



# ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

DISEÑO Y FABRICACIÓN DE UNA ANTENA PLANA PARA  
CÁMARAS DE IMAGEN EN EL RANGO DEL TERAHERCIO

Ainara Rebollo Mugueta

Iñigo Ederra Urzainqui

Pamplona, 16 de Septiembre de 2010

## RESUMEN

Las antenas utilizadas, actualmente, en nuestra cámara de imágenes a frecuencias de Terahercio, son las antenas de bocina. Estas antenas proporcionan sistemas de captación de imágenes de gran tamaño, y además, complican su fabricación y diseño. Por esta razón, recientemente, ha aumentado la investigación en el desarrollo de antenas en tecnología plana, debido a su peso ligero, reducidas dimensiones y simplicidad de integración en el sustrato del receptor de THz, con la capacidad de mantener su ancho de banda.

El objetivo de este proyecto es el diseño de una antena plana, en concreto, de una antena Vivaldi a 94GHz sobre el sustrato utilizado en los receptores MSi102 de la solución MMIC para la cámara de imagen a frecuencias de THz. Este sustrato es el Rogers Ultralam<sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm.

El método seguido en el proyecto para el diseño de la antena Vivaldi a 94GHz es partir de un prototipo de antena Vivaldi a 10GHz. Para ello, necesitaremos optimizar un diseño para el prototipo y una vez que lo hayamos testado mediante una comparación con la medición del prototipo real, fruto de la fabricación, realizaremos el diseño de la antena Vivaldi a 94GHz a partir del prototipo optimizado mediante la técnica del escalado.

## ÍNDICE

<b>Capítulo 1: Introducción</b>	<b>6</b>
1.1 <i>Formación pasiva de imágenes mediante ondas milimétricas</i>	6
1.1.1 <i>Aplicaciones</i>	9
1.2 <i>Objetivos del proyecto</i>	12
1.3 <i>Estructura del proyecto</i>	13
<b>Capítulo 2: Antena Vivaldi</b>	<b>14</b>
2.1 <i>Antena TSA (“Tapered Slot Antennas”)</i>	14
2.2 <i>Antena Vivaldi</i>	15
2.2.1 <i>Principio de radiación</i>	16
2.2.2 <i>Perfil de la apertura</i>	16
2.3 <i>Técnicas de alimentación</i>	17
2.3.1 <i>Transición línea coaxial-slotline</i>	18
2.3.2 <i>Transición microstrip-slotline</i>	18
2.3.2.1 <i>Métodos de mejora de las características de la transición microstrip-slotline</i>	19
2.3.2.1.1 <i>Stubs no uniformes</i>	19
2.3.2.1.2 <i>Slotline antipodal</i>	20
2.3.2.1.3 <i>Slotline antipodal balanceada</i>	20
2.3.2.2 <i>Teoría de las líneas microstrip y de la slotline</i>	21
2.3.2.2.1 <i>Diseño de la slotline</i>	21
2.3.2.2.2 <i>Línea microstrip</i>	23
2.3.2.2.3 <i>Diseño del Transformador de impedancias Chebyshev multisección</i>	24

<b>Capítulo 3: diseño y simulación de la antena Vivaldi a 10GHz</b>	<b>26</b>
<i>3.1 Descripción de la antena Vivaldi</i>	<i>26</i>
<i>3.1.1 Técnicas de alimentación</i>	<i>27</i>
<i>3.1.1.1 Transición microstrip-slotline</i>	<i>27</i>
<i>3.1.1.1.1 Diseño de la slotline</i>	<i>28</i>
<i>3.1.1.1.2 Diseño de la microstrip</i>	<i>29</i>
<i>3.1.1.1.3 Diseño del Transformador de impedancias Chebyshev multisección</i>	<i>29</i>
<i>3.1.2 Parte radiante</i>	<i>29</i>
<i>3.1.2.1 Apertura exponencial</i>	<i>30</i>
<i>3.2 Parámetros de estudio</i>	<i>31</i>
<i>3.3 Frecuencia</i>	<i>31</i>
<i>3.4 Descripción de la simulación</i>	<i>32</i>
<i>3.5 Antena Vivaldi elemental para 10GHz alimentada mediante línea microstrip</i>	<i>33</i>
<i>3.5.1 Sustrato</i>	<i>33</i>
<i>3.5.2 Parte de la alimentación</i>	<i>34</i>
<i>3.5.2.1 Elección del diseño para la transición microstrip-slotline</i>	<i>35</i>
<i>3.5.2.2 Optimización del diseño para la transición microstrip-slotline elegida</i>	<i>41</i>
<i>3.5.2.3 Diseño final de la transición microstrip-slotline para la alimentación</i>	<i>45</i>
<i>3.5.3 Parte de la radiación</i>	<i>47</i>
<i>3.5.3.1 Estudio del tamaño de la apertura exponencial</i>	<i>48</i>
<i>3.5.3.2 Estudio de la tasa de apertura</i>	<i>51</i>
<i>3.5.3.3 Diseño final de la parte radiante</i>	<i>52</i>
<i>3.5.4 Implementación de la antena Vivaldi a 10GHz</i>	<i>54</i>

3.5.4.1	<i>Diseño definitivo para la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm</i>	59
3.5.4.2	<i>Acoplo entre dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm</i>	62
3.5.4.3	<i>Fabricación de la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm</i>	63
3.5.4.3.1	<i>Cambio de grosor de sustrato a <math>t=0.787mm</math></i>	63
3.5.4.3.2	<i>Conexión del conector para la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip sobre sustrato Rogers RT/Duroid 5880 con grosor 0.787mm y para el array de dos elementos</i>	67
<b>Capítulo 4: Fabricación y medida de la antena Vivaldi a 10GHz</b>		73
4.1	<i>Proceso de fabricación</i>	73
4.2	<i>Mediciones para la antena fabricada</i>	75
4.3	<i>Comparación de los resultados</i>	76
4.3.1	<i>Antena Vivaldi elemental</i>	76
4.3.2	<i>Array de dos elementos</i>	78
<b>Capítulo 5: Escalado a 94ghz de la antena Vivaldi a 10GHz</b>		81
5.1	<i>Antena Vivaldi elemental para 94GHz alimentada mediante línea microstrip</i>	81
5.1.1	<i>Sustrato</i>	81
5.1.2	<i>Implementación de la antena Vivaldi a 94GHz, sobre sustrato Rogers Ultralam 3850/3908 con grosor 0.1mm</i>	82
5.1.2.1	<i>Aplicación del escalado teórico para la frecuencia central, la constante dieléctrica y el grosor del sustrato</i>	82
5.1.2.2	<i>Optimización de la alimentación de la antena Vivaldi inicial a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm</i>	85
5.1.2.3	<i>Optimización de la parte radiante de la antena Vivaldi inicial a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm</i>	87

5.1.2.4 Optimización de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam <sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm	89
5.1.2.5 Diseño definitivo para la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam <sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm	94
5.1.2.6 Acoplo entre dos elementos de antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam <sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm	97
<b>Capítulo 6: Conclusiones</b>	<b>101</b>
6.1 Conclusiones	101
6.2 Líneas futuras de investigación	103
<b>Anexo A: Conector Super SMA 27GHz</b>	<b>104</b>
<b>Referencias</b>	<b>110</b>

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

Una cámara de imágenes a frecuencias de Terahercio es, básicamente, una cámara formada por un array 2D de sensores que detectan ondas milimétricas, cuyo funcionamiento es similar al de una cámara de fotos digital cotidiana, debido a que cada uno de estos pequeños sensores simula el comportamiento de un píxel. La gran diferencia se encuentra en la banda frecuencial de trabajo, mientras que una cámara de fotos cotidiana opera en la banda visible del espectro electromagnético, la cámara de imagen a frecuencias de Terahercio opera en la banda milimétrica proporcionando grandes avances y novedades en el campo de la visión.

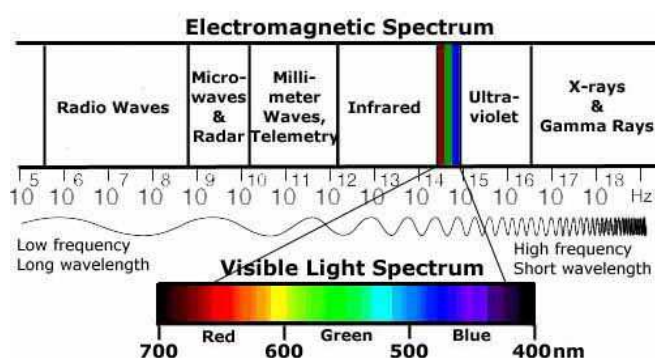


Figura 1.1: Espectro electromagnético.

En la actualidad se han desarrollado varias cámaras de imagen utilizando ondas milimétricas, como la desarrollada para usar en escáneres corporales en aeropuertos, debido a que el uso de las frecuencias de Terahercio (radiación electromagnética del orden de  $10^{12}$ Hz) permite la generación de imágenes con una mayor resolución a velocidades de video y bajo todo tipo de condiciones meteorológicas.

En este proyecto se va a desarrollar una antena en tecnología plana a 94GHz para poder ser utilizada como sensor en una cámara de imagen a frecuencias de Terahercio con el objetivo principal de disminuir el peso y tamaño de los sistemas actuales, constituidos por antenas de bocina, sin costes añadidos.

### 1.1 Formación pasiva de imágenes mediante ondas milimétricas

El PMMW (Passive Millimeter-Wave) imaging es un método de formación de imágenes a través de la detección pasiva de la radiación de onda milimétrica ocurrida de manera natural desde una escena. El desarrollo de nueva tecnología de sensores que trabajan en el régimen de las ondas milimétricas ha renovado el interés en el área de formación de imágenes dado que permite generarlas a velocidades de video. Además, este interés viene favorecido por la capacidad de generar imágenes durante la noche o el día; con cielo despejado o en condiciones de baja visibilidad, tales como la neblina, niebla, nubes, humo, tormentas de arena, e incluso, bajo la ropa. Esta capacidad de poder ver en condiciones de baja visibilidad proporciona grandes ventajas al mundo militar y al mundo comercial, eliminando retrasos y desviaciones en los vuelos comerciales, mayormente causados por bancos de niebla en los alrededores de los aeropuertos. Además, el hecho de poder ver a través de la ropa facilita la detección de armas ocultas y favorece la seguridad.

Esta explotación del régimen de ondas milimétricas no es más que producto de una progresión natural en la búsqueda de expandir nuestra visión. En el rango visible del espectro electromagnético, el ojo humano puede ver las partes donde la luz del sol radia respondiendo a las diferentes longitudes de onda viendo distintos colores. Sin embargo, se detectó la necesidad de ver en ausencia de luz y es por eso por lo que se desarrolló tecnología de sensores en el infrarrojo, dado que las emisiones naturales de los objetos terrestres, en ausencia de luz solar, se concentran en este rango del espectro. Actualmente el objetivo es expandir esta visión permitiéndonos ver en condiciones difíciles.

La utilidad de las ondas milimétricas yace en las peculiaridades de los fenómenos atmosféricos atenuantes que ocurren en su rango frecuencial. Mientras que en el infrarrojo y en el rango visible, la concentración de agua en la atmosfera causa importantes absorciones y dispersión, en el rango de las milimétricas existen ventanas de propagación en 35, 94, 140 y 220GHz, donde la atenuación es relativamente pequeña para todo tipo de clima atmosférico. Si a esto le añadimos, que las ondas milimétricas son levemente afectadas por luz solar o por luz artificial, podemos decir que este tipo de ondas son las mejores candidatas para la formación de imágenes en condiciones de baja visibilidad.

La formación de imágenes PMMW es posible, básicamente, mediante la medición de la temperatura radiométrica efectiva ( $T_E$ ) de los objetos como función de la posición de la escena, creando así un mapa bidimensional de la misma. Esta temperatura radiométrica efectiva consta de dos términos: la temperatura de brillo de la superficie del objeto ( $T_s$ ) y la temperatura radiométrica de dispersión del objeto ( $T_{sc}$ ). La primera se basa en la emisión o reflexión de los objetos, caracterizada por la permitividad ( $\epsilon$ ), función de las propiedades dieléctricas de la composición, la rugosidad o dureza de la superficie y el ángulo de observación, y por la temperatura física del objeto ( $T_0$ ). La segunda está caracterizada por la reflectividad del objeto  $\rho$  y por la temperatura radiométrica de iluminación ( $T_{ILLUMINATOR}$ ), haciendo referencia a la capacidad de reflejar imágenes de algunos objetos.

$$T_E = T_s + T_{sc} = \epsilon T_0 + \rho T_{ILLUMINATOR}$$

Una cámara basada en sensores PMMW genera imágenes fácilmente interpretables como las obtenidas con cámaras de sensores en el infrarrojo o en el visible, y además, la radiación que emiten es imperceptible, no como en el caso del radar o el lidar. Un ejemplo de imagen radiométrica se muestra en la figura 1.2, obtenidas mediante un radiómetro a 94GHz. En esta imagen PMMW el aumento de sombras oscuras indican temperaturas radiométricas más frías. El equipo aparcado en el lado derecho de la pista de aterrizaje aparece más frío puesto que las superficies metálicas reflejan la fría luz del cielo. También podemos ver como los campos a cada lado de la pista son más fríos que el asfalto puesto que se produce una disminución de la temperatura radiométrica efectiva por la rugosidad de su superficie y por las reflexiones del cielo.



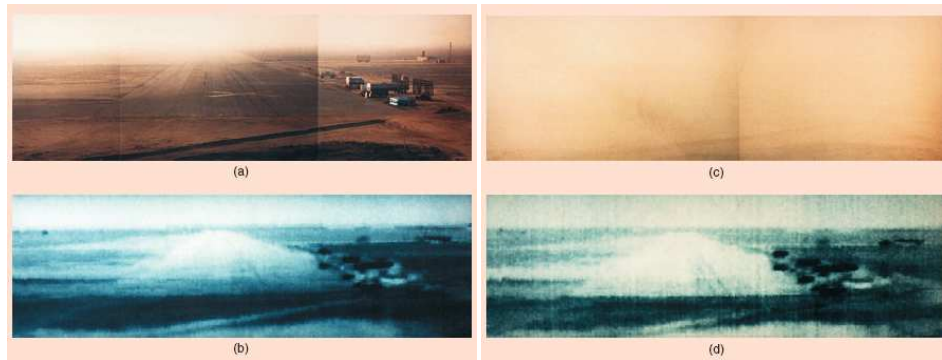


Figura 1.2: Imagen PMMW de una pista de aterrizaje: a) y c) son imágenes en el visible con clima despejado y con niebla; b) y d) son sus correspondientes imágenes PMMW.

En cuanto a los receptores utilizados en este tipo de cámaras, muchos de ellos están basados en antenas de bocina, a las cuales se conectan los receptores. Esta solución permite obtener grandes anchos de banda. Por ejemplo, el receptor MSi102, que se muestra en la figura 1.3, tiene un ancho de banda de 80 a 100GHz.

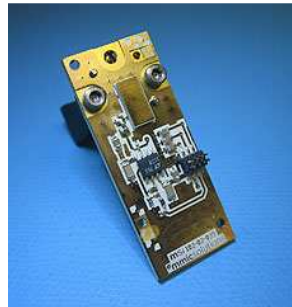


Figura 1.3: Receptor MSi102, cuyo ancho de banda es [80,100]GHz.

El uso de bocinas puede llevar a sistemas de gran tamaño, además de complicar su fabricación y montaje. Un ejemplo de un sistema real basado en una array de bocinas se muestra en la siguiente figura. Una forma de compactar dichos receptores, manteniendo su ancho de banda, es utilizar antenas integradas en el sustrato del receptor, por ejemplo antenas Vivaldi. Este será el objetivo de este proyecto: estudiar las antenas Vivaldi, con objeto de utilizarlas en receptores de THz alrededor de 90 GHz.

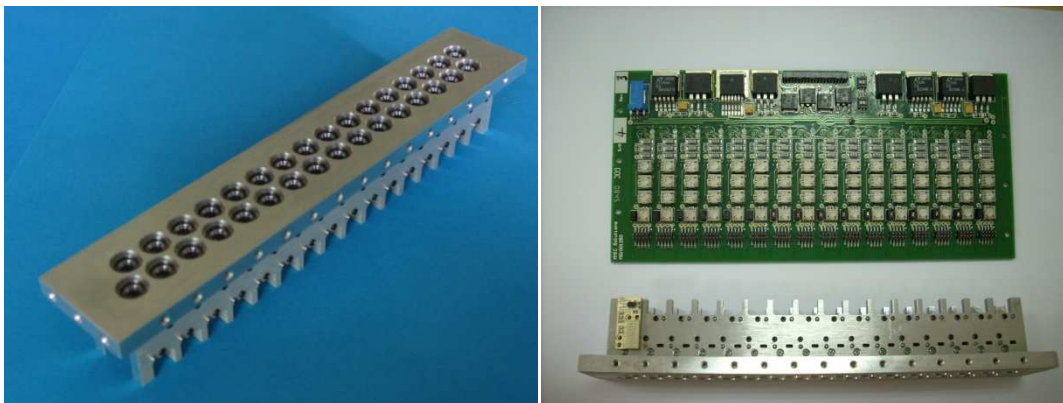


Figura 1.4: Imagen de un sistema real para cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, formado por un array de antenas de bocina.

### 1.1.1 Aplicaciones

Como hemos dicho antes, los sensores de imágenes PMMW tienen una amplia variedad de aplicaciones en el mundo comercial y en misiones militares donde se requiera realizar operaciones en cualquier tipo de clima, ofreciendo la posibilidad de hacerlo de manera encubierta. A continuación, comentaremos algunas de las aplicaciones donde una cámara de imagen en el rango de las ondas milimétricas puede ser útil. Todas las imágenes que se van a mostrar, en el apartado de aplicaciones, están sacadas del artículo [Yuji03] que han sido realizadas con la video cámara PMMW del grupo NGST (Northrop Grumman Space Technology) a 94GHz.

#### Aterrizaje y orientación aérea

Las operaciones comerciales y militares de mayor relevancia para las cuales la utilidad de cámaras de imagen mediante sensores PMMW ofrece una gran ventaja, son la conducción o aterrizaje autónomo de helicópteros y aviones bajo niebla o humo. En la figura 1.5 podemos ver una secuencia de video PMMW de una pista de aterrizaje, hay que notar que, en este caso, lo que aparece en blanco es lo de menor temperatura radiométrica. La parte más lisa de la pista de aterrizaje aparece más templada puesto que refleja el cielo en el horizonte.

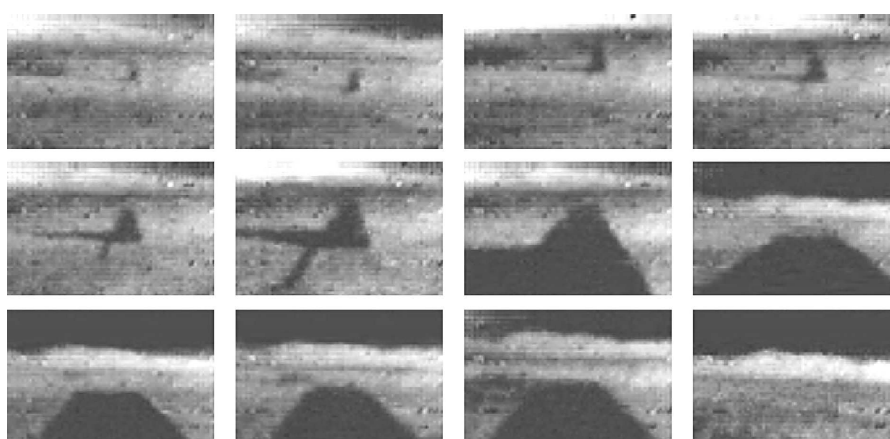


Figura 1.5: Secuencia de imágenes, en intervalos de 6s, capturadas por la cámara de video PMMW desde un avión antes de aterrizar.

#### Conciencia situacional y navegación bajo visibilidad limitada

Un sistema de formación de imágenes PMMW puede ser utilizado en barcos patrulla y vehículos anfíbio, de la misma manera que en otro tipo de vehículos terrestres y marítimos para proveer visibilidad casi en todo tipo de clima meteorológico, localización de blancos y otras mejoras necesarias en la visión. En la figura 1.6 podemos observar la imagen de una escena de un puerto, fácilmente reconocible en la imagen captada por la cámara PMMW.



Figura 1.6: a) Visible y b) PMMW imágenes del Queen Mary y la antigua cúpula de Spruce Goose en el puerto de Long Beach, California.

### Vigilancia perimetral

La vigilancia de los puertos, muelles y otras áreas puede ser desempeñada por los sensores PMMW. De este modo se facilitaría la monitorización de todo el tráfico de salida y de entrada en áreas específicas. En la figura 1.7 vemos como la cámara de video PMMW es capaz de detectar no solo una Zodiac sino también su estela. Este tipo de blancos son muy difíciles de detectar para el radar.

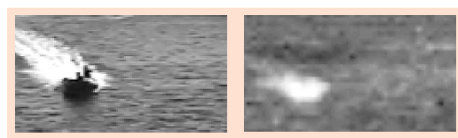


Figura 1.7: Captura de una Zodiac y su estela mediante una cámara PMMW, comparada con la imagen capturada por una cámara del rango visible.

### Reconocimiento y vigilancia

Cualquier vehículo aéreo equipado con una cámara PMMW puede ser utilizado en misiones de reconocimiento del terreno o en la detección de estelas de barcos, de radares, de vehículos sospechosos u otro tipo de blancos. Como podemos ver en la siguiente figura, es posible la detección de blancos y el reconocimiento del terreno incluso bajo condiciones de bancos espesos de nubes.



Figura 1.8: a) imagen PMMW superpuesta en una imagen del visible de un avión C-17 y b) imagen PMMW de carreteras y edificios debajo de las nubes.

### Búsqueda y rescate

Otra aplicación de las cámaras de imagen PMMW estaría en utilizarlas para la búsqueda y rescate o reconocimiento bajo condiciones de baja visibilidad. A continuación, se muestra cómo la cámara detecta a dos barcos fabricados con diferentes materiales.



Figura 1.9: Imagen visible y PMMW de dos barcos.

### Navegación terrestre

Otro de los vehículos que pueden beneficiarse de las ventajas de la formación de imágenes PMMW son los vehículos blindados que tienen que circular en la niebla, humo o en

tormentas de arena. La figura 1.10 nos muestra una imagen PMMW de dos vehículos, donde el blanco es lo más frío de la escena.



Figura 1.10: Imagen visible y PMMW de dos vehículos.

### Intervención de drogas

La formación de imágenes PMMW detecta fácilmente pequeños barcos y sus largas estelas en el agua, como podemos observar en la figura 1.9. Esta capacidad ayuda en la detección y captura de traficantes de drogas. Estas largas estelas pueden ser usadas para trazar la trayectoria del barco hasta su punto de origen.



Figura 1.9: Imagen visible e imagen PMMW de un pequeño barco metálico y su estela.

### Detección de derrames de petróleo

En el caso de las ondas milimétricas, la capa de petróleo, sobre agua, actúa aumentando o disminuyendo la temperatura radiométrica mediante la variación de la permitividad efectiva del área, debida al cambio en el grosor. Esta detección de las manchas de petróleo en el mar fue comprobada en 1990 durante el derramamiento de petróleo que tuvo lugar en Huntington Beach, California. En la siguiente figura podemos observar esta escena donde la parte oscura corresponde a agua y la parte más clara corresponde a la mancha de petróleo.

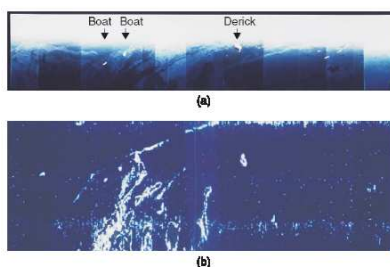


Figura 1.10: Imagen visible e imagen a 94GHz PMMW del derramamiento de petróleo ocurrido en Huntington Beach, California, en 1990.

### Formación de imágenes de personas y detección de armas ocultas

Las ondas milimétricas tienen la capacidad de penetrar en la ropa y el pelo. La radiación milimétrica detectada de una persona es una combinación de las emisiones naturales del cuerpo que son reflejadas a los alrededores, hasta la propia piel tiene una reflectividad del 10%.

Si un objeto está situado debajo de la ropa y tiene una constante dieléctrica distinta a la de la piel, entonces una imagen en ondas milimétricas revelaría un cambio en la temperatura

radiométrica causada por el objeto, volviéndolo perceptible, como se puede observar en la figura 1.11.

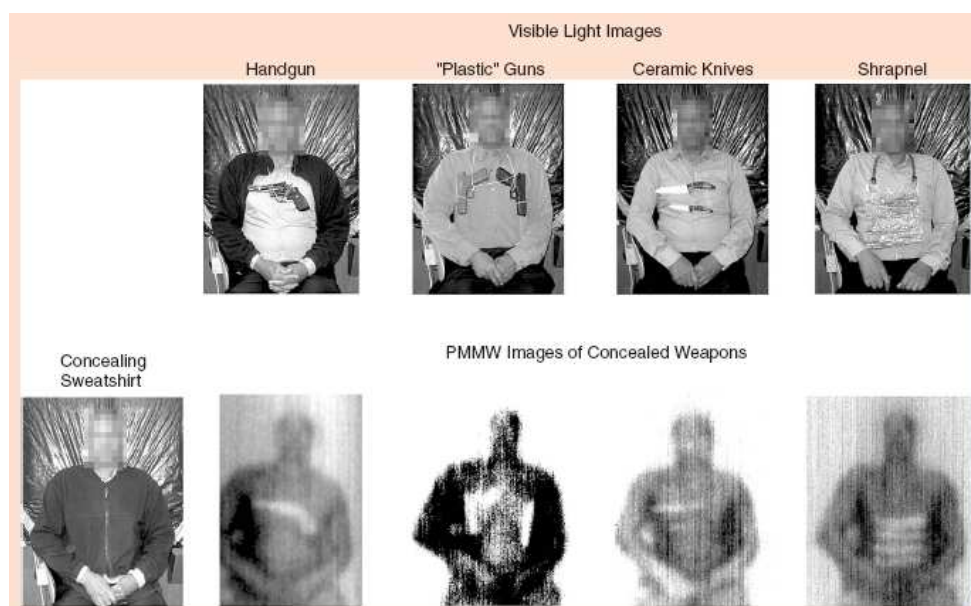


Figura 1.11: Imágenes visibles con sus correspondientes imágenes PMMW de un individuo con varias armas ocultas debajo del brazo. Las imágenes PMMW han sido capturadas por un radiómetro a 94GHz. El color blanco corresponde con temperaturas más frías.

Existen muchas más aplicaciones, a parte de las expuestas en este apartado, en los campos de la medicina (detección de tumores de piel, inspecciones dentales, etc.), viticultura (detección de contenido de agua en hojas, detección de grietas en corchos, etc), industria agroalimentaria (control del secado de productos, detección de sustancias no deseadas - patógenos, metales plásticos- en las cadenas de producción y proceso de control en la industria alimentaria -detección de la humedad-), e Industria de semiconductores (control de calidad por inspección de productos sin destrucción).

## 1.2 Objetivos del proyecto

El objetivo principal de este proyecto es diseñar una antena de tecnología plana, en concreto, una antena Vivaldi, que cumpla con las especificaciones necesarias para poder ser utilizada en la captación de imágenes a frecuencias de Terahercio como alternativa a las antenas de bocina que se utilizan actualmente con sistemas MMIC (Monolithic Microwaves Integrated Circuits) como, por ejemplo, los receptores MSi102 mostrados en la figura 1.4.

Las características más importantes que tenemos que tener en cuenta a la hora de diseñar y optimizar nuestra antena, para cumplir nuestro objetivo, son:

- Ancho de banda de funcionamiento: 80-108 GHz, cuya frecuencia central de trabajo es 94GHz
- Directividad máxima a lo largo de todo el ancho de banda superior a 10dB
- Coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación por debajo de -10dB en todo el ancho de banda de funcionamiento



### 1.3 Estructura del proyecto

El proyecto aquí presentado se divide en 6 capítulos en los cuales se intenta dar una coherencia al método utilizado para el cumplimiento del diseño de la antena Vivaldi a 94GHz.

En este primer capítulo se intenta dar una idea general de la aplicación para la cual se van a desarrollar estas antenas, introduciendo a grandes rasgos lo que es una cámara de imagen a frecuencias de Terahercio y el potencial que tienen en la actualidad. Además se han expuesto los requerimientos necesarios para la consecución del objetivo del proyecto.

En el segundo se introduce brevemente la familia de antenas planas TSA (“Tapered Slot Antennas”) exponiendo las ventajas que nos ofrece su utilización. Además, se explican las características de funcionamiento y las ventajas de la antena Vivaldi bajo diseño, exponiendo toda la teoría, acorde a cada una de sus partes, que va a ser utilizada en su implementación.

En el tercer capítulo se explica paso a paso el diseño de un prototipo de antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en el ancho de banda de [9, 11] GHz. Este prototipo se optimiza por simulación, y marcará el punto de partida para realizar el diseño de la antena Vivaldi a 94GHz mediante un escalado dimensional similar al escalado frecuencial.

En el cuarto se testará la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, diseñada en el capítulo anterior, realizando una comparación de los resultados obtenidos con las mediciones reales del prototipo fabricado.

En el quinto capítulo realizamos el escalado de la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, a 94GHz. Para ello, se explica paso a paso cómo se ha aplicado el factor de escalado producto del cambio frecuencial y del cambio del sustrato. Y finalmente, se optimiza la antena Vivaldi a 94GHz alimentada mediante línea microstrip.

En el sexto y último capítulo se comentarán algunas de las conclusiones que hemos sacado a partir de la realización del proyecto.

## CAPÍTULO 2: ANTENA VIVALDI

En este capítulo aclararemos el tipo de antena que queremos utilizar en la futura implementación de una cámara de imagen a frecuencias de Terahercio mediante una breve explicación de las características y ventajas que ofrece la familia de antenas planas TSA (“Tapered Slot Antena”), así como, una introducción a las principales características de la antena que vamos a diseñar, la antena Vivaldi.

Además, mostraremos toda la teoría acorde a cada una de las partes de las que consta la antena Vivaldi y que serán posteriormente utilizadas en el siguiente capítulo para poder realizar su diseño.

### 2.1 Antena TSA (“Tapered Slot Antennas”)

Las Tapered Slot Antennas (TSA) son antenas integradas en sustratos dieléctricos que utilizan la propagación de onda viajera a lo largo de su estructura para proveer una velocidad de fase menor que la velocidad de la luz ( $v_{ph} < c$ ), según [Yng89]. Estas antenas tienen especial interés en aplicaciones donde se requiere una directividad, de al menos 10dB, con anchos de haz desde los 12° hasta los 60°. Un ejemplo de este amplio rango de aplicaciones son antenas para sistemas de comunicaciones, antenas para sensores remotos, telescopios radio para astronomía, teledetección para radares anticolidión de automóviles y sistemas de captación de imágenes en ondas milimétricas y/o sub-milimétricas.

La necesidad de utilizar este tipo de antenas planas en estas aplicaciones es debida a que, a altas frecuencias, las dimensiones de bocinas y guías de onda empiezan a ser tan pequeñas que es muy difícil fabricar estos componentes con la suficiente precisión, y además, son difíciles de utilizar en configuraciones de array debido al gran tamaño resultante. El coste que obtenemos al realizar este cambio de tecnología, según [Kott89], es la pérdida de eficiencia del lóbulo principal debido a la estructura abierta de las TSA.

A parte del tamaño hay otras ventajas importantes de las TSA, contempladas en [Yng89], que nos han inducido a pensar en ellas como posibles candidatas para ser utilizadas en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, como son:

- Producen anchos de haces más estrechos y ganancias más elevadas que las antenas de parches microstrip, dipolos o slots. Esto las hace más viables para iluminar reflectores y lentes directamente
- Proveen anchos de haz simétricos tanto en el plano E como en el plano H, a pesar de su geometría plana
- El ancho de banda de operación es más ancho que el de los típicos elementos de antenas de banda ancha, exceptuando la espiral de periodicidad logarítmica
- La parte radiante de la antena está bien separada del circuito integrante que le sigue, con lo que, podremos conectarlas implementando una transición con una finline y una slotline
- Facilitan la integración de un sistema de alimentación con mezcladores y amplificadores servidos al mismo sustrato que porta la estructura de la antena, y ofrecen la posibilidad de poner un gran número de estas antenas en el mismo sustrato

- La distancia entre elementos TSA de un array puede ser muy pequeña incluso cuando el patrón de radiación tiene un ancho de haz muy estrecho

Esta familia de antenas planas puede ser dividida en dos grupos principales: las broadside y las end-fire antenas. La antena broadside se caracteriza porque radia en la dirección perpendicular al plano de la antena, como por ejemplo, la antena bowtie y la antena espiral de periodicidad logarítmica. Sin embargo, las end-fire antenas se caracterizan porque tienen patrones de radiación con el máximo de radiación en el plano de la antena. Ejemplos de este tipo de antenas, que se diferencian por la forma de la apertura de la slotline, son la LTSA (apertura lineal), la CWSA (apertura con anchura constante) y la Vivaldi antena (apertura exponencial).

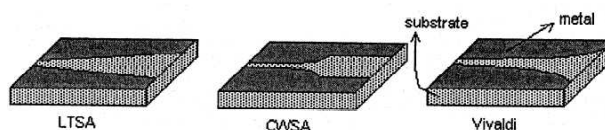
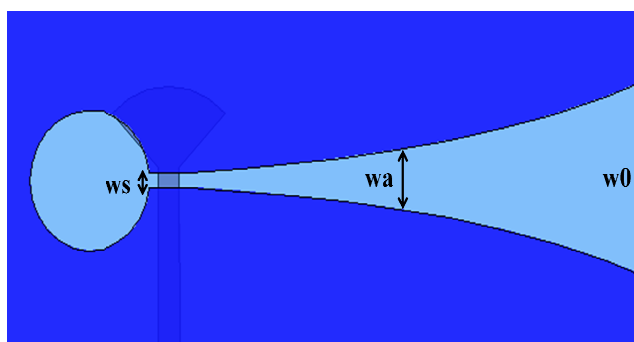


Figura 2.1: End Fire antenas.

## 2.2 Antena Vivaldi

La antena Vivaldi fue desarrollada por Gibson en 1979, en [Gib79], como un elemento de antena plana con el cuál podía producir un haz en la salida simétrico, con una ganancia apreciable y con lóbulos laterales pequeños.

Esta antena consiste en un metal con una ranura que varía gradualmente de manera exponencial, colocado, normalmente, sobre un sustrato dieléctrico. Como consecuencia de esta variación en la anchura a lo largo de la antena, la Vivaldi tendrá un comportamiento similar a la dielectric rod antenna, según [Yng85], debido a que la velocidad de fase no es constante y, por lo tanto, la constante de propagación será compleja debido a las pérdidas de radiación.



- $W_s$ : anchura inicial de la apertura
- $W_a$ : anchura de la ranura en el área de radiación
- $W_0$ : anchura final de la apertura

Figura 2.2: Antena Vivaldi.

El hecho de utilizar este tipo de apertura asegura, según [Yng85], que la antena sea independiente de la frecuencia y lo que ocurre es que sólo una parte de la exponencial es eficientemente radiante para una longitud de onda dada. Si esta longitud de onda es escalada, la radiación se produce en una sección escalada en la misma proporción que la longitud de onda.



