

Finalment s'aconseguirà una antena amb una amplada de banda aproximada entre els 28 GHz i els 30 GHz i una capacitat de apuntamiento de $\pm 20^\circ$. A través d'aquest projecte no sols hem aconseguit dissenyar una antena de 12 ports i 10 *stubs* o ranures allargades, sinó que hem sigut capaces de documentar un mètode de disseny que seguir cada vegada que es vulga implementar una antena d'aquest tipus i obtindre una sèrie de conclusions sobre el funcionament de les antenes d'aquest tipus, a part d'oferir alternatives per al seu disseny de cara al futur.

També s'ha presentat la nostra proposta de sistema d'alimentació i hem sigut capaces d'adaptar-ho als nostres dissenys d'ona progressiva, donant lloc a la nostra antena.

Abstract

This project revolves around the design of a progressive wave antenna based on a set of elongated slots fed in series by means of a parallel plate guide, in KA band, in order to be used in SATCOM applications.

Finally, an antenna with an approximate bandwidth between 28 GHz and 30 GHz and a pointing capability of $\pm 20^\circ$ will be achieved. Through this project we have not only managed to design an antenna with 12 ports and 10 *stubs* or elongated slots, but we have been able to document a design method to follow every time you want to implement an antenna of this type and obtain a number of conclusions about the performance of antennas of this type, besides offering alternatives for its design for the future.

We have also presented our proposed feeding system and we have been able to adapt it to our progressive wave designs, resulting in our antenna.

En esta instancia desearía agradecer, en primer lugar a mis padres no solo por apoyarme tanto a lo largo de toda mi estancia universitaria y sobre todo en esta última etapa, sino por los valores que han sido capaces de inculcarme. De igual forma me gustaría dar las gracias a mi tutor por guiarme y motivarme durante todo este proceso, sintiendo que he aprendido infinidad de cosas de él. Y por último, agradecer a mis compañeros y amigos por todo el apoyo mostrado ya que sin su motivación hubiera sido más complicado llevar a cabo este trabajo.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Metodología	2
1.2. Estado del arte	2
1.2.1. Reflectores con apuntamiento mecánico	2
1.2.2. Arrays con apuntamiento mecánico	3
1.2.3. Arrays con desfase electrónico	4
1.2.3.1. Reflectarrays con haz reconfigurable	4
1.2.4. Arrays con desfase mecánico	5
1.3. Objetivos	6
2. Modelo teórico para un array de ranuras largas (stubs)	8
2.1. Situación general	8
2.2. Análisis de un array de ranuras	9
2.2.1. Obtención del campo eléctrico radiado	10
2.2.2. Diagramas de radiación	11
2.3. Cálculo de los acoplos necesarios para el array	15
3. Celda unidad	17
3.1. Introducción	17
3.2. Onda lenta en el interior de la guía	18
3.3. Calculo dimensión de las corrugaciones	19
3.4. Diseño de la celda unidad	20
3.5. Diseño de la celda en el extremo del array	22
4. Diseños de onda progresiva	24
4.1. Array de 10 elementos	24
4.2. Array de 20 elementos	28
5. Diseño de antena completa	32
5.1. Sistema de alimentación	32
5.1.1. Modelo de ranura+ <i>pool</i>	33
5.1.2. Montaje de alimentación	36
5.2. Antena completa	37
5.2.1. Resultados	38
5.3. Diseño abierto	48
5.3.1. Resultados	48
5.4. Alternativas para reducir el coste computacional	50

5.5. Antena alimentada por el centro	53
6. Conclusiones y líneas futuras	55
6.1. Líneas futuras	56
Bibliografía	57

Índice de figuras

1.1. Antena con reflector parabólico [4]	3
1.2. Array de elementos con apuntamiento mecánico para uso militar	3
1.3. Esquema de un reflectarray con barrido de haz [5]	4
1.4. Antena de tipo VICTS	5
1.5. Diseño de antena de tipo VICTS de Thinkom[9]	6
2.1. Array de ranuras transversales [10]	8
2.2. Representación modelo teórico	9
2.3. Plano H para ángulo de apuntamiento de 0°	13
2.4. Plano H para ángulo de apuntamiento de 30°	13
2.5. Plano E para ángulo de apuntamiento de 0°	14
2.6. Plano E para ángulo de apuntamiento de 30°	14
2.7. Modelo acoplo entre ranuras	15
3.1. Celda unidad	17
3.2. Guía rellena por un dieléctrico	18
3.3. Fase de la onda	19
3.4. Diseño para determinar dimensiones de las corrugaciones	19
3.5. Fase de la onda	20
3.6. Diseño de la celda unidad	21
3.7. Representación valores obtenidos a partir de la caracterización de la figura 3.6	22
3.8. Celda en el extremo del array que actúa como carga adaptada.	23
4.1. Array de 10 elementos empleando dieléctrico	25
4.2. Array de 10 elementos empleando corrugaciones	26
4.3. Parámetro S11	26
4.4. Módulo de campo en los <i>stubs</i>	27
4.5. Fase de campo en los <i>stubs</i>	28
4.6. Array de 20 elementos empleando dieléctrico	29
4.7. Array de 20 elementos empleando corrugaciones	29
4.8. Parámetro S11	30
4.9. Módulo del campo en los <i>stubs</i>	30
4.10. Fase de campo en los <i>stubs</i>	31
5.1. Diagrama de radiación de una ranura	33
5.2. Contribuciones de campo del modelo ranura+ <i>pool</i>	33
5.3. Diseño del modelo ranura+ <i>pool</i>	34
5.4. S11 obtenido tras la optimización	35
5.5. Diseño array alimentado por guía	36

5.6. S11 obtenido tras la optimización	36
5.7. Diseño de antena completa	38
5.8. Parámetro reflexión de cada uno de los puertos	39
5.9. Módulo del campo	40
5.10. Fase del campo	41
5.11. Esquema de los ángulos necesarios para la representación	42
5.12. Vistas del diagrama de radiación 3D	42
5.13. Diagrama de radiación plano H en función de la frecuencia	43
5.14. Diagrama de radiación plano E en función de la frecuencia	44
5.15. Diagrama de radiación plano H en función del apuntamiento	45
5.16. Campo propagado en el hueco de aire con $\beta=0^\circ$	47
5.17. Campo propagado en el hueco de aire con $\beta=83.68^\circ$	47
5.18. Diseño de antena completa sin cerrar	48
5.19. Diagrama de radiación plano H en función del apuntamiento	49
5.20. Antena empleando tiras de metal	50
5.21. Valores de reactancia de las tiras de metal equivalente	51
5.22. Parámetros S	51
5.23. Módulo del campo	52
5.24. Fase del campo	52
5.25. Diseño preliminar de antena alimentada por el centro	53
5.26. Campo propagado en la guía de placas paralelas	53

Índice de tablas

3.1. Dimensiones de las corrugaciones	20
3.2. Dimensiones del <i>notch</i>	21
4.1. Datos obtenidos de las expresiones del apartado 2.3	25
4.2. Tabla de valores de diseño	25
4.3. Tabla de valores de diseño	29
5.1. Valores óptimos de la estructura	35
5.2. Valores óptimos de la estructura	37
5.3. Tabla de valores de alimentación de cada puerto	39
5.4. Tabla de valores destacables de los diagramas	43
5.5. Tabla de valores de inclinación de haz en función de la frecuencia	44
5.6. Tabla de valores angulares de los diagramas	46
5.7. Tabla de valores de haz de los diagramas	46
5.8. Tabla de valores angulares de los diagramas	49

Listado de siglas empleadas

CTS Continous transverse stub.

RAE Real Academia Española.

SATCOM Satellite communications datalink.

SOTM SATCOM On The Move.

URSS Unión de Repúblicas Socialistas Soviéticas.

VICTS Variable inclination continuous transverse stub.

Capítulo 1

Introducción

Esta sociedad actual en la cual hemos nacido y crecido, se encuentra cimentada en gran medida en la capacidad de comunicación. Hoy en día es muy difícil recordar cuando no existía una conectividad global y de hecho se siguen dando los pasos correctos para seguir avanzando en este camino.

Actualmente ya no es necesaria únicamente la conectividad global, sino que además se considera un requisito fundamental que la misma sea a alta velocidad. Por eso mismo las tecnologías móviles están en constante avance en busca de su quinta generación [1]; sin embargo es cierto que las comunicaciones terrestres tienen muy complicado llegar a tener la capacidad de ofrecer conectividad global. Esto es debido a que sería necesaria tener infraestructura prácticamente en cualquier rincón del planeta tierra, hecho que no solo es extremadamente difícil de llevar a cabo sino excesivamente caro.

Por todo esto las comunicaciones por satélite se presentan como una gran solución a este problema, pues desde la órbita terrestre es mucho más sencillo llegar a cualquier rincón del planeta Tierra. Para tener una premisa clara sobre el hecho del que se va profundizar, la RAE define a un satélite artificial de la siguiente forma: vehículo espacial, tripulado o no, que se coloca en órbita alrededor de la Tierra o de otro astro, y que lleva aparatos apropiados para recoger información y transmitirla.

Desde el lanzamiento del Sputnik I en 1957 por la URSS, el cual fue el primer satélite artificial puesto en órbita, el desarrollo espacial no ha cesado. Inicialmente todo se realizaba con un claro objetivo militar; sin embargo con el transcurrir de los años las comunicaciones por satélite pasaron a ser de uso civil de igual forma. A finales de 2020 se habían puesto en órbita 3367 satélites, lo cual supuso un auténtico récord en su momento, repartidos entre las tres órbitas que tenemos disponibles: GEO, MEO y LEO [2].

Las comunicaciones SATCOM (Satellite Communications) son las que conectan dos estaciones terrestres gracias a un satélite, entiéndase por estaciones terrestres desde un terminal móvil a una estación de comunicaciones, si algunas de estas estaciones está en movimiento ya se considera SOTM (SATCOM On The Move). Para que las SOTM puedan llevarse a cabo necesitaremos sistemas de apuntamiento y estabilización para la antena del satélite, pues necesitaremos evitar en lo máximo posible el desapuntamiento entre emisor y receptor, para ser capaces de mantener tanto la velocidad como la fiabilidad en la transmisión y así no decaiga la calidad de servicio (QoS) [3]. Esto dependiendo de las condiciones puede ser increíblemente complicado, por tanto nuestros sistemas deben estar muy bien preparados.

El apuntamiento deberá variar en todo momento, dado que el satélite estará siempre en movimiento y el receptor puede que también, si el receptor también está en movimiento dificultará todavía más mantener el apuntamiento. Esto hará que por lo general la implementación de sistemas SOTM sea muy cara, debido a la alta tecnología que necesita, el objetivo de cara a futuro es ser capaces de mantener las prestaciones pero reduciendo el coste de fabricación.

1.1. Metodología

En primer lugar se hará un una recopilación del estado del arte de los principales tipos de antenas empleadas en comunicaciones SATCOM y SOTM. Luego se desarrollará un modelo teórico capaz de sostener nuestro diseño. Una vez terminado, se iniciará un proceso de caracterización de los diferentes elementos de la antena, que se desembocará en el diseño de unos modelos de onda progresiva. Tras esto se presentará nuestro modelo de alimentación y se adaptará el mismo a nuestra antena. Todo esto se hará con el objetivo de llegar a la construcción de nuestra antena. Por último se plantearán y compararán diferentes alternativas con el fin de reducir el coste computacional, a parte de estudiar la viabilidad de realizar un diseño alimentado por el centro.

1.2. Estado del arte

Las tecnologías SOTM están en auge por lo que hay una gran cantidad de líneas de investigación abiertas sobre todo centradas en controlar el apuntamiento. A continuación se presentarán las principales tecnologías para variar el apuntamiento del haz y en que punto de desarrollo se encuentran.

1.2.1. Reflectores con apuntamiento mecánico

El origen de las antenas que implementan reflectores, surge en 1888 con Heinrich Hertz, un físico e ingeniero alemán, que fue capaz de demostrar de forma experimental la existencia de ondas electromagnéticas.

Es necesario destacar que el reflector no es una antena en sí, si la antena ejerce el papel de receptor este se encarga de reflejar todas las ondas electromagnéticas hacia el centro, dónde se encuentra la verdadera antena. Si la antena ejerce de emisora, el reflector refleja las componentes de la onda que se desviaban al radiar, en la dirección que deseábamos. Es decir estas antenas utilizan el reflector para elevar la directividad de un elemento radiante el cual carecía de la misma.

Las antenas con reflector en sí no tienen ninguna capacidad de variar el apuntamiento gracias a la estructura de la antena, estas lo hacen simplemente girando la antena desde la base en una dimensión o bien en las dos. Este mecanismo si bien es muy simple también resulta bastante efectivo.



Figura 1.1: Antena con reflector parabólico [4]

En la figura 1.2 vemos un claro ejemplo de lo que suponen este tipo de estructuras, en este caso concreto empleando un reflector parabólico. Vemos como la antena en sí es el elemento central y el reflector esta únicamente para reconducir las ondas y como implementa un sistema de apuntado en una dimensión, situado en la base de la estructura.

1.2.2. Arrays con apuntamiento mecánico

Cuando hablamos de un array, hablamos de una concatenación de radiadores, que por si solos podrían ser una antena, situados y alimentados de una forma concreta, con el fin de conseguir un diagrama de radiación concreto.



Figura 1.2: Array de elementos con apuntamiento mecánico para uso militar

La mayor ventaja que nos proporciona emplear este tipo de estructura, es que es más versátil que las demás. Es decir, variando la alimentación podemos variar la forma del diagrama de radiación,

lo que nos va a permitir adaptarnos mejor a según que situaciones.

A diferencia de los arrays que presentaremos más adelante, en este tipo de antenas el apuntamiento no se ajusta desfasando los elementos, sino que siguiendo la misma idea que los reflectores del apartado anterior el apuntamiento se ajusta girando la antena hacia la dirección deseada con un mecanismo externo.

1.2.3. Arrays con desfase electrónico

En este punto se va a hablar de los arrays que varían su apuntamiento estableciendo un desfase entre sus elementos; sin embargo este desfase se introducirá de forma electrónica y no de forma mecánica como estamos acostumbrados.

Esta tecnología parece la más prometedora de cara al futuro, pues prescinde de los elementos mecánicos, no obstante a día de hoy el alto coste que supone su implementación y desarrollo, hace suponer que a corto plazo no sea posible su uso en aplicaciones civiles. Sin embargo es cierto que en el ámbito militar se está avanzando de forma significativa, y ya hay sistemas que se usan en el entorno militar.

1.2.3.1. Reflectarrays con haz reconfigurable

Esta tecnología, si bien es cierto que la hemos incluido dentro de los arrays con desfase electrónico, también se apoya en los reflectores para variar el apuntamiento del haz.

Una antena de tipo reflectarray si nos fijamos en la figura 1.3, esta compuesta por una serie de elementos conductores, los cuales se sitúan sobre el foco del reflector parabólico y que son iluminados mediante un alimentador, por tanto se aprecia como se ha mencionado anteriormente que esta tecnología combina los reflectores parabólicos con arrays microstrip. Por tanto, para variar el apuntamiento del haz se emplean los elementos del array, estos introducen un desfase en el campo reflejado que sea capaz de variar el apuntamiento del haz.

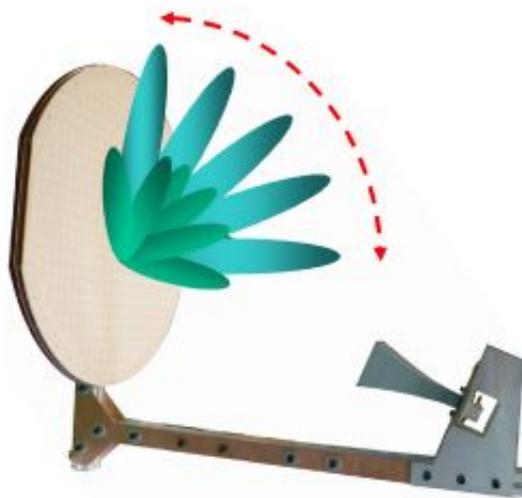


Figura 1.3: Esquema de un reflectarray con barrido de haz [5]

El cambio de fase que se produce dependerá de la geometría del elemento, por lo que tendrá un valor fijo. Por ello para tener más libertad se introducen switches para variar la geometría de cada elemento y eso dará pie a modificar el valor de la fase, dando mayor rango de movimiento al haz.

1.2.4. Arrays con desfase mecánico

Más baratos que los anteriores son los sistemas basados en arrays que modifican el desfase entre elementos de forma mecánica. Estos actualmente están más extendidos en el uso civil, y si decíamos que los arrays con desfase electrónico son los más prometedores de cara al futuro, de cara al corto-medio plazo, esta tecnología parece que dominará sobre la otra.

Dentro de este grupo vamos a desarrollar las antenas de tipo VICTS (Variable Inclination Continuous Transverse Stub), las cuales son las que gozan de más relevancia dentro del mismo.

Las antenas de tipo VICTS son una de las soluciones más empleadas a la hora de implementar un sistema de comunicación o navegación, estas surgen a partir de las CTS, que implementan un array de *stubs*, y tienen una geometría circular[6].

Las dos mayores ventajas que implementan las antenas con esta geometría, son que permiten operar en un ancho de banda generalmente grande, esto es debido que durante el proceso de diseño se busca colocar los *stubs* de forma que resuenen en el rango de frecuencia que deseemos y amplifiquen las ondas electromagnéticas, por otro lado la otra ventaja y la cual es el mayor distintivo que tienen estas antenas frente a otras es su capacidad de variar la inclinación del haz, estas dos características nos permiten adaptarnos a diferentes frecuencias, alturas y velocidades lo que la hace una tecnología muy versátil[6].

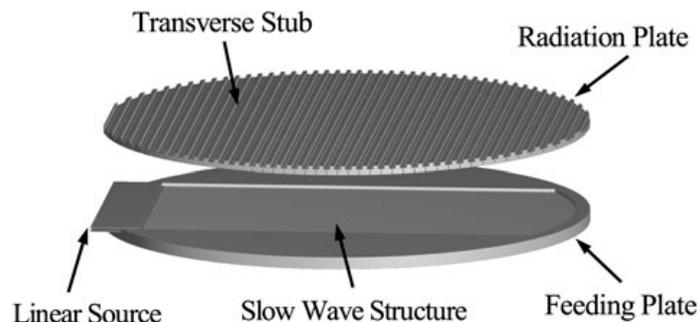


Figura 1.4: Antena de tipo VICTS

En la figura 1.5 se aprecian las distintas capas funcionales de una VICTS, y la posición relativa de las mismas (se varía mediante un giro mecánico) es la que rige el acimut, la elevación y los ángulos de polarización del haz.

Otra ventaja que presentan este tipos de antenas es que su altura puede rondar los 10 cm [7], lo cual no supone nada en comparación a lo que podría ser una antena reflectora, por ejemplo. Esto lo que hace es que tengamos una mayor facilidad para colocarla en vehículos, barcos, satélites, etc.

Un defecto que presentan este tipo de antenas es que dirigir el haz principal justo a la dirección deseada, es un proceso complicado. Esto es debido mayormente a que la modificación del ángulo de apuntamiento o de la frecuencia de trabajo, influye en el ángulo de elevación, el ángulo de acimut,

el ángulo de polarización y la forma del haz. No obstante estas influencias se pueden modelar para así tenerlas en cuenta.[8]

Uno de los últimos ejemplos novedosos de antena VICTS es la que ha desarrollado la empresa ThinKom Solutions, esta antena la cual se enfoca en los mercados gubernamentales y militar parece tomar ventaja en el mercado de este tipo de antenas.



Figura 1.5: Diseño de antena de tipo VICTS de Thinkom[9]

Como se ha mencionado anteriormente sobre esta clase de antenas, la altura de la misma es de 9 cm, lo cual le provee de una versatilidad muy importante dependiendo de la situación, a la misma vez que preserva la fiabilidad probada en vuelo y proporciona todas las características mencionadas de una antena VICTS. Una de las mayores ventajas que tiene este diseño es que permite que las antenas transmisora y receptora se instalen tanto juntas como por separado, lo que facilita su instalación.

