



Proyecto Final de Carrera

Ingeniería de Telecomunicaciones

DISEÑO DE “DOUBLE FOLDED SLOT ANTENNA”
A 94 GHZ

Sergi Calvo Torralba

Director: Pedro de Paco Sánchez

*Departamento de Telecomunicaciones
e Ingeniería de Sistemas, Área de
Teoría de la Señal y Comunicaciones*

**Escola d'Enginyeria
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Julio 2011



El sotasignat,

Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra,

Signatura:

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Presentación de la estructura del receptor.....	3
1.2. Objetivos	7
1.3. Contenidos	8
CAPÍTULO 2. DIODO SCHOTTKY COMO DETECTOR	11
2.1. Características del diodo	13
2.1.1 Características eléctricas.....	13
2.1.2 Eficiencia de rectificación.....	15
2.1.3 Sensibilidad tangencial.....	18
2.1.4 Diodo de barrera baja	18
2.2. Modelo electromagnético del diodo.....	21
2.2.1. Distribución de campos del modelo electromagnético	23
2.3. Comportamiento del diodo.....	25
2.3.1. Análisis del diodo ideal.....	25
2.3.2. Análisis del diodo teniendo en cuenta el efecto del encapsulado.....	29
2.4. Conclusiones.....	34
CAPÍTULO 3. DISEÑO DE UNA ANTENA DOUBLE FOLDED SLOT	37
3.1. Estudio del Folded Slot.....	39
3.1.1 Efecto que produce modificar la anchura de metalización del Folded-Slot	42
3.1.2 Efecto que produce modificar la anchura de gap del Folded-Slot	45
3.1.3 Efecto que produce modificar únicamente la anchura de gap superior e inferior del Folded-Slot	47
3.1.4 Diseño del Folded-Slot final.....	50
3.2. Estudio y diseño de dos Folded Slot.....	52
3.2.1 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la autoimpedancia	54
3.2.2 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la impedancia mutua	56
3.2.3 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la impedancia de entrada	57
3.2.4 Como afecta la separación entre Folded-Slots en el diagrama de radiación.....	58
3.2.5 Diseño final de la estructura con dos Folded-Slot.....	60
3.3. Estudio y diseño de la estructura definitiva Double Folded Slot	61
3.4. Conclusiones.....	64
CAPÍTULO 4. DISEÑO DE UN FILTRO PASO-BAJO HAMMER-HEAD	67
4.1. Presentación de la estructura Hammer-Head.....	68
4.2. Ajuste del diseño final del Hammer-Head	71
4.3. Hammer-Head doble.....	74

4.4. Conclusiones.....	77
CAPÍTULO 5. ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DEL RECEPTOR	79
5.1. Comportamiento de la estructura en el caso ideal.....	80
5.2. Comportamiento de la estructura en el caso real	83
5.3. Layout del receptor diseñado	88
5.4. Conclusiones.....	90
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES	91
REFERENCIAS	97

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Atenuación de la atmosfera y ubicación de lo que se conoce como espectro de THz en espectro electromagnético.	1
Figura 1-2. Diagrama de bloques de la estructura del receptor.....	4
Figura 1-3. Antena del detector con un tramo de $\lambda/4$	5
Figura 1-4. Antena del detector cortocircuitando un Folded-Slot.....	5
Figura 1-5. Diagrama de radiación del DFS añadiendo un tramo de $\lambda/4$ cortocircuitada en su extremo.....	6
Figura 1-6. Diagrama de radiación del DFS cortocircuitando un Folded-Slot.....	7
Figura 1-7. Estructura completa del detector utilizando la configuración c).	7
Figura 2-1. Esquema físico de un diodo planar.	14
Figura 2-2. Modelo circuital equivalente del diodo considerando efectos de encapsulado.....	14
Figura 2-3. Modelo circuital equivalente del diodo sin considerar efectos de encapsulado.....	14
Figura 2-4. Sensibilidad de tensión en circuito abierto en función de la polarización, sin efecto de encapsulado.	17
Figura 2-5. Efecto de la capacidad de unión C_j en la sensibilidad de tensión en circuito abierto.	20
Figura 2-6. Efecto de la capacidad de unión y de la resistencia de carga en la sensibilidad de tensión. ...	21
Figura 2-7. Vista general del diodo utilizado con un microscopio electrónico.....	22
Figura 2-8. Estructura por capas del diodo VDI.....	22
Figura 2-9. Cotas del modelo de diodo VDI.....	23
Figura 2-10. Sección vertical de la distribución del campo eléctrico de la estructura a 20 GHz.	23
Figura 2-11. Magnitud de la distribución de campo magnético a 10 GHz, 30 GHz, 60 GHz y 90 GHz.	24
Figura 2-12. Efectos parásitos que se generan en el diodo.....	24
Figura 2-13. Modelo equivalente del diodo sobre un sustrato mediante líneas de transmisión.....	25
Figura 2-14. Modelo ideal del diodo.	27
Figura 2-15. Modelo equivalente circuital del diodo ideal.....	27
Figura 2-16. Adaptación del modelo de diodo ideal (azul) y del modelo equivalente circuital del modelo ideal.....	27
Figura 2-17. Curva de la parte real de la impedancia de entrada del diodo ideal.....	28
Figura 2-18. Curva I/V característica del modelo ideal del diodo.....	28
Figura 2-19. Configuración real del diodo en la estructura del receptor detector.....	30
Figura 2-20. Esquema de conexionado para la simulación del diodo teniendo en cuenta los efectos de encapsulado.....	30
Figura 2-21. Adaptación del diodo considerando efectos de encapsulado y la configuración real en el receptor.	32

Figura 2-22. Evolución de la curva de la parte real de la impedancia del diodo real en función de la frecuencia.....	32
Figura 2- 23. Esquema del conexionado para la simulación del diodo considerando efectos de encapsulado introduciendo un tramo de línea de transmisión a la entrada del diodo.	32
Figura 2-24. Evolución de la parte real de la impedancia del diodo teniendo en función de la frecuencia introduciendo un tramo de línea de transmisión a la entrada del diodo.....	34
Figura 2-25. Adaptación del diodo real para la configuración real en la estructura del receptor añadiendo un tramo de línea de transmisión.	34
Figura 3-1. Esquema de propagación de las líneas de campo en una línea coplanar.	39
Figura 3-2. Ejemplo de una antena tipo Slot.	39
Figura 3-3. Antena Folded-Slot sobre un dieléctrico.	42
Figura 3-4. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función del grosor S_a	43
Figura 3-5. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función del grosor S_a	43
Figura 3-6. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2}	45
Figura 3-7. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2}	46
Figura 3-8. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de la anchura W_{a1}	48
Figura 3-9. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de la anchura W_{a1}	48
Figura 3-10. Impedancia de entrada del Folded-Slot diseñado.....	51
Figura 3-11. Diagrama de radiación del Folded-Slot diseñado.....	51
Figura 3-12. Configuración de dos Folded-Slots colocados en contraposición y separados $\lambda_d/2$	53
Figura 3-13. Parte real de la autoimpedancia de dos Folded-Slots en función de la separación d	55
Figura 3-14. Resonancias de la autoimpedancia de dos Folded-Slots en función de la separación d	55
Figura 3-15. Parte real de la impedancia mutua de dos Folded-Slots en función de la separación d	56
Figura 3-16. Resonancias de la impedancia mutua en función de la separación d	56
Figura 3-17. Parte real de la impedancia de entrada de dos Folded-Slots en función de la separación d	58
Figura 3-18. Resonancias de la impedancia de entrada de dos Folded-Slots en función de la separación d	58
Figura 3-19. Diagrama de radiación en función de la separación. (a) $d=545\mu$, (b) $d = 515 \mu m$, (c) $d = 485 \mu m$	59
Figura 3-20. Diseño de una antena DFS sobre el dieléctrico.	61
Figura 3-21. Impedancia de entrada de la antena DFS en función de la frecuencia.	62
Figura 3-22. Diseño de la antena DFS sobre el dieléctrico con los parámetros de diseño.	63
Figura 3-23. Diagrama de radiación de la antena DFS diseñada.	64

Figura 4-1. Topología de un filtro paso-bajo basado en líneas de transmisión con saltos de impedancia.	68
Figura 4-2. Estructura Hammer-Head.	69
Figura 4-3. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del Hammer-Head.....	70
Figura 4-4. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=115 \mu\text{m}$	70
Figura 4-5. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} en función de la longitud (L_2).	72
Figura 4-6. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=165 \mu\text{m}$	73
Figura 4-7. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=215 \mu\text{m}$	73
Figura 4-8. Estructura Hammer-Head doble.	75
Figura 4-9. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del Hammer-Head doble.	75
Figura 4-10. Estructura definitiva del filtro utilizado en el diseño del receptor.....	76
Figura 4-11. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del filtro definitivo.	76
Figura 4-12. Adaptación del parámetro S_{11} del filtro definitivo sobre la carta de Smith.	76
Figura 5-1. Estructura del receptor ideal.....	81
Figura 5-2. Curva de tensión detectada a la salida del receptor ideal.	82
Figura 5-3. Nivel de tensión detectada a la salida del receptor en función de la potencia de entrada.	83
Figura 5-4. Estructura del receptor real introduciendo el efecto de la antena.	84
Figura 5-5. Tramo de línea entre la antena y el diodo.	84
Figura 5-6. Tensión de salida detectada por el receptor modelo real.....	85
Figura 5-7. Tensión de salida detectada por el receptor modelo real en función de la potencia de entrada.	87
Figura 5-8. Layout de la estructura completa.....	88

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1. Valores de los parámetros RS , $Cj0$ y n de configuración del diodo modelo ideal.....	20
Tabla 2-2. Grosos de las capas del diodo	22
Tabla 2-3. Dimensiones del diodo VDI.....	23
Tabla 2-4. Valores y parámetros de configuración para definir el modelo ideal del diodo	26
Tabla 3-1. Pr , D y G en función del grosor Sa	44
Tabla 3-2. Pr , D y G en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2}	47
Tabla 3-3. Pr , D y G en función de la anchura W_{a1}	49
Tabla 3-4. Valores de diseño para los parámetros W_{a1} , W_{a2} , S_a y L_a	50
Tabla 3-5. Pr , D y G en función de la separación d	58
Tabla 3-6. Valores de diseño para los parámetros W_{a1} , W_{a2} , S_a , L_a , S_f y d	60
Tabla 3-7. Pr , D y G de la antena DFS diseñada.	63
Tabla 3-8. Valores de los parámetros de diseño de la antena DFS.	63
Tabla 4-1. Valores de los parámetros de diseño de la estructura Hammer-Head.	74
Tabla 4-2. Valores de los parámetros de diseño de la estructura final Hammer-Head	77
Tabla 5-1. Tensión de salida del receptor ideal en función de la potencia de entrada.....	82
Tabla 5-2. Valores de diseño de los parámetros de la Figura 5-5.....	84
Tabla 5-3. Tensión de salida del receptor real en función de la entrada.	87

Capítulo 1.

INTRODUCCIÓN

La radiación electromagnética a frecuencias de terahercios (de 0.1 THz a 10 THz) situada en la banda frecuencial comprendida entre la óptica y las ondas de radio ha generado un gran interés científico en los últimos años debido a su potencialidad para desarrollar sistemas de visualización innovadores. Las ondas de terahercios pueden generar pulsos extremadamente cortos capaces de obtener altas resoluciones espaciales, penetrar materiales opacos a la luz y visualizar e identificar estructuras microscópicas mediante análisis espectral. De esta manera podemos observar que gracias a los recientes avances tecnológicos que se están dando en la banda milimétrica y submilimétrica comienzan a aparecer aplicaciones relacionadas con la formación de imágenes en áreas tan diversas como la biología, la medicina, la seguridad o la defensa.

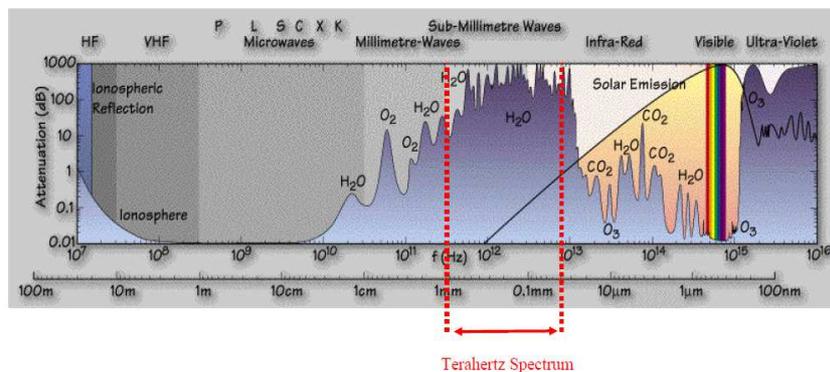


Figura 1-1. Atenuación de la atmosfera y ubicación de lo que se conoce como espectro de THz en espectro electromagnético.

Esta banda del espectro ha sido hasta ahora una de las regiones menos exploradas del espectro electromagnético (EM) entre las de gran interés para la comunidad científica. La hasta ahora baja explotación comercial de estas bandas de frecuencias principalmente ha sido debido al hecho de que la onda submilimétrica (300 GHz – 3THz) y, en menor medida, la banda de milimétricas (30 GHz – 300 GHz), se encuentra a mitad de camino entre la electrónica de microondas tradicional y las tecnologías ópticas convencionales.

La brecha espectral existente, está siendo cubierta en los últimos años con un incesante y significativo número de avances en términos de generación de fuentes de

radiación más eficientes y detectores más sensibles abriendo una gama cada vez mayor de nuevas aplicaciones potenciales en términos de detección y sistemas de formación de imágenes.

La particular características de la radiación de THz, que puede penetrar a través de muchos materiales dieléctricos, puede utilizarse para pruebas no destructivos/invasivas de detección así como para la obtención de imágenes de objetos escondidos para la radiación en el visible. En un plazo de tiempo corto se espera que aparezcan un gran número de aplicaciones basadas en la detección y la creación de imágenes para aplicaciones principalmente de seguridad [1].

Se han identificado aplicaciones de creación de imágenes para cámaras de detección de cuerpo completo para sistemas de seguridad, los ampliamente difundidos y conocidos portales de seguridad en aeropuertos, pero todavía los tiempos de adquisición de los sistemas reales no son prácticos para aplicaciones en tiempo real. El desarrollo de nuevas estructuras de detectores en array o el desarrollo de sistemas de exploración rápida ayudaría a poner remedio a esta situación.

Los modelos de emisión y reflexión de la escena bajo observación, cabe decir, que en un sistema de procesamiento de imágenes, es importante comprender el origen del contraste en la escena. En la parte visible del espectro, donde nuestros ojos son más sensibles y la atmósfera es casi transparente, el contraste se deriva principalmente de las diferencias en la reflectividad entre objetos y sus fuentes originales. Estos objetos están rodeados por un hemisferio del cielo que les ilumina. Los objetos tienen diferentes reflectividades en diferentes partes del espectro visible y por lo tanto toman forma en diferentes colores. La reflectividad también puede ser influenciada por las propiedades de la superficie, que pueden ser suaves, dando lugar a la reflexión especular, o áspera, dando lugar a reflexión difusa.

El contraste en la escena en la región de THz es producido de manera similar y es una función de la reflexión del cielo. El cielo en este caso es, sin embargo, muy frío, puede tener una temperatura de radiación entorno a los 100°K en un día claro. Esta temperatura de radiación es producida principalmente por emisiones atmosféricas que se añaden al fondo cósmico (5°K). Los elementos altamente reflectantes, tales como metales, reflejarán el cielo frío y por lo tanto las imágenes de onda milimétrica pueden parecerse a imágenes visibles respecto a una imagen correctamente orientada con una resolución espacial similar.

Las características particulares de penetración y la pérdida de las señales de ondas milimétricas y sub-milimétricas proporcionan una diversidad de contraste que puede ser ventajosa para los sistemas de formación de imágenes. La radiación de estas

ondas sin ser ionizantes pueden penetrar muchos plásticos de uso común y cristales, así como tejidos, productos químicos secos y alimenticios. Por otra parte, la propagación no es atenuada en exceso por el humo, el polvo, la niebla o la lluvia. Por otro lado, los conductores pobres y materiales especialmente acuosos son muy absorbentes evitando la penetración.

Un receptor de detección directa a diodo, evidentemente, es la solución más eficaz en términos de coste. Éstos están bajo investigación de manera muy activa, siendo la opción más adecuada para una distribución en array sobre el plano focal (FPA) de una antena. La distribución de detectores a diodo como solución FPA es fácil de desarrollar en este rango de frecuencia, ya que no requieren de oscilador local y la extracción de la información se limita a recuperar el voltaje de salida que se detecta en DC.

La generación de radiación coherente es un desafío tecnológico crítico. La falta de fuentes compactas, fiables, eficientes y de banda ancha en el rango de terahertz es, sin duda, la piedra angular. Las fuentes de onda continua son necesarias para todas las aplicaciones posibles, como transmisores o como osciladores locales (LO) utilizados en los receptores heterodinos. A partir de aquí se puede asegurar que el diodo Schottky actualmente es quizás el elemento clave para el desarrollo de dispositivos de gran señal.

La potencia de salida de una fuente de señal es la figura de mérito más importante, sin embargo, desde un punto de vista de sistema también es importante otros aspectos tales como optimización del ancho de banda, la estabilidad de frecuencia, la eficiencia de conversión de DC a RF o la pureza espectral que puede desarrollar. El diodo de barrera baja Schottky tanto en su versión discreta o como un dispositivo monolítico define la solución tecnológica más dominante para la generación de energía de microondas. Por lo tanto, el diodo Schottky será el dispositivo encargado en un sistema de detección capaz de convertir la señal captada por la antena a un voltaje DC disponible a la salida de éste y que será la información que indicará la presencia de cualquier elemento entre el equipo transmisor y el receptor detector.

1.1. Presentación de la estructura del receptor

Después de hacer una pequeña introducción a la idea de utilizar receptores capaces de obtener imágenes y con la finalidad de obtener información a partir de la propia radiación que emiten los cuerpos es necesario presentar cual será la estructura del receptor que se va a diseñar en este proyecto.

En este proyecto se pretende diseñar los componentes necesarios para la integración de un instrumento demostrador para la construcción de imágenes mediante radiómetros pasivos en la banda de 94 GHz. Por lo tanto, la estructura de este tipo de receptores y que se va diseñar aquí es la formada por una antena, un diodo detector y un filtro paso bajo, tal y como se indica en la Figura 1-2. La antena será el elemento encargado de recibir la radiación. La radiación captada por la antena se entregará al diodo Schottky detector que será el encargado de transformar esta señal a un voltaje DC proporcionando información sobre la señal recibida por la antena, de manera que en ausencia de algún elemento el pico máximo de tensión DC detectada por el diodo debe coincidir a la frecuencia de trabajo del receptor, es decir, los 94 GHz. Para poder obtener sin ningún tipo de problema el voltaje DC detectado por el diodo a la salida del receptor y que no esté enmascarado por ninguna componente de alta frecuencia se hará uso de un filtro paso-bajo con una estructura Hammer-Head, con el que se obtendrá un rechazo máximo a la frecuencia de diseño del detector.

Desde un inicio, la estructura que se había contemplado era la formada por los tres componentes que forman parte del receptor colocados en configuración cascada, los tres componentes colocados uno detrás del otro. Esta configuración presenta algunas limitaciones que quedan escondidas cuando se realizan las simulaciones eléctricas con el software *ADS*. En el momento en el que se realizara alguna simulación real se vería que el detector no funciona debido a que con esta configuración no queda cerrado el lazo de corriente ya que no existe un segundo contacto con el plano de masa de la estructura. Por lo tanto, ha sido necesario hacer un cambio en el diseño de la estructura para poder solucionar el problema planteado anteriormente.

Para solucionar este problema se han planteado tres configuraciones diferentes, las cuales sí que contemplan un segundo contacto con la masa de la estructura y que se indican a continuación:

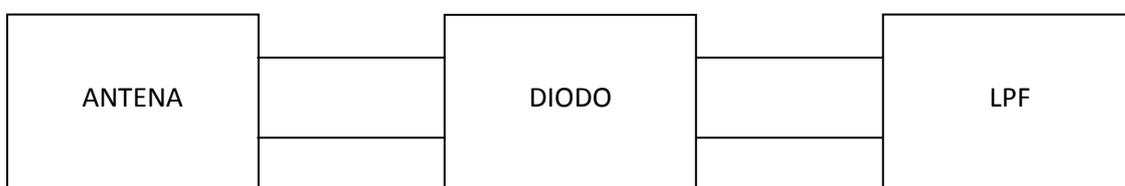


Figura 1-2. Diagrama de bloques de la estructura del receptor.

- a) Añadir a la antena un tramo de línea de $\lambda_g/4$ acabada en cortocircuito. Con esta opción el tramo de línea se ve como un circuito abierto desde la antena, ya que un tramo de línea de $\lambda/4$ se comporta como un inversor de

impedancias y evita así que se puede derivar la señal de RF a través de la línea.

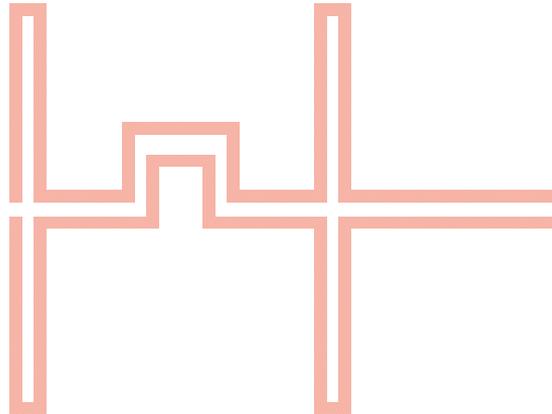


Figura 1-3. Antena del detector con un tramo de $\lambda/4$.

- b) Cortocircuitar un tramo corto de la antena donde la corriente sea siempre prácticamente 0 para afectar lo mínimo posible el comportamiento de ésta.

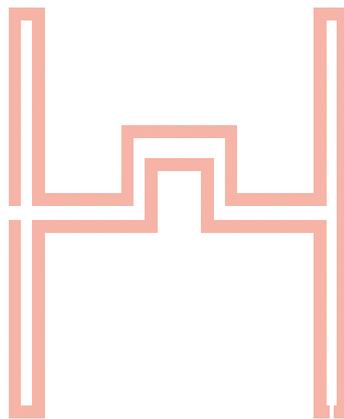


Figura 1-4. Antena del detector cortocircuitando un Folded-Slot.

- c) Conectar el diodo entre la estructura y el plano de masa, de manera que un contacto de éste esté conectado entre la antena y el filtro y el otro contacto esté conectado al plano de masa del receptor.

Las tres configuraciones anteriores podrían ser válidas para solucionar el problema que se plantea, pero al final se ha escogido la configuración que ofrece la opción c).

La idea de introducir un tramo de $\lambda/4$ a la antena se ha descartado básicamente por el efecto que puede introducir al comportamiento de la antena. Desde el punto de vista de la impedancia de entrada podría ser una configuración válida ya que prácticamente no varía respecto a la estructura de antena sin considerar el tramo de $\lambda/4$, manteniéndose alrededor de los 20Ω a lo largo de un gran ancho de banda comprendido entre los 85 GHz y los 120 GHz. El principal motivo por el que se ha

descartado esta opción ha sido por la modificación que presenta el diagrama de radiación. En el momento de diseñar la antena, una de las características que se buscará será conseguir que su diagrama de radiación se lo más simétrico posible, cosa que no se consigue con esta configuración. Introducir un tramo de línea a la antena hace que se deforme el diagrama tal y como muestra la Figura 1-5.

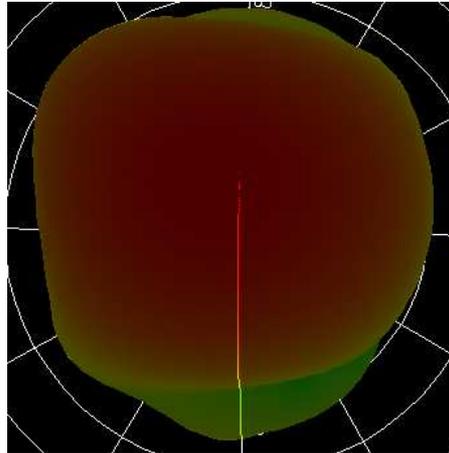


Figura 1-5. Diagrama de radiación del DFS añadiendo un tramo de $\lambda/4$ cortocircuitada en su extremo.

Otra opción que se planteó al inicio fue el hecho de cortocircuitar un tramo corto de la antena donde la corriente fuese siempre prácticamente 0 para así afectar lo más mínimo al comportamiento de ésta (opción b)). Para esto y viendo como se distribuyen las corrientes a lo largo de la antena se optó por cortocircuitar el tramo inferior de uno de los dos Folded-Slots de la antena (ver Figura 1-4), con lo que se consigue conectar a masa un punto donde la corriente es 0.

El efecto que tiene esta configuración es muy parecido al que presenta la configuración a) y comentado anteriormente. El hecho de cortocircuitar un tramo de donde la corriente es 0 prácticamente no influye en la impedancia de entrada ya que ésta sigue siendo entorno a los 20Ω que se buscarán en el diseño de la antena a lo largo de un gran ancho de banda. El mayor problema que presenta esta estructura es su diagrama de radiación, igual que con la configuración a). Cortocircuitar un tramo hace que el diagrama de radiación se deforme y por lo tanto se aleje del objetivo de encontrar un diseño de antena que presente un diagrama de radiación simétrico.

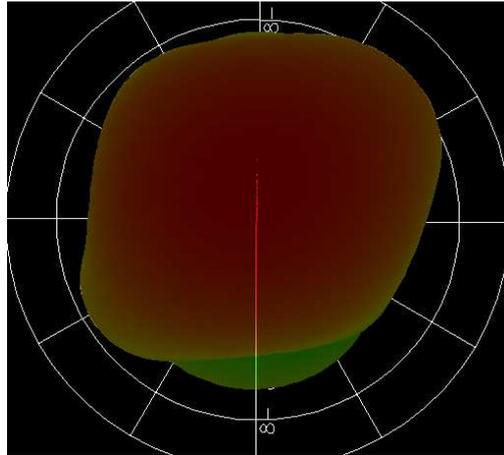


Figura 1-6. Diagrama de radiación del DFS cortocircuitando un Folded-Slot.

Por lo tanto, a partir de las conclusiones presentadas anteriormente, la opción que se ha escogido para el diseño del receptor y poder solucionar así el problema de cerrar el lazo de corriente es la opción c). Con esta configuración se consigue evitar posibles efectos originados a partir de alterar el diseño de la antena, conservando así todas las propiedades de ésta.

El hecho de escoger esta configuración permite conservar las características de detección del diodo Schottky, obteniendo así a la salida del receptor un voltaje DC proporcional a la señal de RF que es capaz de detectar la antena. Con la estructura c) se consigue que el pico detectado por el detector se encuentre centrado a la frecuencia de 94 GHz, que no es otra que la frecuencia de trabajo del receptor.

Por lo tanto, la estructura completa a diseñar es la que muestra la figura siguiente:

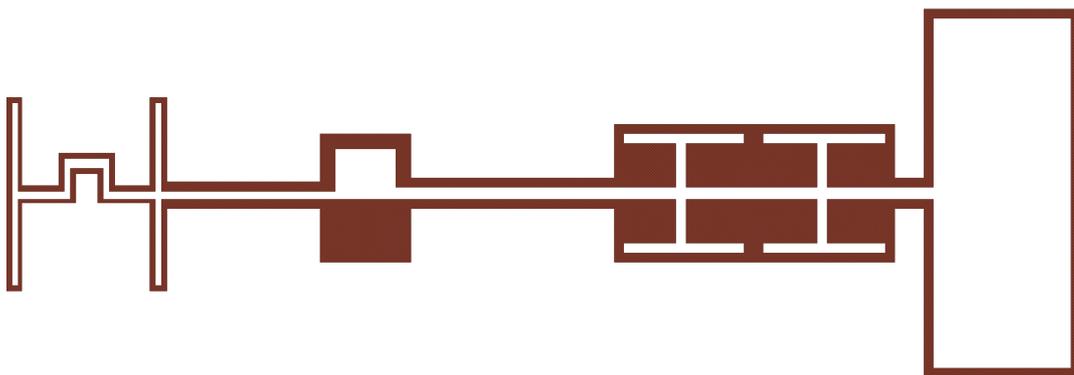


Figura 1-7. Estructura completa del detector utilizando la configuración c).

1.2. Objetivos

En este punto se hace referencia a los principales objetivos planteados en el presente proyecto.

El objetivo principal de este proyecto es el de diseñar, a partir del diseño de los diferentes componentes, un receptor que trabaja a 94 GHz que sea capaz de detectar un voltaje DC a su salida a partir de una señal de RF.

Con el objetivo de satisfacer el objetivo principal del proyecto se ha creado los siguientes sub-objetivos:

- Diseñar y analizar las prestaciones de una antena Double Folded Slot que será la encargada de captar la señal de RF.
- Diseñar y analizar las prestaciones de un filtro paso-bajos con estructura Hammer-Head que será el encargado de evitar que la señal de RF esté presente a la salida del receptor.
- Análisis detallada del comportamiento del diodo detector de la estructura y que será el encargado de convertir una señal de RF detectada a su entrada en un voltaje DC proporcional.
- Validar que el comportamiento obtenido por el receptor es correcto.

1.3. Contenidos

Con el objetivo de satisfacer todos los objetivos mostrados en el capítulo anterior, el proyecto se ha dividido en 6 capítulos. El primer capítulo se corresponde a la introducción, del segundo al quinto se desarrollan todos los objetivos planteados en el apartado anterior. El sexto y último capítulo presenta las conclusiones que se pueden derivar de este diseño.

- Capítulo 1. Este primer capítulo está dividido en tres partes, una introducción sobre el tema que se va a tratar en este proyecto, una segunda parte donde se exponen los objetivos y, finalmente, la tercera parte donde se explica el contenido del trabajo.
- Capítulo 2. En este segundo capítulo se presenta el componente que tal vez sea más importante dentro de la estructura global del receptor detector y que no es otro que el diodo de barrera baja Schottky. En primer lugar se hará una introducción explicando detalladamente las características más importantes que tienen estos dispositivos para a continuación analizar el comportamiento del diodo concreto que se va a utilizar para la realización del receptor.

- Capítulo 3. En este capítulo se realizará el diseño de la antena Double Folded Slot y se evaluará su comportamiento. En primer lugar se presentarán las bases de la teoría sobre las que se basa el diseño de este tipo de antena para posteriormente indicar paso a paso el proceso necesario para realizar un correcto diseño de la antena, partiendo desde la estructura más simple y llegando finalmente al diseño completa de la antena.

- Capítulo 4. En este capítulo se realizará el diseño y evaluación de forma precisa de un pequeño filtro disponible en el mismo receptor encargado de garantizar la salida correcta de la estructura. Igual que en el Capítulo 3, se presentará una estructura inicial de filtro Hammer-Head a partir de la cual se realizarán una serie de modificaciones hasta lograr obtener el filtro que mejor se ajuste a las necesidades del receptor.