La condición necesaria en el proceso de diseño es que parámetros como la forma, la longitud, el grosor del sustrato, y la constante dieléctrica del sustrato estén bien elegidos. Una vez hecho esto, el reto será encontrar una técnica de alimentación adecuada para la Vivaldi. La dificultad vendrá dada porque al querer utilizar un sustrato con una constante dieléctrica pequeña, obtendremos una impedancia alta en la slotline, la cual habrá que adaptar mediante una transición en la alimentación. Y además, el valor adecuado para el grosor del sustrato también es un punto crítico puesto que, según [Yng85], los lóbulos laterales incrementan su magnitud en sustratos más gruesos, mientras que el lóbulo principal se ensancha en sustratos más finos, y además, hace que obtengamos dimensiones para la antena demasiado pequeñas y tendríamos problemas al fabricarla.

### 2.2.1 Principio de radiación

Como ya hemos dicho, la antena Vivaldi forma parte de la familia de las end-fire antennas, donde tenemos una propagación de onda viajera en la superficie de la antena. Cuando la separación entre las placas es pequeña, comparada con la longitud de onda del espacio libre, las ondas están concentradas. Cuando esta separación aumenta, ésta unión se va haciendo más débil y las ondas son radiadas al exterior. Debido a este comportamiento, podemos dividir la antena en dos partes, según [Yng89]:

- Para longitudes de apertura menor que  $\frac{\lambda_0}{2}$ , la onda es guiada por la ranura.
- Para longitudes mayores, la onda se propaga por el dieléctrico hasta que es radiada al exterior.

### 2.2.2 Perfil de la apertura

La curva teórica de la antena Vivaldi, desarrollada por Schaubert [Scha87], partiendo de dos puntos, P1 y P2, viene dada por la ecuación:

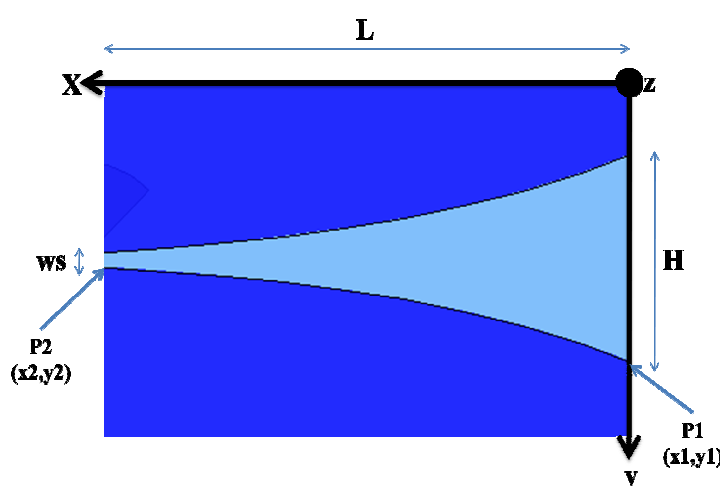


Figura 2.3: Apertura exponencial.

$$y = C_1 e^{-Rx} + C_2$$

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{-Rx_2} - e^{-Rx_1}}$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{-Rx_2} - y_2 e^{-Rx_1}}{e^{-Rx_2} - e^{-Rx_1}}$$

Donde R se refiere a la tasa de apertura del perfil exponencial y tiene gran importancia en la ganancia, anchos de haz y ancho de banda de la apertura exponencial.

El parámetro dimensional  $w_s$  hace referencia a la anchura inicial de la apertura, y los parámetros dimensionales L y H corresponden a la longitud y anchura final de la apertura exponencial.

Se establece que la energía en la ranura o slot se distribuye entre el sustrato y el aire. Consecuentemente, la constante dieléctrica efectiva es menor que la propia del sustrato. Esto produce una modificación en la longitud de onda guiada en la ranura, que tiene un efecto pronunciado en el patrón del plano H. El plano H depende, principalmente, de la longitud de onda de trabajo  $\lambda_0$  y de la longitud final de la apertura L. El plano E es más sensible a cambios en la forma de la apertura de la ranura R, según [Kott89].

### 2.3 Técnicas de alimentación

Un diseño de una estructura de alimentación adecuado para la antena Vivaldi es imprescindible para maximizar el ancho de banda de trabajo. De hecho, hay que tener en cuenta que la alimentación determina el límite superior de la frecuencia mientras que el límite frecuencial inferior viene determinado por el tamaño de la apertura, según [Raja01].

El medio de transmisión más apropiado para realizar la alimentación de una antena TSA es mediante la slotline, acoplando la señal de microondas a la antena desde un circuito plano microstrip. Es por esto, que se necesita un diseño para la transición compacto y con bajas pérdidas. En la siguiente figura se muestran distintas técnicas de alimentación para las TSA, siendo las más comunes la transición mediante línea coaxial o mediante línea microstrip a) y b).

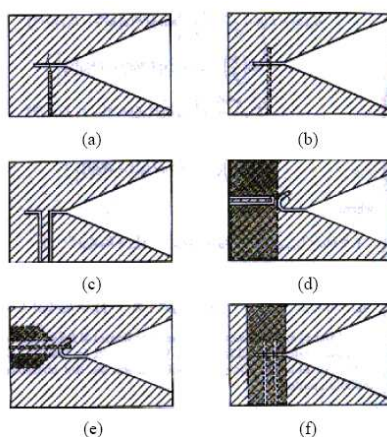


Figura 2.4: Diferentes técnicas de alimentación para las TSA: a) línea coaxial, b) línea microstrip, c) CPW, d) air-bridge/GCPW, (e) FCPW/centre-strip, (f) FCPW/notch

### 2.3.1 Transición línea coaxial-slotline

Este método provee un camino directo para acoplar los campos a lo largo de la slot. Esta transición consiste en una línea coaxial colocada perpendicularmente al final del slot que termina en circuito abierto. El conductor exterior del cable está eléctricamente conectado al plano de tierra en una cara de la ranura mientras que el conductor interno de la línea coaxial se coloca formando un semicírculo por encima de la ranura. Esta estructura física y su correspondiente circuito equivalente se pueden observar más claramente en las siguientes figuras.

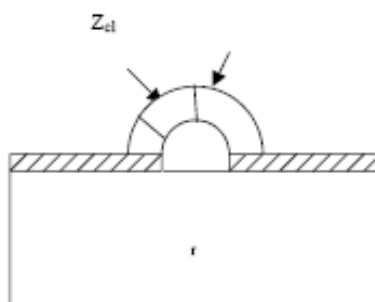


Figura 2.5: Alimentación coaxial-slotline.

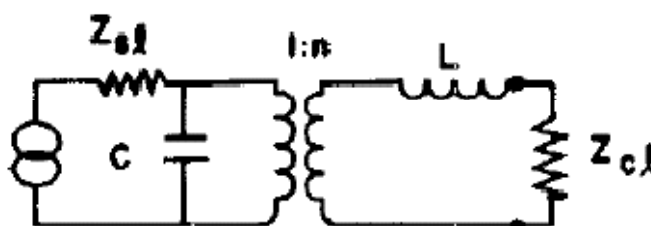


Figura 2.6: Circuito equivalente para la transición coaxial-slotline.

Del circuito equivalente, podemos predecir que la impedancia de la ranura tendría que tener un valor cercano a  $75\Omega$  para que pudiéramos adaptarla a un cable coaxial de  $50\Omega$ . Sin embargo, en la práctica, es muy difícil obtener una impedancia en la ranura cercana a  $75\Omega$  porque impedancias en la slot menores de  $100\Omega$  resultan en anchuras de slot demasiado pequeñas para poder ser fabricadas.

### 2.3.2 Transición microstrip-slotline

Como hemos comentado antes, el medio de transmisión más apropiado para realizar la alimentación de una antena TSA es mediante la slotline. La línea microstrip es un medio no balanceado mientras que el medio usado para la alimentación de la antena Vivaldi consiste en un medio balanceado, como es la slotline. Por esto, es muy importante un buen diseño de una transición microstrip-slotline para conseguir un rango de operación frecuencial muy ancho o idealmente, independiente de la frecuencia.

Una transición microstrip-slotline consiste en un slot o ranura, grabada en una cara del sustrato, atravesada por una línea microstrip en circuito abierto, localizada en la otra cara, en ángulo recto, como podemos observar en la siguiente figura.

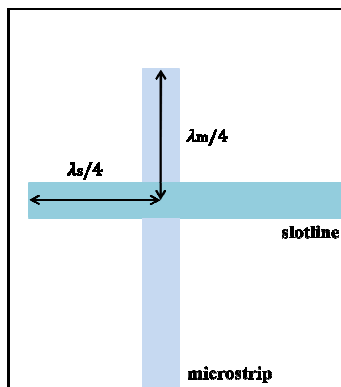


Figura 2.7: Transición microstrip-slotline.

El stub de slot se extiende  $\lambda_s/4$  desde el centro de la microstrip y el stub de microstrip se extiende  $\lambda_m/4$  desde el centro de la slot.

La mayor desventaja de este tipo de transición es la reducción del ancho de banda de operación. Muchos investigadores han ido sugiriendo diferentes mejoras para esta transición, no sólo intentando mejorar el ancho de banda sino también, mejorando sus características de radiación. Algunas de estas mejoras se refieren al diseño de las terminaciones de la slotline o la línea microstrip y otras, cambian totalmente el diseño de la línea microstrip uniforme.

A continuación realizamos una breve descripción de alguna de estas propuestas y añadimos la teoría acorde a cada una de las partes de las que consta esta transición, puesto que es la que hemos elegido para nuestro diseño, debido a la simplicidad que nos ofrece.

### 2.3.2.1 Métodos de mejora de las características de la transición microstrip-slotline

#### 2.3.2.1.1 Stubs no uniformes

Schüppert [Schü88] propuso el uso de stubs radiales para el diseño de la transición microstrip-slotline, cuya extensión era de un cuarto de longitud de onda, como se muestra en la siguiente figura. Este diseño de las terminaciones de los stubs de slot y microstrip permite obtener un mayor ancho de banda de operación para la transición.

En el siguiente capítulo estudiaremos este tipo de transiciones siguiendo los artículos de investigación de [Sloan98] y [Wang09] que proponen mejoras a este tipo de transiciones, desde el punto de vista de las terminaciones de los stubs ocupándose de la adaptación de la impedancia de la slotline.

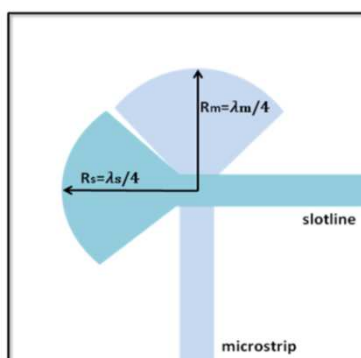


Figura 2.8: Transición microstrip-slotline mediante terminaciones en stub radial.

### 2.3.2.1.2 Slotline antipodal

En este caso, la transición de la microstrip a la slotline está realizada mediante una stripline paralela, como se puede observar en la siguiente figura. La línea microstrip se usa como alimentación de entrada, la slotline tiene el propósito final de radiar mientras que la strip sirve como región de transición, por lo que, afectará al comportamiento de la propia antena.

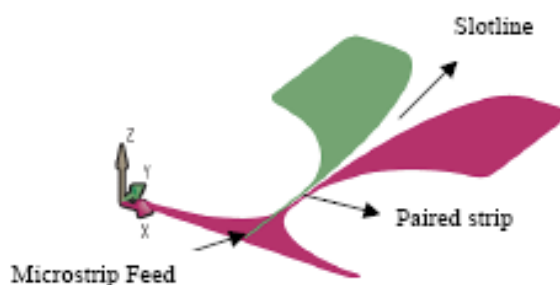


Figura 2.9: Antena Vivaldi antipodal.

### 2.3.2.1.3 Slotline antipodal balanceada

Este diseño nace del intento de mejorar el anterior puesto que no tiene una buena polarización cruzada, cuyo efecto es más pronunciado a altas frecuencias, debido a que el vector de campo eléctrico se desapunta del eje perpendicular a la ranura y esto hace que aumente considerablemente. La solución a este problema es realizar una antena Vivaldi antipodal balanceada.

La mejora de la polarización cruzada se realiza mediante el diseño de una estructura tricapa, añadiendo un capa de dieléctrico y metal adicional que compensa la desviación del campo eléctrico, por lo tanto, la antena comienza con una stripline.

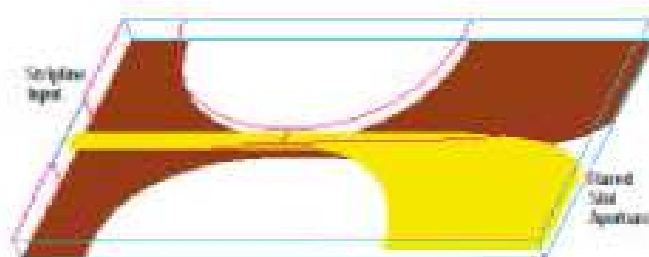


Figura 2.10: Antena Vivaldi antipodal balanceada.

### 2.3.2.2 Teoría de las líneas microstrip y la slotline

La transición elegida para el desarrollo de la alimentación de nuestra antena Vivaldi es la microstrip-slotline, por lo que a continuación describiremos la teoría acorde a cada una de las partes de las que consta, para poder implementar las soluciones propuestas en [Sloan98] y [Wang09] para nuestro rango frecuencial de trabajo. Y como último apartado de este bloque hemos puesto la teoría acorde al transformador de impedancias Chebyshev que será utilizado en el desarrollo de la solución propuesta por [Wang09].

#### 2.3.2.2.1 Diseño de la slotline

La slotline está grabada en la placa metálica y ésta consiste en tres partes:

- Parte de la radiación, se refiere a la forma exponencial de la apertura,
- Slotline uniforme, forma parte de la transición y es donde se acopla la potencia,
- Cavity, también forma parte de la transición, su forma dependerá del diseño de la misma.

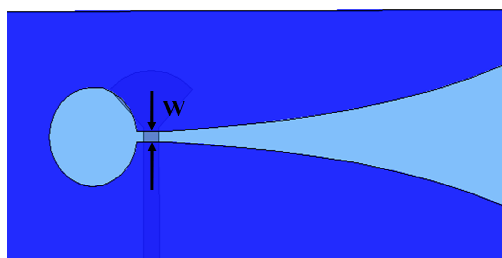


Figura 2.11: Configuración general de la slotline de la antena Vivaldi.

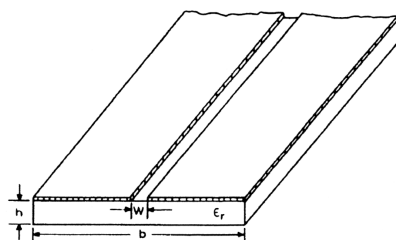


Figura 2.12: Configuración de una slotline.

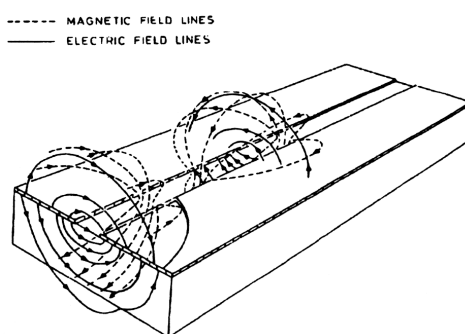


Figura 2.13: Distribución del campo en la slotline.

En la slotline, según la teoría recogida en [Gupta96], la onda se propaga a lo largo de la ranura con la componente de campo eléctrico orientada a través de la ranura en el plano de la placa metálica en el sustrato dieléctrico, como se muestra en la figura 2.13. Las componentes de campo no están confinadas sólo en el sustrato, sino que, también se extienden en el aire. Debido a esto, la energía se distribuye entre el sustrato y la región de aire, por lo que, la constante dieléctrica efectiva será menor que la del sustrato:

$$\varepsilon_{effs} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}$$

Para poder efectuar el diseño adecuado de la transición necesitaremos la longitud de onda guiada por la slotline y su impedancia característica. Estos dos parámetros tienen una fuerte dependencia con la anchura de la slotline ( $w$ , aunque en un futuro la llamaremos  $w_s$  para diferenciarla de la anchura de la microstrip,  $w_m$ ), el grosor del sustrato ( $h$ ), la frecuencia de trabajo ( $\lambda_0$ ) y la constante dieléctrica ( $\varepsilon_r$ ). Las fórmulas teóricas tienen unos rangos de validez, aunque aquí sólo mostraremos las acordes al material de  $\varepsilon_r = 2.22$  y a nuestros valores de  $w$  ( $w_s$ ) y  $h$ , que son las que tenemos en cuenta en el diseño final. Aunque en el proyecto también hemos utilizado las acordes al material  $\varepsilon_r = 9.8$  (se pueden encontrar en [Gupta96]).

$$0.006 \leq \frac{h}{\lambda_0} \leq 0.06$$

$$0.0015 \leq \frac{W}{\lambda_0} \leq 0.075$$

$$2.22 \leq \varepsilon_r \leq 3.8$$

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_0} = 1.045 - 0.365 \ln \varepsilon_r + \frac{6.3 \frac{W}{h} \varepsilon_r^{0.945}}{238.64 + 100 \frac{W}{h}} - \left[ 0.148 - \frac{8.81(\varepsilon_r + 0.95)}{100 \varepsilon_r} \right] \ln \left( \frac{h}{\lambda_0} \right)$$

$$\begin{aligned} Z_{0s} = & 60 + 3.69 \sin \left[ \frac{(\varepsilon_r - 2.22)\pi}{2.36} \right] + 133.5 \ln(10\varepsilon_r) \sqrt{\frac{W}{\lambda_0}} \\ & + 2.81 [1 - 0.011\varepsilon_r(4.48 + \ln\varepsilon_r)] \frac{W}{h} \ln \left( 100 \frac{h}{\lambda_0} \right) + 131.1(1.028 - \ln\varepsilon_r) \sqrt{\frac{h}{\lambda_0}} \\ & + 12.48(1 + 0.18 \ln\varepsilon_r) \frac{W}{h} \sqrt{\varepsilon_r - 2.06 + 0.85 \left( \frac{W}{h} \right)^2} \end{aligned}$$

	10GHz	94GHz
$h$	[0.180, 1.800] mm	[0.1915, 1.9150] mm
$w_s$	[0.045, 2.250] mm	[0.0048, 0.2394] mm
$\epsilon_r$	2.22	2.9

Tabla 2.1: Intervalos de validez de las fórmulas para el grosor y anchura de la slotline uniforme, y la constante dieléctrica.

### 2.3.2.2 Línea microstrip

La geometría acorde a una línea microstrip se puede ver en la siguiente figura. Un conductor fino de anchura  $w$  (wm) impreso en un sustrato dieléctrico de grosor  $h$  y permitividad relativa  $\epsilon_r$ , que por la otra cara tiene el plano metálico que actúa como plano de tierra. En este plano es donde irá colocada nuestra slotline.

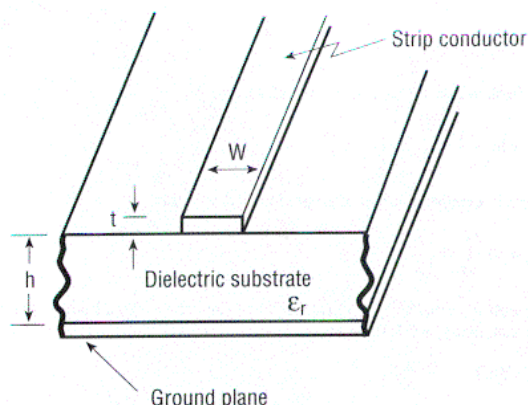


Figura 2.14: Configuración de la línea microstrip.

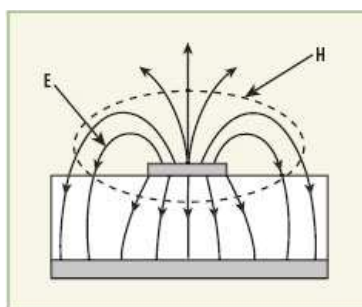


Figura 2.15: Distribución de campo en la microstrip.

Según la teoría recogida en [Poz05], la presencia del dieléctrico hace que la mayoría de las líneas de campo se concentren entre el conductor strip y el plano de masa, mientras que una pequeña porción de las mismas están en la región de aire. Esto provoca que una línea microstrip no pueda soportar una onda pura TEM, y, además, la permitividad efectiva de la línea microstrip será menor que la del sustrato y obtendremos las siguientes fórmulas para la constante dieléctrica, la velocidad de fase y la constante de propagación:



$$\varepsilon_{effm} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{effm}}}$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{effm}}$$

Por lo tanto, la longitud de onda de la línea microstrip la definimos como  $\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{effm}}}$ .

En nuestro diseño contemplamos la construcción de una línea microstrip con una impedancia característica fijada a  $Z_{0m} = 50\Omega$  para facilitar la conexión de la antena con el resto del circuito, por lo que, para calcular las dimensiones de la línea utilizamos las siguientes fórmulas teóricas.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{h} > 2 \end{cases}$$

$$\text{donde } A = \frac{Z_{0m}}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_{0m}\sqrt{\varepsilon_r}}$$

### 2.3.2.2.3 Diseño del Transformador de impedancias Chebyshev multisección

El transformador multisección Chebyshev, cuyo esquema se muestra en la figura 2.17, optimiza el ancho de banda permitiendo un rizado en la banda de paso, según la teoría recogida en [Poz05]. Debido a esta característica, el ancho de banda de un transformador Chebyshev es sustancialmente mejor que el de otros transformadores, para un número de secciones dado. Está basado en los polinomios Chebyshev de orden  $n$ , y de ellos se deriva el procedimiento de diseño usando la teoría de pequeñas reflexiones.

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x)$$

El transformador lo que va a hacer es adaptar, gradualmente, la impedancia que tenemos en la slotline, en la zona de la transición, con la impedancia del puerto mediante secciones de microstrip de distinta anchura, y por lo tanto, distinta impedancia característica. Dependiendo del ancho de banda de operación que queramos, necesitamos un número determinado de secciones. En nuestro caso, no necesitaremos más de dos secciones ( $N = 2$ ), por lo tanto, los polinomios son los siguientes:

$$T_1(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec\theta_m \cos\theta$$

$$T_2(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^2\theta_m(1 + \cos 2\theta) - 1$$

Con lo que, las pequeñas reflexiones en las secciones vienen definidas como:

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_m e^{-j2\theta} T_2(\sec\theta_m \cos\theta) = 2e^{-j2\theta} \left[ \Gamma_0 \cos 2\theta + \frac{\Gamma_1}{2} \right]$$

$$\Gamma_m e^{-j2\theta} [\sec^2\theta_m(1 + \cos 2\theta) - 1] = 2e^{-j2\theta} \left[ \Gamma_0 \cos 2\theta + \frac{\Gamma_1}{2} \right]$$

$$\Gamma_0 = \frac{\Gamma_m}{2} \sec^2\theta_m = \Gamma_2$$

$$\Gamma_1 = \Gamma_m(\sec^2\theta_m - 1)$$

donde  $\Gamma_m$  es el máximo coeficiente de reflexión permitido en la banda de paso. Para un valor máximo del  $S_{11} = -20dB$ , tendremos  $\Gamma_m = 0.01$ . El parámetro  $\theta_m$  se calcula mediante la siguiente fórmula y hace referencia al límite frecuencial del filtro Chebyshev:

$$\theta_m = \sec^{-1} \left\{ \cosh \left[ \frac{1}{N} \cosh^{-1} \left( \frac{\ln \frac{Z_L}{Z_0}}{2\Gamma_m} \right) \right] \right\}$$

donde  $Z_L = Z_{0s}$ , corresponde al valor de la impedancia característica de la slotline que queremos adaptar hasta  $Z_0 = Z_{0m} = 50\Omega$ .



Figura 2.17: Esquema general del Transformador de impedancias de 2 secciones Chebyshev.

## CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DE LA ANTENA VIVALDI A 10GHz

En este capítulo explicaremos paso a paso el procedimiento del diseño del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz para las especificaciones requeridas en el proyecto. Para obtener mayor simplicidad en el diseño hemos separado la parte radiante de la antena de la parte de la alimentación. La parte radiante es la más fácil ya que únicamente consta de la apertura exponencial, mientras que la parte de la alimentación es más compleja. Ésta última es la que limita el ancho de banda de la antena y por ello, es la parte que más esfuerzo ha supuesto en el diseño.

Para acotar posibilidades hemos decidido realizar una alimentación mediante slotline, por lo que, necesitaremos adecuar una transición. Para realizar este diseño hemos necesitado basarnos en la teoría de la slotline y microstrip, además de testar algunas soluciones propuestas en varios artículos de la bibliografía.

Una vez que tengamos hecho el diseño del prototipo, lo adecuaremos a los parámetros de fabricación, con el objetivo de realizar las medidas reales de los parámetros electromagnéticos para poder compararlos con los resultados obtenidos por simulación, y así, poder testar el funcionamiento del diseño del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz en el capítulo 4.

### 3.1 Descripción de la antena Vivaldi

Como hemos comentado en el anterior capítulo, la antena Vivaldi es una antena de banda ancha que forma parte de la familia de las TSA (Tapered Slot Antennas), dentro del grupo cuyo máximo de radiación se encuentra en el plano de la antena, formalmente denominadas “End-Fire Antennas”. Dentro de este grupo, la antena Vivaldi se caracteriza por la forma de su apertura, que sigue un perfil exponencial.

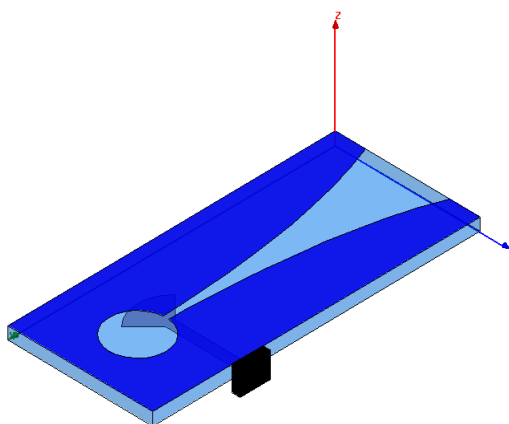


Figura 3.1: Esquema general de la antena Vivaldi.

Esta antena está formada por una placa metálica con una apertura exponencial seguida de una ranura uniforme terminada en una cavidad, que puede tener formas variadas (uniforme, radial o, como se muestra en la figura, circular). Esta placa está colocada sobre un dieléctrico,

que en la cara opuesta, tiene colocada la línea de alimentación. En este caso, se muestra una línea microstrip uniforme con una terminación radial.

A continuación vamos a explicar más detenidamente cada uno de los factores que vamos a tener en cuenta en cada una de las partes en las que hemos dividido la antena Vivaldi. Los valores y/o cálculos que se van a llevar a cabo en este bloque se han desarrollado para la frecuencia central del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, y marcarán el punto de partida para la optimización de este diseño que se llevará a cabo en el bloque 3.5.

### 3.1.1 Técnicas de alimentación

Este es el apartado más crítico que hemos tenido que resolver en el proyecto puesto que es la parte que va a determinar el ancho de banda de nuestra antena. En el anterior capítulo se han descrito diferentes técnicas para llevar a cabo esta tarea. Aunque hay varias opciones, hemos elegido desarrollar una alimentación efectuando una transición microstrip-slotline porque es la solución más sencilla, compacta y fácil de fabricar.

#### 3.1.1.1 Transición microstrip-slotline

Una transición microstrip-slotline está formada por dos elementos:

- Microstrip, necesaria para la conexión con el resto del circuito y para realizar la alimentación de la antena. Consta de un stub uniforme con terminación radial.
- Slotline, elemento imprescindible para acoplar la potencia a la parte radiante. Consta de una ranura uniforme que termina en una cavidad.

Numerosos artículos han desarrollado ésta técnica con el objetivo de mejorar la alimentación en antenas de tecnología plana. En un primer intento, Schüppert [Schü88] abordó la idea de realizar la transición mediante stubs uniformes que debían extenderse  $\frac{\lambda}{4}$  desde el punto de cruce de la slotline con la microstrip. Como consecuencia de esto, en la zona de superposición, el stub de la microstrip que aseguraba circuito abierto aparece como cortocircuito, y el stub de la slotline que aseguraba cortocircuito aparece como circuito abierto en el plano de cruce.

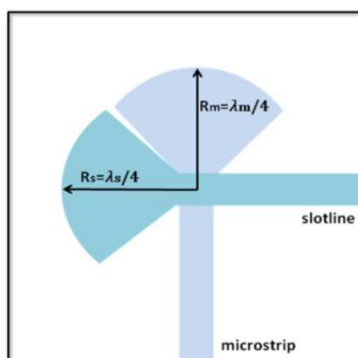


Figura 3.2: Transición microstrip–slotline.

A partir de este punto, muchos investigadores han intentado mejorar el ancho de banda de estas transiciones desarrollando nuevos diseños para los stubs. Así pues, Sloan [Sloan98]

adaptó un diseño donde las terminaciones eran radiales y, más tarde, Wollack [Woll07] consiguió aumentar considerablemente el ancho de banda colocando una terminación muy compleja en el stub de la slotline en forma de secciones de anillos de distinto grosor.

Aunque existe mucha literatura sobre el tema, la mayoría de éstos artículos desarrollan las transiciones sobre sustratos con constantes dieléctricas altas, alrededor de 10, menos en el caso de [Woll07]. Esto es debido a que, con este tipo de sustratos, obtenemos impedancias características en la slotline pequeñas y son fácilmente adaptables a una línea microstrip de 50  $\Omega$ , aunque estos materiales perjudican el comportamiento de radiación de la antena. Además, aunque con este tipo de transiciones conseguimos aumentar su ancho de banda, las pérdidas de inserción se incrementan conforme aumenta la frecuencia.

En [Wang09] se detectó que éste efecto venía causado por el cambio en la impedancia característica de la slotline con la frecuencia y por sus pérdidas de radiación. Por estos motivos, Wang propuso utilizar como terminaciones en la slotline y la microstrip, stubs radiales y, como el diseño se hizo sobre un material de constante dieléctrica baja, solucionó el problema de adaptación de la alta impedancia característica de la slotline mediante una técnica de transformación de impedancias en la microstrip, en concreto, un transformador Chebyshev por secciones.

Nuestro objetivo en el proyecto es desarrollar una transición con un diseño sencillo que funcione adecuadamente en nuestro ancho de banda, sobre el material fijado, Rogers RT/Duroid<sup>®</sup> 5880, con constante dieléctrica baja, 2.22.

### 3.1.1.1 Diseño de la slotline

Los valores iniciales para los parámetros de la slotline en la zona de transición, para cada una de las configuraciones de sustrato escogidas y para cada una de las anchuras de slot ( $w_s$ ) que se van a tener en cuenta en el estudio, son los que se muestran en la siguiente tabla.

Para realizar el cálculo de la impedancia,  $Z_{0s}$ , y la longitud de onda guiada por la ranura (slot),  $\lambda_s$ , se han utilizado las fórmulas teóricas de la slotline expuestas en el capítulo 2.

$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$w_s$ (mm)	$Z_{0s}$ ( $\Omega$ )	$\lambda_s$ (mm)	$\frac{\lambda_s}{4}$ (mm)
2.22	0.635	0.156	102.71	25.269	6.3172
		0.5	132.91	25.885	6.4713
		2	192.14	27.163	6.7907
	1.27	0.156	101.03	24.700	6.1750
		0.5	131.79	25.069	6.2673
		2	193.45	26.088	6.5220
9.8	1.27	0.156	67.05	13.487	3.3718
		0.5	93.05	14.318	3.5796
		2	168.85	16.349	4.0873

Tabla 3.1: Valores iniciales para la slotline para distintos tipos de sustrato y grosor ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

### 3.1.1.1.2 Diseño de la microstrip

Los cálculos iniciales para los parámetros de la microstrip en la zona de transición, para cada una de las configuraciones de sustrato escogidas, son los que se muestran en la siguiente tabla. Estos cálculos se realizan, mediante las ecuaciones expuestas en el capítulo anterior, para obtener en el puerto de alimentación una impedancia característica de  $Z_{0m} = 50\Omega$ .

$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$w_m$ (mm)	$\epsilon_{effm}$	$\lambda_m$ (mm)	$\frac{\lambda_m}{4}$ (mm)
2.22	0.635	1.9565	1.8712	21.931	5.4828
	1.27	3.9131	1.8712	21.931	5.4828
9.8	1.27	0.9752	6.4790	11.786	2.9465

Tabla 3.2: Cálculos iniciales para la línea microstrip para distintos tipos de sustrato y grosor ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

### 3.1.1.1.3 Diseño del Transformador de impedancias Chebyshev multisección

El esquema general del Transformador de impedancias Chebyshev de dos secciones, se muestra en la figura 3.3, donde se detallan los parámetros dimensionales de los que consta. Los datos calculados de las anchuras de cada una de las secciones ( $w_1$  y  $w_2$ ) y del ancho de banda ( $\Delta f$ ) se reflejan en la siguiente tabla. Hemos añadido el grosor de 0.787mm puesto que lo utilizaremos en el capítulo 4. El ancho de banda se define como  $\Delta f = \left(2 - \frac{4\theta_m}{\pi}\right) f_0$ , donde  $\theta_m$  hace referencia al límite de la banda de paso, no confundir con el parámetro dimensional  $\theta_m$  de la transición microstrip-slotline de la alimentación.



Figura 3.3: Esquema general del Transformador de impedancias de 2 secciones Chebyshev.

$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$w_s$ (mm)	$Z_L$ ( $\Omega$ )	$w_1$ (mm)	$w_2$ (mm)	$w_m$ (mm)	$\Delta f$ (GHz)
2.22	0.635	0.5	132.910	0.5089	1.3126	1.9565	2.5676
	0.787	0.5	132.607	0.6326	1.6279	2.4110	2.5698

Tabla 3.3: Cálculos para el Transformador Chebyshev adaptador de impedancias de dos secciones.

## 3.1.2 Parte radiante

La radiación en este tipo de antena viene determinada por la propagación de onda viajera a lo largo de su estructura para proveer una velocidad de fase menor que la velocidad de la luz ( $v_{ph} < c$ ), según [Yng85].

Esta parte constará de una placa metálica con una ranura con forma exponencial. En este caso, tendremos en cuenta la alimentación mediante microstrip, por eso hablaremos de una única placa.

La señal de entrada será conducida por la línea de alimentación y acoplada magnéticamente a la slotline, las placas actuarán como planos de tierra, la impedancia vendrá fijada por la línea de alimentación y la transición determinará el ancho de banda de operación.

### 3.1.2.1 Apertura exponencial

Según [Yng89] para que ocurra una radiación eficiente en la antena, la longitud ( $L$ ) y la anchura final ( $H$ ) de la apertura tienen que ser mayores que  $\lambda$  y  $\frac{\lambda}{2}$ , respectivamente. En la apertura exponencial, desde el punto de vista de la radiación, podemos distinguir dos partes:

- Anchura de la apertura  $< \frac{\lambda_0}{2}$ , la onda es guiada por la ranura.
- Anchura de la apertura  $> \frac{\lambda_0}{2}$ , la onda se propaga por el dieléctrico hasta que es radiada al exterior.

La curva teórica de la antena Vivaldi, desarrollada por Schaubert, viene dada por la ecuación:

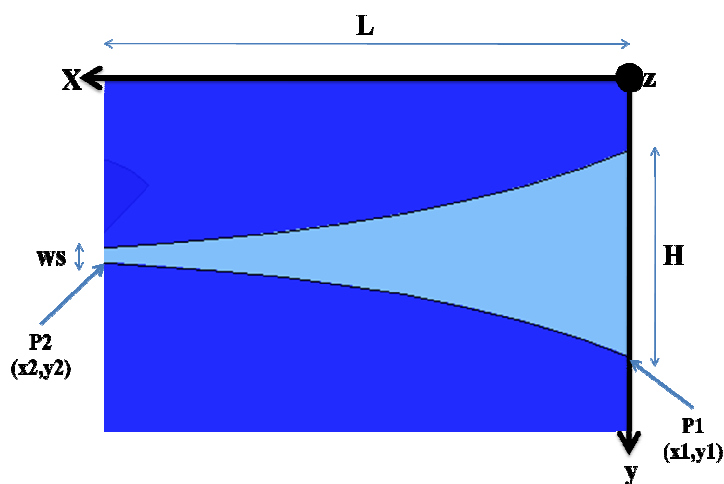


Figura 3.4: Apertura exponencial.

$$y = C_1 e^{-Rx} + C_2$$

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{-Rx_2} - e^{-Rx_1}}$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{-Rx_2} - y_2 e^{-Rx_1}}{e^{-Rx_2} - e^{-Rx_1}}$$

donde  $R$  se define como la tasa de apertura de la apertura exponencial. Si ésta toma un valor igual a cero, la forma de la apertura sería constante y tendríamos un perfil lineal, por lo que hablaríamos de una LTSA (Linear Tapered Slot Antenna).