Esta antena trabaja en banda KA y permite velocidades de 400 Mbps de enlace de envío y 100 Mbps de enlace de retorno aproximadamente. Cuando terminó el desarrollo de la misma fue incorporada al avión E-4B del Centro Nacional de Operaciones Aerotransportadas del gobierno de los Estados Unidos, demostrando la necesidad que se tiene por antenas efectivas para sistemas de comunicación en movimiento, no solo en el caso de los satélites.

1.3. Objetivos

Todo este el desarrollo de este proyecto se ha realizado con el fin de cumplir los siguientes objetivos:

- Obtener un diseño de una antena basada en la propagación de una onda progresiva, y que establezca el desfase entre stubs de forma mecánica.
- Estudiar de forma detallada la respuesta de dicha antena, obteniendo sus parámetros de funcionamiento.
- Ser capaces de adaptar nuestro sistema de alimentación a la antena, y que se mantenga el correcto funcionamiento de la misma.

- Documentar todo el proceso seguido, con el fin de establecer un método que se pueda reutilizar en un futuro para el diseño de antenas de estas características.
- Intentar establecer algunas alternativas al diseño original y que sean capaces de reducir el coste computacional de las simulaciones, realizando una comparativa con el original.
- Estudiar la viabilidad de alimentar por el centro este tipo de antenas.

Capítulo 2

Modelo teórico para un array de ranuras largas (stubs)

Una vez realizada una presentación de todo el contexto relacionado con nuestro diseño, el siguiente paso, antes de comenzar a hacer cualquier tipo de diseño, será desarrollar un modelo teórico lo suficientemente robusto que sea capaz de sostener todo nuestro proyecto.

2.1. Situación general

El primer paso consiste en ser capaces de concebir una visión general de nuestro proyecto y de lo que queremos para el mismo. En el caso de nuestra antena, esta tendrá una forma rectangular, lo cual significa que todas las ranuras tendrán la misma longitud.

Si somos capaces de hacer un ejercicio de abstracción seremos capaces de visualizar dos partes principales de la antena. La parte superior se tratará de un array de ranuras alargadas, también conocidas como *stubs*, que se disponen de forma transversal a la propagación, como muestra la figura 2.1. Estos *stubs* presentan una apertura escalonada para facilitar la radiación.

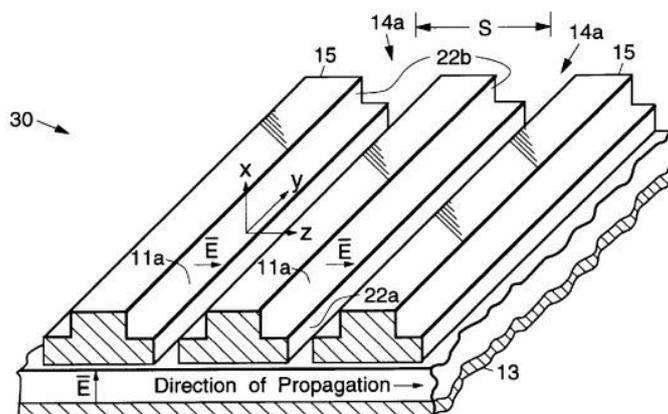


Figura 2.1: Array de ranuras transversales [10]

Como podemos visualizar en la figura 2.1 el campo eléctrico se propaga por el hueco de aire que encontramos debajo de las ranuras, básicamente una guía formada por dos placas paralelas, y es radiado por las mismas. Si nos centramos en la guía de placas paralelas, aunque en la figura no lo muestra, esta incorporará una serie de corrugaciones transversales en la placa inferior con el fin de reducir la longitud de onda respecto a la de espacio libre y así mejorar la radiación evitando los indeseados lóbulos de difracción, como se comentará más adelante.

Con el fin de tener una visión más completa del propósito de la antena, conviene señalar que por debajo de ella se dispondrá una red de alimentación cuyo propósito fundamental será dotarla de la capacidad para modificar el apuntamiento del haz principal de nuestra antena. Este elemento introducirá un desfase a lo largo de la longitud del *stub*; variando ese desfase se consigue modificar el ángulo de apuntamiento. El método más común para introducir el desfase es a través de algún elemento mecánico. Partiendo de esa premisa se puede alimentar la antena de forma continua con un frente de onda que incida de forma distinta en cada punto de la ranura [11] [12]; sin embargo no aplicaremos este método, ya que se alimentará de forma discreta con una fase distinta en diferentes puntos de la ranura. La red mencionada no es objeto de este TFG y asumiremos que disponemos de las señales desfasadas correctamente a la entrada de nuestra antena.

2.2. Análisis de un array de ranuras

Una vez que tenemos visualizada la estructura general de nuestro dispositivo, el siguiente paso será hacer un desarrollo teórico preliminar de una versión simplificada de la antena. Para llevar a cabo este proceso resolveremos el modelo representado en la figura 2.2.

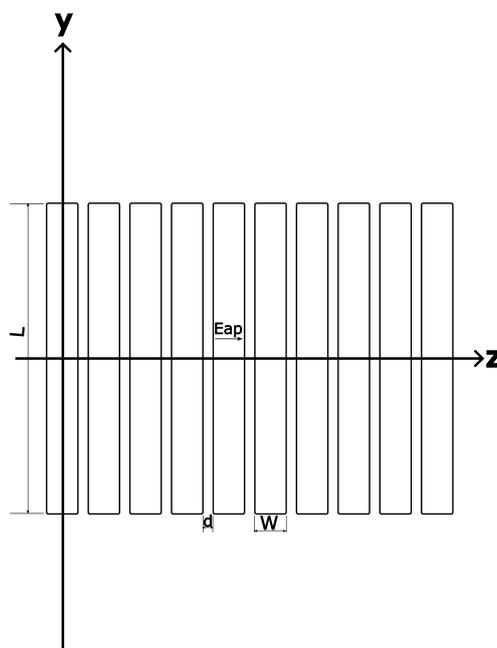


Figura 2.2: Representación modelo teórico

La frecuencia de trabajo es 30 GHz, y la longitud de onda asociada $\lambda = 10$ mm.

Como podemos observar, nuestro modelo consiste en un array de 10 ranuras, que representan una versión simplificada de nuestros *stubs*. Las ranuras tienen una distribución de campo uniforme en su apertura. Las ranuras son de longitud L y ancho w y están equiespaciadas una distancia d a lo largo del eje z . La distancia d es de 9 mm, y es igual a una longitud de onda, λ_g , del campo que se propaga por el interior de la guía de placas paralelas. Como vemos, la longitud de onda en el interior de la guía es menor que en espacio libre gracias al suelo de corrugaciones antes mencionado. Disponiendo los *stubs* cada λ_g conseguimos que todos ellos estén alimentados con la misma fase y a la vez que su espaciado sea inferior λ , de modo que evitamos los lóbulos de difracción. Esta es la situación que trasladamos a nuestro array de ranuras, es decir, $d = 0,9\lambda$ y desfase nulo.

2.2.1. Obtención del campo eléctrico radiado

En este apartado el objetivo fundamental será encontrar la expresión del campo eléctrico que radiará una ranura de forma independiente. Siguiendo esta idea, si somos capaces de centrarnos en una apertura concreta el campo que encontraremos en dicha apertura será:

$$\vec{E}_{ap} = \hat{z}E_0e^{-j\beta y} \quad (2.1)$$

Donde β es el desfase responsable del desapuntamiento de la antena. El desfase se aplica a lo largo de la apertura, en la dimensión Y y lo controlamos con la red de distribución situada debajo de nuestra antena, como se indicó anteriormente.

Para poder obtener la expresión del campo eléctrico podemos aplicar la siguiente expresión general:

$$\vec{E} = \vec{E}_e + \vec{E}_m = -jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \left[(\eta N_\theta + L_\phi) \hat{\theta} + (\eta N_\phi - L_\theta) \hat{\phi} \right] \quad (2.2)$$

En la cual \vec{N} es el vector de radiación de fuentes eléctricas y \vec{L} el vector de radiación de corrientes magnéticas, cada uno presenta la siguiente expresión:

$$\vec{N}(\theta, \phi) = \iiint_{V_{a'}} \vec{J}(\vec{r}') e^{-jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} dV_{a'} \quad (2.3)$$

$$\vec{L}(\theta, \phi) = \iiint_{V_{a'}} \vec{M}(\vec{r}') e^{jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} dV_{a'} \quad (2.4)$$

Si ahora observamos la expresión de ambos veremos que se trata en ambos casos de transformadas de Fourier y que ambos son responsables del diagrama de radiación de la antena

Una vez planteadas estas ecuaciones de forma general es el momento de particularizarlas a las condiciones de nuestra apertura. Si intentamos analizar nuestra ranura en función de las corrientes equivalentes y aplicamos teorema de imágenes nos daremos cuenta de que podremos calcular el campo radiado por la ranura únicamente a partir de las corrientes magnéticas situadas en la propia ranura. Por tanto al desechar las corrientes eléctricas la expresión del campo radiado por la ranura quedará de la siguiente forma:

$$\vec{E} = \vec{E}_e + \vec{E}_m = -jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \left[L_\phi \hat{\theta} + L_\theta \hat{\phi} \right] \quad (2.5)$$

A continuación es necesario obtener la expresión de las corrientes magnéticas, la cual es el producto vectorial del campo que encontramos en la apertura cuya expresión es la 2.1 y el vector de máxima radiación que en nuestro caso va orientado en el eje x.

$$\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E}_{ap} = 2\vec{E}_{ap}\hat{y} \quad (2.6)$$

Tal y como podemos observar en la expresión 2.6 las corrientes magnéticas irán orientadas en dirección positiva sobre el eje y. Una vez obtenida dicha expresión debemos regresar a la ecuación 2.4; sin embargo deberemos adaptar la ecuación a cartesianas y posteriormente haremos la conversión a esféricas.

$$\vec{L} = \int_{-w/2}^{w/2} \int_{-L/2}^{L/2} \vec{M}(\vec{r}') e^{jk\hat{r}\cdot\vec{r}'} dz' dy' \quad (2.7)$$

Siendo w la anchura de la ranura y L su longitud. A continuación si sustituimos la expresión de la corriente magnética 2.6 en la ecuación anterior obtendremos lo siguiente:

$$\vec{L} = \hat{y}2 \int_{-w/2}^{w/2} \int_{-L/2}^{L/2} E_{ap}(y') e^{jk_z z'} e^{jk_y y'} dz' dy' \quad (2.8)$$

Al ser una ranura, sabemos que el ancho es bastante pequeño respecto a la longitud de onda por lo que podemos considerarla una antena unidimensional y si además recuperamos la expresión 2.1 del campo en la apertura obtendremos finalmente que el vector de radiación en función de las corrientes magnéticas queda de la siguiente forma:

$$\vec{L} = \hat{y}2wE_0 \int_{-L/2}^{L/2} e^{jk_y y'} e^{-j\beta y'} dy' = \hat{y}2wE_0 F(k_y - \beta, L) \quad (2.9)$$

Una vez obtenida la expresión del vector de radiación en cartesianas será necesario realizar una conversión a coordenadas esféricas para poder obtener la expresión del campo eléctrico.

$$L_\theta = \vec{L} \cdot \hat{\theta} = 2wE_0 F(k_y - \beta, L) \cdot \cos(\theta) \cdot \text{sen}(\phi) \quad (2.10)$$

$$L_\phi = \vec{L} \cdot \hat{\phi} = 2wE_0 F(k_y - \beta, L) \cdot \cos(\phi) \quad (2.11)$$

Una vez ya que tenemos resuelto el vector de radiación tanto para θ como para Φ , ya somos capaces de obtener la expresión final del campo radiado por una ranura sustituyendo en la expresión 2.5:

$$\vec{E}_{ranura} = -j2wkE_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} F(k_y - \beta, L) \left[(\cos\theta - \text{sen}\phi)\hat{\theta} - \cos\phi\hat{\phi} \right] \quad (2.12)$$

2.2.2. Diagramas de radiación

Una vez obtenida la expresión del campo que radiará una ranura, podremos obtener el diagrama de radiación el cual resulta del cociente entre el módulo del campo radiado por la ranura y el módulo del máximo del mismo:

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}_{max}|} \quad (2.13)$$

Si realizamos el cociente entre ambos veremos como algunos términos se anulan entre sí quedando finalmente:

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|F(k_y - \beta, L)|}{|F_{max}|} \frac{\sqrt{\cos^2(\theta) \text{sen}^2(\phi) + \cos^2(\phi)}}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

$$k_y = k \text{sen } \theta \text{sen } \phi \quad (2.15)$$

$$\beta = kd \text{sen } \phi_{\text{apuntamiento}} \quad (2.16)$$

Sin embargo deberemos tener en cuenta que este no será el diagrama de radiación final, debido a que no solo tenemos una ranura sino un array de ellas, luego el diagrama final dependerá tanto del diagrama de radiación de la ranura como del factor de agrupación del array. Al tratarse de una agrupación uniforme de $N = 10$ elementos el factor de agrupación presentará la siguiente forma:

$$FA(\psi_z) = \frac{\text{sen}\left(N\frac{\psi_z}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi_z}{2}\right)} \quad (2.17)$$

$$\psi_z = k_z d + \alpha = kd \cos(\theta) \quad (2.18)$$

En este punto se entiende el motivo de seleccionar 9 mm de distancia entre ranuras, para que $d/\lambda = 0,9$ ya que si este cociente fuera 1 aparecerían lóbulos secundarios que interferirían con nuestro diseño. Una vez obtenidas ambas expresiones ya si podemos obtener el diagrama de radiación de la agrupación, multiplicando el diagrama de la ranura por el modulo del factor de agrupación:

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|F(k_y - \beta, L)|}{|F_{max}|} \frac{\sqrt{\cos^2(\theta) \text{sen}^2(\phi) + \cos^2(\phi)}}{\sqrt{2}} \cdot \left| \frac{\text{sen}(5\psi_z)}{\text{sen}\left(\frac{\psi_z}{2}\right)} \right| \quad (2.19)$$

Gracias a la expresión 2.19 podremos representar los diagramas de plano H y plano E de nuestra agrupación y ver que comportamiento presenta. Para ello analizaremos dos casos concretos uno colocando un desfase $\beta = 0$ para que el ángulo de apuntamiento sea 0 y otro en el que $\beta \neq 0$, que en nuestro caso se ha seleccionado un ángulo de apuntamiento 30° , para ver un ejemplo de como varían los diagramas de radiación al variar β .

Si queremos observar el plano H deberemos definir los ángulos de forma que nos permitan centrarnos únicamente en ese plano, en este caso observando los campos sabemos que θ estará fijado

a un valor de $\pi/2$, mientras que ϕ variará en el intervalo $[-\pi/2, \pi/2]$ lo cual se corresponde con el plano XY. Una vez delimitados los ángulos si sustituimos en las expresiones 2.18 y 2.15 veremos cómo la contribución del factor de agrupación del array se hace constante y solo nos queda la contribución del diagrama de radiación de la ranura en función de β , que utilizando la expresión 2.16 podremos ir variando el ángulo de apuntamiento a nuestro gusto. Introduciendo todo esto en Matlab se pueden representar los siguientes diagramas de radiación:

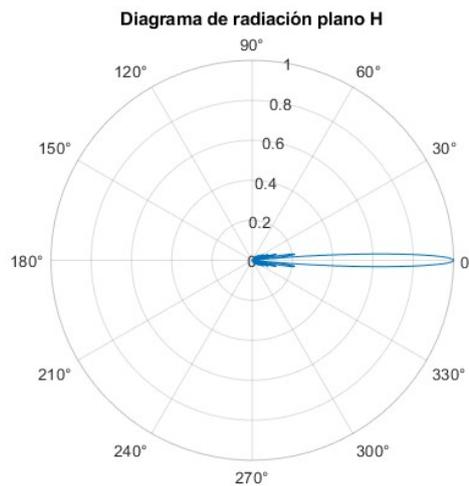


Figura 2.3: Plano H para ángulo de apuntamiento de 0°

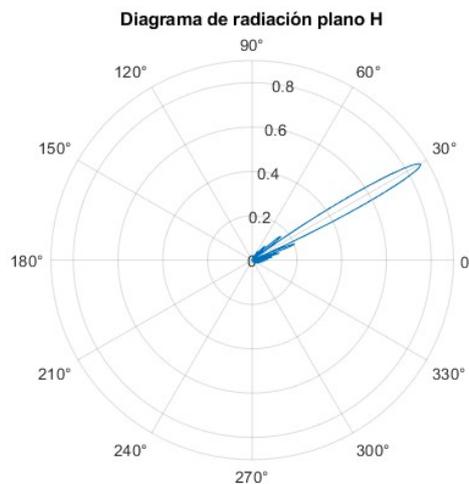


Figura 2.4: Plano H para ángulo de apuntamiento de 30°

Observando ambas figuras vemos como el efectivamente variando β en la ecuación 2.16 podemos ajustar el apuntamiento de la antena a nuestro gusto, con lo cual podemos ver como este solo variará únicamente en este plano con el ángulo ϕ .

Para poder visualizar el plano E deberemos fijar $\phi = \phi_{max}$ y variar θ en el intervalo $[0, \pi]$, en este caso si el ángulo de apuntamiento vale $\phi_{max} = 0$ será el plano XZ y conforme vaya variando, dicho

plano irá rotando. Si nos remitimos al caso del ángulo de apuntamiento de 0° , deberemos volver a las expresiones 2.15 y 2.18 y veremos cómo este caso el diagrama de radiación de la ranura es el que se hace constante quedando únicamente el factor de agrupación del array; sin embargo si ya le damos algún valor al ángulo de apuntamiento $\phi_{max} \neq 0$ comprobaremos que ninguna se hace constante así que deberemos hacer el producto de ambos diagramas.

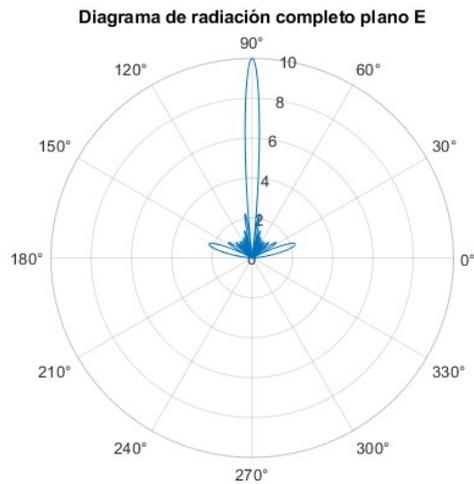


Figura 2.5: Plano E para ángulo de apuntamiento de 0°

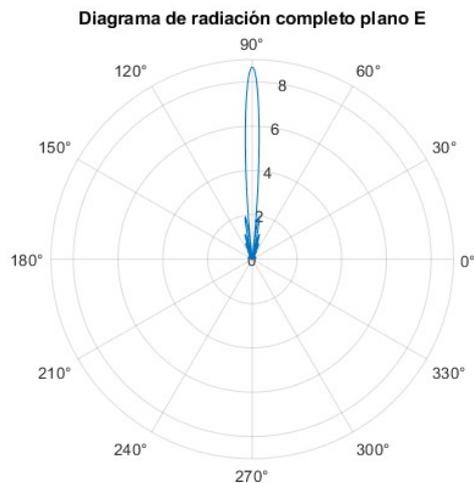


Figura 2.6: Plano E para ángulo de apuntamiento de 30°

En este caso vemos como en la figura 2.6 el diagrama del factor de agrupación sufre el efecto ocasionado por la ranura.

2.3. Cálculo de los acoplos necesarios para el array

En este apartado vamos a estudiar nuestro diseño desde un prisma diferente, ya que deberemos de encontrar una forma de modelar la apertura de cada una de nuestras ranuras puesto que a pesar de que alimentaremos de forma consecutiva, es decir, en serie, necesitamos conseguir que todas radien la misma potencia, por tanto necesitaremos que las ranuras, conforme se vayan alejando de la fuente (les llega menos potencia) se vayan ensanchando para compensar dicho efecto. Para modelar este comportamiento se ha elaborado el siguiente modelo:

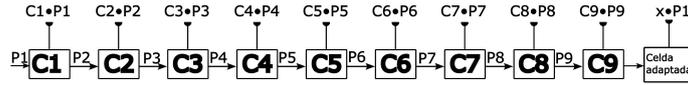


Figura 2.7: Modelo acoplo entre ranuras

En la figura 2.7 podemos observar como cada una de las cajas se corresponde con una ranura considerando de las 10 ranuras, 9 como ranuras normales y la última como una carga adaptada por la que se radiará toda la potencia restante. Cada ranura introduce un coeficiente de acoplo que cuanto mayor sea nos permitirá radiar más potencia. Si nos remitimos a la carga adaptada vemos cómo esta no presenta coeficiente de acoplo sino que presenta el parámetro x . Se trata del porcentaje de potencia residual respecto a la que entró al sistema y que por tanto se radiará por la última ranura. Por tanto nos interesará ajustar los coeficientes para reducir al máximo posible la potencia residual dentro de los límites de nuestro diseño.

