

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

Red de distribución para Agrupación de Antenas Basadas en GAP Waveguide



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Denis Yuliyarov Karadaliev

Iñigo Ederra Urzainqui

Pamplona, 9 de Septiembre de 2022

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Resumen

Debido a los grandes avances tecnológicos de las aplicaciones de comunicación, ya fuesen por satélite, o comunicaciones móviles, se ha llegado a la necesidad de tener un mayor ancho de banda, por lo que se ha recurrido a las frecuencias más altas que las que se usaban hasta ahora.

En muchos casos, estos diseños de antenas están compuestos de más de una capa, lo cual implica una dificultad adicional a la hora de asegurar el contacto físico entre estas. Este contacto, es necesario y fundamental para el correcto funcionamiento del sistema, pero cada vez se hace más complicado, debido a que al aumentar en frecuencia, las dimensiones de los elementos disminuyen y los hechos sencillos como la unión con tornillos ya no es útil porque ya no caben en estructuras tan pequeñas.

Este Trabajo de Fin de Grado tiene como objetivo el diseño y estudio de una Red de Distribución basada en tecnología *gap waveguide* para diferente número de antenas, llegando hasta un máximo de 16 antenas. El diseño de las diferentes redes está basado en divisores de potencia T-Junction. La frecuencia de trabajo será la de 60Ghz.

El trabajo muestra el diseño, adaptación, resultado de simulaciones y optimización de las redes de distribución basadas en tecnología *gap waveguide* para 1, 2, 4 y 6 antenas.

Palabras clave

Red de distribución, divisor de potencia, guía de onda *gap waveguide*, Parámetros S, reflexión.

Agradecimientos

Por fin estamos llegando al final de esta etapa, que por algunos momentos parecía que no había salida y muy cerca del abandono, otros en los que la motivación ha estado en su pico, pero después de todos estos años aquí estoy redactando lo que son las últimas líneas de mi etapa en el Grado.

En primer lugar quiero agradecer a mi tutor Iñigo Ederra el hecho de aceptar trabajar conmigo y más si cabe teniendo en cuenta que el trabajo se ha ido realizando a lo largo del verano, una época poco deseada para hacer cualquier clase de trabajo.

A continuación van mis padres y mi hermana, mi apoyo fundamental a lo largo de toda la carrera, mi pilar, las personas que me han ido dando ese empujón en los momentos más difíciles y cuando no se veía la luz al final del túnel. No sé cómo puedo agradecerlos todo lo que habéis realizado por mí, los consejos, los sacrificios, todo.

A todos mis amigos de toda la vida, y sobre todo a mis “hermanos Ander, Víctor y Maik que me han acompañado durante todos estos años, por todas esas horas de Uni, de charlas y de quedar para tomar algo, y sobre todo por todas esas risas que tanto nos han amenizado las clases (jeje).

A mi “Aidi” que me ha tenido que aguantar todas las quejas y me ha dado ánimos para seguir haciendo siempre que no me apetecía, que me ha aguantado en mis más y mis menos, sobran las palabras para agradecerle todo. Si no llegas a estar tú, este TFG se presentaba a saber cuándo

A mis abuelos, que aunque alguno ya no esté aquí, siempre se preocuparon por cómo me iba con los estudios. Esto es también vuestro.

Gracias a todos de corazón.

INDICE DE CONTENIDOS

1.INTRODUCCION	7
2.OBJETIVOS	8
3.TECNOLOGIA GAP WAVEGUIDE.....	9
3.1. Tipos de Guías Basadas en Gap Waveguide.	11
3.2. Groove Gap Waveguide.....	12
3.3. Ridge Gap Waveguide	13
4.DIVISOR DE POTENCIA.....	14
5.CONSIDERACIONES PREVIAS	16
5.1. Dimensiones de los Pines.	16
4.2. Parámetros a Analizar.....	17
6.DIVISORES ESTUDIADOS.....	20
6.1 guía de Onda.	20
6.2. Divisor T-junction 1:2. Estructura, análisis y resultados.	22
6.2.1. Parametrización y Resultados	24
6.2.2. Optimización Para Mejor Nivel de Reflexión.	27
6.2.3. Simulación y Optimización Para Mejor Ancho de Banda.....	28
6.2.4 Resultados y Conclusiones	30
6.3. Divisor T-junction 1:4. Estructura, análisis y resultados.	31
6.3.1. Parametrización y Resultados	33
6.3.3 Resultados y Conclusiones	36
6.4. Divisor T-junction 1:16. Estructura, análisis y resultados.	37
6.4.1. Parametrización y Resultados	41
7. DISEÑO DE TRANSICIONES DE GAP WAVEGUIDE A GUÍA RECTANGULAR	44
7.1 TRANSICION A	44
7.1.1. Mejor Valor de Reflexión.	45
7.1.2. Mejor ancho de banda.....	49
7.2 Transición B.....	51
7.2.1. Mejor valor de reflexión.	52
7.3. Conclusiones	57
8. APLICACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA GGW COMO RED DE ALIMENTACION PARA ANTENAS.	58
8.1. Diseño y Parámetros a Analizar	59
8.2. Parametrización y resultados.....	60

9.CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS.....	65
9.1. Conclusiones	65
9.2. Líneas futuras.....	66
10.Referencias	67

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. fundamentos de la tecnología gap waveguide. La flecha verde indica la propagación.	10
Figura 2. Superficies EBG.....	10
Figura 3. Vista frontal de una estructura basada en gap waveguide.	11
Figura 4.....	12
a) Estructura Ridge Gap Waveguide. B) Estructura Groove Gap Waveguide.....	12
Figura 5. Estructura GGW.....	13
Figura 6. Estructura RGW.	13
Figura 7. Divisor de potencia T-junction	14
Figura 8. Vista frontal de un pin metálico.....	17
a) “a” anchura pin. b) “d” altura pin. c) “p” periodicidad del pin. d) “ag” gap de aire.	17
Figura 9. Estructura base y parámetros.	18
Figura 10. Guia de onda.	20
Figura 11. Distribución del campo eléctrico.....	21
Figura 12. Respuesta de la estructura de pines infinitos.	22
Figura 13. Estructura del divisor 1-2	22
Figura 15. Respuesta inicial.....	23
Figura 16. Respuesta del divisor en función del parámetro PA	24
Figura17. Respuesta del divisor en función de la variación del parámetro s1.....	25
Figura 18. Respuesta del divisor en función del parámetro w1.	26
Figura 19 Respuesta del divisor en función del parámetro s2.	27
Figura 20. Respuesta del mejor valor de reflexión para altura del pin PA=0.35mm, w1=3.16mm,s1=0.54mm y s2=0.9mm.....	28
Figura 21. Respuesta del divisor en función del parámetro s2.	29
Figura 22. Respuesta final mejor ancho de banda para altura del pin PA=0.4mm, w1=3.2mm,s1=0.54mm y s2=0.99mm.....	29
Figura 23. Vista desde arriba del divisor 1:4.	31
Figura 24. Respuesta para valores iniciales.....	32
Figura 25. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro w1.	33
Figura 26.	34
Figura 27. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro S1.	35
Figura 28. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro s2.	35

Figura 29. Respuesta final optimizada	36
Figura 30. Campo eléctrico a 60 GHz en el divisor 1-4.	36
Figura 31. Vista Superior del divisor 1:16.	38
Figura 32. Divisor 1:16 tras cortarlo respecto al plano XZ.	39
Figura 33. Resultado para valores iniciales.	40
Figura 35. Respuesta final de T 1:16	42
Figura 36. Vista del divisor T 1:4 obtenido tras modificar el divisor T 1:16.	43
Figura 37. Respuesta del divisor 1:4 obtenido a partir del 1:16.....	43
Figura 38. Transición Tipo A.	44
Figura 39. Parámetros transición A.	45
Figura 40. Respuesta para valores iniciales.....	46
Figura 41. Respuesta de la transición tipo A en función de la altura del pin.	46
Figura 42.	47
Figura 43. Respuesta de la transición tipo A en función de la inserción del pin en la abertura. .	48
Figura 44. Respuesta optimizada en la transición tipo A para mejor valor de potencia reflejada.	48
Figura 45. Respuesta de transición A para longitud de 2.2mm.....	49
Figura 46. Respuesta de la transición A para el adentramiento del pin metálico	50
Figura 47. Respuesta final en el tipo A para el mejor ancho de banda posible.	50
Figura 48. Transición tipo B.....	51
Figura 49. Parámetros analizados en transición tipo B.	52
Figura 50. Respuesta para valores iniciales.....	53
Figura 51. Variación de la respuesta de la transición B para la altura del pin metálico.	53
Figura 52. Variación de la respuesta de la transición B para diferentes grosores del pin metálico.....	54
Figura 53. Variación de la respuesta de la transición B para la separación con la pared de pines metálicos.	55
Figura 55. Grosor de 0.45 mm y a su vez respuesta final.	56
Figura 56. Vista en perspectiva de un sub-array de antenas 2x2.	58
Figura 57. Vista superior del diseño.	59
Figura 58. Parámetros que se van a analizar.....	60
Figura 59. Respuesta a los valores iniciales.....	61
Figura 60. Respuesta en función de la distancia de la ranura a la pared de pines superior.	62
Figura 61. Respuesta a distintas distancias de los pines.....	62
Figura 62. Respuesta variando ambos parámetros.	63
Figura 63. Respuesta final para valores optimizados.	64

1.INTRODUCCION

Las guías de onda rectangulares y líneas de transmisión convencionales son muy utilizadas debido a sus conocidas prestaciones, ya que son capaces de transportar mayores niveles de potencia y las pérdidas que ofrecen son muy bajas. A pesar de ello, el hecho de usarlas en bandas milimétricas ha causado la necesidad de innovar y buscar nuevas alternativas que proporcionan prestaciones mínimamente similares o superiores a las que ofrecen estas estructuras convencionales.

El principal inconveniente para estas nuevas alternativas es el alto coste de fabricación cuando hablamos de estructuras complejas en donde es imprescindible que haya un buen contacto eléctrico cuando la fabricación se hace de varias piezas.

En bandas milimétricas, asegurar de este buen contacto requiere de equipos de una precisión, lo que va directamente relacionado a un encarecimiento de la fabricación y por otra parte, en caso de no lograr un contacto eléctrico perfecto se producen pérdidas en la guía muy notables pudiendo llegar a impedir la comunicación.

Por ello, una solución planteada ha sido el uso de guías de onda basadas en la tecnología Gap Waveguide. Esta nueva tecnología permite la transmisión de ondas sin la necesidad de un contacto físico entre los materiales conductores, solventando el problema del buen contacto físico necesario de estos y todo gracias a una estructura "infinita" de pines metálicos con separación entre sí, emulan la función de material Perfect Magnetic Conductor (PMC).

Con la tecnología de fresado y mecanizado que se tiene hoy en día, es posible realizar este tipo de estructuras con un coste moderado y con gran precisión en las partes que la componen y sin imperfecciones que provoquen pérdidas de señal.

2.OBJETIVOS

La finalidad de este proyecto es el diseño y estudio de diferentes estructuras de redes de distribución basadas en la tecnología GAP Waveguide para una banda de análisis entre 50 GHz y 70 GHz con frecuencia central, f_0 , de 60 GHz.

El punto de partida será una estructura simple a partir de la cual estarán formadas todas las demás. Se partirá de un divisor de potencia T-junction 1:2 (una entrada, dos salidas) y según se optimicen las medidas y parámetros que lo componen se realizará el diseño de estructuras más complejas compuesta por este. Todas las estructuras estarán formadas por principalmente por dos placas PEC y varias filas de pines metálicos, a los cuales se le irá variando diferentes parámetros para obtener dos respuestas diferentes. Una, que asegure una potencia reflejada lo más baja posible, y otra que nos dé un ancho de banda a 3 dB, el más amplio posible pero siempre respetando un valor límite de potencia reflejada de -20 dB como máximo valor permitido.

Además, para poder excitar diferentes antenas basadas en tecnología GGW, o realizar diferentes tipos de mediciones y estudios, se procederá a realizar el diseño de dos tipos de diferentes transiciones que me permitan pasar de una guía convencional a GGW. Esta transición es la principal encargada de transformarme los modos del campo electromagnético de la guía convencional a modos GGW.

3.TECNOLOGIA GAP WAVEGUIDE

La tecnología gap waveguide, ofrece una alternativa a los diseños clásicos en bandas milimétricas. Esta tecnología puede verse como una alternativa en el diseño de sistemas de radio frecuencia que presenta ventajas a la hora de la fabricación de los componentes de guía de onda sumado a unas bajas pérdidas.

El concepto de gap waveguide se basa en el control de la propagación de las ondas electromagnéticas en direcciones deseadas a través de una región comprendida entre dos paredes metálicas situadas en paralelo, que se pueden modelar idealmente como dos conductores eléctricos perfectos (PEC).

De acuerdo con las ecuaciones de Maxwell, la propagación a través de este tipo de estructuras es independiente de la distancia entre las dos superficies eléctricas conductoras.

Si se reemplaza una de las placas por un conductor magnético perfecto ideal (PMC), ninguna onda electromagnética puede propagarse siempre que las dos placas estén separadas por menos de $\lambda/4$.

Desafortunadamente, no hay material conductor magnético perfecto (PMC) en la naturaleza, pero las metasuperficies hechas con estructuras periódicas se pueden usar para crear equivalentes condiciones de contorno al PMC ideal dentro de un rango de frecuencia.

Si se permite algún camino (implementado como una cresta, surco, o tira) hecho de un material conductor eléctrico perfecto (PEC) en el medio de la superficie del conductor magnético perfecto (PMC) para propagar la señal, el campo se propagará estrictamente confinado a lo largo de ese camino, sin que se filtre en direcciones no deseadas, tal y como se muestra en la Fig.1. Las pérdidas se minimizarán a medida que el campo se propague en el gap de aire.

Al mismo tiempo, el surco encargado de guiar la onda, al estar rodeada de material PMC, este evitara cualquier fuga de la onda y una posible radiación indeseada por las diferentes discontinuidades o por las esquinas.

En definitiva, esta tecnología lo que ofrece es la posibilidad de crear estructuras de guías de ondas en las cuales el la buena unión eléctrica o el contacto físico entre las diferentes capas no se requiere. **[2]**

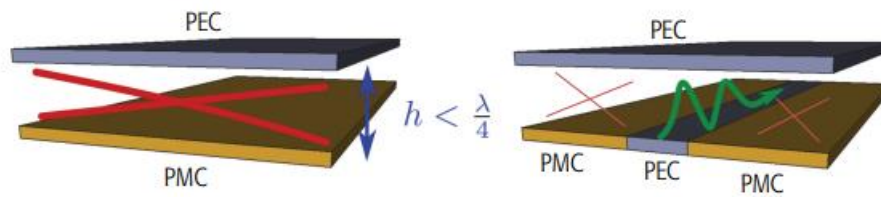


Figura 1. fundamentos de la tecnología gap waveguide. La flecha verde indica la propagación.

Como se ha comentado antes, las superficies PMC son inexistentes en la naturaleza.

Para emular estas estructuras, están las estructuras de banda prohibida (Electromagnetic Band Gap - EBG), las cuales debidas a su alta impedancia no permiten la propagación de ondas en un rango de frecuencias

Este rango de frecuencias por el cual no se propagan las ondas se conoce como banda prohibida. Las estructuras EBG más comunes que se utilizan en gap waveguide son superficies formadas por pines metálicos llamadas cama de pines *bed of nails* en inglés o pines de tipo seta o *mushrooms*. [3]

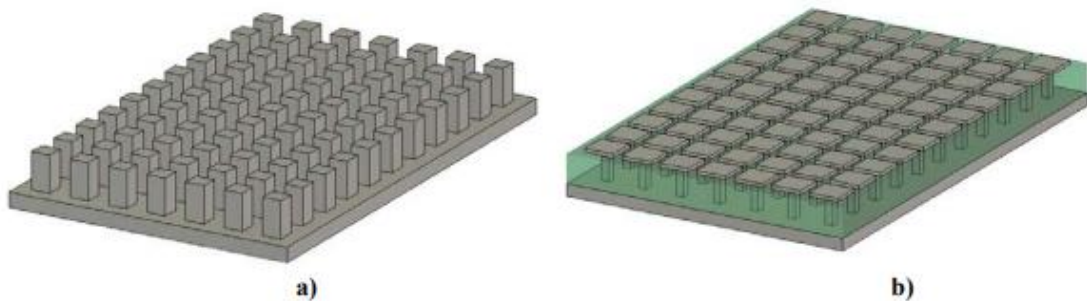


Figura 2. Superficies EBG.
a) Cama de pines. b) Tipo seta.

Para microondas, es más conveniente el uso de los pines, en vez del tipo seta, ya que únicamente se construyen con metal, sin tener que utilizar material dieléctrico. A favor de estas también está el hecho de que su construcción es más fácil puesto que con las técnicas de fresado convencionales se pueden lograr.

El de las estructuras de tipo *mushrooms* está en las bajas frecuencias, porque la superficie puede hacerse mucho más delgada que la superficie con pines [4].

Un parámetro muy importante, es el ya mencionado gap de aire entre los pines metálicos y la placa PEC superior. Este *gap*, brecha o separación, cuanto más pequeña

sea, incrementa el ancho de banda de bloque, debido al efecto capacitivo que se produce en estas dos estructuras.

Los diferentes estudios hasta el día de hoy llevados a cabo apuntan que esta banda de bloqueo comienza para una altura de pines $\lambda/4$ y termina para una altura de $\lambda/2$. [5] Sin embargo hay que tener en cuenta que las dimensiones de los lados de los pines y la periodicidad de estos afectan también, por consiguiente se deben de considerar como una referencia, no como una obligación a cumplir.

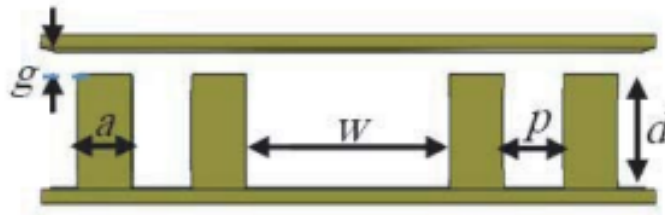


Figura 3. Vista frontal de una estructura basada en gap waveguide.

3.1. Tipos de Guías Basadas en Gap Waveguide.

Respecto a los diferentes tipos de guías gap waveguide, resulta conveniente saber las diferentes posibilidades que tenemos para poder disponer de una gama amplia y en función de la necesidad y problema a resolver, escoger la más adecuada.

Destacan dos tipos de guías de ondas basadas en esta tecnología *gap waveguide*, de los cuales, uno es con el que se analizarán las diferentes estructuras de este trabajo y otro el cual será presentado a continuación, comentando las diferencias con el primer tipo de estructura.

El primero es el *Groove Gap Waveguide* (GGW sus siglas en inglés) y el segundo tipo es el *Ridge Gap Waveguide* (RGW) de sus siglas en inglés. A continuación se muestra en la Fig.4 su configuración.

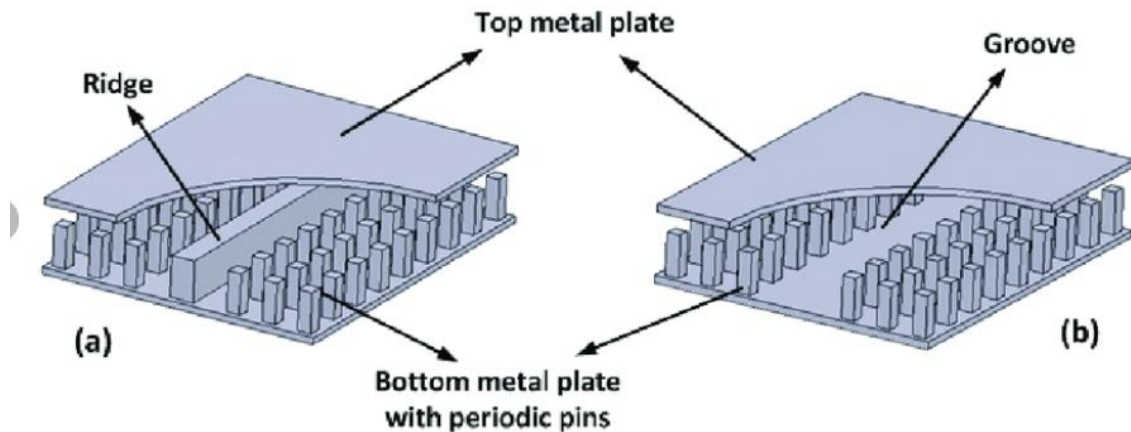


Figura 4.

a) Estructura Ridge Gap Waveguide. B) Estructura Groove Gap Waveguide.

3.2. Groove Gap Waveguide

Como se ha comentado anteriormente, el análisis de las diferentes estructuras llevadas a cabo en ese trabajo, están basadas en la tecnología *Groove Gap Waveguide*.

En este tipo de guías de ondas, el campo eléctrico se propaga a través de un espacio existente en el interior de una ranura (Groove en inglés y de ahí su nombre), que se sitúa entre la cama de pines metálicos.

Esta tecnología permite conseguir un comportamiento similar al de una guía de onda rectangular clásica.

Se trata de colocar una plancha metálica a una distancia $< \lambda/4$ por encima de la estructura periódica de pines metálicos. Con esto se consigue crear un conductor magnético de maneta artificial como se ha mencionado antes con propiedades parecidas a un PMC. La guía GGW permite la propagación del campo de la misma manera que las guías convencionales, permitiendo la propagación de modos TE/TM con una frecuencia de corte dada por las dimensiones de la ranura o surco, anchura y altura.

En función de la orientación de la ranura, se puede conseguir polarización vertical, VP u horizontal, HP.

Si bien la estructura de pines metálicos laterales debería de ser infinita, se ha demostrado que con unas cuantas filas metálicas es suficiente para hacer el efecto de bloqueo metálico, como se verá en las imágenes de los distintos campos Eléctricos que se han ido tomando.

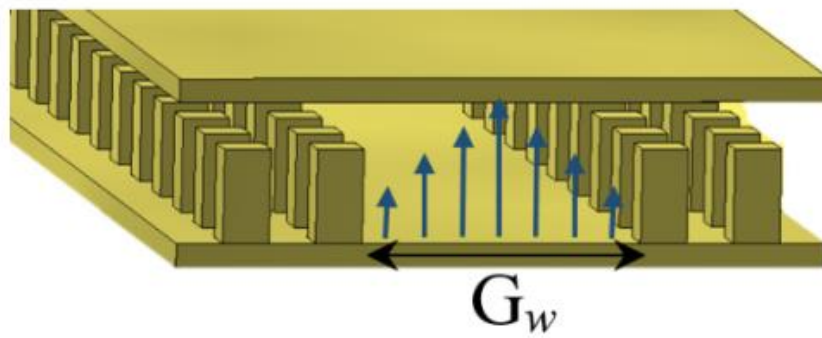


Figura 5. Estructura GGW.

3.3. Ridge Gap Waveguide

La geometría de esta guía de onda está basada en la inclusión de un escalón (ridge) en la cama de pines metálicos, la cual es la encargada de guiar el campo eléctrico.

El campo eléctrico se propaga a través de la parte superior de este tipo escalón y se encuentra encerrado o confinado entre el gap de aire que se acaba formando por dicho escalón y la plancha metálica superior.