La curva se define a partir de dos puntos finales de la apertura, P1 y P2. A partir de P2 la ranura será una slotline uniforme de anchura  $w_s$ , que unirá la apertura exponencial con la cavidad necesaria para realizar la transición de la alimentación.

En un primer diseño, mantendremos la proporción  $L = 2H$  y fijaremos la tasa de apertura a  $R = 0.07$ , para obtener por simulación un tamaño adecuado para que la antena tenga directividad máxima y anchos de haz, en el Plano E y en el Plano H, lo más parecidos posible.

### 3.2 Parámetros de estudio

El objetivo final de este estudio es entender el comportamiento de cada una de las partes para poder obtener una antena Vivaldi optimizada. Para cada una de estas partes consideraremos varios parámetros de diseño:

- Apertura exponencial:
  - o Sustrato: tipo y grosor,
  - o Tamaño: altura y anchura,
  - o Perfil: tasa de apertura.
- Transición.
  - o Sustrato: tipo y grosor,
  - o Slotline uniforme: anchura y longitud,
  - o Dimensiones de los stubs. Tendremos dos, un stub que asegure circuito abierto en la alimentación y otro que asegure cortocircuito en la slotline,
  - o Tipos: microstrip uniforme o con transformador de impedancias Chebyshev.

Para testar el buen comportamiento en las variaciones de estos parámetros dimensionales tendremos en cuenta tres parámetros electromagnéticos:

- Coeficiente de reflexión en el puerto,
- Directividad a lo largo de todo el ancho de banda,
- Ancho de haz del plano E y del plano H,

Para llevar a cabo el análisis, los parámetros dimensionales han sido variados uno a uno, manteniendo el resto constantes.

### 3.3 Frecuencia

Para facilitarnos el trabajo se ha fijado el diseño de un prototipo de antena Vivaldi optimizado para funcionar en el rango de 9 a 11 GHz, puesto que así podremos trabajar con tamaños más grandes, en el rango del milímetro, y reducir el tiempo de simulación. Por lo tanto, tendremos una longitud de onda en el espacio libre de:

$$\lambda_0(10GHz) = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8 m/s}{10 GHz} = 30mm$$



Con el fin de alcanzar el objetivo final del proyecto, diseñar una antena Vivaldi para utilizarla en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, posteriormente, tendremos que realizarle un escalado frecuencial a este prototipo, hasta 94GHz, por lo tanto, la longitud de onda final en el espacio libre de la antena Vivaldi será:

$$\lambda_0(94GHz) = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8 m}{94 GHz} = 3.1915 mm$$

Esta nueva frecuencia afectará al tamaño de la antena en un factor de escalado de  $n_f = \frac{\lambda_0(94GHz)}{\lambda_0(10GHz)} = 9.4$ , por lo que la antena resultante será 9.4 veces menor que el prototipo desarrollado para 10GHz, si mantenemos el tipo de sustrato y aplicamos el mismo factor a su grosor. En el capítulo 5 veremos cómo hemos aplicado este factor a nuestra antena Vivaldi a 94GHz.

### 3.4 Descripción de la simulación

En este proyecto se va a utilizar el software High Frequency Structure Simulator (HFSS) de Ansoft para analizar el funcionamiento de la antena. Éste es un software interactivo que calcula el comportamiento electromagnético de la estructura e incluye post-procesados para analizarlos en mayor profundidad.

Las principales configuraciones que hemos realizado en las simulaciones para optimizar cada una de las partes de la antena Vivaldi a 10GHz, se describen en la siguiente tabla:

Característica	Alimentación	Apertura exponencial
Simetría		Plano E (situada en el plano XZ)
Microstrip/Slotline	Perfect E	
Radiation absorber	Caja de vacío	
Radiación	Esfera infinita	
Puerto	Waveport, el puerto de alimentación  Lumped port, el puerto de slotline	Waveport
Orientación	Colocada en el plano XY, la dirección de máxima radiación el eje X negativo	
Frecuencia de adaptación	10GHz	
Barrido	9-11 GHz barrido lineal con 201 puntos	
Salidas	S11 y S21  Impedancia del puerto ( $Z_{0m}$ )	Directividad  HPBW (ancho de haz a -3dB)

Tabla 3.4: Principales características de la simulación para 10GHz.

Las principales configuraciones de la simulación para el desarrollo de la antena Vivaldi fruto del escalado frecuencial seguirán siendo las mismas que las detalladas en la anterior tabla sin más que cambiar la frecuencia de adaptación a 94GHz y el ancho de banda del barrido a [80,108] GHz.

### 3.5 Antena Vivaldi elemental para 10GHz alimentada mediante línea microstrip

En este bloque vamos a observar y analizar el comportamiento de cada una de las partes para poder optimizar un diseño adecuado de la antena Vivaldi para 10GHz, que es la frecuencia central del ancho de banda donde queremos que funcione [9,11]GHz, alimentada mediante línea microstrip. Para ello vamos a comprender la influencia de varios de los parámetros dimensionales de los que consta tanto la parte de la alimentación como la de la apertura exponencial. Una vez hecho esto, y después de haberlas diseñado correctamente procederemos a juntarlas para optimizar el funcionamiento del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz.

#### 3.5.1 Sustrato

Se contempla la colocación del sustrato debido a que éste hace que disminuyan los lóbulos laterales de la radiación, con lo que obtendremos un único haz principal donde se concentrará toda la potencia y hará nuestra antena más directiva. Además, nos servirá de soporte para las placas metálicas y la microstrip.

Hay que tener en cuenta que la elección del sustrato va a ser un punto crítico para el diseño de la antena. Los dos principales factores a tener en cuenta en nuestra elección son, la constante dieléctrica y el grosor del sustrato, aunque existen otros que también afectan al comportamiento de la antena, como son las pérdidas tangenciales del dieléctrico, la expansión termal y la conductividad, y el coste y fabricación.

Desde el punto de vista de la constante dieléctrica tenemos que saber que la radiación es más lenta conforme aumentamos la constante dieléctrica del sustrato, aunque, por otro lado, las dimensiones relativas de la antena disminuyen. Normalmente, para la fabricación de antenas, se elige un material de constante dieléctrica cercana a 2.2 puesto que proveen mejores eficiencias y un ancho de banda de operación mayor. Además, las pérdidas deberán ser muy pequeñas debido a que son dominantes a altas frecuencias.

Atendiendo al coste y fabricación tendremos en cuenta los materiales y los estándares de grosores de los que disponemos en el laboratorio, aunque analizaremos mediante el simulador Ansoft HFSS otras soluciones.

Finalmente el tipo de material elegido para nuestra antena a 10GHz es el Rogers RT/Duroid<sup>®</sup> 5880, cuya hoja de características es:

Característica	Valor
Grosor disponible (h)	0.635 y 1.27mm
$\epsilon_r$ constante dieléctrica	2.22
Pérdidas tangenciales	0.0009
Grosor del conductor	0.017mm

Tabla 3.5: Características del dieléctrico.

Yngvesson, [Yng85], obtuvo un rango para el grosor efectivo del sustrato, en el cuál, la antena Vivaldi funciona adecuadamente. Aproximó que éste debía estar entre 0.005 y 0.03, aunque en estudios posteriores se alargó el rango hasta 0.06. En nuestro caso tendremos:

$$h_{eff} = \frac{(\sqrt{\epsilon_r} - 1)h}{\lambda_0} = \frac{(\sqrt{2.22} - 1)h}{30mm} = 0.0104 (h = 0.635mm) \text{ y } 0.0207 (h = 1.27mm)$$

También identificó que para sustratos más finos el ancho de haz suele ser más ancho, mientras que para sustratos más gruesos, aparecen lóbulos laterales. Por eso es importante saber cuál es el límite de grosor del sustrato que podemos poner. Analizaremos distintas combinaciones de tipos de sustratos y grosores.

$$h_{max}(\epsilon_r = 2.22) = 3.6737mm$$

### 3.5.2 Parte de la alimentación

Para desarrollar una alimentación mediante línea microstrip, vamos a comparar dos soluciones, la propuesta en [Sloan98] y la de [Wang09]. Para realizar esta comparación conectaremos en serie dos transiciones iguales, y por motivos de espacio, cada una de ellas estará alimentada en caras opuestas del sustrato. Debido a esto, arrastraremos un error de desfase de corrientes en todas las configuraciones, al cual, no prestaremos atención puesto que lo que pretendemos es compararlas. Las estructuras de las transiciones que vamos a testar se muestran en la siguiente figura.

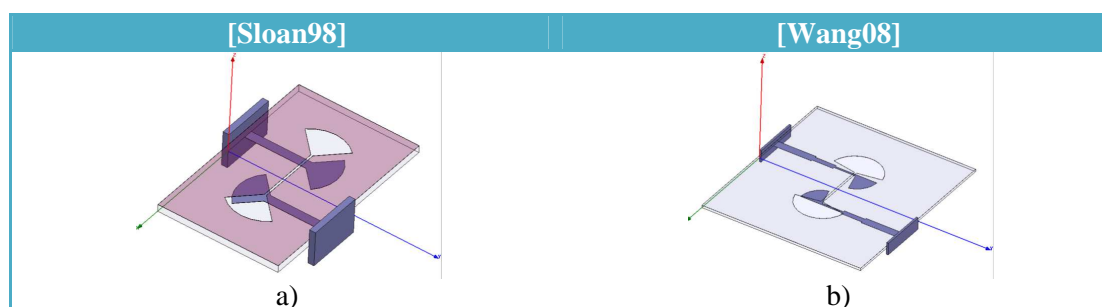


Figura 3.5: a) Transición propuesta por [Sloan98]. b) Transición propuesta por [Wang09].

La primera propuesta consta de una transición formada por una línea microstrip uniforme terminada en un stub radial de  $90^\circ$ , y por una slotline uniforme terminada de la misma manera. La segunda propuesta es un poco más compleja puesto que la línea microstrip está terminada en un stub radial de  $75^\circ$  y tiene un transformador de impedancias Chebyshev de dos secciones. Además, el stub radial de terminación de la slotline es de  $160^\circ$ .

### 3.5.2.1 Elección del diseño para la transición microstrip-slotline

A continuación estudiaremos el comportamiento de la solución propuesta por Sloan en dos tipos de material, uno con constante dieléctrica baja ( $\epsilon_r = 2.22$ ) y otro con alta ( $\epsilon_r = 9.8$ ) para distintas anchuras de la slotline uniforme ( $w_s = 0.156, 0.5$  y  $2mm$ ), en el ancho de banda de funcionamiento, [9,11] GHz.

Una vez hecho esto, fijaremos el valor de la anchura de la slot y la evaluaremos para distintos grosores estándar ( $t = 0.635$  y  $1.27mm$ ). Cuando tengamos clara la elección de  $t$ , pasaremos a desarrollar la solución propuesta por [Wang09], para comparar y así, poder optimizar un diseño para nuestra transición.

#### Estudio de [Sloan98] según el material del sustrato y $w_s$ , para $t = 1.27mm$

Diseñamos la solución propuesta por [Sloan98] en dos sustratos diferentes con el grosor fijado a  $1.27mm$ , y variamos la anchura de la slot para evaluar cómo influye en los parámetros electromagnéticos S11 y S21. Para observar el comportamiento del S11 y S21, realizaremos un barrido de la longitud de la slotline uniforme,  $l_s$ , manteniendo el resto de parámetros dimensionales de la transición fijos.

Para poder analizar los resultados de una manera más visual, vamos a mostrar las gráficas de los peores valores que toman los parámetros electromagnéticos a lo largo de toda el ancho de banda de funcionamiento, para cada valor de la longitud de la slotline uniforme.

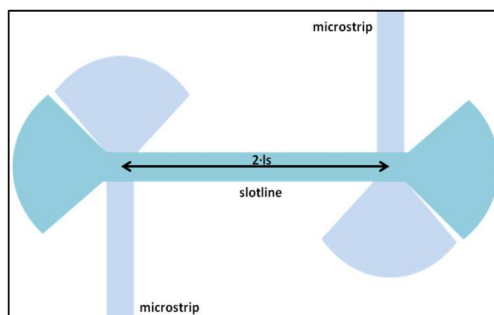


Figura 3.6: Esquema general de dos transiciones conectadas en serie.

En la siguiente figura, comparamos éstos parámetros para cada anchura de la slot, según el material utilizado con grosor  $t=1.27mm$ .

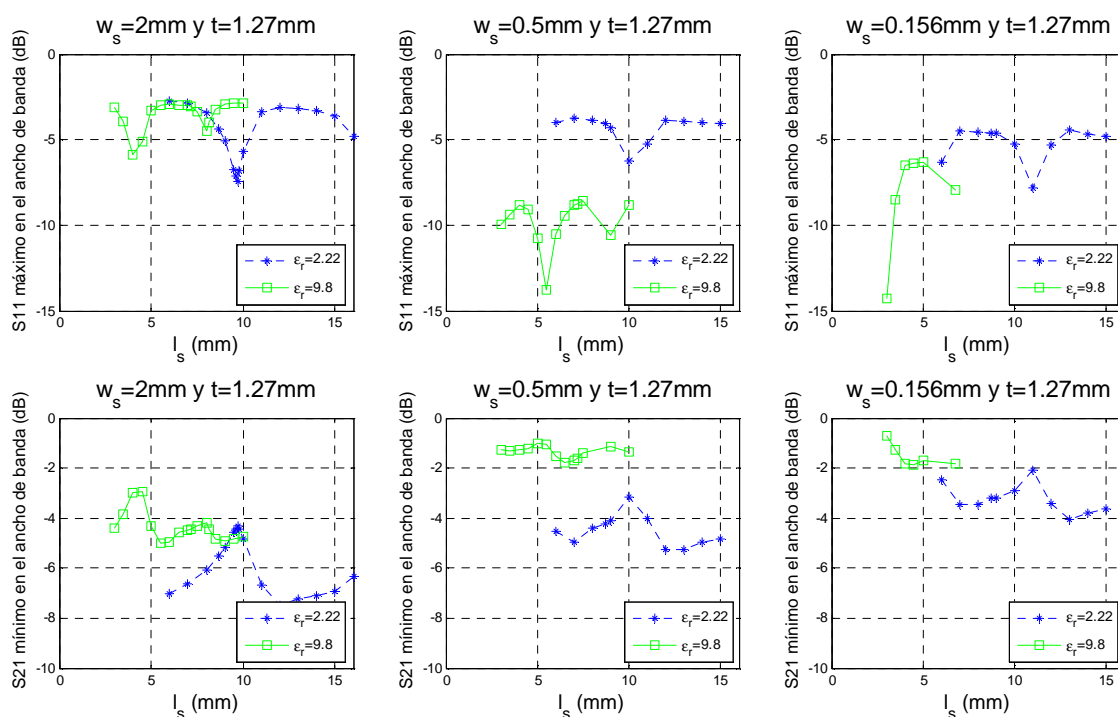


Figura 3.7: Comparación del S11 y S21 para cada una de las anchuras de slot ( $w_s$ ) según el material utilizado en el sustrato de grosor  $t=1.27\text{mm}$ , variando la longitud de la slotline uniforme.

Atendiendo al S11 podemos concluir que:

- Para cualquier anchura de la slotline, el coeficiente de reflexión siempre es mejor para el material con mayor constante dieléctrica, para cualquier distancia entre transiciones.
- Valores aceptables para nuestro S11, con esta transición, sólo se consiguen con el material de constante dieléctrica alta, una vez elegido el valor de  $l_s$  adecuado. Y siempre con anchuras en la slotline más pequeñas.
- El material con constante dieléctrica baja no es tan sensible al cambio de la anchura de la slotline uniforme, el coeficiente de reflexión apenas mejora.

Por otro lado, si nos fijamos en el S21, podemos señalar que:

- Para cualquier distancia entre transiciones, el coeficiente de transmisión del material con constante dieléctrica baja, mejora conforme disminuimos la anchura en la slotline uniforme. Sin embargo, ésta no es suficiente para que la transición sea aceptable. Un S21 con un valor menor de  $-3\text{dB}$  indica que estamos perdiendo más del 50% de la potencia en la parte de la alimentación.
- Valores aceptables para el coeficiente de transmisión, sólo se consiguen con el material de constante dieléctrica alta, una vez elegido el valor de  $l_s$  adecuado. Y siempre con anchuras en la slotline más pequeñas.
- Para cualquier anchura de la slotline, siempre obtenemos mejores valores de S21 con el material de constante dieléctrica alta.

Algunas de estas conclusiones se pueden observar más claramente en la figura 3.8, donde hemos separado las gráficas según el material utilizado en la transición. Por ejemplo, podemos ver claramente que los mejores valores para los parámetros electromagnéticos (S11 y S21) se dan para el material con  $\epsilon_r = 9.8$ , para una longitud de la slotline uniforme de  $l_s = 3mm$  y una anchura  $w_s = 0.156mm$ .

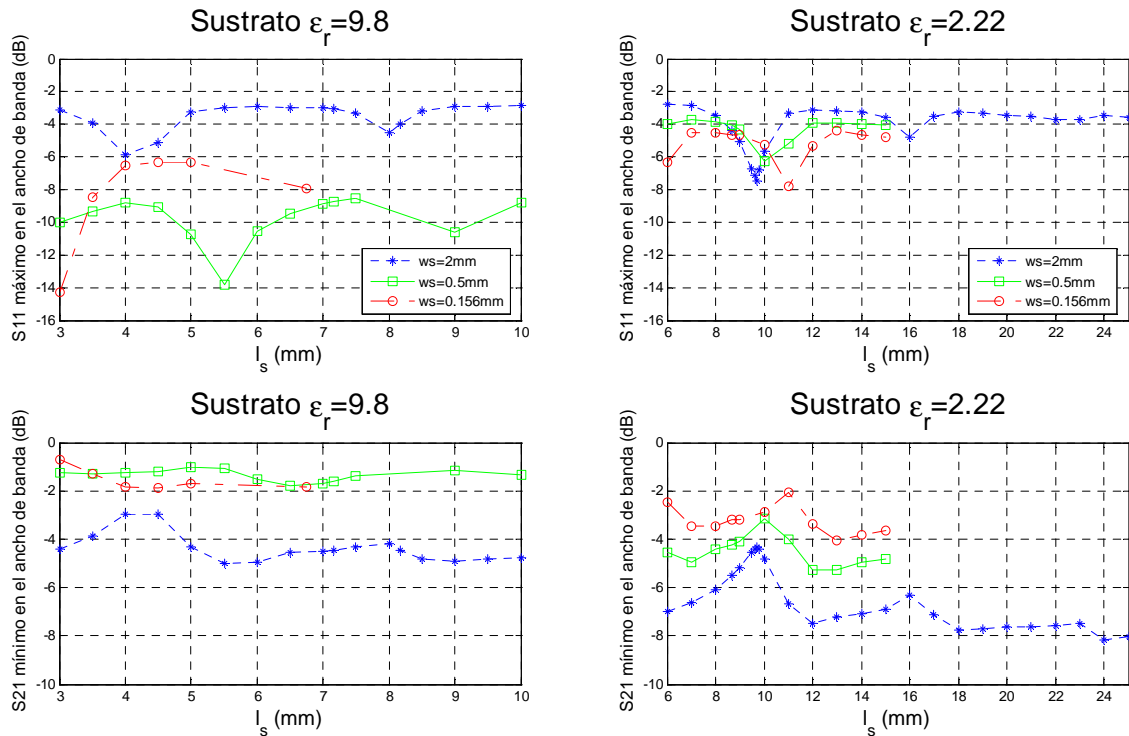


Figura 3.8: Comparación del S11 y S21 para cada material, con grosor  $t=1.27mm$ , según la anchura de la slotline, variando la longitud de la slotline uniforme.

Mediante este análisis hemos observado que este tipo de transición opera mejor con un material de constante dieléctrica alta para un grosor de sustrato fijo. El siguiente paso será evaluar su comportamiento variando este grosor. No obstante, vamos a descartar el caso del material con  $\epsilon_r = 9.8$ , puesto que nuestro objetivo es desarrollar una técnica de alimentación en un sustrato con  $\epsilon_r = 2.22$ .

#### Estudio de [Sloan98] según el grosor $t$ , para $w_s = 0.5mm$ y $\epsilon_r = 2.22$

En este caso, fijaremos la anchura de la slotline a  $w_s = 0.5mm$ . Elegimos este valor porque  $0.156mm$  es demasiado pequeño si contemplamos el futuro escalado de la antena Vivaldi, y además, aumentar esta anchura repercute negativamente en los parámetros electromagnéticos.

En la figura 3.9 se puede comprobar que el hecho de disminuir el grosor del sustrato mejora considerablemente, tanto el coeficiente de reflexión como el de transmisión, para el material con constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.22$  y para  $w_s = 0.5mm$ . Además, una vez elegido el valor adecuado para  $l_s$ , obtenemos un S11 menor de  $-10dB$ .

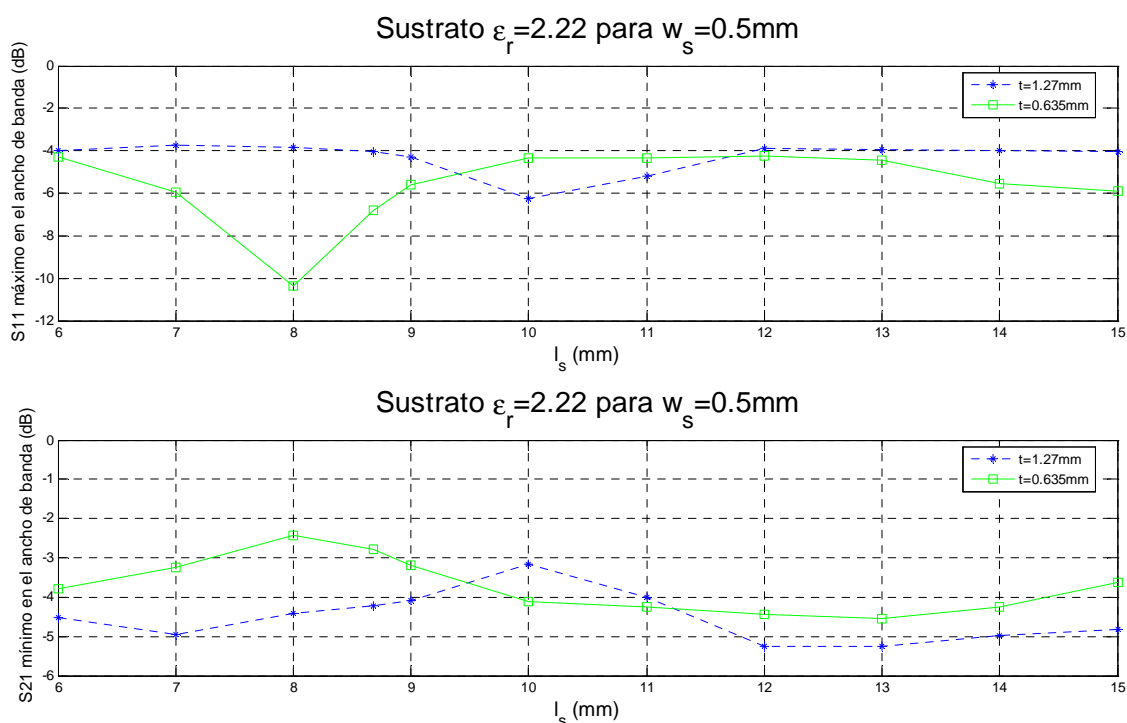


Figura 3.9: Comparación de los parámetros  $S11$  y  $S21$  según el grosor del sustrato, para  $w_s = 0.5mm$  y  $\epsilon_r = 2.22$ .

De este modo, concluimos que la mejor configuración para que esta transición funcione en nuestro material Rogers RT/Duroid<sup>®</sup> 5880, es con una anchura de la slotline de  $w_s = 0.5mm$  y un grosor de sustrato  $t = 0.635mm$ . Aunque, con el fin de intentar mejorar la técnica de alimentación, en el siguiente apartado, estudiamos la solución propuesta por [Wang09] para poder comparar los resultados.

#### Estudio de [Wang09] según $t$ y $w_s$ , para $\epsilon_r = 2.22$

Realizamos un análisis análogo al efectuado con la transición anterior. En este caso, las anchuras de la slotline uniforme que vamos a utilizar para el estudio son  $w_s = 0.5$  y  $2mm$ , para los dos grosores de sustrato con  $\epsilon_r = 2.22$ .

Las dos transiciones bajo estudio están realizadas mediante la misma técnica (microstrip-slotline) y las conclusiones a las que llegamos, desde el punto de vista de  $w_s$  y  $t$  con el material de constante dieléctrica baja, observando la figura 3.10, son análogas a las obtenidas en el anterior apartado.

Desde el punto de vista del coeficiente de reflexión, podemos asegurar que para sustratos más gruesos, el cambio en la anchura de la slotline apenas hace que mejore el  $S11$ . Mientras que en sustratos más finos, el hecho de disminuir  $w_s$ , hace que la adaptación de la transición mejore considerablemente. Análogamente, los resultados obtenidos para el coeficiente de transmisión, son siempre mejores en el sustrato más fino.

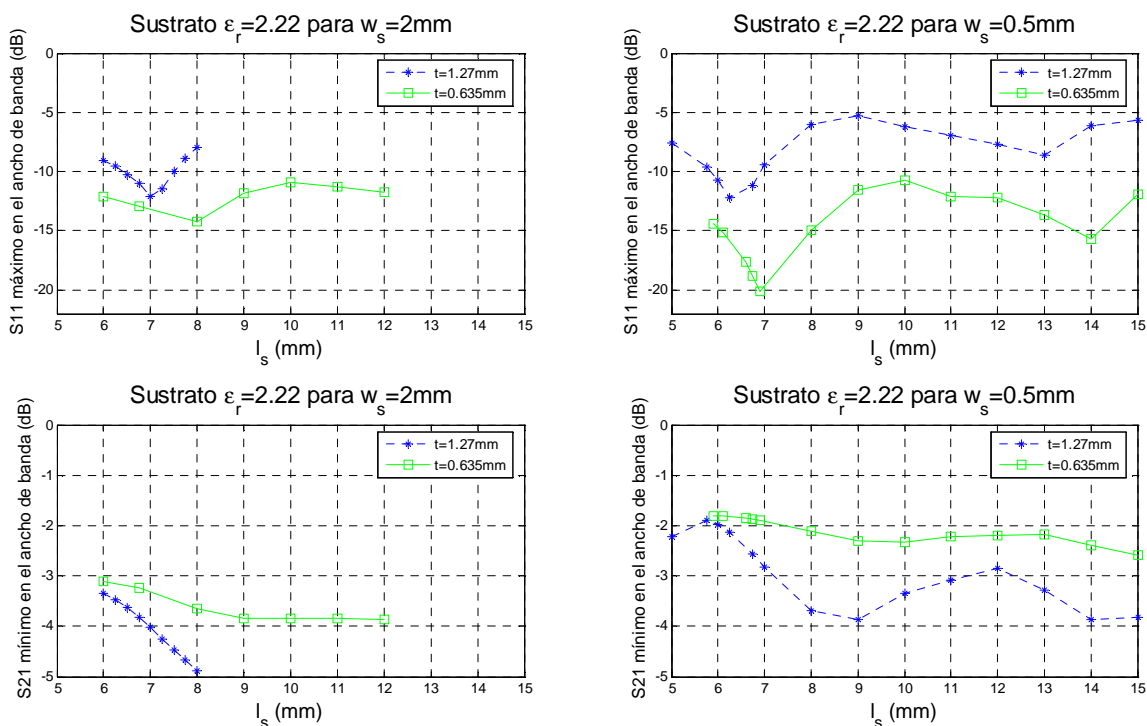


Figura 3.10: Comparación de S11 y S21 según el grosor del sustrato con constante dieléctrica 2.22, para cada anchura de la slotline.

En la figura 3.11, donde se muestran los mismos datos representados de distinta manera, podemos observar más claramente, que:

- Para cualquier grosor de sustrato con constante dieléctrica baja, el coeficiente de transmisión es más sensible frente a cambios en la anchura de la slotline uniforme. Además, éste mejora conforme disminuimos  $w_s$ .
- Sin embargo el coeficiente de reflexión es menos sensible frente a estos cambios, puesto que este parámetro está gobernado por el transformador de impedancias Chebyshev. Tenemos que recordar que al variar  $w_s$ , cambia la impedancia de la slotline y entonces, tenemos que recalcular los parámetros dimensionales del transformador Chebyshev.



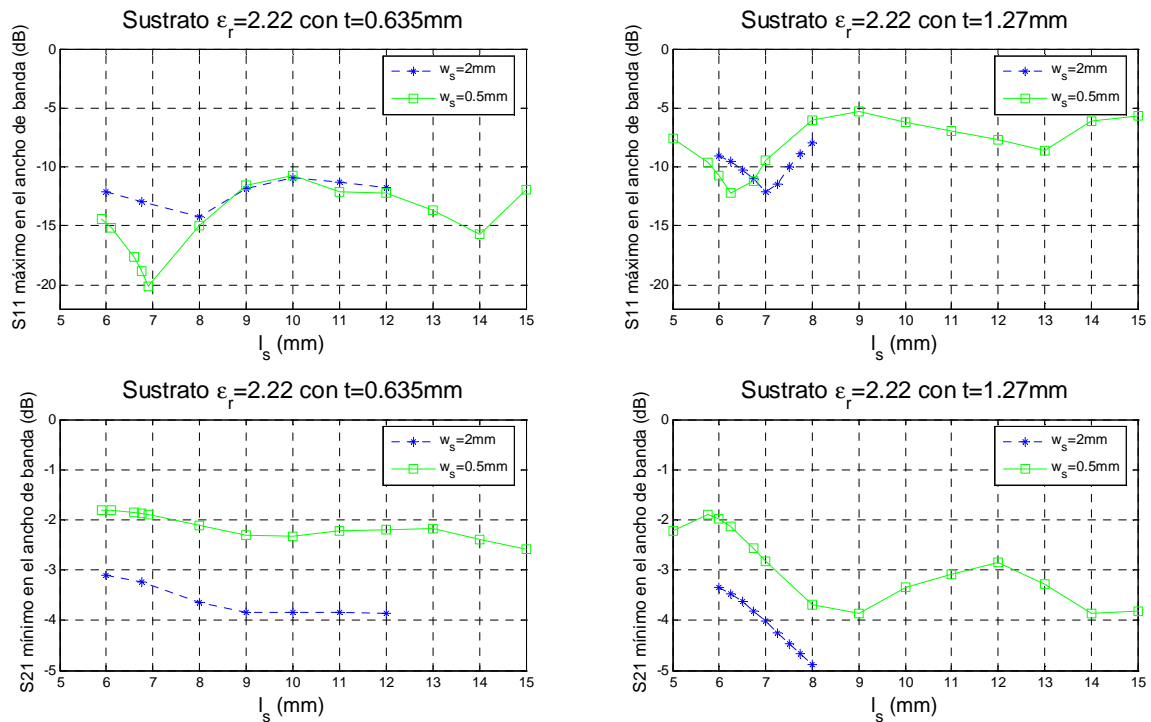


Figura 3.11: Comparación de  $S_{11}$  y  $S_{21}$  según la anchura de la slotline, para cada grosor del sustrato con constante dieléctrica 2.22.

$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$w_s$ (mm)	$Z_L$ ( $\Omega$ )	$w1$ (mm)	$w2$ (mm)	$wm$ (mm)	$\Delta f$ (GHz)
2.22	0.635	0.5	<b>132.910</b>	0.5089	1.3126	1.9565	2.5676
		2	<b>192.371</b>	0.2204	1.1196	1.9565	2.1884

Tabla 3.6: Cálculos para el Transformador de impedancias Chebyshev de dos secciones ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

Una vez realizado el estudio de esta segunda propuesta de diseño para nuestra transición microstrip-slotline, podemos decidirnos por la utilización de esta configuración con  $w_s = 0.5\text{mm}$  y  $t = 0.635\text{mm}$ , en nuestro sustrato con constante dieléctrica de 2.22. En la siguiente figura se muestra una comparación de los parámetros electromagnéticos obtenidos para las dos transiciones, en el caso más favorable ( $w_s = 0.5\text{mm}$  y  $t = 0.635\text{mm}$ ). En ella podemos ver como la segunda opción es claramente superior para cualquier longitud de la slotline uniforme.

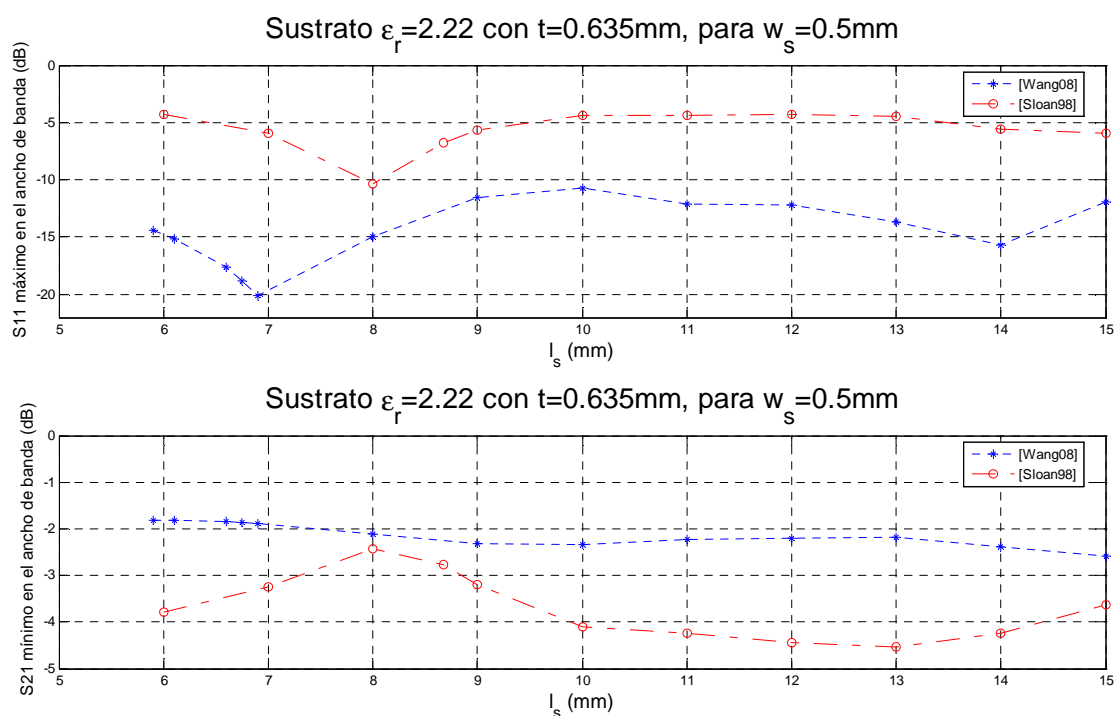


Figura 3.12: Comparación de los dos tipos de transiciones para  $w_s = 0.5\text{mm}$  y  $t = 0.635\text{mm}$ , en un sustrato de constante dieléctrica 2.22.

### 3.5.2.2 Optimización del diseño para la transición microstrip-slotline elegida

Para la optimización de la alimentación de la antena vamos a partir de la transición propuesta por [Wang09] cuyos datos iniciales y esquema general se muestran a continuación en la tabla 3.7 y figura 3.13, respectivamente.