Las expresiones que rigen el comportamiento de la potencia de este modelo son las siguientes:

$$C_1 \cdot P_1 = C_2 \cdot P_2 = C_3 \cdot P_3 = \dots = C_9 \cdot P_9 \quad (2.20)$$

Esta ecuación es la que nos proporciona la uniformidad en el array, ya que la potencia radiada por todas las ranuras establecemos que sea la misma.

$$P_1 = C_1 \cdot P_1 + P_2 \quad (2.21)$$

$$P_2 = C_2 \cdot P_2 + P_3 \quad (2.22)$$

$$P_3 = C_3 \cdot P_3 + P_4 \quad (2.23)$$

Y así de forma recursiva hasta que:

$$P_9 = C_9 \cdot P_9 + x \cdot P_1 \quad (2.24)$$

Estas ecuaciones, si observamos la figura 2.7, se entienden de forma muy sencilla debido a que únicamente reflejan que la potencia que entra a un bloque es igual a la que sale, una parte por radiación y la otra continua al siguiente bloque.

$$P_1 = C_1 \cdot P_1 + C_2 \cdot P_2 + C_3 \cdot P_3 + \dots + C_9 \cdot P_9 + x \cdot P_1 \quad (2.25)$$

Y finalmente la última ecuación de nuestro sistema que refleja que la suma de todas las potencias radiadas por el sistema debe coincidir con la entrante. Si resolvemos este sistema de ecuaciones dará lugar a la siguiente solución:

$$C_1 = \frac{1 - x}{N - 1} \quad (2.26)$$

$$C_k = \frac{1}{1 - C_{k-1}} \rightarrow k \in [2, N - 1] \quad (2.27)$$

La cual, si además fijamos un valor del porcentaje de potencia que queremos que se disipe en la carga, nos permitirá obtener el valor de cada uno de los coeficientes de acoplo necesarios para cada ranura, más adelante veremos cómo se relaciona este valor con la apertura real de la ranura.

Capítulo 3

Celda unidad

Tras la introducción teórica de la antena, entramos en este capítulo en el proceso de diseño de la antena. En nuestro caso para dicho proceso empleamos el software CST Studio. Se trata de un simulador de campo electromagnético que nos resultará muy útil a la hora de explorar todo el abanico de posibilidades que nuestros diseños serán capaces de ofrecernos.

El proceso de diseño es muy extenso a la vez que elaborado, y por tanto cuanto más simples sean nuestros diseños, más fácil nos será identificar fallos a la par que más rápido irán nuestras simulaciones. Por tanto afrontaremos este apartado dividiendo el diseño en tantos bloques como podamos y tratándolos por separado.

3.1. Introducción

En primer lugar vamos a plantear cual será el objetivo final de este capítulo. Se trata de tener parametrizada de forma completa lo que llamaremos celda unidad. Esta es una sección de la antena que engloba una ranura (*stub*), es decir la sucesión de celdas en serie constituye nuestra antena.

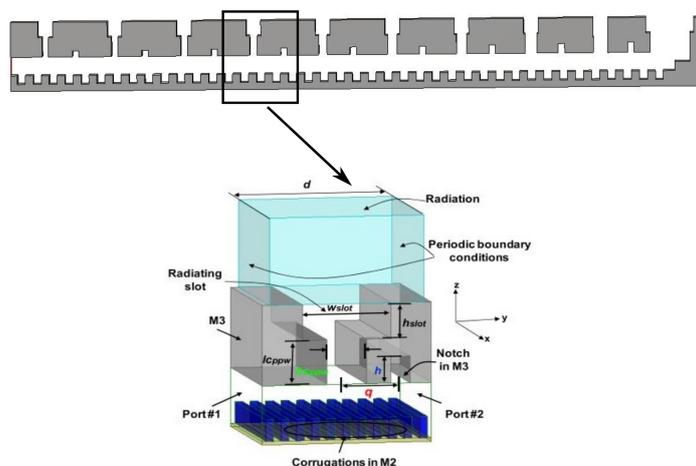


Figura 3.1: Celda unidad

En la figura 3.1 podemos apreciar las corrugaciones en la parte inferior a la par que vemos cómo el bloque superior tiene un *stub* escalonado: la parte más estrecha es el *stub* en sí y más adelante veremos como discernir su valor, mientras que a la más ancha la llamaremos adaptador y como su propio nombre indica se coloca para adaptar la salida del *stub* al espacio libre. Por otro lado vemos cómo en la parte derecha aparece un hueco en la estructura (*notch*), el cual se coloca para cancelar lo máximo posible las reflexiones de campo que inevitablemente produce también el *stub*. El *notch* tiene una longitud variable y estará colocado a una distancia máxima de 3 mm del centro del *stub*, esto es debido a que idealmente el *notch* debería estar a $\lambda_g/4=2.25$ mm pero conforme abramos la ranura necesitaremos desplazarlo un poco a la derecha, teniendo siempre claro el límite de 3 mm, de lo contrario nos acercáramos a $\lambda_g/2$ y el efecto sería el contrario al deseado. La altura del mismo también será variable. Todo esto lo modelaremos más adelante.

Una vez que tenemos claro el punto de partida, el siguiente paso es presentar algunos valores iniciales. Como ya se ha dicho anteriormente, para que no haya desfase entre ranuras la separación entre las mismas debe ser λ_g , luego la celda tendrá también una longitud entre puertos de $\lambda_g = 9$ mm. Respecto al ancho, como en las simulaciones se va a considerar inicialmente que las ranuras son infinitas, no es un parámetro que influya en los resultados, aunque en este caso valdrá 2 mm. Otro aspecto a tener en cuenta es el espacio de aire que habrá entre el *stub* y las corrugaciones. Lo fijaremos a 2.4 mm. Por último, la altura del *stub* lo fijaremos a $\lambda/4$ es decir 2,5 mm. Y respecto al adaptador este tendrá una altura de 2 mm y una apertura de 4 mm pues nos facilitará la adaptación al exterior.

3.2. Onda lenta en el interior de la guía

El paso previo a realizar el diseño de la celda completa es intentar ver cómo podemos ralentizar la onda, es decir, ajustar la longitud de onda de la misma a un valor inferior al de espacio libre, que como vimos era $\lambda_0 = 10$ mm. Concretamente lo ajustaremos a $\lambda_g = 9$ mm. Esto se conseguirá empleando corrugaciones. Sin embargo previamente vamos a emplear una lámina de dieléctrico. El dieléctrico produce un efecto equivalente, con la ventaja de proporcionar una sección continua a lo largo de guía continua, lo cual es más cómodo para el modelo de la celda básica desde el punto de vista computacional.

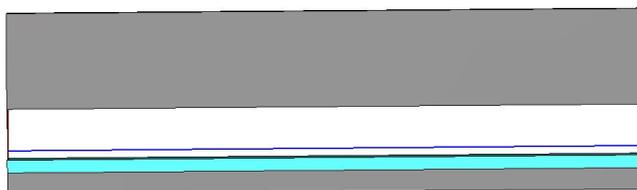


Figura 3.2: Guía rellena por un dieléctrico

En la figura 3.2 vemos como el dieléctrico respeta el espacio de aire que deberían dejar la corrugaciones es decir los 2.4 mm, este material tiene una permitividad eléctrica relativa de 4 y una permeabilidad magnética relativa de 1. A continuación visualizamos la fase de la onda que se propaga por el interior de la guía.

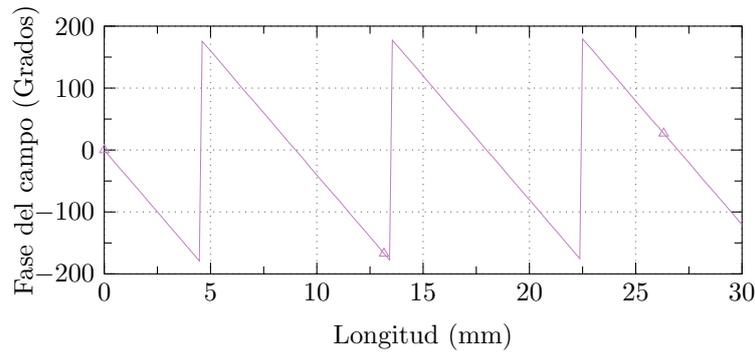


Figura 3.3: Fase de la onda

Como podemos ver la onda presenta periodicidad aproximada de 9 mm, lo que nos indica de forma sencilla que ya hemos conseguido la longitud de onda que teníamos como objetivo. Recordemos que como se mencionó anteriormente se buscan que $\lambda_g = 9$ mm para que el espaciado entre *stubs* sea $d/\lambda_0 = 0,9$, y así evitar la aparición de lóbulos de difracción en el diagrama de radiación de nuestro diseño.

Cabe destacar la dificultad de este proceso y el hecho de que es prácticamente imposible fijar la longitud de onda a 9 mm exactos.

3.3. Cálculo dimensión de las corrugaciones

Una vez visto el proceso, a continuación repetiremos el proceso empleando las corrugaciones en lugar del dieléctrico. El proceso consistirá en ir variando la profundidad de los dientes así como su espaciado para conseguir la λ_g deseada.

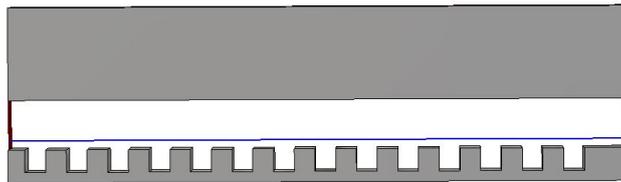


Figura 3.4: Diseño para determinar dimensiones de las corrugaciones

Se deberá tener cuidado con dejar el mismo espacio de aire que el que se dejó en la figura 3.2; es decir 2,4 mm.

Si nos fijamos en la figura 3.5 podemos apreciar cómo no hay una periodicidad constante es decir que la λ_g no es igual en toda la guía, lo que dificulta la elección de parámetros. Esto se debe a la imposibilidad para el simulador de tener puertos que estén perfectamente adaptados a guías cuya sección transversal no es constante a lo largo de la guía, lo que introduce reflexiones espurias que se manifiestan en el rizado que muestra la fase. Finalmente se eligió la opción que más se acercaba al objetivo.

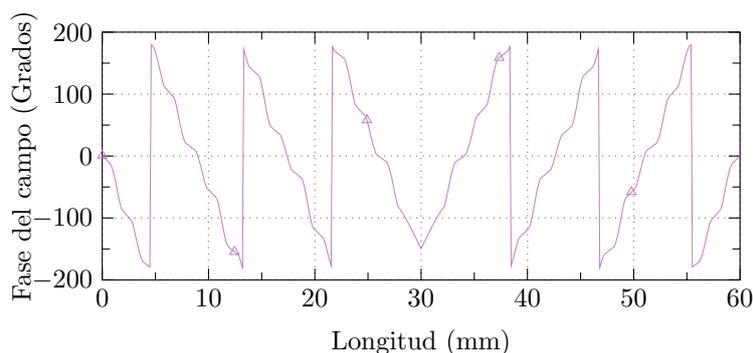


Figura 3.5: Fase de la onda

<i>Longitud (mm)</i>
Profundidad = 1.1
Separación = 1
Ancho = 1

Tabla 3.1: Dimensiones de las corrugaciones

3.4. Diseño de la celda unidad

Esta sección probablemente sea el centro de nuestro capítulo, debido a que todo lo realizado en las secciones anteriores nos lleva al diseño de la figura 3.6. Como se ha mencionado anteriormente, para este diseño en concreto se empleará el dieléctrico en lugar de las corrugaciones; sin embargo será solo en este caso pues conforme avancemos las corrugaciones ocuparán su lugar. El empleo de dieléctrico en la antena final introduciría importantes pérdidas a estas frecuencias, hecho que no nos interesa de cara al diseño final. No obstante, en el diseño de la celda unidad es necesario usar un dieléctrico equivalente y sin pérdidas, en lugar de las corrugaciones, ya que como hemos mencionado los puertos del simulador CST, se adaptan mejor cuando la guía muestra una sección transversal invariante a lo largo de la guía.

Se puede apreciar de forma simple cómo nuestro modelo de celda no es exactamente fiel al modelo presentado en la figura 3.1. Esto es debido a que tras una serie de ensayos con el simulador se determinó que esta era la geometría que mejores resultados ofrecía. En esta se ha desplazado hacia la izquierda tanto el *stub* como el adaptador con el fin de tener más libertad a la hora de mover el *notch* durante la optimización.

Para replicar de la forma más cercana posible las condiciones reales bajo las que estará nuestra celda, hemos aplicado una condición de periodicidad a la entrada y la salida de la celda para tener en cuenta el acople que se produce con otros *stubs*. El acople entre *stubs* es muy fuerte y si no se incluye en el modelo es imposible hacer un diseño con éxito. Respecto a los planos laterales, se ha aplicado condición de pared magnética pues esta equivale a considerar *stubs* infinitos, si las paredes se ponen lo suficientemente próximas ($\simeq \lambda/4$) entre sí, y resulta más rápido computacionalmente que emplear paredes periódicas. En el plano superior colocamos condición de radiación y en el

inferior condición de plano eléctrico, la cual representará la base de la antena que se ubica debajo de la lámina de dieléctrico.

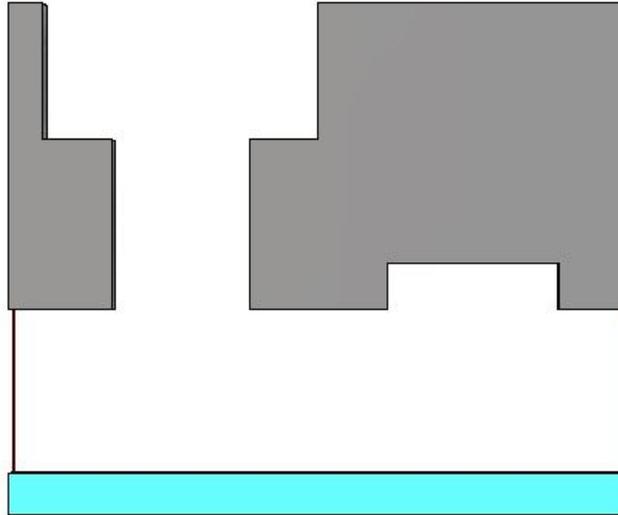


Figura 3.6: Diseño de la celda unidad

Para este proceso necesitaremos recuperar los coeficientes de acoplo del apartado 2.3, pues el objetivo será obtener una tabla que relacione la apertura de la ranura con el mejor coeficiente de acoplo que esta puede proporcionar, dicha relación queda marcada por la siguiente expresión:

$$C = 1 - |S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 \quad (3.1)$$

Por tanto se variará la apertura de la ranura y se medirán los parámetros S_{11} y S_{21} que nuestro diseño proporciona para ser capaces de obtener el coeficiente de acoplo. Sin embargo, ese coeficiente obtenido puede no ser el máximo que nuestro diseño con esa apertura puede proporcionar, aquí es dónde entra el juego el *notch*, ya que variando sus dimensiones podemos reducir el parámetro S_{11} y así poder concatenar celdas sin que las reflexiones estropeen las prestaciones del conjunto, dado que hemos establecido un valor máximo para desplazar el *notch*, habrá un momento que nos será imposible conseguir que el mínimo de S_{11} este en 30 GHz; sin embargo nos bastará con que sea menor que -30 dB.

A continuación se puede apreciar una breve tabla resumen de los valores entre los que oscilarán los parámetros que definen nuestro *notch*:

Distancia al centro del <i>stub</i>	[2,25, 3] mm
Longitud	[1,3, 2,5] mm
Altura	[0, 0,68] mm

Tabla 3.2: Dimensiones del *notch*

Aparte de la ya mencionada distancia al centro del *stub*, la longitud del mismo presentará mas o

menos un milímetro entre el valor mínimo y máximo, y la altura presentará una variación bastante pequeña. Para cada valor de apertura del *stub* corresponde un valor óptimo de cada uno de los valores presentados en la tabla 3.2 .

Realizando todo este proceso podremos obtener una tabla que será la referencia para diseñar el array de *stubs* más adelante. En ella iremos abriendo el *stub*, en intervalos de 0.1 mm y modificaremos los valores del *notch* con el fin de mantener $S_{11} < -30$ dB.

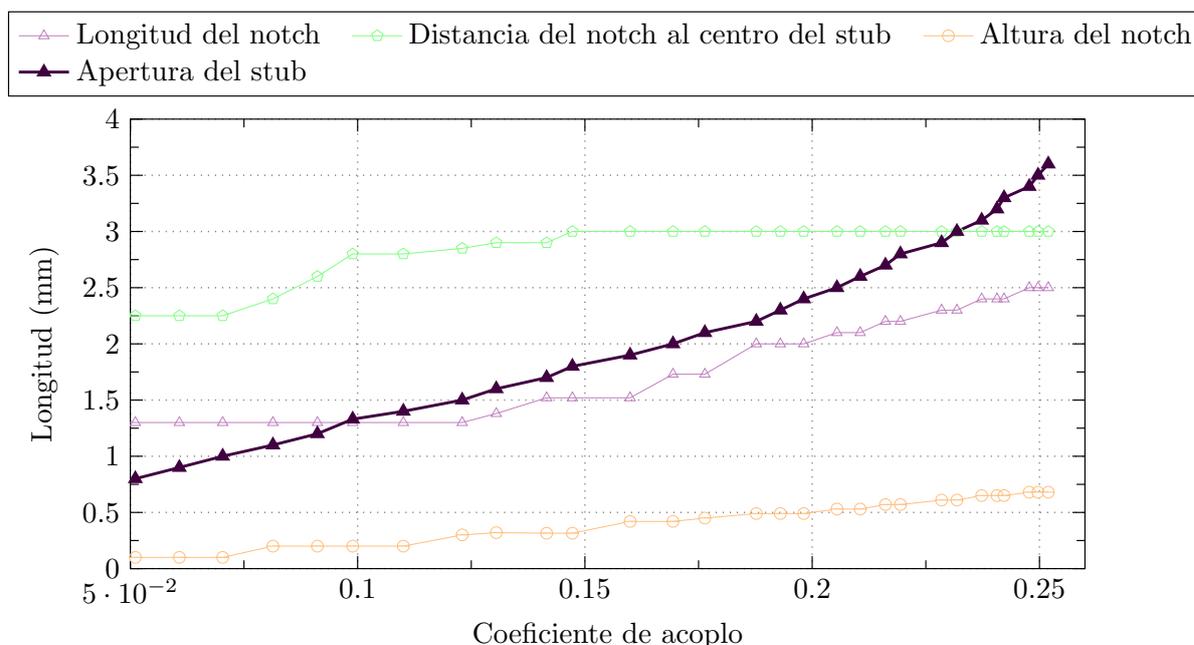


Figura 3.7: Representación valores obtenidos a partir de la caracterización de la figura 3.6

Como podemos apreciar en la gráfica el límite de los coeficientes de acoplamiento no es excesivamente alto, el máximo es 0.252 , lo cual hará que nuestros diseños en general tengan un porcentaje de potencia residual bastante alto en la carga adaptada en arrays con pocos elementos, $N < 10$. Si bien esto no supone un problema grave, ya que la vocación de estas antenas es tener 20 o más *stubs*, es importante ir conociendo dónde estarán los límites de nuestro diseño durante todo el proceso de trabajo. Interpolando en esta gráfica más adelante, podremos caracterizar los diseños en función de nuestras pretensiones.

Cabe recalcar la importancia de este proceso, pues los datos obtenidos de este modelo son los que usarán posteriormente para el diseño de nuestros arrays y por tanto este modelo debe intentar ser lo más fiel al equivalente real, para así conseguir la mayor precisión de diseño posible.