Una de las principales ventajas de las Ridge Gap Waveguide es el hecho de que se consigue un mayor ancho de banda monomodo con respecto a una guía rectangular.

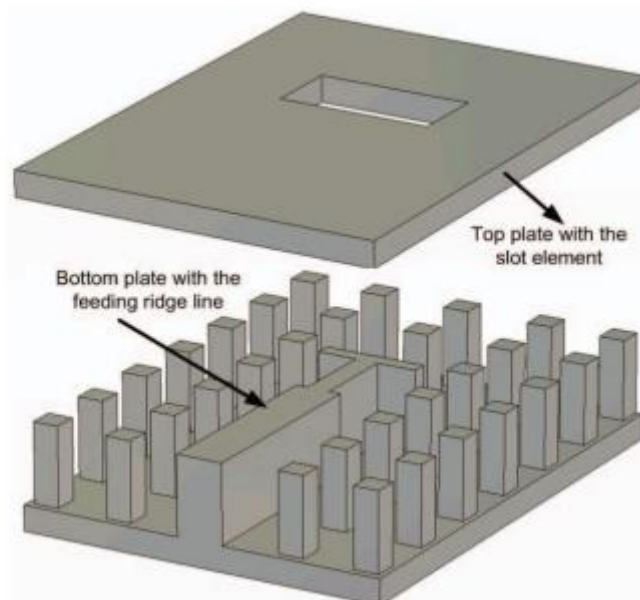


Figura 6. Estructura RGW.

4. DIVISOR DE POTENCIA

Se denomina divisor de potencia, al dispositivo que reparte la potencia que recibe en su entrada en n salidas, habitualmente siendo este reparto de potencia de forma equitativa en todas ellas.

La potencia de salida resulta ser una fracción de la potencia aplicada a la entrada, así un divisor 1:2 entrega en cada puerto de salida la mitad (-3dB) de potencia que le llega a la entrada. Así un divisor 1:3 entrega un tercio (-4.8 dB), un divisor 1:4 entrega un cuarto (-6 dB) y así sucesivamente.

Los divisores de potencia son empleados en radiofrecuencia y microondas, comunicaciones ópticas, etc. para enviar potencia de entrada a varios dispositivos. Para conseguir un bajo nivel de potencia reflejada, se mantienen adaptadas las impedancias de los puertos.

Hay dos tipos básicos de divisores de potencia: resistivos y reactivos. Un divisor de potencia resistivo es un dispositivo sencillo encargado de dividir una señal de entrada en varias salidas a través de resistores. Estos dispositivos son muy utilizados en tareas simples para microondas. La razón de su utilización es porque poseen un gran ancho de banda de trabajo, pero su gran desventaja es que, al utilizar elementos pasivos como los resistores, disipa potencia. Esto significa que parte de la potencia que introducimos al divisor se pierde en el propio dispositivo. [6].

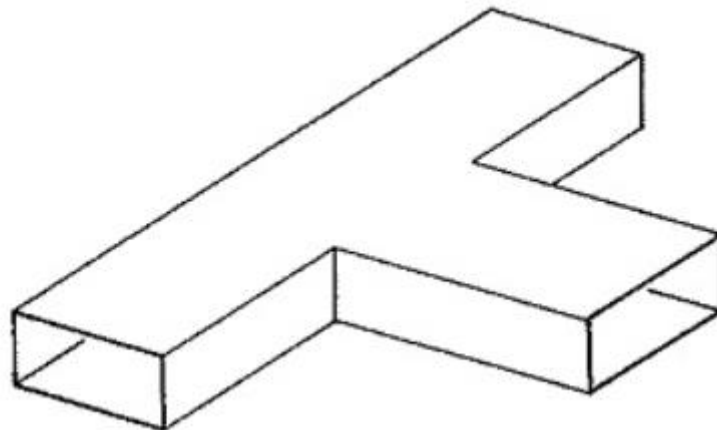


Figura 7. Divisor de potencia T-junction

Los divisores de potencia reactiva son líneas de transmisión asimétricas, esencialmente de un cuarto de onda, emparejadas para dividir una señal de entrada de manera uniforme en múltiples puertos de salida. Presentan una pérdida de inserción muy baja, proporcionan alrededor de 20 dB de aislamiento de puerto y son extremadamente resistentes porque no incluyen resistencias que puedan quemarse, lo que los hace ideales para aplicaciones exigentes.

5. CONSIDERACIONES PREVIAS

Como se ha mencionado previamente, en este trabajo se pretende estudiar, analizar y optimizar las diferentes estructuras de un divisor de potencia T-junction basado en tecnología GGW que han sido llevadas a cabo en la publicación [2].

En todo momento se ha intentado replicar las diferentes estructuras o adaptando estas a la información aportada en [1], teniendo en todo momento presente el hecho de que las imágenes y/o resultados prestados puedan llegar a no corresponderse con los que deberían ser realmente y es por ello que las imágenes de las estructuras y dimensiones de estas nos servirán principalmente como referencia.

Hay que destacar también, que esta información aportada en la referencia [1] sí que se ha tenido presente como punto de partida.

Para este trabajo se tienen las siguientes consideraciones previas:

- La frecuencia central del diseño es $f_0 = 60$ GHz.
- La banda de análisis abarca desde los 50 GHz hasta los 70 GHz.
- Se emplea el Software Ansys Electronics 2022 R1 disponible en el laboratorio de Antenas de la Universidad Pública para efectuar el diseño y posterior análisis.
- Para las estructuras simples (hasta el divisor T-junction 1:16, sin estar este incluido) el valor mínimo que acepta y busca para el nivel de reflexión es de -20 dB para la frecuencia central f_0 de 60GHz.

En este trabajo, el diseño de un divisor de potencia T-junction basado en GGW se presenta como la base para poder después realizar estructuras más complejas con mayores números de puertos de salida. Esta unión T propuesta, tiene salidas iguales en amplitud y fase para un ancho de banda de más del 30%. [2]

Por otra parte, también se propondrá el estudio de dos tipos de transiciones basada en GGW que nos permitan excitar las estructuras de divisores que tenemos como si lo hiciese una guía rectangular convencional, basándonos en este caso en una guía WR-15.

5.1. Dimensiones de los Pines.

Como se ha comentado anteriormente, la estructura principal estará formada por dos placas PEC y una sucesión de pines metálicos que realizan la función de un material conductor magnético artificial.

Solo se va a realiza el diseño de un único pin metálico, el cual se duplicará periódicamente.

En cuanto a las dimensiones de este, (ver más claramente figura 8), tiene por ancho y por largo 0.4mm y 0.4 mm respectivamente tratándose así de un pin con superficie cuadrada.[2]

Respecto a la altura, como se ha citado previamente, el punto de referencia debe de ser una altura mínimamente de $\lambda/4$. Nosotros en este caso, la cama periódica de pines la realizaremos conforme a las indicaciones en el estudio [2] trabajando así con una altura de 0.4mm.

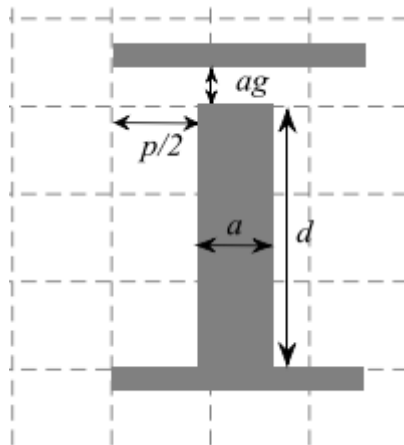


Figura 8. Vista frontal de un pin metálico.

a) “a” anchura pin. b) “d” altura pin. c) “p” periodicidad del pin. d) “ag” gap de aire.

Además de las dimensiones del pin, como parámetros a la hora del diseño deberemos de considerar el gap de aire que queda entre la parte superior del pin y la placa metálica superior. En este trabajo como en los casos anteriores se tomará la referencia de [2] y este gap será de 0.05mm, teniendo siempre presente que este gap debe de ser inferior a $\lambda/4$.

Por último tenemos el parámetro p que representa la periodicidad con la que se repiten los pines, que es de 0.8 mm.

4.2. Parámetros a Analizar.

En este trabajo se tendrán en cuenta varios parámetros para analizar y optimizar, del mismo modo que se realiza en [2].

El primero de ellos es la anchura del surco de la parte inferior, w , diseñada para ser por lo menos 0.5λ . Al trabajar con un rango de frecuencias desde 50Ghz, esta tiene que ser por lo menos 3mm. Para nuestro diseño esta por tema de periodicidad de pines y dimensiones de estos es de 3.6mm. Dentro de esta *stop-band* los modos permitidos

del surco se propagan y la fuga del campo eléctrico por los laterales puede ser controlada [2].

El segundo de ellos es la anchura w_1 , la cual se encuentra en la parte superior del surco, (ver Fig.9) será controlada por la presencia de dos pines laterales, uno en cada lado. Permittiéndonos estos un control de la respuesta. En este trabajo, se hace alusión a esta segunda distancia como “anchura de pines laterales” siendo esta una manera que facilita el diseño desde el punto de vista que es más fácil hablar de la anchura de estos pines laterales que de una separación total.

Otro que también presenta el trabajo [2] es la altura del primer pin en la ranura central. Debido a este parámetro y el anterior se ven afectados la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de nuestra respuesta.

Además, otro parámetro a tener en cuenta es la separación de este dicho pin con el comienzo del surco central, s_1 , este parámetro no se estudia en [2], a pesar de ello aquí se ha tenido en cuenta para ver como afectaba a nuestra respuesta en términos de ancho de banda y coeficiente de reflexión.

Como ultimo parámetro, tenemos la separación del pin situado en el surco horizontal con la pared de pines del fondo, s_2 . Este pin se pone con el objetivo de mejorar la adaptación, es decir, tiene un gran impacto en la coincidencia de la impedancia.

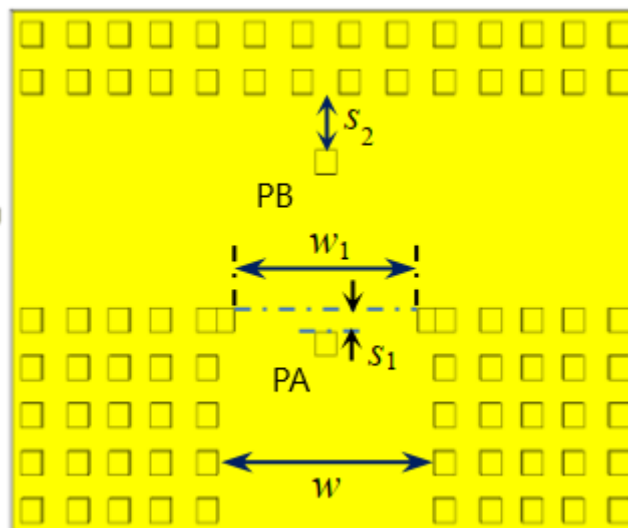


Figura 9. Estructura base y parámetros.

En cuanto a la simulación de resultados, el modo de trabajar será el siguiente:

Se hará una simulación para todos parámetros disponibles, sin seguir un orden específico. Al acabar la obtención de resultados y análisis de cada parámetro, se escoge el valor más adecuado para este y se prosigue el análisis de los siguientes.

Es decir, al realizarse un análisis (la altura del pin PA por ejemplo) se fija un valor para este y se pasa a la parametrización y análisis del siguiente parámetro (distancia entre el pin PB y la pared de pines metálicos) con un valor fijo para el anterior.

Finalmente, después de haber obtenido y escogido un valor idóneo para todas las variables posibles, si la respuesta no es satisfactoria, se volverá a realizar una optimización de algunos valores que se consideran que tienen más efecto sobre la respuesta final.

Por último, para algunas estructuras además de solventar el problema de tener un nivel de reflexión inferior a -20 dB se ha intentado obtener el mayor ancho de banda posible de la respuesta (ancho de banda a 3dB respecto al valor en 60GHz) siempre respetando el límite anterior fijado de -20 dB.

6.DIVISORES ESTUDIADOS

6.1 guía de Onda.

El primer estudio ha consistido en emular una estructura infinita de filas de pines y evaluar su respuesta.

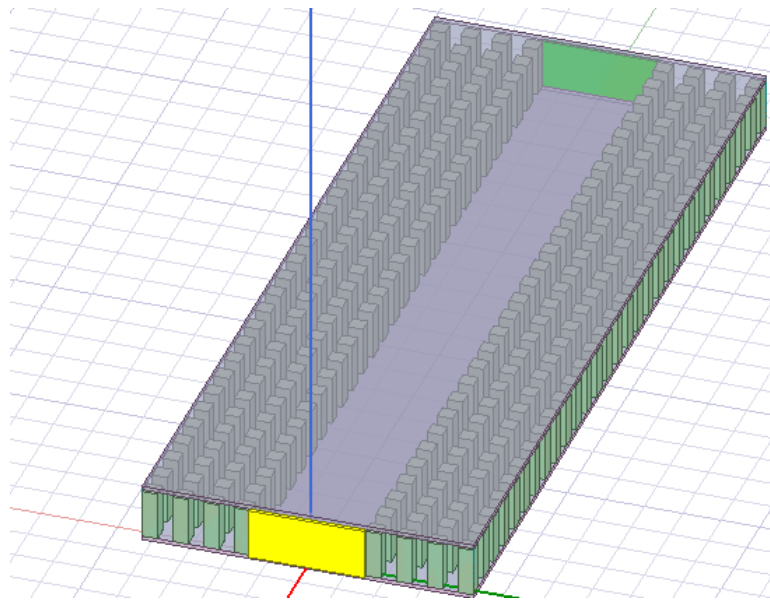


Figura 10. Guia de onda.

La distribución del campo eléctrico de la estructura para una frecuencia de 60GHz se muestra en la Fig.11. La grafica 2D obtenida muestra que el campo está bastante bien confinado en la ranura central, de hecho, después de la primera fila de pines metálicos, el campo eléctrico decae muy rápido. Esto lo que permite es el diseño de arrays de guías de onda con pérdidas por acoplo muy bajas y sin que se requiera de ningún contacto metálico [2]. Por lo tanto, si algunas de estas estructuras GGW son fabricadas compartiendo las mismas placas, pueden ser altamente aisladas con solo una fila de pines entre ellos [7].

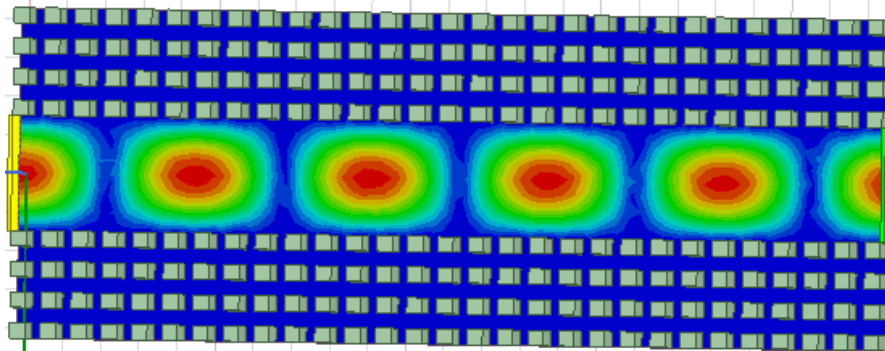


Figura 11. Distribución del campo eléctrico.

En alusión a dicha Fig. 11, esta se encuentra en posición horizontal para apreciar mejor el campo y su evolución respecto a los pines.

La anchura de la guía, w , tiene un valor de 3.6mm. Esta misma anchura será la que usaremos a lo largo de todo el trabajo.

En cuanto a la respuesta en que presenta esta estructura en cuanto a términos de reflexión, se puede apreciar como presenta múltiples resonancias, fruto del diseño de la propia estructura, con un muy buen nivel de reflexión si nos basamos en la condición inicial de que el mínimo valor de reflexión que se acepta es de -20 dB.

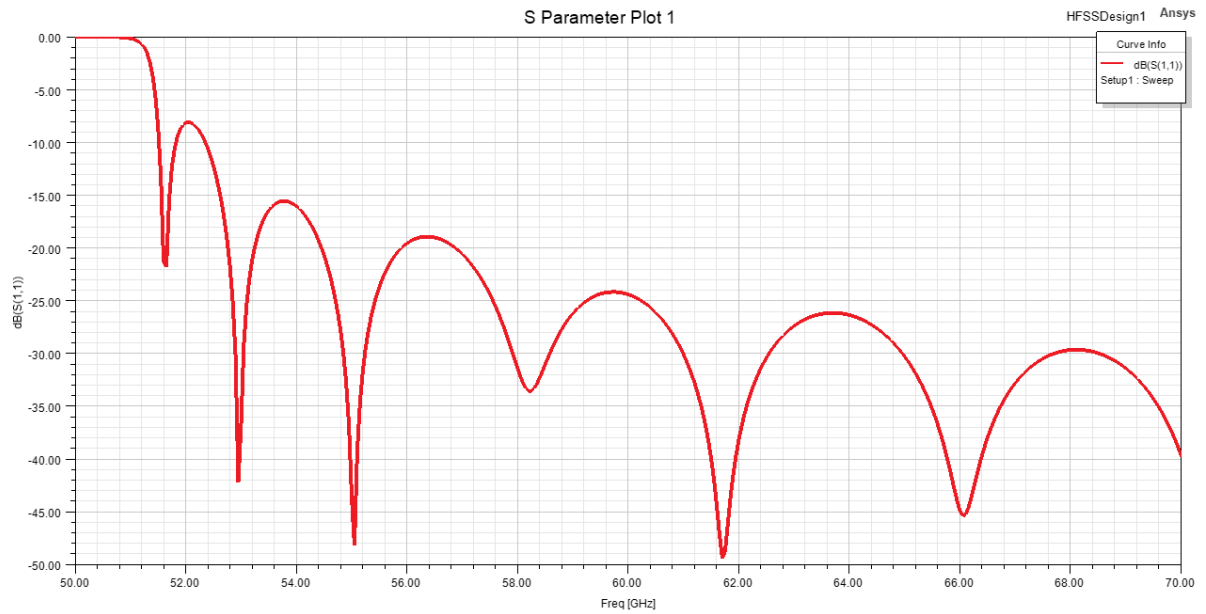


Figura 12. Respuesta de la estructura de pines infinitos.

6.2. Divisor T-junction 1:2. Estructura, análisis y resultados.

La configuración del divisor T-junction basado en tecnología GGW se ve a continuación en la Fig. 13.

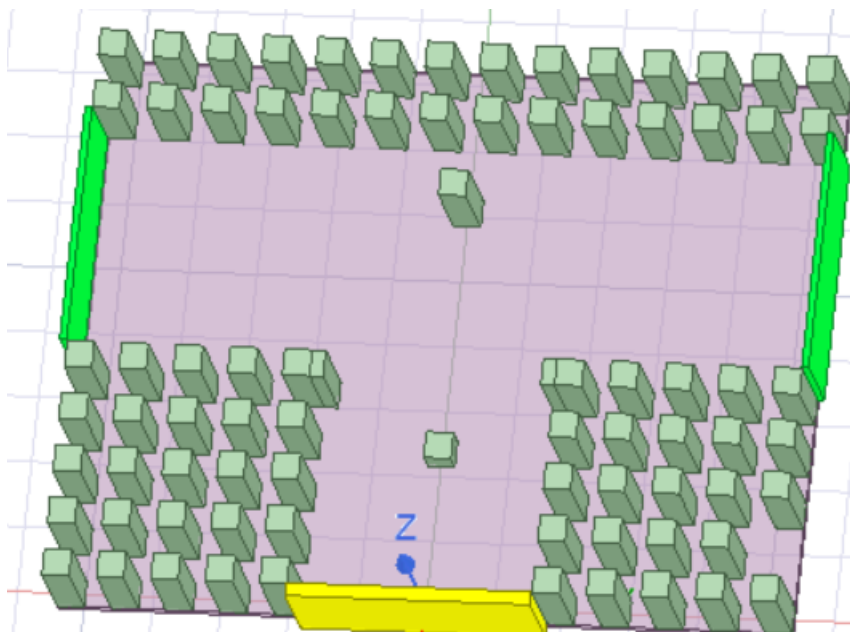


Figura 13. Estructura del divisor 1-2

Este divisor de potencia un divisor del tipo T-junction basado en GGW al cual se le colocan dos pines en el surco central, encargados de separar la potencia que les llega desde el desde el puerto de entrada a los dos de salida. Siendo el puerto de entrada representado por la estructura amarilla y los otros dos sendos puertos de salida por las estructuras verdes.