Alimentación		
Microstrip	$l_{cheb}$	$\frac{\lambda_0}{4} = 7.5\text{mm}$
	$R_m$	$\frac{\lambda_m}{4} = 5.4828 \cong 5.5\text{mm}$
	$w_m$	$1.9565 \cong 2\text{mm}$
	$w_1$	$0.5089 \cong 0.5\text{mm}$
	$w_2$	$1.3126 \cong 1.3\text{mm}$
	$Z_{0m}$	$50\Omega$
Slotline	$\theta_m$	$80^\circ$
	$l_s$	$6.1\text{mm}$
	$w_s$	$0.5\text{mm}$
	$R_s$	$\frac{\lambda_s}{4} = 6.4713 \cong 6.5\text{mm}$
Sustrato	$Z_{0s}$	$132.91\Omega$
	$\theta_s$	$170^\circ$
	$t$	$0.635\text{mm}$

Tabla 3.7: Datos iniciales para cada uno de los parámetros dimensionales de la transición microstrip-slotline ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

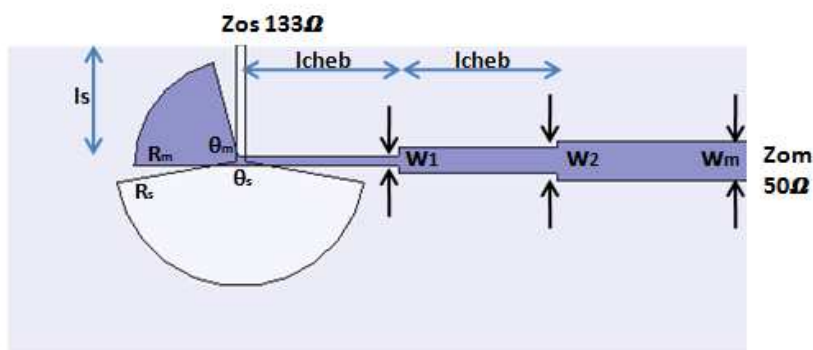


Figura 3.13: Esquema general de la transición.

Como en apartados anteriores hemos trabajado con dos transiciones conectadas en serie, lo primero que vamos a hacer es simular una única transición para obtener los datos reales de los parámetros electromagnéticos de los que partimos. Para hacer esto, colocaremos un lumped port al final de la slotline uniforme definiendo una línea de integración en la dirección del campo eléctrico a lo largo de la ranura, cuya impedancia característica, obtenida teóricamente, es de  $133\Omega$ . Los datos obtenidos, por simulación, de los coeficientes de reflexión y transmisión a lo largo de todo el ancho de banda, [9,11] GHz, de la alimentación, se muestran en la siguiente figura.

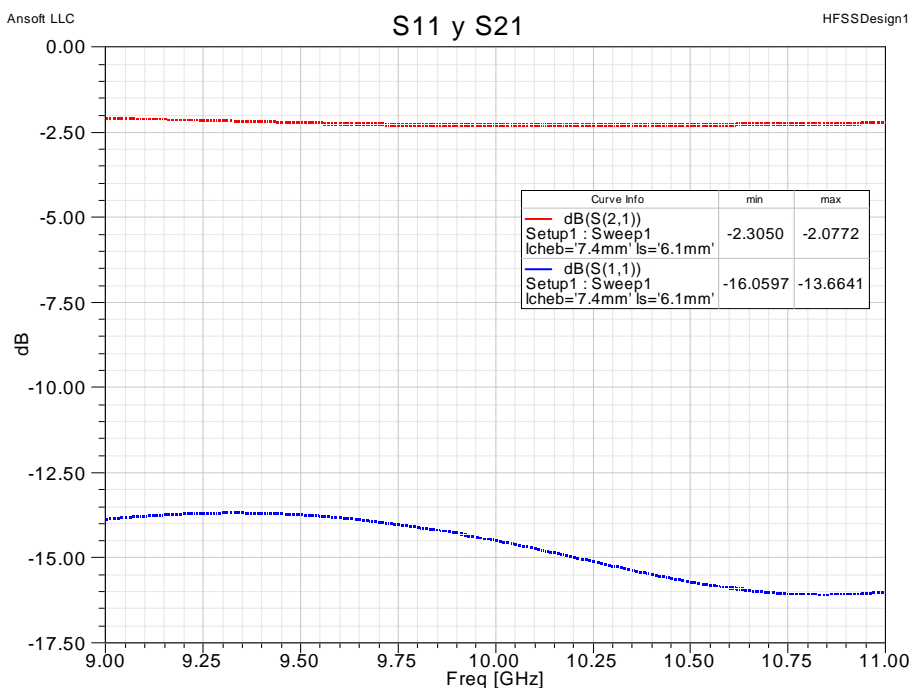


Figura 3.14: Gráfica de S11 y S21 para los datos iniciales de la transición, a lo largo del ancho de banda.

### Análisis de los parámetros electromagnéticos frente a variaciones en los parámetros dimensionales de la transición

A continuación, realizamos un barrido en alguno de los parámetros dimensionales, de esta parte de la antena, para observar su influencia en el coeficiente de reflexión y transmisión. Los parámetros dimensionales que vamos a modificar, para realizar nuestro análisis, son:

- $L_{\text{cheb}}$ : longitud de la sección del Transformador de impedancias Chebyshev.
- $L_s$ : longitud de la slotline uniforme.
- $R_m$ : radio del stub radial, terminación de la línea microstrip.
- $R_s$ : radio del stub radial, terminación de la slotline.
- $\theta_m$ : ángulo de apertura del stub radial, terminación de la línea microstrip.
- $\theta_s$ : ángulo de apertura del stub radial, terminación de la slotline.

Los parámetros dimensionales que vamos a mantener fijos son los referentes a las anchuras de cada una de las secciones del Transformador ( $w_1$  y  $w_2$ ) y de la línea microstrip ( $w_m$ ), puesto que están fijados por la teoría de adaptación de impedancias y por la impedancia característica deseada en el puerto de alimentación. El resto de parámetros los hemos fijado en anteriores análisis ( $w_s$  y  $t$ ).

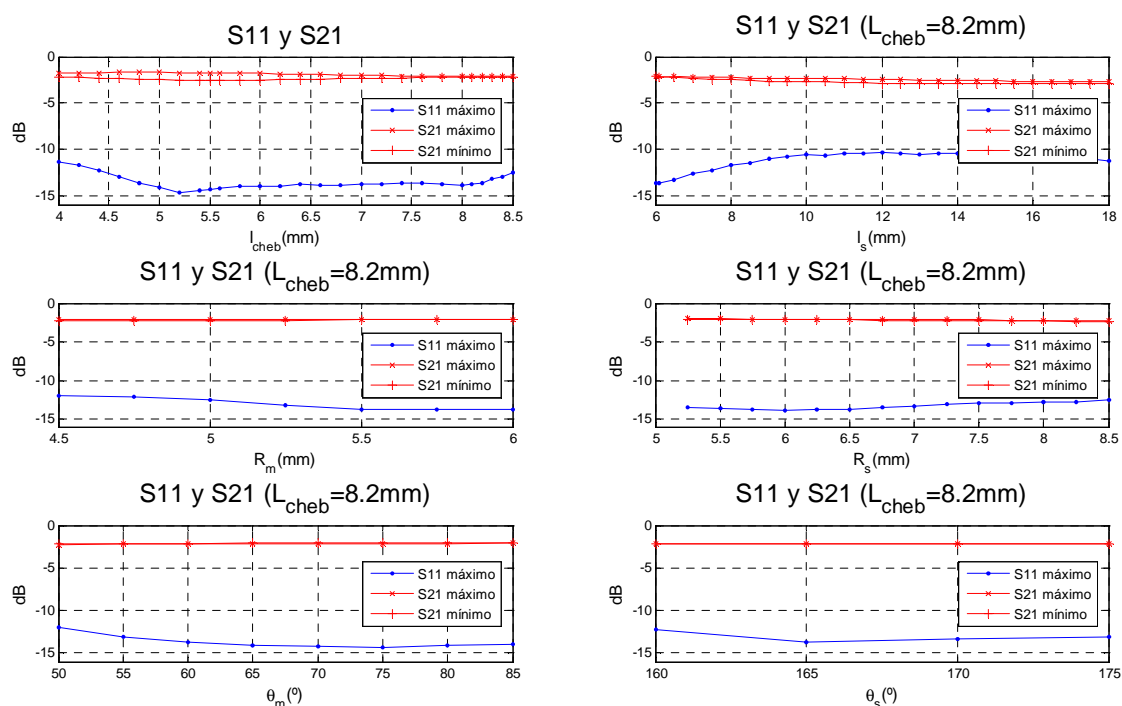


Figura 3.15: Variación de los parámetros electromagnéticos  $S11$  y  $S21$  frente a variaciones en los parámetros dimensionales de la transición:  $l_{\text{cheb}}$ ,  $l_s$ ,  $R_m$ ,  $R_s$ ,  $\theta_m$  y  $\theta_s$ .

A la vista de los resultados obtenidos, no podemos asegurar que haya un parámetro dimensional que mejore considerablemente el comportamiento de nuestra transición. Lo único que sacamos en claro de la figura anterior es que el coeficiente de reflexión siempre va a estar por debajo de -10dB y que, aunque modifiquemos alguno de sus parámetros dimensionales, no hay una mejoría notable en el coeficiente de transmisión. Éste siempre estará alrededor de -2dB. No obstante, modificaremos alguno de los parámetros dimensionales, más concretamente, el

valor de  $l_{cheb}$ ,  $l_s$ ,  $R_s$  y  $\theta_m$ , para obtener una ligera mejoría en los coeficientes de reflexión y transmisión, y así, poder contrarrestar las pérdidas acordes al cambio en la posición del puerto de excitación de la microstrip.

Alimentación		
Microstrip	$l_{cheb}$	8.2mm
	$\theta_m$	75°
Slotline	$l_s$	6mm
	$R_s$	5.25mm

Tabla 3.8: Parámetros dimensionales modificados.

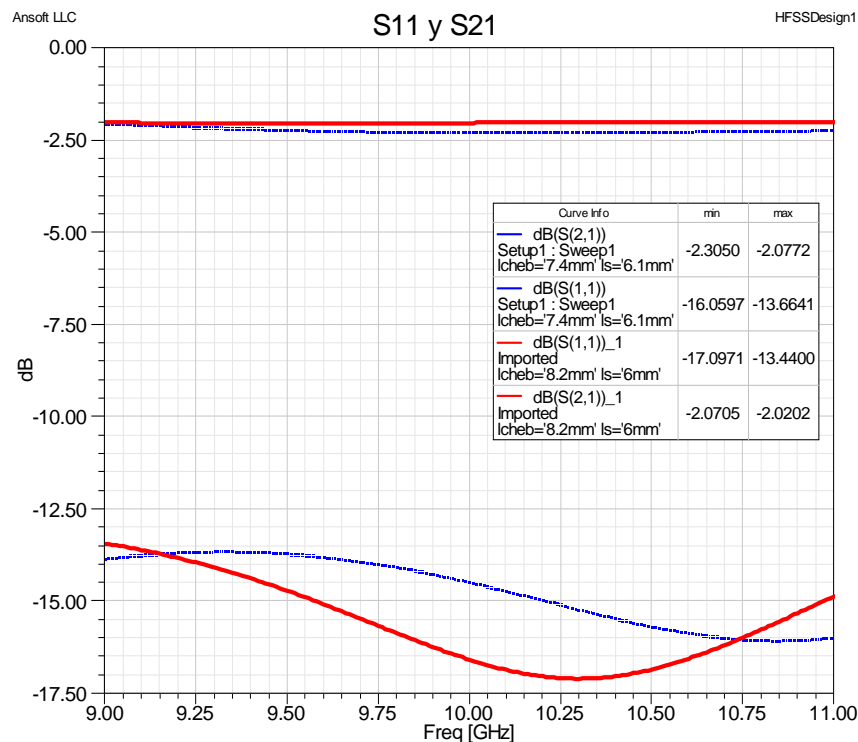


Figura 3.16: Comparación de S11 y S21, a lo largo del ancho de banda, de la transición con los nuevos datos (rojo), frente a la transición con los datos iniciales (azul).

Debido a la futura implementación de un array de antenas Vivaldi, necesitamos efectuar un cambio en la posición del puerto, por lo que, tendremos que girar la línea microstrip para que finalmente, la alimentación quede como se muestra en la siguiente figura.

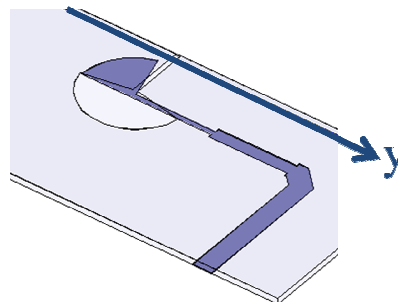


Figura 3.17: Esquema del giro de la línea microstrip en la transición.

Para llevar a cabo el giro, optimizamos la posición del brazo en el eje  $y$  ( $d_y$ ) y el achaflanado interior y exterior, manteniendo siempre la anchura del brazo de línea microstrip a  $w_m = 2\text{mm}$  que nos asegura una impedancia en el puerto de alimentación alrededor de  $50\Omega$ .

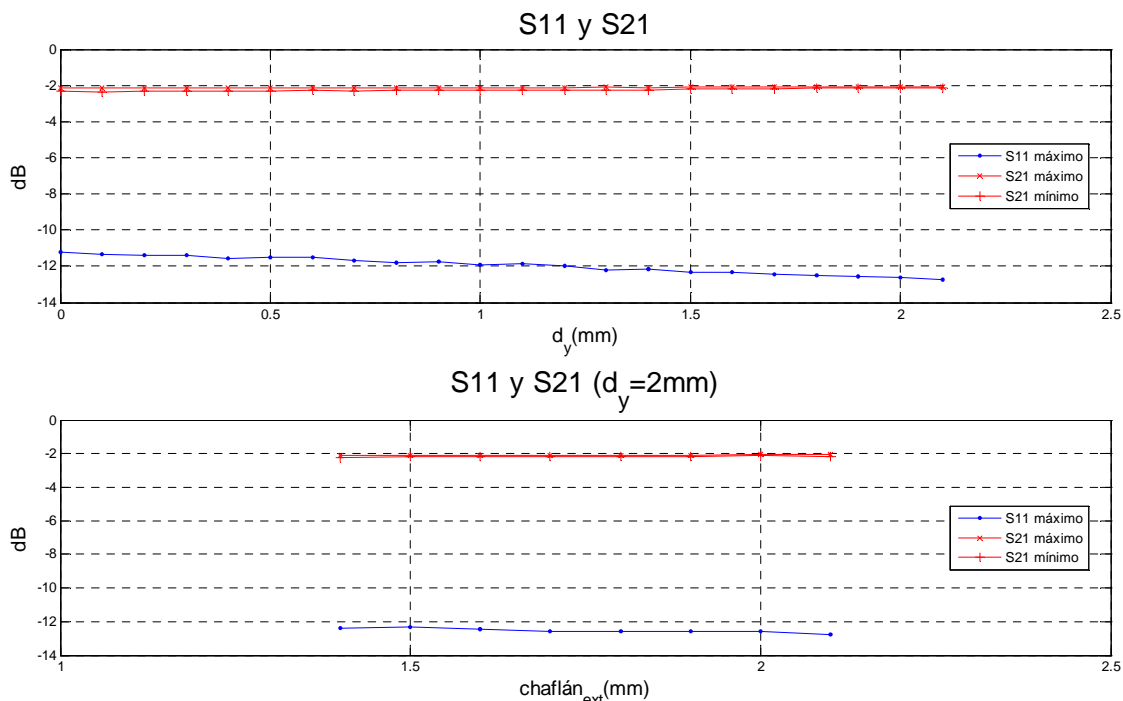


Figura 3.18: Variación de  $S_{11}$  y  $S_{21}$  para  $d_y$  y el valor del chaflán exterior (el valor del chaflán interior corresponde a  $\text{chaflán}_{ext} - 1.17\text{mm}$ ).

Con este último análisis, determinamos los valores de la posición y los chaflanes para los cuales obtenemos mejores resultados en los dos coeficientes, y damos por finalizada la optimización de la transición microstrip-slotline de la alimentación de nuestro prototipo de antena Vivaldi que funciona en el ancho de banda de 9 a 11 GHz.

### 3.5.2.3 Diseño final de la transición microstrip-slotline para la alimentación

El esquema de la transición, los datos de los parámetros dimensionales y los resultados definitivos de los parámetros electromagnéticos ( $S_{11}$  y  $S_{21}$ ) se muestran en las siguientes figuras y tabla.

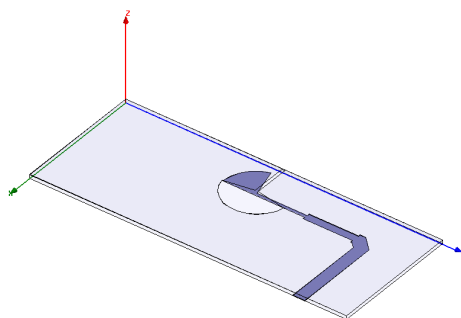


Figura 3.19: Configuración final para la transición de la alimentación de la antena Vivaldi a 10GHz.

Alimentación		
Microstrip	$l_{cheb}$	8.2mm
	$R_m$	$\frac{\lambda_m}{4} = 5.4828 \cong 5.5mm$
	$w_m$	1.9565 $\cong$ 2mm
	$w_1$	0.5089 $\cong$ 0.5mm
	$w_2$	1.3126 $\cong$ 1.3mm
	$Z_{0m}$	50 $\Omega$ (teórica)
	$\theta_m$	75°
	$d_y$	2mm
	$chaflan_{ext}$	2mm
	$chaflan_{int}$	0.83mm
Slotline	$l_s$	6mm
	$w_s$	0.5mm
	$R_s$	5.25mm
	$Z_{0s}$	132.91 $\Omega$
	$\theta_s$	170°
Sustrato	$t$	0.635mm

Tabla 3.9: Datos finales para cada uno de los parámetros dimensionales de la transición microstrip-slotline ( $f_0 = 10GHz$ ).

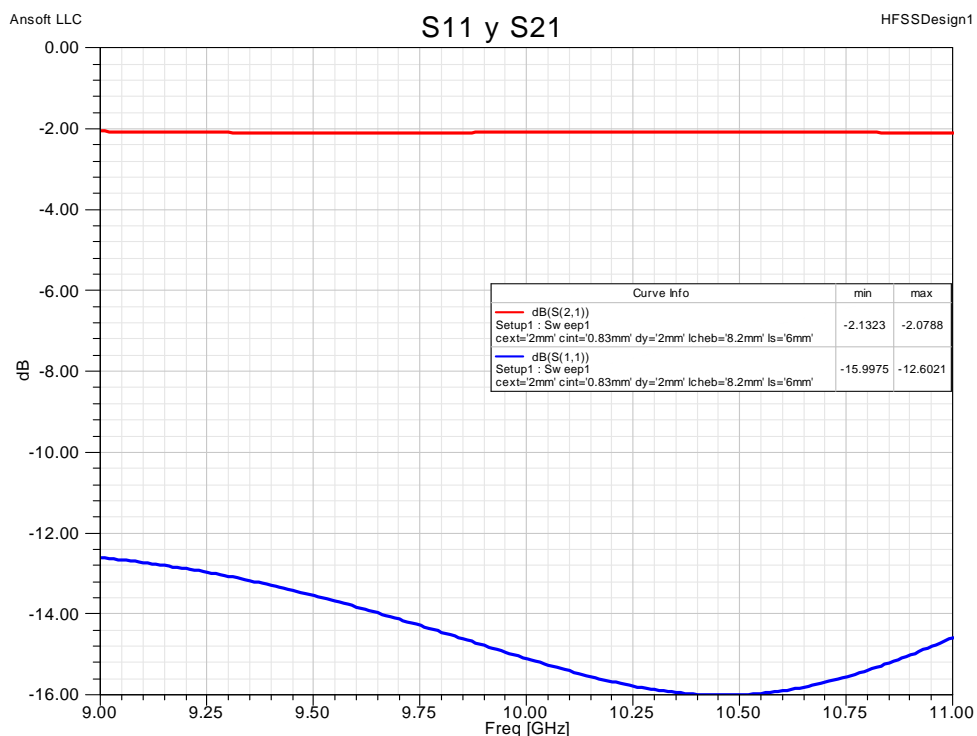


Figura 3.20: Parámetros electromagnéticos S11 y S21 para la configuración final de la transición de la alimentación.

Podemos concluir que hemos finalizado la optimización del diseño de la transición microstrip-slotline de manera satisfactoria puesto que hemos cumplido los requisitos exigidos

para esta parte de la antena. Nuestro coeficiente de reflexión se encuentra 2dB por debajo de los -10dB, por lo que tenemos un ancho de banda de operación superior a los 2GHz que se nos exigía y además, esto nos proporcionará un margen de error a la hora de implementar las dos partes de la antena de manera conjunta.

Desde el punto de vista del coeficiente de transmisión, la transición diseñada en este tipo y grosor de sustrato no es del todo buena puesto que un valor del S21 alrededor de -2dB se traduce en una pérdida del 37% de la potencia, pero es la mejor opción desarrollada para el material impuesto en los requerimientos del proyecto.

### 3.5.3 Parte de la radiación

En esta parte realizaremos un estudio de la apertura exponencial frente a variaciones en sus parámetros dimensionales, mediante el análisis de la Directividad y los anchos de haz (HPBW, Half Power Beam Width) del Plano E ( $\phi \in [0, 360]^\circ$ ;  $\theta = 90^\circ$ ) y Plano H ( $\phi = 180^\circ$ ;  $\theta \in [0, 180]^\circ$ ). La posición de la apertura en el eje de coordenadas se muestra en la siguiente figura.

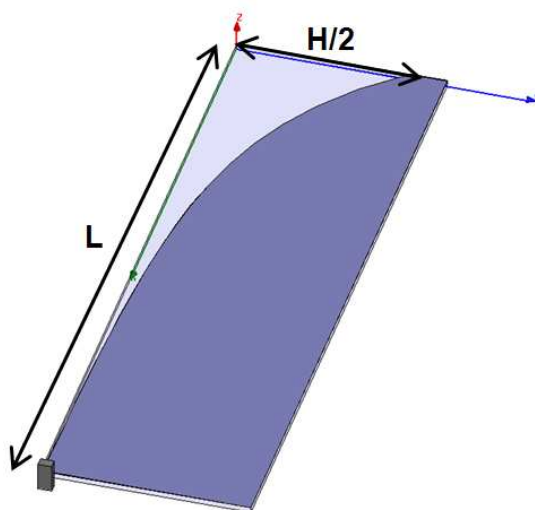


Figura 3.21: Apertura exponencial de la Vivaldi.

Debido a la no existencia de un primer diseño teórico, empezaremos el análisis desde cero. Para ello, fijaremos una tasa de apertura  $R = 0.07$ , elegida arbitrariamente, y ajustaremos por simulación un tamaño óptimo, para el cuál aseguremos una directividad en toda la banda de operación superior a 10dB y anchos de haz por debajo de  $60^\circ$ , tanto para el Plano E como para el Plano H. Los parámetros dimensionales de los que consta esta parte de la antena son:

- $w_s$ : anchura inicial de la apertura exponencial. Ésta puede no coincidir con la anchura de la slotline uniforme.
- $t$ : grosor del sustrato. Tampoco tiene porqué coincidir con el grosor del sustrato de la parte de la alimentación, aunque si eso ocurre cambiaría el comportamiento de la radiación en la transición de un grosor a otro puesto que la longitud de onda guiada por la ranura sería distinta.
- H: anchura final de la apertura exponencial.



- L: longitud de la apertura exponencial.
- R: tasa de apertura. Fijada inicialmente a 0.07.

Para poder realizar este ajuste de los parámetros dimensionales realizaremos un estudio donde observaremos cómo influye la longitud (L) y la anchura final de la apertura exponencial (H) en los parámetros electromagnéticos bajo estudio.

### 3.5.3.1 Estudio del tamaño de la apertura exponencial

Para conseguir optimizar el tamaño de la apertura exponencial realizaremos un primer análisis del efecto del grosor del sustrato,  $t$ , y de la anchura inicial de la apertura,  $w_s$ , manteniendo una proporción de  $L=2H$ . Mediante este análisis vamos a determinar el valor adecuado para estos dos parámetros dimensionales y, a continuación, compararemos los resultados con los obtenidos de una apertura LTSA equivalente.

#### Análisis del efecto del grosor del sustrato, $t$ , y de la anchura inicial de la apertura, $w_s$ .

Realizamos un análisis del comportamiento de los parámetros electromagnéticos frente a variaciones en el tamaño de la apertura ( $L=2H$ ). Vamos a observar cómo varían para cada anchura inicial de la apertura ( $w_s = [0.5, 1, 2]mm$ ) según el grosor de sustrato utilizado ( $t = [0.635, 1.27]mm$ ), mediante un análisis análogo al que hemos realizado en la parte de la alimentación.

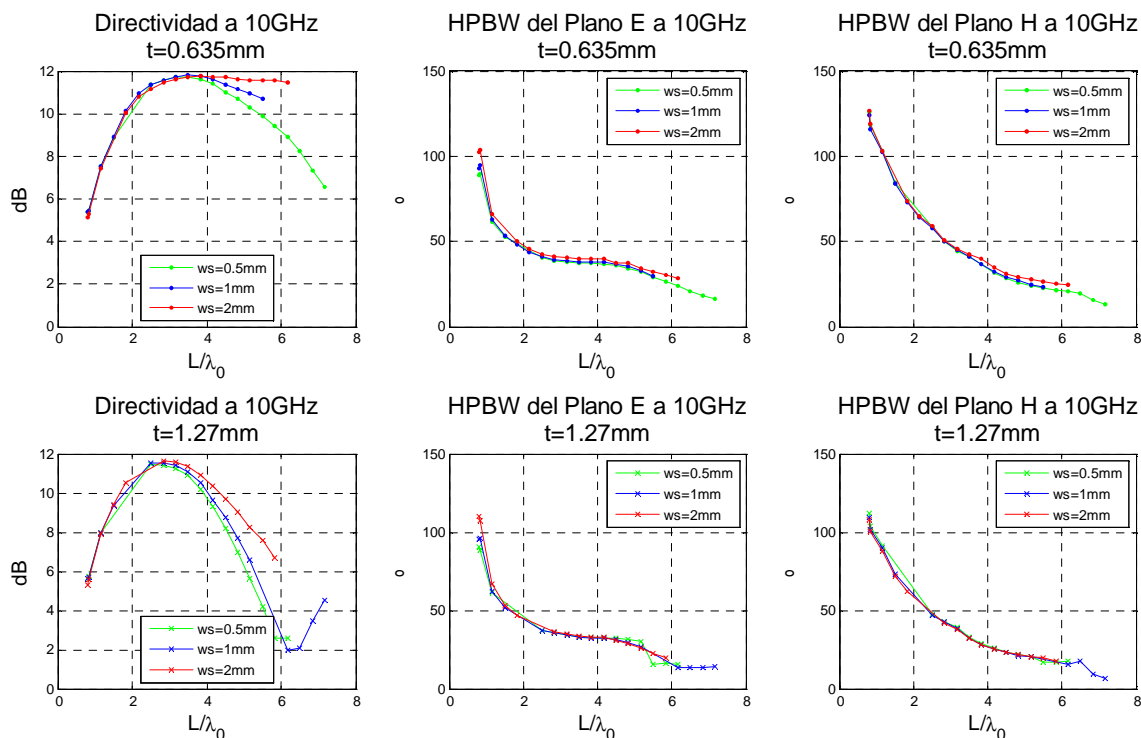


Figura 3.22: Comparación de la Directividad y HPBW, a 10GHz, de cada uno de los planos para distintas anchuras, según el grosor de sustrato manteniendo  $L=2H$  y  $R=0.07$ .

En la figura 3.22 observamos el efecto de la anchura inicial de la apertura en cada grosor de sustrato. A modo de conclusión podemos decir que, dentro del rango de variación elegido para la anchura inicial, no existen grandes cambios o mejoras en los parámetros electromagnéticos para los dos grosores de sustrato disponibles.

Sin embargo, si observamos la figura 3.23 podemos afirmar que, para cualquier anchura inicial de la apertura, la utilización de un grosor más fino produce mayores directividades a costa de ligeros aumentos en el tamaño de la apertura exponencial. En nuestro caso, podemos contemplar el diseño de estos tamaños de apertura para el prototipo de antena a 10 GHz.

Desde el punto de vista de los HPBW, parece que sustratos más gruesos proveen anchos de haz más estrechos, pero, lo que no se ve en estas gráficas es que, a partir de cierto tamaño de la apertura exponencial ( $L = 4\lambda_0 \Rightarrow H = 2\lambda_0$ ), el nivel lóbulo principal a secundario (NPLS) es menor de 10dB, lo que produce una disminución en la directividad del lóbulo principal.

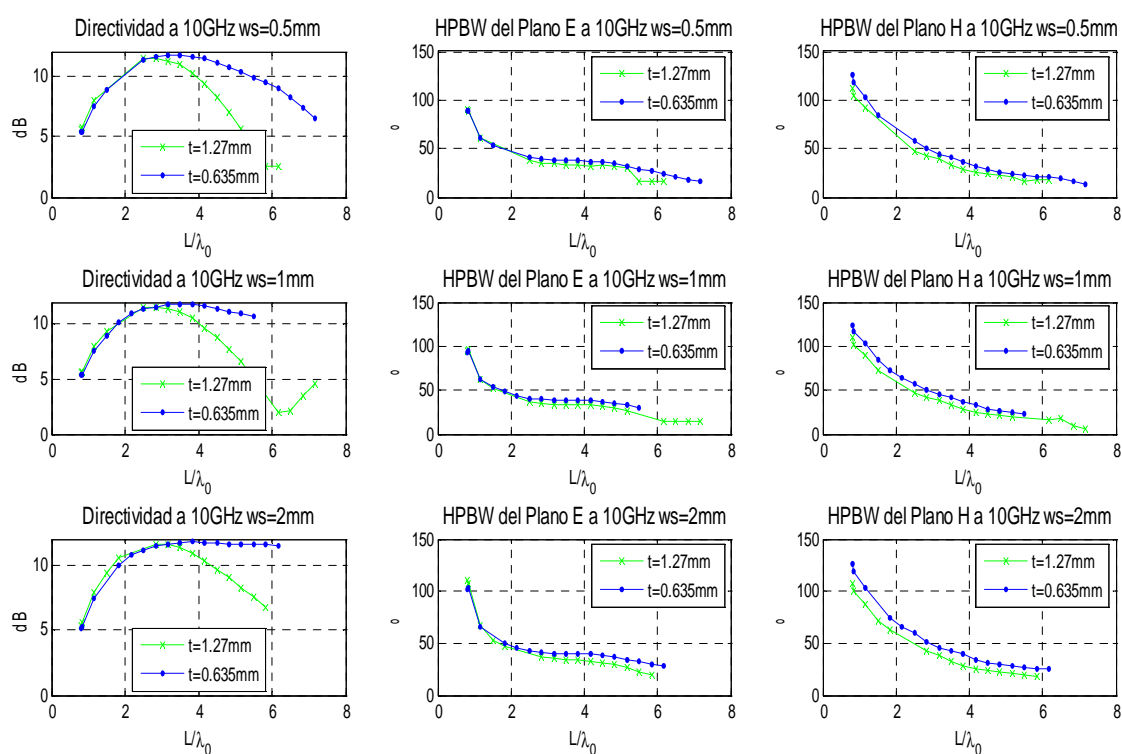


Figura 3.23: Comparación de Directividad y HPBW, a 10GHz, para distintos grosores de sustrato, según la anchura de la slotline uniforme manteniendo  $L=2H$  y  $R=0.07$ .

Debido a los resultados obtenidos, podemos decantarnos por la solución acorde a una anchura inicial  $w_s = 0.5mm$  y a un grosor de sustrato  $t = 0.635mm$ . La principal justificación es que los cambios no son lo suficientemente notables como para contemplar modificaciones en el valor de estos datos, y así podemos realizar un diseño más sencillo puesto que no hay que diseñar etapas de transición en la anchura inicial ni en el grosor del sustrato.

### Comparación con la LTSA equivalente para $w_s = 0.5\text{mm}$ y $t = 0.635\text{mm}$

En este apartado lo que pretendemos es ver la ventaja que nos ofrece la utilización de una antena con apertura Vivaldi de  $R=0.07$  frente a otra con apertura LTSA (equivalente a la Vivaldi con  $R=0$ ), desde el punto de vista del tamaño. Para ello, hemos simulado la apertura Vivaldi con tasa de apertura no nula, manteniendo la proporción  $L=2H$ , y la apertura LTSA equivalente, que corresponde a una apertura lineal con un ángulo de apertura de  $13^\circ$ , para un sustrato con constante dieléctrica 2.22 y grosor 0.635mm.

Si observamos la figura 3.24 vemos como la apertura Vivaldi ofrece mayores directividades en tamaños más reducidos. En este caso, con la Vivaldi obtendríamos una Directividad aproximada de 12dB con un tamaño (90x45) mm, mientras que para la LTSA obtendríamos una Directividad 1dB por debajo, con el doble de tamaño.

Otra ventaja importante de la Vivaldi con respecto a la LTSA es que para el tamaño donde tenemos directividad máxima, el ancho de haz del Plano E ( $37.672^\circ$ ) es muy parecido al ancho de haz del Plano H ( $44.666^\circ$ ). En la LTSA, los anchos de haz se llevan aproximadamente  $20^\circ$  ( $HPBW_E = 31.941^\circ$  y  $HPBW_H = 51.631^\circ$ ).

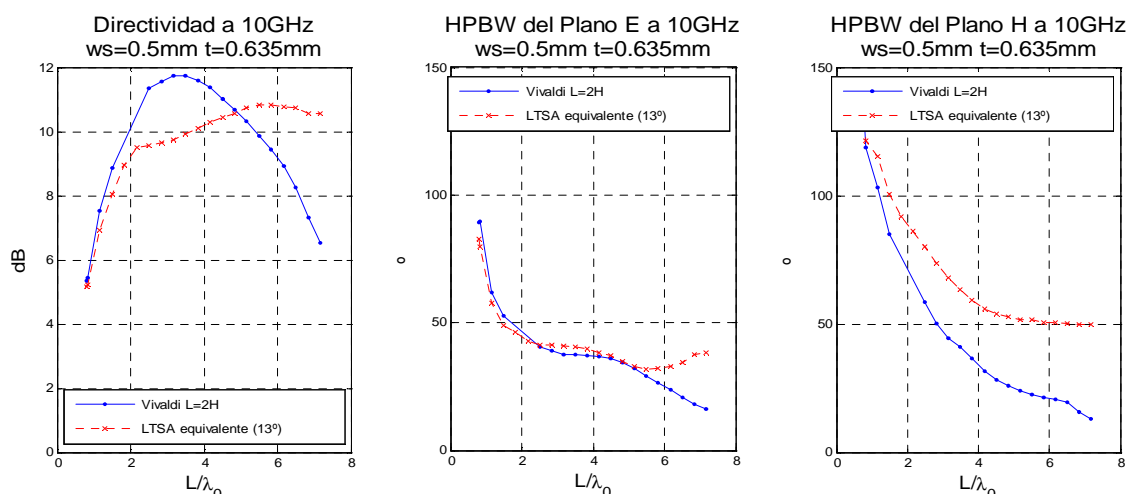


Figura 3.24: Comparación de la Directividad y HPBW de cada uno de los planos, a 10GHz, para la Vivaldi ( $R=0.07$ ) con  $L=2H$  y la LTSA equivalente con  $w_s = 0.5\text{mm}$ ,  $t = 0.635\text{mm}$ .