- Capítulo 5. En este capítulo se presentará la estructura final del receptor. Se estudiará y analizará el comportamiento que tiene toda la estructura a partir de combinar todos los elementos diseñados y estudiados por separado. Se partirá del estudio de un modelo ideal considerando como antena un generador de tonos ideal para llegar finalmente al estudio real introduciendo el comportamiento real de la antena.

- Capítulo 6. En este último capítulo se presenta un resumen del proyecto y las conclusiones.

Capítulo 2.

DIODO SCHOTTKY COMO DETECTOR

Los detectores son esencialmente receptores de baja sensibilidad, que funcionan en base a la rectificación en directa de la señal de radiofrecuencia (RF) mediante el uso de un elemento resistivo no lineal como es el diodo. En términos generales los detectores se pueden clasificar en dos grandes grupos según el punto de operación escogido.

- Detectores de pequeña señal (o ley cuadrática).
- Detectores de gran señal (lineales o de pico).

Los detectores de pequeña señal operan sobre la zona de comportamiento cuadrático de la característica corriente-tensión (I/V) del diodo. La salida del detector es proporcional a la potencia en la entrada del diodo, es decir la tensión (o la corriente) a la salida es proporcional al cuadrado de la tensión (o corriente) en la entrada, de ahí el término ley cuadrática.

Los detectores de gran señal operan según la pendiente de la zona lineal de la característica I-V, comportándose el diodo básicamente como un interruptor.

Aunque un receptor de detección directa es típicamente menos sensible, del orden de 35-40 dB, que un receptor heterodino, la simplicidad y bajo coste de éste puede contrapesar sus desventajas. Típicamente se necesita un solo diodo, si bien se puede obtener configuraciones más sofisticadas (compensado en temperatura) presentando más diodos. Además puede ser diseñado en un amplio ancho de banda de RF y en definitiva es menos crítico de diseñar y mantener que un receptor heterodino.

El diodo es el elemento fundamental del dispositivo y de su funcionamiento se derivan las características principales del detector.

Generalmente se está más familiarizado con los diodos de unión, aquellos donde la unión rectificadora se realiza mediante una región semiconductor tipo-n y

otra tipo-p, pero un mejor comportamiento de los diodos de barrera de superficie que presentan la unión rectificadora entre un metal y un semiconductor tipo-p o tipo-n han sustituido a los diodos de unión dada la alta calidad de los resultados.

El contacto metal-semiconductor resulta en un potencial de contacto uniforme, que permite una distribución de corriente uniforme a través de la unión, permitiendo disponer de una resistencia de pérdidas, R_s , menor, una característica de ruido menor y una alta capacidad de potencia.

Un ejemplo claro de este tipo de contacto son los diodos Schottky que debido a su gran robustez, los diodos Schottky copan la totalidad de las aplicaciones.

Si el semiconductor está dopado con impurezas tipo-n, solamente los portadores tipo-n (electrones móviles) desempeñarán un papel significativo en el funcionamiento del diodo y no se realizará la recombinación aleatoria y lenta de portadores tipo-n y tipo-p que tiene lugar en los diodos rectificadores normales, con lo que el funcionamiento del dispositivo será mucho más rápido.

Los diodos Schottky difieren de los diodos de unión en que la corriente se define únicamente con un tipo de portadores en vez de ambos tipos como ocurre con los diodos de unión. La acción del diodo resulta de un potencial de contacto definido entre el metal y el semiconductor. Cuando el metal se pone en contacto con el semiconductor tipo-n, los electrones presentan una difusión hacia el metal, manteniendo una región bajo el contacto aún con presencia de electrones, formando la región de deplexión.

Para que un electrón pueda atravesar desde el semiconductor hacia el metal se debe sobrepasar V_{biS} , mientras que para que un electrón pueda atravesar del metal hacia el semiconductor debe sobrepasar el potencial de barrera. Como primera aproximación la altura de la barrera es independiente de las propiedades del semiconductor, mientras que V_{biS} depende del nivel de dopado.

Una de las características más importantes de los diodos Schottky es la tensión umbral a partir de la que el diodo empieza a conducir. En este caso, esta tensión se sitúa alrededor de $0.2V$ frente a los $0.7V$ que presentan los diodos de unión convencionales, además de tener una alta velocidad de respuesta que permite rectificar señales de alta frecuencia [2].

2.1. Características del diodo

2.1.1 Características eléctricas

El modelo circuital equivalente que muestra la Figura 2-2 se justifica sobre el esquema de la Figura 2-1 [3]. Está basado en las dos resistencias parásitas que deben ser minimizadas, la resistencia del contacto óhmico y del canal entre contactos.

La región de deplexión genera una capacidad, llamada unión, en paralelo con la resistencia de unión que modela la corriente que circula a través de la unión. A estos elementos se añadirán una inductancia serie y una capacidad paralela que representarán los efectos del encapsulado.

La característica I-V del diodo se modela mediante la siguiente expresión:

$$I = I_s \left[e^{\frac{q}{nKT}(V-IR)} - 1 \right] = I_s \left[e^{\alpha(V-IR_s)} - 1 \right] \quad 2.1$$

$$\alpha = \frac{q}{nKT}$$

donde I_s es la corriente de saturación, q es la carga del electrón ($1.6 \times 10^{-19} C$), T es la temperatura ambiente (K), K es la constante de Boltzman ($1.38 \times 10^{-23} J/K$), n es el factor de idealidad del diodo, V es la tensión a través de la unión del diodo (V) y R_s la resistencia de pérdidas asociada.

La tensión V que aparece en la expresión (2.1), es la porción de la tensión de polarización externa que aparece en la unión del diodo, tensión que en microondas se ve reducida por la presencia de la capacidad de la unión y de la inductancia del encapsulado. La Figura 2-2 muestra el modelo circuital equivalente del diodo considerando los efectos de encapsulado con la inductancia L_s y la capacidad C_p [4].

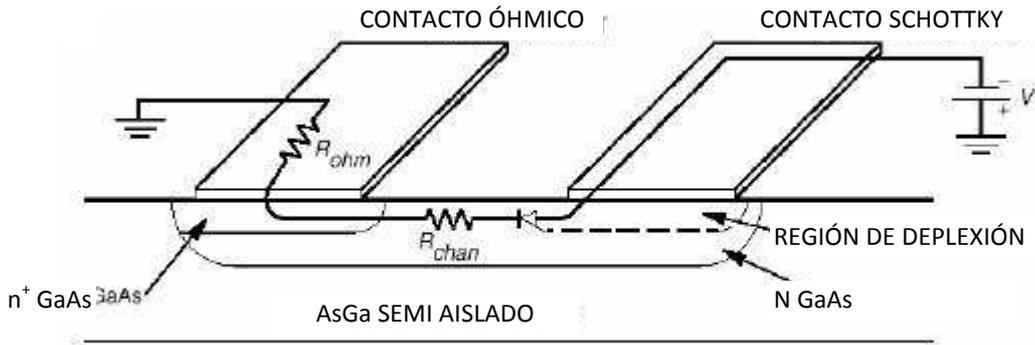


Figura 2-1. Esquema físico de un diodo planar.

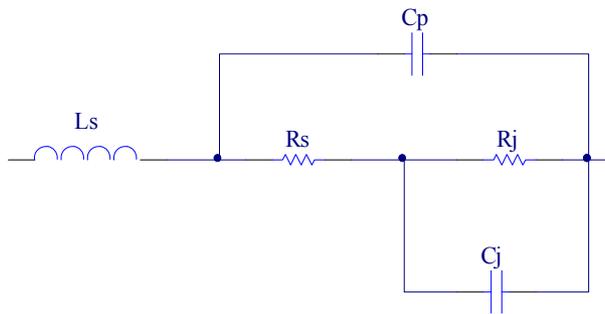


Figura 2-2. Modelo circuital equivalente del diodo considerando efectos de encapsulado.

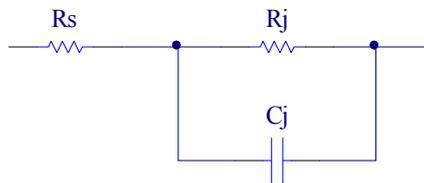


Figura 2.3. Modelo circuital equivalente del diodo sin considerar efectos de encapsulado.

La resistencia de unión R_j , y la capacidad de unión C_j , dependen ambas de la corriente que circula a través del diodo, por lo tanto depende de la corriente de polarización tal y como indican las siguientes expresiones:

$$R_j = \frac{nKT}{q(I_s + I_o)} \quad 2.2$$

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{v}{V_b}}} \quad 2.3$$

$$v = \frac{1}{\alpha} \ln \left(1 + \frac{I_o}{I_s} \right) \quad 2.4$$

Donde C_{j0} es la capacidad de la unión sin polarización, V_b es el potencial de construcción de valor aproximadamente 0.6V.

Otro parámetro importante del diodo es la resistencia de video (R_v) que se define como la inversa de la pendiente de la característica I-V del diodo y se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$R_v = R_j + R_s \quad 2.5$$

La expresión (2.5) permite aproximar la resistencia de video (R_v) con la resistencia de unión (R_j) para valores de corriente de polarización bajos ya que la resistencia de unión disminuye, sin embargo, cuando el diodo se polariza fuertemente en directa, la corriente de polarización aumenta provocando que la resistencia de unión (R_j) disminuye de manera que la resistencia de video (R_v) tiende al valor de R_s .

2.1.2 Eficiencia de rectificación

La resistencia serie (R_s) debida al contacto y al sustrato, es la causa principal de la reducción de la sensibilidad del diodo al disminuir la tensión a través de la unión del diodo.

Si en una primera aproximación se desestima el efecto del encapsulado suponiendo que sus efectos se minimizarán al realizar una buena adaptación y en condiciones de pequeña señal, la tensión en la unión V_j resulta de la tensión aplicada en bornes del diodo dada por:

$$v_j = \frac{v_d}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + j\omega C_j R_s} \quad 2.6$$

Se puede demostrar que la corriente rectificadora a la salida de un diodo de unión no lineal, tomando $\delta v = V_p \cdot \cos(\omega_0 t)$ como la tensión AC de la unión, viene dada por:

$$\Delta i = \frac{(\delta v)^2}{2} \frac{d^2 i}{dv^2} \Big|_{I_0} = \frac{V_p^2}{4} (1 + \cos(2\omega_0 t)) \frac{\alpha}{R_j} \quad 2.7$$

La potencia absorbida en el diodo viene fijada por:

$$P = \frac{v_d^2}{2} \text{Re}[Y_d] \quad 2.8$$

donde v_d es la tensión de pico a través del diodo.

la admitancia del diodo (sin considerar efectos parásitos):

$$Y_d = \frac{\frac{1}{R_j} + j\omega C_j}{1 + \frac{R_s}{R_j} + j\omega C_j} \quad 2.9$$

la parte real de la cual resulta:

$$Re[Y_d] = \frac{\frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + (\omega C_j)^2 R_s}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)^2 + (\omega C_j R_s)^2} \quad 2.10$$

La potencia absorbida en el diodo es por consiguiente a partir de (2.8) y (2.10):

$$P = \frac{v_d^2 \frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + (\omega C_j)^2 R_s}{2 \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)^2 + (\omega C_j R_s)^2} \quad 2.11$$

Que junto a la expresión que relación la tensión en la unión con la tensión en el diodo se puede expresar la potencia absorbida en el diodo de la siguiente forma:

$$P = \frac{v_p^2}{2} \left[\frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + (\omega C_j)^2 R_s \right] \quad 2.12$$

Llegados a este punto, ya se puede definir la sensibilidad de corriente β_i , como la corriente detectada dividida por la potencia absorbida:

$$\beta_i = \frac{\alpha/2}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + R_s R_j (\omega C_j)^2 \right]} [A/W] \quad 2.13$$

A partir de (2.13), la sensibilidad de tensión, o eficiencia de rectificación, en circuito abierto se define como:

$$\beta_{v1} = \beta_i R_j = \frac{0.52}{(I_s + I_0) \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + R_s R_j (\omega C_j)^2 \right]} [V/W] \quad 2.14$$

Para corregir el efecto de resistores de carga no infinita la sensibilidad en tensión debe multiplicarse por $R_L/(R_L + R_v)$ (divisor de tensión a la salida del diodo con la resistencia de carga), donde R_L es la resistencia de carga y R_v es la resistencia de video que se ha visto anteriormente en (2.5), resultando:

$$\beta_{v2} = \frac{0.52}{(I_s + I_0) \left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + R_s R_j (\omega C_j)^2 \right]} \frac{R_L}{(R_v + R_L)} [V/W] \quad 2.15$$

A partir de la expresión 2.14 se puede encontrar la evolución que sufre la sensibilidad de tensión del diodo Schottky en función de la corriente de polarización I_0 de éste. El efecto de I_0 se puede apreciar en la Figura 2-4.

Viendo la Figura 2-4, se puede ver claramente que si la corriente de polarización de un diodo Schottky aumenta provoca que la sensibilidad de tensión de éste disminuya, además permite reducir la dependencia de la sensibilidad de tensión con la frecuencia. Este efecto es debido principalmente a la disminución de la resistencia de la unión y al aumento de la susceptancia de la capacidad que disminuye la tensión a través de la resistencia de la unión al permitir el flujo de corriente a través de la capacidad.

La sensibilidad en tensión presenta una variación parabólica con la corriente de polarización, presentando un máximo a un determinado valor de corriente de polarización. Para valores de corriente superiores, la sensibilidad disminuye al reducirse la tensión a través de la unión, debido a que disminuye la resistencia de la unión, mientras que para corrientes inferiores a este máximo, R_j se hace mucho mayor que R_L y se pierde sensibilidad debido al efecto de carga infinita.

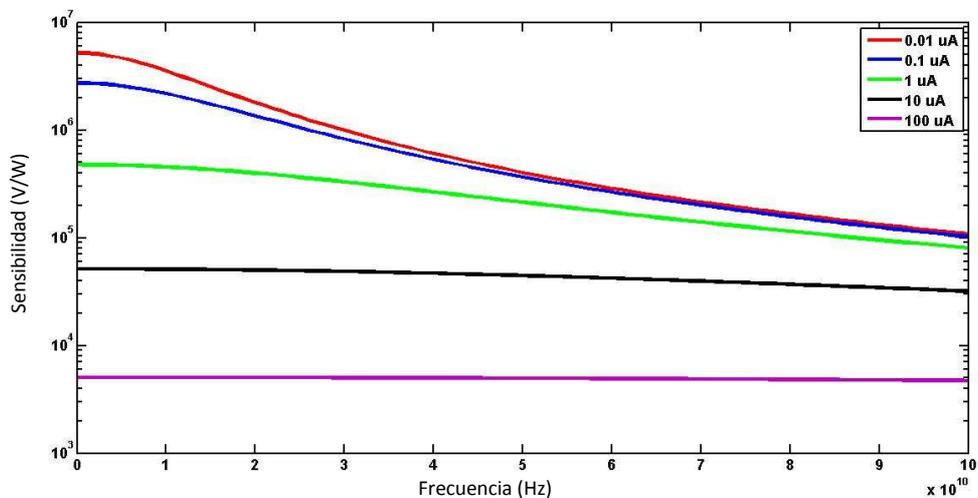


Figura 2-4. Sensibilidad de tensión en circuito abierto en función de la polarización, sin efecto de encapsulado.

Para poder obtener altas sensibilidades de tensión, la impedancia de la unión debe ser alta respecto a la impedancia serie, esto se traduce en seleccionar un diodo con una impedancia de unión 10 veces superior y permite acotar el valor de C_{j0} relativamente pequeños. El problema de utilizar valores de capacidad bajos, maximiza la sensibilidad en tensión a costa de dificultar la adaptación del diodo.

La degradación en sensibilidad del detector por efecto de la desadaptación se puede determinar pensando en las pérdidas de potencia entregada al diodo de forma que:

$$\beta_v' = \beta_v(1 - |\Gamma|^2) \quad 2.16$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

Por lo tanto, el voltaje DC que es capaz de entregar el diodo a su salida responde a la siguiente expresión:

$$V_{dc} = \beta_v P_{in}(1 - |\Gamma|^2) \quad 2.17$$

2.1.3 Sensibilidad tangencial

Otra forma de caracterizar un diodo como detector es mediante el concepto de sensibilidad tangencial (TSS). Se define como la condición en la cual el pico de ruido negativo que acompaña a la señal detectada V_{det} se iguala al pico de ruido positivo en ausencia de señal, es decir, es la potencia de entrada del detector para la cual el ruido que acompaña al pulso es tangente a la zona de ausencia del pulso. La sensibilidad tangencial determina el nivel mínimo de potencia para la que el detector tiene una determinada SNR a la salida [5].

2.1.4 Diodo de barrera baja

Sin corriente de polarización externa un diodo presenta una resistencia no lineal demasiado elevada para que la señal que aparece sobre la unión, se refleje sobre la carga. Sin embargo el diodo está realizando el proceso de detección, es decir todos los diodos funcionan sin necesidad de polarización externa.

Este planteamiento permite introducir la aparición de los diodos de barrera baja y que es el tipo de diodo que se utiliza en el diseño del receptor de este proyecto. Estos son diodos que presentan una corriente de saturación suficientemente alta como para presentar una resistencia no lineal del diodo baja en ausencia de polarización.

Un diodo de barrera alta convencional no necesita polarización para trabajar con niveles altos de potencia, sin embargo para niveles bajos de potencia es necesaria la presencia de una pequeña cantidad de polarización para que la detección tenga lugar.

Una de las principales características de este tipo de diodos está presente en la corriente de saturación que suele estar entorno a $I_s \sim 10\mu A$, un valor superior a la corriente que presentan los diodos de barrera alta. El hecho de presentar un nivel de corriente muy superior para niveles de tensión muy bajo hace que la resistencia no lineal se reduzca.

Uno de los efectos que produce el hecho de utilizar diodos de barrera baja se ve en la resistencia de vídeo [6]:

$$R_v = \frac{0.026}{I_s} \quad 2.18$$

Atendiendo a la expresión general de la sensibilidad de tensión vista en (2.14) y considerando un detector perfecto sin elementos parásitos, se simplifica para el caso de los diodos Zero bias (o de barrera baja) según:

$$\beta_v = \frac{0.52}{(I_s + I_0)} = \frac{0.52}{I_s} \quad 2.19$$

La expresión anterior no muestra ninguna ventaja por el hecho de utilizar diodos de barrera baja, ya que la única apreciación que se puede extraer es que la sensibilidad de tensión varía inversamente a la corriente de saturación I_s . Por lo tanto, para poder analizar como evoluciona la sensibilidad de tensión en un diodo Schottky de barrera baja de una manera más parecida a la realidad que la que indica la expresión (2.19), es necesario tener en cuenta posibles efectos parásitos que se puedan originar [6] como es el caso de la capacidad de unión C_j y la resistencia de carga R_L .

Si se tiene en cuenta el efecto que introduce C_j la expresión que se obtiene de sensibilidad de tensión a partir de (2.14) es la siguiente:

$$\beta_{v1} = \frac{0.52}{I_s(1 + \omega^2 C_j^2 R_s R_v)} \quad 2.20$$

A partir de aquí y teniendo en cuenta los valores que se utilizarán para los parámetros (R_s , C_{j0} y n) que se muestran en la tabla [2-1] y que modelan el modelo de diodo utilizado para este proyecto ya se puede calcular como afecta la capacidad de unión a la sensibilidad del diodo Schottky con la expresión (2.20).

La Figura 2-5 muestra como el hecho de considerar la capacidad de unión del modelo circuital equivalente del diodo representado en la Figura 2-3 modifica la sensibilidad de tensión del diodo Schottky de barrera baja trabajando a diferentes

frecuencias, y entre ellas, la frecuencia de trabajo del receptor que se pretende diseñar en este proyecto.

En la Figura 2-5 se puede ver que la reducción de sensibilidad de tensión es mayor cuando se trabaja a altas frecuencias para un mismo valor de corriente de saturación, momento en que la susceptancia del condensador es mayor. También se observa que para valores de frecuencias bajas o valores de corriente de saturación elevadas la sensibilidad disminuye de forma inversa a la corriente de saturación siguiendo la misma tendencia que se indica en la expresión (2.19).

Un diodo Schottky detector se puede considerar como una fuente de tensión de video de impedancia R_V que alimenta a una resistencia de carga R_L . La tensión a través de la carga se reduce a causa del divisor de tensión que hay a la salida del diodo $\frac{R_L}{R_V + R_L}$, por lo que la sensibilidad de tensión en este caso queda según la expresión vista en (2.14):

$$\beta_{v2} = \beta_{v1} \frac{R_L}{R_V + R_L} = \frac{\beta_{v1}}{1 + \frac{R_V}{R_L}}$$

Tabla 2-1. Valores de los parámetros R_s , C_{j0} y n de configuración del diodo modelo ideal.

$R_s(\Omega)$	$C_{j0}(fF)$	n
4	10	1.16

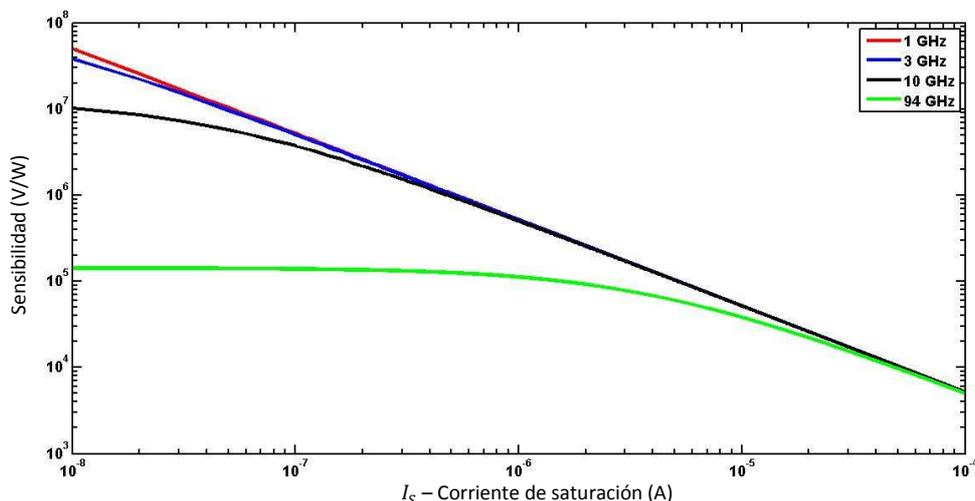


Figura 2-5. Efecto de la capacidad de unión C_j en la sensibilidad de tensión en circuito abierto.

Cuando la relación entre la resistencia de video y la resistencia de carga es muy pequeña implica que $\beta_{v1} = \beta_{v2}$ condición común para el caso de los detectores de polarización externa. En el caso de los diodos de barrera baja (no necesitan polarización externa), y por lo tanto el tipo de diodo que se utiliza en este proyecto, la resistencia del diodo en general no es pequeña comparándola con la resistencia de

carga. Un valor típico de resistencia de carga es $100K\Omega$, valor que se utilizará a lo largo del proyecto para realizar todas las simulaciones necesarias.

Teniendo en cuenta el efecto de la resistencia de carga del diodo la sensibilidad de éste se ve afectada tal y como muestra la Figura 2-6. Como se puede apreciar en esta figura, el hecho de introducir el efecto de carga a la sensibilidad del diodo hace que la sensibilidad de tensión se vea reducida comparada con la que se ha obtenido considerando únicamente el efecto de la capacidad de unión. Tener en cuenta la resistencia de carga implica que aparezcan picos de sensibilidad de tensión, en función de la frecuencia de trabajo del diodo, a determinados valores de corriente de saturación. Considerando la frecuencia de funcionamiento del diodo en este proyecto (94 GHz) se puede apreciar que la sensibilidad de tensión máxima que se podría llegar a obtener sería con un valor de corriente de saturación $I_S = 1\mu A$. Sobre esta misma figura, la sensibilidad de tensión que tiene el diodo que se utiliza en este proyecto es de $3.25 \cdot 10^4 V/W = 32.5 mV/\mu W$. Este resultado sería la sensibilidad de nuestro diodo sin tener en cuenta los efectos de encapsulado del propio diodo, de manera que se podría decir que este resultado es la sensibilidad de tensión del modelo ideal del diodo. Como es de esperar, tener en cuenta esos parámetros comporta una reducción de la sensibilidad de tensión del diodo.

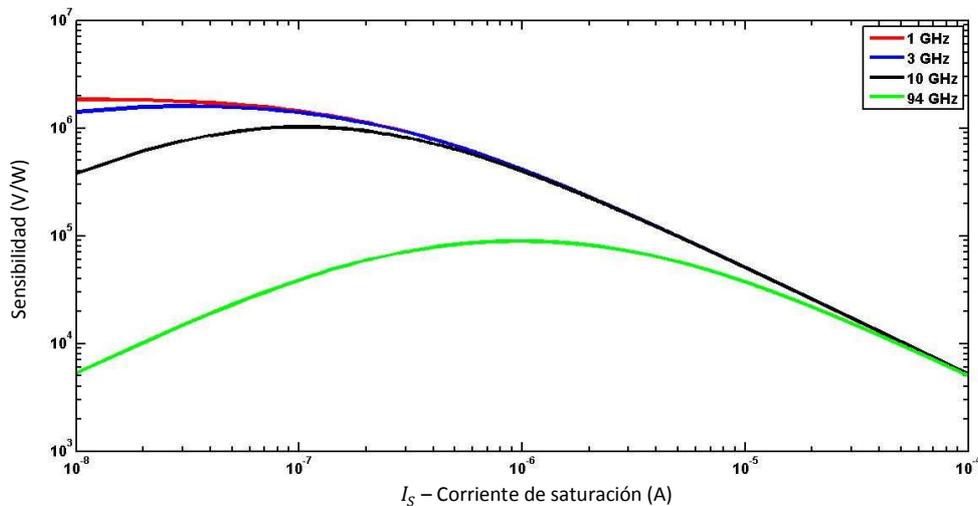


Figura 2-6. Efecto de la capacidad de unión y de la resistencia de carga en la sensibilidad de tensión.

2.2. Modelo electromagnético del diodo

Para poder utilizar el diodo en el receptor detector que se va a diseñar en este proyecto, es necesario obtener un modelo electromagnético que simule los efectos de encapsulado del diodo para luego poder utilizarlo en los estudios de este capítulo y posteriores.

El diodo que se utilizará en este proyecto es un diodo de Virginia VDI diodes y que presenta la siguiente estructura:

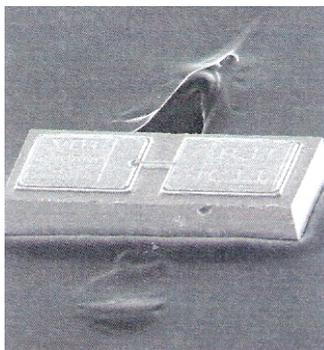


Figura 2-7. Vista general del diodo utilizado con un microscopio electrónico.

La estructura aproximada de las capas que forman el diodo se puede ver en la Figura 2-8. Se puede apreciar que hay tres capas metálicas de oro sobre una capa de SiO_2 aislado. El contacto schottky se genera a través de un via-hole en la capa de SiO_2 que permite el contacto entre la capa del metal 1 y la capa de $GaAs$. Todos los materiales dieléctricos se suponen que tienen pérdidas con la constante dieléctrica $\epsilon_{GaAs} = 12.9$ y $\epsilon_{SiO_2} = 4$.

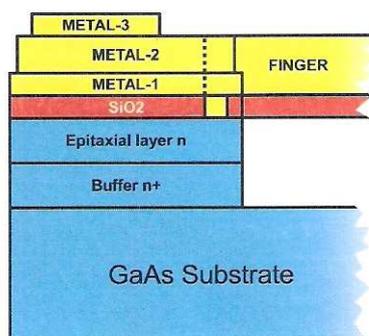


Figura 2-8. Estructura por capas del diodo VDI.

Tabla 2-2. Grosos de las capas del diodo

	Metal-1	Metal-2	Metal-3	SiO_2	Epitaxia	Buffer	Sustrato	Finger
Grosor(μm)	0.25	3.75	2.4	1	3	3	80	4

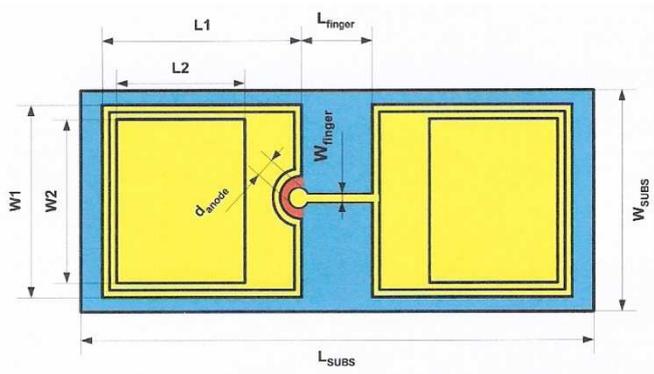


Figura 2-9. Cotas del modelo de diodo VDI.

Tabla 2-3. Dimensiones del diodo VDI.

	L_1	W_1	L_2	W_2	L_{sus}	W_{sus}	L_{finger}	W_{finger}	d_{anode}
Dimensiones (μm)	222	183	144	146	570	240	61	6	8.3

La Figura 2-9 y la tabla [2-3] muestran los tamaños de los diferentes parámetros del diodo y más que tarde se tendrán en cuenta a la hora de diseñar el layout final de toda la estructura del receptor detector para una posible fabricación.

2.2.1. Distribución de campos del modelo electromagnético

Para entender los efectos parásitos que origina el encapsulado del diodo, lo mejor es analizar la distribución de los campos eléctricos y magnéticos de la estructura.

En la Figura 2-10 se puede ver que aparece una distribución de campo eléctrico en la estructura cuando se mide en el puerto del diodo. Por lo tanto, se puede apreciar que existe una capacidad pad-to-pad y que se puede modelar como la suma de una capacidad aérea y una capacidad del sustrato.

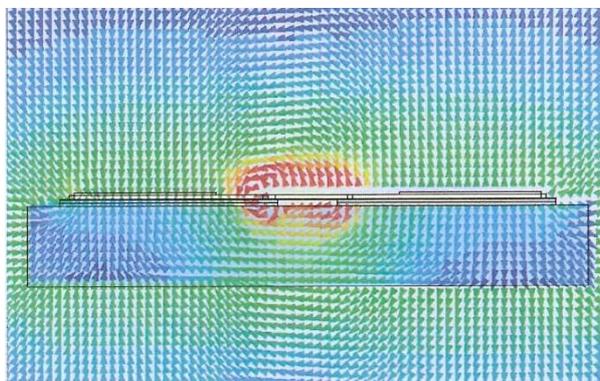


Figura 2-10. Sección vertical de la distribución del campo eléctrico de la estructura a 20 GHz.