En este caso y a lo largo de todo el trabajo, la altura de pin PB (mirar referencia en Fig.9) se ha mantenido la misma que la de los pines de las paredes. No ocurre lo mismo con la altura de pin PA, ya que su altura ha sido reducida y será usada como uno de los parámetros de ajuste a lo largo del trabajo

PARAMETRO	VALOR INICIAL
Altura PA	0.25mm
Distancia s1	0.6mm
Distancia s2	0.9mm
Anchura pines laterales (w1)	0.24mm (w1=3.12mm)

En la primera simulación llevada a cabo con estos parámetros, la respuesta no es del todo buena, puesto que a pesar de cumplir con el valor mínimo de reflexión exigida, parece ser que con estos valores de los distintos parámetros hay una resonancia para un valor menor de 50GHz

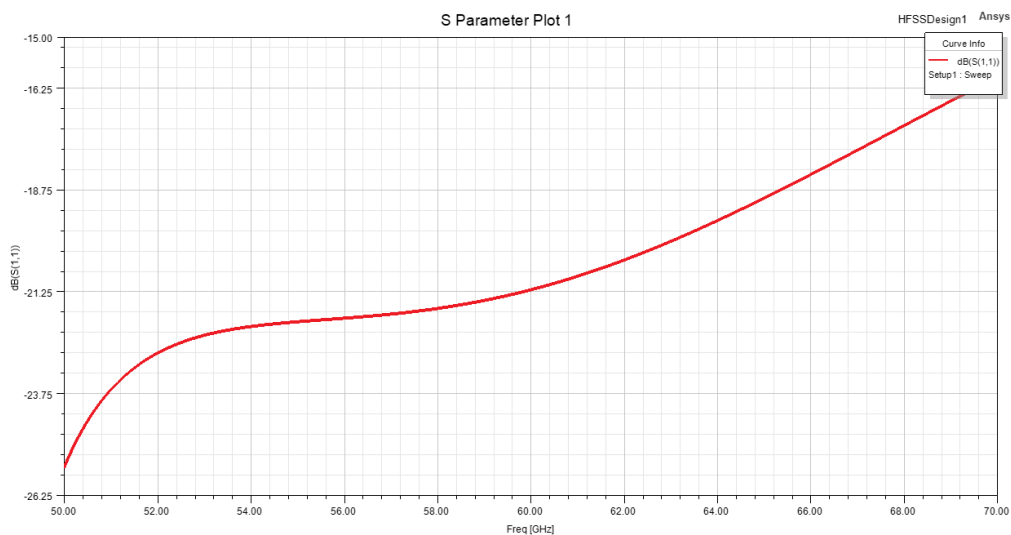


Figura 15. Respuesta inicial

6.2.1. Parametrización y Resultados

En primera instancia se realiza una parametrización de la altura para valores entre 0.25 y 0.4 mm con paso de 0.05mm

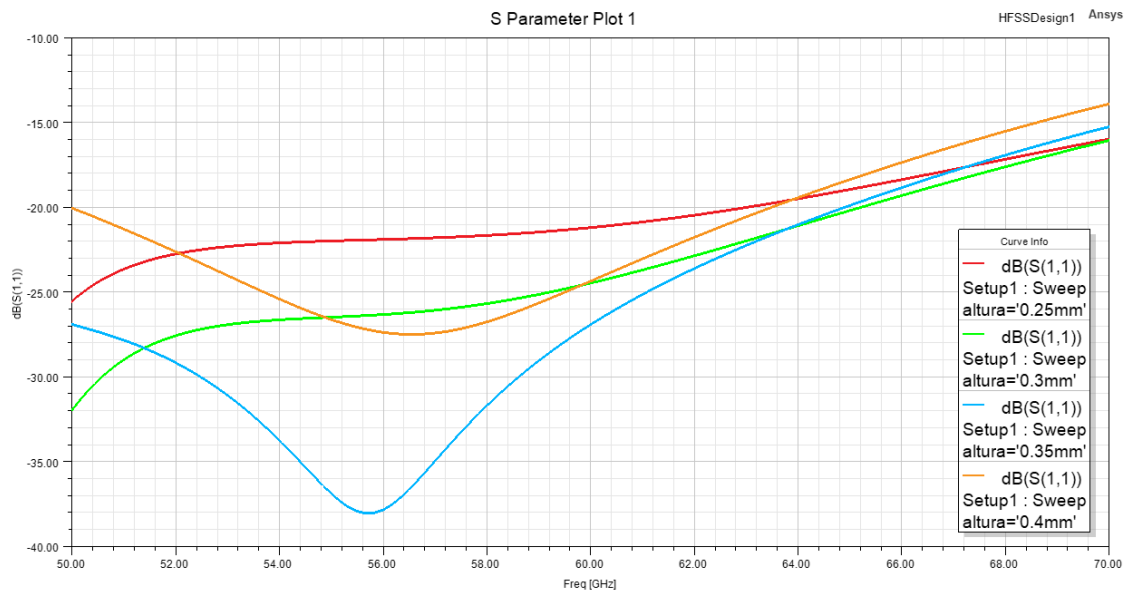


Figura 16. Respuesta del divisor en función del parámetro PA

En este caso se observa como aumentando la altura, nuestra respuesta sufre un desplazamiento frecuencial hacia la derecha (alta frecuencia). Pero en lo que afecta sobre todo es en el nivel de la potencia reflejada que se obtiene en el puerto 1 (esta potencia la expresamos sirviéndonos de ayuda del parámetro s11 de la matriz de scatternig). Además, vemos que a mayor altura del pin, disminuye la potencia reflejada, pero ganamos una respuesta mejor en ancho de banda. Nos quedamos con una altura de 0.35 mm por la buena respuesta que presenta en cuanto a potencia reflejada.

A continuación, se ha procedido a variar la distancia del pin PA respecto al surco horizontal, lo que conocemos como parámetro de ajuste s1 anteriormente mencionada. Se ha variado la distancia entre 0.6 y 1 mm, con un paso de 0.05mm, de distancia respecto al comienzo del surco horizontal.

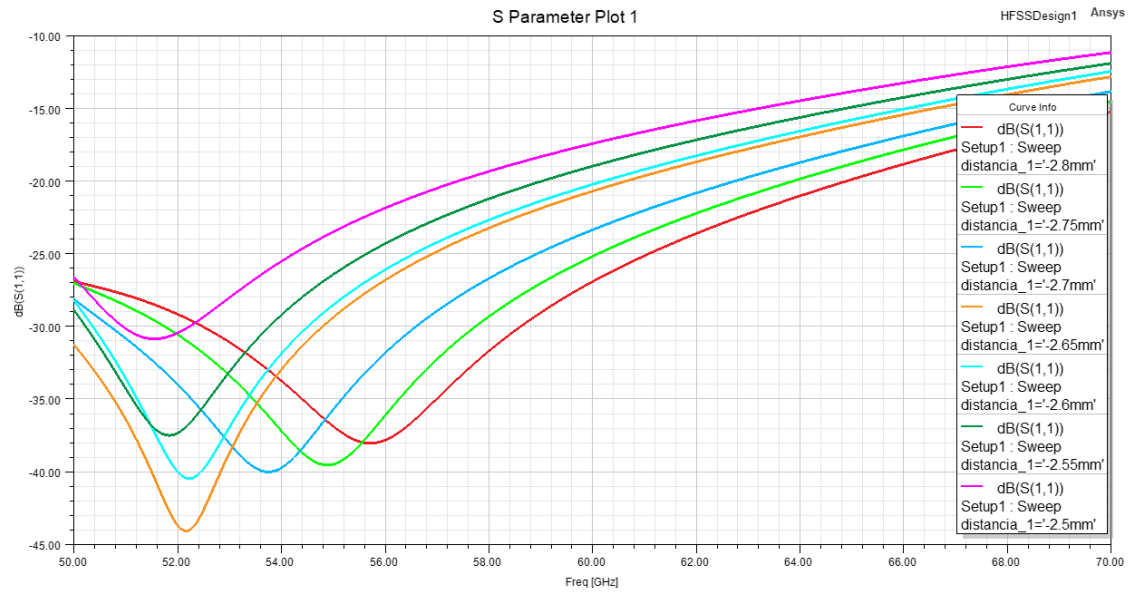


Figura17. Respuesta del divisor en función de la variación del parámetro s_1 .

NOTA: El surco central se encuentra situado a una distancia $s_1 = -3.4$, por lo tanto cuanto más pequeño sea el valor, más cerca estamos. Esto está presente así debido a que el programa no dejaba cambiar la leyenda.

La conclusión que sacamos para este parámetro es que influye notablemente en el desplazamiento frecuencial de la respuesta, moviéndose esta hacia la baja frecuencia a medida que separamos del surco horizontal. No afecta tanto a la potencia de reflexión en este caso. Valor escogido en este caso, distancia_1 = -2.65mm o lo que es lo mismo, el valor del parámetro s_1 es de 0.75mm.

Después de fijar los resultados para altura PA y distancia s_1 , se ha continuado con la anchura w_1 , o lo que es lo mismo y lo que hemos comentado antes, la anchura de los pines laterales. Para la anchura de los pines laterales, se ha estipulado una parametrización entre 0.2mm y 0.26mm con paso de 0.02 mm.

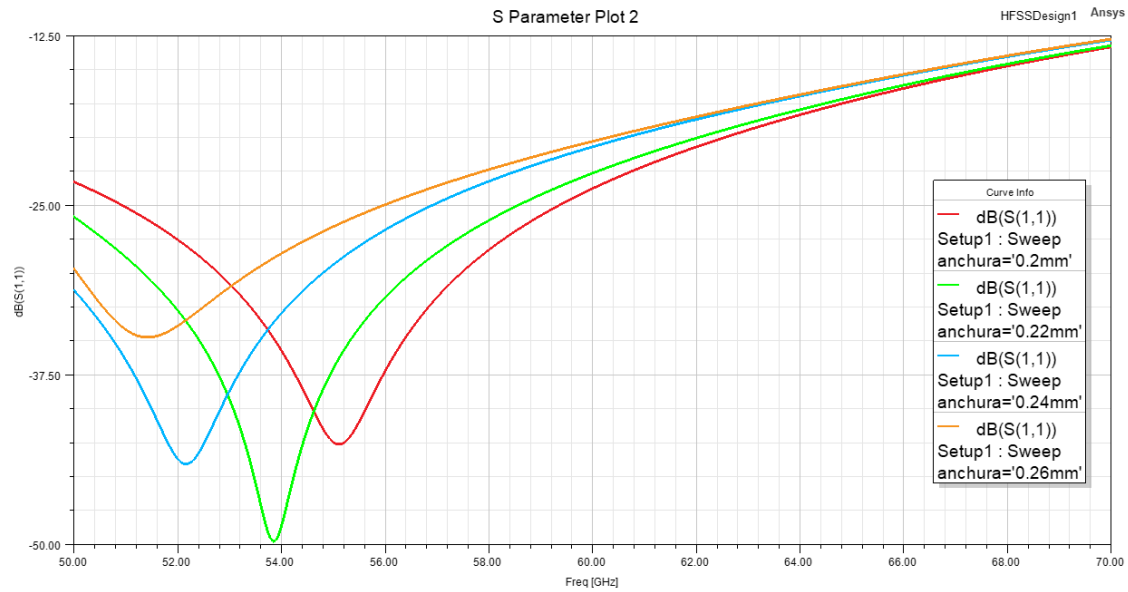


Figura 18. Respuesta del divisor en función del parámetro w_1 .

Pudiéndose observar en la gráfica de la Fig.18, observamos que al igual que en el caso anterior, en lo que más me afecta es especialmente en el desplazamiento frecuencial, teniendo saltos de más de 1GHz hacia la baja frecuencia por cada 0.02 mm que aumentamos la anchura de estos pines. Finalmente, el valor escogido ha sido el de 0.22mm debido al buen pico de resonancia que se presenta en la frecuencia cercana a los 54GHz. Es decir, a pesar de que este en una frecuencia más alejada de los 60GHz, en este caso se ha preferido trabajar con mejor valor de reflexión a escoger una respuesta con frecuencia más cercana a f_0 , pretendiendo centrarla más adelante modificando el valor de otros parámetros.

Por lo tanto, si tengo una anchura de pines de 0.22mm, el valor de w_1 será igual a 3.16mm, puesto que $w_1 = 3.6\text{mm} - 2 \times \text{Anchura del pin lateral}$, (ver Fig.9).

Por último, se ha estudiado la separación del pin PB respecto a la pared de pines (s_2). Se ha variado la distancia s_2 entre 0.8mm y 1 mm respecto a la pared de pines con un paso de 0.05mm.

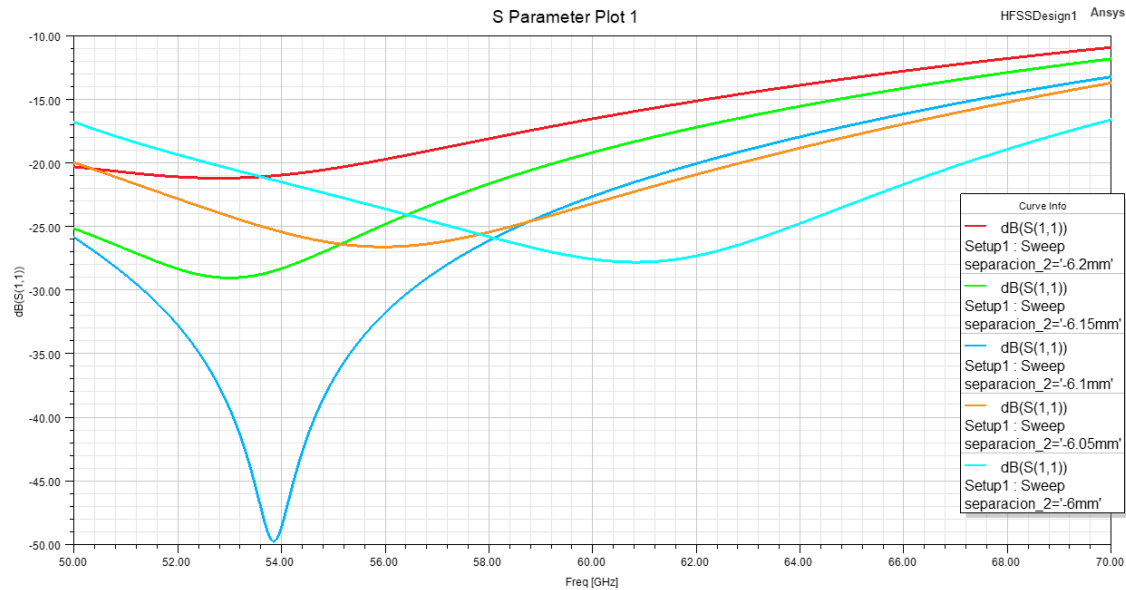


Figura 19 Respuesta del divisor en función del parámetro s2.

NOTA: Al igual que en la gráfica de s1, la pared de pines se encuentra a una separación_2=-7mm.

La conclusión que se saca de este es que es el que más me influye en el desplazamiento frecuencial de la respuesta, desplazándose esta hacia la alta frecuencia a medida que aumenta la distancia.

Además, obviando el pico de resonancia para el valor de -6.1mm, tiene cierta influencia en el parámetro s11, disminuyendo este su valor a medida que nos acercamos a la pared de pines del fondo. Finalmente nos quedaremos con el valor de -6.1mm o lo que se traduce a una separación del fondo de 0.9 mm gracias al pico de resonancia que aparece para este.

6.2.2. Optimización Para Mejor Nivel de Reflexión.

Para la consecución de un buen nivel de reflexión, se han vuelto a parametrizar dos valores, en primer lugar la anchura de los pines laterales, w1, y la separación del pin PA respecto al surco horizontal.

En primera instancia, como necesitamos centrar la respuesta en 60GHz, realizamos nuevamente un barrido para el valor de los pines laterales (recordemos que con esto modificamos la anchura w1) para valores ente 0.2 y 0.24 mm gracias al gran salto frecuencial que hemos observado que presentaba antes. Quedándonos así con un valor de anchura de pines igual a 0.2 mm, o lo que es lo mismo, w1=3.2 mm

El siguiente y ultimo parámetro que se ha tocado es la distancia s_1 , entre 0.5mm y 0.6 mm. Habiendo realizado esto, observamos como para una igual a 0.54 mm tenemos una respuesta que cumple el mínimo estipulado de -20 dB además de estar perfectamente centrada en la frecuencia fo.

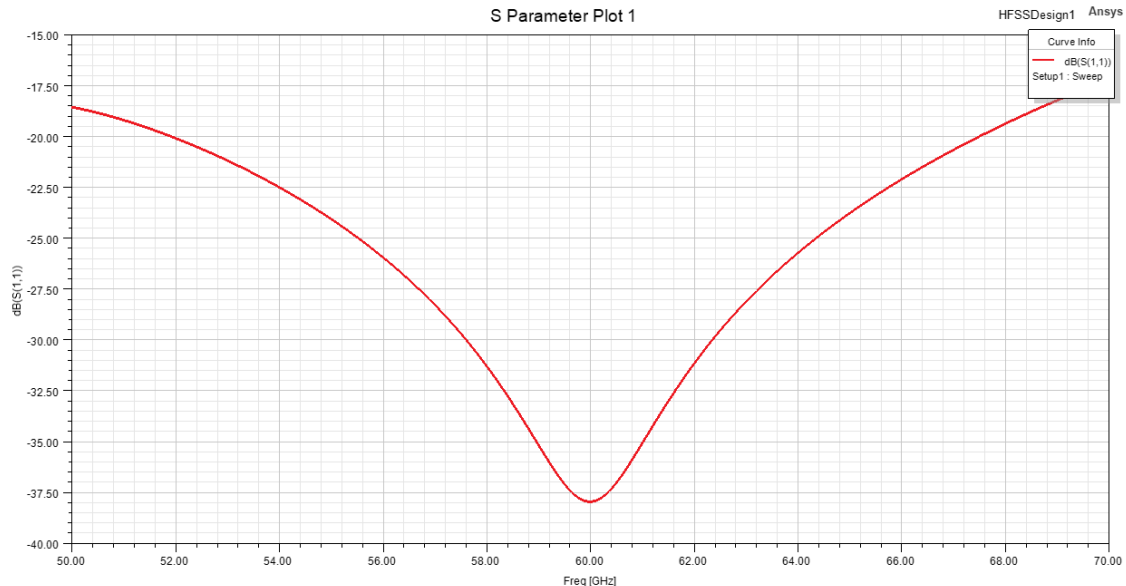


Figura 20. Respuesta del mejor valor de reflexión para altura del pin $PA=0.35\text{mm}$, $w_1=3.16\text{mm}$, $s_1=0.54\text{mm}$ y $s_2=0.9\text{mm}$.

6.2.3. Simulación y Optimización Para Mejor Ancho de Banda.

Una vez cumplido el requisito de encontrar una buena respuesta y ver cómo me afectan los distintos parámetros a esta, se ha propuesto la obtención de valores para las variables analizadas que permitan disponer de una configuración que tenga un mejor ancho de banda a 3 dB.

En primera instancia, en cuanto a la altura escogida del pin PA, fijamos la altura de 0.4 mm, ya que volviendo a la Fig.16, como presenta un ancho de banda mejor en comparación con la de 0.35mm.

Para los parámetros w_1 y s_1 , se han dejado fijados los encontrados en la optimización para el mejor valor de reflexión posible, ya que gracias a esto se obtiene una respuesta centrada para la frecuencia fo.

El siguiente parámetro variado es el de la distancia del pin PB respecto a la pared de pines laterales, s_2 . Como vemos en la Fig. 19.nos interesa un parámetro comprendido entre -6.05mm y -6mm, o lo que es lo mismo, una distancia s_2 entre 0.95mm y 1mm debido a que las puestas para estos dos valores presentan el mejor ancho de banda posible y siempre respetando el límite marcado de -20 dB.

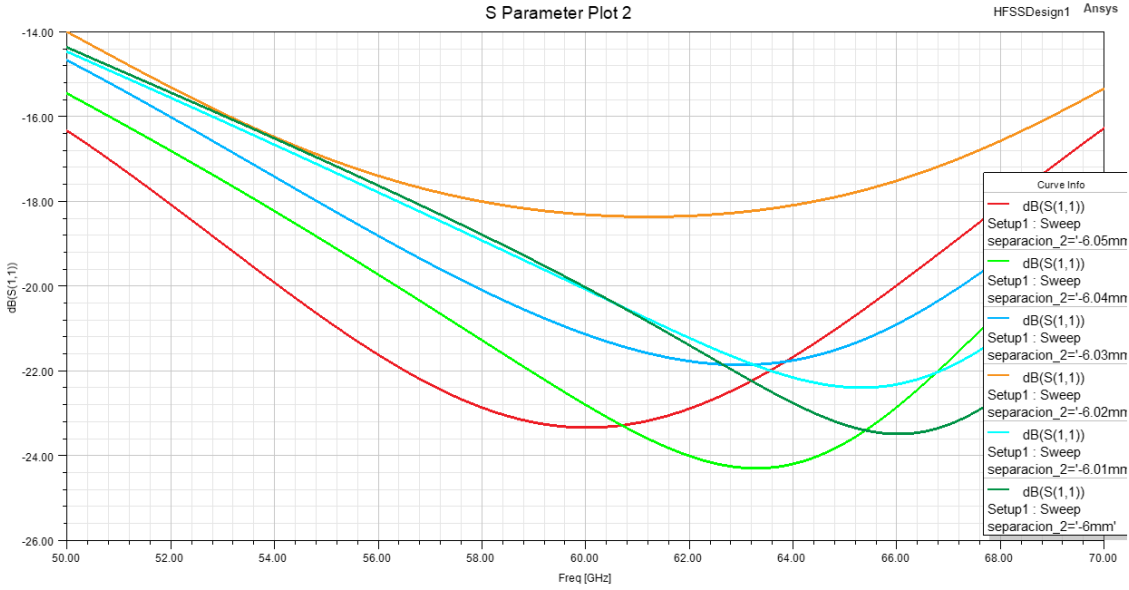


Figura 21. Respuesta del divisor en función del parámetro s2.

De este modo, observamos como para una separacion2=-6.01mm o lo que se traduce a un valor de 0.99mm para s2, obtenemos la respuesta centrada con mejor ancho de banda.

En el primer caso, se consigue un ancho de banda cercano a los 2GHz, y para este es alrededor de 11 GHz viendo la gráfica de la Fig.22.

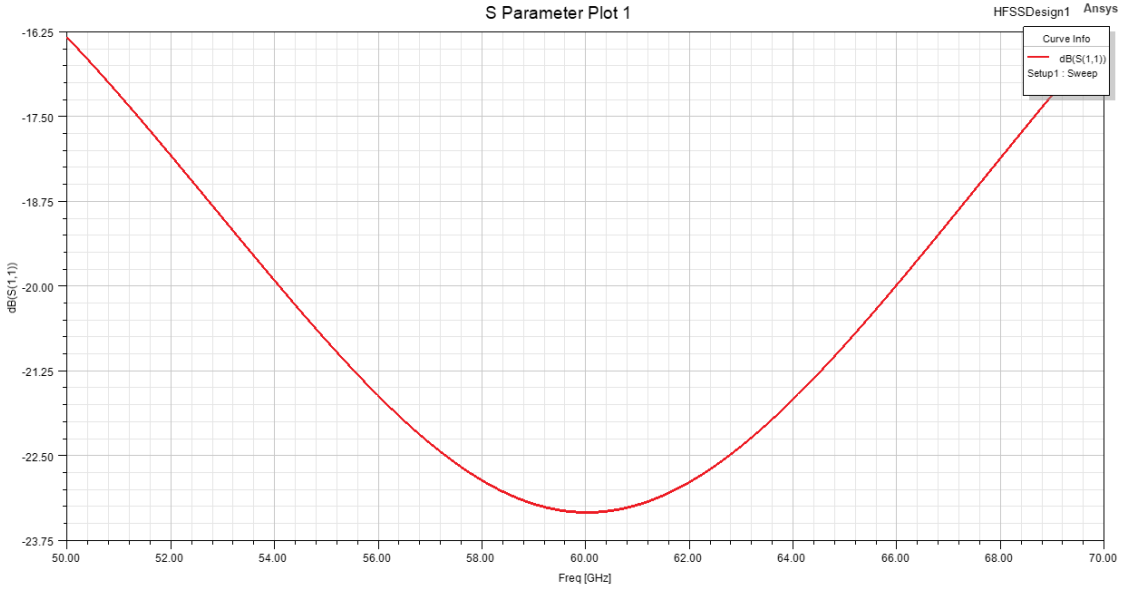


Figura 22. Respuesta final mejor ancho de banda para altura del pin PA=0.4mm, w1=3.2mm,s1=0.54mm y s2=0.99mm.

6.2.4 Resultados y Conclusiones

Valores para el mejor valor de reflexión:

PARAMETRO	VALOR
Altura PA	0.35mm
Distancia s1	0.54mm
Distancia s2	0.9mm
Anchura pines laterales (w1)	0.2mm(w1=3.2mm)

Valores para el mejor ancho de banda:

PARAMETRO	VALOR
Altura PA	0.4mm
Distancia s1	0.54mm
Distancia s2	0.99mm
Anchura pines laterales (w1)	0.2mm(w1=3.2mm)

Conclusiones

El planteamiento de este divisor de potencia T-junction 1:2 puede abordarse desde varios puntos de vista, de si nuestra intención es encontrar el mejor ancho de banda disponibles o por el contrario preferimos tener un gran valor para la reflexión en la frecuencia deseada. Es cuestión de saber qué prestaciones se necesitan.

En cuanto a cómo resolverlo, se puede enfocar primeramente en centrar nuestra respuesta en la frecuencia deseada, siendo de 60GHz en este caso, o por el contrario buscar de primeros valores que nos den picos de resonancia y posteriormente jugar con los demás parámetros para centrar la respuesta.