### Estudio del tamaño de la apertura sin mantener la proporción $L=2H$

Hemos visto como, manteniendo una proporción  $L=2H$ , el valor óptimo para la longitud de la apertura se encuentra en el intervalo  $(3.5\lambda_0, 4\lambda_0)$ . Este tamaño hace que tengamos una Directividad máxima y anchos de haz parecidos. No obstante, en este apartado vamos a afinar más el valor de la longitud,  $L$ , y de la anchura final de la apertura,  $H$ , sin mantener esa proporción.

La figura 3.25 nos da una idea de por dónde podemos empezar. Vemos cómo obtenemos directividades mayores con anchuras finales de apertura inferiores a  $3\lambda_0$  y, además, si queremos que los anchos de haz para el plano E y el plano H sean lo más parecidos posible, la anchura final y la longitud de la apertura serán, aproximadamente, de  $2\lambda_0$  y  $3.8\lambda_0$ ,

respectivamente. Finalmente, resolvemos por simulación que los valores óptimos son  $H=50$  y  $L=115\text{mm}$ , para los cuáles, en la tabla 3.10 se muestran los valores de las directividades máximas en la frecuencia central (10GHz) y en las fronteras del ancho de banda de operación (9 y 11GHz), así como el valor de los HPBW de los dos planos a 10GHz.

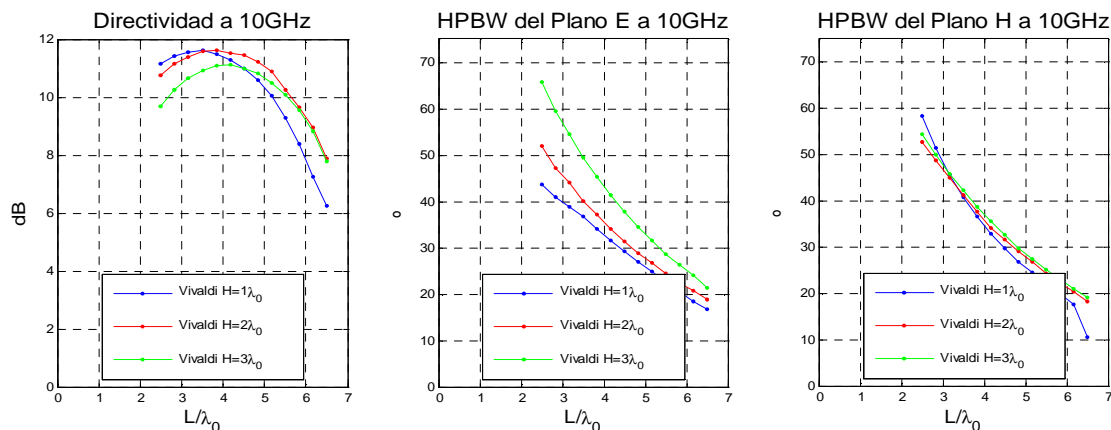


Figura 3.25: Directividad y HPBW de cada uno de los planos, a 10GHz, para distintas anchuras finales de apertura de la Vivaldi, en sustrato de grosor 0.635mm.

Apertura exponencial $H=50\text{mm}$ y $L=115\text{mm}$ ( $R=0.07$ )	
Directividad 9GHz	11.4695 dB
Directividad 10GHz	11.9014 dB
Directividad 11GHz	12.2191 dB
$HPBW_E$ (10GHz)	33.9707°
$HPBW_H$ (10GHz)	38.6618°

Tabla 3.10: Valor de los parámetros electromagnéticos para una apertura exponencial de dimensiones  $50 \times 115\text{mm}$ , cuya tasa de apertura es de 0.07 ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

### 3.5.3.2 Estudio de la tasa de apertura

El último paso a seguir para optimizar la parte radiante de nuestra antena es fijar el valor adecuado de la tasa de apertura, que inicialmente se puso a 0.07 de manera arbitraria. El objetivo sigue siendo el maximizar la directividad en todo el ancho de banda, por lo que observamos su diagrama de radiación y concluimos un valor de  $R=0.05$ . Para esta tasa de apertura obtenemos máxima directividad en la frecuencia central de la banda a costa de obtener anchos de haz superiores, afectando en mayor medida al plano H.

Apertura exponencial $H=50\text{mm}$ y $L=115\text{mm}$ ( $R=0.05$ )	
Directividad 9GHz	11.6274 dB
Directividad 10GHz	12.2574 dB
Directividad 11GHz	12.7974 dB
$HPBW_E$ (10GHz)	35.8432°
$HPBW_H$ (10GHz)	43.4158°

Tabla 3.11: Valor de los parámetros electromagnéticos para una apertura exponencial de dimensiones  $50 \times 115\text{mm}$ , cuya tasa de apertura es de 0.05 ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

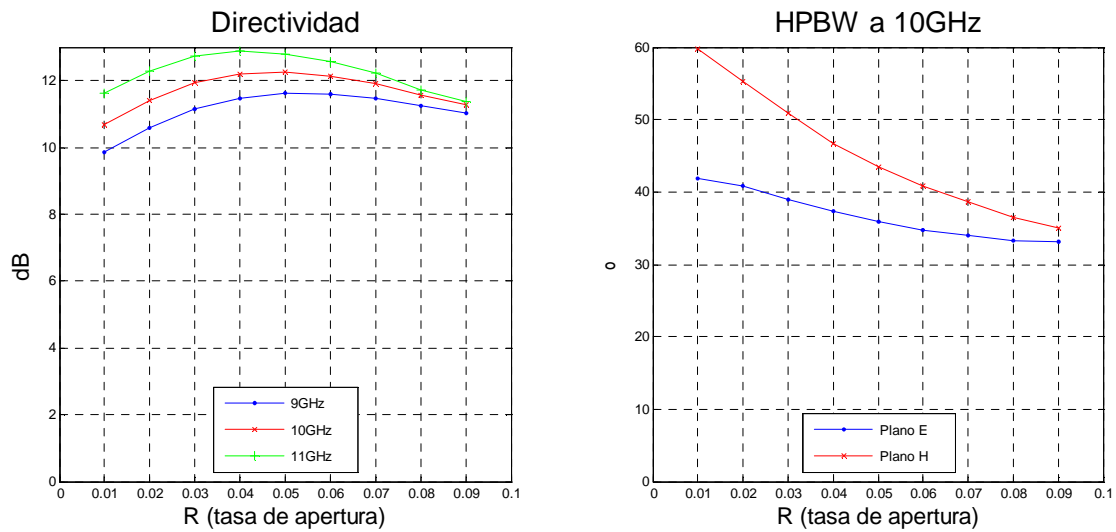


Figura 3.26: Variación de la Directividad y los HPBW a 10GHz, según la tasa de apertura, para un perfil exponencial con  $w_s=0.5mm$ ,  $L=115mm$  y  $H=50mm$ .

### 3.5.3.3 Diseño final de la parte radiante

El esquema final de la parte radiante, los datos de los parámetros dimensionales y los resultados definitivos de los parámetros electromagnéticos (S11 y S21) se muestran en las siguientes figuras y tabla.

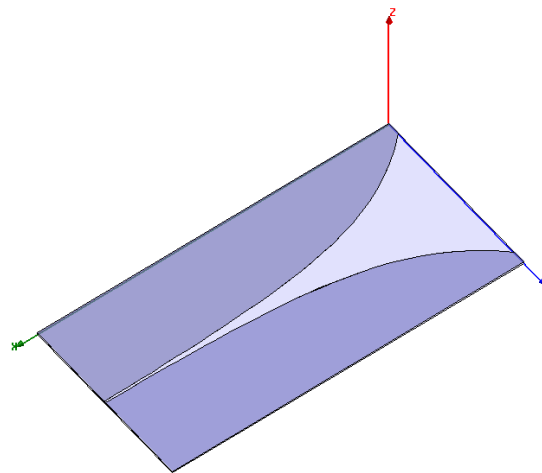


Figura 3.27: Configuración final para la parte radiante de la antena Vivaldi a 10GHz.

Parte Radiante		
Slotline	L	115mm
	H	50mm
	R	0.05
	$w_s$	0.5mm
Sustrato	t	0.635mm

Tabla 3.12: Datos finales para cada uno de los parámetros dimensionales de la apertura exponencial.

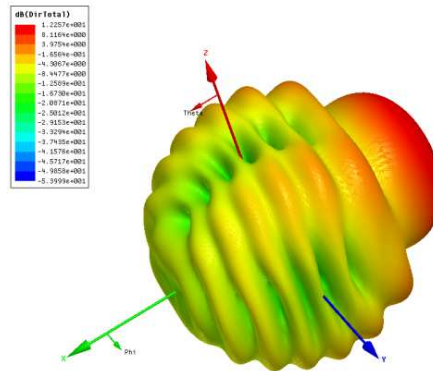


Figura 3.28: Diagrama de radiación 3D de la apertura exponencial final a 10GHz.

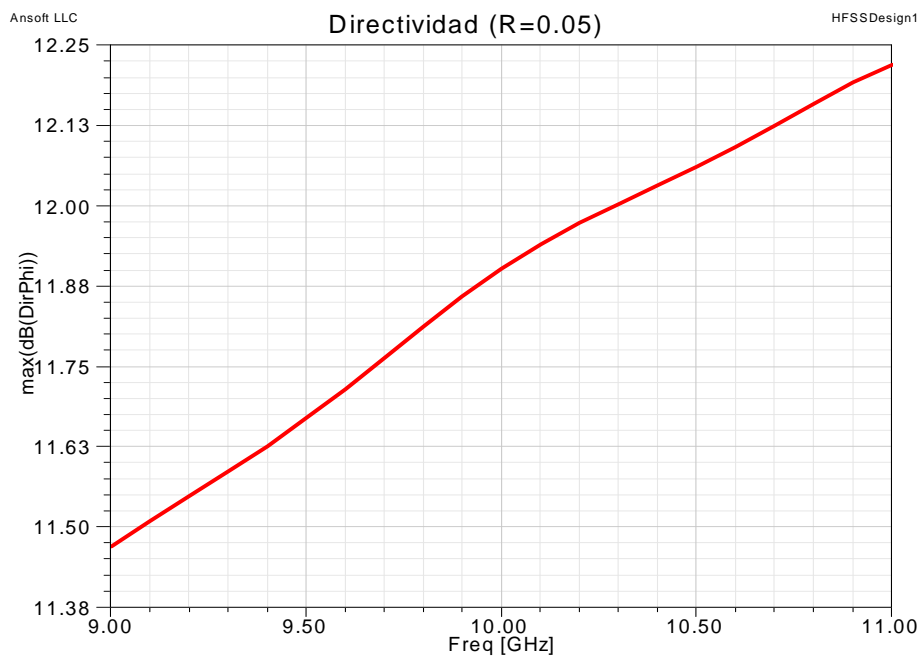


Figura 3.29: Directividad máxima de la apertura exponencial final a lo largo del ancho de banda.

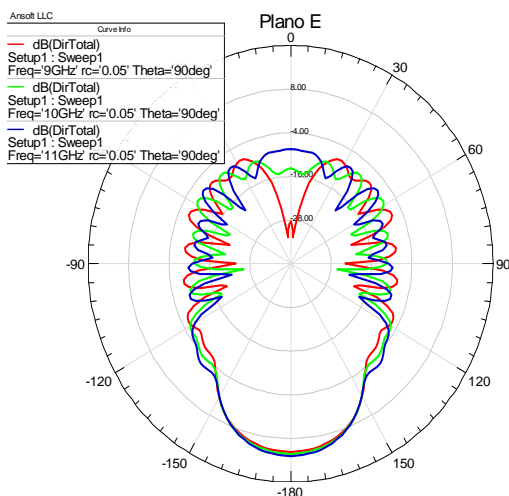


Figura 3.30: Plano E de la apertura exponencial final.

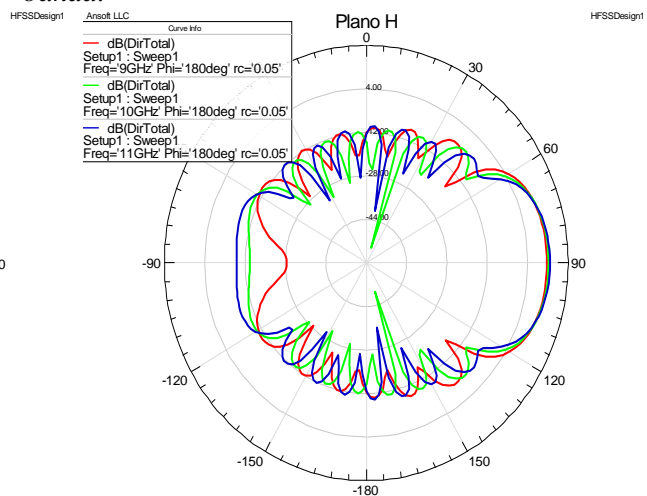


Figura 3.31: Plano H de la apertura exponencial final.

Podemos concluir que hemos finalizado la optimización del diseño de la parte radiante del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz de manera satisfactoria puesto que hemos cumplido los requisitos exigidos para esta parte de la antena. La Directividad máxima es superior a los 10dB a lo largo de toda la banda de funcionamiento impuesta, [9,11] GHz. Y, además, los anchos de haz de cada uno de los planos son simétricos e inferiores a 60°.

Parte radiante			
Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.6274	12.2574	12.7974
$HPBW_E$ (°)	37.6550	35.8432	33.9586
$HPBW_H$ (°)	48.1258	43.4158	39.2755

Tabla 3.13: Resultados obtenidos para la apertura exponencial final ( $f_0 = 10\text{GHz}$ ).

### 3.5.4 Implementación de la antena Vivaldi a 10GHz

El último paso en el diseño del prototipo será unir las dos partes, anteriormente optimizadas, y realizar los ajustes necesarios para que funcione según los requisitos del proyecto.

En un primer paso, vamos a comparar los resultados de los parámetros electromagnéticos para la antena Vivaldi entera, con los obtenidos anteriormente en cada una de las partes en las que la habíamos dividido. Esto lo hacemos para poder detectar cuáles son los cambios que se sufren. Los parámetros electromagnéticos que vamos a comparar son el coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación, la directividad máxima a lo largo de todo el ancho de banda y los anchos de haz.

Recordamos los valores de los parámetros dimensionales que hemos fijado para cada una de las partes, de manera conjunta, en la tabla 3.14. Hemos añadido el parámetro  $c$  y  $d$  que corresponden a la anchura de metal a cada lado de la parte final de la apertura exponencial y a la anchura de metal desde la cavidad de la slotline hasta el borde del metal, respectivamente. Estos dos parámetros dimensionales acabarán fijando el tamaño de la antena Vivaldi final para 10GHz.

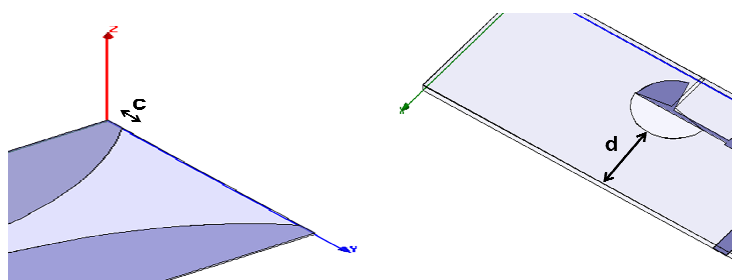


Figura 3.32: Esquema de los parámetros  $c$  y  $d$ .

Antena Vivaldi inicial a 10 GHz		
Microstrip	$l_{cheb}$	8.2mm
	$R_m$	$\frac{\lambda_m}{4} = 5.4828 \approx 5.5\text{mm}$
	$w_m$	2mm
	$w_1$	0.5mm

	$w_2$	1.3mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
	$d_y$	2mm
	$chaflan_{ext}$	2mm
	$chaflan_{int}$	0.83mm
Slotline y Placa	$l_s$	6mm
	$w_s$	0.5mm
	$R_s$	5.25mm
	$Z_{0s}$	132.91Ω
	$\theta_s$	170°
	$L$	115mm
	$H$	50mm
	$R$	0.05
	$c$	4mm
	$d$	10mm
Sustrato	$t$	0.635mm

Tabla 3.14: Valores de los parámetros dimensionales fijados según las optimizaciones de cada una de las partes de las que consta la antena Vivaldi.

A continuación podemos ver la comparación de los parámetros electromagnéticos obtenidos para la antena Vivaldi y para la parte radiante. El hecho de unir las dos partes optimizadas, ha producido mejoras en los anchos de haz de los dos planos a lo largo del ancho de banda, siendo más notables las referentes al plano H. Aunque esto no ha producido una mejora de la directividad máxima a lo largo de la banda frecuencial de funcionamiento. Obtenemos una ligera mejora en la directividad máxima en la parte inferior del ancho de banda, [9,9.9] GHz, mientras que en el resto de la banda obtenemos una ligera pérdida. Este fenómeno lo podemos ver en la siguiente figura.

	Directividad (dB)		$HPBW_E$ (°)		$HPBW_H$ (°)	
	Parte Radiante	Antena Vivaldi	Parte Radiante	Antena Vivaldi	Parte Radiante	Antena Vivaldi
9GHz	11.6274	11.7383	37.6550	35.9812	48.1258	41.4630
10GHz	12.2574	12.2460	35.8432	34.1406	43.4158	37.5478
11GHz	12.7974	12.6451	33.9586	32.1696	39.2755	34.5649

Tabla 3.15: Comparación de los resultados de directividad máxima y anchos de haz para la parte radiante y la antena Vivaldi.



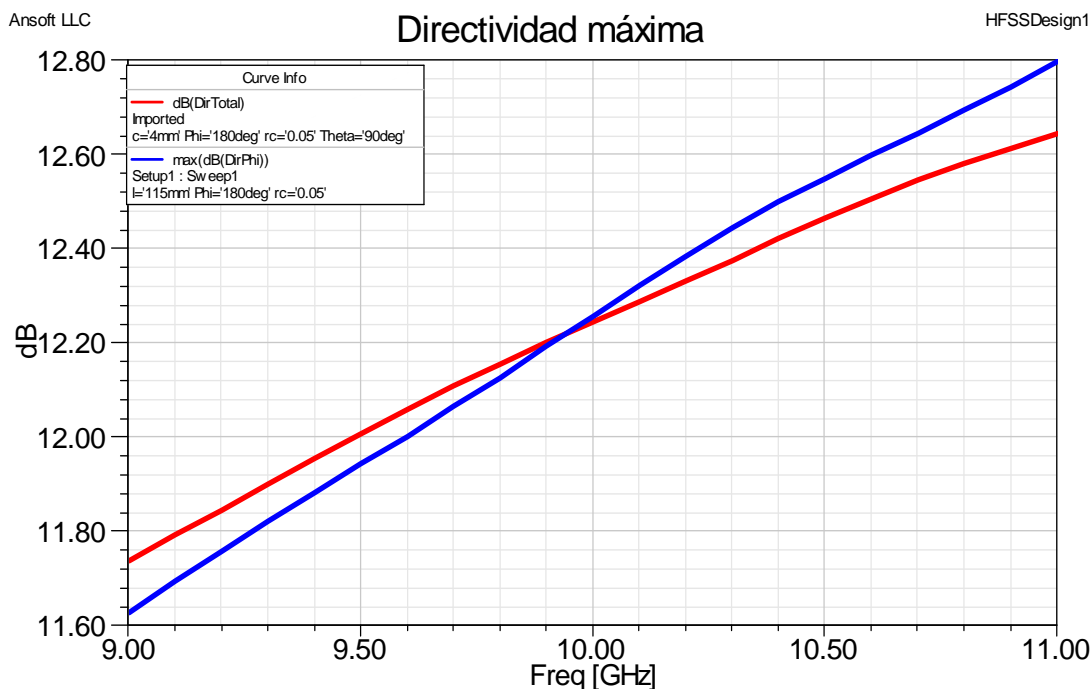


Figura 3.33: Comparación de la directividad máxima, a lo largo del ancho de banda, para la antena Vivaldi (rojo) y la parte radiante (azul).

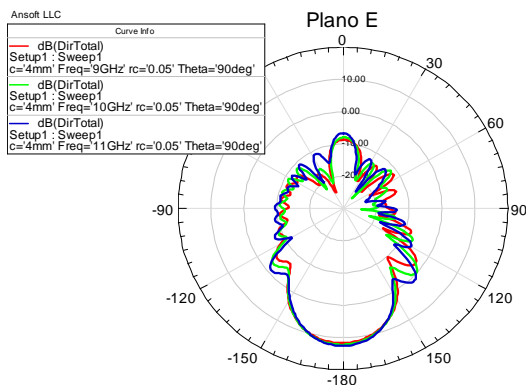


Figura 3.34: Plano E de la antena Vivaldi.

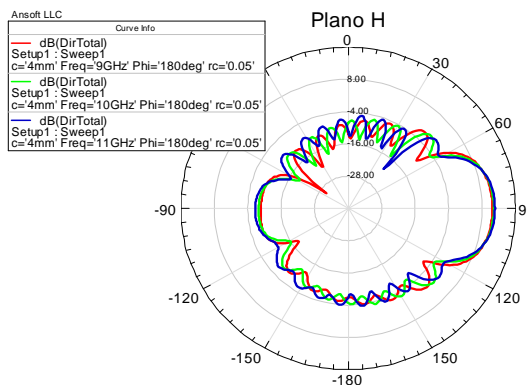


Figura 3.35: Plano H de la antena Vivaldi.

Si comparamos lo que ha ocurrido desde el punto de vista del coeficiente de reflexión obtenido para la parte de la alimentación, con el obtenido al juntar las dos partes en la que la habíamos dividido, podemos ver como la forma de la gráfica ha cambiado totalmente. Aunque esto haya ocurrido el valor máximo del S11 en todo el ancho de banda ha empeorado ligeramente y sigue siendo menor que -10dB.

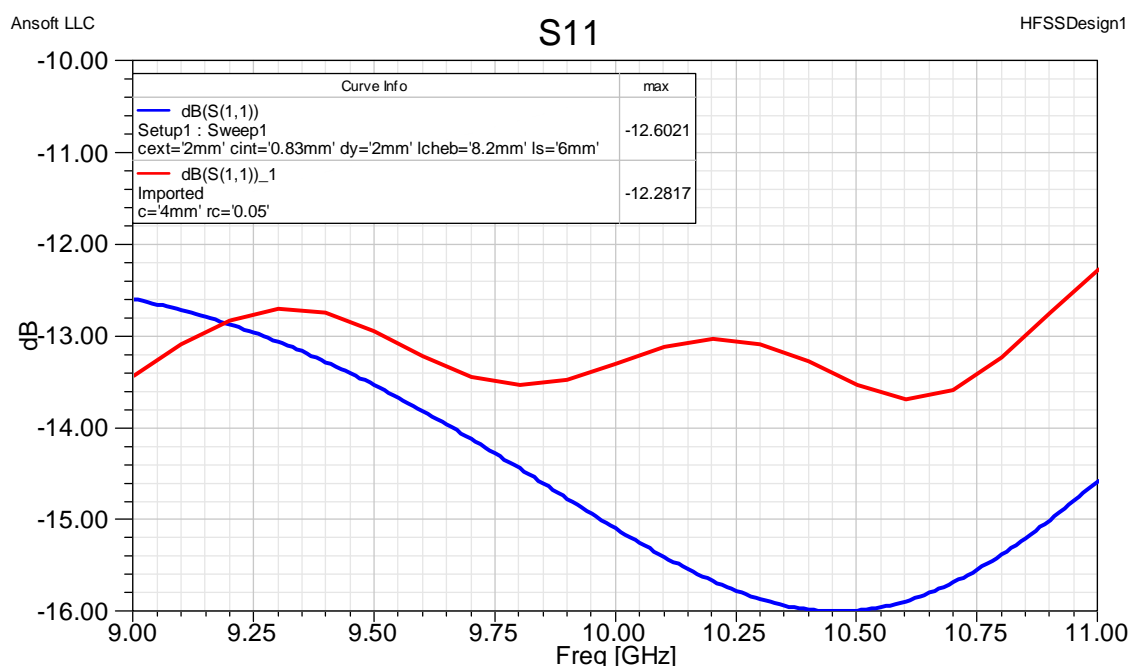


Figura 3.36: Comparación del coeficiente de reflexión para la antena Vivaldi (rojo) y la parte de la alimentación (azul)

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos al construir el prototipo de antena Vivaldi para una frecuencia de trabajo de 10GHz a partir de cada una de las partes optimizadas individualmente, podemos decir que los datos son satisfactorios puesto que los requisitos acordes a la directividad y al coeficiente de reflexión se han cumplido. No obstante, podemos realizar unos pequeños ajustes para mejorar los resultados dónde se han producido pérdidas.

#### Ajustes para la tasa de apertura y la anchura de la placa metálica

El coeficiente de reflexión obtenido es muy inferior a los -10dB que se nos exige en el proyecto. En el peor de los casos, perdemos un 6% de potencia en el puerto de alimentación, por lo que, no tocaremos ninguno de los parámetros dimensionales acordes a la transición de la alimentación mediante línea microstrip.

Con respecto a la parte radiante, realizaremos un ligero ajuste en la tasa de apertura para mejorar la directividad máxima a lo largo del ancho de banda. Lo que buscamos es obtener, por lo menos, lo que teníamos con la parte radiante.

A la vista de los resultados expuestos en la figura 3.37, decidimos ajustar la tasa de apertura a 0.04 porque optimiza la directividad mínima que obtendremos en el ancho de banda de trabajo. Esta directividad corresponde a la que tenemos en el límite inferior frecuencial, 9GHz. Aunque con esta elección aumentan los anchos de haz en los dos planos, el cambio es mínimo y aceptable, y además, conseguimos mejorar el coeficiente de reflexión.

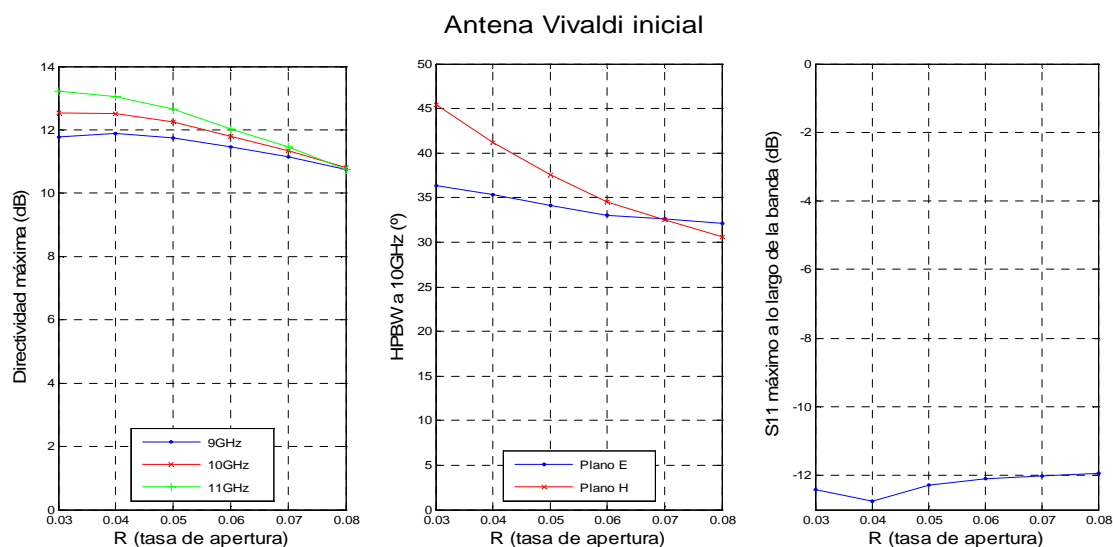


Figura 3.37: Variación de la Directividad máxima, los HPBW a 10GHz y el S11 máximo a lo largo del ancho de banda, según la tasa de apertura, para la antena Vivaldi.

Antena Vivaldi (R=0.04, c=4mm)			
Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.8776	12.5104	13.0504
HPBW <sub>E</sub> (°)	37.2903	35.3071	33.4603
HPBW <sub>H</sub> (°)	45.5537	41.1825	37.8539
S11 máximo	-12.7515 dB		

Tabla 3.16: Resultados obtenidos para la antena Vivaldi con R=0.04 y c=4mm.

Como último ajuste para la antena Vivaldi vamos a determinar sus dimensiones finales, mediante una elección adecuada del parámetro dimensional c, actualmente fijado a 4mm.

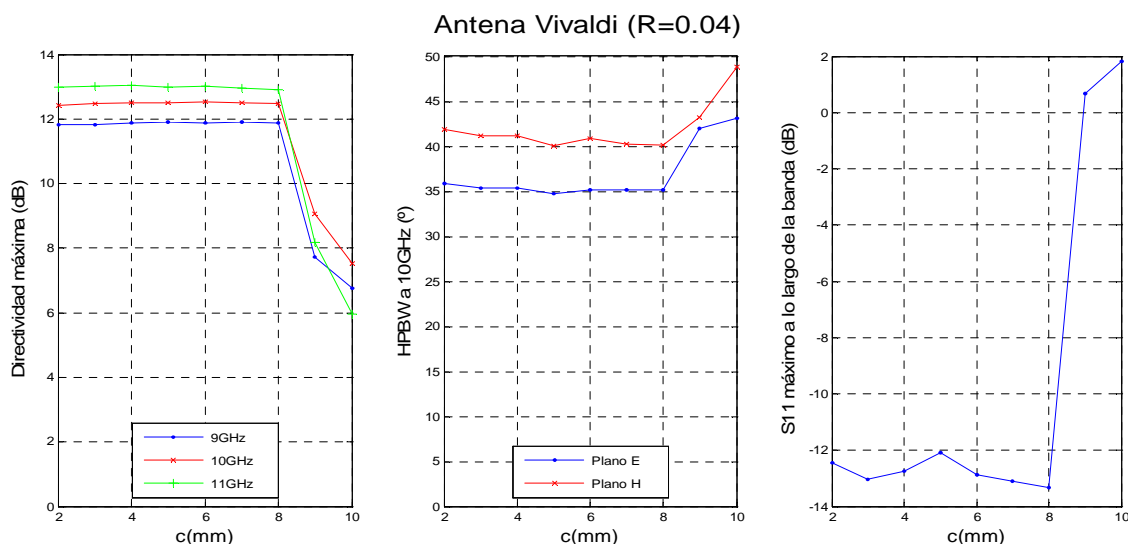


Figura 3.38: Variación de la Directividad máxima, los HPBW a 10GHz y el S11 máximo a lo largo del ancho de banda, según la tasa de apertura, para la antena Vivaldi con tasa de apertura 0.04.

En la anterior gráfica vemos como el hecho de variar este parámetro no afecta mucho a los parámetros electromagnéticos, hasta que toma valores superiores a 8mm. A partir de este punto, las características de radiación se deforman completamente, por lo que, elegimos un valor de  $c=7\text{mm}$  porque maximiza la directividad a 10GHz.

### 3.5.4.1 Diseño definitivo para la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm

El prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, alimentado mediante línea microstrip, se da por finalizado. Las dimensiones finales de un elemento de antena son **(136.25x64x0.669) mm**. En las siguientes figura y tabla se muestran el dibujo de la antena Vivaldi definitiva y los valores de los parámetros dimensionales de los que consta.

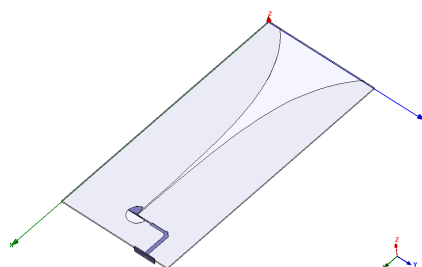


Figura 3.39: Antena Vivaldi definitiva diseñada para la banda [9,11] GHz, en un sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor  $t=0.635\text{mm}$ .

Antena Vivaldi definitiva a 10 GHz		
Microstrip	$l_{cheb}$	8.2mm
	$R_m$	$\frac{\lambda_m}{4} = 5.4828 \cong 5.5\text{mm}$
	$w_m$	2mm
	$w_1$	0.5mm
	$w_2$	1.3mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
	$chaflan_{ext}$	2mm
Slotline y Placa	$chaflan_{int}$	0.83mm
	$l_s$	6mm
	$w_s$	0.5mm
	$R_s$	5.25mm
	$Z_{0s}$	132.91Ω
	$\theta_s$	170°
	$L$	115mm
	$H$	50mm
	$R$	0.04
	$c$	7mm
Sustrato	$d$	10mm
	$t$	0.635mm

Tabla 3.17: Valores para los parámetros dimensionales definitivos para la antena Vivaldi diseñada.

A continuación se muestran los resultados obtenidos para los parámetros electromagnéticos de nuestra antena Vivaldi, a 10GHz, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm. Estos resultados difieren de los mostrados en el último apartado porque hemos corregido los grosores de la placa metálica y la línea microstrip, que, en anteriores simulaciones estaba fijada a 0.02mm y tenía que ser 0.017mm.

Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.9210	12.5492	13.0192
$HPBW_E$ (°)	36.8148	35.0505	33.8881
$HPBW_H$ (°)	44.8438	40.3983	36.7531
S11 máximo	-12.7305 dB		

Tabla 3.18: Resultados de los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi diseñada.

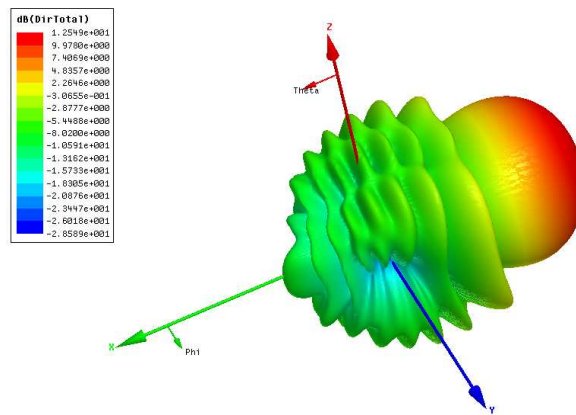


Figura 3.40: Diagrama de radiación en 3D, a 10GHz, para la antena Vivaldi diseñada.

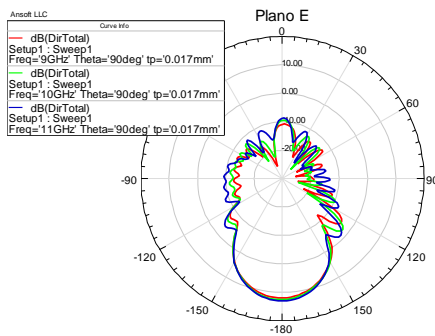


Figura 3.41: Plano E de la antena Vivaldi.

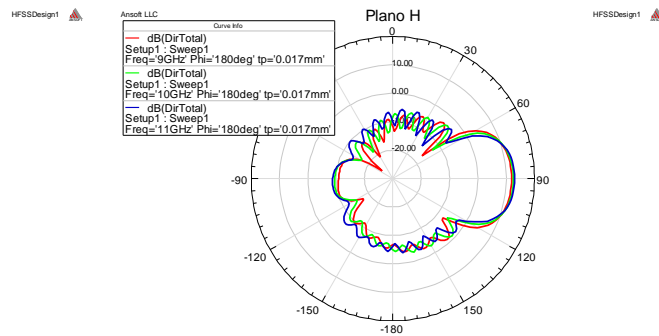


Figura 3.42: Plano H de la antena Vivaldi.