A parte del efecto de la aparición de capacidades, conviene considerar otro efecto debido al encapsulado del diodo. El efecto más importante es el efecto inductivo que introduce el finger. Por lo tanto, una primera aproximación para encontrar el efecto inductivo en la estructura es analizar la distribución de campos magnéticos [7].

La Figura 2-11 muestra como efectivamente aparece campo magnético alrededor del finger del diodo. Como se puede apreciar, las líneas de los campos magnéticos que aparecen alrededor del finger y la magnitud de éstos aumentan a medida que se aumenta la frecuencia debido a la aparición de mayor flujo de corriente a frecuencias superiores. El efecto que introduce el finger se puede entender a partir de considerar éste como un tramo corto de línea de transmisión.

El modelo de encapsulado se puede aproximar según la Figura 2-12.

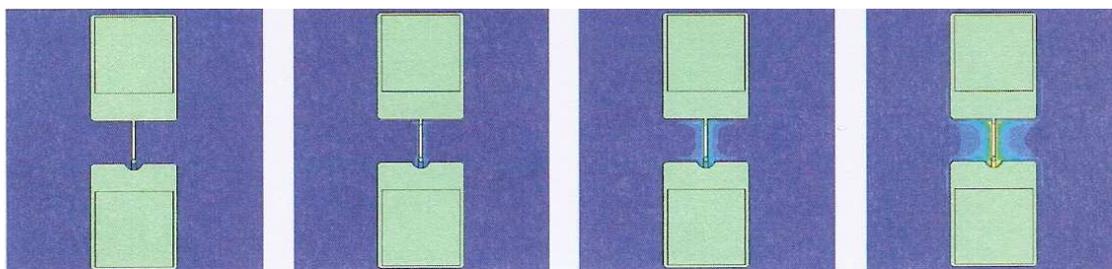


Figura 2-11. Magnitud de la distribución de campo magnético a 10 GHz, 30 GHz, 60 GHz y 90 GHz.

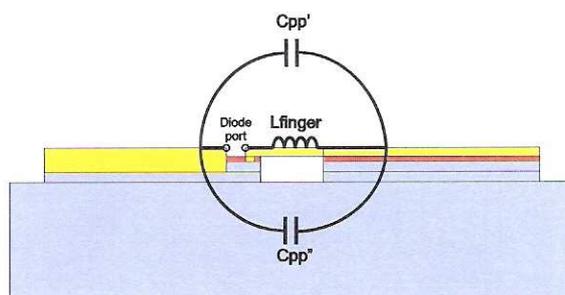


Figura 2-12. Efectos parásitos que se generan en el diodo

Como se puede apreciar en la Figura 2-12, aparece el efecto de unas capacidades parásitas C_{pp} en paralelo y el efecto de una inductancia parásita serie L_{finger} . Pues bien, estos parásitos se pueden relacionar con los elementos parásitos que muestra Figura 2-2 siendo $L_s = L_{finger}$ y $C_p = C_{pp} + C_{pp}$.

La complejidad del modelo del diodo aumente cuando se introducen nuevos escenarios. En el caso práctico, el diodo se monta sobre un sustrato que hace que se

generen muchos efectos indeseados en la estructura. Por este motivo, el diodo sobre un sustrato se puede modelar como trozos de cortos de líneas de transmisión con diferentes longitudes e impedancias en función del desplazamiento del plano de referencia desde la unión hasta cualquier punto de la estructura tal y como muestra la Figura 2-13. Por este motivo, es necesario generar un modelo 3D electromagnético para poder obtener el comportamiento del diodo con los efectos comentados de encapsulado.

En este proyecto, para poder realizar las simulaciones del diodo y el comportamiento que tendrá el receptor detector lo que se va a hacer será definir un modelo ideal de diodo en el que sólo contemple los parámetros que definen el modelo equivalente circuital del diodo ideal visto en la Figura 2-3 y algunos parámetros más necesario para configurar un diodo ideal (en el siguiente apartado se indicará qué parámetros se tienen que definir) para añadirle a este modelo de diodo el efecto de encapsulado que define el archivo Touchstone exportado del programa *HFSS*.

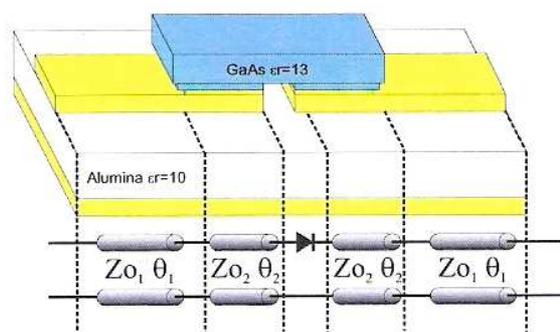


Figura 2-13. Modelo equivalente del diodo sobre un sustrato mediante líneas de transmisión.

2.3. Comportamiento del diodo

Hasta ahora, en los apartados anteriores se han introducido algunos de los conceptos o parámetros más importantes a la hora de entender el funcionamiento de un diodo Schottky detector. En este apartado se va a realizar un estudio para ver como se comporta el diodo sobre un análisis eléctrico de éste. En este apartado se estudiará el comportamiento del diodo modelo ideal (sin considerar efectos de encapsulado) y el comportamiento del diodo modelo real añadiendo al modelo ideal los efectos de encapsulado en función de la frecuencia y que han sido facilitados a través del archivo Touchstone exportado del programa *HFSS*.

2.3.1. Análisis del diodo ideal

Para ver como se comporta el diodo, lo primero que se va a hacer es estudiar el comportamiento del modelo ideal sin tener en cuenta efectos de encapsulado,

definiendo solamente aquellos parámetros necesarios para definir el modelo de diodo ideal y que está representado anteriormente por la Figura 2-3, teniendo siempre en cuenta que el diodo que se utilizará en el diseño del receptor detector es un diodo Schottky de barrera baja. Para este tipo de diodos, tal y como se indica anteriormente en este capítulo, no es necesario definir ninguna corriente de polarización, de manera que la corriente de saturación será algo más elevada que la del diodo de barrera alta. Los parámetros y valores necesarios para definir el modelo ideal de diodo para este proyecto se presentan en la tabla [2-4]. Para ello se van a analizar las estructuras que se presentan en las Figuras 2-14 y 2-15.

Tabla 2-4. Valores y parámetros de configuración para definir el modelo ideal del diodo

$R_s(\Omega)$	$C_{j0} (fF)$	$I_s(\mu A)$	$V_j (V)$	n
4	10	12	0.83	1.16

Para los valores dados en la tabla [2-4] se van a encontrar los valores de la resistencia de unión (R_j) y de la resistencia de vídeo (R_v) para este diodo concreto a partir de las expresiones presentadas en (2.2) y (2.5). Es importante tener en cuenta que al tratarse de un diodo de barrera baja no hay corriente de polarización externa, por lo que el término I_0 desaparece de la expresión (2.2) quedando ésta de la siguiente manera:

$$R_j = \frac{nKT}{q(I_s + I_o)} = \frac{nKT}{qI_s} = \mathbf{2.5K\Omega}$$

$$R_v = R_s + R_j \approx R_j \approx \mathbf{2.5K\Omega}$$

Como se puede comprobar de la expresión anterior, la resistencia de vídeo es prácticamente el valor de la resistencia de unión R_j ya que el valor de R_s es muy pequeño comparado con R_j , por lo que se puede despreciar.

Después de calcular algunos de los parámetros de interés del diodo modelo ideal, el siguiente paso consiste en analizar el comportamiento del diodo modelo ideal que está representado en la Figura 2-14 y la Figura 2-15. Tal y como se ha comentado anteriormente el modelo equivalente circuital del diodo ideal es tal y como se representa en la Figura 2-15, definiendo cada componente del circuito con los valores calculados anteriormente para el tipo de diodo que se utiliza en este proyecto.

Como es de esperar, ambas estructuras presentan la misma adaptación sobre la carta de Smith de la Figura 2-16 (el parámetro S_{22} hace referencia al modelo equivalente circuital y el parámetro S_{11} hace referencia al modelo ideal del diodo), quedando la evolución de los coeficientes de reflexión de cada estructura

sobrepuestos uno encima del otro. Sobre la carta de Smith se puede apreciar que la impedancia que presentan ambas estructuras a 94 GHz es una impedancia de baja.

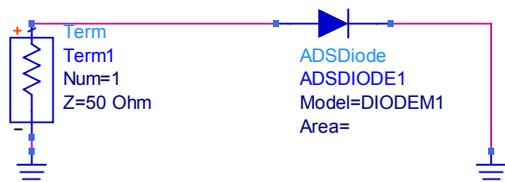


Figura 2-14. Modelo ideal del diodo.

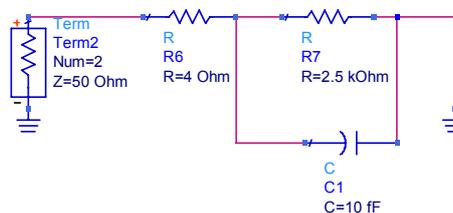


Figura 2-15. Modelo equivalente circuital del diodo ideal.

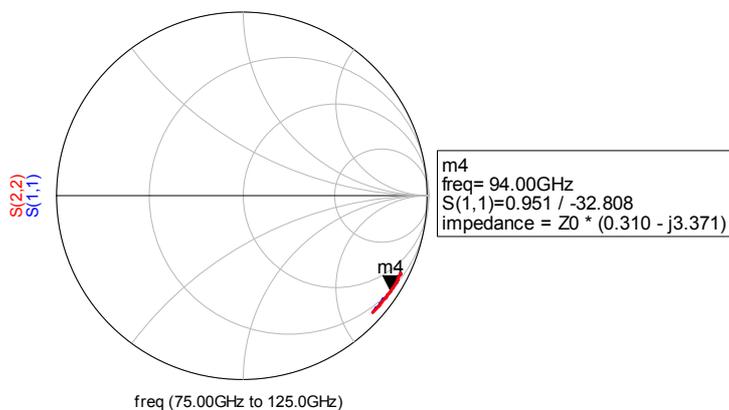


Figura 2-16. Adaptación del modelo de diodo ideal (azul) y del modelo equivalente circuital del modelo ideal.

Como se puede apreciar en la Figura 2-17, la evolución de la curva de la parte real de la impedancia que presentan ambas estructuras tiene un valor muy bajo a lo largo de todo el ancho de banda analizado, oscilando entre los 22Ω y los Ω (entre los 75 GHz y los 110 GHz), teniendo ésta un comportamiento inverso a la frecuencia. Este resultado era previsible ya que tal y como se puede ver en la Figura 2-16, el coeficiente de reflexión de ambas estructuras tiene el mismo comportamiento sobre la carta de Smith, lo que se traduce a un comportamiento idéntico de la impedancia. Si uno se centra alrededor de la frecuencia de trabajo del receptor detector que se pretende diseñar en este proyecto (94 GHz) se observa que la impedancia de entrada vale 15.5Ω tal y como se puede observar en la Figura 2-16 y la Figura 2-17.

Es evidente que ésta no es la evolución que tiene la impedancia de entrada del diodo real, pero permite hacerse una idea de que el diodo Schottky que se analiza en este capítulo, considerando efectos de encapsulado, presentará una baja impedancia a lo largo de toda la banda de frecuencias de interés entre los 90 GHz y los 100 GHz.

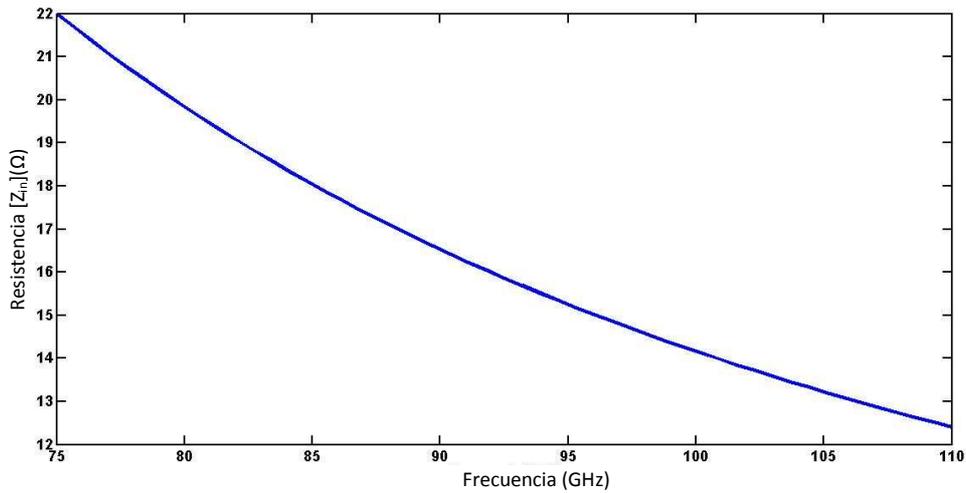


Figura 2-17. Curva de la parte real de la impedancia de entrada del diodo ideal.

Como se ha comentado al principio del capítulo, una de las características de los diodos Schottky es la baja tensión umbral a partir de la cual empiezan a conducir. La Figura 2-18 muestra la respuesta I/V del modelo ideal del diodo y que hace referencia a la expresión (2.1) de este capítulo. Esta figura muestra como a partir de aproximadamente $0.2V$ de tensión aplicada a la unión del diodo éste empieza a conducir, siendo prácticamente este valor de tensión en el que se presenta el codo indicando que el diodo conduce.

Tal y como se puede apreciar, a medida que la tensión aplicada a la unión del diodo aumenta, la intensidad de éste también lo hace.

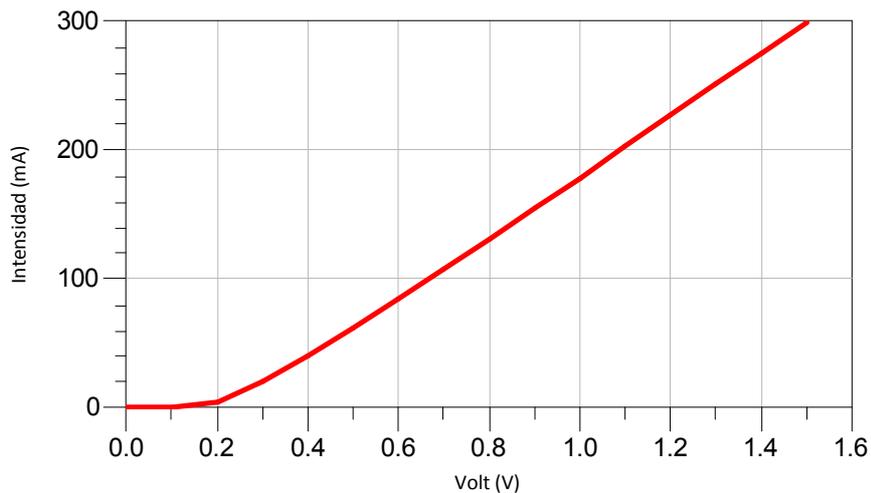


Figura 2-18. Curva I/V característica del modelo ideal del diodo.

2.3.2. Análisis del diodo teniendo en cuenta el efecto del encapsulado

Tal y como se ha comentado anteriormente, para ver como se comporta un modelo real de diodo (teniendo en cuenta los posibles efectos de encapsulado) es necesario utilizar el archivo exportado del software *HFSS*. Este encapsulado se representa sobre la Figura 2-2 del modelo circuital equivalente del diodo con la inductancia L_s y la capacidad C_p . Este fichero simula el efecto en frecuencia que introduce el encapsulado del diodo sobre el comportamiento del diodo modelo ideal. Para poder utilizar este fichero, en el programa de simulación eléctrica *ADS* se tiene que introducir un “dataset” (elemento S6P de la Figura 2-20) y añadir a esta caja el archivo Touchstone. A este “dataset” se le tiene que añadir también el modelo ideal del diodo que se utilizará y que será exactamente el mismo que el analizado en el apartado anterior, de manera que los parámetros de diseño R_s , I_s , C_{j0} , n y V_j definidos anteriormente no sufrirán ninguna variación.

Igual que en el apartado anterior, uno de los parámetros que se analizará es la impedancia de entrada que presenta el diodo real considerando ahora sí efectos de encapsulado. La configuración utilizada para hacer el análisis es la que se muestra en la Figura 2-19, de manera que un contacto del diodo recibe la señal de RF y el otro está conectado directamente a masa para así poder solucionar el problema de cerrar el lazo de corriente tal y como se indica en la introducción de esta memoria. Esta misma configuración es la que se utilizará en la estructura del detector a diseñar, conectando un contacto del diodo entre la antena y el filtro Hammer-Head y el otro contacto conectado directamente a masa. El archivo Touchstone está creado en base a la configuración que se muestra en la Figura 2-19, por lo que los efectos de encapsulado que introduce son exactamente los que introduce el diodo VDI en esta misma configuración.

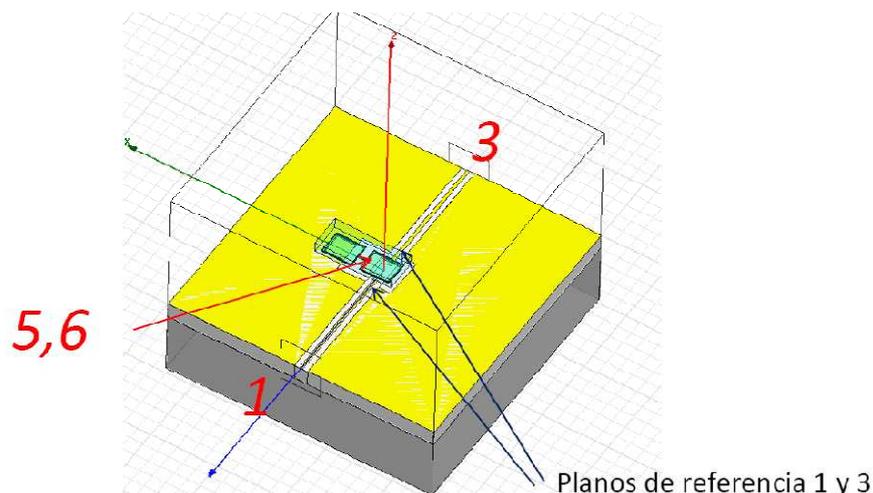


Figura 2-19. Configuración real del diodo en la estructura del receptor detector.

La configuración real del diodo sobre la estructura del receptor muestra que hay cuatro puertos bien definidos. Queda claro que la entrada de la señal de RF al diodo se produce a través del puerto 1, siendo el puerto 3 el puerto de salida de la señal detectada por el propio diodo y que conecta con la línea de acceso del Hammer-Head. Los puertos 5 y 6 son los puertos a los que se conecta el modelo ideal del diodo.

A partir del esquemático mostrado en 2-20, para poder hacer el análisis con el software de simulación ADS y por lo tanto, poder realizar la simulación eléctrica de la estructura, es necesario configurar la estructura según se muestra en la Figura 2-19.

Para poder simular el comportamiento del diodo, como se ha dicho anteriormente, es necesario hacer uso de un “dataset” que incorporará el archivo Touchstone que modela el efecto de encapsulado real del diodo en cuestión. En el esquemático de conexionado del “dataset” utilizado para la simulación en ADS se aprecia que aparecen dos puertos nuevos, los puertos 2 y 4. Estos puertos no se tienen

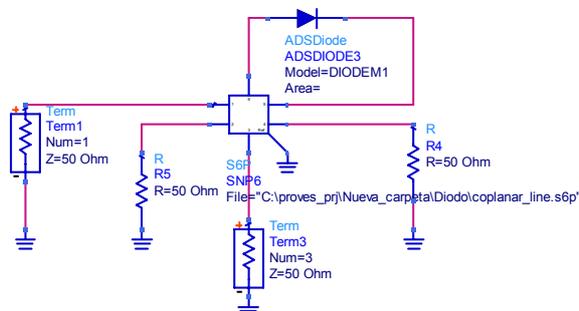


Figura 2- 20. Esquema de conexionado para la simulación del diodo teniendo en cuenta los efectos de encapsulado.

que utilizar para nada, simplemente se tienen que cargar con 50Ω para poder absorber modos de orden superior y no afectar así a los resultados. En este mismo esquemático, se puede comprobar el resto de puertos están configurados tal y como indica la Figura 2-19, siendo los puertos 1 y 3 los puertos de acceso coplanar y los puertos 5 y 6 son entre los que se conecta el modelo ideal del diodo. Para conectar el diodo a masa sólo se tiene que conectar el puerto "Ref" a masa. Esto es lo que se refleja en la Figura 2-20.

La evolución del diodo real sobre la carta de Smith (Figura 2-21) se puede ver que la impedancia de entrada a 94 GHz vale $23 + j47.5\Omega$. Cuando se diseñe la antena DFS del receptor la condición indispensable que debe de cumplir es que la impedancia de entrada de ésta sea de 20Ω . Ya que el valor de la impedancia de entrada del diodo es muy próximo a 20Ω , se tiene que intentar ajustar el valor de impedancia de entrada del diodo a un valor lo más próximo posible a los 20Ω con una pequeña red de adaptación para facilitar la adaptación entre diodo y antena. Aún así, aunque el valor de impedancia de entrada del diodo está muy próximo a los 20Ω que se pretenden alcanzar, el coeficiente de reflexión aparece un poco desplazado si lo que se busca es aproximarlos al valor que presentará el coeficiente de reflexión de la antena tal y como se verá en el Capítulo 3.

La impedancia de entrada de esta configuración presenta un valor prácticamente constante entre los 75 GHz y los 95 GHz, frecuencia a partir de la cual la impedancia aumenta de forma notable, tal y como se puede ver en la Figura 2-22. Esta configuración limita mucho la frecuencia superior del funcionamiento del diodo, ya que a partir de 95 GHz la impedancia de entrada se aleja cada vez más del valor que se pretende obtener. Lo ideal sería aumentar el ancho de banda en el que se obtiene una impedancia de entrada lo suficientemente baja (alrededor de los 20Ω) para así poder ser un diodo útil para frecuencias mayores.

Para solucionar los problemas de impedancia de entrada y ancho de banda que se comenta anteriormente, es necesario introducir una pequeña red de adaptación a la estructura de la Figura 2-20. Para implementar esta red de adaptación se ha optado por introducir un tramo de línea de transmisión con una impedancia característica Z_0 y una longitud eléctrica E justo a la entrada del diodo. Con este tramo de línea se ha conseguido desplazar el coeficiente de reflexión hacia la zona en la que la impedancia de entrada del diodo a 94 GHz es de 20Ω . La nueva configuración se puede ver en la Figura 2-23.

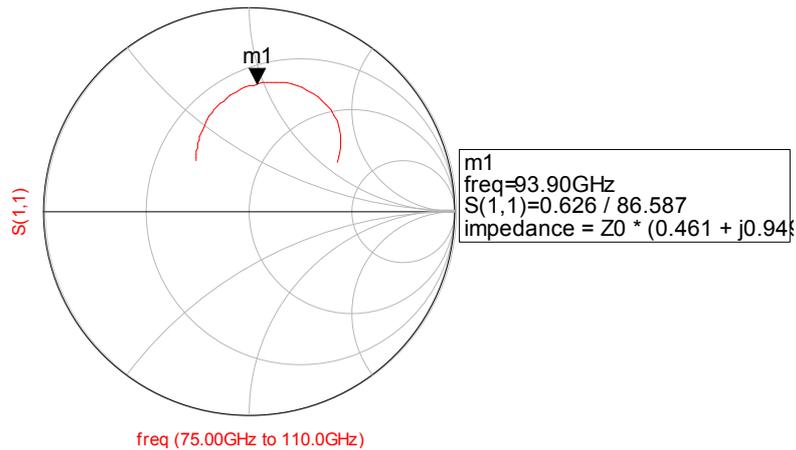


Figura 2-21. Adaptación del diodo considerando efectos de encapsulado y la configuración real en el receptor.

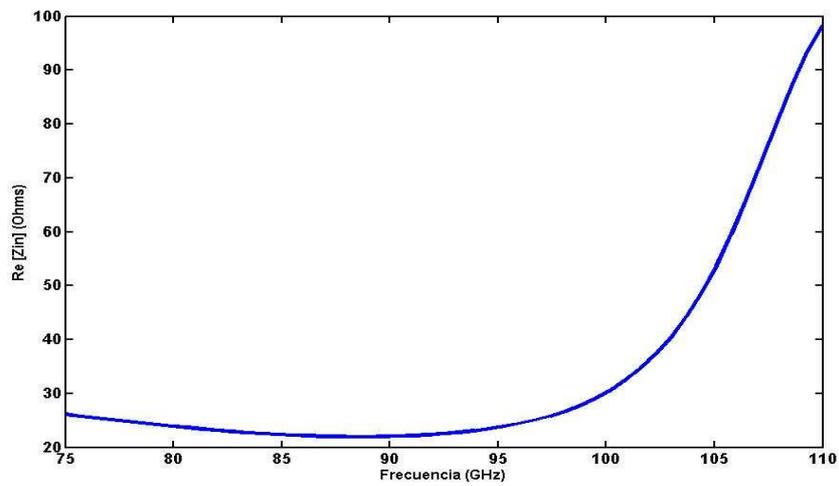


Figura 2-22. Evolución de la curva de la parte real de la impedancia del diodo real en función de la frecuencia.

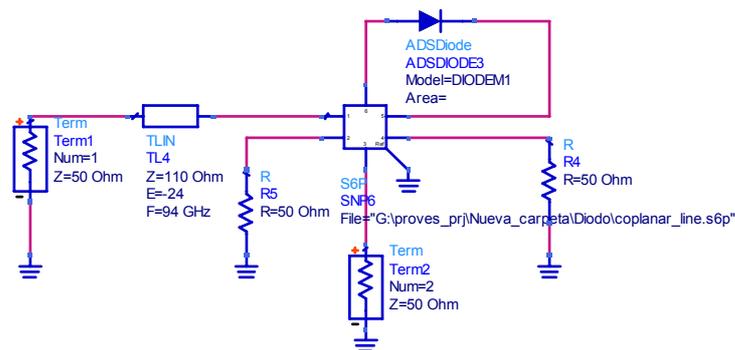


Figura 2- 23. Esquema del conexionado para la simulación del diodo considerando efectos de encapsulado introduciendo un tramo de línea de transmisión a la entrada del diodo.

La longitud obtenida para conseguir desplazar el coeficiente de reflexión hacia el punto donde la impedancia de entrada vale 20Ω es de -24° sobre el modelo ideal, o lo que es lo mismo, al tramo de línea que conecta la antena con la entrada del diodo coplanar se le tiene que restar un tramo de 24° , que trabajando sobre medidas reales equivale a un tramo de aproximadamente $100\mu\text{m}$, ya que dependerá del efecto que introduzcan los campos electromagnéticos sobre el comportamiento del receptor, pudiendo incluso tener que aumentar el tramo de línea que se tiene que restar.

Con esta nueva configuración el ancho de banda que se obtiene es mayor, consiguiendo ahora que la impedancia del diodo se mantenga por debajo de los 25Ω entre los 75 GHz y los 100 GHz tal y como refleja la Figura 2-24. Añadiendo el tramo de línea se ha conseguido disminuir la impedancia del diodo a la frecuencia de 94 GHz siendo en este caso de $19,5\Omega$, prácticamente el valor deseado obtener.

A partir de los 100 GHz la impedancia experimenta un aumento brusco haciendo que a partir de esta frecuencia la adaptación entre el diodo y la antena DFS que se diseñará en el Capítulo 3 sea cada vez peor produciendo un empeoramiento a la salida del receptor.

Observando ahora la adaptación que tiene el diodo analizado sobre la carta de Smith de la Figura 2-25, se puede ver que se ha conseguido desplazar la impedancia de entrada hacia la zona donde la impedancia ahora vale 20Ω , la misma zona sobre la que se encontrará el coeficiente de reflexión de la antena a 94 GHz tal y como se verá en el Capítulo 3. En la misma figura, se puede observar que la adaptación del diodo empeora respecto los 20Ω deseados a medida que se aumenta la frecuencia de funcionamiento de éste, ya que como se verá en el próximo capítulo, la adaptación de la antena se encuentra en la región donde se encuentra el diodo a 94 GHz.

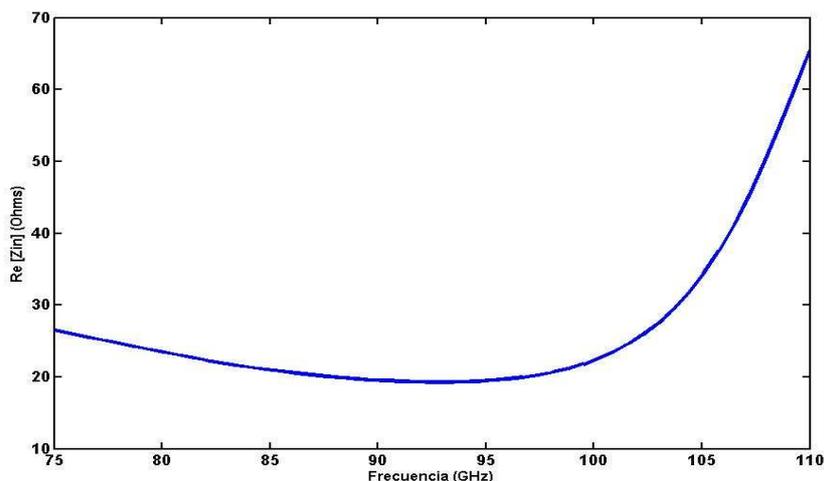


Figura 2-24. Evolución de la parte real de la impedancia del diodo teniendo en función de la frecuencia introduciendo un tramo de línea de transmisión a la entrada del diodo.

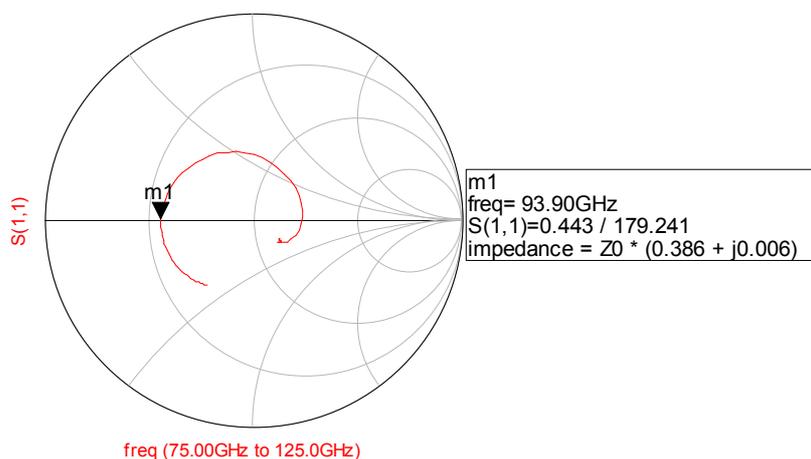


Figura 2-25. Adaptación del diodo real para la configuración real en la estructura del receptor añadiendo un tramo de línea de transmisión.

Comparando la Figura 2-25 con la Figura 2-21 se puede ver como se ha conseguido desplazar la impedancia de entrada hacia la zona de interés para así poder facilitar la adaptación del diodo con la antena.