3.5. Diseño de la celda en el extremo del array

Gracias a la sección anterior tenemos la capacidad de obtener las dimensiones de las $N-1$ celdas que componen nuestra antena; sin embargo todavía falta la última celda, que anteriormente hemos llamado carga adaptada y que se sitúa en el extremo del array. Esta será la encargada de radiar toda la potencia restante de nuestro diseño. Cabe destacar que esta celda a pesar de presentar una

estructura similar a la celda unidad, encierra múltiples diferencias con ella, tanto en las dimensiones como en la presencia de algunos elementos que más adelante destacaremos.

Otro hecho a destacar es que esta celda, a diferencia de la celda unidad, no variará ninguna de sus dimensiones en función de nuestras pretensiones de diseño, es decir permanecerá siempre igual, independientemente de las modificaciones que sufran el resto de celdas.

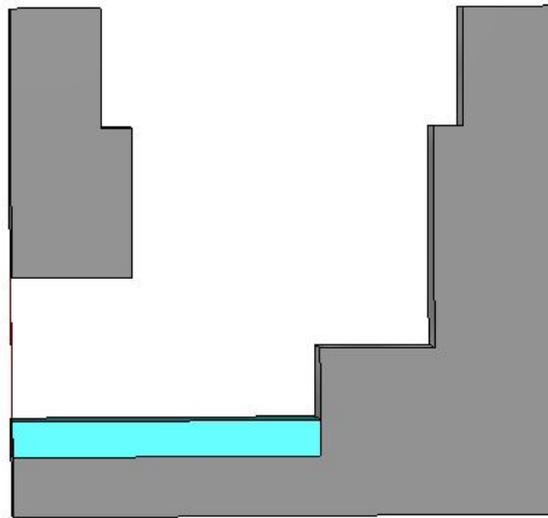


Figura 3.8: Celda en el extremo del array que actúa como carga adaptada.

Como podemos apreciar en la figura 3.8, vemos cómo las aperturas del adaptador y del *stub* son más anchos que en la celda unidad de la figura 3.6. Aquí, el adaptador tiene 6 mm y el *stub* 5 mm. Por otro lado vemos cómo esta celda termina en un cortocircuito, como es lógico para que la onda no siga propagándose. Un aspecto relevante es que los 2.4 mm de aire entre la base y el *stub* se siguen respetando, a excepción del pequeño escalón que vemos junto al cortocircuito y que se le coloca para mejorar la adaptación.

Capítulo 4

Diseños de onda progresiva

Tras la lectura de los capítulos previos se hace evidente que si hubiéramos intentado diseñar la antena completa desde cero sería prácticamente una utopía debido al gran número de variables a tener en cuenta. Sin embargo, todo lo realizado en el capítulo 3 nos ha proporcionado una serie de herramientas que serán fundamentales para realizar este trabajo.

En este capítulo por tanto construiremos los primeros arrays de diez y veinte ranuras, no se ha considerado realizar arrays de más de veinte ranuras debido a que estos se consideran excesivamente grandes como para tener un funcionamiento correcto y simularlos supondría un excesivo coste computacional. Estudiaremos su respuesta de forma aislada es decir, no tendremos en cuenta todavía la influencia del sistema de alimentación.

El proceso a seguir en este apartado será el mismo para ambos diseños, una vez obtenidas las dimensiones necesarias para nuestro array realizaremos dos diseños, el primero manteniendo el dieléctrico empleado en la celda unidad; lo cual nos permitirá comprobar si efectivamente los valores obtenidos a través de la caracterización de la figura 3.6 son correctos, y una vez hecha esa comprobación el siguiente paso será realizar el mismo diseño, pero ya empleando corrugaciones para ver si realmente el dieléctrico es un buen equivalente y realmente no hay mucha diferencia entre ambas respuestas.

4.1. Array de 10 elementos

En primer lugar, como ya se ha mencionado anteriormente necesitamos establecer el valor de cuatro variables para todas las celdas excepto para el corto, estas son la apertura de la ranura y las dimensiones del *notch*.

El proceso a seguir es muy sistemático, en primer lugar deberemos establecer los coeficientes de acoplo entre ranuras que queremos para nuestro array, para ello deberemos volver al apartado 2.3, y fijando el valor de potencia residual (dentro de los límites de nuestro diseño) podremos obtener el valor de los 9 coeficientes. En este caso se ha fijado $x=0.25$, pues para cualquier valor menor, el valor de los coeficientes necesarios excedía el valor máximo que nuestro diseño puede proporcionar, luego en nuestro caso necesitaremos un array que presente los siguientes coeficientes:

Coefficientes de acoplo necesarios
0.0833
0.0909
0.1
0.1111
0.1250
0.1429
0.1667
0.2
0.25

Tabla 4.1: Datos obtenidos de las expresiones del apartado 2.3

Por tanto si interpolamos los coeficientes de la tabla 4.1 con las curvas de la figura 3.7, seremos capaces de obtener los valores de apertura de la ranura y dimensiones del notch necesarios para nuestro diseño, dando lugar a los siguientes resultados:

Apertura de la ranura	Altura del <i>notch</i>	Longitud del <i>notch</i>	Distancia del <i>notch</i> al centro del <i>stub</i>
1.12	0.2	1.3	2.44
1.2	0.2	1.3	2.59
1.34	0.2	1.3	2.8
1.4	0.21	1.3	2.8
1.53	0.3	1.32	2.86
1.72	0.31	1.52	2.92
1.97	0.42	1.67	3
2.43	0.5	2.02	3
3.51	0.68	2.5	3

Tabla 4.2: Tabla de valores de diseño

Por tanto una vez que tenemos caracterizadas las 9 celdas ya podemos implementar el diseño del array de 10 *stubs*, pues el resto de valores ya estaban definidos previamente. Cabe destacar como se aprecia en la tabla 4.2 que conforme la ranura se aleja de la fuente de alimentación será necesaria abrirla más, puesto que le llega menos potencia y necesitamos que todas radien lo mismo.

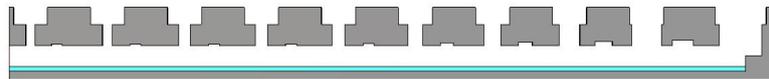


Figura 4.1: Array de 10 elementos empleando dieléctrico

Como podemos apreciar este diseño no es más que la concatenación en serie de celdas unidad como la de la figura 3.6. En este caso el dieléctrico es exactamente el mismo empleado en ese diseño y el gap de aire sigue siendo 2.4 mm, para que la equivalencia se mantenga. Para estudiar su respuesta de forma aislada se ha colocado un puerto provisional en la entrada del mismo.

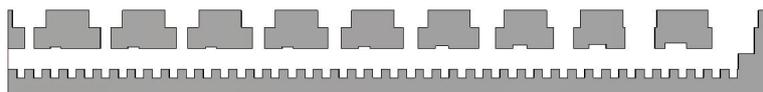


Figura 4.2: Array de 10 elementos empleando corrugaciones

Cuando realizamos la conversión a corrugaciones, el proceso es muy sencillo simplemente se quita el dieléctrico y respetando el gap de aire de 2.4 mm, se crean las corrugaciones con las dimensiones de la tabla 3.1. Cabe destacar que se ha aplicado una corrección a la profundidad de las corrugaciones que pasa de 1.1 mm a 1 mm, pues se aproxima mejor a $\lambda_g = 9$ mm y por tanto mejoraba ligeramente la respuesta del array.

En ambas figuras se muestra una vista lateral de los dos primeros diseños que vamos a estudiar. La longitud de la estructura será 90 mm, ya que como recordemos se estableció la separación entre *stubs* en 9 mm. Mientras que la dimensión transversal seguirá sin ser relevante de momento pues seguiremos considerando las ranuras infinitamente largas, se mantendrán los 2 mm que teníamos en la celda unidad.

En ambos diseños se implementarán las mismas condiciones de simulación, en los planos laterales se aplicará condición de pared magnética para seguir considerando los *stubs* infinitos, tal y como se hizo en la celda unidad. Al tener ya todos los *stubs* cambiaremos la condición de periodicidad tanto en el puerto como en el corto por condición de absorción, y por último colocaremos condición de radiación en la parte superior del array.

Una vez presentado el proceso seguido para el diseño de estos arrays, es el momento de analizar su respuesta y establecer una comparativa entre los modelos de dieléctrico y corrugaciones. En primer lugar queremos establecer en que rango de frecuencias nuestra antena estará adaptada, para ello visualizaremos el parámetro S11 de la misma y consideraremos que está adaptada siempre y cuando $S_{11} \leq -10$ dB.

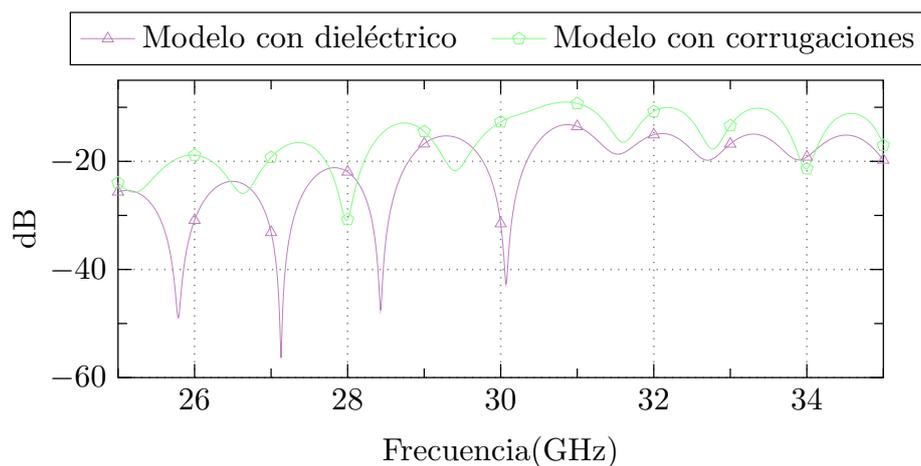


Figura 4.3: Parámetro S11

Si observamos la respuesta de ambos modelos vemos como el modelo con dieléctrico está mejor adaptado, por debajo de -10 dB en toda la banda, de hecho es lo que podríamos esperar ya que

como se ha mencionado anteriormente los puertos del simulador CST, se adaptan mejor cuando la guía muestra una sección transversal invariante a lo largo de la guía.

Si nos centramos en la curva del modelo con corrugaciones, que al final es la que más nos interesa, vemos cómo a frecuencias bajas estamos siempre en zona de adaptación, en 30 GHz también estamos por debajo de -10, más concretamente en -12.7 dB y nos mantendremos así hasta los 30.5 GHz.

Otra característica importante a resaltar son los múltiples mínimos que posee la curva. Esto es debido a todas las pequeñas reflexiones que genera cada *stub* y que dependiendo de la frecuencia se suman en fase o en contrafase.

Una vez visto cual es la respuesta en adaptación de nuestro diseño, lo siguiente será visualizar el módulo del campo propagado en los *stubs*. Recordemos que cuando se planteó el modelo teórico se estableció que idealmente necesitábamos que todos los *stubs* radiaran con la misma amplitud.

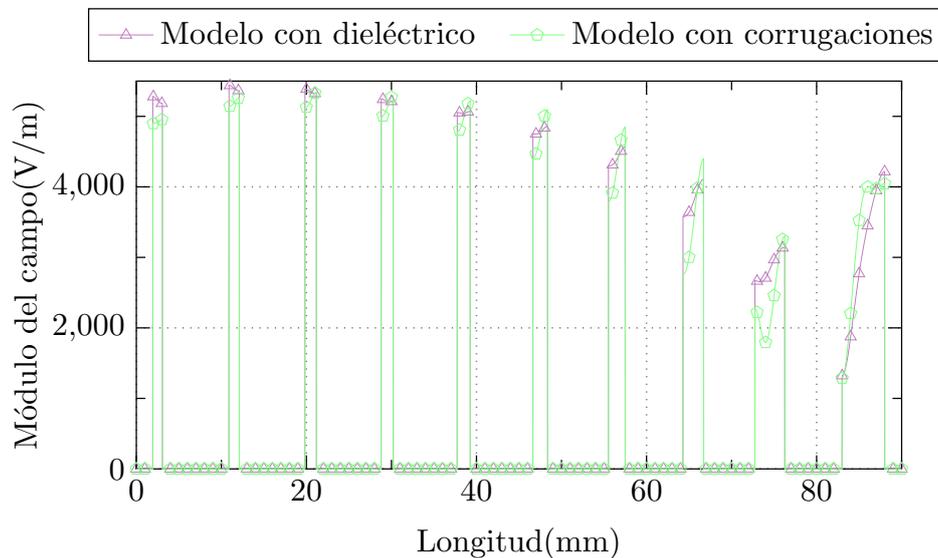


Figura 4.4: Módulo de campo en los stubs

Si observamos la figura 4.4, vemos cómo no hay apenas diferencia entre ambos modelos. Si analizamos la curva en sí vemos como sobre todo en los primeros *stubs* la amplitud permanece muy constante; sin embargo conforme vamos avanzando, es cierto que en los últimos *stubs* la diferencia es algo mayor, pues ya cada vez llega menos potencia. Por último mencionar que la carga adaptada (último pico), tiene una forma más distinta y que esta es la encargada de radiar toda la potencia excedente la cual debería ser de un 25 %.

Por último nos queda observar qué ocurre con la fase del campo en los *stubs*. Recordemos que cuando se planteó el modelo teórico, se estableció que los *stubs* deberían estar todos en fase, pues el desfase se introducirá en el otro plano.

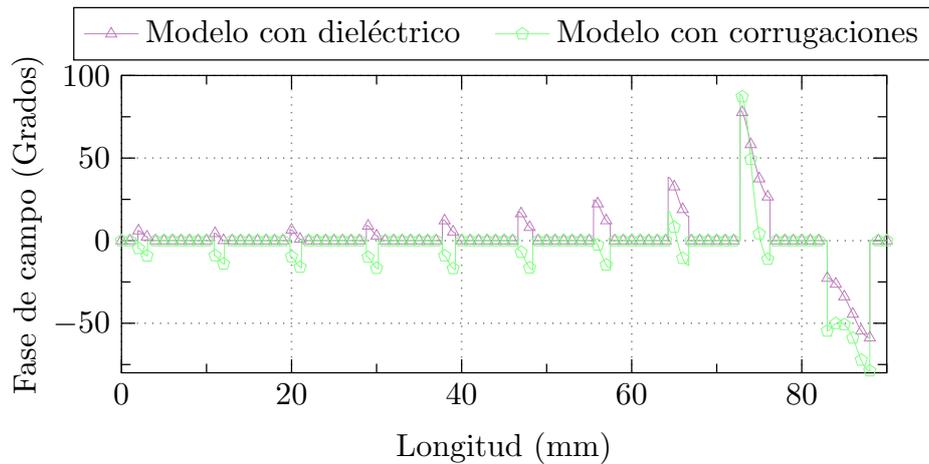


Figura 4.5: Fase de campo en los *stubs*

En este caso vemos cómo la respuesta del modelo que incorpora corrugaciones es mejor que la del dieléctrico, esto es debido a que cuando se determinó la permitividad del dieléctrico necesaria se hizo sobre una guía cerrada, por lo que las aperturas de los *stubs* generan oscilaciones en la λ_g , logrando así desfases entre *stubs*, por eso los desfases son más notables en los *stubs* del final pues son los que mayor apertura presentan. Esto también ocurre en el caso de las corrugaciones; sin embargo se ha modificado la profundidad de las mismas de 1.1 a 1 mm, para ajustar la λ_g , si bien es cierto que en los últimos *stubs* el desfase es mayor, las diferencias de fase en las 7 primeras no superan los 20°.

Como se ha mencionado anteriormente el hecho de que los resultados obtenidos al simular tengan una buena correspondencia con lo esperado teóricamente nos indica que los resultados obtenidos del capítulo 3 son muy válidos.

4.2. Array de 20 elementos

En este apartado vamos a seguir el mismo procedimiento de diseño que en el apartado anterior con la única diferencia de que doblaremos el número de ranuras, es decir trabajaremos con veinte ranuras en lugar de diez y estudiaremos lo que esto supone para nuestro diseño.

Por tanto para determinar las dimensiones de nuestro diseño seguiremos exactamente el proceso seguido en el apartado anterior, con la excepción de que al tener más ranuras por las que radiar nos permite establecer una potencia sobrante (parámetro x) más bajo, para este caso se ha seleccionado $x = 0.15$; la mínima dentro de los límites del diseño. Una vez repetido todo el proceso que seguimos en el apartado anterior obtendremos las siguientes valores:

Apertura de la ranura	Altura del <i>notch</i>	Longitud del <i>notch</i>	Distancia del <i>notch</i> al centro del <i>stub</i>
0.72	0.01	1.3	2.25
0.74	0.04	1.3	2.25
0.77	0.07	1.3	2.25
0.81	0.1	1.3	2.25
0.83	0.1	1.3	2.25
0.87	0.1	1.3	2.25
0.9	0.1	1.3	2.25
0.95	0.1	1.3	2.25
0.99	0.1	1.3	2.25
1.04	0.14	1.3	2.31
1.1	0.2	1.3	2.4
1.17	0.2	1.3	2.54
1.29	0.2	1.3	2.574
1.38	0.2	1.3	2.8
1.47	0.27	1.3	2.9
1.65	0.32	1.45	2.9
1.88	0.4	1.52	3
2.2	0.4869	1.98	3
2.94	0.61	2.3	3

Tabla 4.3: Tabla de valores de diseño

Una vez obtenidos los valores de cada una de las 19 celdas, podremos realizar los modelos de array. Siguiendo exactamente la misma idea aplicada en los modelos de 10 *stubs*. En este caso la longitud de las mismas será 180 mm, ya que tenemos el doble de *stubs*, y las condiciones de simulación las mismas que en el caso anterior.

En este caso también repetiremos el mismo procedimiento, analizando los dos diseños tanto con corrugaciones como con dieléctrico, y compararemos sus respuestas esperando que presenten las mínimas diferencias posibles.

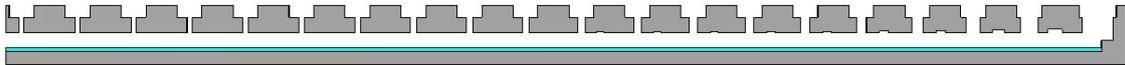


Figura 4.6: Array de 20 elementos empleando dieléctrico

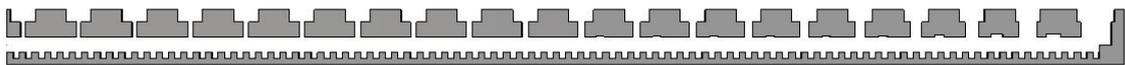


Figura 4.7: Array de 20 elementos empleando corrugaciones

Podemos observar que a diferencia del modelo con 10 ranuras, en este caso el incremento de la apertura de los *stubs* se realiza de forma más gradual, sin presenciar saltos tan abruptos sobre todo en los *stubs* finales. Esto es debido a que gracias a la presencia de más *stubs* somos capaces de conseguir potencias residuales más bajas.

A continuación, volveremos a analizar los mismos parámetros que visualizamos en el apartado anterior. Comenzando por el parámetro S11, con el cual seguiremos buscando el mayor ancho de banda posible en el cual el mismo se mantenga por debajo de -10 dB.

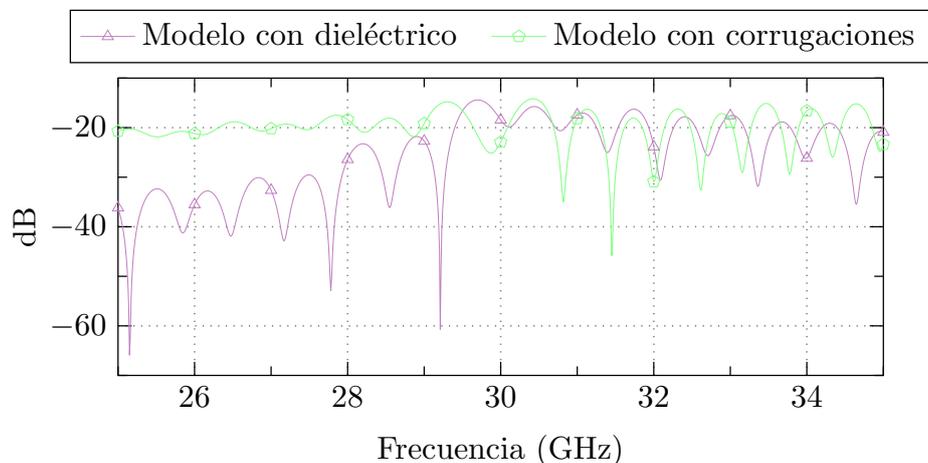


Figura 4.8: Parámetro S11

En este caso vemos como se repite lo que ocurre con el modelo de 10 *stubs*, pues el modelo que implementa dieléctrico presenta mejores valores de adaptación que el modelo con corrugaciones; sin embargo este modelo de 20 ranuras presenta una ventaja respecto al de 10, la cual es que en este caso el modelo con corrugaciones está adaptado en toda la banda, es decir su parámetro S11 es menor que -10 dB para cualquier frecuencia, cosa que con 10 ranuras no ocurría a frecuencias altas.