A fin de cuentas, hay parámetros como la anchura w1 o la distancia s2 que nos proporcionan el desplazamiento frecuencia y otros como las alturas del pin PA o la distancia s1 que nos afectan más en cuanto a nivel de reflexión.

Lo que sí se puede afirmar, es que el ancho de banda y el valor de potencia reflejada son inversamente proporcionales. Si deseamos un gran ancho de banda, eso implica que el valor de reflexión será más bajo del que podría ser.

6.3. Divisor T-junction 1:4. Estructura, análisis y resultados.

En esta sección se propone un divisor de cuatro salidas, simétrico desde el punto de vista del plano H y con salidas de misma y amplitud. La estructura de este se halla basada en el divisor T-junction basado en GGW de dos salidas, visto anteriormente. O dicho de otro modo, estamos realizando una estructura más compleja en base a una más simple. Para realizar esta estructura, es prácticamente como disponer de 3 divisores T-junction de dos salidas.

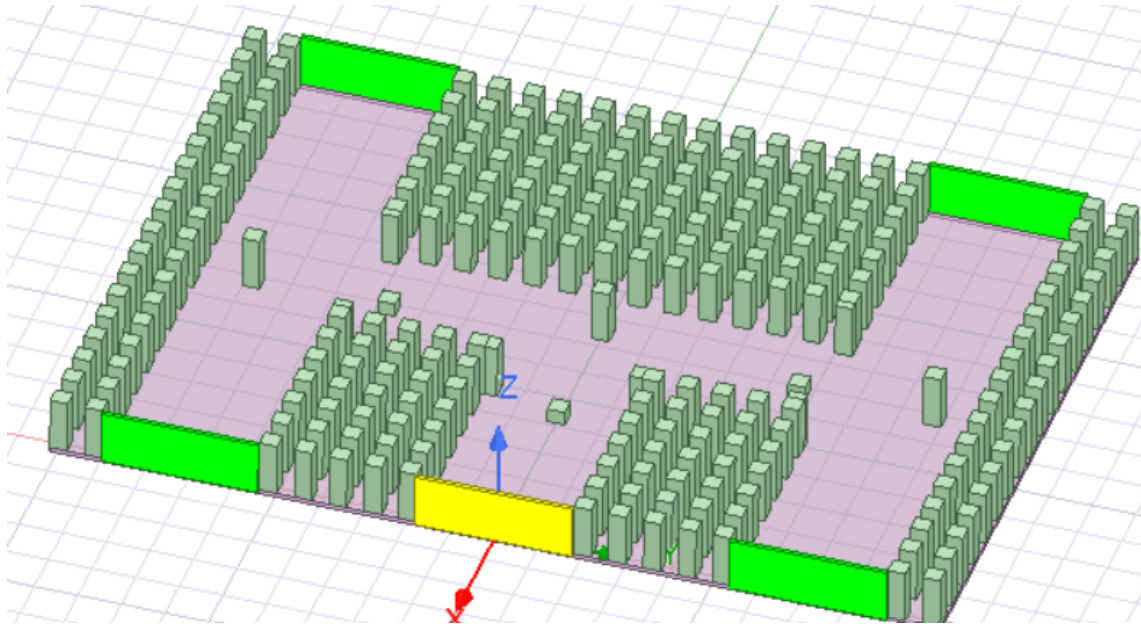


Figura 23. Vista desde arriba del divisor 1:4.

En la Fig. 23 podemos observar cómo quedaría el diseño de este divisor (se le ha ocultado la capa conductora superior para ver mejor el diseño).

Para realizar esta simulación, los valores iniciales escogidos han sido los que nos han proporcionado el mejor valor de reflexión en el caso del divisor T-junction 1:2, es decir, los que han sido optimizados al final.

El objetivo en este caso es ver la relación que hay entre estas dos estructuras. Es decir, ver cómo actúa esta nueva estructura con los valores optimizados para la estructura en la cual se basa este diseño.

La relación de división de potencia requerida y la coincidencia de impedancia se logran mediante el un ajuste fino de la posición y altura de algunos pines y posición y anchura de las ranuras.[2]

PARAMETRO	VALOR INICIAL
Altura PA	0.35mm
Distancia s1	0.54mm
Distancia s2	0.9mm
Anchura pines laterales (w1)	0.2mm(w1=3.2mm)

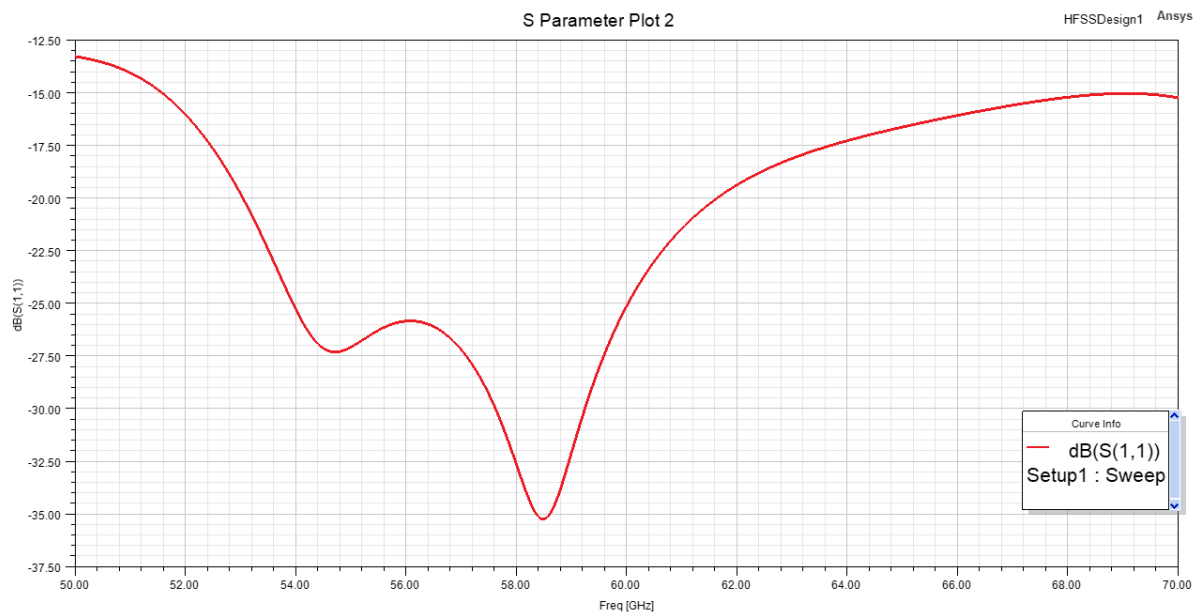


Figura 24. Respuesta para valores iniciales.

Para estos valores iniciales aplicados, vemos que la simulación a diferencia del caso del divisor T1:2, presenta dos picos de resonancia, a pesar de que uno de ellos no sea tan pronunciado. Uno se encuentra en la baja frecuencia, alrededor de 54 GHz y el segundo y otro cercano a los 58 GHz.

En este caso, vemos que hay cierta relación, puesto que la respuesta que obtenemos es válida en cuanto a nivel de reflexión y también el segundo pico de resonancia es próximo a nuestra frecuencia central. Este desajuste es debido a que en la práctica a pesar de que una estructura sea la base de otra, la respuesta es susceptible al cambio más mínimo de la estructura.

Para este caso, se da por válido el valor de la potencia reflejada en nuestro valor f_0 , siendo esta de -25 dB, presentando una diferencia de 5 dB respecto al mínimo estipulado (recordemos que una diferencia de 3 dB representa el doble en lineal).

Para este caso, lo que resulta interesante es optimizar la respuesta para obtener un mayor ancho de banda.

El objetivo es centrar la curva que se forma entre ambas resonancias en 60GHz para así poder obtener el mayor ancho de banda posible.

6.3.1. Parametrización y Resultados

En este caso, y a diferencia del análisis del anterior divisor T, el primer parámetro analizado ha sido la anchura de los pines laterales (w_1) en los tres divisores. Se ha llevado a cabo un análisis de valores comprendidos entre 0.2mm y 0.26 mm, sacando la deducción de la gráfica obtenida que la anchura w_1 influye en mi respuesta al valor de la potencia en las dos resonancias, pudiendo observarse que a medida que aumenta la anchura de los pines y por correspondiente disminuye w_1 , los dos picos de resonancia presentan mejor valor de potencia reflejada. El valor escogido para este caso es de 0.24 mm.

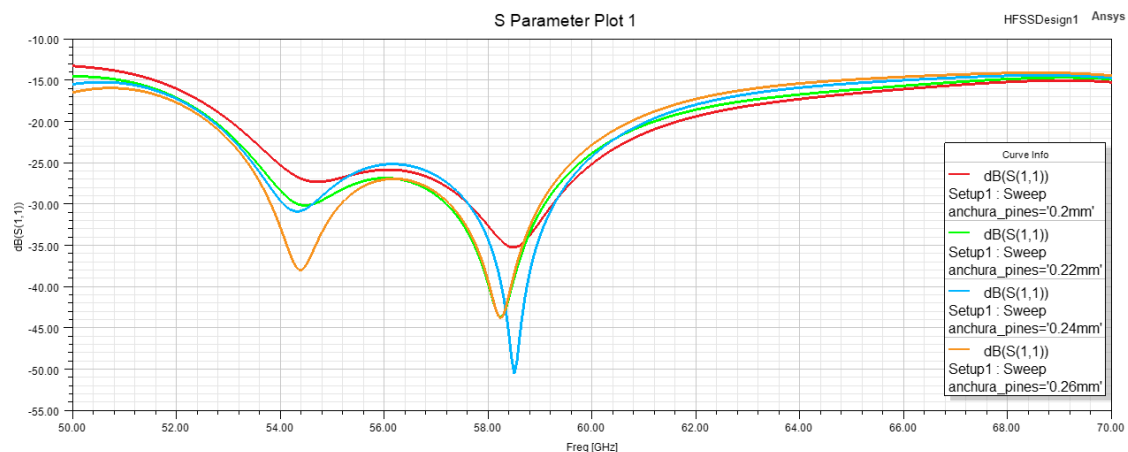


Figura 25. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro w_1 .

La siguiente parametrización llevada a cabo es para la altura de los pines PA, recordemos que en este caso estamos variando la altura de tres pines, no solo de uno.

A la vista de los resultados obtenidos, al igual que en la simulación para la anchura w_1 , este influye sobre todo en valor de s_{11} (potencia reflejada), acentuándose claramente sobre el pico de resonancia de la frecuencia cercana a los 58GHz. A mayor altura, menor valor de s_{11} , sin embargo ganamos en ancho de banda. Cumpliéndose así lo que se explicó en un principio, que la altura de los pines PA influye sobre todo en la potencia reflejada y en el ancho de banda.

En este caso mantenemos el valor inicial de altura= 0.35mm.

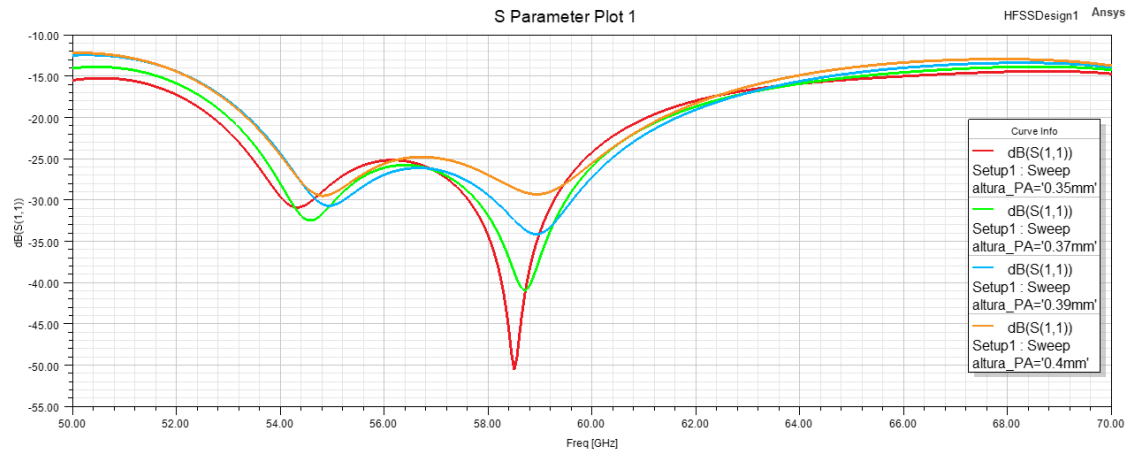


Figura 26. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro PA.

Después de los dos parámetros de ajuste anteriores, en este caso modificando la distancia s_1 , para valores entre 0.38 mm y 0.5 mm de distancia.

En este caso hemos desplazado un pin a lo largo del eje X y otros dos a lo largo del eje Y simultáneamente. Esto ha sido posible gracias a la relación de distancias que hay en esta configuración del divisor T 1:4, que al estar en teoría formado por otros tres T 1:2 lo único que hay que hacer es configurar en el eje Y de los dos pines que se encuentran en el surco horizontal, el valor nominal de la variable que analizamos y configuramos para el pin en el surco vertical que se mueve eje X (en este caso "separación_1") y sumarle o restarle una Δ que pueda haber por el tema del diseño de la estructura.

Lo que observamos es que en este caso también influye solamente en la potencia reflejada, aunque si acercamos los pines PA cerca de la ranura que le corresponde a cada uno, vemos como la resonancia para la baja frecuencia desaparece prácticamente (ver valor "separación_1" = -4.59mm) quedando un único pico de resonancia.

Valor escogido: separación_1= -4.5mm lo que en nuestra estructura se traduce a una distancia de 0.5 mm respecto al inicio de cada surco.

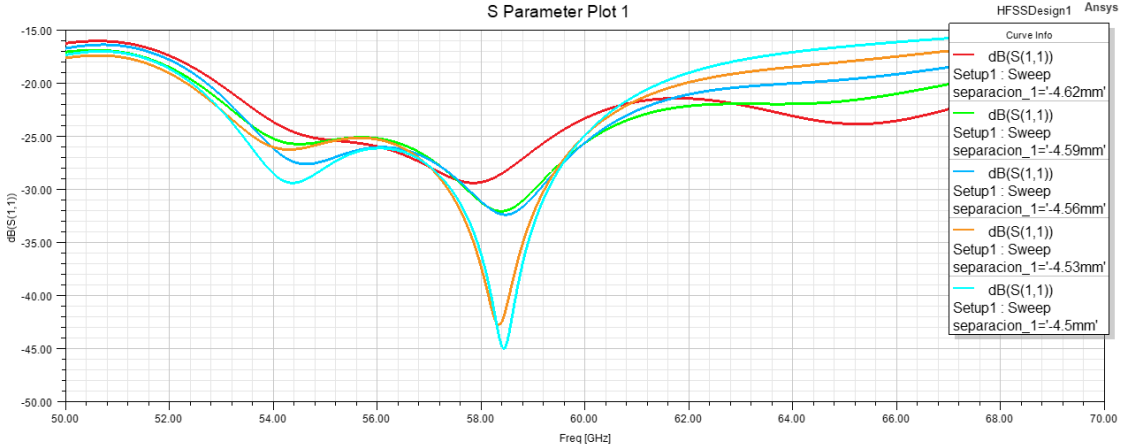


Figura 27. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro S1.

NOTA: El comienzo del surco central se encuentra para un valor de "distancia_1=5mm".

En último lugar, vamos a modificar el valor del parámetro s2 para una distancia entre 0.9 mm y 1mm de distancia respecto a la pared de pines de atrás (en este caso respecto a la pared de pines central y a las dos laterales).

La deducción que se obtiene es que este parámetro es el que nos permite obtener el desplazamiento frecuencial necesario para desplazar e intentar centrar en la frecuencia fo la curva que une las dos resonancias. Apreciamos que a mayor separación, se produce el movimiento de ambas resonancias hacia la alta frecuencia.

Además el primer pico, en la baja frecuencia vemos como mejora en cuanto a nivel de potencia reflejada. Sin embargo la característica principal de variar s2 nos aporta un desplazamiento frecuencial.

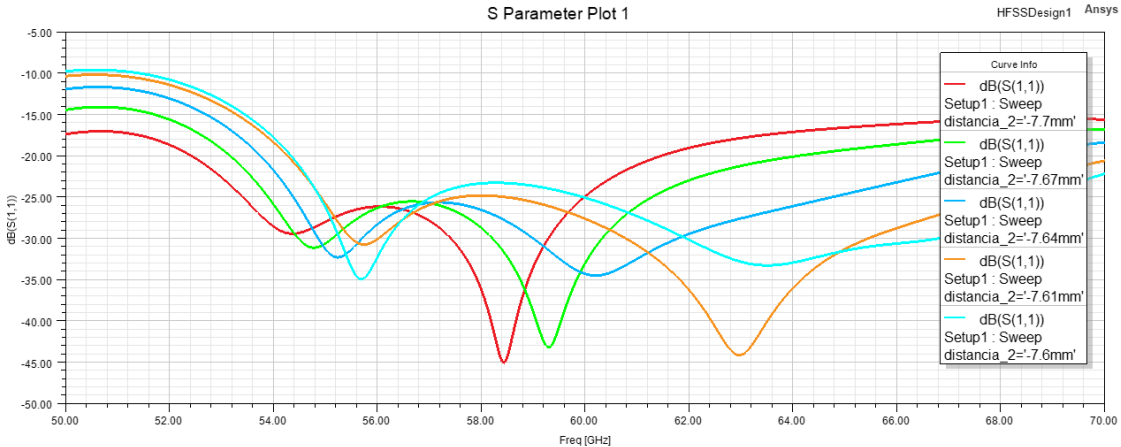


Figura 28. Respuesta del divisor 1:4 en función del parámetro s2.

Finalmente, no ha sido necesaria la optimización, puesto que al centrar la curva en 60 GHz, obtenemos un ancho de banda a 3 dB de nuestra señal que abarca un espacio amplio entre 54.8 GHz y 67.95 GHz.

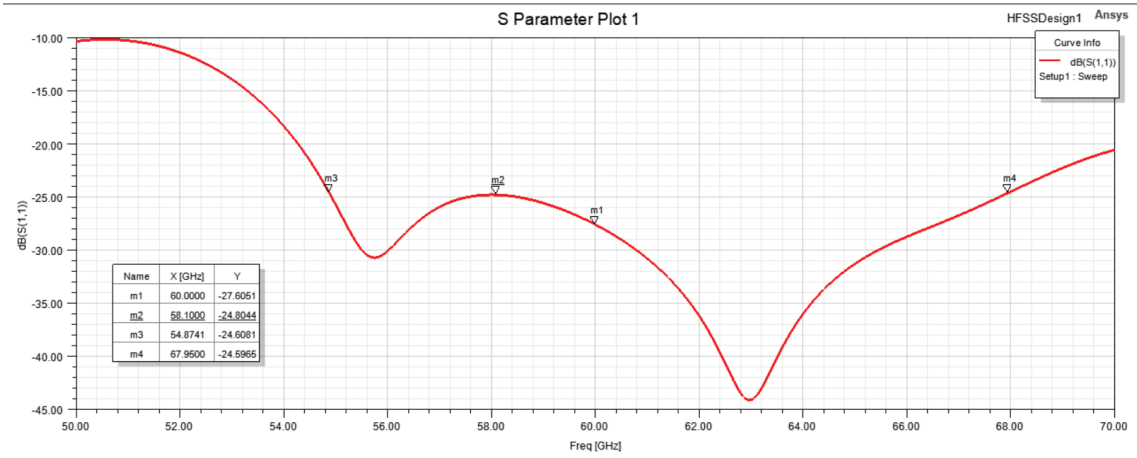


Figura 29. Respuesta final optimizada

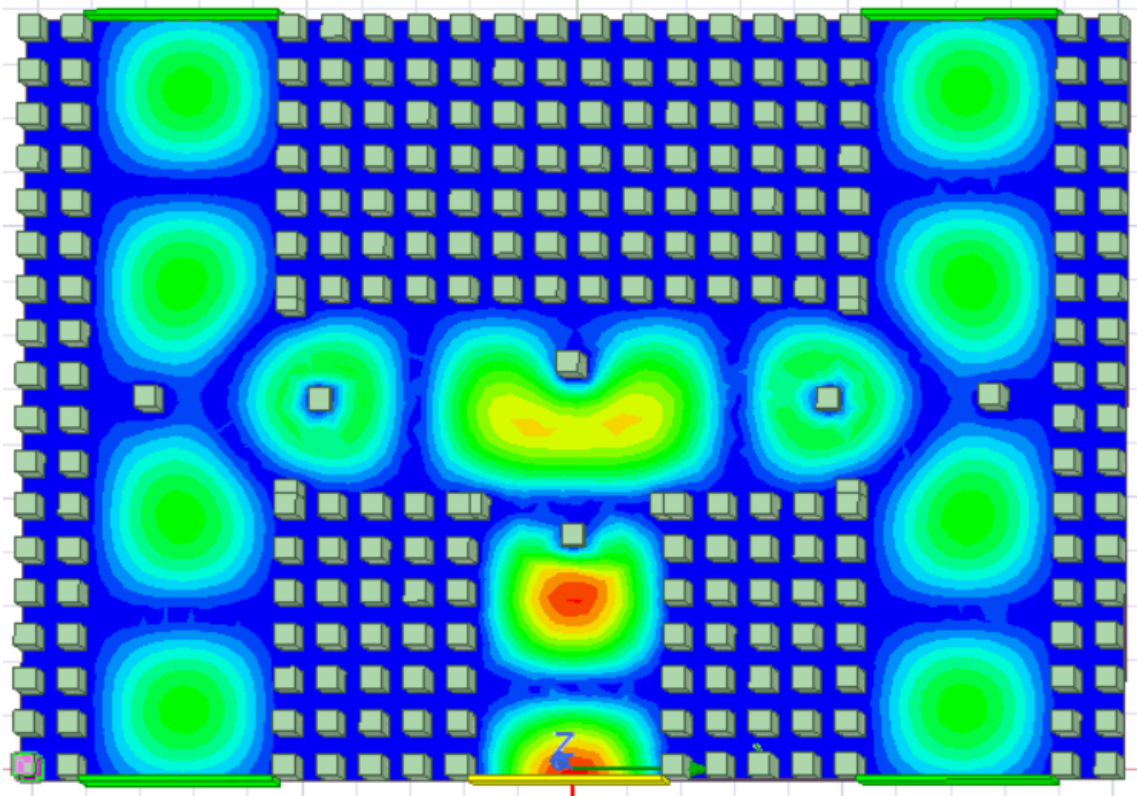


Figura 30. Campo eléctrico a 60 GHz en el divisor 1-4.

6.3.3 Resultados y Conclusiones

Finalmente, la tabla con los valores optimizados y la figura final, quedan así:

PARAMETRO	VALOR FINAL
Altura PA	0.34mm
Distancia s1	0.5mm
Distancia s2	0.99mm
Anchura pines laterales (w1)	0.2mm(w1=3.2mm)

NOTA: la tabla de valores hace referencia al valor de los parámetros en los 3 divisores T 1:2 que componen la estructura del divisor T 1:4.

Conclusiones

Para esta estructura, con los parámetros optimizados en el divisor T-junction 1:2, nos servía en cuanto a mínimo valor de potencia reflejada exigido. Sin embargo ha sido interesante ver y analizar los diferentes parámetros para obtener el ancho de banda más amplio posible.