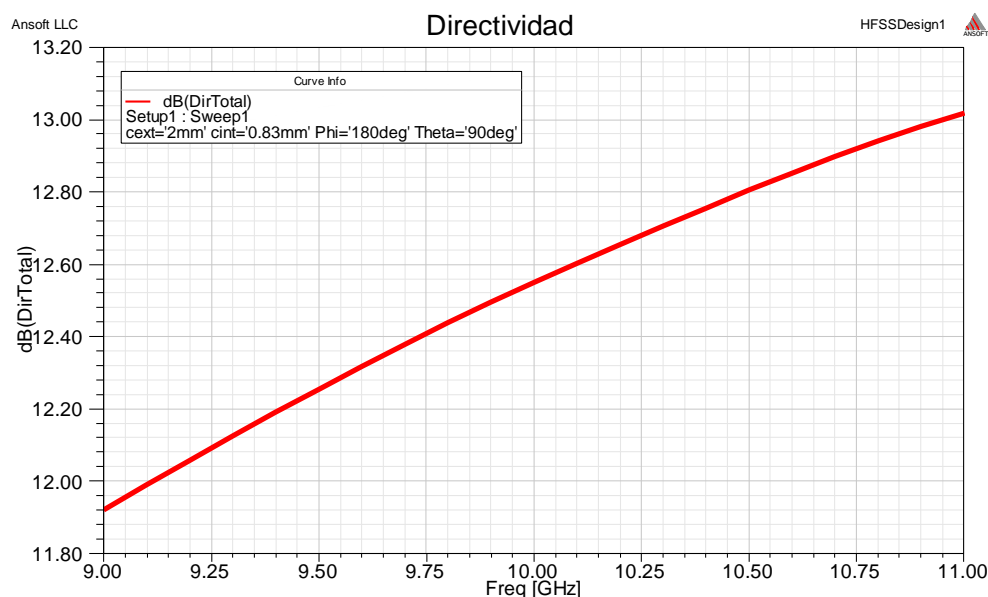


Figura 3.43: Directividad máxima a lo largo de la banda frecuencial para la antena Vivaldi diseñada.

Desde el punto de vista de la radiación, se han cumplido los objetivos impuestos para el proyecto de manera satisfactoria. Se han conseguido valores para la directividad máxima a lo largo de toda la banda, [9,11] GHz, superiores a los 10dB.

Desde el punto de vista de la adaptación, como podemos observar en la figura 3.44, se ha conseguido que el coeficiente de reflexión esté por debajo de -10dB en todo el ancho de banda. Hemos obtenido un S11 que, en el peor de los casos, toma un valor de -12.73dB, esto quiere decir que sólo perdemos el 5.4% de la potencia que inyectamos a la antena, en el puerto de alimentación.

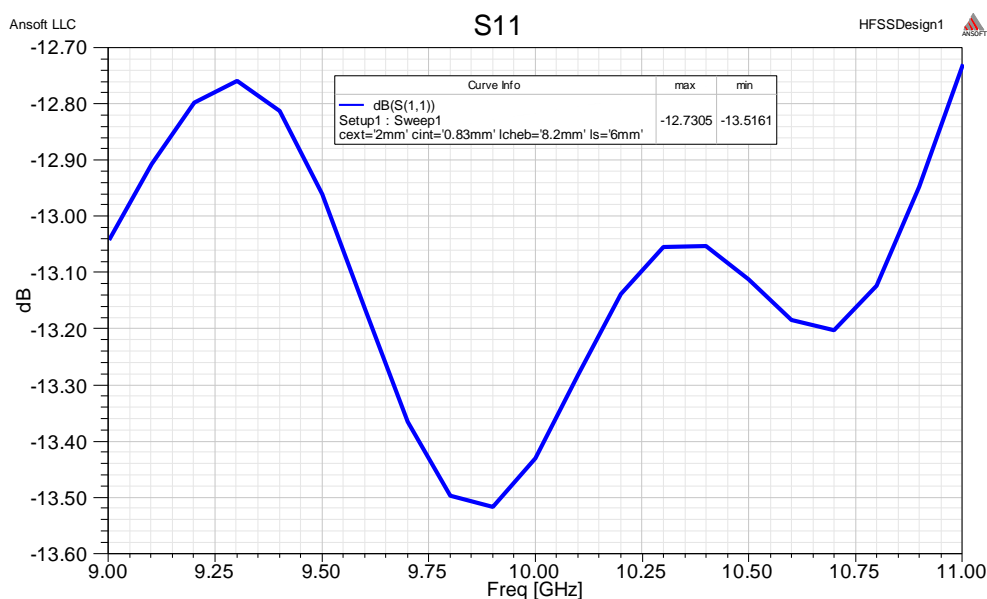


Figura 3.44: Coeficiente de reflexión a lo largo del ancho de banda, de la antena Vivaldi diseñada.

### 3.5.4.2 Acoplo entre dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm

Como último paso, y con el objetivo de una futura implementación de un array de antenas Vivaldi para su posible utilización en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, calcularemos la distancia óptima entre dos elementos dispuestos horizontalmente a lo largo del eje 0Y y observaremos su acoplo.

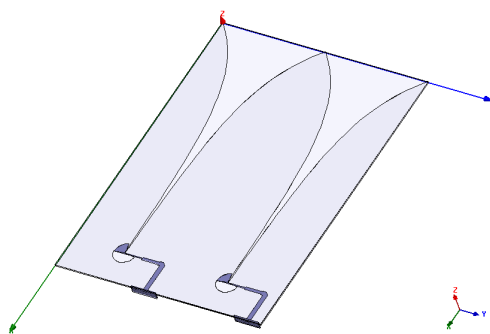


Figura 3.45: Esquema del array formado por dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz.

Queremos ver cuál es la distancia adecuada entre dos elementos de antena Vivaldi para que no haya un acoplo de potencia de una a otra. Para realizar esto, tomamos especial atención al parámetro S21 para cada distancia entre antenas. Según [Yng85], esta distancia deberá estar entre  $1$  y  $2\lambda_0$  para asegurar que el array de antenas TSA sea lo más eficiente posible. Como nuestra distancia mínima está en  $50\text{mm}$  ( $1.67\lambda_0$ ), que corresponde al tamaño de la anchura final de la apertura, los cambios serán mínimos.

Como el resultado a la menor distancia posible,  $1.6733\lambda_0$  ( $50.2\text{mm}$ ), es satisfactorio desde el punto de vista del acoplo, nos quedamos con ella porque es la de menor tamaño. El coeficiente de reflexión en cada uno de los puertos es menor de  $-12\text{dB}$  y el acoplo (S21) es menor de  $-44\text{dB}$ , para todo el ancho de banda.

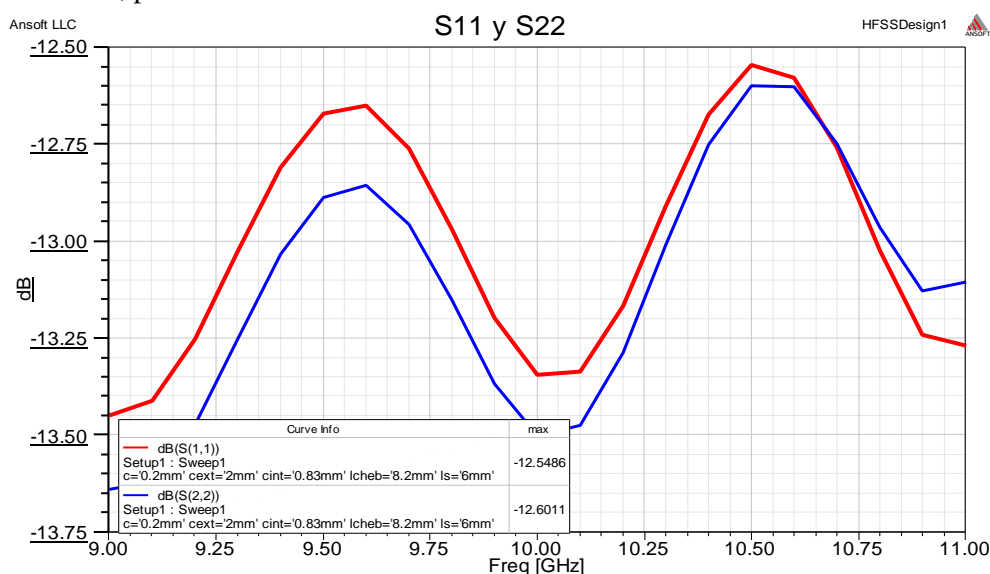


Figura 3.46: Coeficiente de reflexión en cada uno de los puertos de alimentación, a lo largo del ancho de banda.

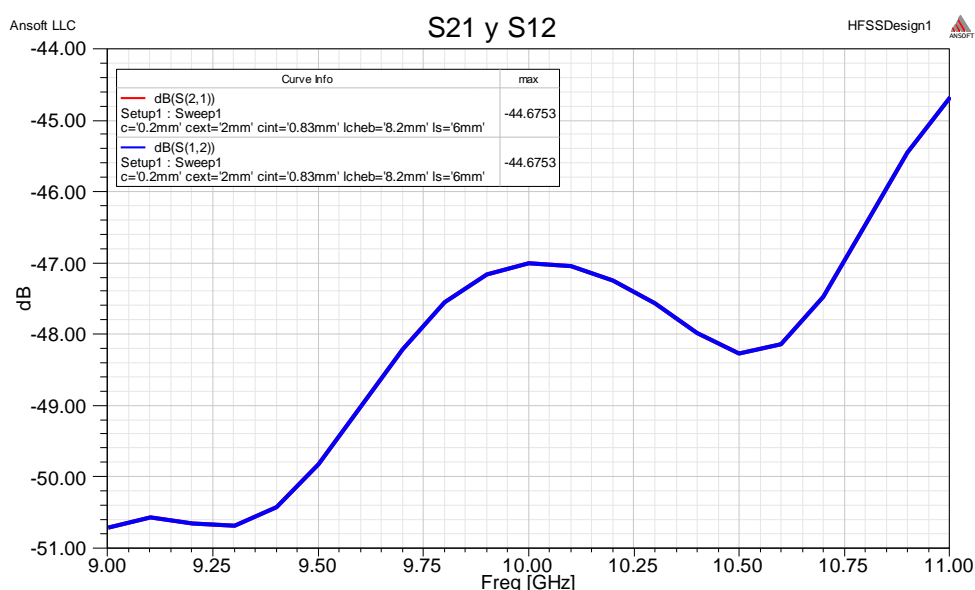


Figura 3.47: Acoplo en cada uno de los puertos de alimentación, a lo largo del ancho de banda.

### 3.5.4.3 Fabricación de la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, en sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm

Para el diseño y optimización de la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, se ha utilizado el software Ansoft HFSS cuyos resultados no dejan de ser datos ideales, por lo que, necesitamos fabricar nuestro prototipo para poder validar el diseño real de la solución desarrollada en el proyecto.

Para llevarlo a cabo, nos hemos asegurado de que disponemos del material Rogers RT/Duroid® 5880, el problema es que el grosor disponible es 0.787mm. Por lo tanto, tenemos que hacer un ajuste en alguno de los parámetros dimensionales. Una vez que lo hayamos hecho, pasaremos a simular la antena Vivaldi definitiva a 10GHz con el conector real (la ficha técnica se encuentra en el anexo A) que vamos a utilizar en la fabricación, para obtener los resultados simulados de los parámetros electromagnéticos que compararemos con los resultados reales de la antena Vivaldi fabricada.

#### 3.5.4.3.1 Cambio de grosor de sustrato a $t=0.787\text{mm}$

Para realizar el cambio de grosor de sustrato con el menor coste posible, lo primero que vamos a hacer es detectar los cambios que éste produce para poder ajustar adecuadamente las dimensiones de la antena Vivaldi a 10GHz.

Si nos fijamos en la teoría de la slotline expuesta en el capítulo anterior, manteniendo la anchura de la slotline uniforme, el cambio en el grosor del sustrato afectará ligeramente a la impedancia característica en el punto de adaptación mediante transición microstrip-slotline y a la longitud de onda guiada a lo largo de toda la ranura. Por lo tanto, debido al cambio en la impedancia, prevemos que hay que recalculer el transformador de adaptación de impedancias, y debido al cambio de la longitud de onda guiada, habrá que hacer un cambio en los parámetros acordes a la ranura.



Atendiendo a la teoría de la línea microstrip, la anchura de la misma se verá afectada en el mismo factor que en el cambio del grosor del sustrato, puesto que  $w_m$  es directamente proporcional al grosor del sustrato que utilizemos. Debido a esta característica, se mantiene la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip y con ello, la longitud de onda guiada es la misma que la que teníamos antes de cambiar el grosor del sustrato.

Como conclusión, en la parte de la alimentación, los grosores de la microstrip en el transformador y en la línea se verán afectados por el cambio del grosor y ligeramente por el cambio en la impedancia característica de la slotline uniforme. Mientras que como no hay cambios en la longitud de onda guiada por la microstrip, dejaremos fijos los valores para las longitudes de cada una de las secciones y para el stub radial, terminación de la línea. La parte radiante de la antena será escalada en un factor que calcularemos a continuación, fruto del cambio en la longitud de onda guiada por la ranura con el nuevo grosor de material.

		Grosor del sustrato	
		0.635mm	0.787mm
Slotline	$\lambda_s$	25.8342 mm	25.5586 mm
	$Z_{0s}$	132.8287 $\Omega$	132.6068 $\Omega$

Tabla 3.19: Cambios en la slotline para el cambio en el grosor del sustrato.

A la vista de los datos obtenidos teóricamente, el factor de escalado que aplicaremos a todos los parámetros de la slotline es:

$$n_s = \frac{\lambda_s}{\lambda'_s} = \frac{25.8342}{25.5586} = 1.0108$$

Con respecto a la microstrip, vamos a comprobar que el factor fruto del cambio en el grosor es aproximadamente el mismo que va a afectar a la anchura de cada una de las secciones del transformador y a la anchura de la línea microstrip. No coincide exactamente porque hay un ligero cambio en la impedancia característica de la slotline que estamos adaptando.

		Grosor del sustrato		Factor de escalado
		0.635mm	0.787mm	$n_m = \frac{t'}{t} = \frac{0.787}{0.635} = 1.2394$
Microstrip	$w_m$	1.9565 mm	2.4110 mm	$\frac{w'_m}{w_m} = 1.2394$
	$w_2$	1.3126 mm	1.6279 mm	$\frac{w'_2}{w_2} = 1.2402$
	$w_1$	0.5089 mm	0.6326 mm	$\frac{w'_1}{w_1} = 1.2431$

Tabla 3.20: Cambios en la microstrip para el cambio en el grosor del sustrato.

Añadiendo estos ajustes en los parámetros dimensionales obtenemos la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, sobre un sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 de grosor 0.787mm. Por lo tanto, las nuevas dimensiones de la antena Vivaldi a fabricar son:

Antena Vivaldi a 10 GHz para fabricar		
Microstrip	$l_{cheb}$	8.2mm
	$R_m$	5.5mm
	$w_m$	2.411mm
	$w_1$	0.6326mm
	$w_2$	1.6279mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
	$chaf\text{lan}_{ext}$	2mm
	$chaf\text{lan}_{int}$	0.83mm
Slotline y Placa	$l_s$	$\frac{6mm}{n_s} = 5.9358mm$
	$w_s$	0.5mm
	$R_s$	$\frac{5.25mm}{n_s} = 5.1938mm$
	$Z_{0s}$	132.61Ω
	$\theta_s$	170°
	$L$	$\frac{115mm}{n_s} = 113.7695mm$
	$H$	$\frac{50mm}{n_s} = 49.4650mm$
	$R$	$0.04 \cdot n_s \cong 0.04$
	$c$	$\frac{7mm}{n_s} = 6.9251mm$
	$d$	$\frac{10mm}{n_s} = 9.8930mm$
Sustrato	$t$	0.787mm

Tabla 3.21: Valores para los parámetros dimensionales de la antena Vivaldi diseñada a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm.

Los resultados obtenidos para los parámetros electromagnéticos se exponen en la tabla 3.22, dónde se pueden ver los cambios con respecto a la antena Vivaldi a 10GHz sobre el mismo sustrato pero con grosor 0.635mm.

Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.7800	12.2708	12.5870
$HPBW_E$ (°)	34.4848	32.9213	31.5781
$HPBW_H$ (°)	40.7984	35.4181	31.1694
S11 máximo	-9.9119 dB		

Tabla 3.22: Resultados de los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi diseñada para sustrato con grosor 0.787mm.

Podemos ver como el coste en el coeficiente de reflexión al cambiar el grosor del sustrato, ha sido muy elevado a pesar de reajustar el transformador Chebyshev, puesto que nos ha llevado a obtener un máximo por encima de los -10dB. Además, desde el punto de vista de la directividad hemos perdido un máximo de 0.5dB en la parte alta del ancho de banda.

No obstante, a pesar de estas pérdidas, la directividad máxima a lo largo de la banda frecuencial sigue siendo buena puesto que estamos por encima de los 10dB, y el coeficiente de reflexión lo podremos ajustar hasta los -10dB mediante la transición que diseñaremos en el siguiente apartado para adecuar la conexión con el conector.

Aunque el planteamiento llevado a cabo para detectar cómo influye en los parámetros de radiación el cambio en el grosor del material utilizado como sustrato, es lógico, no deja de ser un planteamiento totalmente teórico. Es por esto, que los resultados obtenidos no son, exactamente, los esperados. En el capítulo 5, en el que implementamos la antena Vivaldi a 94GHz, hemos hecho un planteamiento teórico análogo, pero también, hemos realizado cambios en alguno de los parámetros dimensionales, a la vista de los resultados obtenidos por simulación. Es decir, no sólo nos basamos en el planteamiento teórico sino que también nos basamos en lo aprendido en los apartados de optimización de la parte de la alimentación y la parte radiante.

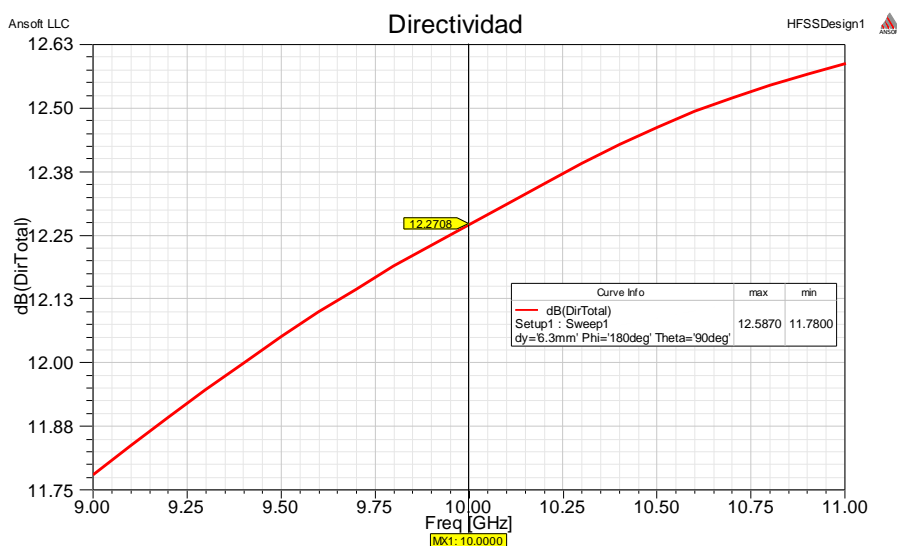


Figura 3.48: Directividad máxima a lo largo del ancho de banda para la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm.

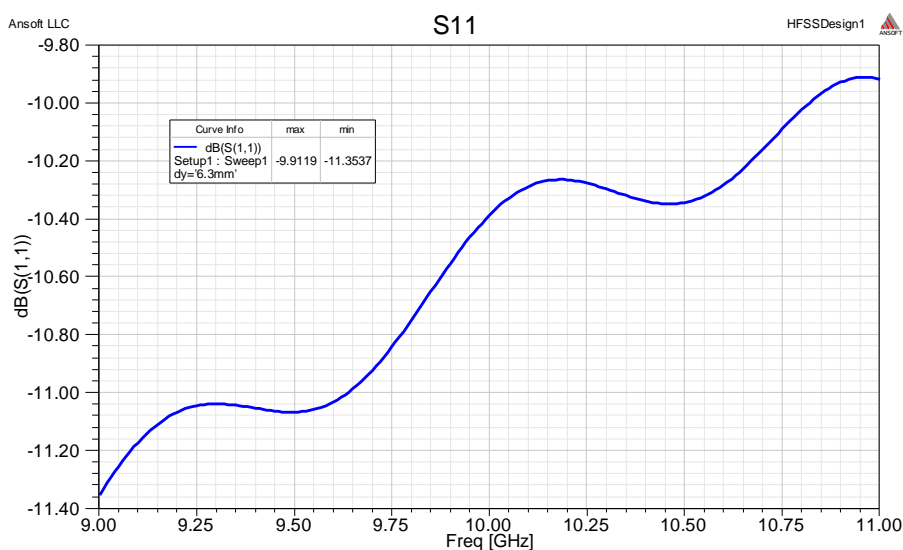


Figura 3.49: Coeficiente de reflexión a lo largo del ancho de banda para la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm.

### 3.5.4.3.2 Conexión del conector para la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip sobre sustrato Rogers RT/Duroid 5880 con grosor 0.787mm y para el array de dos elementos

El modelo de conector que vamos a utilizar para la antena Vivaldi fabricada, se puede ver en el anexo A correspondiente a la Serie de conectores End-Launch. En concreto, el que vamos a utilizar en nuestras antenas Vivaldi a 10GHz es el Super SMA, útil hasta los 27GHz.

Necesitamos simular nuestro diseño con el conector porque vamos a tener que realizar una modificación en la línea microstrip debido a que es demasiado ancha para la conexión, y además, así vamos a obtener los resultados definitivos de la antena Vivaldi para poder compararlos con las mediciones.

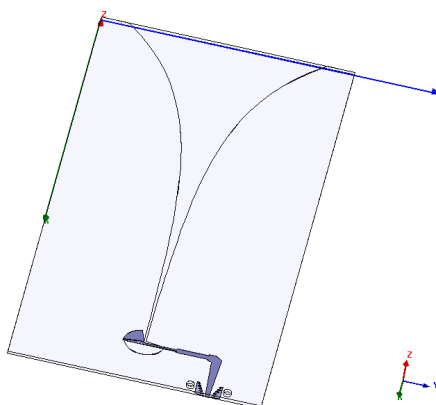


Figura 3.50: Antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricación.

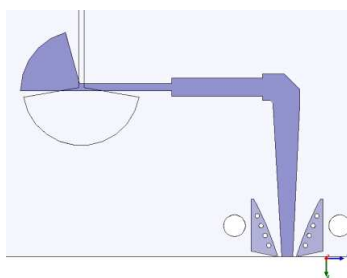


Figura 3.51: Detalle del diseño de la transición realizada en el puerto de conexión con el conector.

En la figura 3.51, podemos ver, en detalle, la transición realizada para poder llevar a cabo la conexión con el conector elegido. Esta transición ha afectado al brazo de línea microstrip que asegura los  $50\Omega$  en el puerto de alimentación. Se ha realizado una disminución gradualmente lineal de la anchura de la línea hasta obtener en el punto de conexión una anchura de 1mm, apta para la conexión y adecuada para obtener un coeficiente de reflexión por debajo de los 10dB. Además, por sugerencia de la hoja de características del conector, se han diseñado dos placas a cada lado de la línea para mejorar el contacto con el conector.

Una vez diseñada la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, lista para fabricar, lo último que tenemos que hacer es simularla para

obtener los resultados para sus parámetros electromagnéticos. Estos resultados serán los que compararemos con los obtenidos en la medición del prototipo real.

Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.6846	12.1705	12.4348
$HPBW_E$ (°)	34.8027	33.0542	31.9431
$HPBW_H$ (°)	42.3539	37.6299	33.9852
S11 máximo	-10.0431 dB		

Tabla 3.23: Resultados de los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi diseñada a 10GHz, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricar.

En la anterior tabla de resultados se puede ver cómo los anchos de haz de los dos planos se han ensanchado, con respecto a la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm sin conector, y por lo tanto, hemos perdido un poco de directividad en todo el ancho de banda. A continuación se muestran las gráficas para el coeficiente de reflexión y la directividad máxima, a lo largo de la banda de funcionamiento.

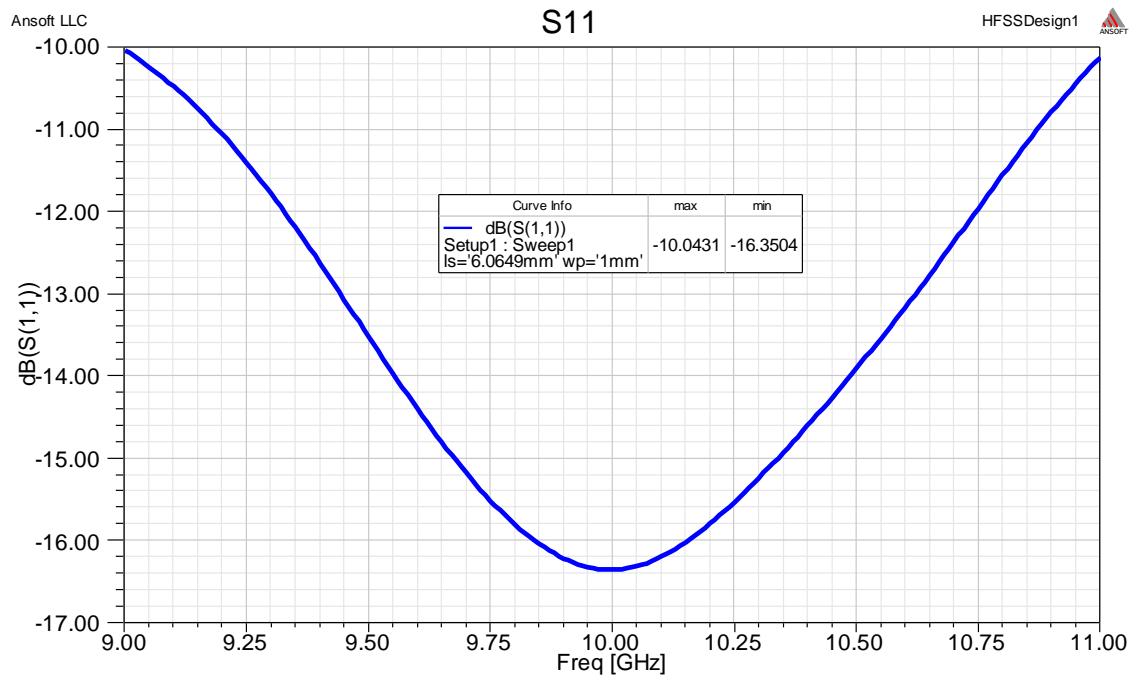


Figura 3.52: Coeficiente de reflexión a lo largo del ancho de banda de la antena Vivaldi a 10GHz, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricar.

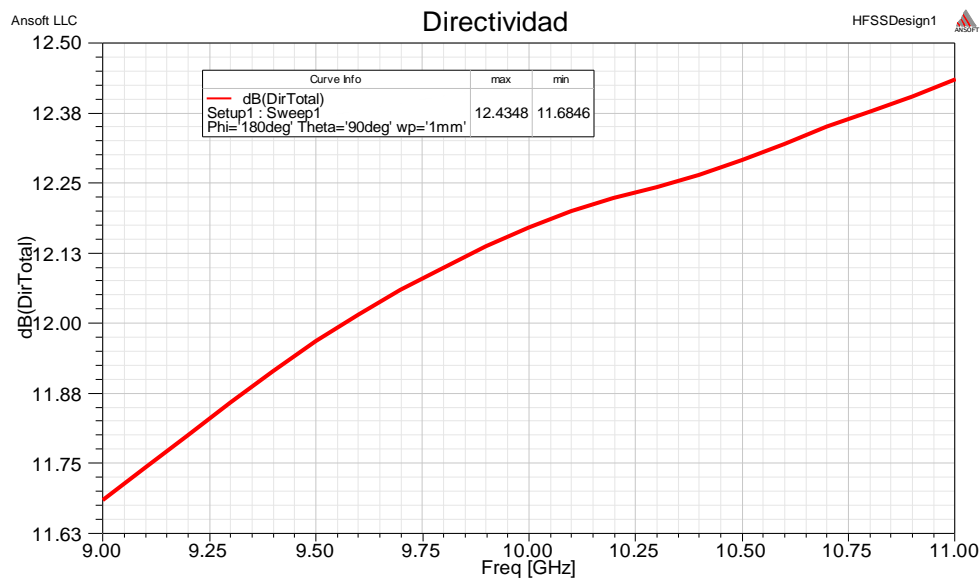


Figura 3.53: Directividad máxima a lo largo del ancho de banda de la antena Vivaldi a 10GHz, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricar.

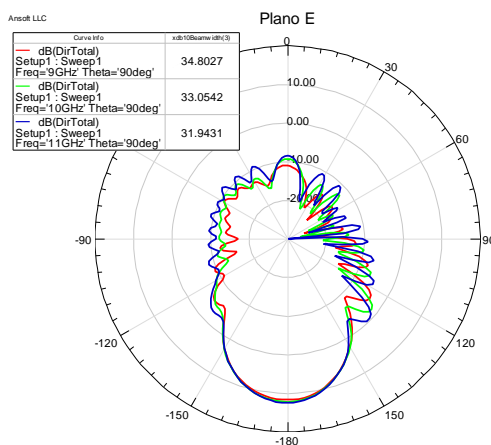


Figura 3.54: Plano E de la antena Vivaldi para fabricar.

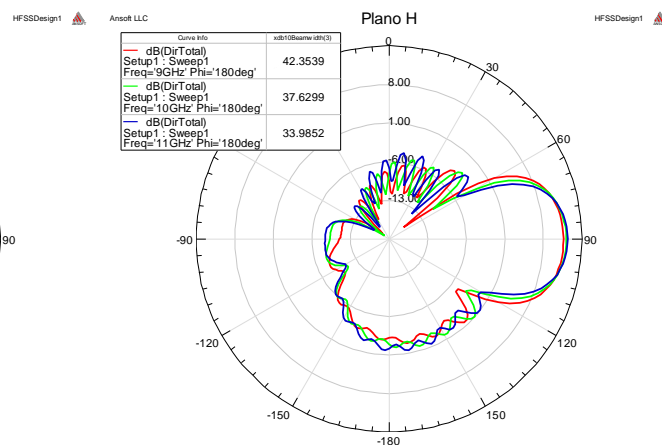


Figura 3.55: Plano H de la antena Vivaldi para fabricar.

Para poder testar el prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, también fabricaremos el array de dos elementos para poder comprobar los datos de los cuatro parámetros electromagnéticos S, en el siguiente capítulo. Para la construcción del array, lo que vamos a hacer es coger el diseño de antena Vivaldi elemental a fabricar, y unir dos elementos con una separación, entre bordes finales de la apertura, de 0.2mm, obteniendo una distancia entre elementos de  $1.6555\lambda_0$ .

Para realizar la comparación en el capítulo 4, necesitamos obtener los resultados simulados para los coeficientes de reflexión, en cada uno de los puertos, y para los coeficientes de transmisión. Además, veremos cómo ha variado la directividad máxima a lo largo del ancho de banda de la antena, y los anchos de haz de los dos planos. En la Figura 3.56 se muestra la antena producto del array de dos elementos de antena Vivaldi a 10 GHz sobre sustrato RT/Duroid® 5880 de grosor 0.787mm, cuya separación es de  $1.6555\lambda_0$ . Las simulaciones se realizan con el conector puesto.

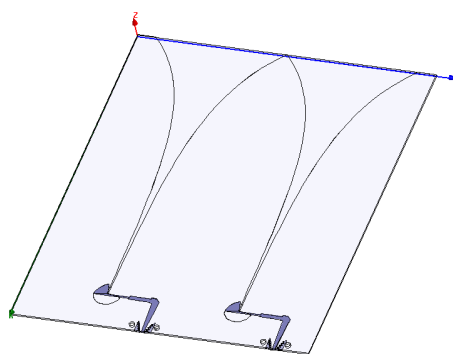


Figura 3.56: Array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz, a fabricar.

Frecuencia	9GHz	10GHz	11GHz
Directividad (dB)	11.4933	12.0091	12.4348
$HPBW_E$ (°)	35.5241	33.3923	31.7962
$HPBW_H$ (°)	41.5845	36.8990	31.9761
S11 máximo		-10.1030dB	
S22 máximo		-10.0119dB	
S12 máximo		-45.2250dB	
S21 máximo		-45.2250dB	

Tabla 3.24: Resultados de los parámetros electromagnéticos del array de dos elementos de antena Vivaldi diseñada a 10GHz, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricar.

Si observamos los resultados de la tabla 3.24, la construcción del array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz, hace que disminuya ligeramente la directividad máxima, de un elemento de antena del array, en todo el ancho de banda a costa de ensancharse el diagrama de radiación en el plano H y estrecharse, en menor medida, en el plano E.

Con respecto a los valores para los coeficientes de reflexión de los dos puertos de alimentación, obtenemos resultados por debajo de los -10dB, y si nos fijamos en los coeficientes de transmisión, toman valores por debajo de los -45dB. Este último dato indica que el 0.0031623% de la potencia se acopla de un puerto a otro, por lo tanto, podemos concluir que el diseño del array sigue siendo satisfactorio, incluso con la conexión del conector. En las siguientes figuras de este apartado, podemos ver las gráficas para los coeficientes de reflexión y transmisión, y para la directividad máxima de un elemento de antena del array, a lo largo del ancho de banda [9,11] GHz, y también podemos ver los diagramas de radiación, tanto del plano E como del plano H, para la frecuencia central 10GHz y para los límites de la banda de funcionamiento, 9 y 11GHz.

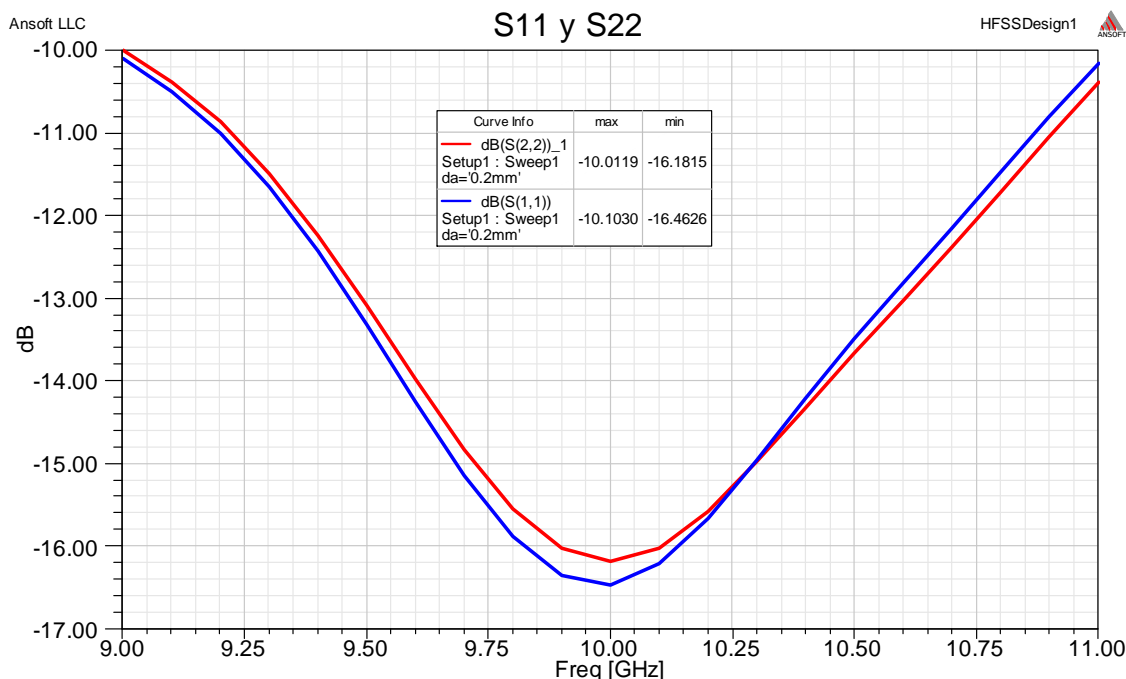


Figura 3.57: Coeficientes de reflexión de cada uno de los puertos de alimentación del array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz, para fabricar.