2.4. Conclusiones

En este estudio se ha visto como difiere el comportamiento del diodo teniendo en cuenta o no el efecto de encapsulado. Queda evidente que uno de los efectos más notorios es que el efecto que se produce sobre la impedancia del diodo. Está claro que la impedancia del diodo se ve aumentada por el hecho de tener en cuenta en encapsulado de éste, pasando de los 15Ω de impedancia que presenta en diodo ideal a 94 GHz a prácticamente los 23Ω del modelo real. Gracias a la pequeña red de adaptación se ha podido acabar de ajustar la impedancia del diodo hasta lograr los

20Ω deseado para así poder facilitar aún más la adaptación entre el diodo y la antena que se diseñará en Capítulo 3, ya que está presentará una impedancia de 20Ω .

La sensibilidad de tensión del diodo Schottky de barrera baja (es el caso del diodo analizado en este capítulo) depende en gran medida de los parásitos que puedan formar parte de éste. Está claro que la simplificación que se hace para los diodos de barrera baja ideales (expresión (2.19)) no corresponde con la realidad. La sensibilidad de tensión del diodo disminuye a medida que aparecen elementos parásitos en la estructura como puede ser el caso de considerar el efecto que introduce la capacidad de unión del propio diodo o la resistencia de carga a la que se conecta el diodo.

Es evidente que la sensibilidad de tensión del diodo dependerá también en gran medida de la adaptación de éste, de manera que cuanto más desadaptación haya mayor será la pérdida de sensibilidad de tensión y viceversa.

Capítulo 3.

DISEÑO DE UNA ANTENA DOUBLE FOLDED SLOT

Las frecuencias de ondas milimétricas son muy interesantes para receptores compactos de alto rendimiento, transmisores, arrays de proyección de imágenes para buscadores activos, radares que evitan la colisión de coches y sistemas de comunicaciones móviles. Hay un gran interés en el desarrollo de circuitos integrados de bajo coste utilizando los procesos de fabricación estándares de CI los cuales son más pequeños, más ligeros y menos caros que los componentes de guía de onda [8] [9].

Para la realización de estos receptores de trabajan con frecuencias de ondas milimétricas y submilimétricas, se ha investigado dos tipos de antenas de ranura para aplicaciones de ondas milimétricas: las antenas double-slot y las antenas slot-ring. Las primeras para aplicaciones de RF no es posible conectar el detector (diodo Schottky) en serie con las dos ranuras. Las segundas se alimentan con una línea coplanar y sí que permiten la amplificación RF. El problema de estas últimas es que presentan una alta impedancia de entrada (entre 100Ω y 120Ω) y requieren una red de adaptación cuando se utilizan con un dispositivo que presenta una impedancia de entrada baja como es el caso del diodo Schottky tal y como se ha visto en el Capítulo 2.

Las limitaciones de las antenas double-slot y de las antenas slot-ring se pueden evitar si se utilizan las antenas Double Folded Slot (DFS). Las antenas DFS es una array de dos antenas Folded-Slot separadas entre sí a una distancia de media longitud de onda del dieléctrico ($\lambda_d/2$) para conseguir diagramas de radiación buenos. Los dos Folded-Slots están alimentados en fase por una línea coplanar de longitud $\lambda_g/2$ (180°), hecho que resulta en un diagrama de radiación simétrico en la dirección broadside. Las antenas Folded-Slot son el dual de dipolo doblado, por lo tanto tienen un gran ancho de banda con una baja impedancia de entrada cosa que las hace compatibles con los diodos Schottky.

A continuación se muestran de una manera muy resumida los pasos (en los apartados siguientes de capítulo se explica cada paso de forma muy detallada) que se van a seguir de manera ordena con el objetivo de llegar a obtener el diseño final de la

antena que se utilizará en la estructura del receptor detector, una antena Double Folded Slot y con una impedancia de entrada de 20Ω , condición primordial para poder adaptar esta antena con el diodo analizado en el Capítulo 2 y que se utilizará en la estructura del receptor:

- El primer paso consiste en diseñar una antena Folded Slot (FS) y estudiar su comportamiento variando diferentes parámetros de diseño para conseguir el que mejor satisface las necesidades.
- Una vez se ha conseguido diseñar de manera satisfactoria el Folded Slot (FS), se opta por estudiar el comportamiento que tienen dos antenas Folded Slot separadas una distancia concreta y colocadas de forma contrapuesta. Este es el paso previo para poder diseñar la antena definitiva Double Folded Slot.
- Por último, después del diseño y estudio de dos estructuras Folded Slot el siguiente paso ya es diseñar la estructura final de la antena Double Folded Slot y que ésta presente una impedancia de entrada de 20Ω .

Para realizar el diseño de la antena es importante hacer el estudio considerando un grosor de sustrato infinito, ya que de esta manera se podrán obtener los diagramas de radiación en campo lejano y mostrando así el comportamiento de la antena, aislándola de cualquier efecto externo. En realidad, cuando se fabrique la antena el sustrato no será infinito, sino todo lo contrario, la antena se fabricara sobre un sustrato que presenta un grosor de metalización $t = 3mils$ y con un grosor de dieléctrico de $H = 10mils$.

El hecho de utilizar la tecnología coplanar para el diseño de la antena hace que la propagación de la señal se realice en combinación de dos medios: el aire y el sustrato. Esto hace que la permitividad efectiva de esta tecnología sea:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r}{2} \quad 3.1$$

donde ε_r es la permitividad relativa del dieléctrico. Si el grosor del sustrato es suficientemente grueso, las líneas de campo no sobrepasarán el medio dieléctrico que forma el sustrato propagándose toda la señal entre el aire y el medio dieléctrico, mientras que si el grosor no es lo suficientemente grueso las líneas de campo traspasarán el medio dieléctrico y entraran nuevamente en contacto con el aire, haciendo que la permitividad efectiva disminuya.

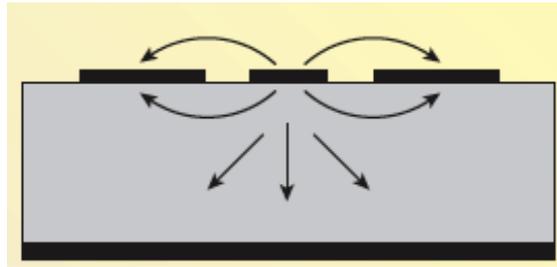


Figura 3-1. Esquema de propagación de las líneas de campo en una línea coplanar.

3.1. Estudio del Folded Slot

Antes de entrar en profundidad en la estructura Folded Slot, es interesante hacer una breve introducción al tema de las antenas de ranura o Slots, y es que el diseño de la antena se basa en las antenas de este tipo.

Las antenas de tipo ranura o Slot no son más que un corte en un conductor metálico que se alimenta conectando en sus bordes una línea transmisión tal y como se muestra en la Figura 3-2. La longitud del Slot es de media longitud de onda $l = \lambda/2$ a la frecuencia de interés mientras que la anchura a es una pequeña fracción de la longitud de onda. Este tipo de antenas son frecuentemente comparadas con un dipolo de $\lambda/2$ [10] que consiste en dos strips metálicos planos.

Para una ranura elemental de tamaño $l = \lambda/2$ y satisfaciendo que $a \ll l \ll \lambda$, centrada en el plano yz e iluminada por un campo uniforme E_y , con $\vec{E} = -E_0\hat{y}$, las expresiones que definen el diagrama de radiación de este tipo de antenas son las siguientes:

$$H_\theta = j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad 3.2$$

$$E_\phi = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad 3.3$$

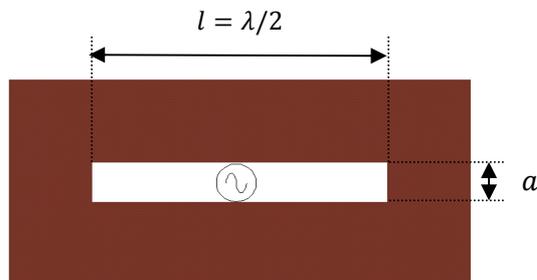


Figura 3-2. Ejemplo de una antena tipo Slot.

El diagrama de radiación de la ranura o slot es idéntico al del dipolo eléctrico, salvo que la polarización es ortogonal. La directividad es $D=3/2$ y la potencia total radiada por la ranura en ambos semiespacios es:

$$P_r = V^2 \frac{8\pi}{3\eta} \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad 3.4$$

La impedancia de una ranura o slot de $\lambda/2$ se puede calcular a partir de la impedancia de entrada de un dipolo de $\lambda/2$ tal y como se puede ver en la expresión del *Principio de Babinet* [11] y que se muestra en la siguiente expresión:

$$Z_{dip}(\lambda/2)Z_{ran}(\lambda/2) = \frac{\eta_e^2}{4}; \quad \eta_e = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0\epsilon_e}} \quad 3.5$$

La expresión que se muestra en (3.5) es un caso particular de la expresión más general para cualquier par de antenas complementarias. Se dice que dos antenas planas son complementarias cuando al superponerlas el resultado es un plano conductor infinito, como es el caso de un dipolo y una ranura.

$$Z_{ran}(\lambda/2) = \frac{\eta_e^2}{4Z_{dip}(\lambda/2)}; \quad 3.6$$

Uno de los problemas que presentan las ranuras o slots es que la impedancia de entrada de éstas es bastante elevada, lo que puede presentar problemas de adaptación de la antena. Una forma de reducir la impedancia es haciendo una variación en el diseño, construyendo una ranura doblada o lo que se conoce como una antena Folded Slot (FS). Con este nuevo diseño se consigue reducir la impedancia de la antena hasta cuatro veces en la primera frecuencia de resonancia teniendo prácticamente el mismo tamaño físico [12], la cual cosa hace que a veces no sea necesario implementar una red de adaptación. Esto se demuestra a continuación:

$$Z_{dip}Z_{slot} = \frac{\eta_e^2}{4} = \frac{\eta_0^2}{4\epsilon_e} \quad 3.7$$

Sabiendo que la impedancia del dipolo doblado es cuatro veces la del dipolo simple ($Z_{FD} = 4Z_{dip}$) [10],

$$Z_{FD}Z_{FS} = \frac{\eta_0^2}{4\epsilon_e} \quad 3.8$$

$$4Z_{dip}Z_{FS} = \frac{\eta_0^2}{4\epsilon_e} \quad 3.9$$

$$Z_{FS} = \frac{\eta_0^2}{4\varepsilon_e 4Z_{dip}} \quad 3.10$$

En la expresión (3.10) queda demostrados que la impedancia de entrada de un Folded-Slot es cuatro veces menor que la impedancia que presenta un Slot o ranura. El hecho de utilizar un Folded-Slot no implica variaciones en el diagrama de radiación, de manera que continúa teniendo los mismos patrones que en el caso de un slot o de un dipolo magnético. Además, este tipo de antenas permiten obtener una baja impedancia a lo largo de anchos de banda significativamente grandes.

Resumiendo, utilizar una antena Folded-Slot presenta básicamente dos ventajas claras respecto al uso de una antena de tipo Slot, y que son las siguientes:

- La impedancia de entrada de la antena FS es cuatro veces menor que la impedancia que presenta una Slot en la primera frecuencia de resonancia, haciendo mucho más fácil la adaptación de ésta, llegando incluso a no ser necesario y manteniendo una impedancia baja a lo largo de un gran ancho de banda.
- Los patrones de radiación de la antena FS son iguales que los de un dipolo magnético.

Llegados a este punto y después de hacer una pequeña introducción a las antenas de ranura o Slot, ya se puede iniciar el diseño del Folded Slot que será la base para el diseño final de la antena del receptor detector de este proyecto. El tamaño del Folded-Slot tiene que ser de $\lambda_g/2$ y con un perímetro de circunferencia total de $C = 2(L_a + S_a + W_a 2 - W_a 1)$ [12], alimentado por una línea coplanar tal y como muestra la Figura 3-3.

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e} f_0}$$

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\frac{1 + \varepsilon_r}{2}} f_0} \quad 3.11$$

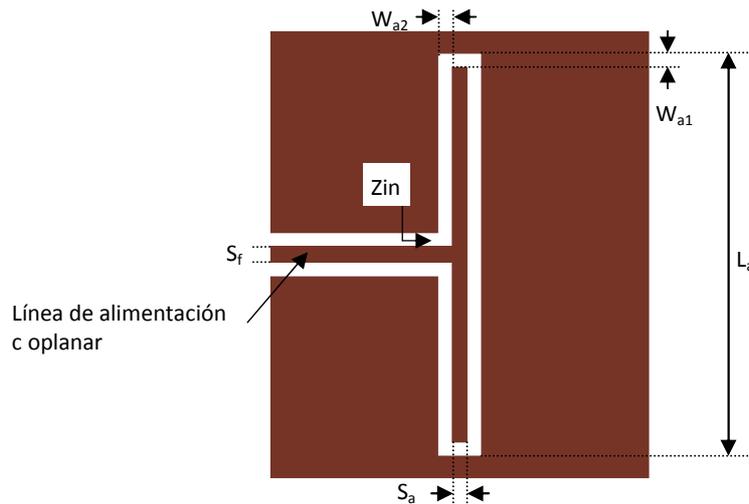


Figura 3-3. Antena Folded-Slot sobre un dieléctrico.

Recordar que para calcular el tamaño de la antena primero se tiene que calcular la longitud de onda en función del medio por el que se propaga la señal, siendo en este caso una combinación entre el aire ($\epsilon_r = 1$) y el dieléctrico ($\epsilon_r = 9.6$), ya que las líneas de campo se propagan tanto por el aire como por el dieléctrico del sustrato, característica de la tecnología coplanar tal y como se indica en la introducción de este capítulo.

En la figura anterior, se observa que en la estructura Folded-Slot aparecen algunos parámetros que pueden influir en el diseño de la antena, pudiendo modificar su comportamiento. Estos parámetros son básicamente dos: el grosor de metalización (S_a) y la anchura de slot W_{a1} y W_{a2} . En los apartados siguientes de este capítulo se va a analizar el efecto que produce sobre el comportamiento de la antena (Z_{in}) la variación de estos parámetros.

3.1.1 Efecto que produce modificar la anchura de metalización del Folded-Slot

El objetivo de este apartado no es otro que analizar cómo afecta modificar el grosor de metalización S_a sobre el valor de la impedancia de entrada, es decir, analizar si modificar este parámetro produce grandes variaciones en la impedancia de entrada tanto en la parte real como en la parte imaginaria.

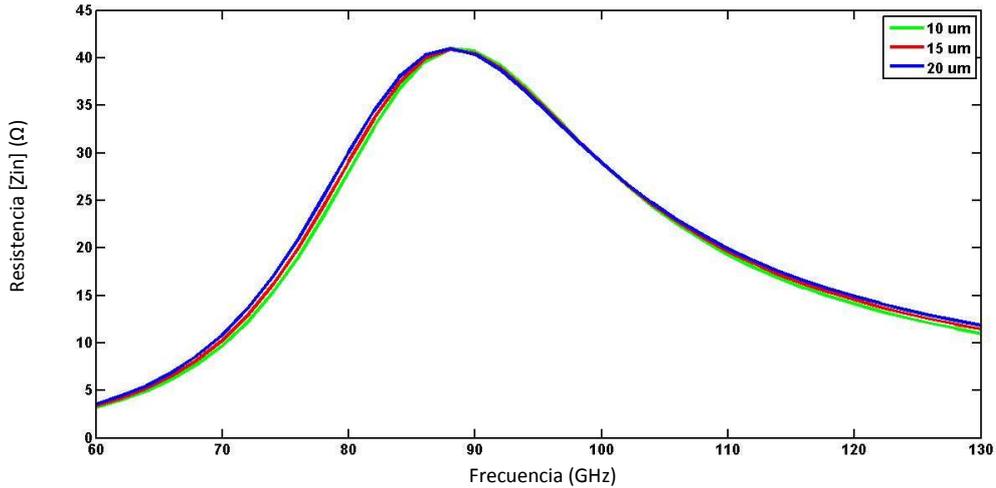


Figura 3-4. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función del grosor S_a .

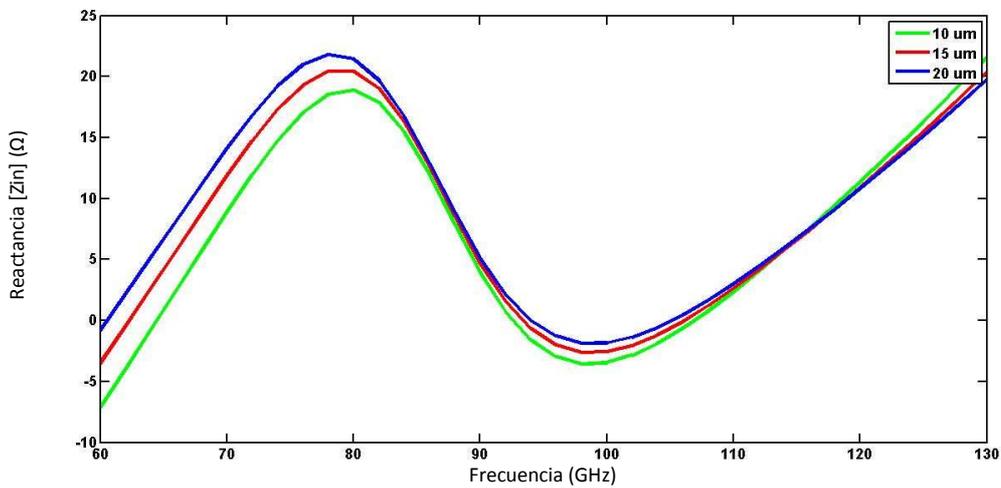


Figura 3-5. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función del grosor S_a .

Viendo las Figuras 3-4 y 3-5, que muestran la evolución de las curvas de la parte real y la parte imaginaria de la impedancia de entrada (Z_{in}) del Folded-Slot, se puede apreciar que este parámetro no influye de manera determinada en el comportamiento de éstas.

Aumentar el grosor de metalización (S_a) implica que el valor la parte real de la impedancia de entrada a la primera resonancia útil (segundo paso por cero de la parte imaginaria) prácticamente no varía, siendo todas las curvas casi iguales a lo largo de todo el barrido en frecuencia. La primera resonancia se considera el segundo paso por cero de la parte imaginaria de Z_{in} ya que la primera resonancia está asociada a un cortocircuito de la impedancia.

Si se observa atentamente la Figura 3-4 se puede apreciar que la tendencia del pico de la parte real de la impedancia de entrada es desplazarse hacia frecuencias

inferiores a medida que se aumenta el grosor de metalización, aunque esta variación es muy pequeña. Para apreciar este efecto sería necesario aumentar de una forma considerable S_a , pero esto no es posible porque C (perímetro total del Folded Slot) sería muy superior a λ_g , manteniendo siempre $L_a = \lambda_g/2$, condición de diseño del Folded-Slot.

La primera resonancia útil se produce a frecuencias más altas cuanto mayor es S_a , desplazándose hacia frecuencias inferiores a medida que se disminuye el grosor de metalización, tal y como se muestra en la Figura 3-5. Por lo que se refiere a la segunda resonancia (tercero paso por cero de la parte imaginaria) el efecto es contrario, produciéndose la resonancia a frecuencias menores a medida que se aumenta el grosor S_a .

Como se puede comprobar en las figuras anteriores, el valor de la impedancia a la segunda resonancia útil es menor que el que se obtiene en la primera resonancia útil, ya que la primera coincide prácticamente con el pico máximo de la parte real de Z_{in} .

Si hay algo que no afecta el hecho de aumentar el grosor de metalización es en el diagrama de radiación. El diagrama de radiación mantiene siempre la misma forma, siempre radiando más potencia hacia la parte inferior de la antena, hacia el dieléctrico. Esto se puede explicar a partir de la expresión (3.4) de la potencia radiada.

En resumen, se puede apreciar que la variación de metalización S_a comporta un cambio, aunque éste es pequeño teniendo en cuenta que las variaciones también son pequeñas, en el comportamiento de la impedancia de entrada del Folded-Slot. Para acabar con el análisis del parámetro de diseño en cuestión se pueden analizar otros parámetros que están relacionados con el funcionamiento de la antena. Estos parámetros son tres: la potencia radiada (P_r), la directividad (D) y la ganancia (G). Partiendo de la base que los resultados que se obtienen con el simulador electromagnético *Momentum* utilizado para el análisis de la estructura no son del todo reales, se obtienen los siguientes resultados:

Tabla 3-1. P_r , D y G en función del grosor S_a .

S_a (μm)	Potencia radiada (W)	Directividad (dB)	Ganancia (dB)
10	0.0141	5.72	5.92
15	0.0143	5.76	5.97
20	0.0144	5.80	6.01

De la tabla anterior se puede apreciar que los tres parámetros analizados y que son de una importancia elevada para el funcionamiento de la antena no varían apenas por lo que se puede afirmar que no sufren variación alguna por variar el grosor de

metalización S_a . Conviene tener en cuenta que los parámetros analizados en la tabla [3-1] son parámetros de menor importancia a la hora de diseñar la antena final de este proyecto, por lo que para el diseño de la antena final no está basado en el resultado de estos parámetros. El principal parámetro que se va a tener en cuenta es la impedancia de entrada de la antena, por lo que es este parámetro el que conviene optimizar. El hecho de analizar estos parámetros es simplemente para ver el efecto que puede producir la variación en este caso del grosor de metalización S_a .

Por lo tanto, y como conclusión se puede ver que la variación del grosor de metalización S_a comporta una variación en la impedancia de entrada del Folded-Slot pero no conlleva ninguna variación en los tres parámetros analizados en la tabla [3-1].

3.1.2 Efecto que produce modificar la anchura de gap del Folded-Slot

Para estudiar cómo afecta este parámetro sobre el comportamiento de la antena se ha optado por hacer que todo el gap o slot que envuelve la metalización (W_{a1} y W_{a2}) sea uniforme, presentando siempre el mismo grosor de gap o slot envolviendo la metalización. A partir de aquí, el objetivo es el mismo que el del apartado anterior, ver cómo afecta la variación de todo gap o slot a la vez.

El grosor del gap alrededor de la parte metalizada tiene una influencia algo mayor que la modificación del grosor S_a y esto se puede apreciar en las Figuras 3-6 y 3-7.

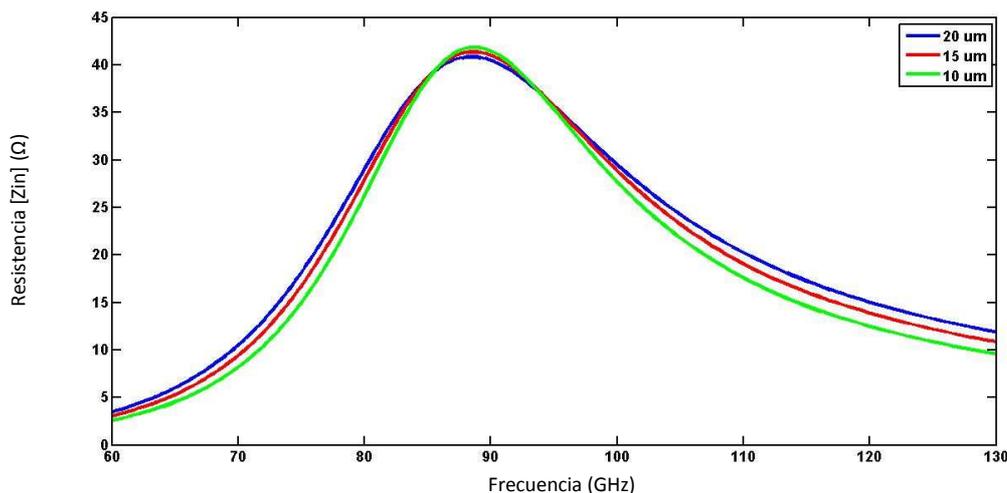


Figura 3-6. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2} .

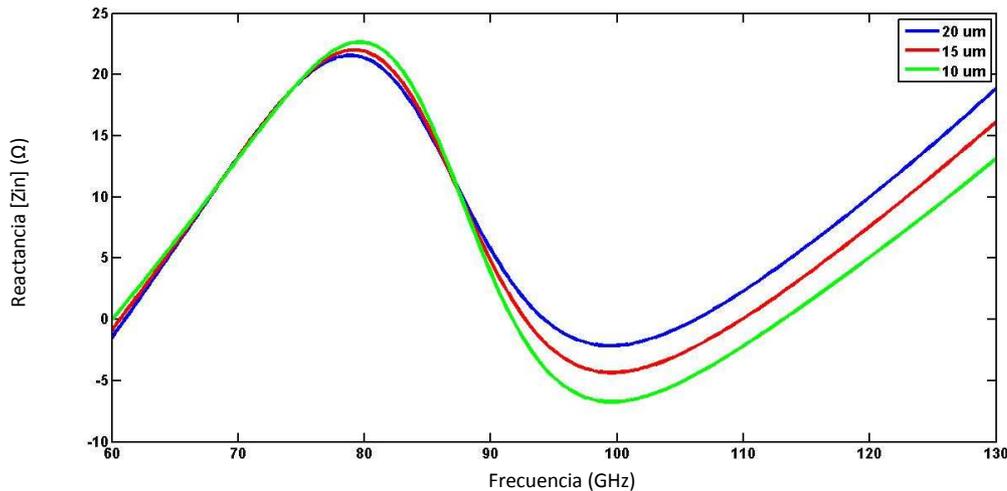


Figura 3-7. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2} .

Si se aumenta el grosor de W_{a1} y W_{a2} de manera uniforme, se puede ver que la parte real de la impedancia a la frecuencia de 94 GHz vale siempre prácticamente lo mismo, teniendo ésta un valor de 37Ω . El efecto que produce sobre la parte real de la impedancia de entrada modificar los parámetros de diseño en cuestión es que cuanto mayor es el gap o slot de contorno de la antena menor es el valor máximo que presenta la parte real de la impedancia de entrada, lo que provoca que la curva de la parte real se haga más ancha y por lo tanto, el ancho de banda del Folded-Slot aumenta (mirando el ancho de banda para valores de la parte real iguales o superiores a 20Ω , ya que es la impedancia que se buscará obtener con el diseño final de la antena para este proyecto) y viceversa, tal y como se muestra en la Figura 3-6. Se tiene que tener en cuenta que los efectos no son muy llamativos debido a que estamos hablando de variaciones muy pequeñas, variaciones acordes con el tamaño de la antena.

Parece claro que modificar los parámetros de diseño W_{a1} y W_{a2} tiene un efecto más claro sobre la curva de la parte imaginaria de la impedancia de entrada. Observando la Figura 3-7 se puede apreciar que si aumenta el valor del gap o slot de contorno de la antena las frecuencias de la primera y segunda resonancias útiles (segundo y tercer paso por cero de la parte imaginaria) se aproximan cada vez más entre ellas y viceversa, si el gap o slot de la antena disminuye las frecuencias de resonancia se separan cada vez más entre ellas. En general, se puede decir que aumentar los parámetros de diseño que se están analizando provoca que la primera resonancia se desplace hacia frecuencias mayores y la segunda resonancia se desplace hacia frecuencias inferiores y al contrario si estos parámetros disminuyen, es decir, la primera resonancia útil se desplaza hacia frecuencias inferiores y la segunda resonancia útil se desplaza hacia frecuencias mayores.

Tabla 3-2. P_r , D y G en función de las anchuras W_{a1} y W_{a2} .

W_{a1} y W_{a2} (μm)	Potencia radiada (W)	Directividad (dB)	Ganancia (dB)
10	0.0141	5.57	5.79
15	0.0141	5.69	5.91
20	0.0144	5.80	6.01

Igual que pasaba en el caso de modificar el grosor de metalización S_a , el diagrama de radiación no se ve afectado por modificar los parámetros W_{a1} y W_{a2} , manteniendo siempre la misma forma y radiando siempre más potencia en dirección a las z negativas, es decir, radiando más potencia hacía el sustrato que hacia el aire.

Siguiendo el guión establecido en el apartado “3.1.1. Efecto que produce modificar la anchura de metalización”, se va a analizar el comportamiento de otros parámetros que son importantes para el diseño de la antena, pero que en este caso no son los parámetros sobre los que se basa el diseño de la antena: la potencia radiada (P_r), la directividad (D) y la ganancia (G). Aumentar o disminuir la anchura de gap o slot del Folded-Slot no produce prácticamente ninguna variación considerable en los parámetros analizados en la tabla [3-2], por lo que se puede decir que la modificación de W_{a1} y W_{a2} que se está analizando en este apartado no producen ninguna variación en la potencia radiada, la directividad ni en la ganancia del Folded-Slot.

Por lo tanto, según los resultados que se han obtenidos en este apartado parece indicar que el grosor de gap o slot es un parámetro realmente a tener en cuenta a la hora de hacer el diseño del Folded-Slot, ya que en función de esto es posible modificar parámetros importantes como la impedancia de entrada (Z_{in}). A partir de lo analizado en este apartado, parece indicar que los valores de W_{a1} y W_{a2} óptimos para el correcto funcionamiento del Folded-Slot según los requisitos que debe cumplir es la estructura con $W_{a1} = W_{a2} = 20\mu\text{m}$, ya que es la configuración que presenta la resonancia a la frecuencia de interés (94 GHz). La parte real de la impedancia se ha visto que tiene el mismo valor para cualquier configuración de la estructura. La ventaja de esta configuración es que tiene un ancho de banda mayor que las otras configuraciones y presenta un pico máximo de la parte real más bajo.

3.1.3 Efecto que produce modificar únicamente la anchura de gap superior e inferior del Folded-Slot

En el apartado anterior se ha estudiado como afecta al comportamiento del Folded-Slot el hecho que $W_{a1} = W_{a2}$, modificando ambos parámetros a la vez, de manera que el gap o slot de contorno de la metalización sean modificados de manera conjunta, adoptando ambos parámetros siempre el mismo valor. En este apartado lo que se pretende es analizar cómo afecta modificar solamente el parámetro de diseño

W_a1 , o lo que es lo mismo, modificar simplemente el gap o slot superior e inferior del Folded-Slot, manteniendo W_a2 (resto de gap o slot de contorno de la antena) constante, concretamente $W_a2 = 20\mu m$, ya que observando las Figuras 3-6 y 3-7 es el valor con el cual se obtiene mejores resultados para Z_{in} .

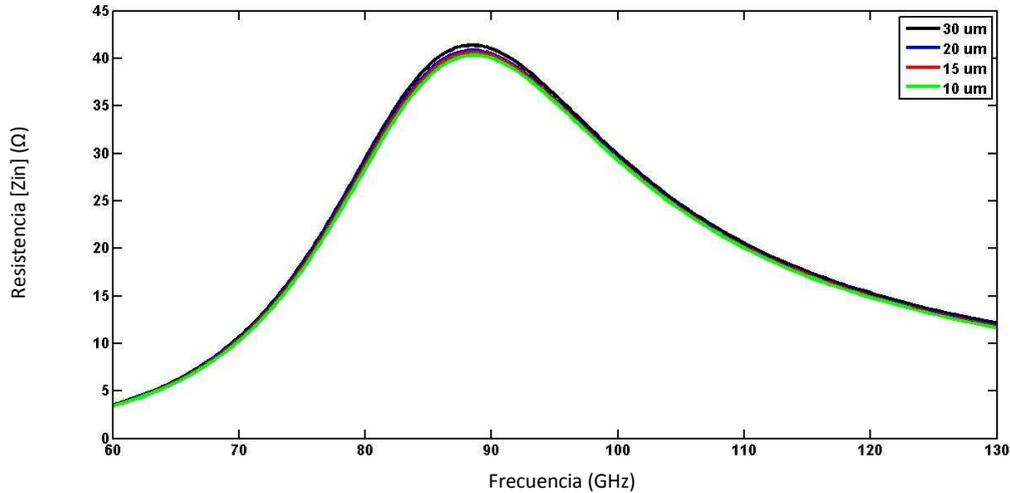


Figura 3-8. Parte real de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de la anchura W_a1 .