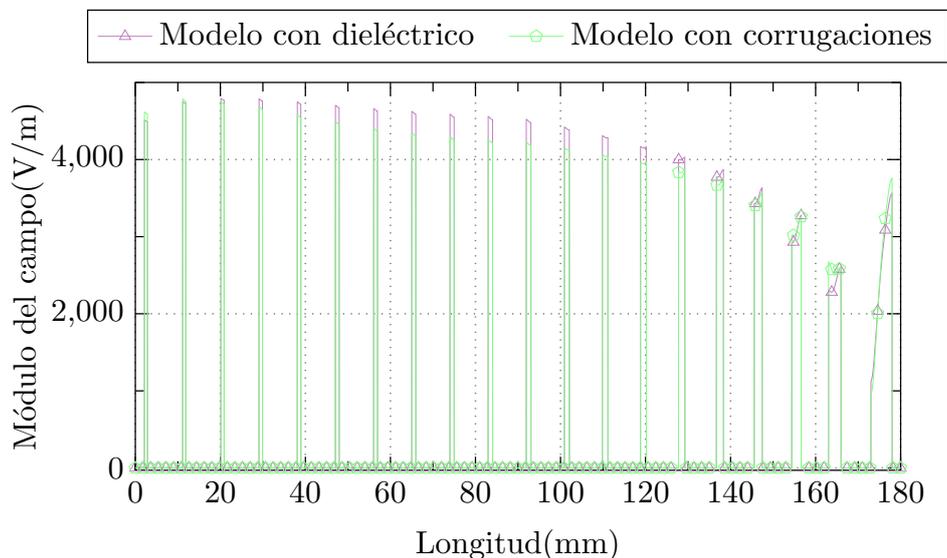


Figura 4.9: Módulo del campo en los stubs

Lo siguiente será analizar el modulo de campo en los *stubs*, para comprobar que los niveles se mantienen mas o menos constantes. Si observamos la figura 4.9 vemos como apenas se presenta

diferencia entre ambos modelos, lo que sí es destacable es como la amplitud en la primera mitad de los *stubs* aproximadamente tiene un descenso bastante pequeño y en los *stubs* finales las diferencias son mayores.

Al tener más *stubs* el poder tener la misma amplitud se hace un trabajo más complicado, sobre todo si hablamos de los últimos pues les llegará menos potencia. Sin embargo podemos apreciar como los resultados obtenidos son buenos pues las amplitudes de la mayoría de los *stubs* siguen siendo teniendo un nivel similar.

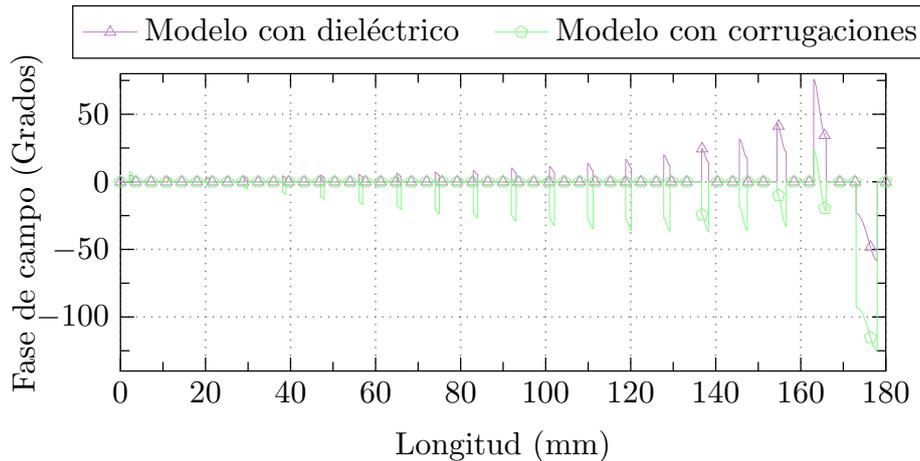


Figura 4.10: Fase de campo en los stubs

Por último si nos referimos a la fase que tendrá el campo propagado en esos *stubs*, vemos como el modelo con corrugaciones vuelve a presentar menores diferencias de fase respecto al dieléctrico, tal y como ocurría con el modelo de 10 *stubs*, y esto es debido a las misma razón ya que las corrugaciones ajusta mejor la λ_g , cuando ocurren perturbaciones. Hecho que igualmente nos beneficia, ya que como se ha mencionado anteriormente los modelos que se van a implementar son los que presentan corrugaciones.

También podemos apreciar cómo en los primeros *stubs* (los de muy poca apertura) la fase es 0, proporcionando una respuesta ideal; sin embargo conforme vamos abriendo los *stubs*, va aumentando de forma progresiva un desfase entre los mismos.

Capítulo 5

Diseño de antena completa

Una vez analizados los modelos de onda progresiva, hemos visto que ambos modelos presentan buenas características de funcionamiento y que ambos son válidos de cara al futuro. No obstante para nuestro siguiente paso, el cual es el diseño de una antena completa, necesitaremos prescindir de uno de ellos y centrarnos en el otro. En nuestro caso se ha seleccionado el modelo de 10 *stubs*, debido a la mayor dificultad que supondría trabajar con el doble de *stubs* y sobre todo, al alto coste computacional que supondría trabajar con diseños de dimensiones tan grandes.

Por tanto en este capítulo, trataremos de forma independiente el modelo que usaremos para alimentar nuestro array y posteriormente uniremos ambos diseños buscando obtener el mejor ancho de banda posible, una vez terminado ese proceso se procederá al montaje de una antena de 10 *stubs* completa y por consiguiente a un análisis de sus prestaciones.

5.1. Sistema de alimentación

El sistema de alimentación de nuestra antena es una de las partes más importantes de la misma, pues será el encargado de introducir el desfase que necesitamos, para variar el apuntamiento, a lo largo del *stub*. Si bien es cierto que no entraremos en profundidad en cómo funciona el sistema de alimentación, deberemos adaptar la antena a las características del mismo para que sea capaz de funcionar en un futuro.

El dato fundamental que deberemos tener en cuenta es que las ranuras de alimentación deberán estar separadas por una distancia aproximada de 0.5λ , más o menos unos 5 mm, debido a que una distancia mayor entre ranuras nos limitaría mucho al variar el apuntamiento. Esto hace que si imaginamos una disposición de ranuras colineal, suponga un espacio insuficiente para colocarlas, pues tendría que ser de unos 4 mm aproximadamente y por tanto ante tan poca longitud, la misma no sería capaz de propagar ni un modo. Por tanto debido a estos problemas de geometría la única solución sería colocar las ranuras paralelas, y ya sí no tendríamos problemas con la longitud de la misma; sin embargo esto generará otro problema distinto, el cual se puede discernir si apreciamos el diagrama de radiación de una ranura presentado a continuación:

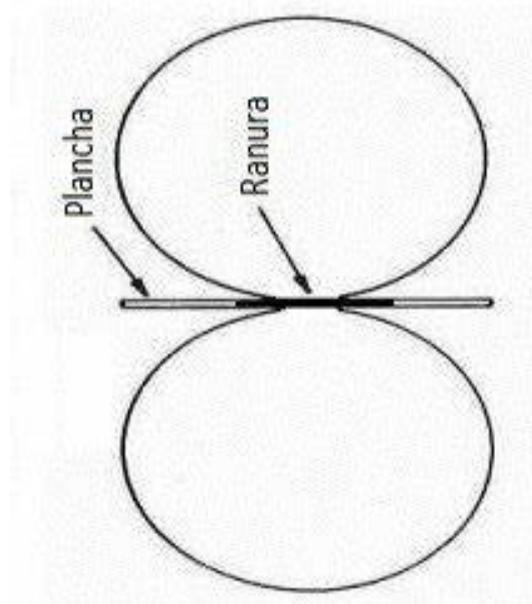


Figura 5.1: Diagrama de radiación de una ranura

Como se puede apreciar, si colocamos las ranuras paralelas entre sí por la propia estructura del diagrama de radiación de la misma, tendremos nulos justamente en la dirección donde debemos colocar el array y por tanto necesitamos que el campo se propague en esa dirección para que llegue a los *stubs*. Esto nos llevará a buscar una solución que nos permita propagar campo en la dirección que deseamos.

5.1.1. Modelo de ranura+pool

La solución que se propone es hacer de forma perpendicular a la ranura, lo que llamaremos *pool*, esto consiste en un hueco de menor profundidad que la ranura y que cuando el campo entre en dicho hueco este ayude a redirigirlo, aunque sea de forma parcial hacia nuestro array. Esto se explica de manera mucho más sencilla si nos apoyamos en la figura de abajo.

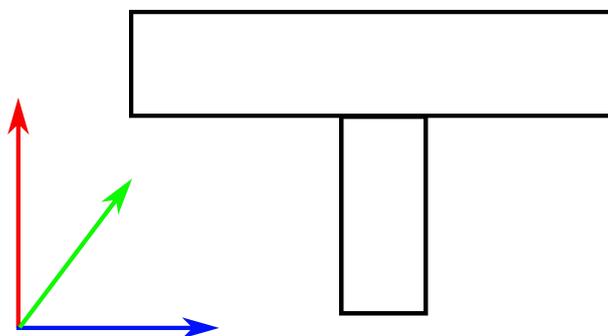


Figura 5.2: Contribuciones de campo del modelo ranura+pool

Si nos fijamos en la ranura, podríamos representar su máximo de radiación en la línea roja, mientras que el *pool* tendría un máximo de radiación menor en la dirección de la línea azul, si sumamos ambas contribuciones, obtendríamos un máximo de propagación en la línea verde. Por tanto el efecto que produce el *pool* en la ranura es que es capaz de desviar su diagrama de radiación en cierta medida hacia la dirección que buscamos.

Es cierto que la solución aportada no es una solución ideal, es decir no somos capaces de tener el máximo del diagrama de radiación apuntando hacia el array; sin embargo es una mejora sustancial respecto a la ranura en solitario, y de las soluciones propuestas es la que más se aproxima a un resultado ideal. Por tanto a continuación presentaremos el diseño en CST de dicho modelo y buscaremos la mejor configuración de parámetros para el mismo.

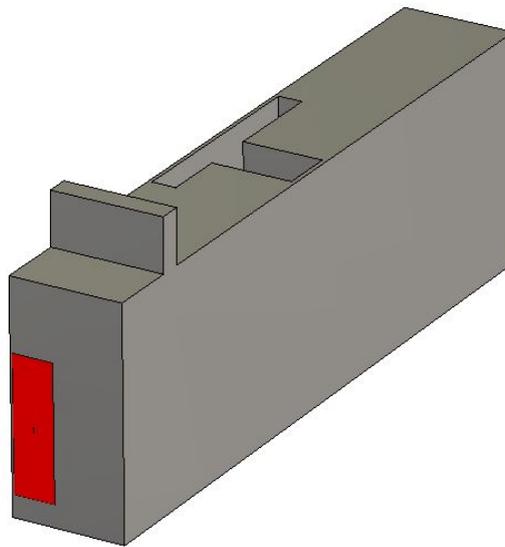


Figura 5.3: Diseño del modelo ranura+pool

Observando la figura 5.3 se consigue de forma muy sencilla establecer la similitud de esta estructura con la figura 5.2. La ranura se alimenta desde abajo con una guía de dimensiones: 6 mm de alto y 1.8 mm de ancho. Aunque no se aprecie se ha colocado un bloque de aire de 2.4 mm de altura, para respetar lo máximo posible el diseño real. El bloque presenta una anchura de 5.5 mm (0.55λ tal y como habíamos establecido anteriormente) y 30 mm de largo, aunque esta dimensión no es relevante pues luego puede variar. Si nos fijamos, la ranura se ha desplazado lo más cerca posible del borde de la estructura, esto se hizo con el fin de poder tener más libertad a la hora de conseguir una piscina lo más larga posible, hecho que nos beneficiará.

Respecto a las condiciones que hemos establecido para la simulación, en las paredes laterales se establecerá la condición de periodicidad, puesto que se consideró que las paredes ya no estaban lo suficientemente cerca como para que la condición de pared magnética considerara la estructura infinita, mientras que en las paredes superior e inferior se ha colocado plano eléctrico pues será lo que se encuentre encima del gap más adelante y en el principio y final de la guía se ha establecido condición de absorción.

Una vez que tenemos el modelo planteado, trataremos de conseguir que el mismo pueda operar en

el máximo ancho de banda posible, es decir que este adaptado. Por tanto volveremos a buscar un parámetro S11 que se mantenga por debajo de -10 dB en el máximo rango de frecuencias posible. Si bien es cierto que este modelo todavía está lejos del modelo final, debido a su escaso coste computacional merece la pena buscar optimizarlo para tener un buen punto desde el que partir.

Tras realizar una optimización del mismo se consiguieron los siguientes parámetros desde los que partir:

Longitud de la ranura	10.5 mm
Apertura de la ranura	1.17 mm
Longitud del <i>pool</i>	3.51 mm
Apertura del <i>pool</i>	2.97 mm
Profundidad de la ranura	3.83 mm
Profundidad del <i>pool</i>	3.3 mm

Tabla 5.1: Valores óptimos de la estructura

Aparte de estos valores también se ha optimizado la posición relativa de algunos elementos con el fin de mejorar todo lo posible la adaptación de la estructura. Se ha modificado la posición relativa de la ranura respecto al *pool*, la distancia a la cual colocamos el corto detrás de la ranura, pues es deseable que la onda se refleje en la pared con una fase que nos convenga y por último la distancia a la cual la guía presenta un corto que representa el final de la misma. Todo este proceso ha dado lugar al siguiente resultado:

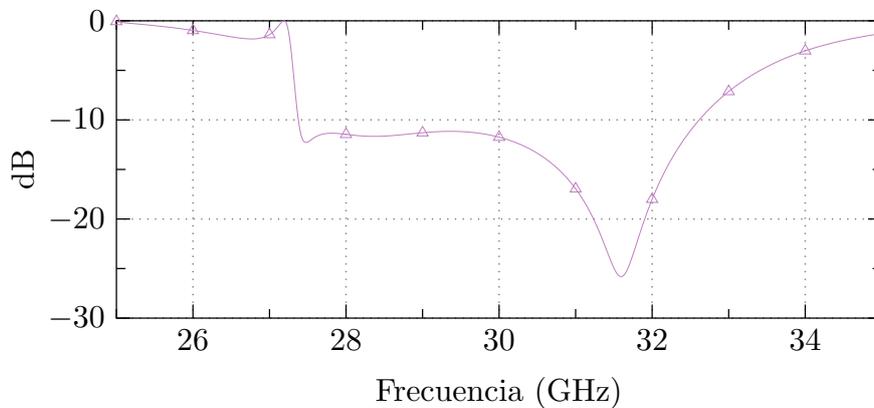


Figura 5.4: S11 obtenido tras la optimización

Tras la optimización, esta estructura está adaptada en un rango de frecuencias bastante amplio, si bien es cierto que todavía no podemos considerar que este será el ancho de banda de operación de nuestra antena, pues a esta respuesta falta añadirle el array de N=10, cuya respuesta era la de la figura 4.3.

5.1.2. Montaje de alimentación

Por tanto el siguiente paso en esta búsqueda del mayor ancho de banda de operación posible, será trabajar sobre un montaje en el cual combinemos los diseños de las figuras 5.3 y 4.2. Y sobre esa estructura volver a optimizar sus dimensiones con el fin de conseguir el mayor ancho de banda de adaptación posible.

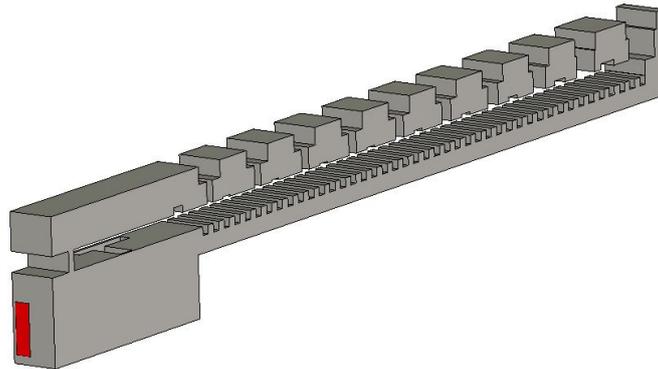


Figura 5.5: Diseño array alimentado por guía

Para la simulación de este diseño se ha seleccionado condición de periodicidad en ambos planos laterales, ya que como se ha mencionado anteriormente, el ancho de la estructura (5.5 mm) hace que las paredes magnéticas ya no sean implementables, mientras que en el plano superior se ha colocado condición de radiación debido a la presencia de los *stubs* y finalmente en el resto de planos se ha colocado condición de absorción.

En este caso se ha buscado cumplir el mismo objetivo que teníamos en el apartado anterior, repitiendo el mismo proceso, es decir conseguir el máximo ancho de banda posible donde el diseño esté optimizado. No se inició a trabajar directamente con este diseño y se partió desde la figura 5.3 ya que este montaje tiene un coste computacional muy superior, por tanto se determinó que era mejor comenzar desde un punto cercano a la solución, para simplificar el proceso. Tras un proceso de optimización llegamos al siguiente resultado:

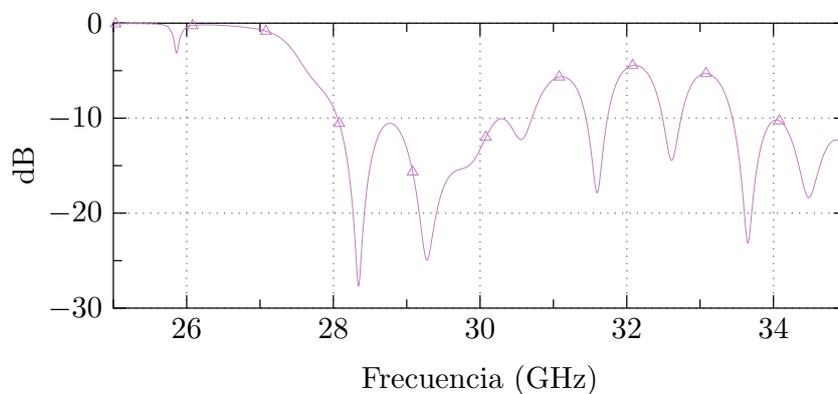


Figura 5.6: S11 obtenido tras la optimización

Como se puede apreciar, el ancho de banda conseguido disminuye respecto a la figura 5.4, tal y como se había previsto anteriormente. No obstante, es cierto que conseguimos un ancho de banda ligeramente superior a los 2.5 GHz. De igual forma podemos apreciar cómo a la frecuencia de diseño (30 GHz) el diseño también presenta adaptación, por tanto podemos considerar buenos los resultados obtenidos y seguir progresando con los mismos hacia el diseño global de la antena.

Para conseguir este resultado los parámetros de la tabla 5.1 han sufrido variaciones, quedando finalmente con los siguientes valores:

Longitud de la ranura	12 mm
Apertura de la ranura	1.17 mm
Longitud del <i>pool</i>	3.7 mm
Apertura del <i>pool</i>	2.4 mm
Profundidad de la ranura	3.67 mm
Profundidad del <i>pool</i>	3.12 mm

Tabla 5.2: Valores óptimos de la estructura

Con la estructura de la figura 5.5, y los valores que acabamos de presentar, podemos dar por cerrado el proceso de adaptación de nuestro sistema de alimentación al array, y por tanto a continuación deberemos comenzar con la construcción de la antena completa y establecer su respuesta.