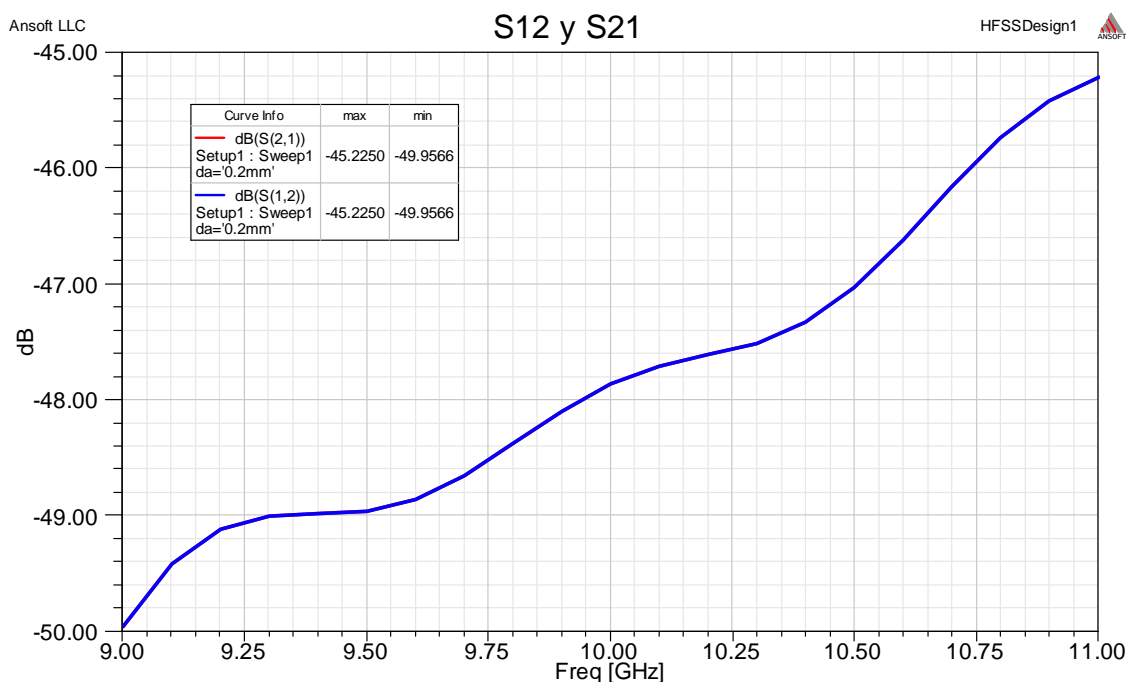


Figura 3.58: Coeficientes de transmisión de cada uno de los puertos de alimentación del array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz, para fabricar.



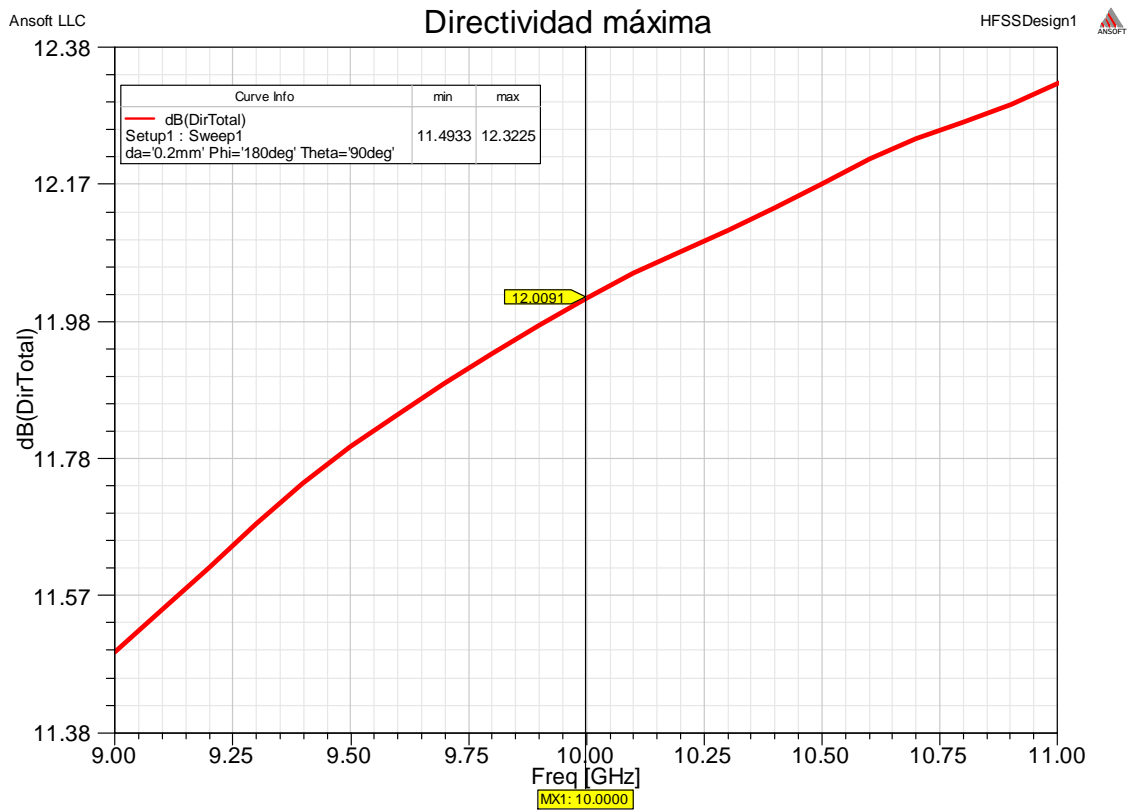


Figura 3.59: Directividad máxima a lo largo del ancho de banda, del array para fabricar.

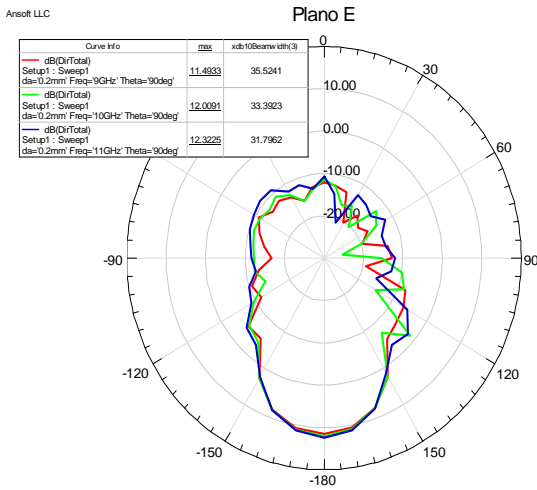


Figura 3.60: Plano E del array para fabricar.

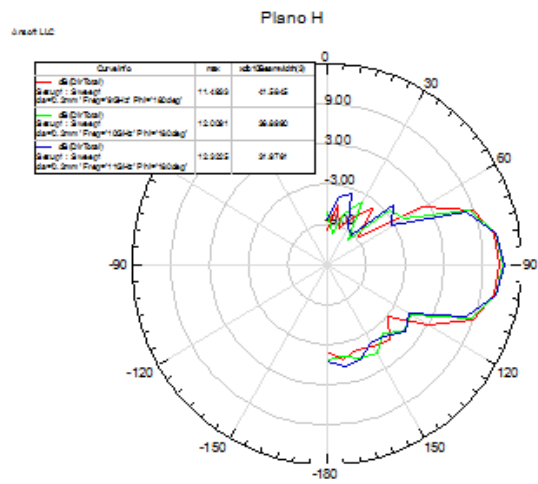


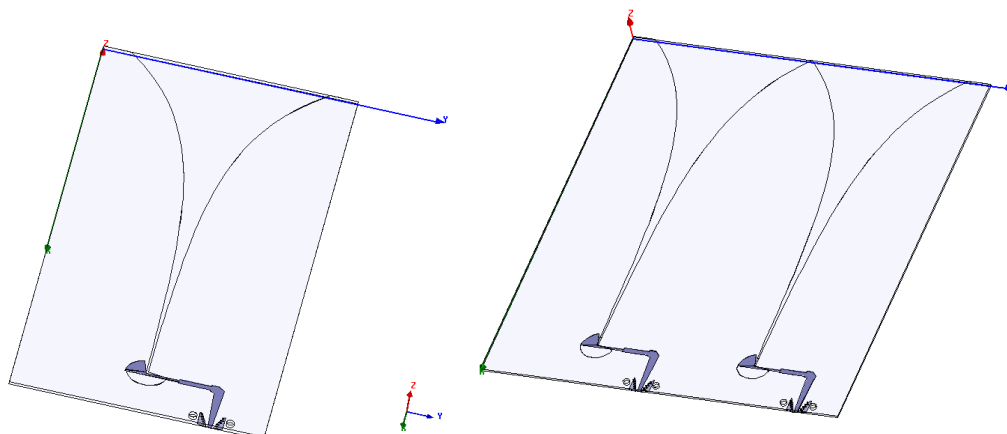
Figura 3.61: Plano H del array para fabricar.

## CAPÍTULO 4: FABRICACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA VIVALDI A 10GHz

En el presente capítulo se va a llevar a cabo la fabricación y medición de la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm que hemos diseñado en el capítulo anterior. Se va a realizar una comparación de los resultados obtenidos del prototipo de antena Vivaldi, con el conector colocado, en el simulador HFSS, con los obtenidos en las medidas reales del prototipo fabricado.

### 4.1 Proceso de fabricación

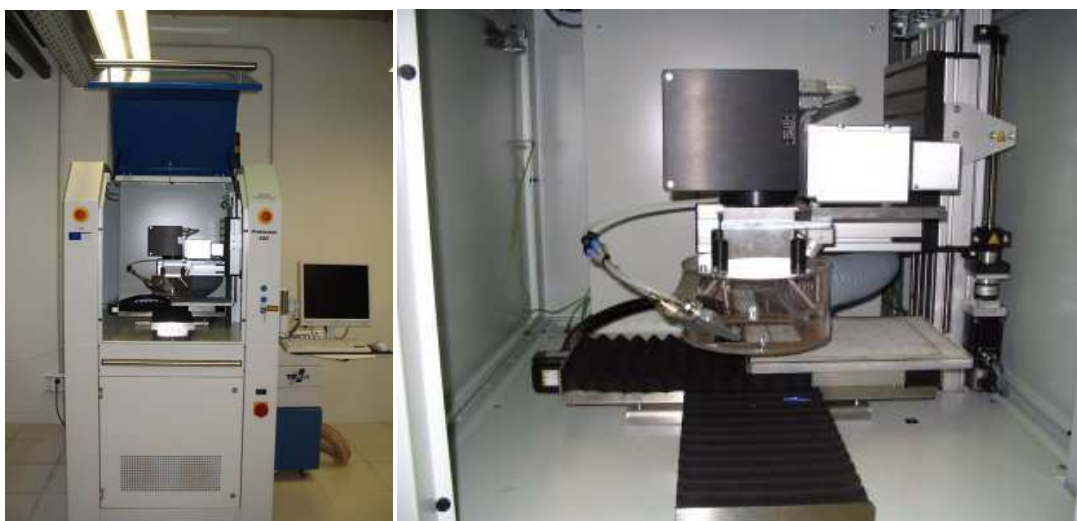
La antena a 10GHz que se va a fabricar es la diseñada sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, a la cual, le hemos realizado una transición en la alimentación para hacer posible su conexión con el conector para microstrip elegido.



*Figura 4.1: Antena Vivaldi elemental a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricación. Array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm, para fabricación.*

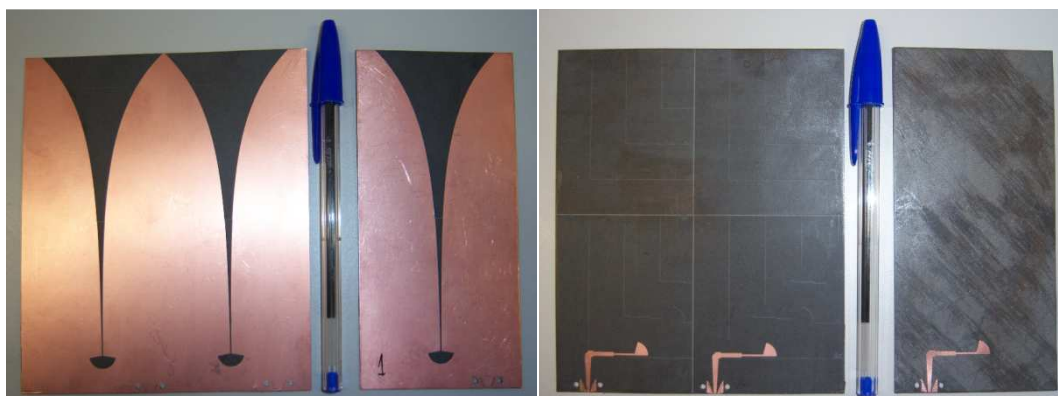
La fabricación de esta antena se realiza en dos fases, debido a su tamaño, mediante la fresadora láser situada en el Laboratorio de THz del Centro I+D Jerónimo de Ayanz de la Universidad Pública de Navarra, a partir de una placa A3 del material Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.787mm.

Esta fresadora láser, mostrada en la figura 4.2, se encarga de grabar la ranura en la capa metálica superior del material y además, quita el metal sobrante de la cara inferior, donde se colocada nuestra línea microstrip de alimentación.

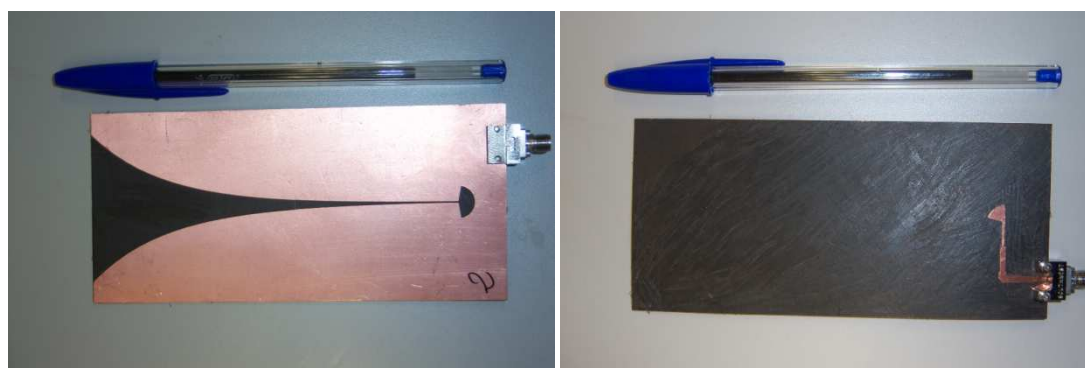


*Figura 4.2: Fresadora láser del Centro I+D en Electrónica y Comunicaciones Jerónimo de Ayanz.*

Para poder testar la antena real con la simulada, vamos a fabricar 3 antenas Vivaldi a 10GHz simples y 2 antenas en configuración de array de dos elementos simples de antena Vivaldi a 10GHz, como los diseñados en la parte en la que hemos analizado el acoplo, como se muestra en la figura 4.1. En las siguientes figuras podemos ver en detalle las antenas fabricadas.



*Figura 4.3: Detalle de las antenas Vivaldi a 10GHz fabricadas, por las dos caras del sustrato.*



*Figura 4.4: Detalle de un elemento de la antena Vivaldi a 10GHz fabricada, por las dos caras del sustrato, con el conector Super SMA colocado.*

## 4.2 Mediciones para la antena fabricada

Las medidas que vamos a efectuar, para comprobar el funcionamiento del prototipo a 10GHz, son:

- Para las 3 antenas Vivaldi elementales:
  - o Coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación
  - o Diagramas de radiación para el plano E y el plano H, a 9.5GHz.
- Para los 2 arrays de dos elementos:
  - o Coeficientes de reflexión de cada uno de los dos puertos de alimentación
  - o Coeficientes de transmisión de un puerto a otro

Para realizar las medidas acordes a la adaptación del puerto de cada una de las antenas, vamos a utilizar el analizador de redes del Laboratorio de THz, después de haberlo calibrado adecuadamente. Se conecta el analizador al puerto de la antena y se toman los datos de los parámetros electromagnéticos S en un ancho de banda mayor del especificado en el diseño, éste irá de 8 a 12GHz.

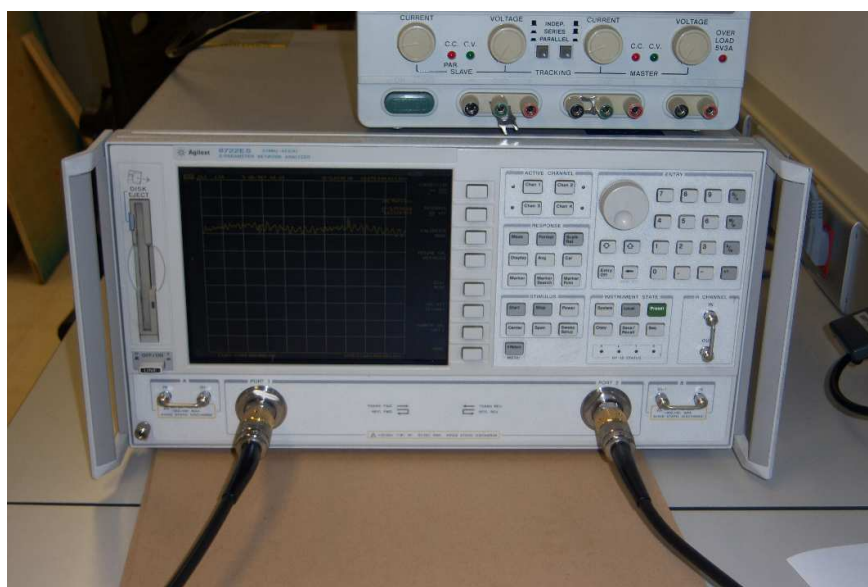


Figura 4.5: Analizador de redes utilizado en las mediciones.

Para medir los diagramas de radiación, del plano E y del plano H, a 9.5GHz, de la antena fabricada, utilizaremos el sistema entrenador modelo UniTrail-1, de la marca Lucas-Nülle, montado en el laboratorio, que se muestra en la figura 4.6. Este sistema consta de una antena receptora, formada por un array de dipolos microstrip, un interfaz de medida y control, formado por la tarjeta “X-Band-Interface Selective”, y una plataforma giratoria donde se coloca la antena a analizar.



Figura 4.6: Sistema de medición para el plano H y plano E de las antenas Vivaldi elementales fabricadas, para 9.5GHz.

### 4.3 Comparación de los resultados

En este apartado vamos a realizar la comparación de los resultados obtenidos mediante el software, con los obtenidos de las mediciones reales efectuadas.

En primer lugar realizaremos las medidas a las antenas elementales y luego a los arrays de dos elementos.

#### 4.3.1 Antena Vivaldi elemental

En la figura 4.7, se muestran los coeficientes de las antenas Vivaldi fabricadas frente a los resultados obtenidos del simulador para la antena diseñada, a lo largo del ancho de banda [8,12] GHz.

Mientras que, en el caso de los resultados de HFSS, teníamos un ancho de banda de  $BW_{S_{11} \leq -10dB} = 2GHz$ , comprendido entre 9 y 11GHz, el ancho de banda para las antenas fabricadas son ligeramente menores, como se muestra en la tabla 4.1.

	$BW_{S_{11} \leq -10dB}$	Límites de la banda
Antena 1	1.7850 GHz	[9.0750, 10.8600] GHz
Antena 2	1.6625 GHz	[9.0675, 10.7300] GHz
Antena 3	1.7300 GHz	[9.1000, 10.8300] GHz

Tabla 4.1: Resultados del ancho de banda de las antenas Vivaldi elementales fabricadas.

Además, si nos fijamos en la forma de las gráficas de los coeficientes de reflexión, en las antenas fabricadas, aparecen dos frecuencias resonantes en 9.5 y 10.5 GHz, que no teníamos en la antena diseñada en el simulador HFSS.

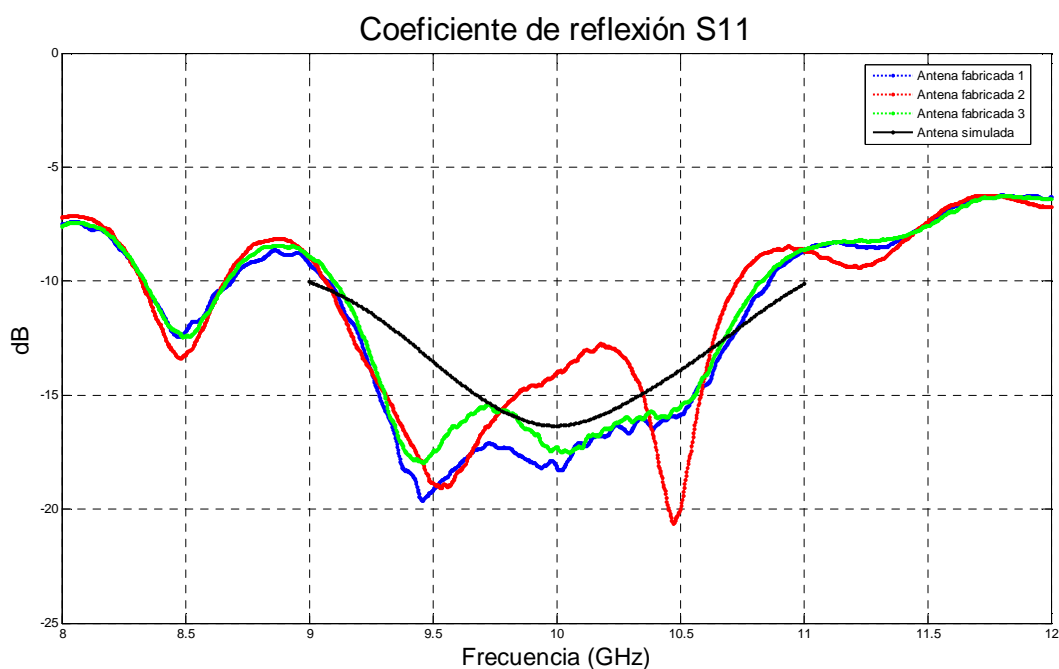


Figura 4.7: Comparación de los coeficientes de reflexión medidos con las antenas fabricadas y, con los obtenidos con el simulador.

El siguiente paso, es comparar los diagramas de radiación normalizados del plano E y del plano H y para ello, hemos pintado los diagramas a 9.5GHz, sacados directamente del simulador, y los diagramas medidos en el sistema de medida, para cada una de las antenas Vivaldi elementales fabricadas.

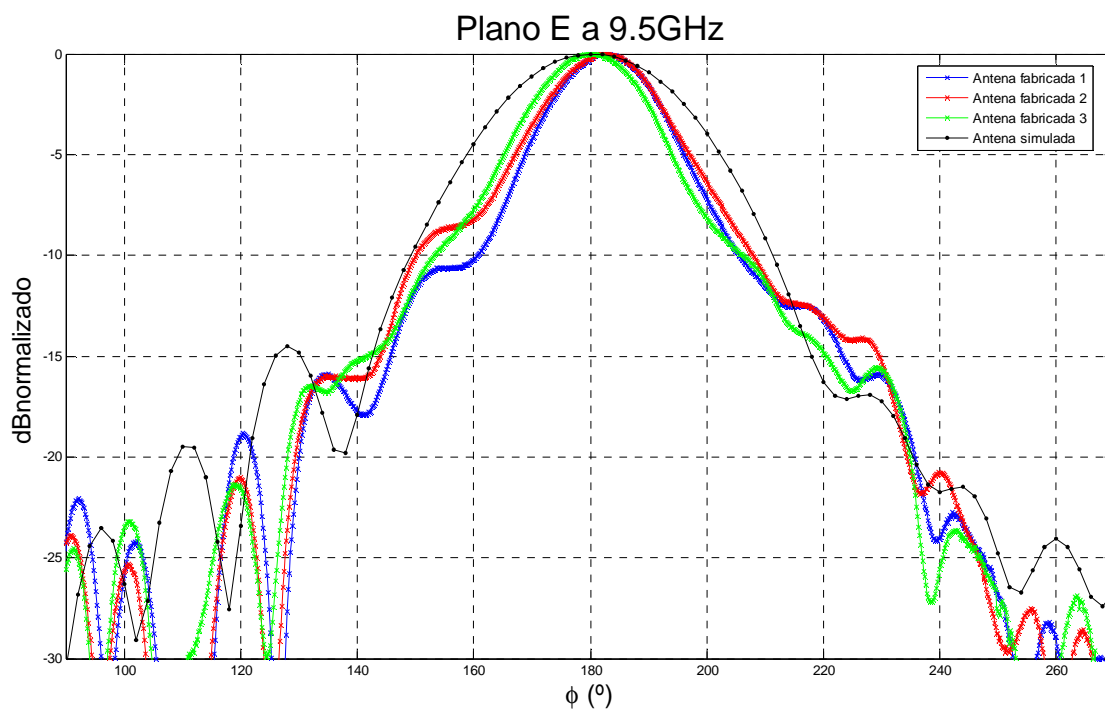


Figura 4.8: Comparación de los diagramas de radiación del plano E a 9.5GHz, medidos con las antenas fabricadas y, con los obtenidos con el simulador.



En la figura 4.8 podemos observar las diferencias entre los diagramas de radiación del plano E, y en la figura 4.9, las del plano H.

Desde el punto de vista del plano E, podemos ver cómo la fabricación ha producido lóbulos laterales a la izquierda, lugar donde tenemos la línea microstrip de alimentación, que hace que se pierda la simetría en el plano E.

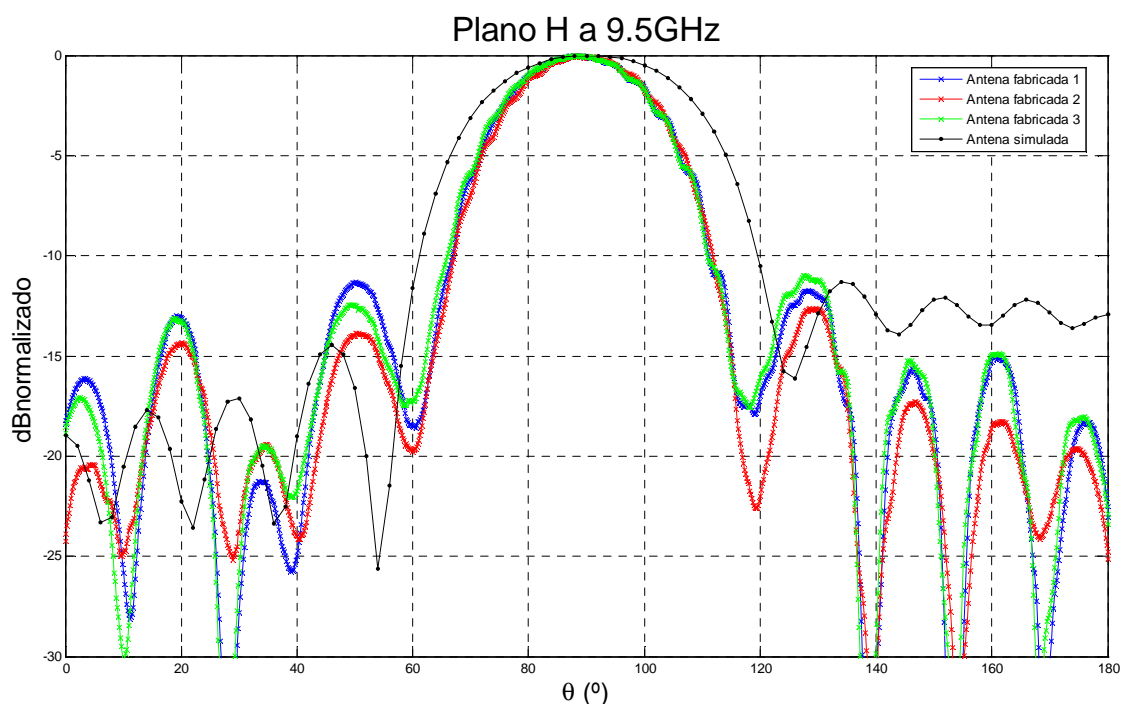


Figura 4.9: Comparación de los diagramas de radiación del plano H a 9.5GHz, medidos con las antenas fabricadas y, con los obtenidos con el simulador.

Desde el punto de vista del plano H, se forman lóbulos laterales a unos 40° a cada lado del máximo, aunque, al menos, 10dB por debajo del lóbulo principal y manteniendo la simetría del plano H.

A pesar de las diferencias en los resultados obtenidos a partir de las antenas fabricadas y los obtenidos en el simulador, los resultados son positivos y obtenemos diagramas de radiación más estrechos de lo esperado.

#### 4.3.2 Array de dos elementos

A continuación, llevamos a cabo la comparación de los resultados obtenidos para las dos antenas en configuración de array de dos elementos de antena Vivaldi a 10GHz, que hemos fabricado, con los resultados obtenidos con el software HFSS. La comparación sólo la vamos a realizar para los parámetros electromagnéticos S.

En la figura 4.10 vemos los coeficientes de reflexión en los dos puertos del array. Observamos que del array 2 hemos obtenido peor resultado en el ancho de banda de interés, dando la impresión de que la gráfica se ha desplazado hacia la izquierda. Los datos obtenidos para el array 1 son muy parecidos a los obtenidos en el apartado anterior con las antenas Vivaldi

elementales fabricadas. En la tabla 4.2 tenemos los datos para el ancho de banda en cada uno de los puertos, más detallados.

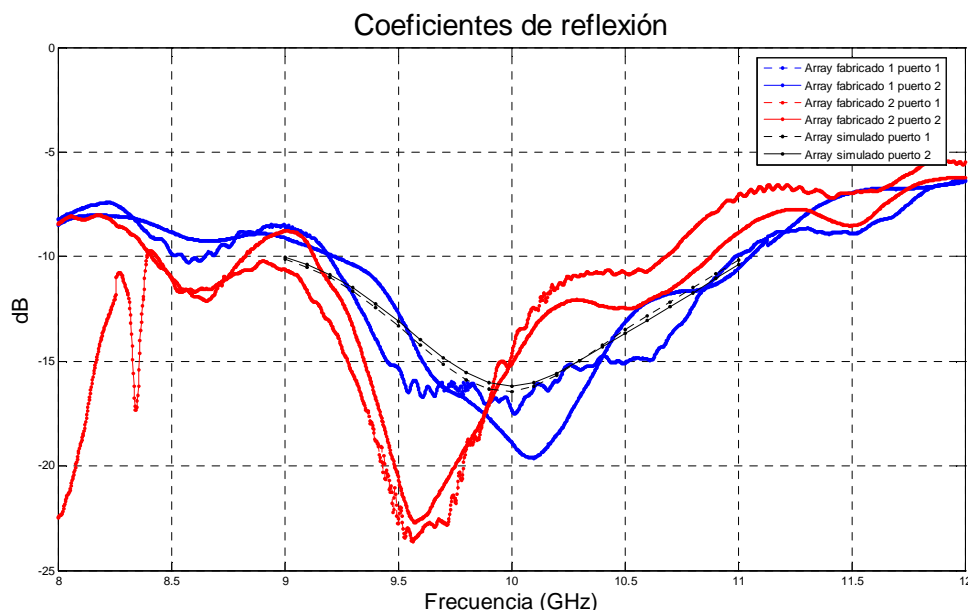


Figura 4.10: Comparación de los coeficientes de reflexión en los dos puertos, medidos con las antenas array fabricadas y, con los obtenidos con el simulador.

	$BW_{S11 \leq -10dB}$	Límites de la banda	$BW_{S22 \leq -10dB}$	Límites de la banda
Array 1	1.7925 GHz	[9.1950, 10.9875] GHz	1.8325 GHz	[9.2200, 11.0525] GHz
Array 2	2.2650 GHz	[8.4150, 10.6800] GHz	1.6625 GHz	[9.1325, 10.8775] GHz

Tabla 4.2: Resultados del ancho de banda para cada uno de los puertos de las antenas array fabricadas.

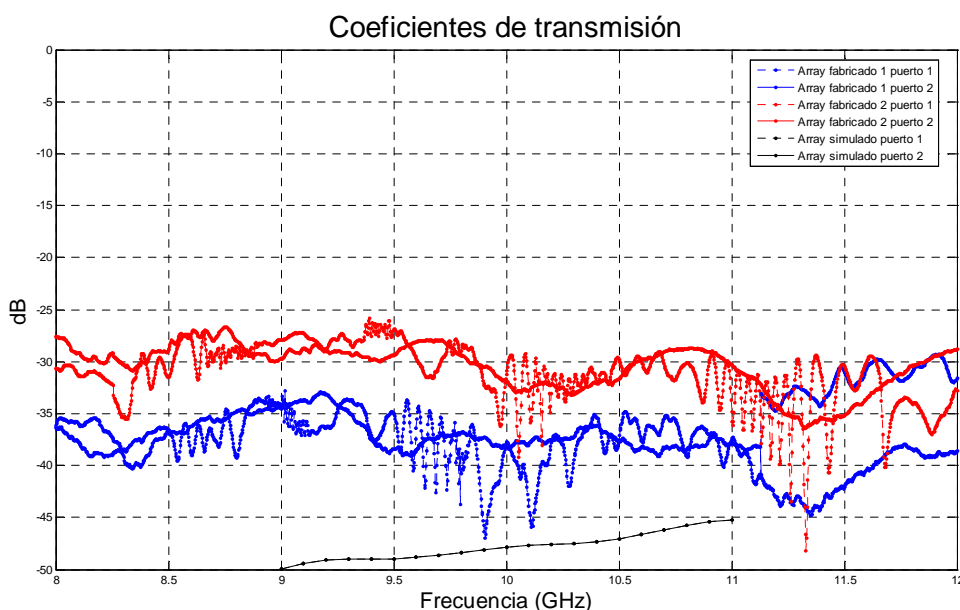
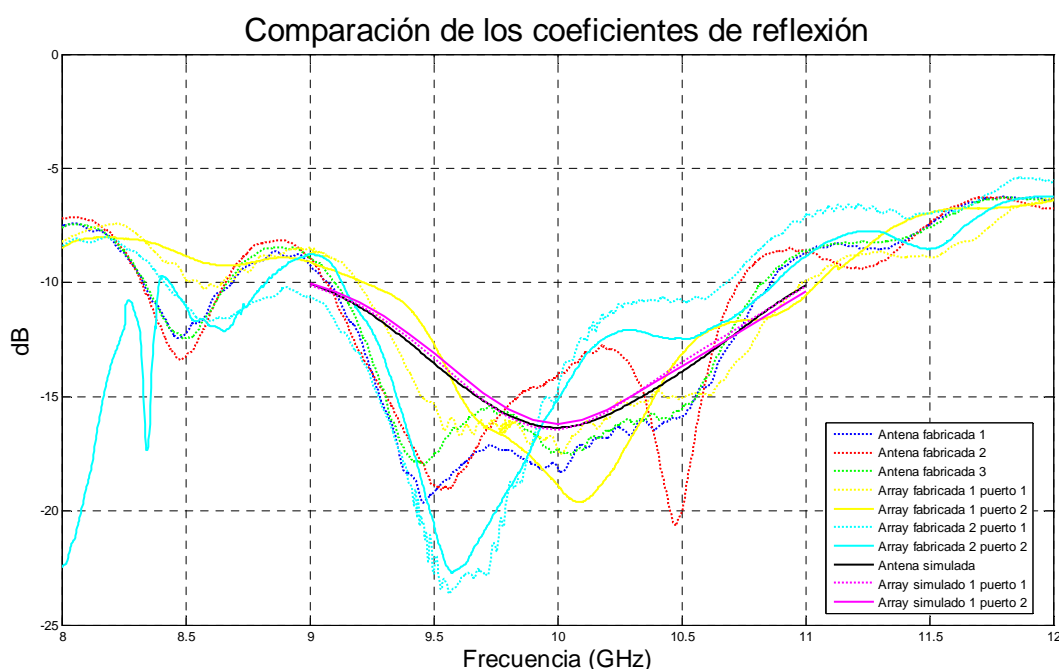


Figura 4.11: Comparación de los coeficientes de transmisión en los dos puertos, medidos con las antenas array fabricadas y, con los obtenidos con el simulador.