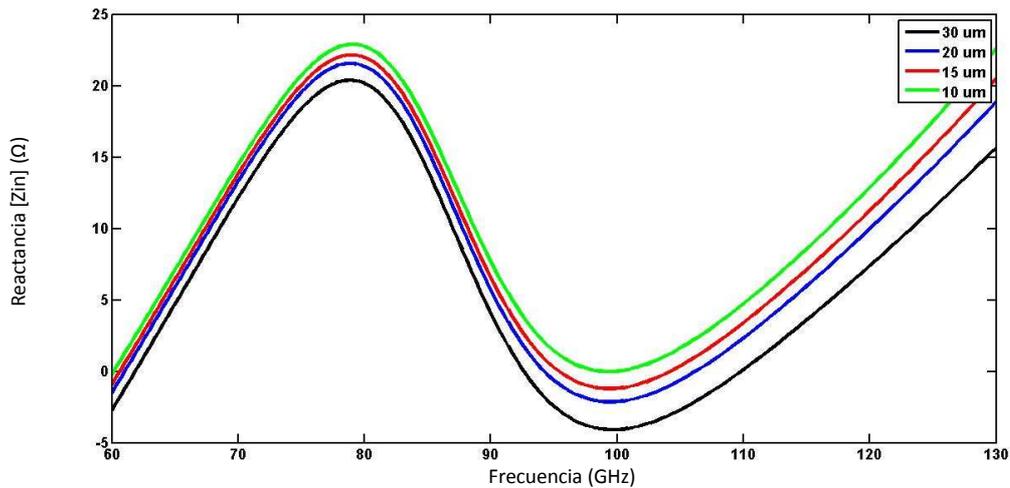


Figura 3-9. Resonancias de la impedancia de entrada del Folded-Slot en función de la anchura W_a1 .

Tal y como se puede apreciar en la Figura 3-8, modificar solamente el parámetro W_a1 no tiene ningún efecto visible sobre el comportamiento de la curva de la parte real de la impedancia de entrada. En esta figura se puede observar que para cualquier valor que tome el parámetro de diseño W_a1 no altera el comportamiento la parte real de la impedancia de entrada de manera notable. El único efecto que produce es que cuanto mayor es el valor de W_a1 comporta que el valor máximo de la curva de la parte real aumente también y viceversa, aunque esta variación es muy pequeña, por lo que se puede decir que no sufre ninguna variación considerable.

Mirando la Figura 3-8 se puede ver que el ancho de banda del Folded-Slot para valores de la parte real iguales o superiores a 20Ω y para cualquier valor de W_a1 es exactamente el mismo, de manera que se puede afirmar que no afecta para nada en el ancho de banda de la antena.

Por lo que se refiere a la reactancia de la impedancia de entrada (parte imaginaria) el efecto que se produce variando únicamente el gap superior e inferior del Folded-Slot, o lo que es lo mismo, el parámetro de diseño W_a1 , es contrario al efecto que provoca variar todo el gap del Folded-Slot de manera uniforme. En la Figura 3-9 se puede apreciar que si la anchura W_a1 aumenta implica que las frecuencias de resonancia se separan entre ellas, de manera que si los gaps superior e inferior aumentan provoca que la primera resonancia útil se desplace a frecuencias inferiores que la segunda resonancia útil se desplace a frecuencias mayores. El efecto contrario ocurre si la anchura de gap superior e inferior disminuye, llegando incluso a no producirse ninguna resonancia si W_a1 es lo suficientemente pequeña. Esto ocurre por ejemplo para valores de $W_a1 < 10 \mu m$, aunque tal vez, ya se esté hablando de tamaños muy pequeños.

El hecho de modificar W_a1 no repercute en nada en la forma del diagrama de radiación de la antena tal y como era de esperar, ya que continúa radiando más potencia en dirección al sustrato.

Igual que se ha realizado en los apartados anteriores, el siguiente paso es comprobar el efecto que produce la variación de parámetro que se está analizando en este apartado sobre los parámetros de potencia radiada, directividad y ganancia. La tabla [3-3] indica que la variación de W_a1 no implica ninguna variación respecto los parámetros que se indican en la tabla:

Tabla 3-3. P_r, D y G en función de la anchura W_a1 .

W_a1 (μm)	Potencia radiada (W)	Directividad (dB)	Ganancia (dB)
10	0.0143	5.79	6.00
15	0.0143	5.80	6.01
20	0.0144	5.80	6.01
30	0.0155	5.86	6.05

Por lo tanto, viendo los resultados que se exponen en las Figuras 3-8 y 3-9, es complicado decantarse por un valor concreto de W_a1 , pero teniendo en cuenta los resultados obtenidos en los apartados anteriores el valor que mejor satisface las condiciones de diseño del Folded-Slot es $W_a1 = 20 \mu m$, siendo la estructura con la que se consigue una resonancia a la frecuencia de 94 GHz.

3.1.4 Diseño del Folded-Slot final

Después de haber analizado como afecta al comportamiento de la antena el hecho de modificar algunos parámetros de diseño de ésta, ahora ya es posible poder hacer un diseño del Folded-Slot que será el modelo definitivo y a partir del cual se diseñará la antena Double Folded Slot que se utilizará en el receptor detector del proyecto. Para la elección de los tamaños del diseño es necesario partir de los valores obtenidos en los tres apartados anteriores.

La frecuencia de trabajo del receptor es de 94 GHz, por lo que la longitud L_a parece clara. Este parámetro tiene que ser $\lambda_g/2$ dependiendo de forma directa de la permitividad efectiva (ϵ_e) del medio de propagación. Para calcular el valor de L_a es necesario hacer uso de la ecuación (3.12) tal y como se ha indicado anteriormente. Este paso es evidente, a partir de aquí es necesario escoger los valores de diseño W_{a1} , W_{a2} y S_a en función de los resultados obtenidos en los apartados anteriores. Los tamaños de diseño se muestran en la tabla [3-4].

Tabla 3-4. Valores de diseño para los parámetros W_{a1} , W_{a2} , S_a y L_a .

Parámetro	Valor (μm)
W_{a1}	20
W_{a2}	20
S_a	20
L_a	696
S_f	25

Se puede comprobar que los valores escogidos son los que presentan siempre un mejor comportamiento del Folded-Slot en todos los casos estudiados, ya que cualquier variación de los valores en los parámetros de diseño provoca que la impedancia de entrada se vea modificada, bien sea la curva de la parte real o la curva de la parte imaginaria.

Esta configuración de Folded-Slot presenta una impedancia suficientemente baja a la frecuencia de diseño tal y como muestra la Figura 3-10 ($Z_{in} = 37\Omega$), presentando una resonancia justo a la frecuencia de diseño (94 GHz) y presenta una respuesta igual que la expuesta en [12], respuesta que debe tener el Folded-Slot diseñado.

El diagrama de radiación que presenta esta estructura a la frecuencia de 94 GHz es el esperado manteniendo la condición de radiar más potencia hacia el sustrato que hacia el aire, aunque como es lógico, presentando un diagrama de radiación omnidireccional aunque no simétrico, ya que radia diferente potencia dependiendo de

la dirección. El diagrama de radiación es el que se muestra en la Figura 3-11 y se demuestra que es exactamente igual que el que produce un dipolo magnético tal y como se ha comentado, obteniendo la forma típica de “donut”, igual que un dipolo magnético, con la variación de emitir más radiación hacia el sustrato, cosa que en el dipolo magnético el diagrama de radiación es igual en todas las direcciones.

Una vez diseñado ya el Folded Slot obteniendo unos resultados correctos, el siguiente paso consiste en estudiar cual es el comportamiento de una estructura que presenta dos Folded Slot colocados en contraposición, paso previo al diseño definitivo de la antena Double Folded Slot.

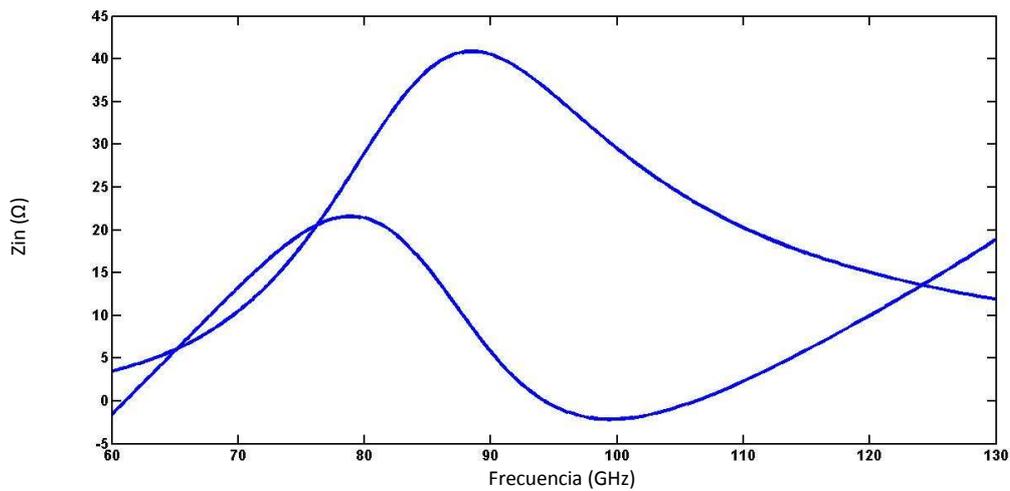


Figura 3-10. Impedancia de entrada del Folded-Slot diseñado.

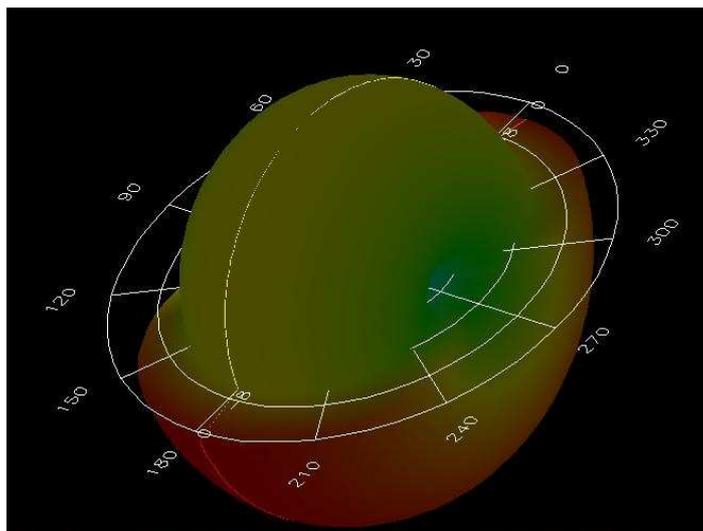


Figura 3-11. Diagrama de radiación del Folded-Slot diseñado.

3.2. Estudio y diseño de dos Folded Slot

Tal y como se menciona en el apartado anterior, el paso previo al diseño final de la antena que utilizará el receptor, es hacer el estudio y diseño de dos antenas idénticas Folded-Slot colocadas en contraposición. Las antenas Folded Slot que se utilizarán en este apartado son de tamaño igual al Folded Slot diseñado en el apartado anterior.

El motivo de utilizar dos antenas tipo Folded Slot es porque de esta manera se consigue aumentar la directividad de la antena y además permite obtener un diagrama de radiación simétrico, es decir, el diagrama tiene una forma cuadrada, tal y como se podrá observar al final de este apartado.

Para diseñar esta estructura es necesario que los dos Folded Slot estén separados a una distancia física $d = 0.506\lambda_d$ [13], donde λ_d es la longitud de onda en el medio del dieléctrico y se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$\lambda_d = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}f_0} \quad 3.12$$

donde ϵ_r es la permitividad relativa del dieléctrico, y en este caso, al trabajar con un sustrato de alúmina, $\epsilon_r = 9.6$ y f_0 es la frecuencia de diseño, $f_0 = 94 \text{ GHz}$. Por lo tanto, la separación física que muestra la Figura 3-11 entre ambos Folded-Slots es aproximadamente de $515\mu\text{m}$, valor teórico calculado ya que esto se tiene que verificar sobre el diagrama de radiación, tomando siempre como referencia el centro geométrico de las dos antenas. En este estudio, las dimensiones de los Folded-Slots se mantienen siempre constantes con lo que aparece un único parámetro que puede hacer variar el comportamiento de la estructura y no es otro que la distancia de separación física d entre los dos Folded-Slots. Para hacer este estudio es necesario que las dos antenas estén desfasadas, de manera que en el software de simulación *Momentum* se tiene que introducir un desfase nominal de 180° entre ambas antenas. Este desfase se ha introducido de forma manual para poder obtener el diagrama de radiación esperado.

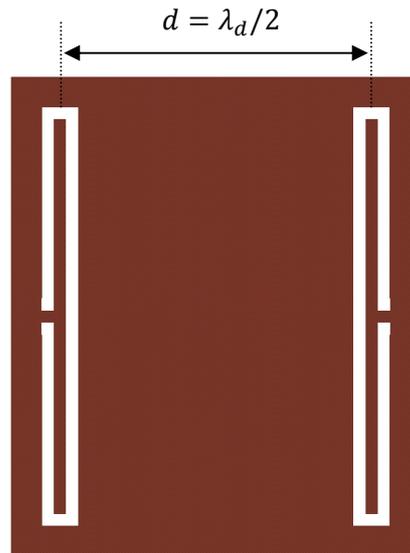


Figura 3-12. Configuración de dos Folded-Slots colocados en contraposición y separados $\lambda_d/2$.

Lo primero que se va a analizar es el comportamiento de la impedancia de entrada en función de la distancia de separación entre ambas antenas. El hecho de ser dos estructuras contrapuestas hace que la impedancia de entrada (Z_{in}) de un Folded-Slot dependa básicamente de dos parámetros: la autoimpedancia y de la impedancia mutua.

- La autoimpedancia (Z_{auto}) hace referencia a la impedancia propia del Folded-Slot en presencia de otra estructura.
- La impedancia mutua (Z_{mutua}) es la impedancia que se genera por el hecho de tener dos antenas paralelas y a la misma altura separadas por una cierta distancia. Z_{mutua} depende de la distancia a la que se encuentren las dos antenas, de manera que si la distancia entre antenas tiende a cero la impedancia mutua tiende al valor de la autoimpedancia (Z_{auto}).

Si se hace que $Z_{11} = Z_{auto}$ y $Z_{12} = Z_{auto}$ y teniendo en cuenta lo comentado, calcular la impedancia de entrada de un Folded-Slot para la estructura presentada es [14]:

$$Z_{in1} = Z_{11} + Z_{12} \quad 3.13$$

$$Z_{in2} = Z_{21} + Z_{22}$$

3.2.1 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la autoimpedancia

Viendo las ecuaciones de impedancia de entrada en 3.14 se puede ver que la impedancia de entrada de cada Folded-Slot en esta configuración es la suma de la autoimpedancia del propio Folded-Slot y la impedancia mutua que se genera entre un Folded-Slot y el otro.

En este apartado se va a analizar cómo afecta la separación física entre ambas antenas sobre la impedancia de entrada a la frecuencia de trabajo (94 GHz). Para ello es importante analizar primero cómo se comporta la autoimpedancia y la impedancia mutua por separado.

Por lo que se refiere a la evolución la autoimpedancia, es importante destacar que si la separación entre antenas aumenta provoca que la parte real de la autoimpedancia que se obtiene a la frecuencia de trabajo (94 GHz) aumenta desplazando el pico máximo hacia frecuencias superiores, aunque este aumento es de poca consideración. El efecto contrario sucede si se disminuye la separación entre las antenas, provocando que la parte real de la autoimpedancia disminuya además de desplazar el pico máximo hacia frecuencias menores. Si la distancia física coincide con la distancia teórica ($0.506\lambda_d$) se observa que la curva de la parte real se mantiene prácticamente plana con un valor entorno a los 35Ω en un ancho de banda comprendido entre los 80 y los 100GHz. La Figura 3-13 muestra que la tendencia que siguen las curvas de la parte real de la autoimpedancia es disminuir el ancho de banda a medida que la separación entre antenas aumenta o disminuye. En estos casos, el efecto que provoca sobre las curvas en cuestión es que cada vez el pico va aumentando el valor a medida que se reduce la anchura de la curva. Si la distancia aumenta, el pico máximo se desplaza hacia frecuencias superiores y se centra alrededor de la frecuencia de trabajo, mientras que si la distancia disminuye, el efecto es contrario, es decir, el pico máximo de la parte real se desplaza hacia frecuencias más bajas centrandolo el valor máximo entorno a los 80 GHz.

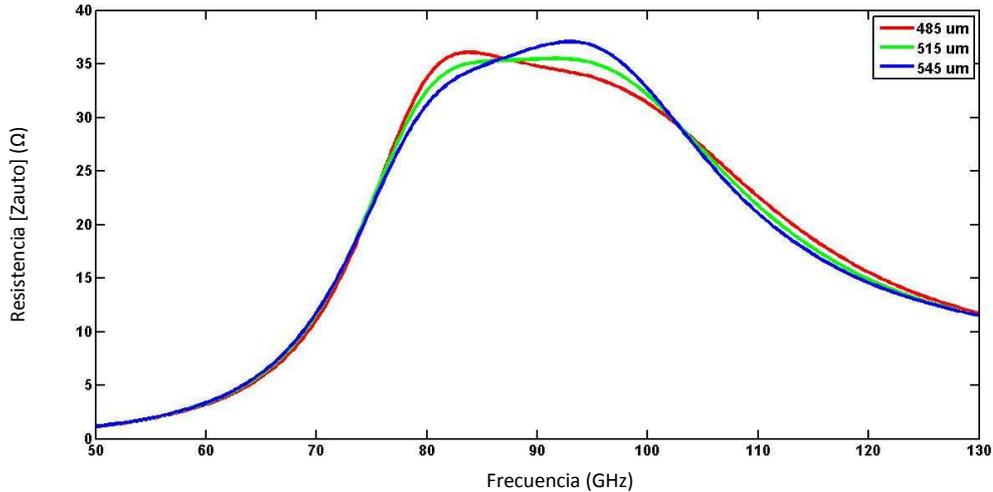


Figura 3-13. Parte real de la autoimpedancia de dos Folded-Slots en función de la separación d .

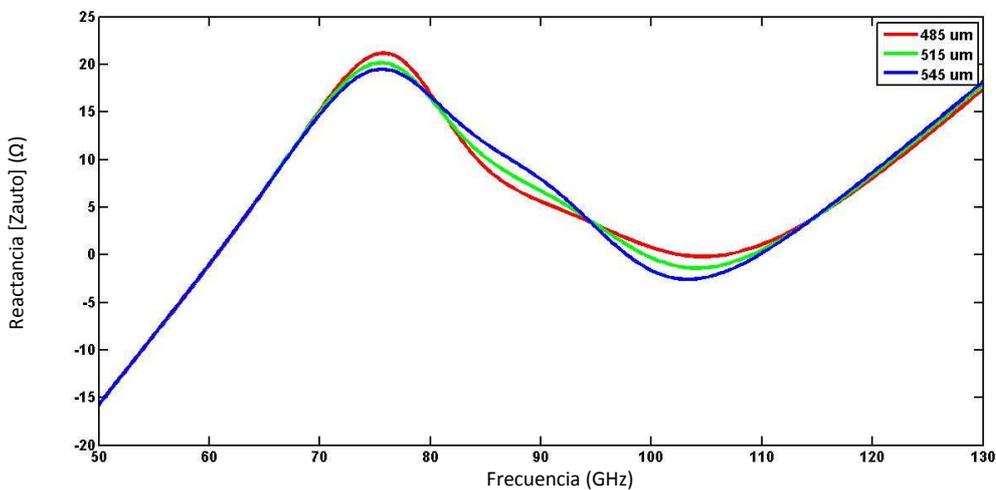


Figura 3-14. Resonancias de la autoimpedancia de dos Folded-Slots en función de la separación d .

Las resonancias de la antena también se ven afectadas. Si la separación entre Folded-Slots disminuye provoca que la primera resonancia útil (frecuencia a la que se anula la reactancia) se produzca a frecuencias mayores, mientras que la segunda resonancia se desplaza hacia frecuencias menores. Esto puede llegar a provocar que no se produzca ninguna resonancia para separaciones físicas entre Folded-Slots lo suficientemente pequeñas. En el lado opuesto se encuentra el hecho de aumentar la separación entre antenas. Si d aumenta provoca que las resonancias se separen entre ellas, de manera que la primera se produciría a frecuencias más bajas y la segunda aumentaría en frecuencia.

3.2.2 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la impedancia mutua

Otro parámetro que se puede ver afectado por el hecho de variar la separación entre Folded-Slots es la impedancia mutua entre antenas (Z_{mutua}). Como se ha comentado antes, este parámetro tiende al valor de la autoimpedancia (Z_{auto}) a la frecuencia de trabajo.

Si la separación física entre los dos Folded-Slots disminuye, la impedancia mutua a 94 GHz (frecuencia de trabajo del receptor detector) aumenta tal y como se puede observar en la Figura 3-15 [12]. Juntar los dos Folded-Slot provoca que el valor máximo de la impedancia mutua aumente, con la tendencia de desplazarse esta curva hacia frecuencias superiores a la vez que se hace cada vez más estrecha y viceversa.

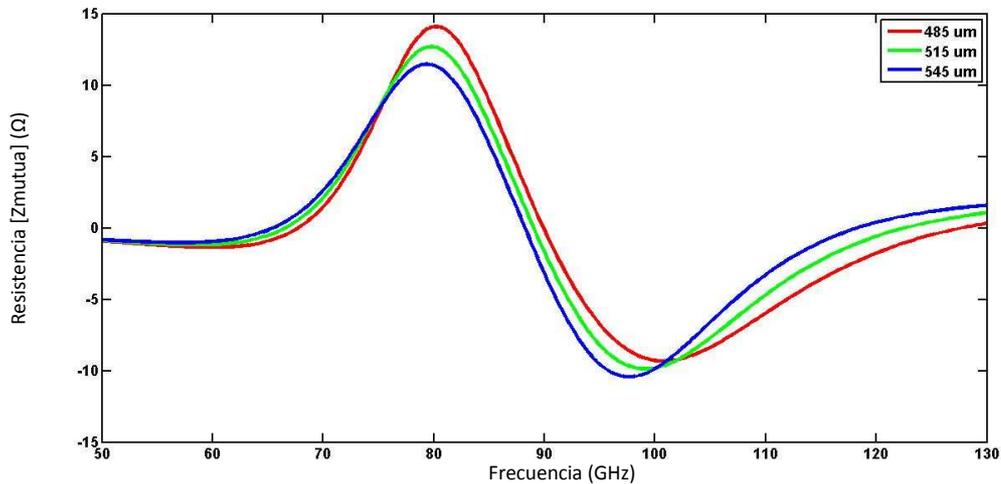


Figura 3-15. Parte real de la impedancia mutua de dos Folded-Slots en función de la separación d .

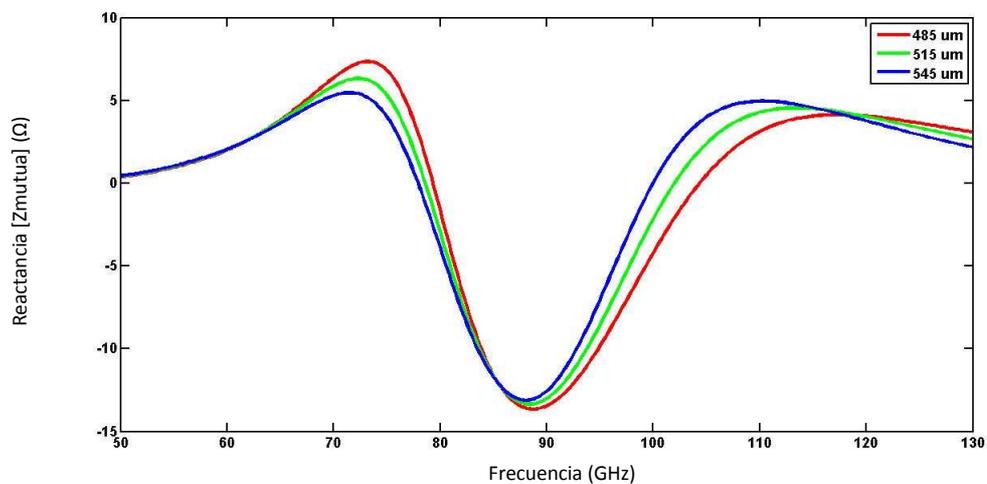


Figura 3-16. Resonancias de la impedancia mutua en función de la separación d .

3.2.3 Como afecta la separación entre Folded-Slot a la impedancia de entrada

Viendo cómo afecta la distancia sobre la autoimpedancia (Z_{auto}) y sobre la impedancia mutua (Z_{mutua}) es lógico pensar que esto pueda afectar a la impedancia de entrada (Z_{in}) ya que como se demuestra en la ecuación (3.14), la impedancia de entrada depende directamente de las otras dos impedancias.

Como se puede apreciar en los apartados anteriores en los que se analiza el efecto de la distancia sobre las dos impedancias que establecen la impedancia de entrada, cuando se aumenta la distancia entre Folded-Slot la tendencia es que curva de la parte real de la autoimpedancia aumente su valor mientras que la curva de la parte real de la impedancia mutua disminuye a la frecuencia de trabajo, y al contrario si la distancia entre antenas disminuye. El efecto que produce estas variaciones sobre la impedancia de entrada se representa en las Figuras 3-17 y 3-18. En estas figuras se puede apreciar que aumentar la distancia entre antenas hace que el valor máximo de la parte real de Z_{in} disminuya produciéndose siempre alrededor de la misma frecuencia y manteniendo prácticamente el mismo ancho de banda si se toma como referencia por ejemplo los 20Ω . Es importante tener en cuenta que a 94 GHz estos valores son prácticamente iguales en todos los análisis dando la sensación que cuando aumenta la Z_{auto} disminuye la Z_{mutua} , de manera que se compensan y por eso el valor es prácticamente siempre igual aumente o disminuya la distancia entre antenas.

Respecto a la curva de la parte imaginaria de Z_{in} , se produce un efecto parecido al que sucede con la parte real. Las dos resonancias útiles (segunda y tercera resonancia) varían de forma inversa, de manera que cuando la reactancia de Z_{auto} aumenta, la reactancia de Z_{mutua} disminuye y al revés, produciendo un efecto de compensación en la reactancia de Z_{in} . Las resonancias se producen a una frecuencia muy parecida en todos los casos, pero ahora sí que se puede apreciar algún efecto más significativo. Concretamente, si la separación aumenta provoca que las dos resonancias se acerquen entre sí, haciendo que el segundo paso por cero de la parte imaginaria de Z_{in} se produce a frecuencias mayores mientras que el tercer paso por cero se produce a frecuencias menores. Esto da pie a pensar que si la separación entre antenas es lo suficientemente elevada puede darse el caso que no se produzca ninguna resonancia. De todos modos, la variación de las frecuencias de la primera y segunda resonancias es pequeña.

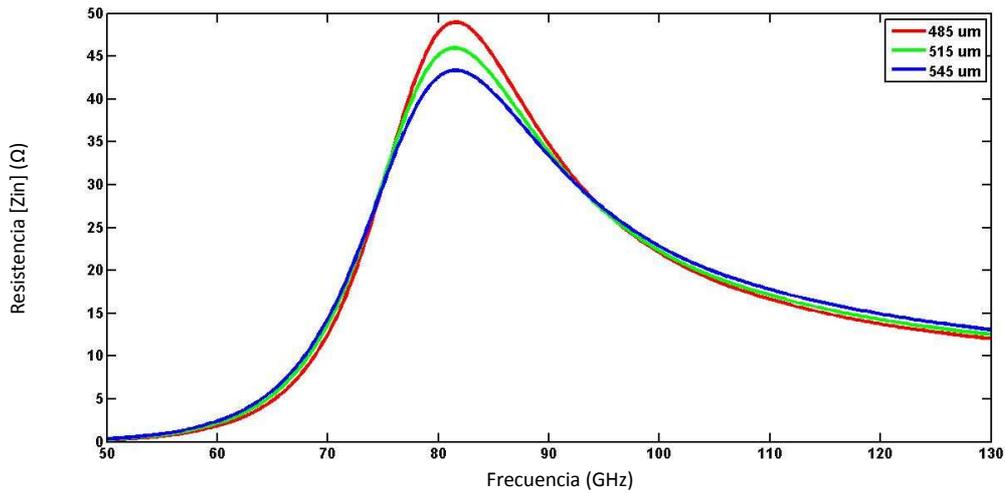


Figura 3-17. Parte real de la impedancia de entrada de dos Folded-Slots en función de la separación d.

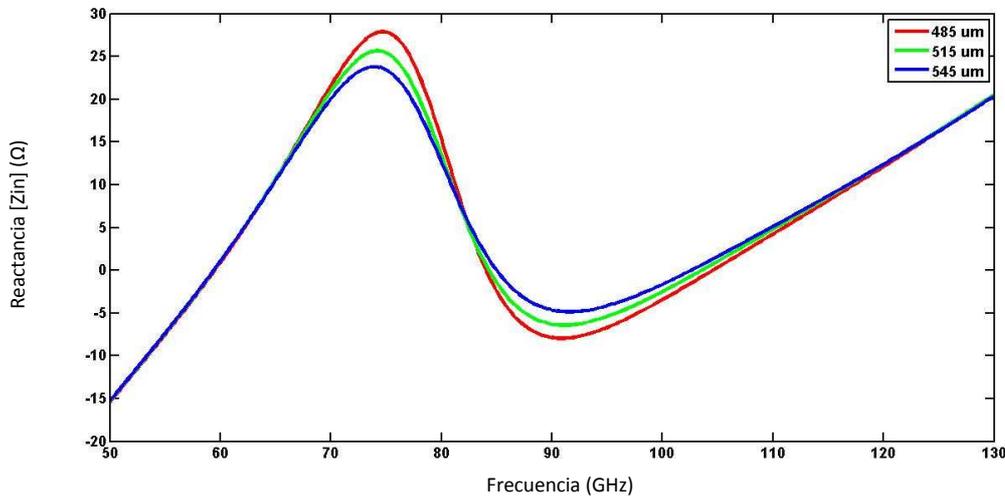


Figura 3-18. Resonancias de la impedancia de entrada de dos Folded-Slots en función de la separación d.