Vistos y analizados todos, vemos que el mas importante en cuanto a desplazamiento frecuencial se refiere es valor de s2, o lo que es lo mismo, la distancia de los pines PB respecto a la pared del fondo.

La respuesta obtenida en cuanto a potencia reflejada para los valores óptimos es de -27.06 dB, considerando esta como buena si nos atenemos a los requisitos. Del mismo modo, el ancho de banda a 3 dB que se obtiene para esta respuesta es todavía mejor que el valor obtenido de la potencia reflejada, puesto que este supone más del 60% del espectro analizado.

6.4. Divisor T-junction 1:16. Estructura, análisis y resultados.

Por último, en esta sección se propone un divisor de 16 salidas, simétrico desde el punto de vista del plano H y con salidas de misma y amplitud. La estructura de este se halla basada en el divisor T-junction basado en GGW de 4 salidas.

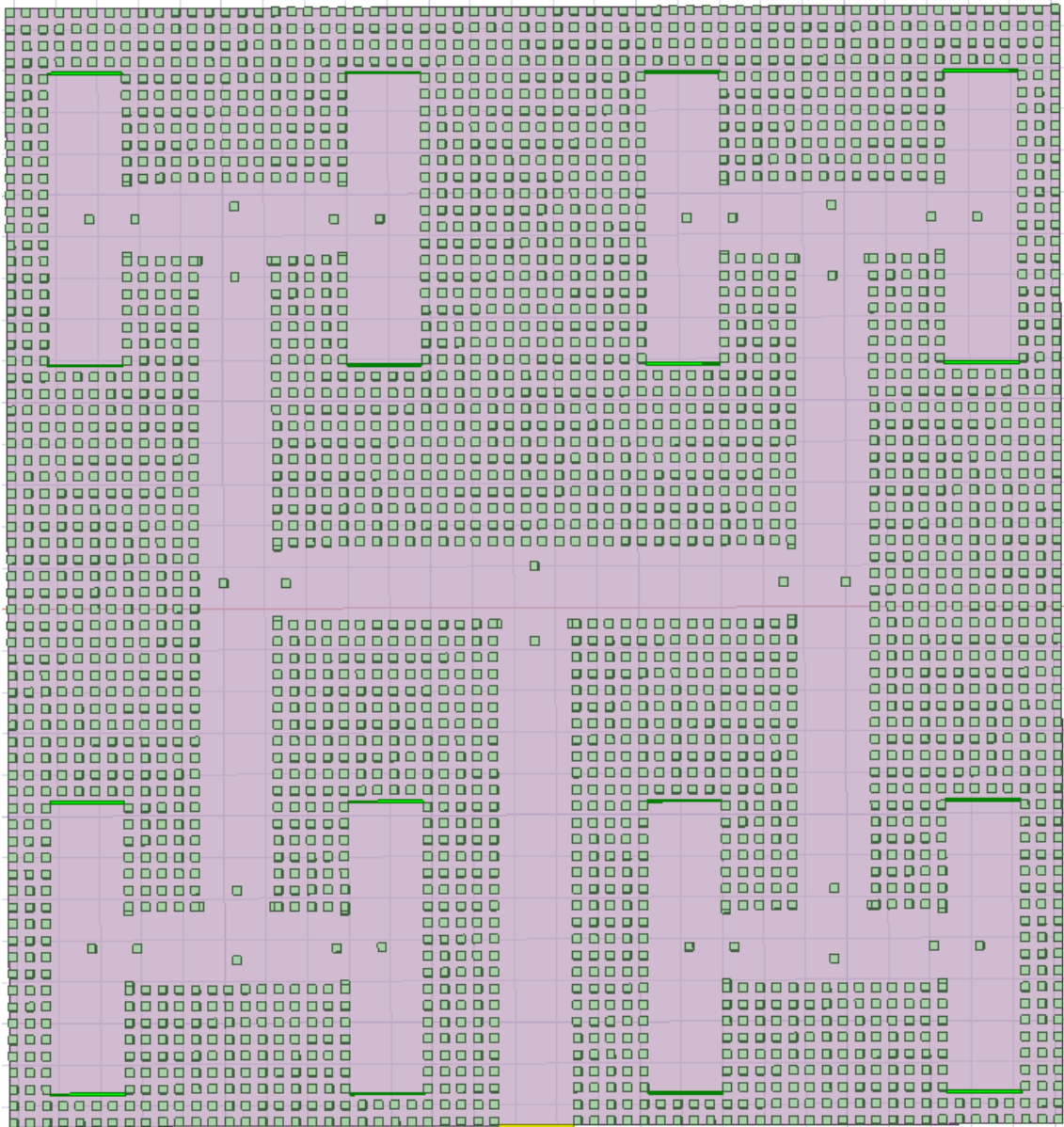


Figura 31. Vista Superior del divisor 1:16.

Sin embargo, debido a la ya cierta complejidad de la estructura y a sus dimensiones, el hecho de realizar cualquier simulación en estas condiciones supone un largo tiempo de espera, por lo que para ahorrar carga computacional al ordenador y reducir el tiempo de espera, se ha cortado la estructura respecto al plano de simetría XZ.

Después de realizar esto, al área o superficie por el cual hemos cortado la estructura, se le aplica la condición de simetría, en este caso correspondiente al plano H, quedando la estructura tal y como se ve en Fig.32.

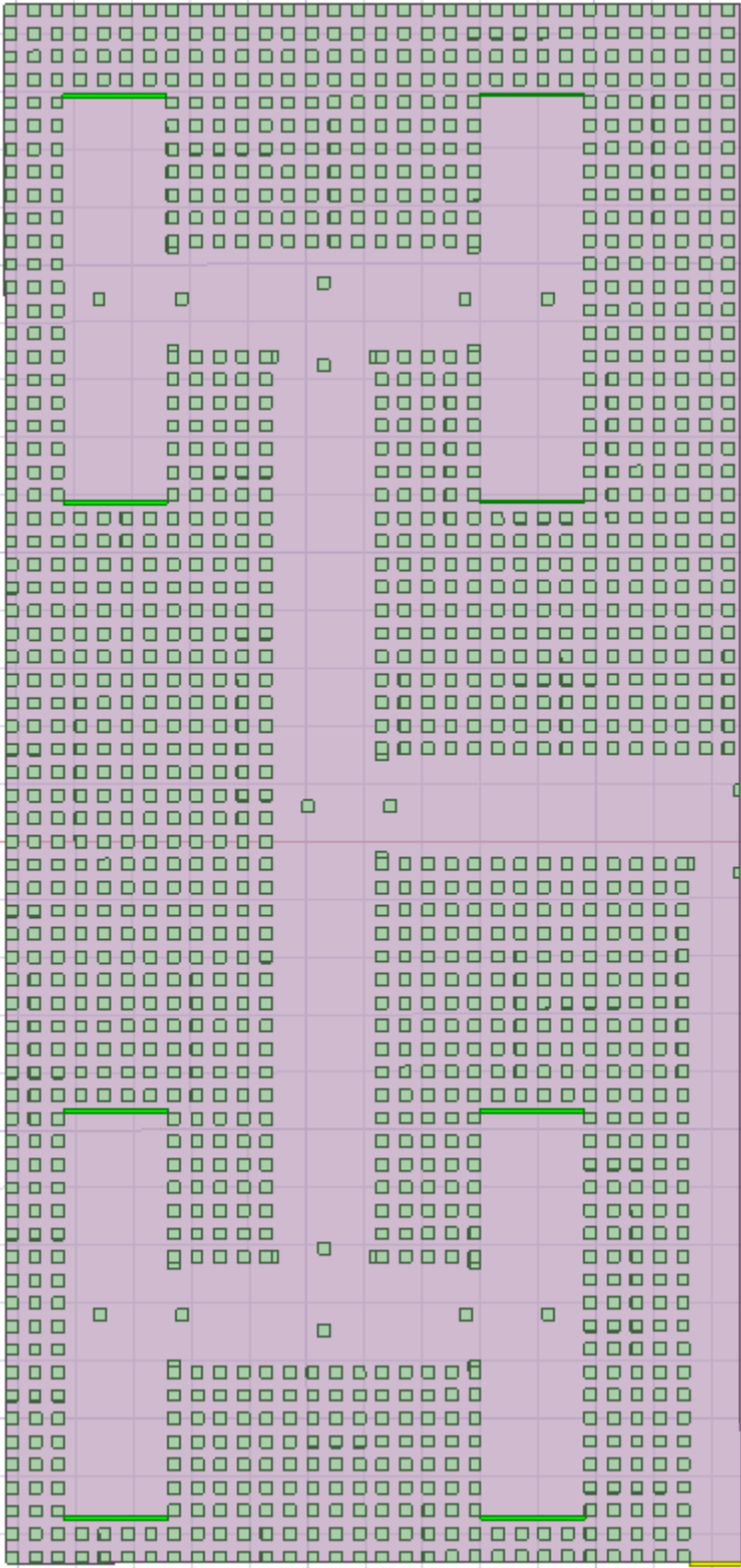


Figura 32. Divisor 1:16 tras cortarlo respecto al plano XZ.

Al igual que en el caso del divisor T-junction 1:4, los parámetros de ajuste para variar y analizar en la estructura serán la altura de los pines PA, la anchura de los pines laterales (w1), la distancia s1 hasta los surcos de los pines PA y la distancia hasta la pared de pines s2. Del mismo modo que en el divisor anterior, se ha realizado una simulación con el valor de los parámetros optimizados, solamente que en este caso se ha realizado con los valores del T-junction 1:4. El resultado de esta simulación puede ser visto en la Fig.33.

PARAMETRO	VALOR INICIAL
Altura PA	0.34mm
Distancia s1	0.5mm
Distancia s2	0.99mm
Anchura pines laterales (w1)	0.2mm(w1=3.2mm)

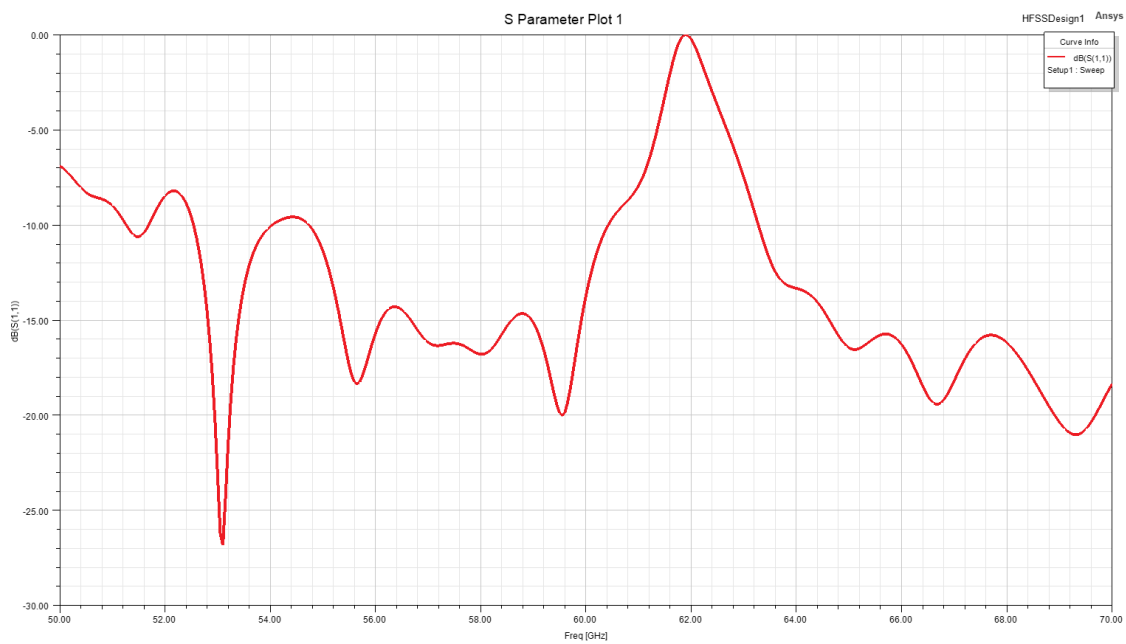


Figura 33. Resultado para valores iniciales.

Como podemos observar, el resultado obtenido es bastante malo, ya que se obtiene una resonancia para la frecuencia de 62 GHz con un valor de potencia reflejada muy alto, llegando incluso a reflejarse toda la potencia. Con el estudio y parametrización de las diferentes variables mencionadas, se ha intentado obtener una respuesta mejor en cuanto a valor de la potencia reflejada en fo, y además intentar encontrar si modificando estos parámetros de ajuste podemos controlar esa resonancia que aparece.

6.4.1. Parametrización y Resultados

El primer parámetro en modificar ha sido la altura del pin PA para valores entre 0.28 y 0.4 mm.

A raíz de los resultados obtenidos, deducimos que la altura en este caso nos afecta sobre todo en el valor que obtenemos de potencia reflejada, ya que se ve como en la resonancia cercana a los 60 GHz, esta presenta grandes variaciones en función de la altura. Deducimos que a mayor altura, mejor valor para la potencia que se refleja.

Sin embargo, se decide utilizar una altura de 0.28 mm puesto que a pesar de que tiene peor valor en el pico de la resonancia, está más cercana y tiene mejor valor para s_{11} en esta frecuencia de f_0 .

En cuanto a la resonancia que se presentaba en 62 GHz, esta no se mueve ni varía en cuanto a valor de s_{11} .

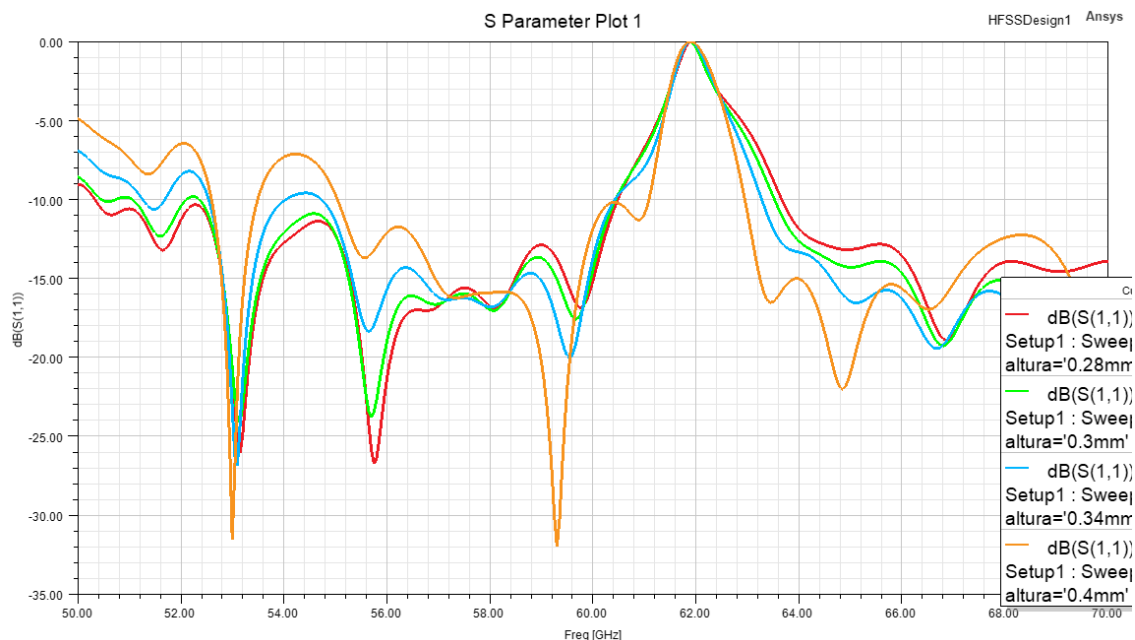


Figura 34. Variación de la respuesta en función de la altura de los pines PA.

El siguiente parámetro analizado ha sido la anchura de los pines laterales, o lo que es lo mismo, la anchura w_1 . El barrido que se ha efectuado ha sido entre valores de 0.2 mm y 0.26 mm para los pines laterales, obteniendo como resultado que a medida que la anchura aumenta y por consiguiente w_1 disminuye, mejora el valor de potencia reflejada en el pico de la resonancia cercana a los 60 GHz, sin embargo a mayor anchura, la respuesta y sobre todo este pico de resonancia mencionado se desplaza ligeramente hacia la baja frecuencia y debido a la pendiente que se produce hasta llegar al valor de potencia que tenemos en los 62 GHz, para f_0 , presenta peor valor, por lo tanto escogemos el valor para la anchura de los pines laterales que provoca que

esa pequeña resonancia este más cercana a fo ya que así se obtiene mejor valor para e parámetros s11.

A continuación se ha realizado el estudio de los parámetros de ajuste s1 y s2. Siguiendo la metodología anterior, de escoger el valor de parámetro que me permite obtener la resonancia lo más cerca y centrada posible en 60GHz, se ha llegado a la respuesta en la Fig.35, en la cual al máximo valor obtenido de potencia reflejada ha sido de alrededor de -18 dB, el cual no cumple el límite de potencia estipulado al principio. Sin embargo, lo más destacable de todo es que esa resonancia presente en los 62 GHz no se ha podido deshacer de ella o al menos desplazarla hacia la alta frecuencia para así obtener mejor respuesta.

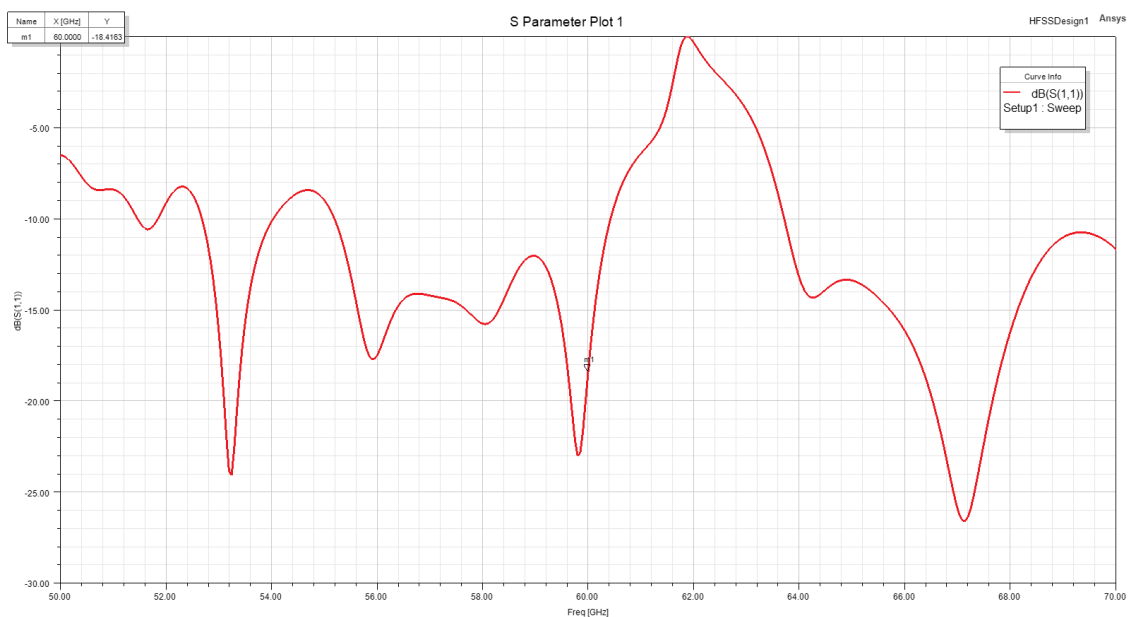


Figura 35. Respuesta final de T 1:16

Como se ha visto hasta el momento, la resonancia cercana a los 62 GHz ha persistido en todo momento. Un posible motivo, se ha supuesto que podía ser que el surco central vertical (ver Fig.31), por el cual entra la onda por el puerto 1. El hecho de que este fuese tan largo ha sido objeto de sospecha de que esta resonancia podía aparecer por ello por lo que una solución planteada, ha sido la de reducir el tamaño de la estructura y el número de puertos de salida hasta el punto de obtener otra vez un divisor T-junction 1:4 (ver Fig.36) y realizando una nueva simulación con los valores optimizados del divisor 1:4, ver si persistía esta resonancia de alto valor de potencia reflejada en la frecuencia cercana a 62 GHz y por tanto ser la longitud de ese surco principal el causante de esta resonancia.

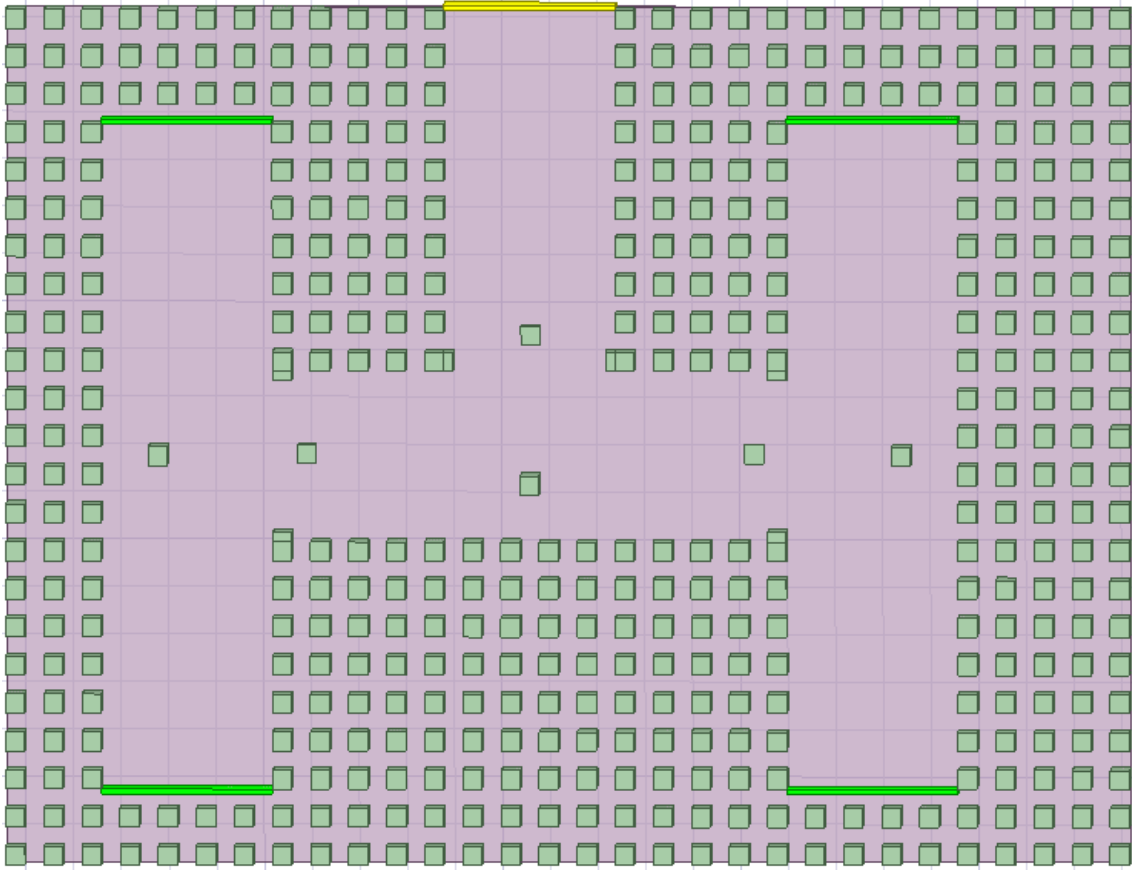


Figura 36. Vista del divisor T 1:4 obtenido tras modificar el divisor T 1:16.