5.2. Antena completa

Para el proceso de análisis de la respuesta completa, se ha decidido replicar la estructura de la figura 5.5, 12 veces, por tanto nos quedaría una antena de 10 *stubs* alimentada por 12 puertos, ya que si esta tuviera unas dimensiones menores no se apreciarían correctamente sus prestaciones.

Cabe aclarar que las antenas de este tipo suelen tener unas dimensiones superiores, tanto en la cantidad de *stubs* como en el número de puertos; sin embargo las limitaciones que tenemos a la hora de simular, debido al alto coste computacional impide el hecho de intentar realizar antenas más grandes. Por tanto debemos trabajar bajo la premisa de que si se emplea el mismo proceso de diseño para implementar antenas de mayores dimensiones se obtendrán mejores prestaciones todavía.

Nuestra antena tendrá unas dimensiones de 117 mm de largo y 90 mm de ancho, aparte de los 17.6 mm de alto. Si hacemos un rápido cálculo obtendremos cómo 12 puertos equiespaciados 5.5 mm son 66 mm, lo cual son 24 mm menos respecto al ancho obtenido finalmente, esto es debido a que se ha decido colocar los cortocircuitos a una distancia de λ de los puertos de los extremos, con el fin de que las reflexiones que tenga la onda reflejada en los mismos, interfiera lo menos posible con la correcta respuesta de la antena. Aparte de la propia anchura de los cortocircuitos, la cual es de 2 mm.

Otro hecho que resalta es que no se ha seleccionado una estructura rectangular a la hora de colocar los cortocircuitos, sino una estructura de cuña. Esta cuña no se implementa a lo largo de toda la longitud de la antena, sino que llega hasta el final del segundo adaptador, lugar en el que alcanza λ y ya se prosigue de forma recta. Esto se hizo ya que se observó que este tipo de estructura, en

comparación con la rectangular, presentaba una mejora en la respuesta de la antena ya que la onda viajaba de forma más progresiva.

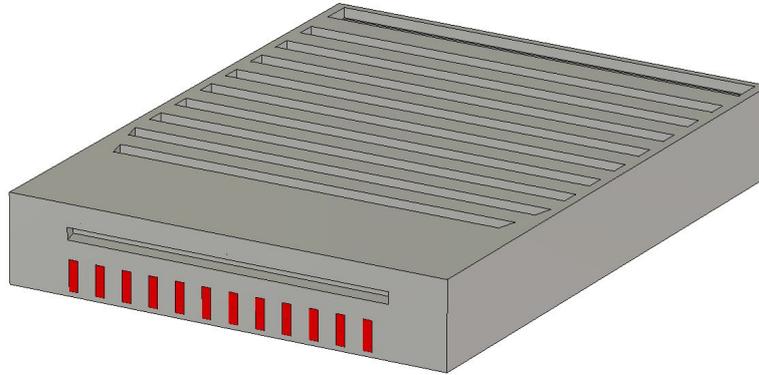


Figura 5.7: Diseño de antena completa

Respecto a las condiciones que se han empleado para realizar la simulación de este diseño, simplemente se ha colocado condición de absorción en todos los planos, con excepción del superior que presenta condición de radiación. Esto es debido a que la estructura de la antena está completa, por lo que no es necesario establecer condiciones de periodicidad o plano magnético en ninguno de los planos, como se ha venido estableciendo anteriormente.

5.2.1. Resultados

A continuación analizaremos la antena de la figura 5.7, y estudiaremos su respuesta con el fin de verificar que su funcionamiento se adecua a lo que esperábamos cuando realizamos el modelo teórico.

La primera decisión que tuvimos que tomar, fue si se debían alimentar todos los puertos con la misma amplitud o si por el contrario se debían establecer valores diferentes, pues el tener una alimentación discreta nos permite alimentar cada puerto con la amplitud que queramos. Finalmente decidimos alimentar de tal forma que las muestras discretas de amplitud de cada puerto formen una distribución coseno sobre pedestal, con el claro objetivo de conseguir el máximo nivel de lóbulo principal a secundario posible, siendo el pedestal $C = 0,25$. Concretamente se empleó la siguiente ecuación:

$$V = C + (1 - C) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{N}\right) \quad (5.1)$$

Siendo N el número de puertos y x oscilando entre $[-N/2, N/2]$. Aplicando esta ecuación se obtienen los siguientes valores de amplitud para cada puerto:

Puerto	Valor de amplitud
1	0.25
2	0.44
3	0.625
4	0.78
5	0.9
6	1
7	1
8	0.9
9	0.78
10	0.625
11	0.44
12	0.25

Tabla 5.3: Tabla de valores de alimentación de cada puerto

Una vez decidida la amplitud con la que se alimentará cada puerto, queda por decidir la fase de los mismos. En primer lugar realizaremos una simulación colocando fase 0 en cada uno de los mismos, hecho que nos permitirá analizar los parámetros de adaptación de nuestra antena a la par que el comportamiento del campo en los *stubs*.

En primer lugar analizaremos los parámetros S de cada puerto. Para entender bien qué se analiza en este caso deberemos hacer una pequeña aclaración, pues como bien sabemos se define el parámetro S11 como el que mide la potencia reflejada por el puerto 1 cuando alimentamos por el mismo puerto; sin embargo en este caso, nuestro parámetro S11 medirá la potencia reflejada por el puerto 1 cuando se alimenta por todos los puertos, lo mismo ocurrirá con el resto de parámetros S.

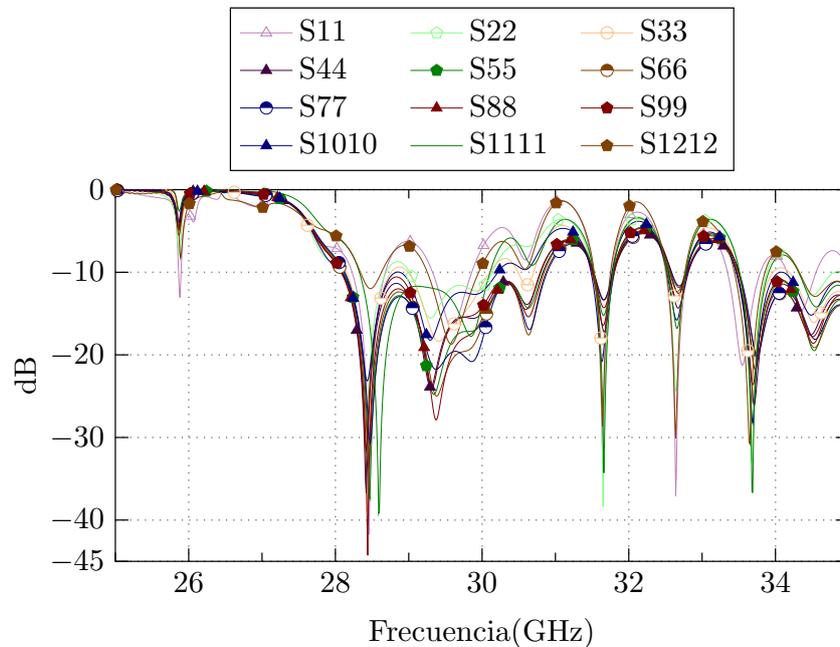


Figura 5.8: Parámetro reflexión de cada uno de los puertos

Recordemos que nuestro objetivo a la hora de adaptar era mantener los parámetros de reflexión por debajo de -10 dB en toda nuestra banda de funcionamiento. En este caso se puede apreciar que excepto en los puertos de ambos extremos, el resto de puertos permanece aproximadamente por debajo de -10 dB entre 28 GHz y 30 GHz. Este era un comportamiento esperado, pues recordemos que cuando adaptamos con el diseño de la figura 5.5 lo hicimos con condición de periodicidad a ambos lados, lo cual no reproduce exactamente las condiciones de los extremos laterales de la antena. Sin embargo, no existe una alternativa que permita adaptar los puertos de los extremos de forma independiente. También es cierto que al tratarse solo de los puertos del extremo (2 de 12) y ser con los que menos amplitud se alimentan tampoco representan una gran interferencia con el normal funcionamiento.

Si volvemos a la gráfica de la figura 5.6 apreciamos cómo, sobre todo en los puertos ubicados más al centro, la forma se ciñe muy bien al parámetro S11 que teníamos cuando terminamos el proceso de adaptación. Esta correspondencia nos hace ver que el proceso seguido es el correcto. Por último indicar que cuanto mayor sea el número de puertos, menor sería el efecto que tienen los puertos desadaptados de los extremos sobre la antena completa.

A continuación igual que hicimos con los diseños de onda progresiva, volveremos a visualizar qué ocurre con el campo radiado a la altura de los *stubs*. Y por tanto comprobaremos que efectivamente se sigue correspondiendo con lo esperado, y que durante el proceso de montaje de la antena no ha surgido ninguna interferencia.

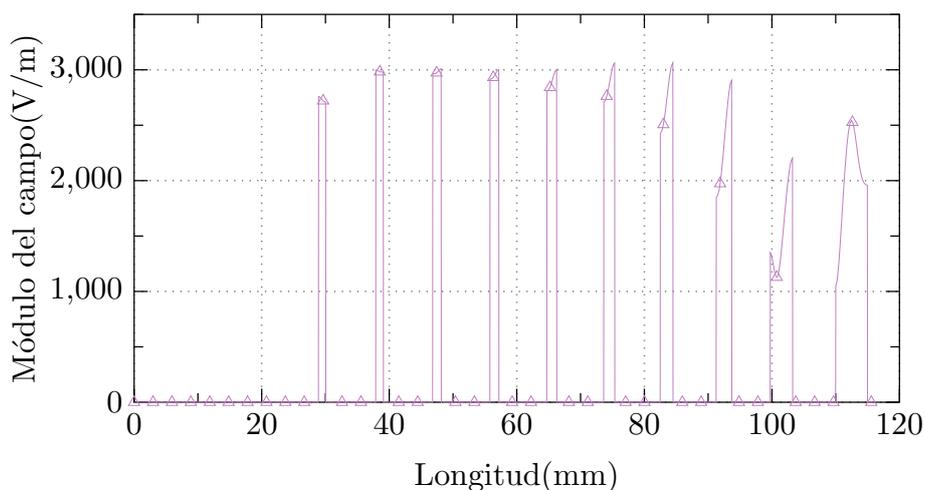


Figura 5.9: Módulo del campo

Observando el módulo vemos cómo, sobre todo los ocho primeros *stubs*, mantienen una amplitud más o menos constante y que los dos últimos (son los más abiertos), distan un poco más de los anteriores. Si retornamos a la figura 4.4, veremos de forma más clara que a pesar de todo el proceso que se ha seguido desde entonces, la respuesta del diseño de onda progresiva y el del diseño final presentan una alta correspondencia.

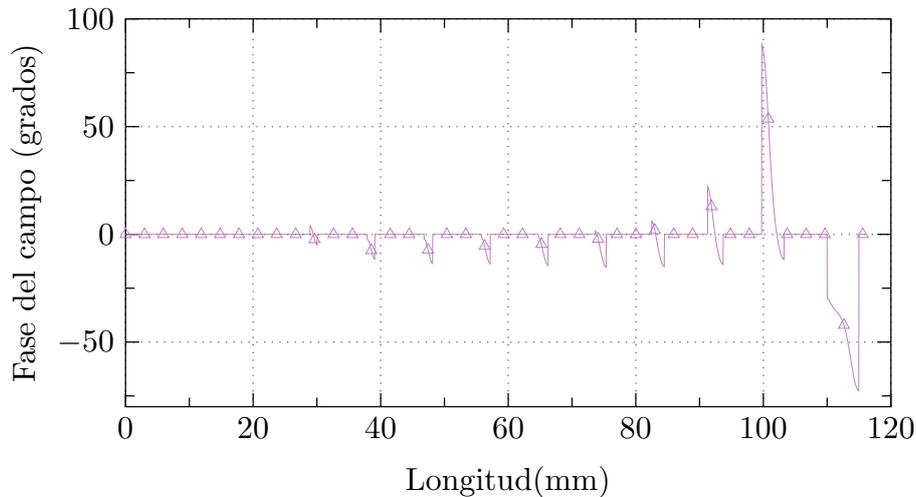


Figura 5.10: Fase del campo

En cuanto a la fase ocurre algo muy similar al módulo, es decir las diferencias de fase en los primeros *stubs* es mínima y en los últimos (sobre todo los dos últimos) las diferencias incrementan enormemente; sin embargo no aparece nada que no viésemos ya reflejado en la gráfica de la figura 4.5. Por tanto los resultados presentan el comportamiento esperado.

A continuación vamos a presentar los diagramas de radiación que presenta nuestra antena y vamos a analizar los cambios que sufren desde dos perspectivas diferentes. En primer lugar, fijaremos el ángulo de apuntamiento a 0 y veremos qué cambios sufre el diagrama con las variaciones de frecuencia y posteriormente fijaremos la frecuencia a 30 GHz (ya que es la frecuencia de diseño) e iremos variando el desfase entre puertos para ver cómo cambia el apuntamiento de la antena y que efectos se producen. Antes de todo esto se presentará un esquema de los diferentes ángulos que participan en este proceso, con el fin de que se entienda de forma concisa qué representa cada uno de ellos.

Como podemos apreciar en la figura 5.11 por la forma en la que CST configura los ejes, lo que teóricamente considerábamos $\phi=0^\circ$, en CST es $\phi=90^\circ$ lo cual no supondrá ningún problema si somos capaces de tenerlo claro, que si tenemos ángulo de apuntamiento 0° , la antena apuntará hacia los 90° . No obstante para observarlo de forma más simple se ha establecido un ángulo auxiliar, τ , el cual como vemos en la figura 5.11 comienza en $\phi=90^\circ$ y nos ayuda a reflejar de forma más clara el ángulo de apuntamiento.

El otro ángulo nuevo que surge es α el cual como vemos se refleja sobre el círculo rojo, este será el encargado de medir un efecto que sufrirá el haz en diferentes situaciones y es que se inclinará ligeramente.

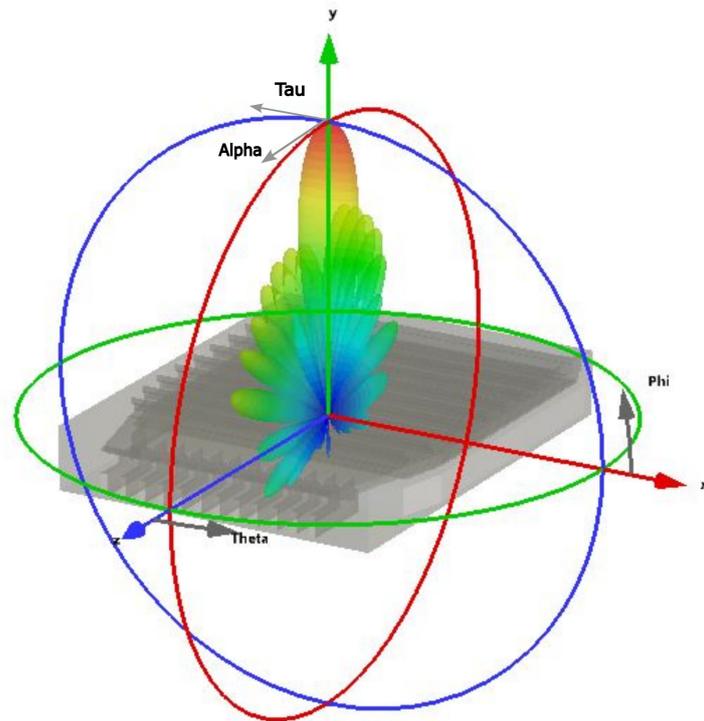


Figura 5.11: Esquema de los ángulos necesarios para la representación

Una vez que tengamos claro cómo se estructura la distribución de los diferentes ángulos, visualizaremos la forma que presenta el diagrama de radiación 3D en broadside y a 30 GHz, para tener claro nuestro punto de partida.

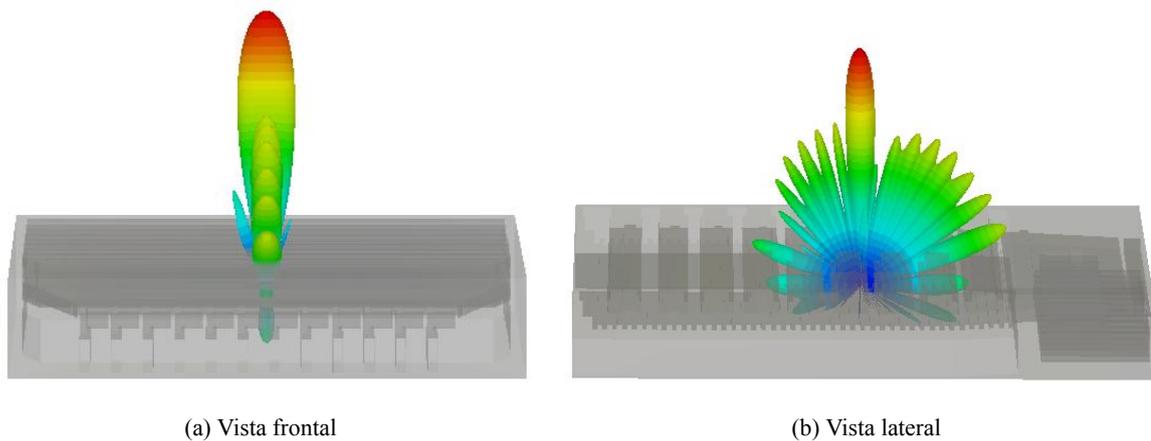


Figura 5.12: Vistas del diagrama de radiación 3D

Podemos ver cómo efectivamente el haz apunta justo hacia arriba, como ya hemos mencionado anteriormente, variando el desfase entre puertos seremos capaces de inclinar el haz hacia ambos lados en función de nuestras pretensiones, hasta un ángulo máximo en el cual el haz de la antena

se difuminará y por tanto no se podrá seguir inclinando.

También, si apreciamos la figura 5.20a vemos cómo apenas aparece un mínimo lóbulo secundario. Los valores de alimentación que obtuvimos en la tabla 5.3 han cumplido su función y no aparecen lóbulos secundarios. Sin embargo, en la figura 5.20b, sí aparecen más lóbulos secundarios, debidos en gran medida a que, si bien es cierto que el array de *stubs* está bien calibrado, no es ideal.

Una vez visto el diagrama 3D, es el momento de hacer el primero de los estudios que haremos del mismo. En este caso se ha comenzado dejando fijo el haz apuntando a 0° (broadside) y se han elegido los diagramas de radiación en 28, 29, 29.5, 30 y 30.5 GHz para representarlos en cartesianas con el fin de visualizar de forma gráfica qué efecto tiene la variación de la frecuencia.

En primer lugar visualizaremos el corte en $\theta=90^\circ$ (plano H), lo cual se entiende de forma muy sencilla observando la figura 5.11 pues este corte nos permitirá ver las variaciones en el apuntamiento de forma clara. Sin embargo es cierto que cuando aparezca el inclinamiento en el haz principal, los cortes ya no podrán ser en $\theta=90^\circ$ sino en $\theta=90-\alpha$, para así adaptar el corte a la inclinación del haz.

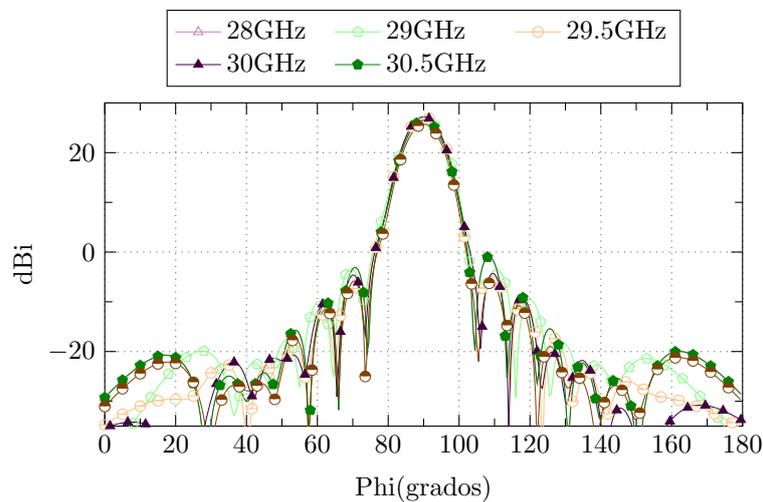


Figura 5.13: Diagrama de radiación plano H en función de la frecuencia

Si observamos los diagramas vemos cómo, independientemente de la frecuencia la forma de los mismos se mantiene prácticamente constante. Hecho que tiene sentido si consideramos que todos deberían apuntar hacia la misma dirección. Para tener una visión completa, a continuación presentaremos una tabla con los valores de directividad y nivel de lóbulo principal a secundario (NLPS), la cual complementa la representación de los diagramas.