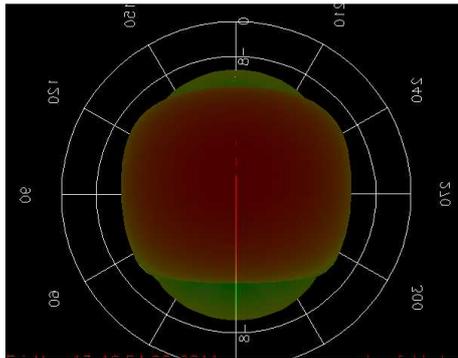
3.2.4 Como afecta la separación entre Folded-Slots en el diagrama de radiación

Tal y como se ha dicho en la introducción del apartado “3.2. Estudio y diseño de dos Folded-Slot”, utilizar una estructura con dos Folded-Slot contrapuestos y separados $d = \lambda_d/2$ hace que la directividad de la antena aumente. Esto es lo que se puede ver en la tabla [3-5] donde también se presentan los valores obtenidos con diferentes separaciones entre antenas.

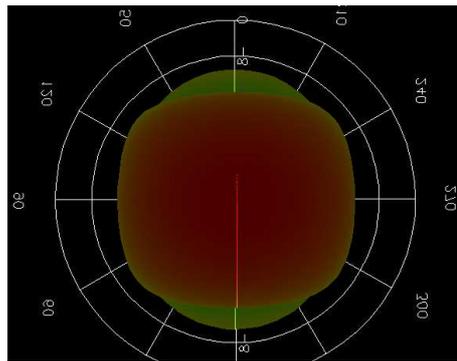
Tabla 3-5. P_r , D y G en función de la separación d.

d (μm)	Potencia radiada (W)	Directividad (dB)	Ganancia (dB)
485	0.0245	8.66	9.37
515	0.0255	8.39	9.06
545	0.0268	8.11	8.74

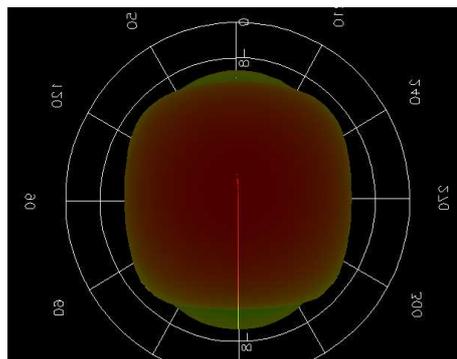
El hecho de modificar la separación entre antenas hace que el diagrama de radiación se vea modificado también. Lo que se busca con esta estructura es conseguir un diagrama de radiación lo más simétrico posible. Es lógico pensar que la configuración que cumple mejor con las especificaciones es aquella que $d = 0.506\lambda_d/2$ aunque no está de más obtener más resultados con diferentes separaciones entre antenas para poder comparar el comportamiento que tienen las estructuras cuando se modifica el parámetro d .



(a)



(b)



(c)

Tal y como se esperaba, la estructura que presenta un diagrama de radiación que mejor se ajusta a las condiciones comentadas es la que tiene una separación física entre antenas $d = 515\mu m$ (Figura 3-19 (b)). Esta configuración presenta un diagrama de radiación más simétrico que en el resto de estructuras analizadas (figuras 3-18 (a) y (c)).

Las Figuras 3-19 (a), (b) y (c) demuestran que la separación entre antenas sí que influye en la forma del diagrama de radiación. Si la distancia aumenta produce que el diagrama de radiación se haga cada vez más ancho, de manera que cada vez va cogiendo una forma más alargada en sentido horizontal y se va chafando por la parte superior e inferior (Figura 3-19 (c)), llegando a desaparecer la forma simétrica si la separación es suficientemente elevada. Si la distancia disminuye el efecto es contrario, es decir, el diagrama de radiación se estrecha por los lados obteniendo una forma cada vez más alargada en vertical.

Figura 3-19. Diagrama de radiación en función de la separación. (a) $d=545\mu$, (b) $d = 515 \mu m$, (c) $d = 485 \mu m$.

3.2.5 Diseño final de la estructura con dos Folded-Slot

En los apartados anteriores se ha visto como afecta la separación entre antenas d en el comportamiento de la estructura formada por dos Folded-Slots en posición contrapuesta.

Como se ha visto, si la separación entre antenas se modifica pero siempre dentro de unos márgenes sin desviarse mucho de la separación física teórica el efecto que tiene sobre la impedancia de entrada no es muy grande, de manera que en los casos estudiados, no se observan grandes variaciones pero sí la tendencia que sigue la impedancia de entrada en función de la separación.

Por lo que afecta al diagrama de radiación sí que se observa en las Figuras 3-19 que la estructura que mejor cumple la condición de simetría que se busca es la que presenta una separación entre antenas de $d = 515\mu\text{m}$.

A partir de los resultados obtenidos, la separación que se ha escogido para el diseño final es $d = 515\mu\text{m}$ por los siguientes motivos:

- Es el valor teórico que se obtiene a partir de la expresión (3.13).
- Es el diseño que presenta un diagrama de radiación más acorde con la condición de simetría que debe cumplir esta estructura.
- Viendo que la impedancia de entrada no sufre grandes cambios alrededor de la banda de trabajo del receptor (sí que es verdad que si se mira hacia frecuencias menores y fuera de la banda de trabajo la impedancia de entrada aumenta si la separación disminuye) si la separación entre antenas se modifica, mejor escoger la separación teórica calculada.

Para este diseño, y manteniendo los tamaños de diseño del Folded-Slot que se han obtenido en el apartado “3.1. Estudio del Folded-Slot”, la estructura de dos Folded-Slot en posición contrapuesta tiene los tamaños de diseños que se presentan en la tabla [3-6] y una configuración como se muestra en la Figura 3-12:

Tabla 3-6. Valores de diseño para los parámetros W_{a1} , W_{a2} , S_a , L_a , S_f y d .

Parámetro	Valor (μm)
W_{a1}	20
W_{a2}	20
S_a	20
L_a	696
S_f	25
d	515

3.3. Estudio y diseño de la estructura definitiva Double Folded Slot

Una vez se ha llegado a este punto, el paso final es sólo diseñar el modelo final de antena que se utilizará en el receptor. La antena que se diseñará en este apartado es una antena tipo Double Folded Slot (DFS) y que la única diferencia que existe entre este diseño y el diseño estudiado en el apartado anterior (dos antenas Folded-Slot colocadas en contraposición y una separación física de $0.506\lambda_d$ entre ambas) es que en la estructura DFS, los dos Folded-Slot están unidos entre sí con una línea coplanar de longitud aproximada $0.5\lambda_g$ (recordar que λ_g es la longitud de onda de propagación en la que se tiene en cuenta la permitividad relativa del medio por el que se propaga la señal, en este caso el medio de propagación es el aire y el dieléctrico).

El motivo de utilizar una línea de conexión entre los dos Folded-Slot es para alimentar cada Folded-Slot en fase y maximizar la eficiencia del haz principal, obteniendo un desfase entre Folded-Slots de 180° a través de la guía coplanar [12].

Tal y como se menciona en la introducción de este capítulo, este tipo de antenas presenta una impedancia baja a lo largo de un gran ancho de banda [13], condición que permite utilizar este tipo de antenas con otros dispositivos que presentan también una baja impedancia como puede ser el caso de los diodos Schottky y que es lo que se hace en este proyecto.

La estructura del Double Folded Slot es la que se presenta en la Figura 3-20:

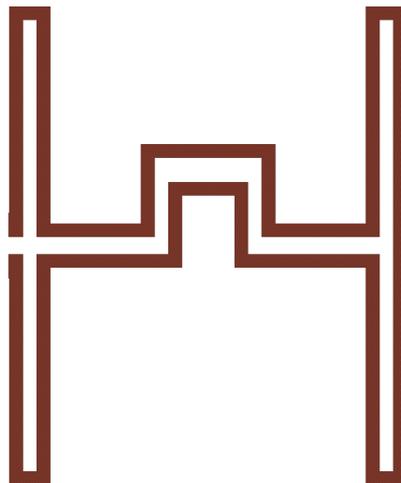


Figura 3-20. Diseño de una antena DFS sobre el dieléctrico.

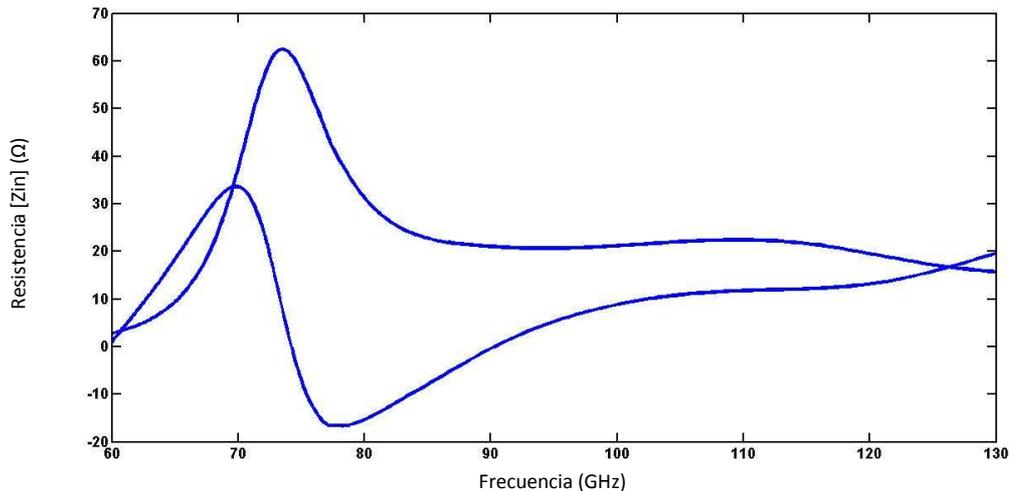


Figura 3-21. Impedancia de entrada de la antena DFS en función de la frecuencia.

La figura anterior confirma que esta antena presenta una impedancia de entrada baja manteniéndose inferior a 25Ω a lo largo de un gran ancho de banda siendo prácticamente constante entre los 80 GHz y los 110 GHz. Mirando concretamente a 94 GHz (frecuencia de trabajo del receptor) presenta una impedancia de entrada de 20.5Ω , valor más que correcto para utilizar con el diodo Schottky analizado en el Capítulo 2. La antena DFS presenta un pico de impedancia de entrada máximo que coincide con la frecuencia de la primera resonancia útil, mientras que la segunda resonancia coincide con el valor más bajo de la impedancia de entrada. Como se puede ver en la figura anterior, la segunda resonancia se produce prácticamente a la frecuencia de trabajo (94GHz), motivo por el cual el valor de impedancia que se obtiene a esta frecuencia es prácticamente el valor mínimo de impedancia de entrada.

El diagrama de radiación del DFS sigue siendo prácticamente simétrico, aunque no lo es del todo, tal y como se había obtenido en el diseño del apartado “3.2.4 Como afecta la separación entre Folded-Slots en el diagrama de radiación”. El motivo por el que no se obtiene un diagrama tan simétrico es porque entre los dos Folded-Slots ahora existe un tramo de línea metálica la cual, y sin que se pueda evitar, también emite radiación por la presencia de corrientes en él, lo cual se traduce en una ligera modificación en el diagrama de radiación tal y como muestra la Figura 3-23. De todas maneras, este efecto no es muy significativo y se puede aceptar para el diseño de la antena DFS final.

Los valores de *Potencia radiada*, *Directividad* y *Ganancia* son los que muestra la tabla siguiente. Aunque como ya se ha dicho anteriormente, el diseño de la antena no se basa en los valores obtenidos para estos parámetros (las condiciones que debe cumplir la antena es una $Z_{in} = 20\Omega$ y la simetría de su diagrama de radiación), pero no está de más ver qué valores se obtienen para los parámetros expuestos en la tabla en el diseño final de la antena DFS.

Tabla 3-7. P_r , D y G de la antena DFS diseñada.

Potencia radiada (W)	Directividad (dB)	Ganancia (dB)
0.027	8.37	9.00

Como se puede apreciar en la tabla anterior, igual que pasaba cuando se tenía dos Folded-Slot separados una distancia $d = \lambda_g/2$, la directividad que se obtiene es mayor a la estructura formada por un único Folded-Slot debido a la presencia en este caso también de dos Folded-Slot.

Por lo tanto, llegados a este punto ya se puede definir las cotas de diseño de la antena DFS que se utilizará en este proyecto. Las cotas de diseño son:

Tabla 3-8. Valores de los parámetros de diseño de la antena DFS.

Parámetro	Valor (μm)
W_{a1}	20
W_{a2}	20
W_c	20
S_a	20
S_b	25
S_c	20
S_d	35
S_f	25
L_a	696

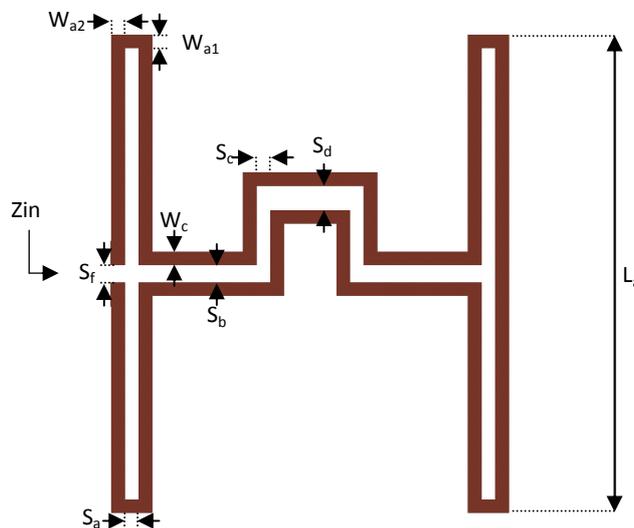


Figura 3-22. Diseño de la antena DFS sobre el dieléctrico con los parámetros de diseño.

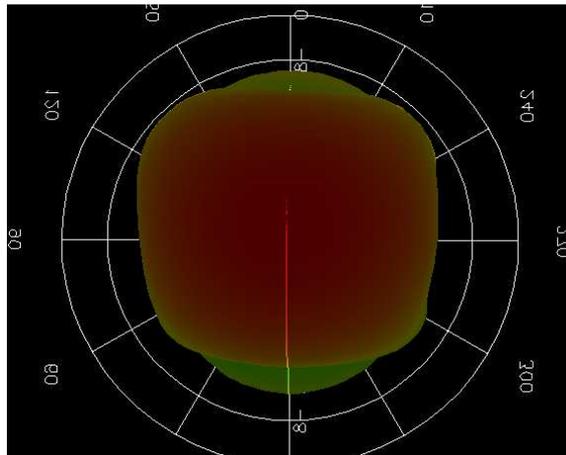


Figura 3-23. Diagrama de radiación de la antena DFS diseñada.

3.4. Conclusiones

A partir de las conclusiones del Capítulo 2, donde se ha analizado el comportamiento del diodo en función de algunos de sus parámetros que influyen de una manera más directa en él, en el presente capítulo se ha presentado el diseño de la estructura de la antena Double Folded Slot que debido a su baja impedancia de entrada (20Ω a la frecuencia de 94 GHz) es una estructura ideal para poder utilizar con un elemento como es el diodo Schottky analizado en el Capítulo 2, ya que este tipo de dispositivos presentan una impedancia de entrada muy baja.

Para el diseño de la antena Double Folded Slot se han seguido una serie de pasos que han sido necesarios para conseguir obtener el mejor diseño posible de la antena final. Estos pasos son los siguientes:

- Diseño de un Folded Slot a partir de las condiciones y tamaños de diseño necesario, es decir, considerar un diseño de una estructura con de tamaño $\lambda_g/2$, e intentando mantener que la impedancia de entrada de esta estructura sea lo más baja posible.
- Diseñar una estructura a partir de dos Folded Slots diseñados previamente y separados entre sí una distancia de $\lambda_d/2$ para poder conseguir un diagrama de radiación simétrico. En este diseño es primordial que la impedancia de entrada de la estructura siga siendo los más baja posible.
- Diseño final de la antena Double Folded Slot uniendo los dos Folded Slot separados entre sí una distancia de $\lambda_d/2$ con un meandro o tramo de línea de longitud $\lambda_g/2$ con el objetivo de conseguir que las dos antenas estén alimentadas con un desfase de 180° .

La antena Double Folded Slot final es una estructura que sigue manteniendo un diagrama de radiación prácticamente simétrico con lo cual se consigue obtener que la antena sea capaz de captar la máxima cantidad de señal radiada. A parte del diagrama de radiación, la característica más importante que presenta esta antena es la impedancia de entrada que presenta a la frecuencia de 94 GHz. La impedancia de entrada de esta estructura se mantiene constante entorno a los 20Ω a lo largo de un gran ancho de banda, lo cual hace más fácil la adaptación de ésta con el diodo analizado en el capítulo anterior.

Capítulo 4.

DISEÑO DE UN FILTRO PASO-BAJO HAMMER-HEAD

Tal y como se ha dicho en el Capítulo 2, el diodo suministra un voltaje DC a su salida proporcional a la señal de RF que detecta la antena y entrega al detector. El hecho de proporcionar un voltaje DC, hace necesario utilizar un filtro paso-bajo para filtrar cualquier componente de alta frecuencia que pueda enmascarar el voltaje DC de salida generado por el diodo detector.

El objetivo de este capítulo es mostrar con detalle el diseño de un filtro paso-bajo con tecnología coplanar que se pueda integrar en el receptor y que tenga unas medidas acordes con el tamaño del receptor en general.

Trabajar a altas frecuencias, como es el caso de este proyecto, hace imposible diseñar filtros a partir de estructuras en escalera mediante elementos concentrados (bobinas y condensadores) ya que estos funcionan correctamente a frecuencias bajas, pero presentan grandes complicaciones a medida que se sube en frecuencia por tres motivos fundamentales:

- Margen de valores limitados que se puede encontrar de los elementos a utilizar.
- Los elementos concentrados (inductivo y capacitivo) están limitados por el hecho que sus parásitos llegan a degradar totalmente el comportamiento.
- La distancia entre componentes no puede ser considerada, pudiendo llegar a afectar de forma importante en el diseño del filtro

En la práctica se debe recurrir a aproximar los elementos reactivos a partir de elementos distribuidos, construidos mediante líneas de transmisión. Una posible técnica para diseñar filtros mediante elementos distribuidos podría ser la técnica de diseñar filtros paso-bajo a partir de la técnica Step-Impedance [15] (salto de impedancia). Este método de diseño consiste en modelar las líneas cortas de alta

impedancia como inductancias en serie, y las líneas cortas de baja impedancia como condensadores en paralelo, teniendo una topología tal y como indica la Figura 4-1.



Figura 4-1. Topología de un filtro paso-bajo basado en líneas de transmisión con saltos de impedancia.

Este tipo de filtros son bastante usuales por su sencillez de diseño, y por el tamaño reducido que requiere, comparado con otros diseños, pero fuera de la banda de paso muestra cierta divergencia, lo que obliga a incrementar el orden para cumplir las especificaciones con el incremento de tamaño que conlleva.

El inconveniente que presenta esta técnica es que con tecnología coplanar, que es la que se utiliza en la realización de este proyecto, resulta muy complicado poder hacer un diseño adecuado y que cumpla con las especificaciones ya que los valores de baja impedancia que se obtienen no son tan bajos como los valores que se deberían conseguir, además que es muy complicado obtener una relación de aspecto coherente con los tamaños de diseño del proyecto, es decir, estos tramos de líneas podrían ser relativamente grandes comparados con los tamaños de los componentes que forman parte del receptor.

Debido a las dificultades expuestas anteriormente que presenta aplicar la técnica step-impedance en tecnología coplanar, se ha optado por diseñar un filtro paso-bajo con una estructura diferente, la estructura Hammer-Head. A parte de la selección de esta estructura debido a una cuestión de tamaño físico, otro factor es el hecho de que no es necesario diseñar un filtro con unas prestaciones muy elevadas siempre y cuando cumpla con las especificaciones mínimas: permitir el paso de la señal DC generada por el diodo detector con un rechazo máximo a la frecuencia de trabajo de 94GHz.

A continuación se presenta el diseño del filtro Hammer-Head junto con las prestaciones que ofrece esta estructura teniendo en cuenta las condiciones a las que trabajará el receptor.

4.1. Presentación de la estructura Hammer-Head

La idea principal de este filtro es conseguir eliminar las componentes frecuenciales que puedan aparecer en la banda de trabajo comprendida entre los 90 y los 100 GHz básicamente. Para el diseño de esta estructura no existen unas ecuaciones de diseño claras, de manera que el diseño del Hammer-Head se tiene que hacer un

poco a “ojo” partiendo de la forma que tiene esta estructura tal y como se muestra en la Figura 4-2.

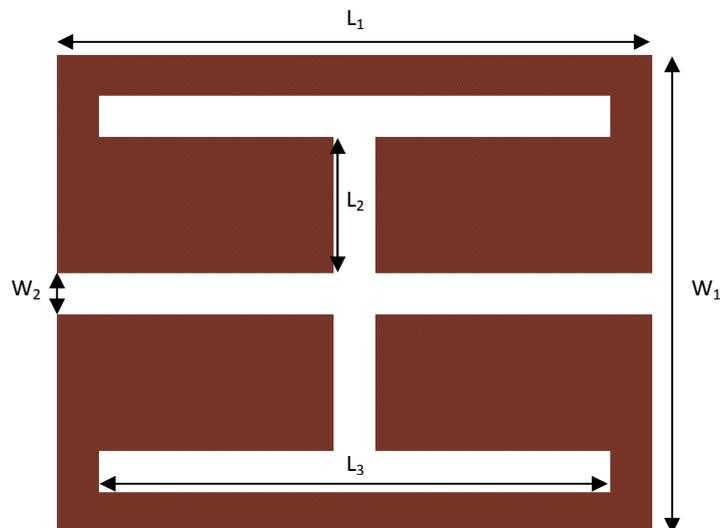


Figura 4-2. Estructura Hammer-Head.

Viendo la Figura 4-2 se observa que este filtro está formado por dos brazos conductores simétricos entre sí que se derivan en forma de T, uno a cada banda de la línea de transmisión por donde se propaga la señal, siendo todo lo de color marrón y que envuelve los dos brazos y la línea de transmisión central el plano de masa.

Una de las características del diseño de esta estructura es que el coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11}) se ve como un circuito abierto a la frecuencia de 94GHz, es decir, presenta una impedancia infinita a esta frecuencia y hace imposible el paso de la señal de RF hacia la salida del receptor diseñado pero sí que deja pasar el voltaje DC que proviene de la salida del diodo.

Al no haber unas ecuaciones de diseños definidas tal y como se ha mencionado anteriormente, es necesario establecer un diseño inicial para empezar a hacer el análisis del comportamiento del filtro y a partir de ahí afinar el diseño para conseguir obtener la mejor respuesta posible para introducirlo en el conjunto del receptor. El diseño de partida que se muestra en 4-2 tiene las siguientes medidas:

- Longitud Hammer-Head (L_1): 500 μ m.
- Longitud de los brazos laterales (L_2): 115 μ m.
- Longitud metalización superior e inferior (L_3): 430 μ m.
- Anchura Hammer-Head (W_1): 405 μ m.
- Grosor de metalización (W_2): 35 μ m.

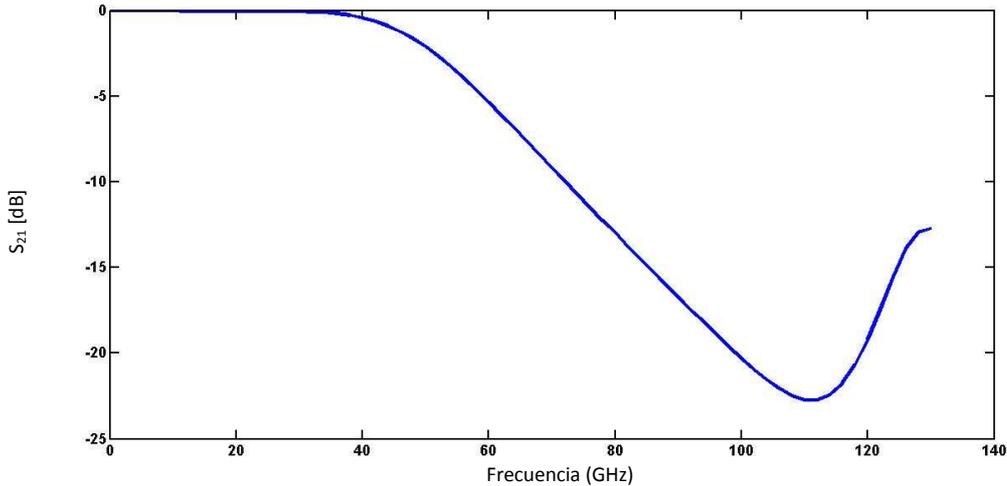


Figura 4-3. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del Hammer-Head.

La respuesta que presenta la estructura en cuestión es la que se puede apreciar en la Figura 4-3, una respuesta típica de un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte entorno a los 50 GHz (en este caso la frecuencia de corte se mide a -3dB) y con un rechazo máximo alrededor de -23dB a frecuencias superiores de los 100 GHz. Por lo tanto, es necesario ajustar el diseño del Hammer-Head para conseguir que el rechazo máximo esté lo más próximo a la frecuencia de trabajo del receptor para filtrar cualquier componente frecuencial que pueda aparecer alrededor de los 94 GHz.

Como se ha comentado anteriormente, la entrada del filtro se tiene que ver como un circuito abierto para evitar que la señal de RF de alta frecuencia pueda propagarse hasta la salida del receptor y sólo deje pasar el voltaje DC proporcionado por el diodo detector. Con el diseño actual esta condición no se acaba de cumplir del todo como muestra la Figura 4-4. La impedancia de entrada es alta pero no lo suficiente y eso se refleja en la Figura 4-3, donde a 94 GHz el rechazo es elevado pero no es máximo (-18dB).

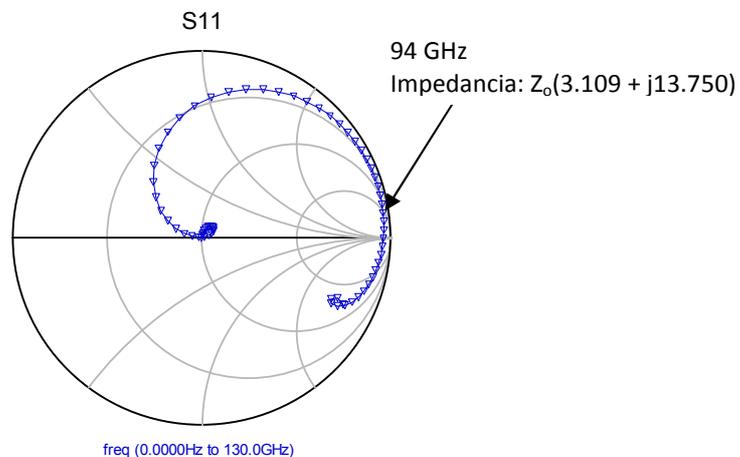


Figura 4-4. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=115 \mu\text{m}$.

4.2. Ajuste del diseño final del Hammer-Head

En el apartado anterior se ha presentado la estructura que se va a utilizar en el receptor y que hará la función de filtro. Viendo los resultados expuestos, se antoja necesario acabar de ajustar el diseño original para afinar sus prestaciones a las condiciones que se requieren. Un parámetro que influye de manera importante sobre el comportamiento de la estructura es la longitud de los brazos simétricos (L_2) que se derivan a ambos lados de la pista central. La longitud de estos brazos determinará la frecuencia a la que se produzca el rechazo máximo pudiendo modificar también el valor de rechazo máximo que presenta el Hammer-Head, eso sí, siempre manteniendo la simetría entre los dos brazos. Por este motivo, se plantea el estudio de la estructura con tres tamaños diferentes de longitudes de los brazos simétricos (L_2) con una diferencia de $50\mu\text{m}$ entre diseños que son los siguientes:

- $115\mu\text{m}$
- $165\mu\text{m}$
- $215\mu\text{m}$

Esta comparación es lo que muestra la Figura 4-5. En esta figura se analiza la respuesta del parámetro de transmisión S_{21} en función de la longitud de los tramos comentados anteriormente. Como se puede apreciar en la Figura 4-5 el diseño original $L_2 = 115\mu\text{m}$ es el que presenta el rechazo máximo a frecuencias superiores. A medida que disminuye L_2 el valor máximo de rechazo que presenta el Hammer-Head se desplaza hacia frecuencias más altas, pasando de una frecuencia de 84 GHz (en el caso que L_2 vale $215\mu\text{m}$) hasta a una frecuencia de 112 GHz (cuando L_2 vale $115\mu\text{m}$). En los casos extremos, es decir, cuando el tamaño de L_2 es máximo y mínimo, el rechazo máximo se consigue a frecuencias alejadas de los 94 GHz , obteniendo a esta frecuencia un rechazo de -21dB y -18dB respectivamente. La curva que más se aproxima a las necesidades es la obtenida con un tamaño de $L_2 = 165\mu\text{m}$, consiguiendo a 94 GHz un rechazo de -24dB , siendo éste prácticamente el rechazo máximo que se consigue con esta configuración.

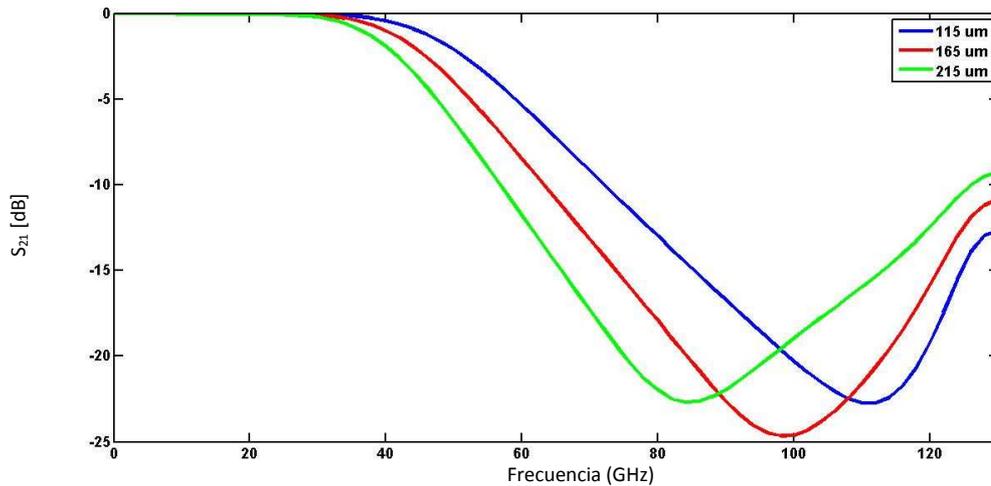


Figura 4-5. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} en función de la longitud (L_2).