Finalmente, tras realizar la simulación para esta nueva configuración, al persistir la resonancia en los 62 GHz se deduce que no ha sido un problema de diseño del divisor, sino uno causado por la forma de simular. Este problema se tendrá en cuenta como una posible línea futura en la que analizar todo de nuevo e intentar solventar tanto el problema de esta resonancia como el de la potencia reflejada, debido a que en este caso no llegamos al límite estipulado.

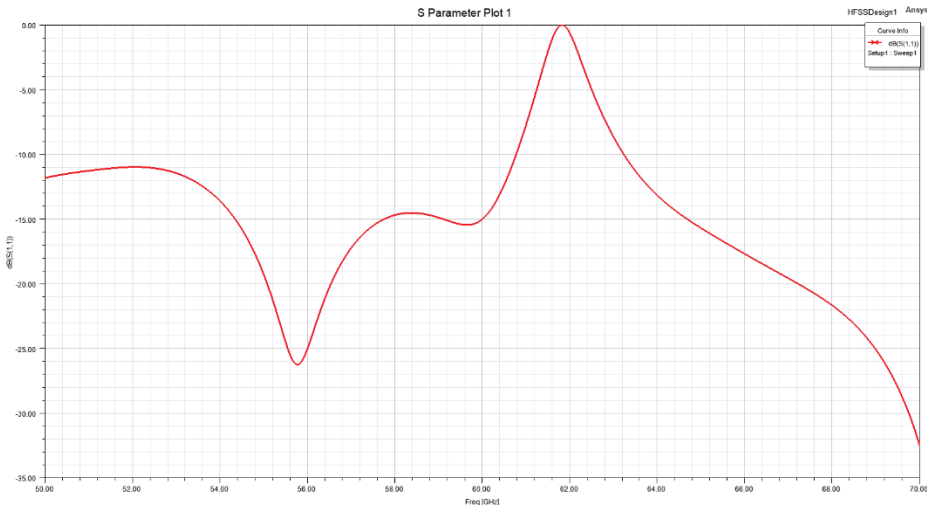


Figura 37. Respuesta del divisor 1:4 obtenido a partir del 1:16.

7. DISEÑO DE TRANSICIONES DE GAP WAVEGUIDE A GUÍA RECTANGULAR

En la práctica, para excitar las estructuras GGW y realizar mediciones, la estructura GGW debe tener una transición de GGW a una guía de onda rectangular estándar. (Por ejemplo una WR-15).

Esta transición lo que se encarga es de transformar los modos del campo electromagnético de la guía de onda rectangular a los modos de GGW.

En este caso, la geometría de esta transición está propuesta en modo vertical, y el motivo ha sido que nos posibilita alimentar en un futuro un arrays de antenas ranura, donde es conveniente excitar a estas desde atrás.

En este caso, se presentan dos tipos de transiciones de Tecnología GGW a WR-15, nombradas Transición A y Transición B.

7.1 TRANSICION A

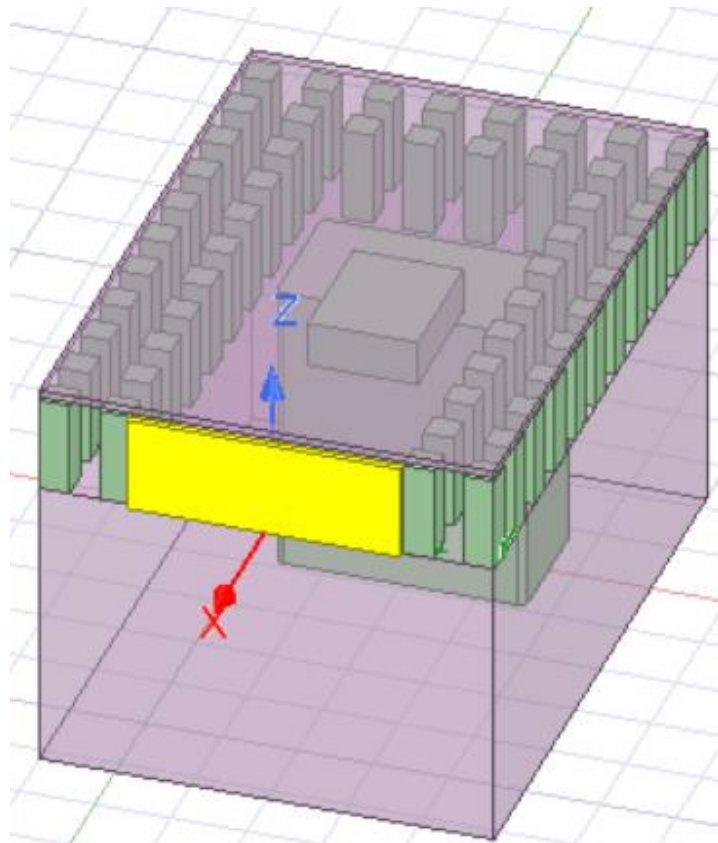


Figura 38. Transición Tipo A.

En el caso del primero, lo único que necesitamos es una pieza de metal, que se extiende a lo largo de la abertura de la guía de onda y que se coloca en la plancha de debajo de la estructura GGW, como puede verse en la Fig.31.

Para este tipo de transición, los parámetros de ajuste a analizar son el largo, alto, y posición de la pieza metálica, es decir, lo que esta se “adentre” a lo largo de la abertura.

En este caso de guía, se estudiarán los parámetros antes mencionados para obtener el mejor valor de respuesta posible en cuanto a potencia reflejada y mejor ancho de banda.

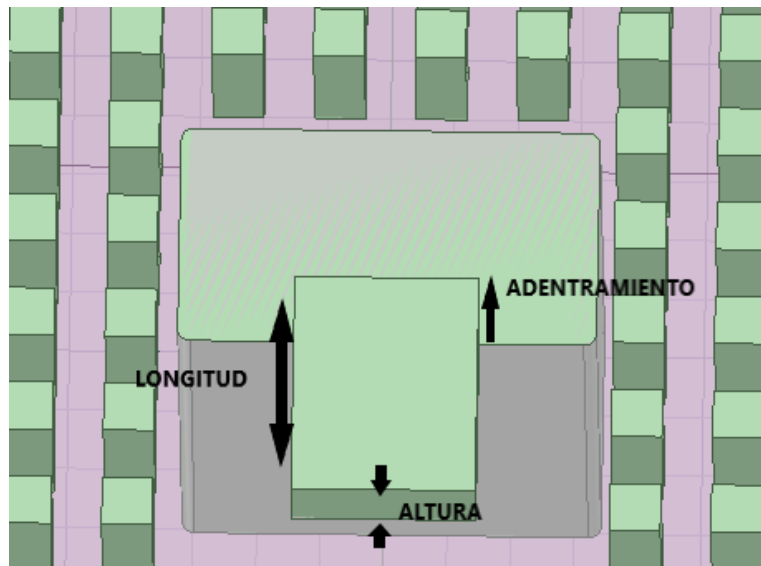


Figura 39. Parámetros transición A.

7.1.1. Mejor Valor de Reflexión.

De primeras, vamos a realizar una simulación, partiendo de los valores indicados en [2], únicamente para tener una referencia y punto de partida

PARAMETRO	VALOR INICIAL
Altura pin	0.62mm
Longitud	2.05mm
Inserción en abertura	0.6mm
Anchura	1.45mm

Realizada esta primera simulación, podemos observar que la respuesta que se presenta es bastante mala en cuanto potencia reflejada, observando que necesitamos desplazar la curva y centrarla en 60 GHz.

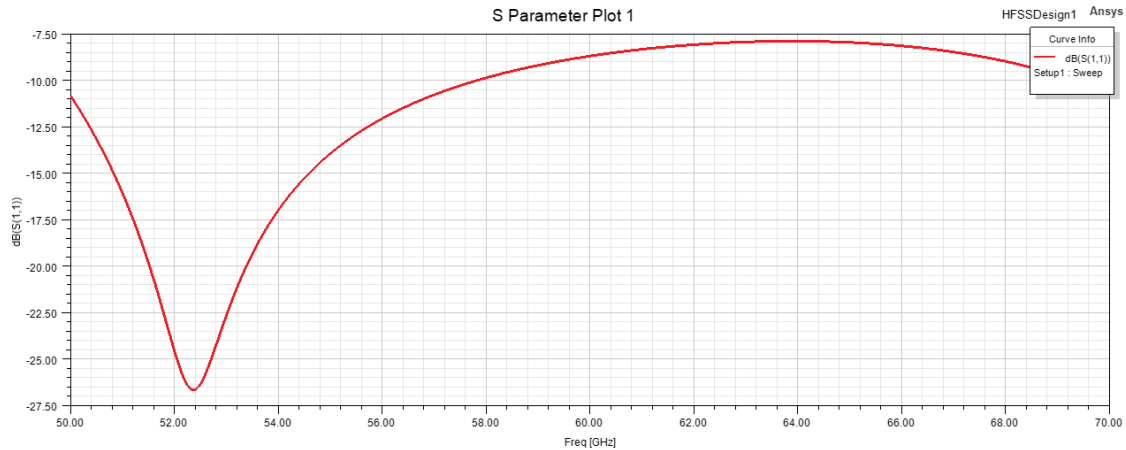


Figura 40. Respuesta para valores iniciales.

El primer parámetro de ajuste en explorar en profundidad ha sido la altura del pin metálico. La parametrización realizada comprende entre valores de 0.2mm y 0.6 mm d altura del pin metálico con un paso de 0.1mm

Se deduce gracias a la gráfica de la Fig.33 cómo de este valor depende el desplazamiento frecuencial de la respuesta y el valor de la potencia reflejada.

Como nos interesa que centrar la respuesta en la frecuencia de fo (60 GHz), trabajaremos con un valor de 0.2 mm. Asimismo, se puede decir que la curva sufre desplazamiento hacia la alta frecuencia conforme disminuye la altura del pin metálico, sin embargo conforme mas baja es la altura, mayor ancho de banda se consigue.

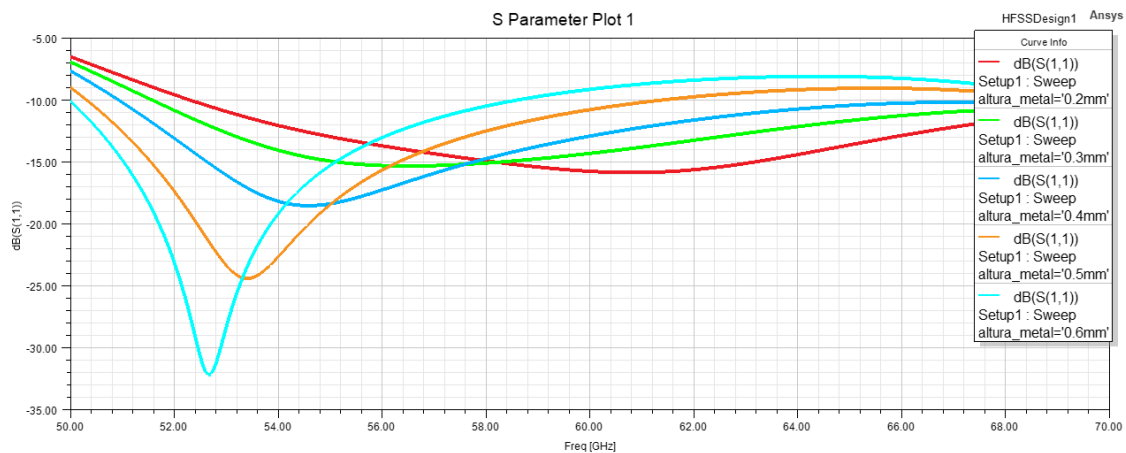


Figura 41. Respuesta de la transición tipo A en función de la altura del pin.

A continuación se ha simulado el comportamiento de la estructura parametrizando la longitud del pin metálico, observándose como esta longitud nos afecta sobre todo en el valor de la potencia reflejada (s11).

La simulación llevada a cabo abarca longitudes desde los 1.8mm hasta los 2.2, siendo esta la primera la seleccionada debido a que conforme aumenta la longitud, menos potencia se refleja.

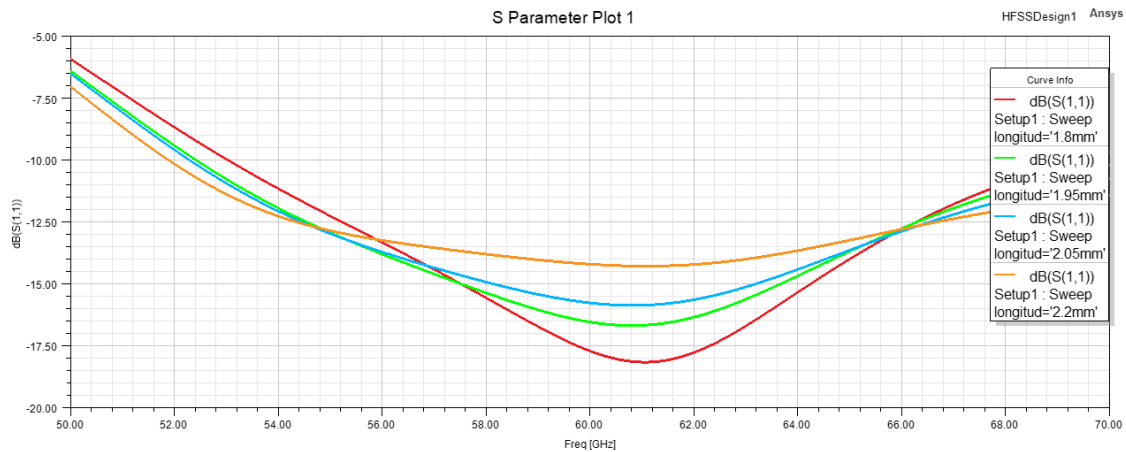


Figura 42. Respuesta de la transición tipo A en función de la longitud del pin.

En último lugar, y habiendo fijado los valores de los dos parámetros anteriores mencionados, se ha variado la inserción o adentramiento de este pin metálico sobre la abertura.

Al igual que en el caso anterior, en lo que afecta esta es en el valor de s11, es decir, en la cantidad de potencia que se refleja. El adentramiento del pin comprende entre 0.7 y 0.3m con un paso de 0.1 mm. El valor considerado como optimo es "inserción=-5.6mm" traduciéndose así en un adentramiento en la abertura de 0.5 mm gracias al pico de resonancia que nos aparece para este valor. Concluimos que conforme mas se adentra el pin, peor es el valor de potencia reflejada que se obtiene.

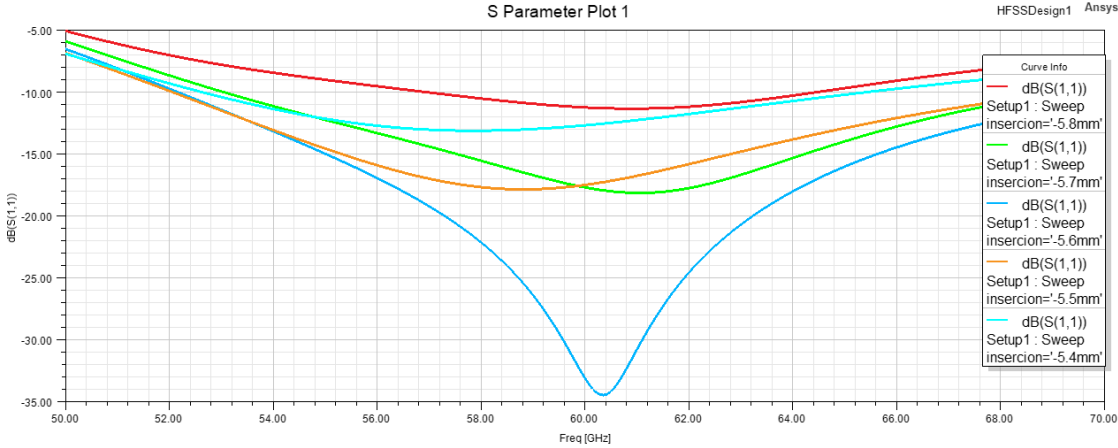


Figura 43. Respuestade la transicion tipo A en funcion de la insercion del pin en la abertura.

NOTA: El inicio de la abertura se encuentra en un valor de "inserción=-5.1mm'", por lo tanto a menor valor de inserción, más nos adentramos.

Finalmente, para optimizar esta, a pesar de que este prácticamente centrada en 60 GHZ, se hace una nueva parametrización de la altura del pin entre 0.2mm y 0.25mm para centrarla lo máximo posible, dando como resultado una respuesta perfectamente centrada en 60 GHz gracias a una altura de 0.23 mm.

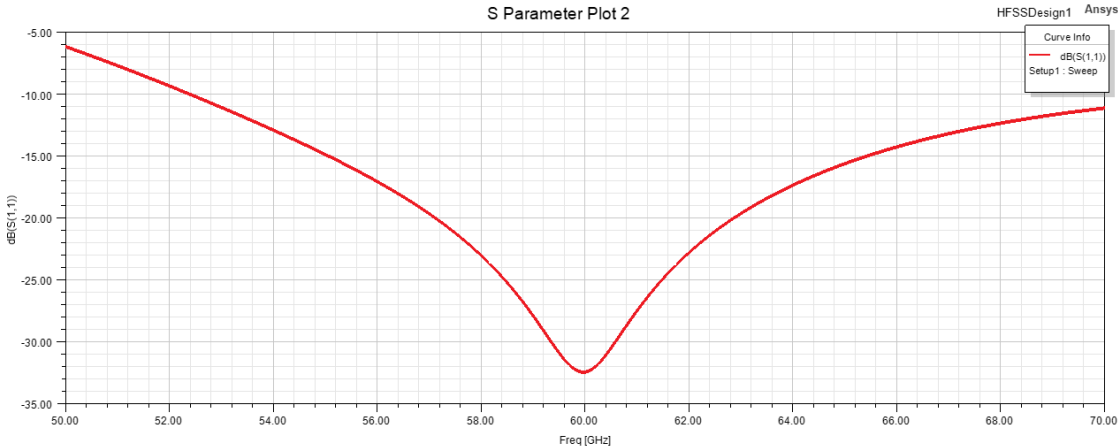


Figura 44. Respuesta optimizada en la transicion tipo A para mejor valor de potencia reflejada.

PARAMETRO	VALOR OPTIMIZADO
Altura pin	0.23mm
Longitud	1.8mm
Inserción en abertura	0.6mm
Anchura	1.45mm

7.1.2. Mejor ancho de banda

Para obtener el mejor ancho de banda disponible, únicamente se han modificado la inserción dentro de la abertura y la longitud del pin, puesto que con la altura ya se obtiene la figura centrada en la frecuencia f_0 .

A la vista de los resultados anteriores, se escoge en primera instancia la longitud de 1.22 mm debido a que nos ofrece una curva con mejor ancho de banda a 3 Db.

A continuación simplemente se ha parametrizado la inserción para valores entre 0.3 mm y 0.4mm para ver si se puede una respuesta un poco mejor centrada en 60GHz, puesto que a pesar de que destaquen estos parámetros por variar la potencia reflejada, pueden llegar a influir mínimamente en el desplazamiento de la respuesta, que es lo que se pretende ahora.

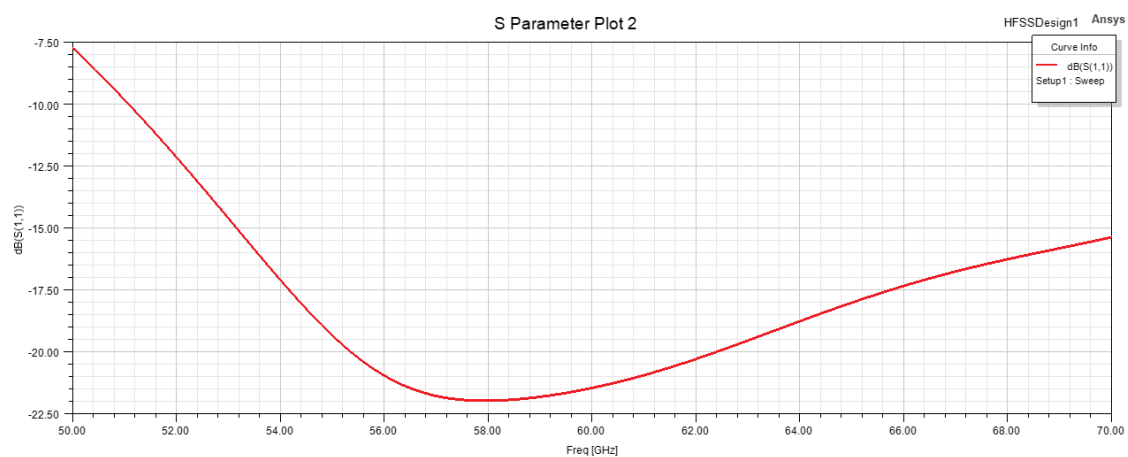


Figura 45. Respuesta de transición A para longitud de 2.2mm.

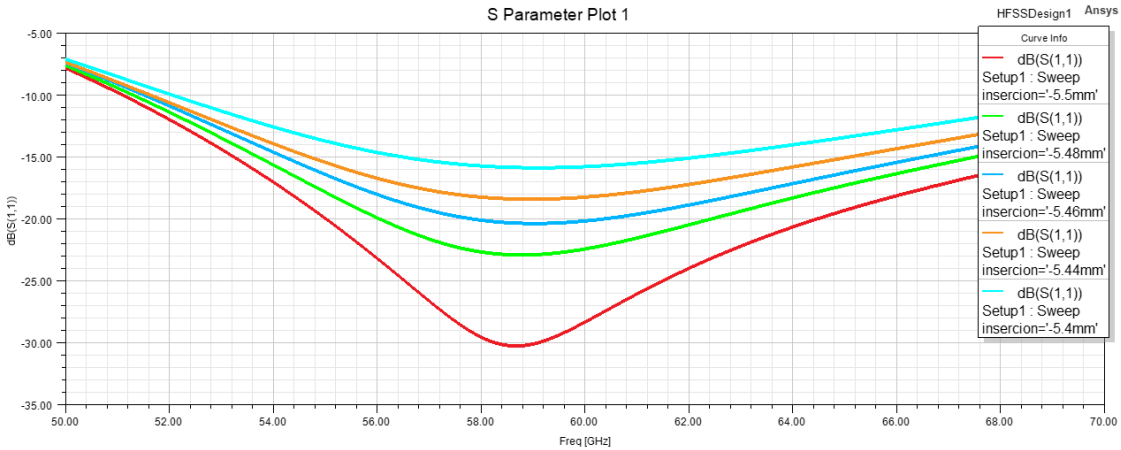


Figura 46. Respuesta de la transicion A para el adentramiento del pin metalico .

Finalmente, para un valor de inserción de -5.48 mm o lo que es lo mismo, un adentramiento de 0.38 mm.