Frecuencia(GHz)	Directividad(dBi)	NLPS(dB)
28	26.7	-30
29	27.2	-32.1
29.5	27.2	-31.6
30	26.5	-27.5
30.5	24	-26.6

Tabla 5.4: Tabla de valores destacables de los diagramas

Como podemos apreciar, los valores son prácticamente idénticos en todas las frecuencias, esto es debido a que el efecto de la frecuencia donde influye realmente no es en el diagrama, sino en la inclinación que tiene el mismo. Si recordamos la figura 5.11, la frecuencia influirá desplazando el haz sobre el ángulo α , por tanto para hacer los cortes de los planos de la figura 5.13 se ha modificado dicho ángulo para conseguir obtener el corte necesario.

A continuación, se indicará que inclinación tiene cada uno de los haces en función de la frecuencia:

Frecuencia(GHz)	Inclinación del haz (α)
28	5°
29	2°
29.5	0.5°
30	-0.5°
30.5	-2°

Tabla 5.5: Tabla de valores de inclinación de haz en función de la frecuencia

Como se observa, los valores de inclinación de haz tienen un peso muy pequeño, siendo la máxima inclinación 5°. Otro hecho destacable es que al disminuir la frecuencia por debajo de la central el haz se inclina en α positivos y al aumentarla se inclina hacia el otro sentido. Este comportamiento del haz es inevitable pues es consecuencia de la propia naturaleza del dispositivo; sin embargo no supone ningún problema pues son valores de poca magnitud y cuantificables.

Para entender mejor el comportamiento reflejado en la tabla 5.5, a continuación visualizaremos el corte en $\phi=90^\circ$ (Plano E), donde aparte de ver como el haz se desplaza ligeramente en función de la frecuencia, veremos la interferencia de los lóbulos en este plano.

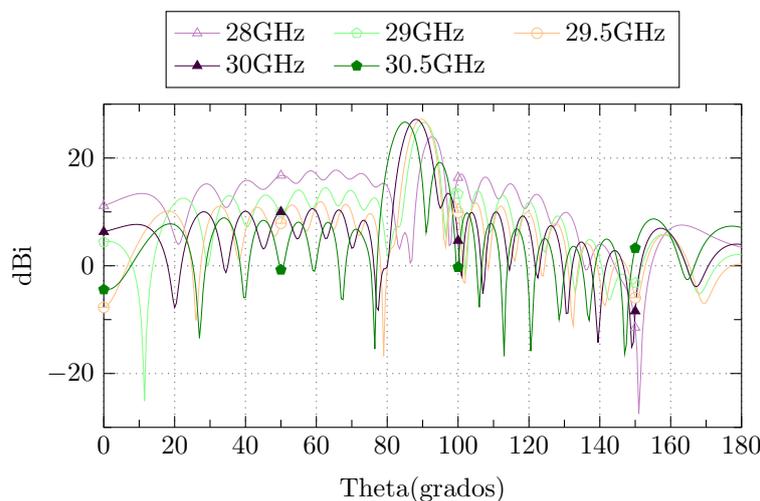


Figura 5.14: Diagrama de radiación plano E en función de la frecuencia

Efectivamente somos capaces de ver como al aumentar la frecuencia el haz principal se desplaza ligeramente hacia la izquierda, mientras que cuando la reducimos este se desplaza hacia la derecha. En cuanto a la interferencia, la frecuencia a la que tenemos menor NLPS es 29.5 GHz con -15.1 dB, a partir de ahí este va en aumento en ambos sentidos.

Una vez analizado el comportamiento en frecuencia de nuestro diseño, es momento de determinar el comportamiento del mismo cuando se produzcan variaciones en el apuntamiento del haz principal. Como se ha mencionado anteriormente para esto fijaremos la frecuencia a 30 GHz, ya que se trata de la frecuencia de diseño. Por tanto, teniendo en cuenta esta consideración, es momento de representar los diagramas de radiación partiendo de $\tau=0^\circ$ hasta $\tau=25^\circ$ (a partir de ahí el diagrama se difumina), con incrementos de 5° .

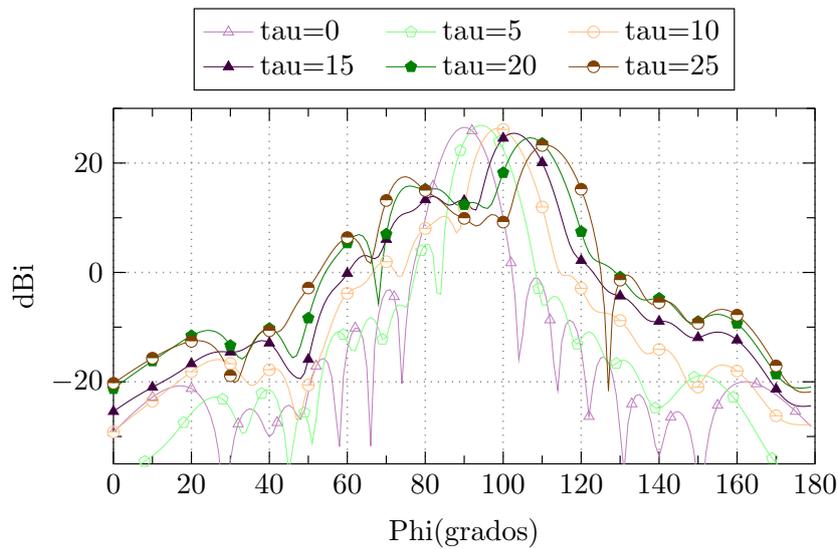


Figura 5.15: Diagrama de radiación plano H en función del apuntamiento

En el propio diagrama podemos apreciar que conforme aumentamos τ , el haz se va desplazando hacia la derecha, a la par que por debajo de $\text{phi}=90^\circ$ los lóbulos secundarios cada vez son más interferentes, esto es lo que ocasiona que decidamos fijar el ángulo de apuntamiento máximo de nuestra antena en $\tau=\pm 25^\circ$ pues a partir de ahí la interferencia es demasiado alta y el diagrama se difumina. Fijamos el ángulo de apuntamiento máximo tanto en ángulos positivos como en negativos pues es el mismo comportamiento introduciendo los mismos desfases pero con signo contrario, se reproduce hacia el otro sentido de forma exacta. A continuación presentamos una tabla con una serie de parámetros interesantes extraídos de estos diagramas:

Antes de comenzar con la tabla es importante explicar qué método se ha utilizado para obtener los desfases necesarios entre los diferentes puertos en función del ángulo de apuntamiento que busquemos. Este se obtiene de forma muy sencilla gracias a la siguiente expresión:

$$\beta = kd \sin \tau = \frac{2\pi}{\lambda} 0,55\lambda \cdot \sin \tau \quad (5.2)$$

Donde fijando τ hacia el valor que queremos apuntar, obtendremos el desfase β correspondiente pues el resto de valores son conocidos.

τ teórico	Desfase entre puertos (β)	τ real	Inclinación del haz(α)
0°	0°	0°	0°
5°	17.26°	5°	0°
10°	34.83°	8.5°	0.5°
15°	51.25°	12.5°	1.5°
20°	67.72°	17°	3°
25°	83.68°	20°	4.5°

Tabla 5.6: Tabla de valores angulares de los diagramas

Ahora sí es momento de explicar la siguiente tabla de resultados, en la cual vemos cómo aparece reflejado el desfase que hemos aplicado entre puertos cuando buscábamos cada ángulo de apuntamiento determinado. La siguiente columna representa el ángulo hacia el que apunta realmente el haz, pues debido a que la antena no es ideal hay una pequeña diferencia entre el ángulo de apuntamiento teórico y el real, la cual aumenta de forma proporcional al ángulo que buscamos; sin embargo esto no supondrá un problema pues como vemos este error es cuantificable.

Y por último se destaca que al aumentar τ , ocurre un comportamiento muy similar al que se producía al reducir la frecuencia anteriormente, pues el haz se va inclinando ligeramente, este comportamiento lo hemos vuelto a reflejar en el ángulo α , por tanto el proceso para representar el diagrama ha sido igual que en el anterior caso, pues cada diagrama ha sido cortado en un ángulo diferente. Al igual que ocurría con la frecuencia esta inclinación presenta valores muy pequeños aunque cuantificables.

Se decidió establecer el límite de la antena en cuanto a apuntamiento en los 20° grados reales pues a partir de ahí el NLPS pasaba a ser positivo, es decir la amplitud del lóbulo secundario pasaba a ser superior a la del principal. A continuación presentaremos una tabla resumen con los valores de directividad y NLPS en función del apuntamiento.

τ real	Directividad (dBi)	NLPS
0°	26.5	-27.5
5°	26.6	-22.6
8.5°	26.5	-16.5
12.5°	25.4	-10.3
17°	24.3	-6.4
20°	23.7	-4.8

Tabla 5.7: Tabla de valores de haz de los diagramas

Es cierto que podría parecer que una capacidad de apuntamiento de $\pm 20^\circ$ es algo escasa; sin embargo esto se atribuye a las dimensiones de la antena, tanto al número de *stubs* como al de puertos y en ambas dimensiones estamos limitados por el coste computacional. Observando cómo se propaga el campo a lo largo del hueco de aire entre las corrugaciones y los *stubs* descubrimos un comportamiento interesante, y que ayudará a respaldar la afirmación anterior.

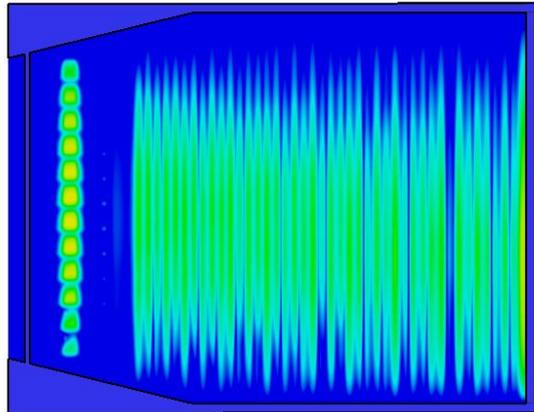


Figura 5.16: Campo propagado en el hueco de aire con $\beta=0^\circ$

En primer lugar observamos el campo cuando los puertos no presentan ningún desfase entre ellos y vemos como el campo se desplaza con un frente de onda recto. Y lo que es más importante, llegando de forma más o menos uniforme a la totalidad de la superficie de la antenna, sobre todo en la zona central.

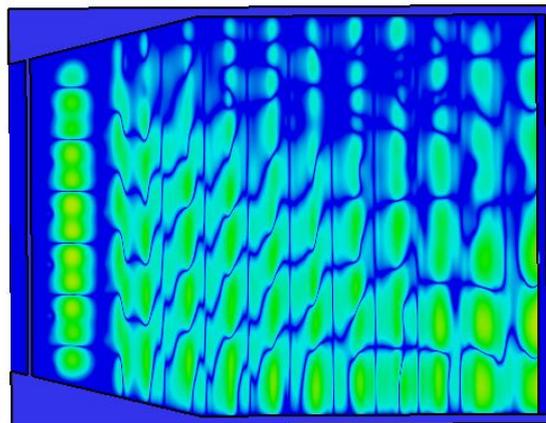


Figura 5.17: Campo propagado en el hueco de aire con $\beta=83.68^\circ$

Cuando alimentamos con un desfase cualquiera entre puertos, en este caso se ha elegido el máximo que se podía para que se apreciara de forma más clara, vemos como el frente de onda se propaga en diagonal (la inclinación con la que se propaga es proporcional al desfase entre puertos). Esto produce dos efectos relacionados entre sí, y es que si nos fijamos en la figura 5.17 vemos cómo en la zona superior de la antenna apenas llega campo (lo que hará que un tramo de los *stubs* realmente no radien apenas nada) y en la zona inferior tenemos mucho más campo, que al propagarse en diagonal incide con la pared, generando una reflexión y por tanto interferencia.

Esto nos hace entender que cuando hablemos sobre este tipo de antenas, deberemos diferenciar entre el área real de la antenna y el propio área efectiva de la misma, pues una parte de la antenna propiamente en función del apuntamiento no radiará apenas nada. Esto ayuda a justificar el que añadiendo un mayor número de puertos estas antenas presentan un mayor rendimiento, pues si

tenemos unas dimensiones mayores tanto las reflexiones producidas en la parte inferior como la zona que carece de campo en la parte superior, perderán importancia frente al grueso de la antena. Esto se explicará de forma más detallada en el siguiente apartado.

5.3. Diseño abierto

Con el fin de darle más validez a la idea de que una antena más ancha presentará mejor respuesta, se decidió elaborar el siguiente diseño:

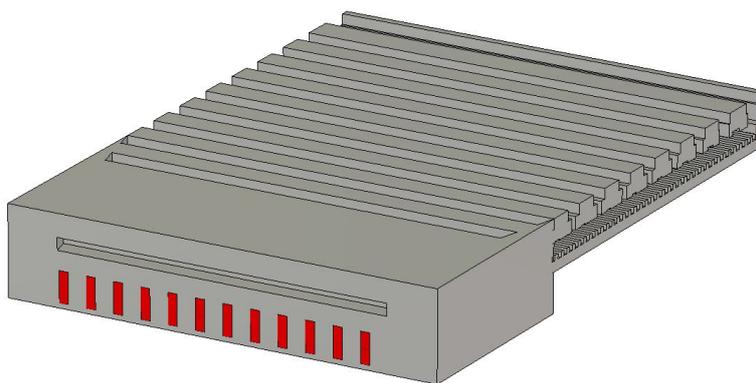


Figura 5.18: Diseño de antena completa sin cerrar

Este es prácticamente igual a la figura 5.7 con una diferencia, se han eliminado las paredes de los lados y en esos planos se ha colocado condición de absorción.

Para entender por qué se ha hecho esto, debemos saber que el hecho de tener una antena más ancha permite que un frente de onda desapuntado; como el de la figura 5.17, tarde más en chocar con el corto del extremo, lo cual tiene sentido pues tiene que recorrer mayor distancia. Esto permite que se vaya radiando antes de llegar al corto y lo que se refleja después tenga menos influencia, este comportamiento nos permite tener una inclinación del frente de fase mayor, y por tanto un límite de apuntamiento mayor.

Como no tenemos capacidad de realizar diseños más anchos, se ha planteado esta alternativa en la cual, al tener condiciones de absorción a ambos lados se elimina el efecto de la reflexión lateral, lo que nos permitirá conseguir mayor rango de apuntamiento para el haz. Si bien este diseño no reproduce exactamente lo que sucede en una antena más ancha cerrada, nos ayudará a darnos más seguridad de lo que ocurrirá.

5.3.1. Resultados

Por tanto en este caso no nos interesará realizar un análisis completo de toda la respuesta como el que hicimos con nuestro diseño completo. En este caso solo nos interesará fijar la frecuencia a 30 GHz e ir variando el apuntamiento, para ver si efectivamente conseguimos aumentar el máximo apuntamiento posible.

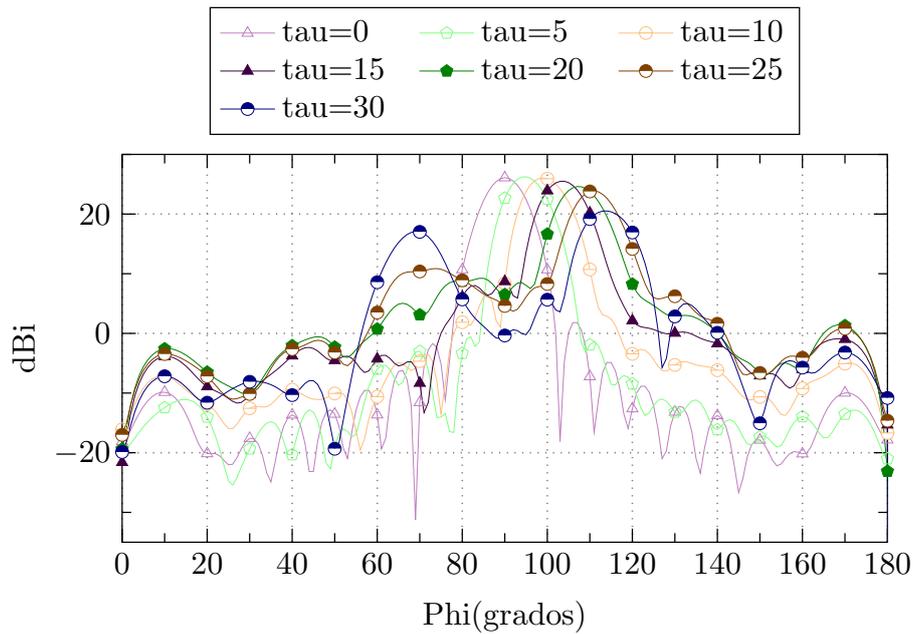


Figura 5.19: Diagrama de radiación plano H en función del apuntamiento

Si observamos únicamente los diagramas de radiación vemos cómo en el caso de mayor apuntamiento ($\tau=30$), el lóbulo secundario ya es prácticamente igual al lóbulo principal, por eso se ha decidido que este fuera el caso extremo.

Dado que en este trabajo se está estudiando únicamente la respuesta de dicha antena y esta presenta unas dimensiones inferiores a las deseadas, se han considerados válidos los niveles de apuntamiento en los cuales el lóbulo principal tuviera un nivel superior al secundario. Si consideráramos implementarla para su uso real, deberíamos considerar que el apuntamiento sería válido mientras el NLPS fuera menor de -10 o -15 dB, dependiendo también de las especificaciones que se busquen.

τ teórico	τ real	Inclinación del haz(α)
0°	0°	0°
5°	5°	0°
10°	9°	0.5°
15°	14°	1.5°
20°	17°	3°
25°	21°	4.5°
30°	24°	6°

Tabla 5.8: Tabla de valores angulares de los diagramas

Observando la tabla de valores angulares, vemos cómo el ángulo α que mide la inclinación del haz es el mismo que teníamos con la antena cerrada para cada ángulo. Respecto al apuntamiento máximo que realmente tiene este diseño, vemos que son 24°, lo cual ya es más de los 20° que teníamos en el apartado anterior.

Por tanto sabiendo que la única diferencia entre ambos diseños ha sido las paredes laterales con

condición de absorción o cerradas, podemos asumir que una antena de mayor anchura presentará mayores límites en la capacidad de apuntamiento.

5.4. Alternativas para reducir el coste computacional

Como se ha expresado a lo largo de este trabajo el alto coste computacional que supone simular nuestros diseños es una de las mayores limitaciones que encontramos, por tanto se planteó si se podría implementar un diseño equivalente al original pero con un coste computacional inferior. Algo parecido a lo que hicimos cuando usamos dieléctrico en lugar de corrugaciones para caracterizar la celda unidad, pero con el objetivo de reducir los tiempos de simulación.