Bajo el punto de vista de la respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del Hammer-Head parece claro que la respuesta que más satisface las prestaciones que se requieren es la del diseño con una longitud L_2 de $165\mu\text{m}$ ya que es la estructura que presenta un mayor rechazo en la zona de interés. Que la frecuencia de corte a -3dB sea a una frecuencia mayor o menor es indiferente ya que no es precisamente lo que se busca con esta estructura, no se busca una frecuencia de corte concreta, sino obtener el mayor rechazo posible a 94 GHz .

Llegados a este punto uno podría pensar que el diseño de la estructura ya estaría, pero no es así. No es así porque antes de dar por cerrado el diseño del Hammer-Head es necesario comprobar que la entrada de esta estructura se ve como un circuito abierto, o lo que es lo mismo impedancia infinita, para acabar de garantizar de esta manera que no hay paso de la señal de RF a través del Hammer-Head. Por lo tanto, es necesario ver el comportamiento del coeficiente de reflexión S_{11} a la entrada sobre la carta de Smith para acabar de escoger la estructura definitiva. Las Figuras 4-4, 4-6 y 4-7 muestran el comportamiento del parámetro S_{11} sobre la carta de Smith en función del parámetro de diseño L_2 comentado durante todo este capítulo.

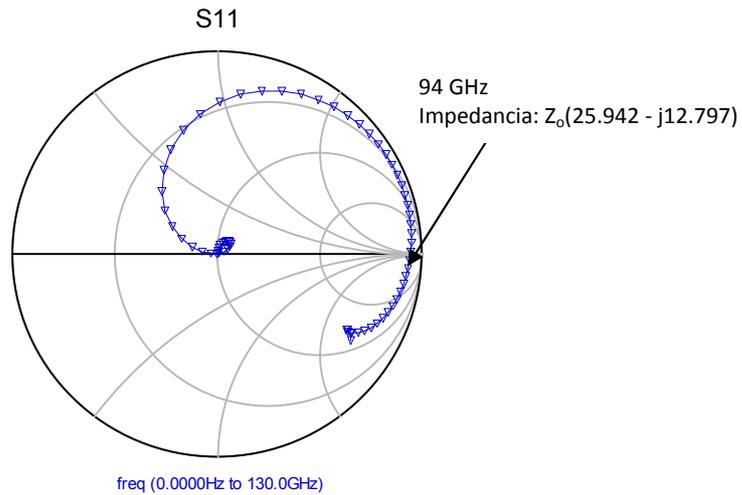


Figura 4-6. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=165 \mu m$.

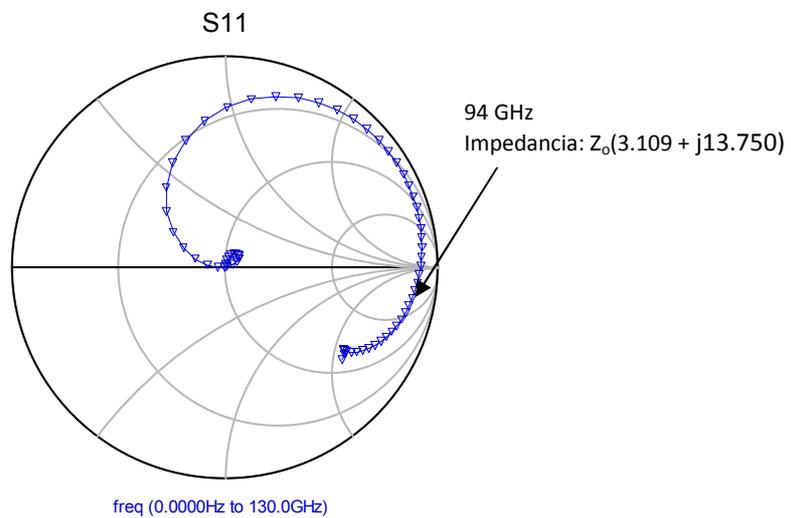


Figura 4-7. Adaptación del parámetro S_{11} del Hammer-Head sobre la carta de Smith con $L_2=215 \mu m$.

Viendo las Figuras 4-4, 4-6 y 4-7 en las que se muestra la evolución del parámetro S_{11} sobre la carta de Smith, parece claro que la configuración que mejor se adapta a las especificaciones vuelve a ser la que presenta una longitud de los brazos laterales simétricos de $165 \mu m$, teniendo un comportamiento muy próximo a un circuito abierto puro.

Por lo tanto, teniendo en cuenta todo lo analizado hasta ahora sobre el Hammer-Head, el diseño que contempla una $L_2 = 165 \mu m$ es el que mejor cumple con las especificaciones que se han ido repitiendo a lo largo del estudio:

- Rechazo máximo a la frecuencia de trabajo del receptor para conseguir filtrar lo máximo la señal de RF.

- Para conseguir el rechazo máximo es necesario que desde la salida del diodo la estructura se vea como un circuito abierto lo más puro posible.

Por lo tanto, las medidas de diseño de esta estructura son las que se indican en la tabla siguiente:

Tabla 4-1. Valores de los parámetros de diseño de la estructura Hammer-Head.

Parámetro	Valor (μm)
L_1	500
L_2	165
L_3	430
W_1	505
W_2	35

4.3. Hammer-Head doble

La estructura estudiada anteriormente se ha visto que introduce un rechazo bastante elevado en la banda de trabajo evitando así que se propague la señal de RF hasta la salida del receptor y pueda enmascarar el voltaje DC. Para asegurar que realmente se cumple con esta premisa es necesario aumentar el rechazo introducido por el filtro.

Para aumentar el rechazo se ha optado por duplicar la estructura del Hammer-Head, es decir, utilizar dos Hammer-Head en cascada idénticos entre sí y con las medidas de diseño que se indican en la tabla [4-1] del apartado anterior. En la Figura 4-8 se puede ver la estructura comentada.

Esta estructura no difiere de la estudiada en el apartado anterior. De hecho, el comportamiento que presenta es exactamente el mismo, lo único que mejora respecto al diseño original es el rechazo que introduce tal y como muestra la figura 4-9.

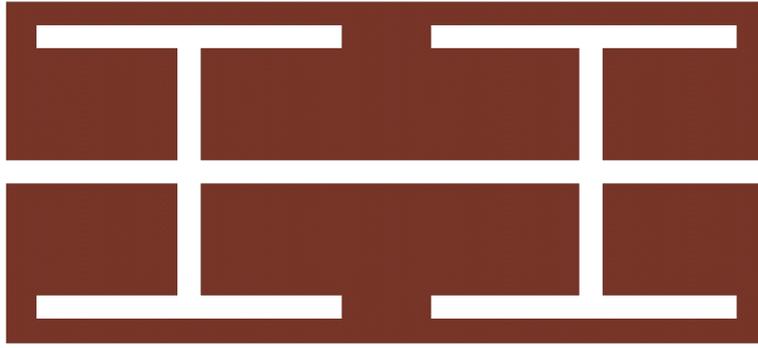
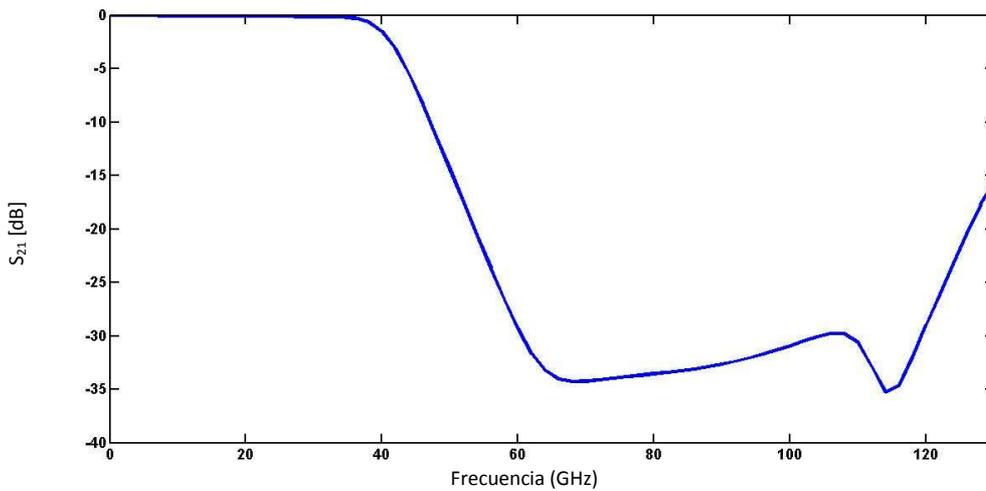


Figura 4-8. Estructura Hammer-Head doble.

Figura 4-9. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del Hammer-Head doble.

Viendo que la estructura Hammer-Head doble cumple perfectamente con las condiciones que se han ido comentando a lo largo del capítulo, ya se puede dar por cerrado el diseño del filtro, siendo esta última estructura la que se utilizará en el receptor. Aunque esta estructura sea la definitiva, es necesario introducir alguna variación, sobre todo para poder garantizar que la fabricación sea posible y no se solapen físicamente la salida del diodo con la entrada del Hammer-Head, ya que esto podría comportar problemas de posibles acoplos electromagnéticos entre ambos componentes y por lo tanto, modificar la respuesta del receptor.

La solución que se ha tomado para el problema comentado anteriormente es añadir un tramo de línea de acceso con un tamaño aproximado de $\lambda_g/2$, y que luego, si es necesario, se acabará de ajustar en función de la evolución del parámetro S_{11} sobre la carta de Smith hasta llegar a obtener el comportamiento de circuito abierto deseado a la frecuencia de trabajo del receptor. Por lo tanto el filtro definitivo es el que muestra la Figura 4-10 y con el comportamiento que muestran las Figuras 4-11 y 4-12.

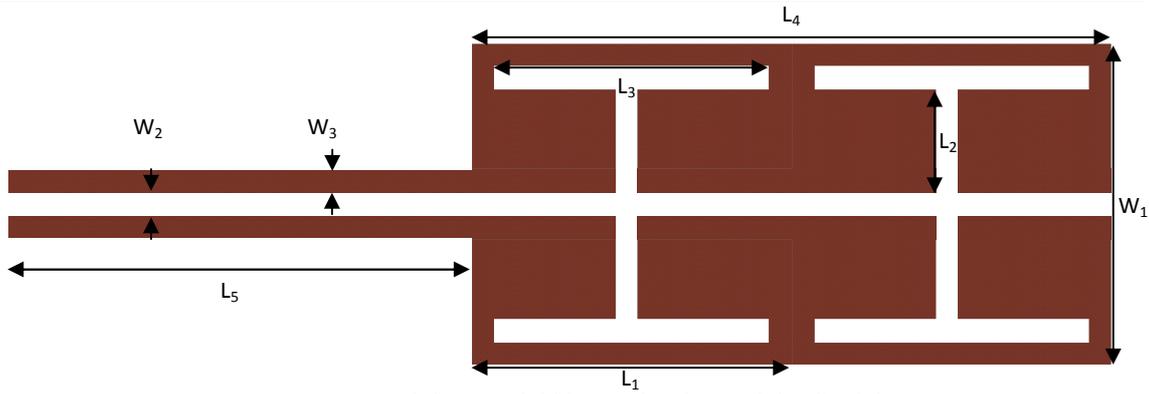


Figura 4-10. Estructura definitiva del filtro utilizado en el diseño del receptor.

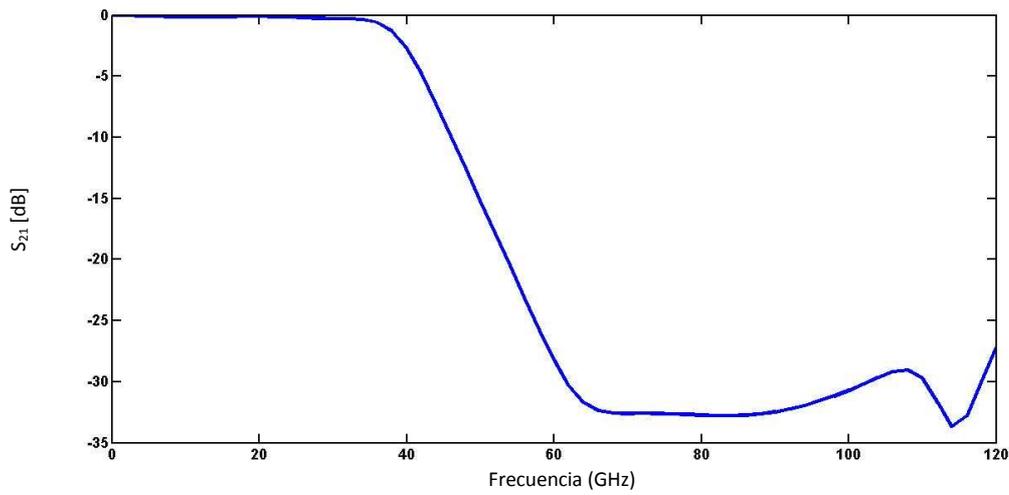


Figura 4-11. Respuesta del parámetro de transmisión S_{21} del filtro definitivo.

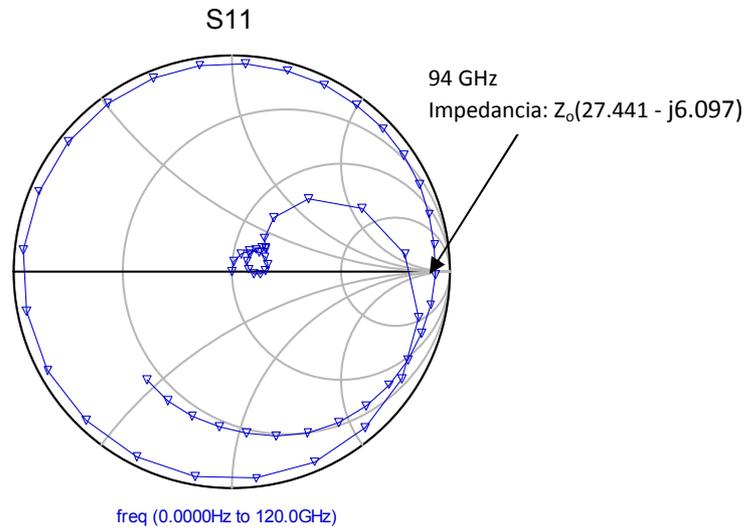


Figura 4-12. Adaptación del parámetro S_{11} del filtro definitivo sobre la carta de Smith.

A partir de las Figuras 4-11 y 4-12 se puede decir que el resultado obtenido con el diseño del filtro en cuestión es correcto, cumpliendo perfectamente con las especificaciones que se pedían al inicio. En la Figura 4-11 se puede apreciar que el rechazo máximo que introduce la estructura presentada en la Figura 4-10 es de -32dB

a la frecuencia de trabajo (94 GHz), con lo que se puede garantizar que no permitirá el paso de la señal de RF a través del filtro. Por lo que se refiere a la adaptación de la estructura sobre la carta de Smith se puede ver que el coeficiente de reflexión a la entrada se ve prácticamente como un circuito abierto puro.

Por lo tanto, a partir de todo lo analizado en este capítulo se pueden definir los parámetros de diseño del filtro Hammer-Head tal y como indica la tabla [4-2].

Tabla 4-2. Valores de los parámetros de diseño de la estructura final Hammer-Head

Parámetro	Valor (μm)
L_1	500
L_2	165
L_3	430
L_4	1000
L_5	725
W_1	505
W_2	35
W_3	35

4.4. Conclusiones

La estructura Hammer-Head es una estructura que cumple perfectamente con las especificaciones que debe cumplir el filtro que se utilizará en el diseño del receptor.

Este filtro no presenta unas prestaciones muy elevadas, si se trata de evaluar su comportamiento, pero cumple perfectamente con las dos condiciones básicas para el diseño del filtro necesario:

- Desde la entrada, esta estructura se ve como un circuito abierto e impide el paso de la señal de RF hacia la salida.
- El rechazo máximo se consigue en la zona de trabajo del receptor.

Un parámetro importante de esta estructura para su diseño es la longitud L_2 . Modificar este parámetro implica poder desplazar el rechazo hacia frecuencias superiores o inferiores según convenga.

Cumpliendo perfectamente con las premisas anteriores, para acabar de garantizar que este filtro no deja pasar la señal de RF a través suyo, es necesario utilizar otra estructura Hammer-Head justo a continuación de la primera, de esta manera se consigue aumentar el rechazo que introduce el filtro en la banda de frecuencias comprendida entre los 90 GHz y los 100GHz.

Debido posibles problemas que puede ocasionar el hecho que el filtro esté justo a continuación del diodo sin que haya una separación entre ambos, es necesario introducir un tramo de tamaño aproximado a $\lambda_g/2$ (concretamente de 725 μm) entre el diodo y el Hammer-Head ya que introducir un tramo de media longitud de onda no afecta al comportamiento de la estructura, manteniendo el comportamiento de circuito abierto a la frecuencia de 94 GHz e introduciendo el rechazo máximo en la banda de interés.

Capítulo 5.

ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DEL RECEPTOR

Hasta ahora se ha analizado el comportamiento de cada uno de los componentes que forman el receptor de forma separada, obteniendo la configuración óptima de cada elemento por separado. A partir de aquí ya se está en disposición de poder analizar como se comporta el receptor uniendo todos los elementos que forman parte de éste.

En el Capítulo 2 se ha analizado el comportamiento del modelo del diodo que se utilizará en el receptor, acabando de ajustar el comportamiento de este a las especificaciones de impedancia que se piden para así poder conectarle delante una antena DFS que se ha diseñado en el Capítulo 3 y que presenta una impedancia de entrada de 20Ω . Por último, en el Capítulo 4 se ha diseñado la estructura Hammer-Head y que hará la función de filtro paso bajo de la estructura impidiendo el paso de las componentes de alta frecuencia de la señal de RF permitiendo así el paso de la señal DC que detecta el diodo.

Por lo tanto, a partir de aquí el objetivo de este capítulo no es otro que juntar todas las partes del receptor y analizar el comportamiento global de éste. El estudio del receptor se va a realizar en dos partes:

- Estudio de un caso ideal considerando sólo la estructura formada por el diodo + Hammer-Head. En esta situación se analizará el receptor sin la introducción de la antena para ver como se comporta la estructura cuando el diodo recibe de forma directa un tono de una determinada potencia a lo largo de un barrido en frecuencia.
- Estudio de la situación real considerando el caso del receptor formado por la antena + diodo + Hammer-Head. En esta situación se verá el efecto que introduce la antena en la estructura cuando ésta recibe cierta cantidad de señal.

5.1. Comportamiento de la estructura en el caso ideal

En este apartado se va a analizar como se comporta el receptor considerando un caso ideal. Se considera ideal ya que no se tiene en cuenta el efecto que pueda tener la antena sobre el comportamiento del receptor de manera que el diodo recibe toda la señal que se genera sin haber pérdidas de por medio originadas por la antena.

Para este estudio se ha analizado la estructura que se muestra en la Figura 5-1. Esta estructura está formada por el modelo del diodo real analizado en el Capítulo 2 y por el diseño del Hammer-Head diseñado en el Capítulo 4, un Hammer-Head que consta de una línea de acceso de $\lambda_g/2$ para evitar que el filtro se solape físicamente con el diodo y esto produzca efectos no deseados en la simulación real del receptor afectando a la tensión detectada de salida del receptor. Para poder hacer el análisis, se ha tenido que seguir el mismo proceso que se ha utilizado en el análisis del diodo. Para poder caracterizar el modelo del Hammer-Head se ha tenido que exportar un archivo Touchstone generado a partir de la simulación electromagnética del Hammer-Head definitivo, la estructura del cual es la que se muestra la Figura 4-10 y que tiene un comportamiento tal y como se indica en la Figura 4-12. Este archivo Touchstone se ha introducido en un dataset (caja SNP2 de la Figura 5-1), de manera que los puertos 1 y 2 son los puertos de entrada y salida del filtro respectivamente.

Al hacer un estudio del receptor ideal se está omitiendo el efecto real de la antena, utilizando en su lugar un generador de tonos de potencia constante a lo largo de un barrido en frecuencia. Como no se utiliza la antena real diseñada en el Capítulo 3, a este generador de tonos se le introduce una impedancia característica del mismo valor que la impedancia de entrada de la antena DFS diseñada en el Capítulo 3.

Se considera que es un modelo ideal ya que en este caso el tono que se genera a lo largo del barrido en frecuencia es siempre de -30dbm y con un valor de impedancia constante de 21Ω en todas las frecuencias. Esto en el caso real no sucede, ya que la antena no siempre entregará el mismo nivel de potencia a cada una de las frecuencias debido a que ésta está diseñada para que a 94 GHz presente un valor bajo de impedancia, fuera de esta frecuencia el valor de la impedancia varía influyendo así en el nivel de potencia que entrega la antena al diodo. Además, la señal que capta la antena no siempre será de la misma potencia.

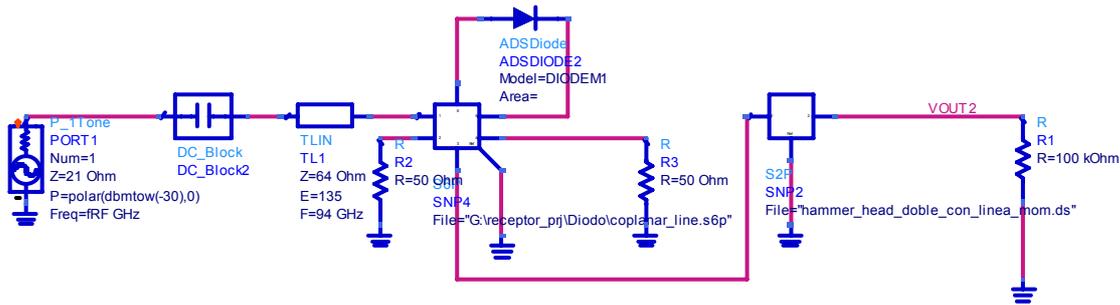


Figura 5-1. Estructura del receptor ideal.

La Figura 5-2 muestra el nivel de tensión V_{dc} que es capaz de detectar el receptor en cuestión cuando se recibe un tono de -30dbm. Esta misma figura muestra como el pulso de salida de tensión detectada está centrado a la frecuencia de 94 GHz (frecuencia de trabajo del receptor). Éste es el resultado correcto que se espera a la salida, es decir, que el valor máximo detectado coincida con la frecuencia de trabajo y por lo tanto, con la frecuencia a la que se ha realizado todo el diseño del receptor, ya sea de la antena DFS, del diodo y del Hammer-Head.

Para conseguir centrar el pulso de salida ha sido necesario introducir un tramo de línea de transmisión ideal (no introduce pérdidas) que simula el tramo de línea que hay entre la antena DFS y el diodo planar, ya que en este caso, la función de la antena la realiza el elemento “P_1 Tone”.

En la Figura 5-1 aparece un bloque “DC_Block”. Este bloque se encarga de bloquear el paso de la señal V_{dc} en dirección al generador de tonos pero sí deja pasar la señal de RF hacia el diodo. Es necesario introducirlo en el esquemático de simulación ya que debido a la posición del diodo la tensión detectada se deriva hacia la masa del objeto “P_1 Tone” porque es el camino que presenta menor impedancia provocando que a la salida del receptor los niveles de tensión detectada sean muy bajos. En la realidad, este efecto no pasa porque la antena no está conectada realmente a masa, de manera que la señal V_{dc} detectada se irá directamente hacia la salida del detector.

La Figura 5-2 muestra que el valor máximo de tensión detectada a la salida del receptor es de $2,6mV$ justamente a 94 GHz. Esta misma figura muestra que la curva de tensión detectada a la salida del receptor no es del todo simétrica. Se puede apreciar que para frecuencias superiores a 94 GHz la curva de tensión detectada a la salida del receptor tiene una pendiente mayor, de manera que el valor de la tensión detectada disminuye más rápidamente que para las tensiones detectadas a frecuencias inferiores de 94 GHz.

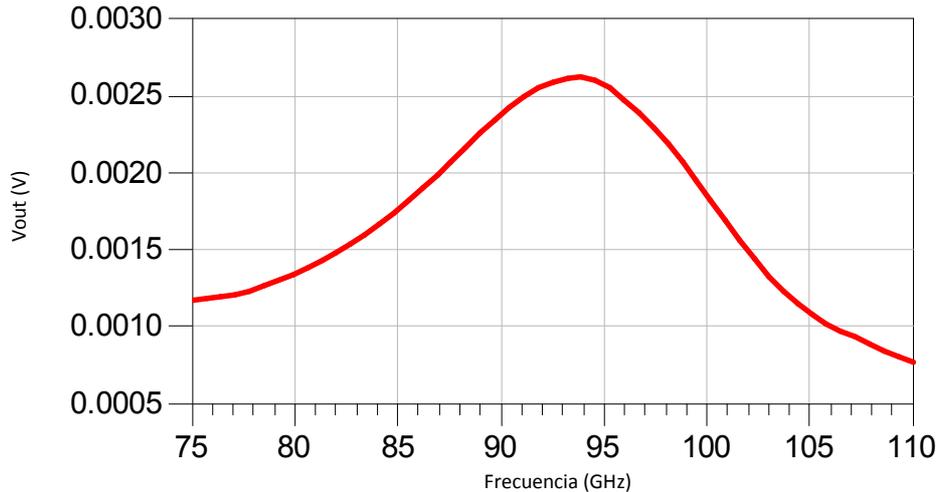


Figura 5-2. Curva de tensión detectada a la salida del receptor ideal.

El ancho de banda que se obtiene con la estructura ideal es bastante elevado si se centra el nivel de tensión detectada por encima 0.5mV . Mirando la figura se aprecia que el ancho de banda para esta condición es superior a los 30 GHz, la cual cosa significa que esta estructura es útil para un gran abanico de frecuencias.

El resultado obtenido en la Figura 5-2 sólo tiene en cuenta una única potencia de entrada de -30dBm . Por esta razón es interesante ver como se comporta el receptor con diferentes potencias de entrada trabajando siempre a la frecuencia de 94 GHz. La Figura 5-3 muestra que el receptor se comporta según el comportamiento del diodo, ya que el que convierte la señal de RF a tensión DC es el propio diodo. En la Figura 5-3 se muestra que para niveles bajos de potencia la curva de transferencia característica de este receptor sigue la ley cuadrática del diodo, obteniendo una tensión de salida proporcional a la potencia de entrada. A medida que la potencia de entrada aumenta la relación V_{out}/P_{in} se aplana aproximándose cada vez más a una relación lineal.

En la tabla [5-1] se muestran los valores de tensión que detecta el receptor para cada potencia de entrada a la frecuencia de 94 GHz.

Tabla 5-1. Tensión de salida del receptor ideal en función de la potencia de entrada.

Pin (dBm)	Vout (mV)	Pin (dBm)	Vout (mV)
-50	0.03	-15	56.4
-45	0.08	-10	124.03
-40	0.27	-5	248.4
-35	0.84	0	468.75
-30	2.62	5	852.26
-25	7.95	10	1515
-20	22.5		

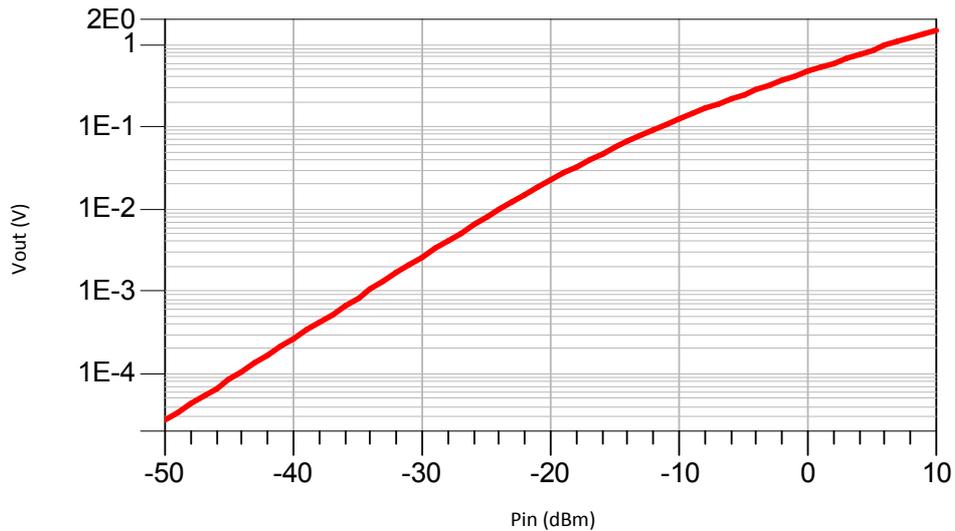


Figura 5-3. Nivel de tensión detectada a la salida del receptor en función de la potencia de entrada.

5.2. Comportamiento de la estructura en el caso real

En el apartado anterior se ha analizado como se comporta el receptor ideal cuando el diodo detecta directamente un tono constante entregado por la antena ficticia. En la realidad, el diodo recibirá la señal de RF directamente de una antena, por lo tanto, el objetivo de este apartado es estudiar el comportamiento del receptor en el caso de añadir el comportamiento real de la antena a la estructura general del receptor ideal tal y como muestra la Figura 5-4.

Para simular la antena se tiene que introducir un dataset en la estructura completa que incorporará el archivo Touchstone exportado directamente del programa de simulación electromagnética *Momentum* utilizado para diseñar y analizar el comportamiento de la antena en el Capítulo 3. Como la antena es un dispositivo de un solo puerto, el dataset que se ha introducido en el receptor para simular el comportamiento de la antena es también un elemento de un solo puerto, conectando éste con el generador que simulará la señal radiada y el puerto de referencia con la entrada del diodo.

Con esta estructura, es la antena la que recibe la señal. Para simular la señal radiada que la antena recibirá se ha utiliza un generador de tensión "V_1 Tone". Este generador se configura para que emita una señal de 10mV y centrándolo a la frecuencia de trabajo de 94 GHz, pero fuera de esta frecuencia el valor del tono varía.

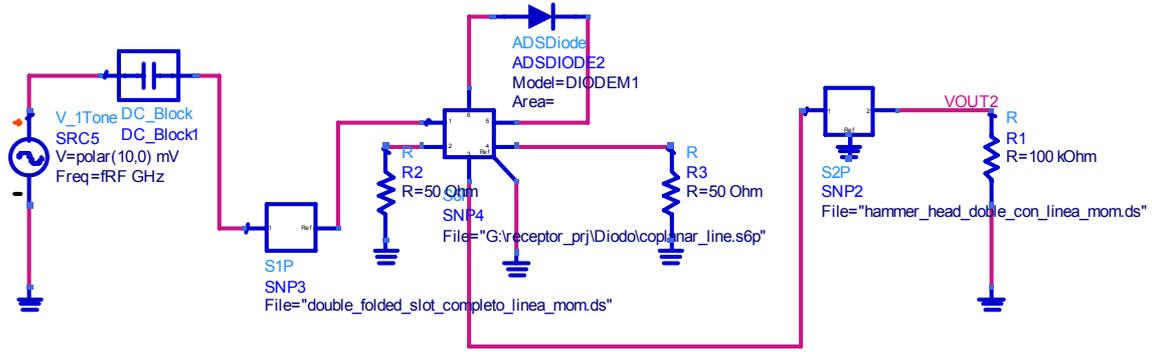


Figura 5-4. Estructura del receptor real introduciendo el efecto de la antena.