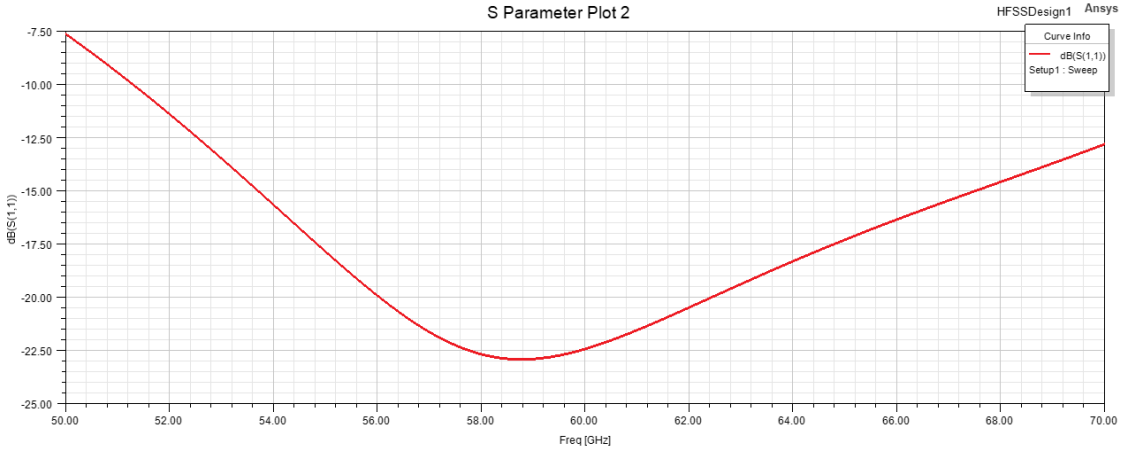


Figura 47. Respuesta final en el tipo A para el mejor ancho de banda posible.

Así pues, con esta nueva configuración logramos un ancho de banda a 3 dB de alrededor de 6.5 GHz el cual nos es limitado por el valor máximo de potencia que se puede reflejar. Por su parte en la primera configuración, para la menor potencia reflejada posible, se alcanza un ancho de banda a 3 dB respecto a la potencia en fo, de no más de 1.8 GHz (ver Fig. 37).

PARAMETRO	VALOR FINAL
Altura pin	0.23mm
Longitud	1.22mm
Inserción en abertura	0.38mm
Anchura	1.45mm

7.2 Transición B

En la segunda transición de GGW a WR-15, se coloca un pin metálico debajo de la pared superior de la estructura GGW y por encima de la abertura de la guía de onda, como se muestra en la Fig.40.

En cuanto a los parámetros de ajuste que nos posibiliten llegar a los resultados deseados, en este caso van a ser el grosor de la guía, la altura de esta y en último lugar la separación respecto a la pared de pines metálicos de la pared del fondo.

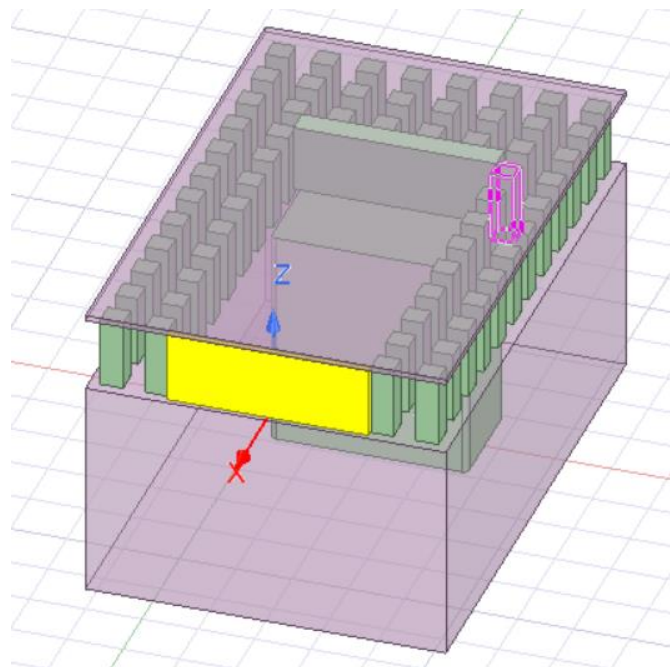


Figura 48. Transición tipo B.

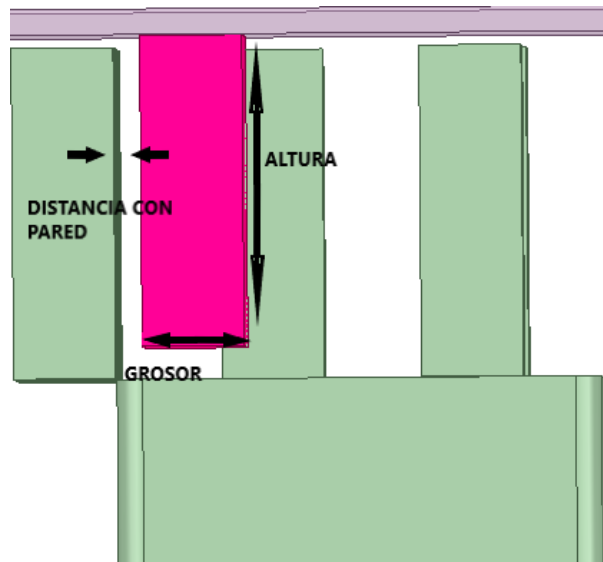


Figura 49. Parametros analizados en transición tipo B.

7.2.1. Mejor valor de reflexión.

PARAMETRO	VALOR INICIAL
Altura pin	1.1mm
Grosor	0.45mm
Distancia a la pared	0.05mm

La primera simulación realizada ha resultado ser mucho más satisfactoria de lo que se esperaba, obteniendo un valor de -20 dB para la frecuencia central, f_0 , de 60 GHz y además de que la curve este prácticamente centrada para este valor. (ver Fig.41)

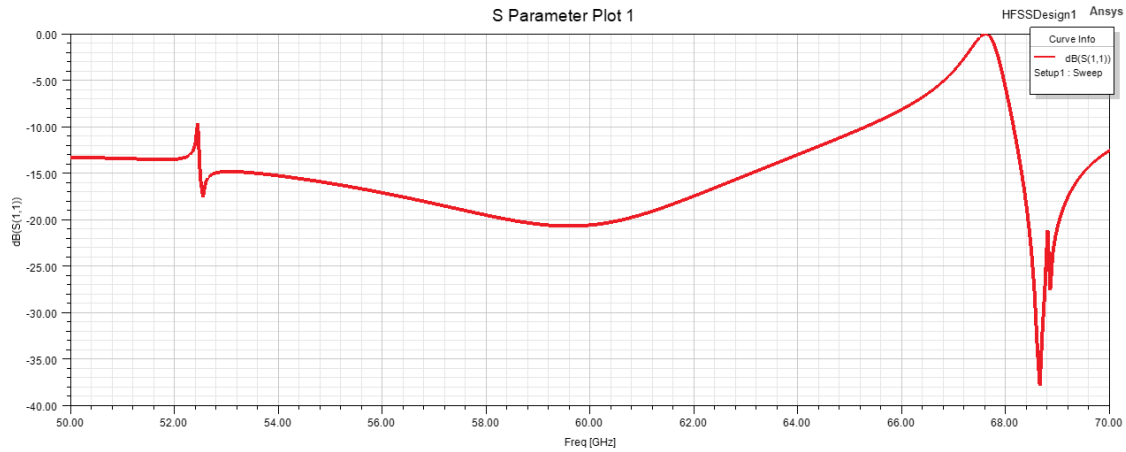


Figura 50. Respuesta para valores iniciales.

El primer parámetro que hemos tocado ha sido la altura del pin metálico, cambiando valores desde 1.1mm de alto del pin hasta 1.22mm, con un paso de 0.03mm.

Observamos que esta altura en cuestión me influye en el parámetro s11 y sobre todo en la aparición de una resonancia que tiende a valores malos en cuanto a reflexión se refiere desde la baja frecuencia.

En este caso, el valor escogido ha sido de 1.22mm, es decir, nuestra configuración, tenemos el pin cuya base esta en la placa conductora superior y desciende 1.22 mm, quedando a una distancia de 0.13 mm de la abertura.

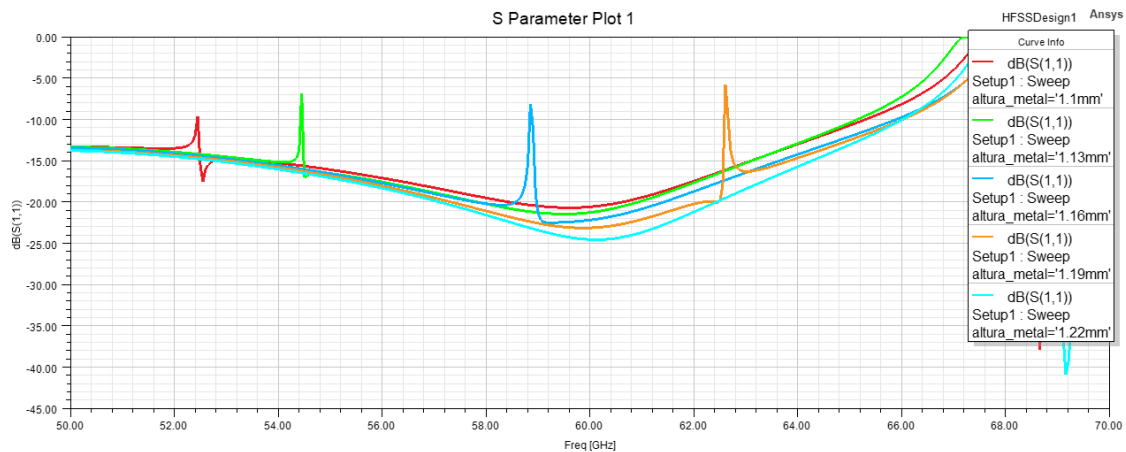


Figura 51. Variacion de la respuesta de la transicion B para la altura del pin metalico.

A continuación se ha tocado el grosor de este parámetro. Para visualizarlo mejor, es grosor del pin es la longitud que tiene este en el eje X (ver Fig. 40 para visualizar todo mejor).

La medida llevada a cabo va desde los 0.35 mm hasta los 0.55mm con un paso de 0.05mm. A la vista de los resultados obtenidos, se concluye que el grosor afecta sobre todo al valor de que tendrá la potencia reflejada, y al ancho de banda de la respuesta.

A mayor grosor, menos potencia reflejada pero el ancho de banda es muy reducido, sin embargo a lo que disminuye el grosor, se obtiene una respuesta más plana.

En este caso el valor escogido ha sido de 0.5mm puesto que además de cumplir con el requisito del valor de potencia que se exige, está bastante próxima y centrada la curva de 60 GHz.

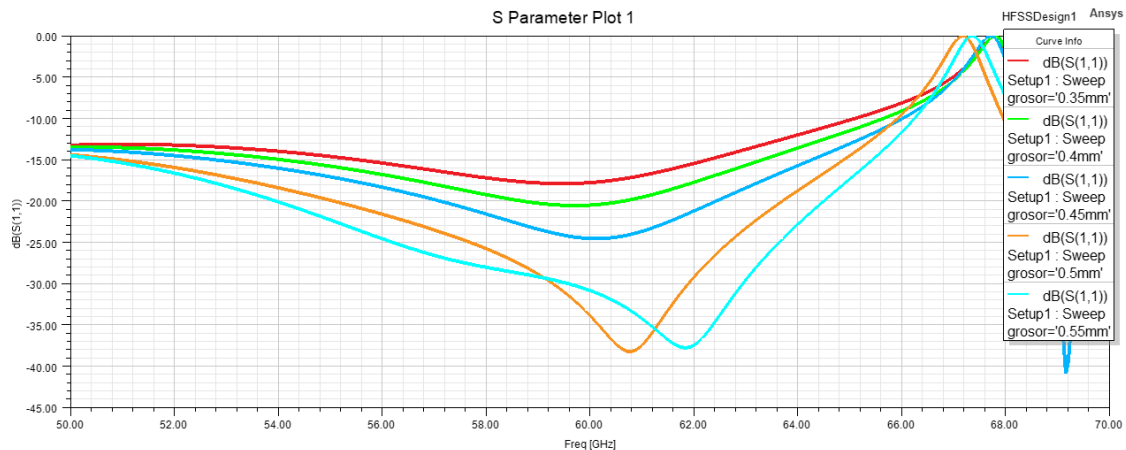


Figura 52. Variacion de la respuesta de la transicion B para diferentes grosores del pin metalico.

Por último, se ha estudiado la separación respecto a la pared de pines del fondo. Para una distancia entre 0.02mm y 0.1 mm de distancia con un paso de 0.02mm.

Se deduce por las gráficas obtenidas que influye ciertamente en el valor de s11 y que ayuda al desplazamiento frecuencial.

Finalmente se ha realizado otro barrido paramétrico entre los valores de 0.06mm y 0.08 mm dando como resultado que la distancia que mejor respuesta en cuanto a valor de reflexión y centrada en 60 GHz es de 0.07mm ("dist=-6.93mm).

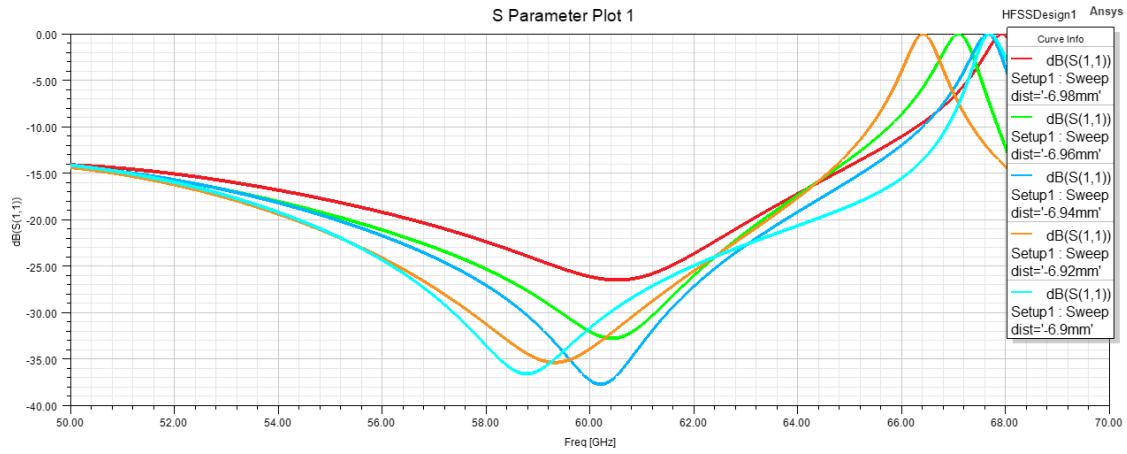


Figura 53. Variacion de la respuesta de la transicion B para la separacion con la pared de pines metalicos.

NOTA: La pared de pines se encuentra a un valor de "dist=-7mm".

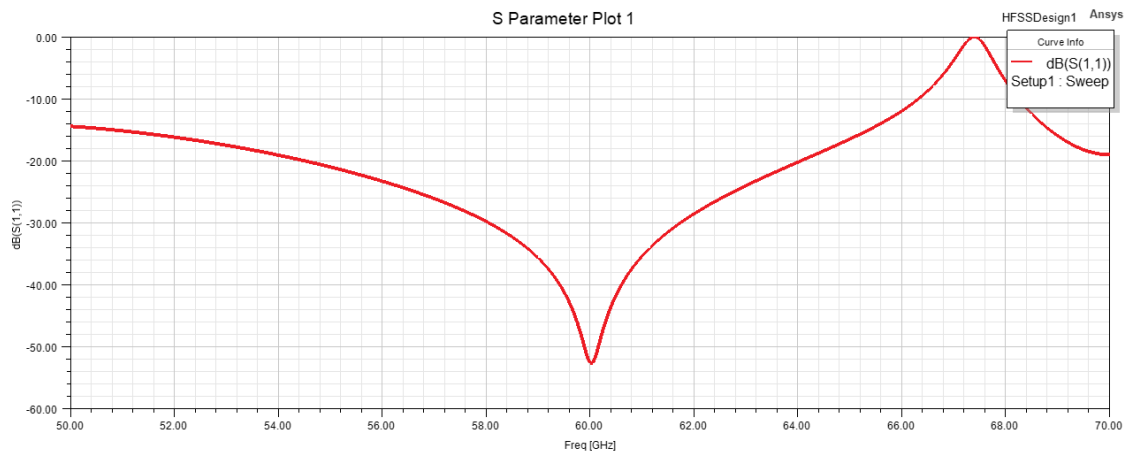


Figura 54. Respuesta final tras optimizar el grosor.

PARAMETRO	VALOR FINAL
Altura pin	1.22mm
Grosor	0.5mm
Distancia a la pared	0.07mm

Mejor Ancho de Banda.

Para llegar a tener una curva con el mejor ancho de banda posible, se ha procedido de la misma manera que en el caso anterior, ya teniendo la respuesta centrada, se modifican los demás parámetros que puedan afectar a la pendiente que presente la curva, es decir, buscando valores que permitan aplanar esta.

En primera instancia, fijándonos en la gráfica de la parametrización del grosor, ver Fig.43, se le da un valor de 0.45mm debido a la curva plana que se obtenía con este.

Después se vuelve a parametrizar la altura, para valores entre 1.19mm y 1.22mm pero se obtiene que la curva es prácticamente la misma, por lo tanto, se decide dejar así de modo que la altura y distancias respecto a la pared se correspondan y que el único parámetro a modificar se el grosor, haciendo así más sencillo el hecho de obtener una respuesta u otra y habiendo que modificar lo mínimo posible en general el valor de los parámetros de ajuste propuestos.

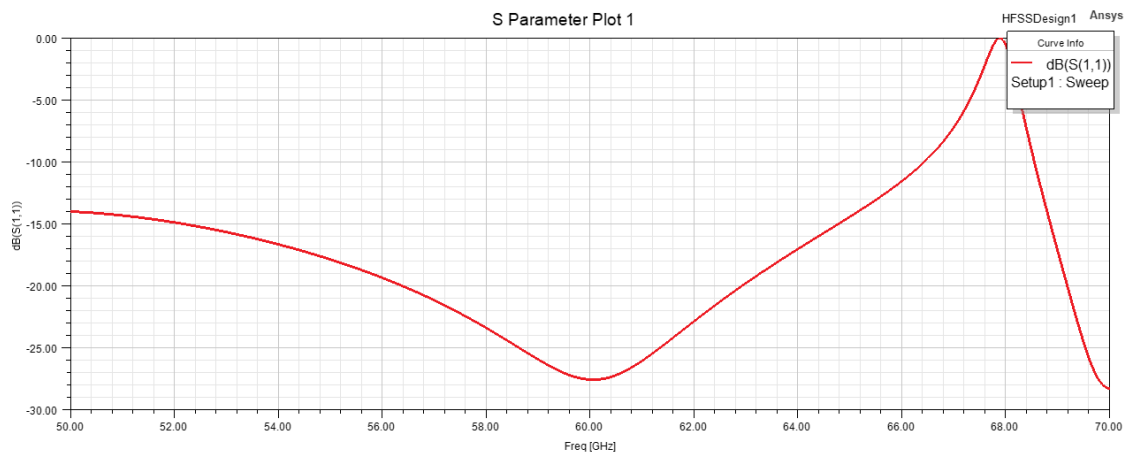


Figura 55. Grosor de 0.45 mm y a su vez respuesta final.

Para finalizar, como vemos en la Fig.46, el ancho de banda que se consigue es de unos 3.2 GHz, que comparado con el que se obtiene en el caso de mejor potencia reflejada que es inferior a 1Ghz, ver Fig.45, podemos afirmar que se ha logrado una mejora sustancial hablando de ancho de banda en el cual nos vale esta transición.

PARAMETRO	VALOR FINAL
Altura pin	1.22mm
Grosor	0.45mm
Distancia a la pared	0.07mm

7.3. Conclusiones

Hemos visto cómo podemos lograr una transición GGW a guía de onda rectangular con dos configuraciones diferentes, en la primera se coloca un pin sobre la base de la estructura GGW y en el otro en la placa superior. Una vez vistas las dos, en caso de utilizarlas para alimentar antenas en un futuro se empleará la Transición A debido a que es más sencilla y menos costosa su fabricación.

Respecto a los resultados, ninguna supera el máximo de potencia reflejada, asegurando así un comportamiento perfecto. Además se ha conseguido centrar la respuesta en la frecuencia de 60 GHz y se ha visto como la separación hasta los pines metálicos del final y la longitud o grosor, dependiendo del tipo de transición que es, son los encargados de variar la potencia que se refleja en ambos casos.

8. APLICACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA GGW COMO RED DE ALIMENTACION PARA ANTENAS.

La eficiencia de radiación de los arrays de antenas planas está en gran medida determinada por las pérdidas que se producen en la red de alimentación. En este apartado, se va a estudiar la aplicación de los divisores de potencia basados en tecnología GGW como redes de alimentación para arrays de antenas.

Esta parte del trabajo tiene como objetivo principalmente el diseño y análisis de la capa de cavidad (ver Fig.56). Esta capa es la encargada de acoplar y posteriormente transmitir la potencia que proviene de la capa de alimentación hacia las antenas.

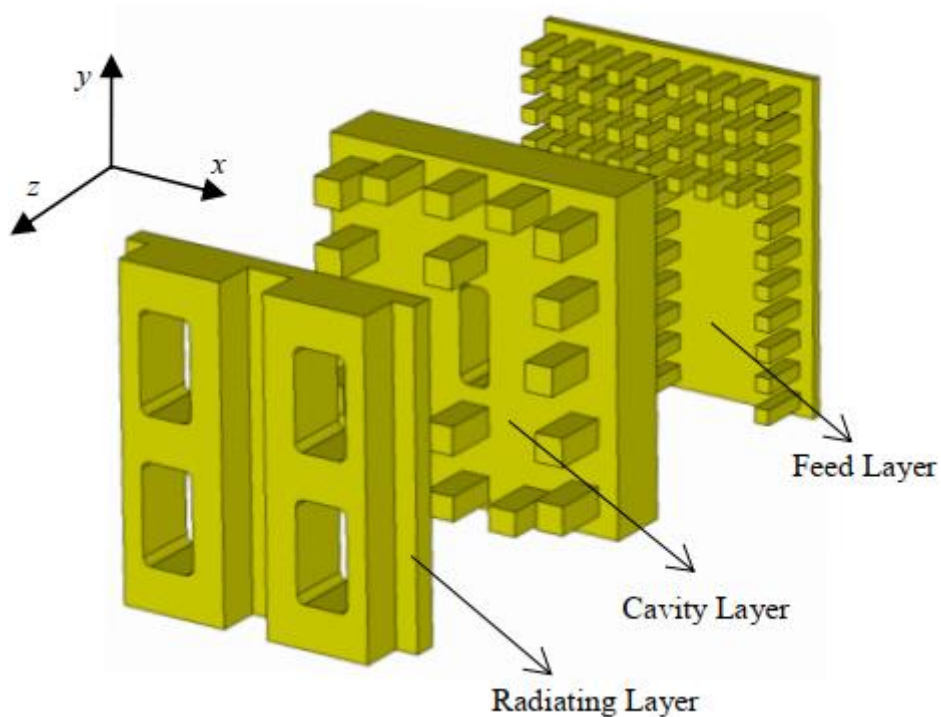


Figura 56. Vista en perspectiva de un sub-array de antenas 2x2.