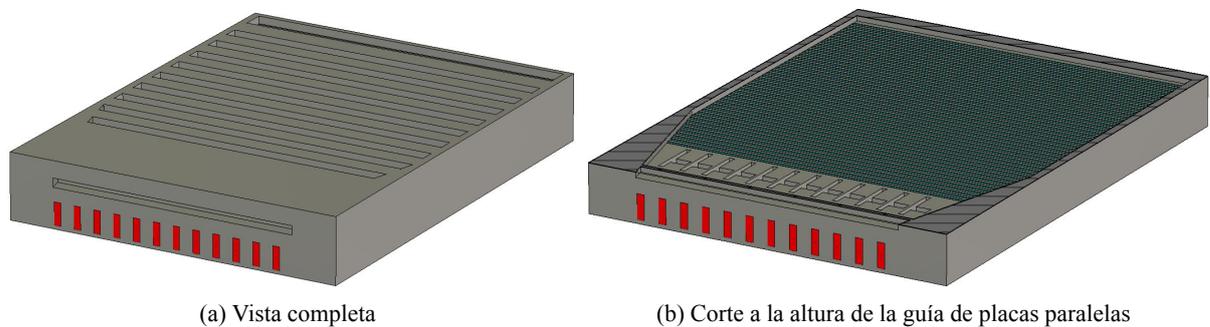


Figura 5.20: Antena empleando tiras de metal

Para ello se decidió eliminar las corrugaciones y en su lugar colocar unas tiras de metal, separadas 1 mm al igual que las corrugaciones, con una impedancia equivalente a las mismas, respetando por supuesto el gap de aire de 2.4 mm para no alterar la equivalencia del diseño. Para calcular su impedancia de la corrugación se empleó la siguiente expresión:

$$Z = jZ_0 \tan(k_0 d) \quad (5.3)$$

Siendo:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (5.4)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (5.5)$$

que es la impedancia de una línea de transmisión acabada en cortocircuito. Donde d es la profundidad de las corrugaciones con las que hacemos la equivalencia, es decir 1 mm y respecto a λ esta varía en función de la frecuencia, pues necesitamos un valor de impedancia por cada frecuencia, en nuestro caso se han cogido frecuencias desde los 25 GHz hasta los 35 GHz con saltos de 0.5 GHz y esto dio lugar a la siguiente gráfica de valores:

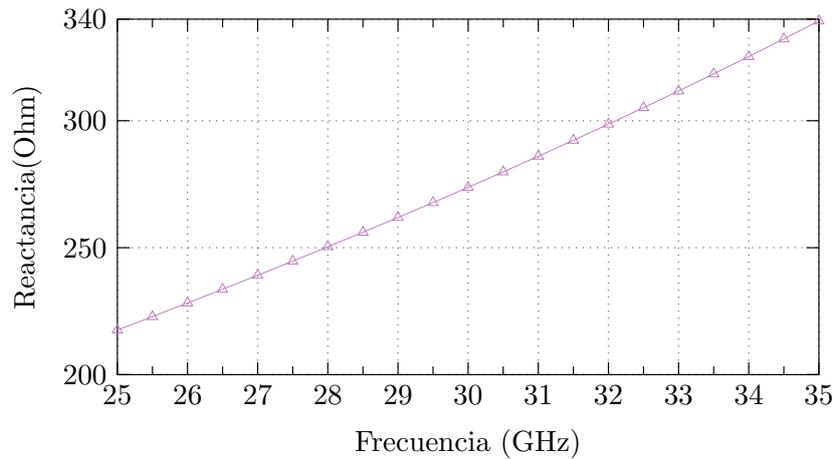


Figura 5.21: Valores de reactancia de las tiras de metal equivalente

Como podemos apreciar los valores de reactancia crecen de forma lineal, en cuanto a los valores de resistencia no se ha hablado de ellos pues en todas las frecuencias son siempre 0, lo cual se puede deducir de forma sencilla si nos fijamos en la ecuación 5.3 pues solo tiene parte imaginaria. Una vez tenemos ya la curva de valores de reactancia, si introducimos estos valores en CST podremos crear un material equivalente que nos sirva para simular en nuestro rango de frecuencias a evaluar y este será el material asignado a las tiras de la figura 5.20b.

Una vez tenemos ya definido el material de las tiras equivalente, ya podemos simular nuestro diseño e ir analizando los resultados. En primer lugar lo que haremos será analizar los parámetros S de nuestro diseño para así poder compararlos con los de la estructura original.

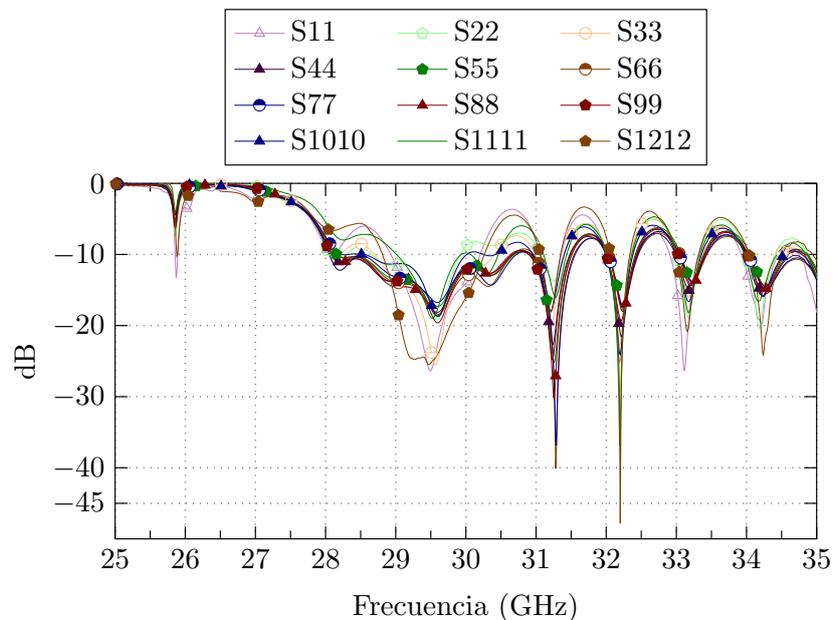


Figura 5.22: Parámetros S

Como se puede observar en términos de adaptación la respuesta es parecida a la de la figura 5.8; sin embargo sí se aprecian ciertas diferencias pues esta respuesta presenta unos picos menos pronunciados a la par que los puertos de los extremos están mejor adaptados entre los 29 GHz y los 30 GHz. Por lo demás es cierto que son respuestas muy similares.

El siguiente paso será comparar el campo tanto en módulo como en fase en los *stubs* de ambos diseños, para comprobar si las diferencias se pueden considerar sustanciales o no.

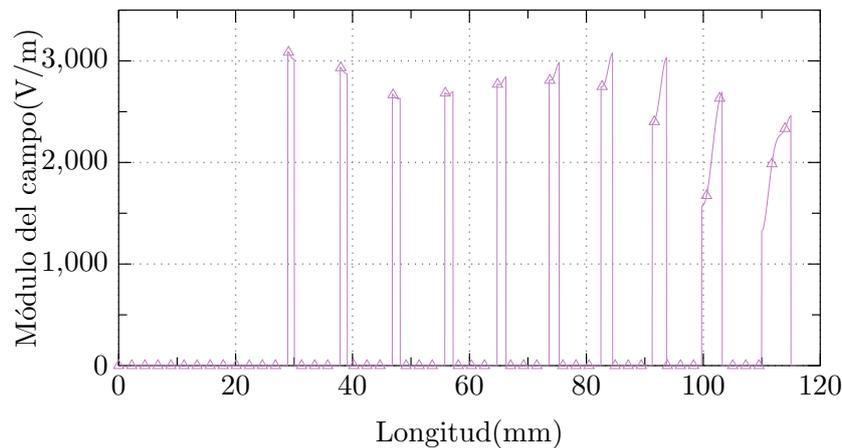


Figura 5.23: Módulo del campo

Si volvemos a la figura 5.9 podemos apreciar que si bien es cierto que son muy similares, la antena con las tiras presenta diferencias mayores en la amplitud de los *stubs*, con las corrugaciones sobre todo en los primeros la amplitud era más constante.

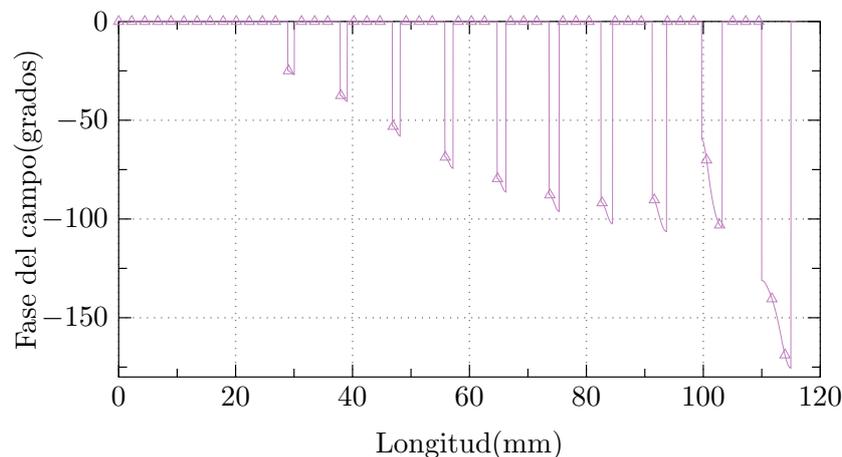


Figura 5.24: Fase del campo

En cuanto a la fase, también necesitaremos volver a la figura 5.10 y podremos ver cómo en el caso de las tiras las diferencias de fase en los primeros *stubs* son mucho mayores que las obtenidas originalmente, lo cual no es una buena noticia.

Finalmente se decidió descartar esta alternativa, debido a que por un lado, como acabamos de ver,

la aproximación no termina de ser buena, pues el campo en los *stubs* presenta unos resultados bastante desmejorados respecto al original y la otra razón es que se observó que realmente que esta alternativa no reducía el coste computacional de la simulación, es más lo incrementaba. Por tanto tras evaluar esta opción, se ha considerado que no es válida.

5.5. Antena alimentada por el centro

Por último decidimos evaluar que ocurriría si tratáramos de alimentar por el centro en lugar de alimentar por cualquiera de los laterales. Para ello hemos implementado el siguiente diseño:

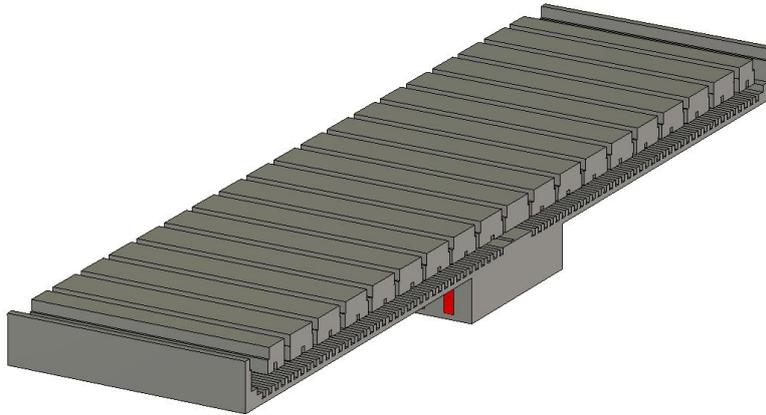


Figura 5.25: Diseño preliminar de antena alimentada por el centro

En el se puede ver cómo los puertos que antes teníamos en uno de los extremos, ahora están en el centro. Por tanto se decidió que la mejor opción para visualizar una buena respuesta era colocar 2 arrays de $N=10$ cada uno a un lado de las ranuras de alimentación.

Por otro lado respecto a las condiciones de simulación, vemos cómo ambas paredes laterales están abiertas y presentan condición de absorción, dado que solo hay 8 puertos y queremos tener una vista más clara de su respuesta sin tener en cuenta las reflexiones.

Una vez presentado el diseño, comenzaremos observando cómo se propaga el campo a través de la guía de placas paralelas, cuando tenemos una $\beta=99^\circ$ (el valor de β es indiferente, simplemente nos interesa que sea distinto de 0).

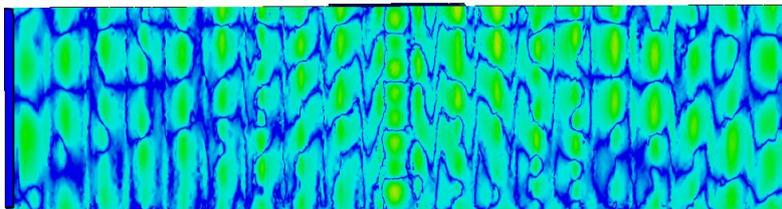


Figura 5.26: Campo propagado en la guía de placas paralelas

Observamos que tal y como ocurría en la antena alimentada por el lateral, el campo cuando intro-

ducimos un desfase entre puertos se desplaza con un frente de onda inclinado. No obstante en este caso, este comportamiento nos va a suponer un problema aún mayor.

Cuando el frente de onda se inclina, hace que la λ varíe ligeramente introduciendo un desfase en cada uno de los *stubs*, pues estos están colocados para estar separados a $\lambda=9\text{mm}$ y si esta deja ser de 9 mm, se introduce un desfase. Este hecho no afecta demasiado al funcionamiento correcto de la antena si la alimentamos por el lateral, dado que se introduce un desfase similar en todos los *stubs*, lo que hace que no afecte a los diagramas de radiación de la antena.

Sin embargo cuando alimentamos la antena por el centro no ocurre lo mismo, pues ahora como vemos en la figura 5.26 el campo se propaga en dos direcciones; hacia cada uno de los arrays. Y lo que ocurre es que introduce un desfase distinto en cada uno de los dos arrays, desfasándolos entre ellos, lo que provocará un efecto en el diagrama que será que cuanto mayor sea el ángulo al que queremos apuntar, veremos como el haz principal se divide en dos de forma más notable, debido al desfase entre los dos arrays de ambos lados. Este hecho ocurre por la propia naturaleza de la antena y no se puede solucionar.

Por tanto podemos concluir que en este tipo de antenas de onda progresiva, por la propia naturaleza de la misma no se puede alimentar por el centro, pues solo funcionan cuando el desfase entre puertos es 0.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

Cuando se hizo el planteamiento inicial de este proyecto se plantearon una serie de objetivos que se debían cumplir, estos quedaron reflejados en el apartado 1.3. Ahora una vez que lo damos por finalizado podemos ver que todos y cada uno de ellos han sido cumplidos.

Hemos sido capaces de conseguir un diseño de antena basada en la propagación de onda progresiva, en la cual establece el desfase entre los puertos de forma mecánica. Consiguiendo de igual forma implementar nuestro método de alimentación en dicha antena, manteniendo una buena adaptación de la estructura final. Y una vez que hemos conseguido dicho diseño, hemos estudiado de forma detallada su respuesta. No obstante es cierto que en este apartado nos hemos visto limitados por el coste computacional, no permitiéndonos realizar realmente diseños de las dimensiones que nos hubiera gustado; sin embargo hemos sido capaces de demostrar que diseños de mayores dimensiones presentarán mayores prestaciones.

De igual forma se ha conseguido documentar un proceso que seguir siempre que se quieran diseñar antenas de este tipo. Del cual ya ha quedado demostrada su validez a través de los resultados que se han ido obteniendo.

A lo largo de todo ese proceso de diseño se ha tenido que hacer frente a una serie de inconvenientes que iban surgiendo conforme íbamos avanzando. Han surgido diversos problemas para parametrizar la celda unidad, pues ha sido complicado encontrar la distribución correcta de la misma, lo cual nos ha llevado a tener que repetir el proceso en diferentes ocasiones hasta encontrar la mejor configuración. También han surgido problemas con la optimización de algunos diseños, sobre todo para conseguir adaptar el montaje piscina-*pool* al array, proceso en el que fue necesario buscar algunas alternativas, pues conseguir el ancho de banda apropiado parecía ciertamente complicado.

Se ha estudiado la alternativa usando las tiras de metal en lugar de las corrugaciones con el fin de reducir el coste computacional, y se ha visto que realmente no es una opción efectiva, pues ofrece peores resultados en todos los ámbitos, incluyendo el del coste computacional. Por lo que el uso de esta opción de cara al futuro ha sido descartado.

Por último se ha estudiado la viabilidad de realizar una antena de este tipo alimentada por el centro, y se ha determinado que por la propia naturaleza de la misma, este tipo de estructura es inviable. Por lo que esta idea ha quedado descartada.

Desde un punto de vista más general han surgido gran cantidad de problemas con el tipo de si-

mulador que se debía utilizar. Pues se inició trabajando con el *Frequency domain solver* el cual se observó que debido al tamaño del diseño y su estructura, la cual tiene muchos pequeños huecos, no era capaz de realizar un mallado lo suficientemente fino por lo que hubo que desechar los resultados obtenidos por el mismo, pues eran inexactos. Finalmente se observó como el *Time domain solver* los resultados gozaban de mucha más precisión por lo que se decidió fijar este método de simulación a lo largo de todo el proyecto.

6.1. Líneas futuras

De cara al futuro, quedará tratar de hacer diseños más complejos, pues en el capítulo 4 se estableció, a través de los resultados obtenidos de los diseños de onda progresiva, que el array de 20 *stubs* presentaba mejor respuesta que el de 10, al igual que en el capítulo 5 se ha establecido que los diseños más anchos presentan mayores límites en cuanto a la capacidad de apuntamiento. Por tanto el siguiente paso será tratar de crear antenas de mayores dimensiones que ya puedan llegar a ser fabricadas. Para llegar a cumplir este objetivo se deberá disponer de equipamiento más potente para el cual el alto coste computacional de las simulaciones no sea tan significativo.

Otra vía de investigación que se podría seguir más adelante, es tratar de buscar alguna solución a las diferencias de fase que presentan los *stubs* del final respecto a los del principio, para acercarnos todavía más a lo que podría ser la respuesta ideal. Una alternativa que podría probarse sería tratar de reducir esos mínimos desfases sobre todo en los *stubs* del final, modificando la distancia entre *stubs*. Es decir en lugar de tener todas las celdas iguales, tratar de ajustar el tamaño de celda para que cada *stub* caiga justo en un cero, en términos de fase. Este no es proceso sencillo y no sabemos si realmente será efectivo; sin embargo puede ser una alternativa interesante.

De igual forma se pueden estudiar otros modelos de alimentación para este tipo de antenas. Por ejemplo en lugar de colocar todos los puertos en uno de los extremos, podría tratarse de alimentar cada *stub* de forma independiente, es decir colocando la alimentación debajo del array y de esa forma podría ser más sencillo controlar los desfases.

Bibliografía

- [1] Najmul Hassan, Kok-Lim Alvin Yau y Celimuge Wu. “Edge Computing in 5G: A Review”. En: *IEEE Access* 7 (2019), págs. 127276-127289. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2938534.
- [2] Gao Yuxuan, Li Yue y Shi Penghui. “Research Status of Typical Satellite Communication Systems”. En: *2021 19th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOCN)*. 2021, págs. 1-3. DOI: 10.1109/ICOCN53177.2021.9563909.
- [3] Mostafa Alazab et al. “On-Earth Performance Evaluation of SatCom On-the-Move (SOTM) Terminals”. En: *MILCOM 2013 - 2013 IEEE Military Communications Conference*. 2013, págs. 634-640. DOI: 10.1109/MILCOM.2013.114.
- [4] Manoj Kumar Dwivedi y Ajay Kumar Sharma. “Compact Reflector Antenna System for Ku-Band Satcom on the Move (SOTM)”. En: *2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*. 2019, págs. 254-257. DOI: 10.1109/SPIN.2019.8711648.
- [5] Eduardo Carrasco, Mariano Barba y José A Encinar. “Elementos Agrupados para Reflectarrays con Haz Reconfigurable”. En: *XXIV Simposium Nacional de la URSI* (2009).
- [6] ¿Qué es una antena VICTS? URL: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-a-victs-antenna>.
- [7] Jun Gao et al. “Design of the variable inclination continuous transverse stub antenna based on rectangular grating slow-wave structure”. En: *International Journal of Antennas and Propagation* 2018 (2018).
- [8] Jun Gao et al. “Theoretical model for patterns of VICTS antenna”. En: *2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT)*. IEEE. 2017, págs. 728-731.
- [9] *NEW THINKOM VICTS AERO SATELLITE COMMS ANTENNA VARIANT*. URL: <https://www.joint-forces.com/defence-equipment-news/41584-new-thinkom-victs-aero-satellite-comms-antenna-variant>.
- [10] William W. Milroy. “PLANAR ANTENNA RADIATING STRUCTURE HAVING QUASI-SCAN, FREQUENCY INDEPENDENT DRIVING-POINT IMPEDANCE”. Pat. estadounidense 5,995,055. 30 de nov. de 1999.
- [11] Mauro Ettore. “Continuous Transverse Stub Array for Ka-Band Applications”. En: *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION* 63.9 (nov. de 2015), págs. 1-9. ISSN: 4792.
- [12] Karim Tekkouk. “Wideband and Large Coverage Continuous Beam Steering Antenna in the 60-GHz Band”. En: *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION* 65.9 (sep. de 2017), págs. 1-9. ISSN: 4418.