A parte de la antena introducida, el resto de la estructura es exactamente igual que en el modelo ideal, ya que los otros dos elementos (el dataset que simula el comportamiento del diodo y el dataset que simula el comportamiento del Hammer-Head) son exactamente los mismos que los utilizados anteriormente.

A diferencia del modelo ideal, la antena utilizada en la Figura 5-4 no tiene el mismo comportamiento a lo largo de todo el ancho de banda analizado, de manera que para cada frecuencia presenta un valor de impedancia de entrada diferente (concretamente los valores de impedancia obtenidos en el diseño de la antena DFS en el Capítulo 3), la cual cosa puede hacer variar el comportamiento del receptor de la Figura 5-4 respecto el comportamiento del receptor del modelo ideal de la Figura 5-1. Teniendo en cuenta el modelo ideal de la Figura 5-1 se puede apreciar la presencia de un tramo de línea ideal necesario para acabar de adaptar la respuesta y conseguir centrar la curva de tensión detectada a la salida a la frecuencia de 94 GHz. Pues bien, en el caso del modelo real también es necesario introducir un tramo de línea de transmisión entre la antena y el diodo y que el dataset propio de la antena (S1P) ya contempla, modelando así el comportamiento real en frecuencia del conjunto antena y línea de transmisión. Este tramo de línea tiene una longitud de $545\mu m$, una anchura de metalización conductora de $25\mu m$ y un grosor de gap de $35\mu m$.

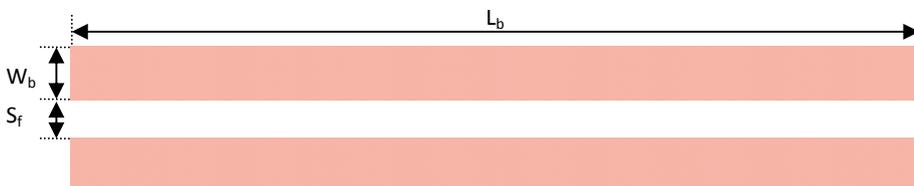


Figura 5-5. Tramo de línea entre la antena y el diodo.

Tabla 5-2. Valores de diseño de los parámetros de la Figura 5-5.

Parámetro	Valor (μm)
W_b	35
S_f	25
L_b	545

Las medidas de diseño que se muestran en la tabla [5-2] y que se han utilizado para diseñar el tramo de línea no son los valores ideales. El motivo por el cual se han descartado los valores óptimos ha sido que éstos rompen la relación de aspecto respecto las medidas generales del receptor detector, de manera que el tramo de línea tenía un grosor de gap (W_b) muy elevado (entorno a los $75\mu m$) y el grosor del tramo conductor muy estrecho (S_f) muy estrecho ($10\mu m$) para obtener unos valores de detección prácticamente iguales a los que se obtienen con las medidas que al final se han utilizado para el diseño y que se indican en la tabla [5-2]. Utilizar los valores óptimos apenas permitía obtener una mejora inferior a $0.1mV$ a la salida, por lo que es una variación mínima. Por eso se decidió utilizar unos tamaños acorde con las medidas del receptor.

Igual que pasaba en el modelo ideal, en este caso también es necesario introducir un bloque "DC_Block" para bloquear el paso de la señal DC hacia la conexión a masa que se produce con el generador, ya que sin este bloque la señal encuentra menos dificultad a su paso en este camino debido a la baja impedancia que presenta tanto la antena como el diodo comparado con la resistencia de carga de la salida del receptor ($100K\Omega$).

Es de esperar que el comportamiento del modelo real del receptor difiera algo respecto al ideal debido principalmente al hecho de introducir la antena con su comportamiento real en función de la frecuencia y que el generador utilizado en este caso no siempre emite un tono constante. Además, en este caso el tramo de línea que une la antena con el diodo en este caso sí que introduce pérdidas, de manera que parte de la señal captada por la antena puede perderse. La Figura 5-6 muestra la tensión detectada a la salida del receptor cuando éste recibe una potencia de $10mV$.

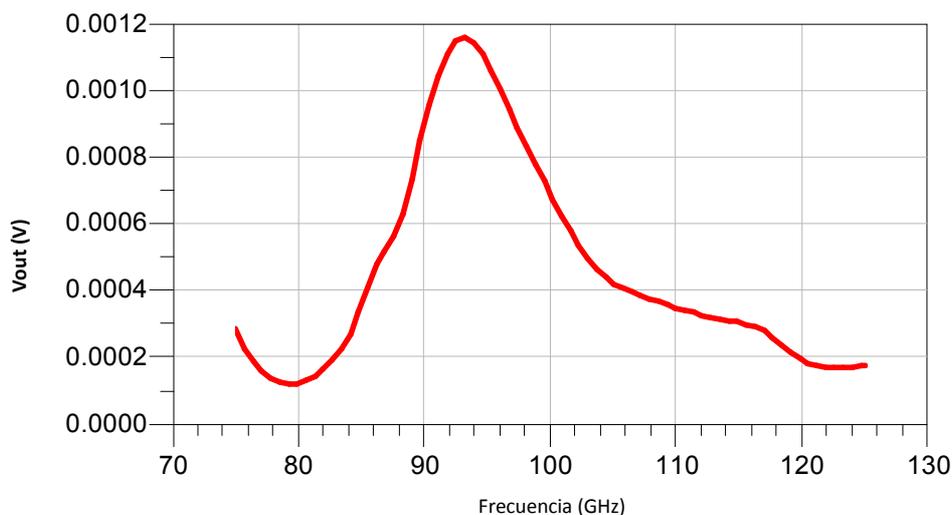


Figura 5-6. Tensión de salida detectada por el receptor modelo real.

Si se observa la Figura 5-6 se puede ver que efectivamente la curva de la tensión detectada por el receptor modelo real difiere bastante de la del modelo ideal.

Lo que más llama la atención es que el nivel máximo de tensión detectada a la salida del receptor es bastante más bajo, no llegando en este caso a los $1.2mV$, prácticamente $1.5mV$ menos de tensión máxima detectada. El motivo por el cual esto sucede es por lo que se ha comentado anteriormente, (y es que ahora esta simulación tiene en cuenta el comportamiento real de todos los componentes en función de la frecuencia), el comportamiento que tiene la antena DFS real no tiene nada que ver con el comportamiento ideal del generador "P_1 Tone" ya que éste es ideal además de las pérdidas debidas al uso de la línea de transmisión entre la antena y el diodo.

Otro dato destacado es el ancho de banda. En este caso, considerando el efecto real de todos los componentes, el ancho de banda se ve reducido de una manera bastante clara. Si se vuelve a centrar el nivel de tensión detectada por encima de $0.5mV$, se puede ver que ahora el ancho de banda es:

$$BW = f_2 - f_1 = 103GHz - 86GHz = 17GHz \quad 2.21$$

donde f_2 es la frecuencia superior a la que el nivel de tensión detectada es $0.5mV$ y f_1 es la frecuencia inferior a la que el nivel de tensión detectada es $0.5mV$. En el caso ideal recordar que el ancho de banda era superior a 35 GHz para un nivel de tensión detectada igual o superior a $0.5mV$.

La Figura 5-6 demuestra que el comportamiento del receptor es correcto, consiguiendo centrar la curva de tensión detectada a la salida del receptor a la frecuencia de 94 GHz, obteniendo así el valor máximo detectado en esta frecuencia.

Una vez se ha comprobado el comportamiento en frecuencia del receptor cuando la antena recibe un nivel de señal de $10mV$ a 94 GHz, el siguiente paso consiste en ver la evolución de la tensión detectada a la salida en función de la potencia de entrada que recibe la antena. Para esto, es necesario hacer un barrido de la potencia de entrada manteniendo siempre la frecuencia de funcionamiento del receptor a 94 GHz y ver como varía la V_{dc} de salida.

La tabla [5-3] muestra los valores de tensión detectados a la salida del receptor cuando éste recibe diferentes niveles de señal de entrada. Para poder comparar los resultados del receptor real con los resultados del modelo ideal (sin considerar el efecto que puede introducir el hecho de utilizar la antena), la tabla [5-3] muestra los valores obtenidos a la salida para los mismos niveles de entrada analizados en la tabla [5-1].

Tabla 5-3. Tensión de salida del receptor real en función de la entrada.

Vin (mV)	Pin (dBm)	Vout (mV)	Vin (mV)	Pin (dBm)	Vout(mV)
0.71	-50	0.005	22.5	-20	5.57
1.25	-45	0.02	40	-15	16.23
2.25	-40	0.057	71	-10	42.25
4.0	-35	0.184	125	-5	96.9
7.1	-30	0.576	225	0	200
10	-27	1.14	400	5	384.62
12.8	-25	1.85	710	10	709.34

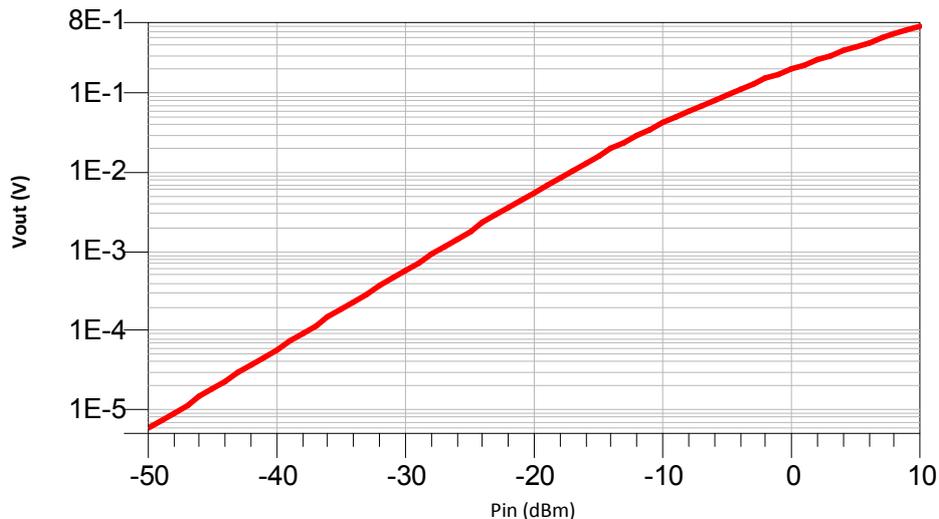


Figura 5-7. Tensión de salida detectada por el receptor modelo real en función de la potencia de entrada.

Los valores que muestran la tabla [5-3] y la Figura 5-7 indican que la tendencia que sigue la tensión detectada a la salida del receptor en función del nivel de potencia de entrada es la misma que la que se muestra en la Figura 5-3 ya que aumenta conforme el nivel de señal de entrada aumenta también, aunque como se puede apreciar, los valores detectados por el receptor real para los mismos valores de potencia de entrada son bastante más bajos comparado con los resultados obtenidos por el modelo ideal. Esto es debido a que en este caso sí que se tienen en cuenta los efectos que introduce la antena. En el caso del receptor real (considerando la antena), el diodo no recibe de forma directa la señal de entrada, siendo la antena la que suministra esta señal al diodo y por lo tanto, como es de esperar, la antena no entrega toda la señal que recibe al diodo sino que parte de ésta se pierde. Además, como se ha indicado anteriormente, el hecho de utilizar un tramo de línea entre la antena y el diodo hace que se produzcan pérdidas de señal en la propagación de ésta. Por estos motivos los niveles de tensión detectados a la salida del receptor son menores que el modelo ideal analizado en el apartado "5.1. Comportamiento de la estructura en el caso ideal" de este capítulo.

5.3. Layout del receptor diseñado

Hasta ahora, en este capítulo se ha estudiado el comportamiento que tiene el receptor detector tanto el modelo ideal sin considerar los efectos que puede introducir la antena como el modelo real considerando la antena.

Viendo que los resultados son correctos y que en definitiva se ha conseguido diseñar un receptor de detección directa, el siguiente paso es montar la estructura completa para ver como quedaría este receptor de forma física. Para ello, lo que se va a hacer es unir todos los componentes que forman el receptor y montarlo con el software de simulación electromagnética *Momentum*. El layout de la estructura completa es el que se indica en la página siguiente.

En este layout se puede apreciar como el receptor diseñado en este proyecto está formado por la antena DFS diseñada en el Capítulo 3 seguida de un tramo de línea que conecta la antena con el diodo. Este tramo de línea tiene las dimensiones presentadas en la tabla [5-2]. A continuación del tramo de línea se ha insertado el pad donde se colocará el diodo, ya que esta estructura al no haberla diseñado, no se dispone de ella, por eso, la figura del diodo no corresponde con el diodo real aunque sí que se ha tenido en cuenta las medidas reales del diodo. A continuación del diodo se ha unido la estructura diseñada del filtro Hammer-Head presentado en la Figura 4-10 del Capítulo 4. Seguido al filtro se ha añadido un pad donde irá soldada la resistencia de carga del circuito separado una distancia de 50 μm del filtro Hammer-Head, para evitar solapamientos.

La Figura 5-8 muestra como sería la estructura completa del receptor diseñado en este proyecto si se realizará la fabricación de éste.

En la siguiente página se muestra el plano de la estructura con las cotas de diseño de cada uno de los componentes del receptor para la fabricación de éste.

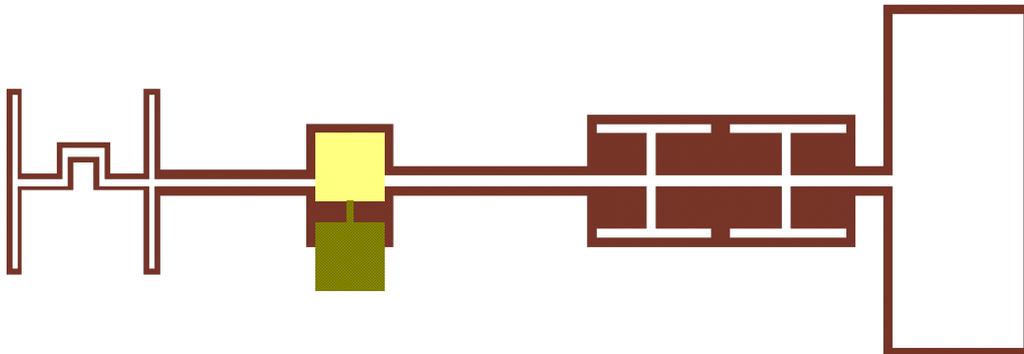


Figura 5-8. Layout de la estructura completa.

5.4. Conclusiones

En este capítulo se ha visto como trabaja el receptor diseñado a lo largo de todo el proyecto. Como es de esperar el hecho de simular el receptor modelo ideal y el receptor modelo real comporta diferencias en las respuestas de tensión de salida detectada para ambos casos. Simular el modelo ideal de receptor permite obtener unos valores de tensión de salida más elevados que el receptor modelo real. El motivo por el que sucede esta diferencia es por el hecho de trabajar en el modelo real con el comportamiento en frecuencia real que tiene la antena DFS diseñada en el Capítulo 3.

La antena, como es normal, no es capaz de entregar toda la potencia que recibe, de manera que parte de esta potencia se pierde y la otra parte pasa directamente hacia el diodo para que éste se encargue de convertir la señal de RF a tensión continua.

Además de la potencia que se puede perder en la antena, el hecho de haber un tramo de línea de transmisión ente la antena y el diodo también afecta a la cantidad de señal que puede recibir el diodo. Afecta ya que al tratarse de una línea de transmisión ésta también provoca que haya pérdidas de señal hasta llegar al diodo.

Aún y las pérdidas de señal que se produce entre la antena y la línea de transmisión, el receptor diseñado en este proyecto es capaz de detectar a su salida valores del orden $1mV$ para niveles de potencia a la entrada de $-30dBm$, de manera que si la potencia a la entrada aumenta la tensión V_{dc} detectada a la salida también aumenta de forma exponencial tal y como se ha podido apreciar a lo largo de este capítulo.

Por lo tanto, se ha conseguido diseñar un receptor capaz de detectar una tensión DC a la salida en función de la potencia de entrada que éste reciba y de dimensiones reducidas, ya que si se suma el tamaño de todos los componentes de éste, el receptor tiene un tamaño inferior a los 4mm.

Capítulo 6.

CONCLUSIONES

La radiación electromagnética a frecuencias de terahercios (de 0.1 THz a 10 THz) situada en la banda frecuencial comprendida entre la óptica y las ondas de radio ha generado un gran interés científico en los últimos años debido a su potencialidad para desarrollar sistemas de visualización innovadores. La brecha espectral existente, está siendo cubierta en los últimos años con incesante y significativo número de avances en términos de generación de fuentes de radiación más eficientes y detectores más sensibles abriendo una gama cada vez mayor de nuevas aplicaciones potenciales en términos de detección y sistemas de formación de imágenes.

Las particulares características de la radiación de THz que puede penetrar a través de muchos materiales dieléctricos puede utilizarse para pruebas no destructivas/invasivas de detección así como para la obtención de imágenes de objetivos escondidos para la radiación visible.

Un receptor de detección directa a diodo es la solución más eficaz en términos de coste. A pesar de que el receptor tiene limitada la energía térmica de la escena que cae sobre el elemento rectificador debido a la responsividad intrínseca y el modo de acoplamiento a la antena, estos continúan bajo investigación de manera muy activa, siendo la opción más adecuada para una distribución en array sobre el plano focal (FPA) de una antena. La distribución de detectores a diodo como solución FPA son fáciles de desarrollar en este rango de frecuencia, ya que no requieren de oscilador local y la extracción de la información se limita a recuperar el voltaje de salida que se detecta en DC.

La idea de este trabajo es lo comentado anteriormente, diseñar un receptor de detección directa a diodo captando la señal de RF a partir de una antena Double Folded Slot colocada a la entrada del diodo y con un filtro paso-bajo estructura Hammer-Head para asegurar que a la salida del detector se obtiene el voltaje DC que se detecta sin ser enmascarado por componentes frecuenciales de alta frecuencia.

Para conseguir el objetivo final expuesto anteriormente este trabajo se ha dividido en diferentes capítulos, concretamente en seis.

En el primer capítulo solo se presentan las razones que han motivado a trabajar sobre el tema de este trabajo, presentándose también los contenidos y los objetivos a cumplir en este proyecto.

En el segundo capítulo ya se entra en materia. En este capítulo se presenta toda la información necesaria para entender el funcionamiento del diodo Schottky que se utiliza en este proyecto para después hacer un análisis del comportamiento de éste. Es importante remarcar que el diodo utilizado es un diodo al que se le ha encontrado un modelo electromagnético 3D que simula los efectos de encapsulado a partir del programa *HFSS*. Con este programa se ha conseguido obtener un fichero Touchstone y que ha sido el que se ha utilizado para simular el comportamiento del diodo. Este archivo contempla los efectos que puede introducir el encapsulado al comportamiento del diodo. En este capítulo se han presentado toda una serie de características y parámetros que influyen de una manera bastante importante en el comportamiento del diodo y que conviene tener en cuenta.

Se ha visto que este componente presenta una impedancia de entrada bastante baja a lo largo de un gran ancho de banda, siendo esta menor a los 30Ω . El problema que presenta el diodo es que a partir de los 94 GHz el valor de la impedancia de entrada aumenta de forma considerable lo cual hace que con esta configuración sea poco útil para frecuencias superiores a la indicada. Para solucionar este problema ha sido necesario introducir un tramo de línea de valor negativo (lo que significa que en la realidad es necesario recortar el tramo de línea que une la antena con el diodo). Con este tramo se ha conseguido aumentar el ancho de banda que presenta una baja impedancia de entrada, llegando con esta nueva configuración hasta frecuencias superiores a los 100 GHz. Además, un parámetro importante que define al diodo es la sensibilidad de tensión de éste, ya que se ha visto que el efecto de la capacidad de unión y de una resistencia de carga afectan en la sensibilidad de tensión de forma negativa.

En el Capítulo 3 se han presentado la información relacionada con las antenas de tipo ranura necesaria para poder llevar a cabo el diseño de una antena Double Folded Slot. A partir de un diseño básico de antena se ha desarrollado hasta conseguir el tipo de antena deseada para este receptor. Los pasos que se han seguido para el diseño de ésta son los siguientes:

1. Diseño de un Folded Slot de tamaño $\lambda_g/2$.
2. Diseño de una estructura con dos Folded Slots de tamaño $\lambda_g/2$ en posición contrapuesta separados físicamente una distancia $\lambda_d/2$.

3. Diseño de la antena Double Folded Slot añadiendo un meandro de tamaño $\lambda_g/2$ entre los dos Folded Slots de la estructura diseñada anteriormente.

Como se puede apreciar, para el diseño de la antena Double Folded Slot se ha partido de un diseño básico de antena Folded Slot. Una vez encontrado el diseño mejores prestaciones ofrecía, éste ha sido el modelo que se ha utilizado en todos los siguientes diseños, siendo los dos Folded Slots que forman la antena Double Folded Slot del mismo tamaño que el diseño básico inicial.

Una de las características más destacada que se puede sacar del diseño de la antena DFS es que ésta es una antena que presenta una baja impedancia de entrada a lo largo de un gran ancho de banda siendo ésta entorno a los 20Ω a partir de la aparición de la segunda resonancia útil (o lo que es lo mismo, el tercer paso por cero de la parte imaginaria de la impedancia de entrada) siendo ésta la frecuencia a la que se obtiene un valor de impedancia de entrada más bajo. Cuanto más pequeño sea el tamaño de los Folded Slot que forman la antena Double Folded Slot a más altas frecuencias se producen las resonancias, obteniendo a 94 GHz cada vez un valor de impedancia de entrada mayor. El hecho de obtener una impedancia de entrada tan baja hace posible que se pueda adaptar con suma facilidad con un diodo Schottky como el analizado en este proyecto debido a la baja impedancia que presenta este dispositivo.

La antena diseñada presenta un diagrama de radiación prácticamente simétrico conseguido gracias a la separación física entre antenas a una distancia de $\lambda_d/2$. Con el meandro introducido este diagrama se deforma un poco debido a la presencia de corrientes en éste, pero aún así esta deformación es mínima. Si el tamaño de este meandro aumentase, esto provocaría que el diagrama de radiación se fuese deformando cada vez más.

En el cuarto capítulo se ha realizado el diseño y un estudio en profundidad de un filtro paso-bajo con estructura Hammer-Head con el objetivo de conseguir filtrar cualquier componente frecuencial que pueda aparecer alrededor de la frecuencia de 94 GHz y poder enmascarar así la tensión DC detectada a la salida del receptor detector. Con este estudio se ha intentado obtener el diseño que mejor satisface las especificaciones que debe cumplir para el receptor que se ha diseñado en este proyecto. Los objetivos principales que debe cumplir este filtro son:

- La entrada de este filtro a la frecuencia de 94 GHz debe verse como un circuito abierto para evitar así el paso de la señal de RF de alta frecuencia.
- El rechazo que se debe conseguir a 94 GHz tiene que ser máximo.

Para el diseño de este filtro se ha partido de un primer modelo y se ha ido mejorando hasta llegar al diseño final. Los pasos seguidos son los siguientes:

1. Estudio y diseño de un único Hammer-Head.
2. A partir del diseño anterior, duplicar la estructura de manera que ahora son dos Hammer-Heads consecutivos con el objetivo de aumentar el rechazo a 94 GHz.
3. Introducción de un tramo de línea de acceso al Hammer-Head entre éste y el diodo Schottky de longitud $\lambda_g/2$ para evitar así posible efectos indeseados de acoplo entre el diodo y el filtro.

A partir de estos pasos los resultados que se obtiene son más que satisfactorios. Es una estructura que cumple perfectamente con las especificaciones mencionadas con anterioridad, consiguiendo un rechazo bastante importante a la frecuencia de 94 GHz. La banda de paso de este filtro es prácticamente plana por lo que se asegura el paso de la señal DC detectada por el diodo a través del filtro perfectamente. Un tema que no es relativamente importante es la frecuencia de corte. En este caso se puede considerar esta frecuencia a -3dB lo suficientemente baja para considerar que las frecuencias que deja pasar este filtro no tienen porque afectar ya que no tendrían que existir.

Una vez presentados y analizados todos los componentes que forman parte del receptor detector de este proyecto, el siguiente paso ha sido juntarlos y hacer un análisis completo considerando todos. Esto es lo que se ha presentado en el Capítulo 5 un análisis completo del receptor diseñado.

Este es un receptor que tiene un correcto funcionamiento obteniendo el máximo voltaje DC detectado a la salida a la frecuencia de diseño de este detector. La respuesta de este detector es bastante simétrica a la salida por lo que se puede deducir que tendrá un comportamiento muy parecido ya sea a frecuencias mayores o a frecuencias menores de la frecuencia central. El hecho de utilizar la antena DFS diseñada y un tramo de línea de transmisión que une la antena con el diodo para poder acabar de ajustar la curva de tensión detectada a la frecuencia de 94 GHz, hace que se produzcan pérdidas de señal, por lo que el diodo estará recibiendo menos cantidad de señal que en un principio capta la antena.

El ancho de banda de que presenta este receptor tal vez no sea todo lo grande que se desearía para poder trabajar y por lo tanto detectar a frecuencias mayores y menores. Aún y así el ancho de banda cubre con creces las frecuencias comprendidas

entre los 90 GHz y los 100 GHz siendo este mayor a los 15 GHz si se toma como tensión detectada de referencia los $0.5mV$.

Por lo tanto, de forma general se puede concluir que el detector diseñado cumple con las condiciones iniciales ya que este receptor es capaz de detectar una tensión DC a la salida a partir de una señal de RF a 94 GHz captada por la antena, obteniendo el valor máximo de detección a la frecuencia a la cual se ha realizado todo el diseño, además de tener un tamaño muy pequeño, siendo éste inferior a los 4mm.

Comentar que el receptor diseñado en este proyecto se ha enviado a fabricar, pero hasta la fecha esto no ha podido ser debido a la falta de tiempo y a algunos problemas externos al diseño del receptor diseñado a lo largo de esta memoria.

REFERENCIAS

- [1] **R. Appleby**, "Passive millimetre-wave imaging and how it differs from terahertz imaging", *The Royal Society*, 18 December 2003.
- [2] **Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky**, "Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos" Octava edición, Capítulo 19: Otros dispositivos de dos terminales, PEARSON Educación.
- [3] **Pedro de Paco Sánchez**, "Apuntes Transmisión por soporte físico,".
- [4] **AGILENT TECHNOLOGIES**, "Designing Detectors for RF/ID Tags", Application Note 1089.
- [5] **AGILENT TECHNOLOGIES**, "Schottky Barrier Diode Video Detectors", Application Note 923.
- [6] **HEWLETT PACKARD**, "The zero bias schottky detector diode," Application Note 969.
- [7] **3D EM diode model.**
- [8] **Gildas P. Gauthier, Sanjay Raman and Gabriel Rebeiz** "A 90-100 GHz Double-Folded Slot Antenna" *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol.47, n^o6, June 1999.
- [9] **Sanjay Raman, Gildas P. Gauthier***, and **Gabriel M. Rebeiz**, "W-Band On-Wafer Measurement of Uniplanar Slot-Type Antennas", *IEEE*, 1997.
- [10] **Ángel Cardama Azanr, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastián Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller**, "Antenas segunda edición," Capítulo 6: Aperturas, Edicions UPC.
- [11] **Masanobu Kominami, David D.M and Daniel H. Shaubert** "Dipole and Slot Elements and Arrays on Semi-Infinite Substrates" *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. ap-33, n^o6, June 1985.

-
- [12] **Thomas M. Weller, Linda P. B. Katehi, Gabriel M. Rebeiz** "Single and Double Folded-Slot Antennas on Semi-Infinite Substrates" *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 43, nº 12, December 1995.
- [13] **Sanjay Raman, Thomas M. Weller, Linda P.B. Katehi and Gabriel M. Rebeiz** "A Double Folded-Slot Antenna at 94 GHz" *Electrical engineering and computer science department, University of Michigan, IEEE 1995.*
- [14] **Jonas Zmuidzinas, H. G. Leduc,** "Quasi-Optical Slot Antenna SIS Mixers" *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 40, nº9, September 1992.
- [15] **Pozar, D.M,** "Microwave Engineering second edition," *John Wiley&Sons, chapter 8: microwave filters, Univesity of Massachusetts.*

Resum:

La radiació electromagnètica a freqüències de Terahertz ha generat un gran interès científic en els últims anys degut a la seva gran potencialitat per desenvolupar sistemes de visualització innovadors degut a la possibilitat de generar polsos extremadament curts y capaços d'obtenir altes resolucions, inserir materials opacs a la llum i visualitzar i identificar estructures microscòpiques. Per a aquests sistemes, un receptor de detecció directa a diode es la solució més eficaç en termes de cost ja que són de fàcil desenvolupament y es limiten a recuperar el voltatge de sortida que es detecta en DC.

En aquest projecte s'ha realitzat el disseny d'un receptor de detecció directa a diode a la freqüència de 94 GHz format per una antena DFS, un diode Schottky i un filtra passa-baixos amb estructura Hammer-Head. Aquest receptor s'encarregarà d'obtenir a la sortida una tensió DC proporcional a la senyal de RF que l'antena es capaç de captar. Pel disseny d'aquest receptor ha estat necessari dissenyar alguns dels components que el formen tals com l'antena y el filtre.

Resumen:

La radiación electromagnética a frecuencias de Terahercios ha generado un gran interés científico en los últimos años debido a su potencialidad para desarrollar sistemas de visualización innovadores debido a la posibilidad de generar pulsos extremadamente cortos capaces de obtener altas resoluciones, penetrar materiales opacos a la luz y visualizar e identificar estructuras microscópicas. Para estos sistemas, un receptor de detección directa a diodo, es la solución más eficaz en términos de coste ya que son de fácil desarrollo y se limitan a recuperar el voltaje de salida que se detecta en DC.

En este proyecto se ha realizado el diseño de un receptor de detección directa a diodo a la frecuencia de 94 GHz formado por una antena DFS, un diodo Schottky y un filtro paso-bajo con estructura Hammer-Head. Este receptor se encargará de obtener a su salida una tensión DC proporcional a la señal de RF que la antena sea capaz de captar. Para el diseño de este receptor ha sido necesario diseñar algunos de los componentes que lo forman tales como la antena y el filtro.

Summary:

The electromagnetic radiation at Terahertz has generated a considerable scientific interest in recent years due to its potentiality to develop innovative visualisation systems because it is possible to generate extremely short pulses which are capable to obtain high resolutions, penetrate opaque materials to light and view and identify microscopic structures. For these systems, a receptor of diode direct detection is the most efficiency solutions working in cost terms because they are easy to develop and they are limited to recovering the output voltage that is detected in DC.

In this project a receptor of diode direct detection has been designed at frequency of 94 GHz. This receiver consists of a DFS antenna, a Scotty diode and a low-pass filter with Hammer-Head structure. This receiver is responsible for obtaining at its output a DC voltage that is proportional to the RF power signal that the antenna is capable of detecting. To design this receiver it has been necessary to design some components that form the receiver. These components are the antenna and the filter.