8.1. Diseño y Parámetros a Analizar

En nuestro caso, tendremos únicamente por objetivo el diseñar la ranura de la capa de cavidad, sin tener en cuenta los pines metálicos adicionales que la componen, (ver Fig. 56) y su posterior colocación respecto a los pines laterales de la capa inferior de alimentación.

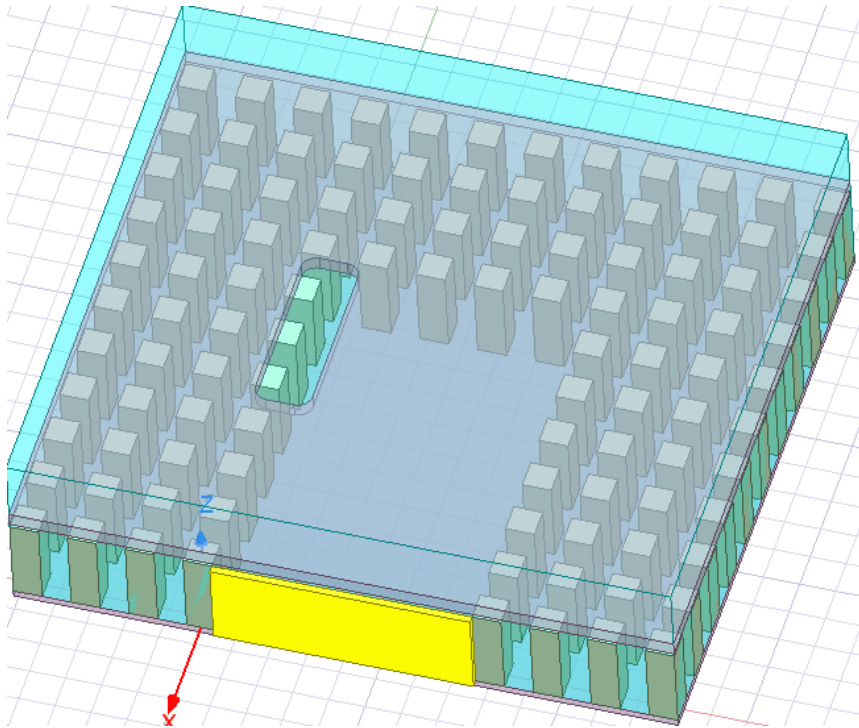


Figura 57. Vista superior del diseño.

La capa de cavidad presenta una anchura de 0.2 mm y una separación respecto a los pines metálicos de la capa inferior de alimentación de 0.05mm, es decir, está situada a la misma distancia que la capa conductora superior en los divisores anteriormente vistos.

En cuanto las dimensiones de la ranura, esta posee una longitud de 2.56 mm y una anchura de 0.79 mm, tomando como referencia las medidas de la capa de cavidad de [2].

En cuanto a los parámetros analizados, estos han sido la separación de la ranura respecto a la pared de pines metálicos superior, y la posición de esta respecto a los pines metálicos en el lateral del surco principal de la capa de alimentación. (ver Fig.58).

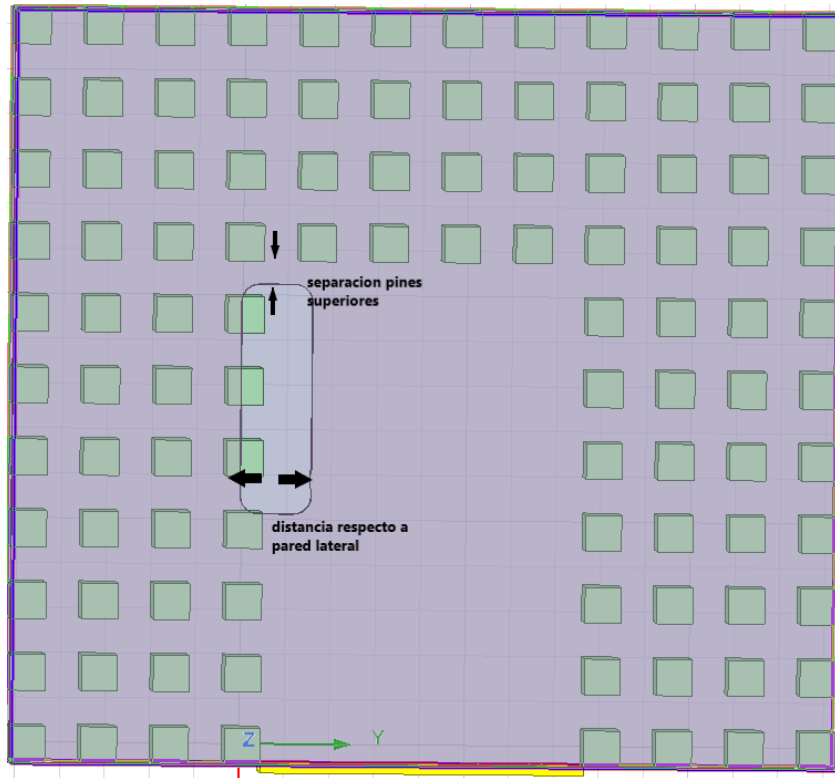


Figura 58. Parametros que se van a analizar.

8.2. Parametrización y resultados

PARAMETRO	VALOR INICIAL
DISTANCIA A PINES SUPERIORES	0.2mm
DISTANCIA RESPECTO A PINES LATERALES	+0.20mm

Los valores iniciales que se han escogido han sido seleccionados con la única condición a cumplir de que la distancia entre el puerto de entrada y la ranura en el eje X, fuese de al menos $\lambda/4$, y con una separación pequeña respecto al comienzo de la pared de pines laterales. En este caso, los pines se adentran 0.2 mm respecto a la abertura de la ranura.

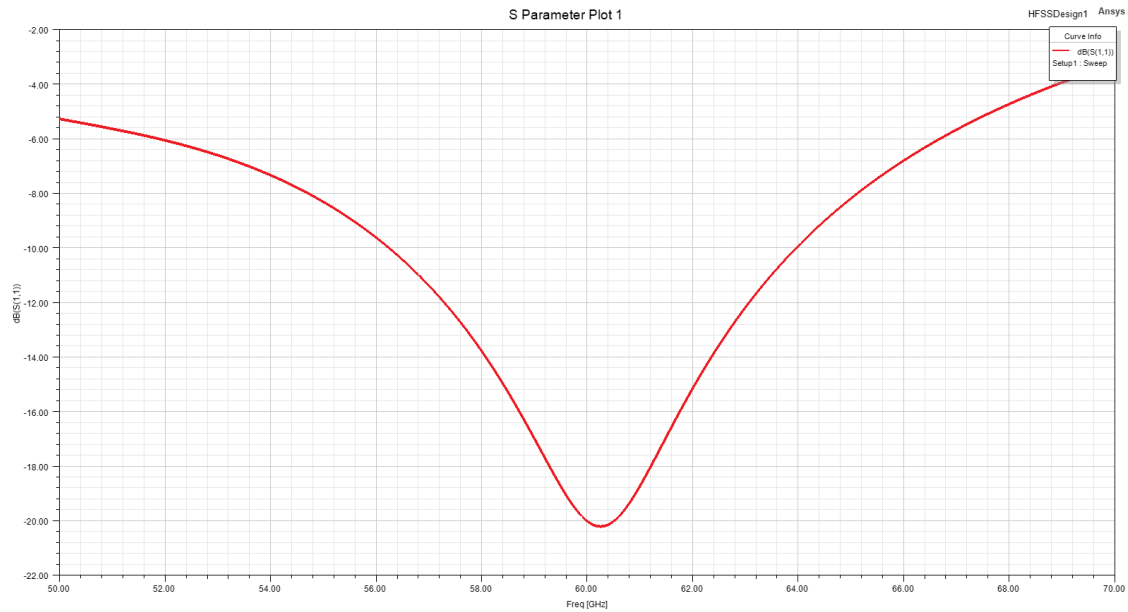


Figura 59. Respuesta a los valores iniciales.

La respuesta obtenida realmente es muy buena debido a que se obtiene una resonancia prácticamente centrada en 60 GHz con un valor de reflexión más que aceptable. Esto lo que permitirá es no tener que realizar grandes cambios en el valor de los parámetros respecto a los que se tenía inicialmente.

El primer parámetro de ajuste en variar ha sido la separación respecto a la pared de pines superior. A raíz de los resultados obtenidos, vemos como este parámetro nos afecta en cuanto a valor de potencia reflejada y desplazamiento frecuencial. Conforme más nos alejamos, obtenemos un valor para s_{11} mejor y a su vez un ligero desplazamiento de la respuesta hacia la alta frecuencia.

Para este caso, hemos escogido un valor de "dist=-5.4mm", o lo que es lo mismo, una separación de 0.1 mm, debido a que tenemos la respuesta perfectamente centrada en f_0

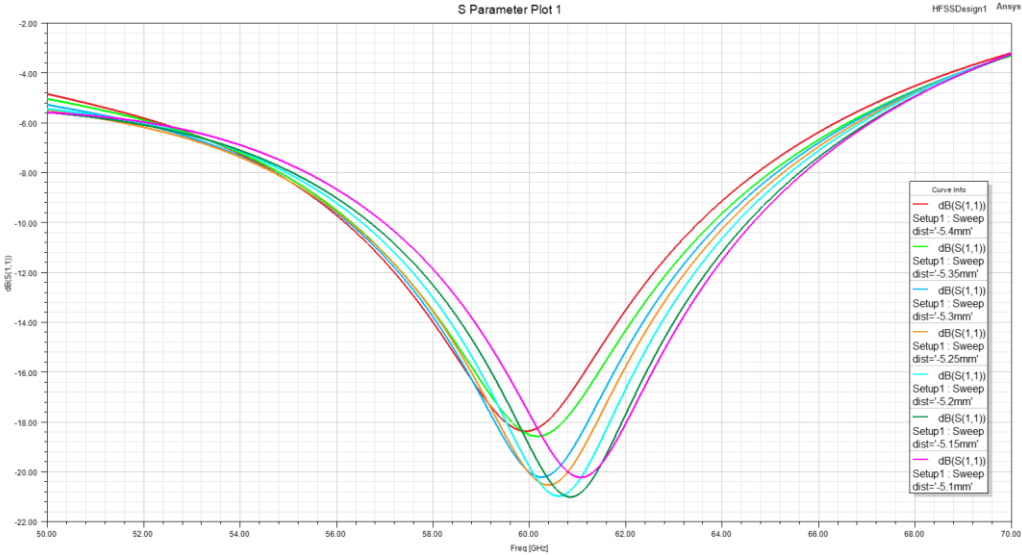


Figura 60. Respuesta en funcion de la distancia de la ranura a la pared de pines superior.

NOTA: La pared de pines superior comienza para un valor de "dist=-5.5mm".

En segunda instancia hemos variado la separación de la ranura respecto a la pared de pines laterales. El resultado obtenido es que este parámetro me influye tanto en el valor de potencia reflejada pero sobre todo en el desplazamiento frecuencial, con tendencia de la respuesta a desplazarse a la alta frecuencia a medida que los pines se adentran menos en la abertura. O dicho de otro modo, conforme se desplaza la ranura a la derecha de la pared de pines metálicos, mi respuesta tiende hacia la alta frecuencia.

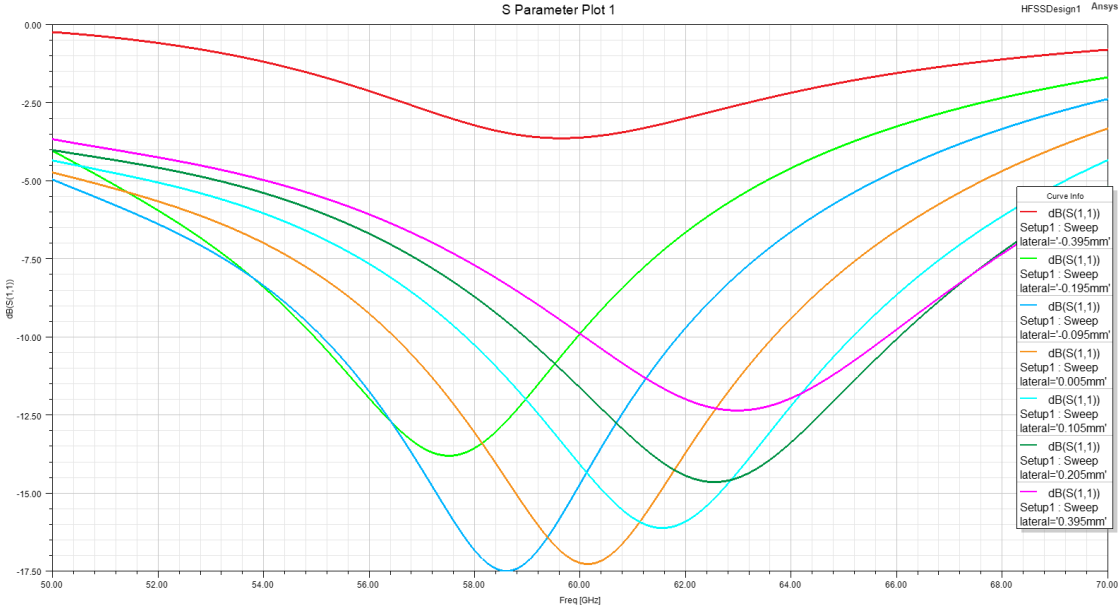


Figura 61. Respuesta a distintas distancias de los pines.

NOTA: La pared de pines comienza para un valor de “lateral=0.2mm”.

Por último, se ha visto que los mejores resultados en cuanto a valor de potencia reflejada para la separación de la ranura con la pared de pines superior estaban cercanos a fo, pero a frecuencias ligeramente superiores, alrededor de 61 GHz.

Y del mismo modo, que los mejores valores para potencia reflejada en función del adentramiento de la pared de pines lateral con la ranura a frecuencias inferiores a 60 GHz. Debido a esto, se ha propuesto una simulación analizando ambos parámetros simultáneamente, para ver si la separación en ambos casos respecto a fo se contrarrestaba y se pudiese llegar a obtener una respuesta centrada en 60 GHz con un valor de reflexión aceptable. El resultado obtenido se puede apreciar en la Fig.62

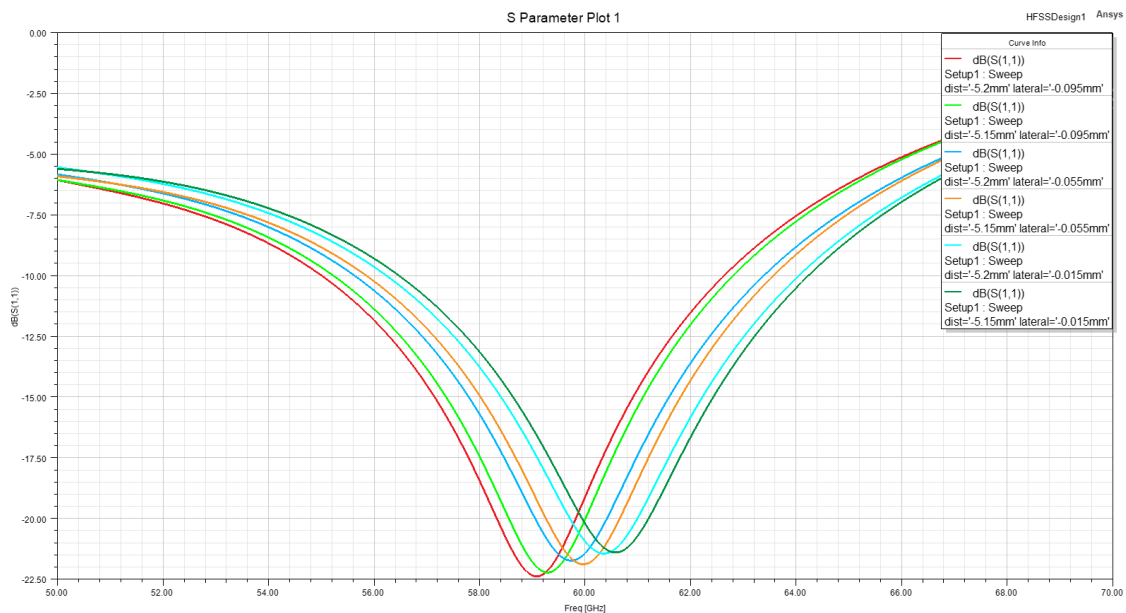


Figura 62. Respuesta variando ambos parametros.

A la vista de los resultados obtenidos, sí que hemos podido encontrar al menos una que cumple el límite de potencia reflejada y que estuviese centrada en 60 GHz, estando está a una distancia de los pines superiores de 0.35 mm y con un adentramiento de los pines laterales en la ranura de 0.055mm.

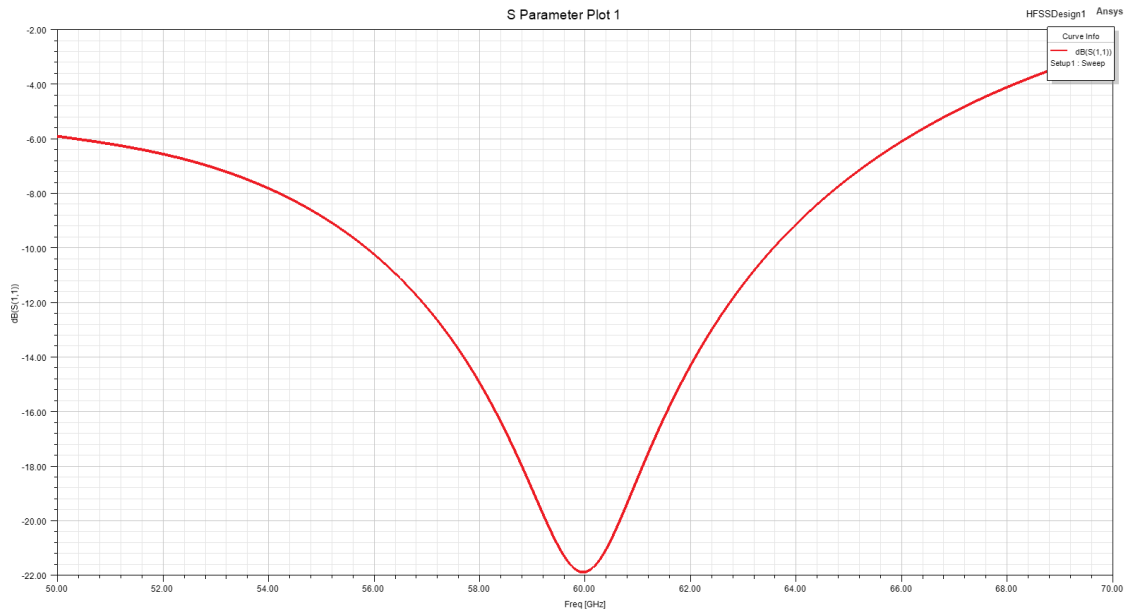


Figura 63. Respuesta final para valores optimizados.

PARAMETRO	VALOR FINAL
DISTANCIA A PINES SUPERIORES	0.3mm
DISTANCIA RESPECTO A PINES LATERALES	+0.055mm

Por ultimo, comentar que la variacion frecuencial y de potencia que se refleja, depende de ambas parametros analizados Para poder sacar conclusiones claras y precisas como línea de futuro se realizara un estudio mas completo, esta ya con antenas encima de la capa de cavidad para ver el resultado final que se obtendria en ese caso y además realziar modificaciones en la ya mencionada capa de cavidad como la colocacion y diseño de pines metalicos para obtener mejor respuesta.

9. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

9.1. Conclusiones

En este trabajo se ha llevado a cabo el análisis, diseño y estudio de diferentes estructuras de redes de distribución basadas en la tecnología GAP Waveguide para una banda de análisis entre 50 GHz y 70 GHz con frecuencia central, f_0 , de 60 GHz.

En una primera instancia se ha realizado el diseño de divisores de potencia para 2, 4 y 16 salidas. Se ha visto como a pesar de que una estructura tuviese como base otra más simple, la respuesta que se obtenía podía variar, aun con los valores optimizados de los parámetros de la estructura más simple, puesto que en la práctica se trata de una estructura diferente. Del mismo modo, la respuesta de un divisor de potencia no tiene por qué actuar del mismo modo que la respuesta de uno con estructura más simple o compleja si se varía el mismo parámetro para los dos casos, puede llegar a afectar a distintamente a cada una. Además, se han podido obtener respuestas que satisfacen los requisitos que se pueda tener tanto en ancho de banda como en valor de potencia que viene reflejada.

Por otro lado, también se han estudiado dos modelos diferentes de transiciones que me permiten transformar los modos del campo electromagnético de la guía de onda rectangular a los modos de GGW. En este caso se ha visto como al igual que en los divisores de potencia se puede llegar a obtener buenas respuestas tanto a nivel de potencia como de ancho de banda y esto cambiando parámetros totalmente diferentes en los dos casos.

En última instancia, se ha procedido a estudiar como podíamos utilizar esta tecnología GGW como red de alimentación de antenas. Mas concretamente, se ha estudiado la posición de la ranura de una de las capas que es la encargada de acoplarse toda la potencia que me llega desde la capa de alimentación y llevarlas hasta el array de antenas. A expensas de realizar estudios y diseños mas complejos, se ha llegado a la conclusión de que es posible alimentar correctamente a una antena para la frecuencia deseada variando la posición de los elementos de las diferentes capas que componen la estructura.

Finalmente podemos concluir que el estudio realizado ha permitido estudiar el comportamiento y viabilidad de la realización de estas redes de distribución basadas en la tecnología GGW a falta de optimizar ciertos modelos para mejorar su comportamiento, quedando estos previstos como línea futura.

9.2. Líneas futuras

- Revisar la forma de simular el divisor T-junction 1:16(apartado 6.4). Se pretende conocer el motivo de la aparición de la resonancia en 62 GHz, solventarla y en último lugar optimizar el diseño para obtener buenas respuestas en cuanto a potencia que refleja el diseño y gran ancho de banda a 3 dB del diseño.
- Estudio de los divisores de potencia basados en GGW como posibles redes de alimentación de antenas. Realizar un nuevo estudio completo con todas las estructuras y calcular nuevos valores de los parámetros analizados que nos permitan centrar la respuesta a la frecuencia deseada y que cumplan los requisitos estipulados de potencia con el ancho de banda más amplio posible.

10.Referencias

[1] Rajo-Iglesias E., Ferrando-Rocher,M., Zaman, A. U. (2018). Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Antenna Systems.

[2] Ali Farahbakhsh, Davoud Zarifi, and Ashraf Uz Zaman . 60-GHz Groove Gap Waveguide Based WidebandH-Plane Power Dividers and Transitions: ForUse in High-Gain Slot Array Antenna. IEEE VOL. 65, NO. 11, NOVEMBER 2017

[3] M. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, and J. R. Costa, "Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 2, pp. 405–415, 2008.

[4] E. Rajo-Iglesias and P.-S. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides," IET microwaves, antennas & propagation, vol. 5, pp. 282-289, 2011.

[5] E. Rajo-Iglesias and P.-S. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides," IET microwaves, antennas & propagation, vol. 5, pp. 282-289, 2011.

[6] Byron Piedra, Cristian Ortega, Divisores de potencia resistivos.

[7] A. U. Zaman and P. S. Kildal, "Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 6, pp. 2992-3001, June 2014