En la figura 4.11 nos podemos hacer una idea del acoplo que existe entre los dos puertos del array. Mientras que mediante el simulador obteníamos que, prácticamente, no se acoplaba nada de potencia, en este caso, obtenemos unos valores por debajo de  $-25\text{dB}$ . Esto significa que, como máximo, el  $0.32\%$  de la potencia se acopla de un puerto a otro, siendo peores las medidas para la segunda antena array. A pesar de este dato, los datos para el acoplo son aceptables, y además, tenemos que tener en cuenta, que el analizador de redes utilizado en las medidas tenía un fallo inevitable en la calibración, puesto que al conectar los dos puertos directamente, el coeficiente de transmisión era de  $-3\text{dB}$ .

En la siguiente figura hemos colocado todas las medidas acordes a los coeficientes de reflexión de todos los puertos de las antenas fabricadas y simuladas, elementales o en array de dos elementos. En ella se puede observar cómo los anchos de banda de todos los puertos son parecidos aunque sus formas difieran.



*Figura 4.12: Comparación de los coeficientes de reflexión en los puertos de alimentación de todas las antenas fabricadas y simuladas.*

A modo de conclusión podemos decir que la antena y el array funcionan ya que los resultados obtenidos para cada uno de los parámetros electromagnéticos son aceptables, aunque la antena no esté adaptada para todo el ancho de banda  $[9, 11]$  GHz.

Hay que tener en consideración que en la fabricación se ha cometido un pequeño error al tenerla que hacer en dos fases y existe una tolerancia de error en las medidas de los parámetros dimensionales. Además, los resultados obtenidos del simulador son bajo condiciones ideales.

## CAPÍTULO 5: DISEÑO DE ANTENA VIVALDI A 94GHz

En este capítulo se va a llevar a cabo el diseño de una antena Vivaldi a 94GHz, puesto que éste es el objetivo final del proyecto, conseguir una antena plana integrada en el sustrato donde se construyen los receptores para nuestra futura cámara de imagen a frecuencias de Terahercio. Para ello nos basaremos en el diseño anterior, del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, y aplicaremos la técnica de escalado. Por lo tanto, explicaremos detalladamente cómo hemos aplicado el factor de escalado acorde al cambio de material y grosor, y al cambio en el ancho de banda de funcionamiento de la antena Vivaldi a 10GHz alimentada mediante línea microstrip, diseñada en el capítulo 3, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 de grosor 0.635mm.

Una vez que le hemos aplicado el factor de escalado que hemos estimado oportuno, hemos detectado las posibles mejoras que podíamos aplicar a cada una de las partes en las que dividimos la antena; parte de la alimentación y la parte radiante, para posteriormente, optimizar el funcionamiento conjunto de la antena Vivaldi a 94GHz, y así, obtener un diseño final satisfactorio para el proyecto.

### 5.1 Antena Vivaldi elemental para 94GHz alimentada mediante línea microstrip

El objetivo final del proyecto es desarrollar una antena Vivaldi para su utilización en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, por lo tanto, vamos a realizar un escalado al prototipo de antena Vivaldi a 10GHz alimentado mediante línea microstrip sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm, desarrollado en el capítulo 3. La antena Vivaldi a 94GHz tendrá que operar en el ancho de banda [80,108] GHz.

El procedimiento a seguir para realizar el escalado frecuencial es análogo al realizado con el cambio de grosor de sustrato a 0.787mm para la fabricación del prototipo. Se detectarán los cambios en las longitudes de onda de la slotline y la microstrip, y en la impedancia característica a adaptar mediante la transición, producidos por el escalado frecuencial y el cambio en el sustrato a utilizar, y se ajustarán los parámetros dimensionales. Finalmente se realizarán ajustes en alguna de las dimensiones para optimizar el funcionamiento de la antena Vivaldi a 94GHz alimentada mediante línea microstrip.

#### 5.1.1 Sustrato

Para el desarrollo de la antena Vivaldi a 94GHz se nos exige la utilización del material Rogers Ultralam 3850/3908 con constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.9$ , cercana a la utilizada en el prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, y grosor 0.1mm, debido a que éste es el sustrato usado en los receptores MSi102 de la solución MMIC y así, podríamos integrar la antena. La hoja de características del nuevo material se muestra en la siguiente tabla.

Característica	Valor
Grosor disponible (h)	0.1 mm
$\epsilon_r$ constante dieléctrica	2.9
Pérdidas tangenciales	0.0025
Grosor del conductor	0.017mm

Tabla 5.1: Características del dieléctrico.

Si lo comparamos con el material utilizado en el desarrollo del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz tendremos unas pérdidas mayores puesto que sus pérdidas tangenciales son más grandes y vamos a trabajar a una frecuencia 9.4 veces superior.

Atendiendo al límite superior para el grosor efectivo de sustrato propuesto por Yngvesson, [Yng85], para que la antena Vivaldi funcione correctamente, podemos comprobar que para el material que vamos a utilizar, nuestro grosor se encuentra por debajo del límite.

$$h_{max}(\epsilon_r = 2.9) = 0.1362 \text{ mm}$$

### 5.1.2 Implementación de la antena Vivaldi a 94GHz, sobre sustrato Rogers Ultralam 3850/3908 con grosor 0.1mm

Como hemos comentado antes, vamos a empezar la implementación de la antena Vivaldi a 94GHz sobre el sustrato Rogers Ultralam 3850/3908 con grosor 0.1mm, con un planteamiento teórico análogo al seguido en el apartado 3.5.4.3.1. Este planteamiento nos servirá para obtener una antena Vivaldi a 94GHz inicial, y así, poder optimizar más rápidamente su funcionamiento en la banda de trabajo [80,108] GHz.

En este nuevo desarrollo tenemos que tener en cuenta todos los nuevos factores del cambio. Vamos a trabajar en una frecuencia 9.4 veces superior a la del prototipo desarrollado en el capítulo 3, utilizando un nuevo sustrato con un grosor ( $t = 0.1mm$ ) no escalado en la misma proporción que la frecuencia central del ancho de banda. Si mantuviésemos el mismo material para el sustrato, teóricamente, este nuevo grosor nos permitiría mantener las propiedades de radiación de la antena Vivaldi a una frecuencia escalada en el mismo factor que el grosor del sustrato. Es decir, un grosor de 0.1mm es 6.35 veces inferior a 0.635mm, por lo que, si disminuiríamos el tamaño de la antena en 6.35 veces, ésta, teóricamente, mantendría sus propiedades de radiación trabajando a una frecuencia de  $6.35 \cdot 10GHz = 63.5GHz$ .

El reto en este diseño es realizar el escalado para un cambio en la frecuencia central, el tipo de sustrato y el grosor exigido, y mejorar de manera práctica su funcionamiento, con el menor coste.

#### 5.1.2.1 Aplicación del escalado teórico para la frecuencia central, la constante dieléctrica y el grosor del sustrato

Recordamos que el procedimiento que hemos seguido para diseñar la slotline uniforme en la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm, ha sido elegir por simulación una anchura para la cual la transición funcionase de manera deseada. En esta parte, lo que vamos a hacer es trabajar con esta anchura de la slotline uniforme escalada

en el mismo factor que el escalado frecuencial (9.4) para poder calcular los valores de la longitud de onda guiada y la impedancia característica de la slotline en la transición microstrip-slotline, y así obtener un punto de partida para realizar los escalados necesarios.

Como consecuencia de esto, tendremos un nuevo valor para la anchura de la slotline uniforme, para la frecuencia de trabajo, para la constante dieléctrica del sustrato y para el grosor del dieléctrico. Por lo tanto, tendremos que realizar un escalado en las dos partes de la antena; la slotline y la línea microstrip, y además, éste será diferente en cada una de ellas. A continuación analizaremos los cambios en cada una de ellas, con respecto a la antena Vivaldi a 10GHz, anteriormente desarrollada, sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm.

Primero analizamos los datos correspondientes a la zona de la placa metálica donde está la slotline:

		Sustrato	
		$\epsilon_r = 2.22$ $t = 0.635mm$ $f_0 = 10GHz$	$\epsilon_r = 2.9$ $t = 0.1mm$ $f_0 = 94GHz$
Slotline	$w_s$	0.5mm	$\frac{w_s}{9.4} = 0.0532mm$
	$\lambda_s$	25.8342 mm	2.5050 mm
	$Z_{0s}$	132.8287 $\Omega$	129.1061 $\Omega$

Tabla 5.2: Cambios en la slotline para el cambio en frecuencia y en el material del sustrato.

A la vista de los datos obtenidos teóricamente, el factor de escalado teórico que aplicaremos a todos los parámetros de la slotline es:

$$n_s = \frac{\lambda'_s}{\lambda_s} = \frac{25.8342}{2.5050} = 10.3131$$

La longitud de onda con caracterizada con prima, corresponde a la longitud de onda que teníamos con el prototipo a 10GHz.

Con respecto a la microstrip, vamos a recalculamos el transformador adaptador de impedancias Chebyshev y la longitud de onda guiada por la línea microstrip, para poder calcular el factor de escalado que hay que aplicar a los parámetros dimensionales de la línea de alimentación.

		Sustrato	
		$\epsilon_r = 2.22$ $t = 0.635mm$ $f_0 = 10GHz$	$\epsilon_r = 2.9$ $t = 0.1mm$ $f_0 = 94GHz$
Microstrip	$w_m$	1.9565 mm	0.2572 mm
	$w_2$	1.3126 mm	0.1727 mm
	$w_1$	0.5089 mm	0.0645 mm
	$\lambda_m$	21.8502mm	2.0823mm

Tabla 5.3: Cambios en la microstrip para el cambio en frecuencia y en el material del sustrato.

Atendiendo al cambio en la longitud de onda guiada por la microstrip tendremos que aplicar un factor de escalado a las longitudes de:

$$n_m = \frac{\lambda'_m}{\lambda_m} = \frac{2.0823}{21.8502} = 10.4933$$

Hasta aquí hemos visto, cómo, el efecto del cambio de alguno de los parámetros de diseño ( $w_s, t, f_0$  y  $\epsilon_r$ ) no es el mismo para cada una de las partes de la antena Vivaldi, por lo que, tendremos que aplicar un escalado teórico diferente. Añadimos estos escalados en las dimensiones de la antena Vivaldi sobre el nuevo sustrato a una frecuencia de 94GHz para así, poder comprobar su funcionamiento. El dato correspondiente a la posición del brazo girado de la línea microstrip,  $d_y$ , no se incluye en la tabla porque es un dato relativo que no da información real de a qué distancia está.

Antena Vivaldi inicial a 94 GHz		
Microstrip	$l_{cheb}$	$\frac{8.2mm}{n_m} = 0.7815mm$
	$R_m$	$\frac{5.5mm}{n_m} = 0.5241mm$
	$w_m$	0.2572mm
	$w_1$	0.0645mm
	$w_2$	0.1727mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
Slotline y Placa	$l_s$	$\frac{6mm}{n_s} = 0.5818mm$
	$w_s$	0.0532mm
	$R_s$	$\frac{5.25mm}{n_s} = 0.5091mm$
	$Z_{0s}$	129.11Ω
	$\theta_s$	170°
	$L$	$\frac{115mm}{n_s} = 11.1509mm$
	$H$	$\frac{50mm}{n_s} = 4.8482mm$
	$R$	$0.04 \cdot n_s = 0.4125$
Sustrato	$c$	$\frac{7mm}{n_s} = 0.6787mm$
	$d$	$\frac{10mm}{n_s} = 0.9696mm$
	$t$	0.1mm
	$\epsilon_r$	2.9

Tabla 5.4: Valores iniciales para los parámetros dimensionales de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

Para ver qué tal funciona separaremos la parte de la alimentación de la parte radiante y así, poder optimizarlas de manera más sencilla.

### 5.1.2.2 Optimización de la alimentación de la antena Vivaldi inicial a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm

Para realizar la optimización de la alimentación de la antena Vivaldi a 94GHz sobre el nuevo sustrato, mediante transición microstrip-slotline, vamos a realizar un barrido para la longitud de cada una de las secciones del transformador Chebyshev  $l_{cheb}$  y, una vez optimizado este parámetro dimensional, haremos un barrido de la longitud de la slotline uniforme  $l_s$ .

Se realizan barridos en estos dos parámetros puesto que, según los datos obtenidos en los análisis de la alimentación, en el capítulo 3, son los que mejoran el comportamiento de la transición de manera más significativa.

Para ver más claramente los resultados obtenidos por simulación y así, poder llegar a una conclusión, vamos a representar los peores valores que toman los parámetros electromagnéticos, S11 y S21, a lo largo del ancho de banda de funcionamiento, [80, 108] GHz, para cada uno de los valores del barrido en los dos parámetros dimensionales.

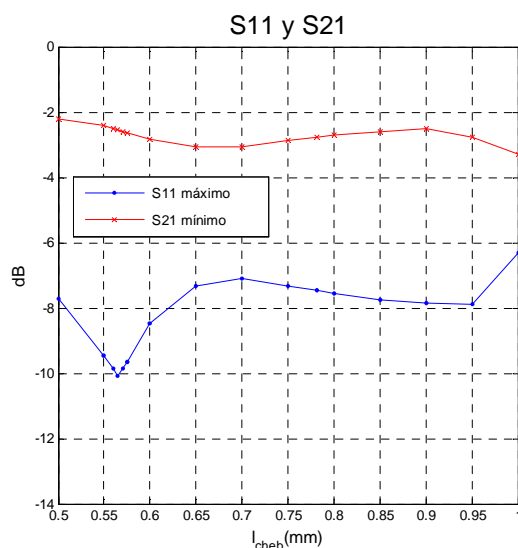


Figura 5.1: Coeficiente de reflexión y transmisión, en el peor de los casos, a lo largo de todo el ancho de banda, para cada valor del parámetro dimensional  $l_{cheb}$ .

Como podemos observar en la anterior figura, el parámetro electromagnético más perjudicado al aplicar el factor de escalado en la antena Vivaldi ha sido el coeficiente de reflexión, puesto que toma valores por encima de los -10dB. Si observamos la tabla de valores iniciales para la antena a 94GHz, sobre el nuevo sustrato, el valor escalado de la longitud de cada una de las secciones del transformador Chebyshev es 0.7815mm, para el cual se obtiene un S11 máximo, a lo largo de todo el ancho de banda, por encima de los -8dB, y un S21 mínimo, a lo largo del rango frecuencial de funcionamiento, cercano a -3dB, resultados muy lejanos a los obtenidos para la antena Vivaldi a 10GHz sobre sustrato Rogers RT/Duroid® 5880 con grosor 0.635mm. El valor correspondiente al coeficiente de reflexión era de -12.73dB, por lo que, hemos obtenido una pérdida de, al menos, 5dB.

Para contrarrestar estas pérdidas ajustaremos el valor de  $l_{cheb}$  a 0.565mm, con el cual obtenemos un coeficiente de reflexión inferior a -10dB en todo el ancho de banda, y además,

mejoramos ligeramente el coeficiente de transmisión. El siguiente paso es optimizar la longitud de la slotline uniforme, teniendo en cuenta que cuando juntemos las dos partes de la antena, seguramente necesite un ajuste, puesto que afecta tanto a la parte de la alimentación como a la parte radiante de la antena Vivaldi.

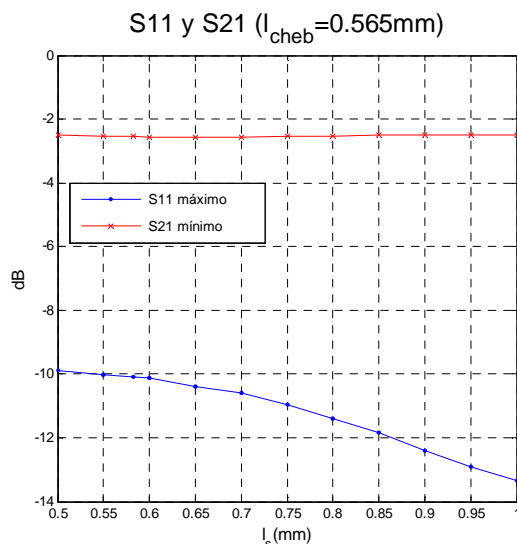


Figura 5.2: Coeficiente de reflexión y transmisión, en el peor de los casos, a lo largo de todo el ancho de banda, para cada valor del parámetro dimensional  $l_{cheb}$ .

A la vista de los resultados mostrados en la figura anterior, podemos decir que las variaciones en la longitud de la slotline uniforme apenas mejora el coeficiente de transmisión pero, sin embargo, nos provee de coeficientes de reflexión por debajo de lo requerido en el proyecto, -10dB. Por lo tanto, hemos decidido la elección del valor de  $l_s$  que maximice el coeficiente de transmisión, y este es de 0.8mm.

A la vista de las modificaciones realizadas en alguno de los parámetros dimensionales de la parte de la alimentación de la antena Vivaldi a 94GHz, obtenemos un valor máximo para el coeficiente de reflexión de -11.38dB, mientras que obtenemos un valor mínimo para el coeficiente de transmisión de -2.52dB. Estos resultados se pueden observar, a lo largo del ancho de banda de funcionamiento de la transición, en la siguiente figura.

Alimentación		
Microstrip	$l_{cheb}$	0.565 mm
Slotline	$l_s$	0.8 mm

Tabla 5.5: Parámetros dimensionales modificados.

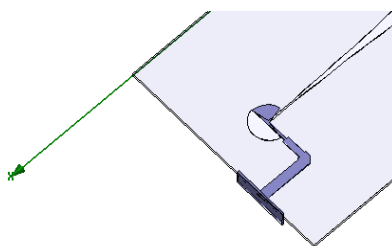


Figura 5.3: Esquema para la alimentación de la antena Vivaldi a 94GHz.

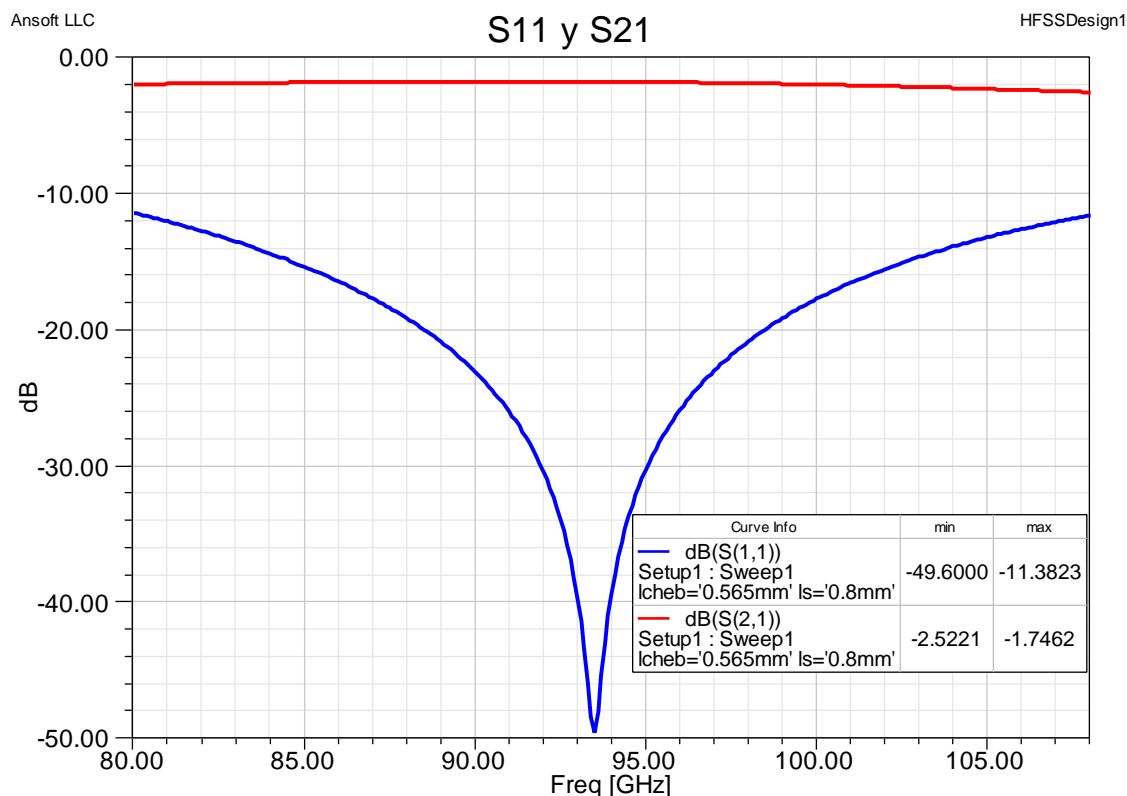


Figura 5.4: Coeficiente de reflexión y transmisión, a lo largo del ancho de banda, para la alimentación optimizada de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam<sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm.

En la figura 5.3 podemos ver la estructura resultante para la transición microstrip-slotline en la alimentación de nuestra antena Vivaldi a 94GHz.

### 5.1.2.3 Optimización de la parte radiante de la antena Vivaldi inicial a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam<sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm

Para poder optimizar la parte radiante de la antena Vivaldi a 94GHz, partimos de los valores iniciales obtenidos para los parámetros dimensionales fruto de la aplicación del factor escalado, expuestos, anteriormente, en la tabla 5.4.

Hemos decidido realizar un barrido en la longitud de la apertura exponencial L, manteniendo fijos el resto de parámetros dimensionales para observar los cambios en la directividad y los anchos de haz de los dos planos, a lo largo del ancho de banda de funcionamiento. La variación en la tasa de apertura se contemplará en el siguiente apartado cuando unamos las dos partes de la antena y las simulemos de manera conjunta.



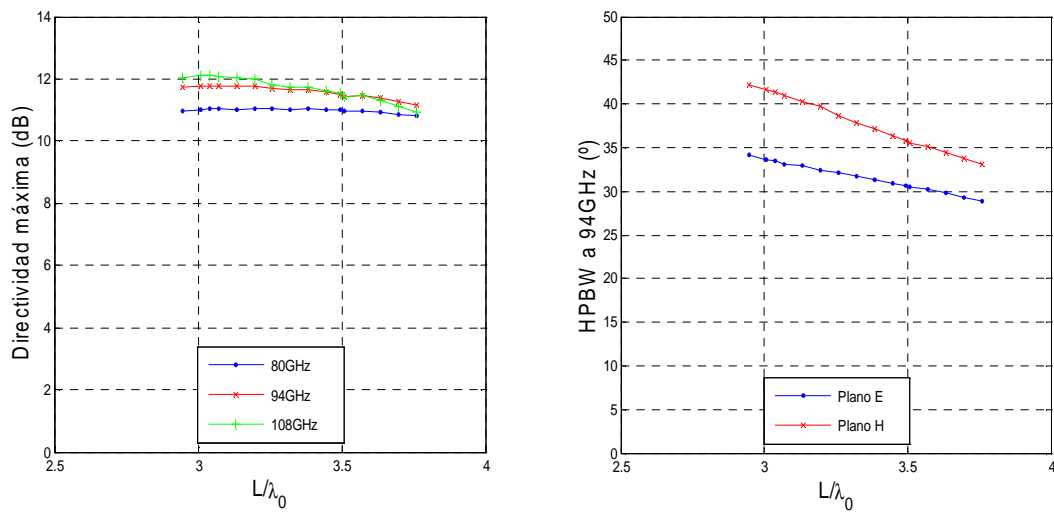


Figura 5.4: Directividad a 80, 94 y 108GHz, y anchos de haz de los dos planos a 94GHz para la parte radiante de la antena Vivaldi a 94GHz, frente a cambios en la longitud de la apertura exponencial normalizada a la longitud de onda en el espacio libre.

En la anterior figura se puede observar cómo la directividad a lo largo del ancho de banda [80, 108] GHz, se maximiza para un valor de longitud de apertura normalizada a la longitud de onda en el espacio libre, cercana a  $3\lambda_0$  (9.7 mm), mientras que los anchos de haz de los dos planos tienen un valor adecuado para las especificaciones del proyecto.

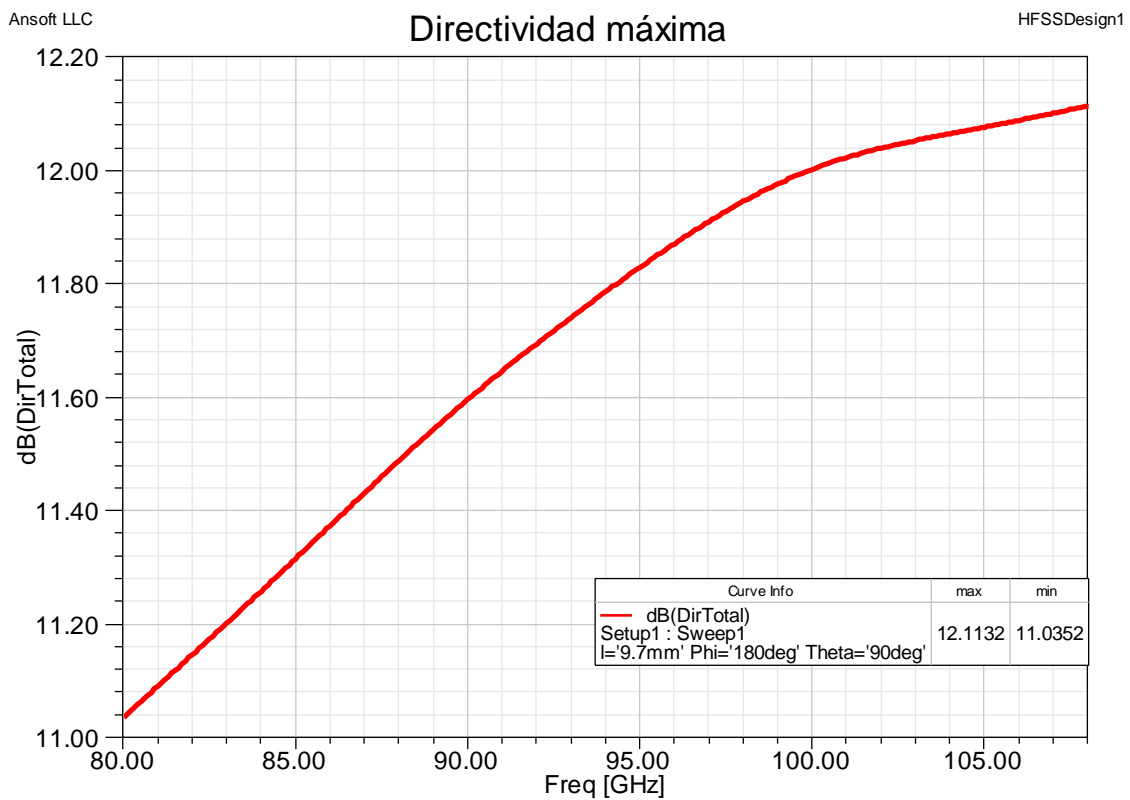


Figura 5.5: Directividad, máxima a lo largo del ancho de banda, para la parte radiante de la antena Vivaldi a 94GHz.

Parte radiante con L=9.7mm			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	11.0352	11.7866	12.1132
HPBW <sub>E</sub> (°)	36.6754	33.4547	31.8331
HPBW <sub>H</sub> (°)	49.5654	41.3779	35.0396

Tabla 5.6: Valores para los parámetros electromagnéticos de la parte radiante.

Parte radiante		
Slotline	L	9.7 mm

Tabla 5.7: Parámetros dimensionales modificados.

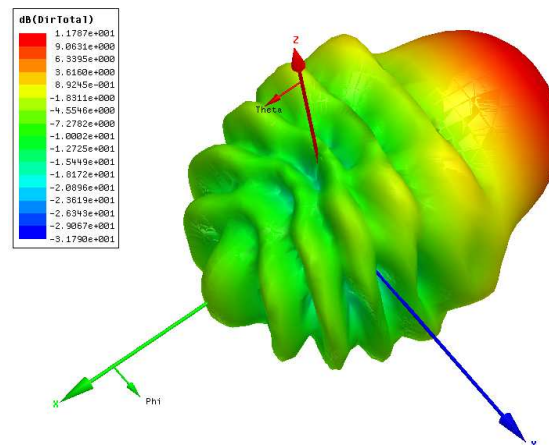


Figura 5.6: Diagrama de radiación 3D para la parte radiante con L=9.7mm a 94GHz.

#### 5.1.2.4 Optimización de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm

Una vez optimizadas cada una de las partes de las que consta la antena Vivaldi a 94GHz, el último paso, es simular el comportamiento conjunto y detectar las modificaciones que se producen para poder ajustar su funcionamiento mediante cambios en alguno de los parámetros dimensionales. Tenemos que tener en cuenta que necesitaremos un ajuste, por lo menos, sobre la tasa de apertura.

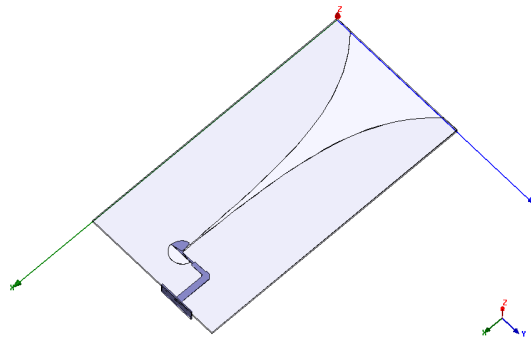


Figura 5.7: Antena Vivaldi inicial a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

Antena Vivaldi inicial a 94 GHz		
Microstrip	$l_{cheb}$	0.565 mm
	$R_m$	$\frac{5.5mm}{n_m} = 0.5241mm$
	$w_m$	0.2572mm
	$w_1$	0.0645mm
	$w_2$	0.1727mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
	Slotline y Placa	$l_s$
$w_s$		0.0532mm
$R_s$		$\frac{5.25mm}{n_s} = 0.5091mm$
$Z_{0s}$		129.11Ω
$\theta_s$		170°
$L$		9.7 mm
$H$		$\frac{50mm}{n_s} = 4.8482mm$
$R$		$0.04 \cdot n_s = 0.4125$
$c$		$\frac{7mm}{n_s} = 0.6787mm$
$d$		$\frac{10mm}{n_s} = 0.9696mm$
Sustrato	$t$	0.1mm
	$\epsilon_r$	2.9

Tabla 5.8: Valores iniciales para los parámetros dimensionales de la antena Vivaldi a 94GHz.

Antena Vivaldi inicial			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	10.9568	11.4202	11.0540
HPBW <sub>E</sub> (°)	35.0342	31.5404	31.3448
HPBW <sub>H</sub> (°)	43.4051	35.6611	29.3647
S11 máximo	-11.3826dB		

Tabla 5.9: Valores iniciales para los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi a 94GHz.

Mediante la simulación de la antena Vivaldi de 94GHz obtenida al unir las dos partes optimizadas en apartados anteriores, vemos que hemos perdido directividad a lo largo de todo el ancho de banda con respecto a la que habíamos obtenido en la simulación de la parte radiante. Además estas pérdidas tienen un efecto más acusado en la parte superior de la banda frecuencial debido a la radiación en la transición microstrip-slotline.

Desde el punto de vista del coeficiente de reflexión, hemos obtenido un valor máximo aproximadamente igual que el que habíamos obtenido, anteriormente, en la parte de la alimentación. Este efecto nos hace pensar que la parte que hay que optimizar es la correspondiente a la parte radiante, por eso, decidimos realizar ajustes en  $l_s$ ,  $L$  y  $R$ .

### Ajuste de los parámetros dimensionales $l_s$ , $L$ y $R$

Iremos optimizando cada uno de los tres parámetros de manera ordenada, una vez que optimicemos la longitud de la slotline uniforme, manteniendo el resto de parámetros dimensionales fijos, pasaremos a optimizar la longitud de la apertura exponencial y por último, la tasa de apertura de la apertura exponencial.

Si nos fijamos en la figura 5.8, la directividad en la mitad superior del ancho de banda aumenta conforme disminuimos la longitud de la slotline uniforme, sin embargo, el valor máximo del coeficiente de reflexión a lo largo del ancho de banda, va aumentando frente a disminuciones de  $l_s$ , aunque se mantiene por debajo del límite de -10dB. Por lo tanto, elegimos un valor para  $l_s$  de 0.1mm, debido a que maximizamos la directividad en la parte superior del ancho de banda y mantenemos un valor adecuado para el coeficiente de reflexión. Estos datos se reflejan en la tabla 5.10.

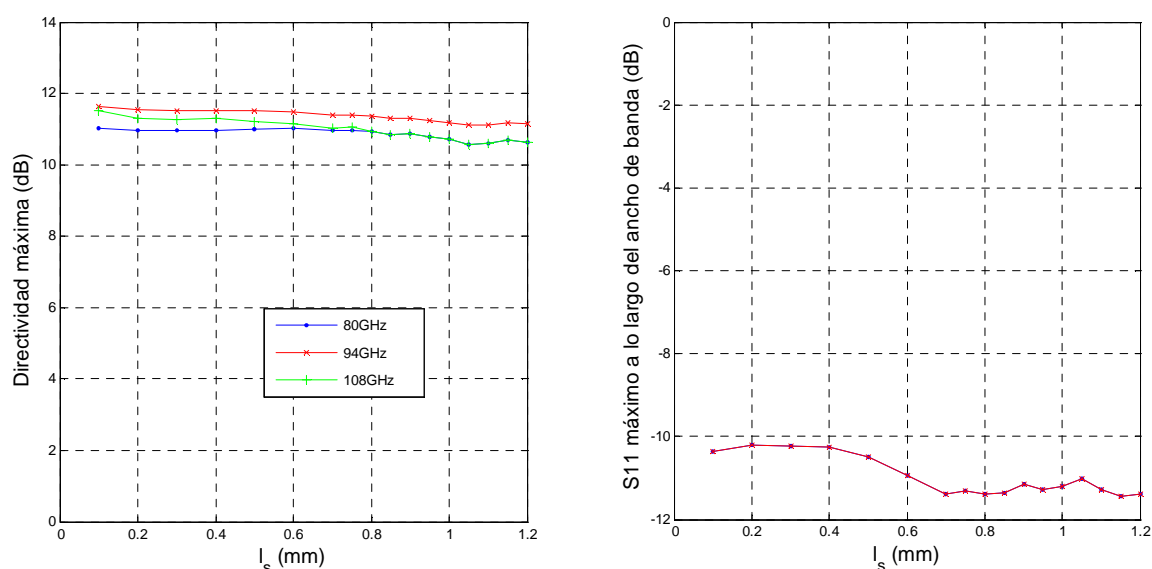


Figura 5.8: Directividad máxima a 80, 94 y 108 GHz, y anchos de haz para los dos planos a 94GHz, para la antena Vivaldi inicial a 94GHz dependiendo del valor de la longitud de la slotline uniforme  $l_s$ .

Antena Vivaldi con $l_s=0.1\text{mm}$			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	11.0161	11.6225	11.4998
$HPBW_E$ ( $^\circ$ )	36.2670	31.7744	30.8158
$HPBW_H$ ( $^\circ$ )	45.3908	38.3360	31.0743
S11 máximo	-10.3531 dB		

Tabla 5.10: Valores para los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi a 94GHz con  $l_s=0.1\text{mm}$ .

Una vez ajustado el valor para la longitud de la slotline uniforme que ha producido una mejora de directividad en la parte alta del ancho de banda, el siguiente paso, es comprobar si la longitud de la apertura exponencial necesita algún ajuste. Para ello, simulamos el comportamiento de la antena para distintas longitudes  $L$  y observamos la directividad máxima y

el máximo del coeficiente de reflexión, a lo largo del ancho de banda, como se muestra en la siguiente figura.

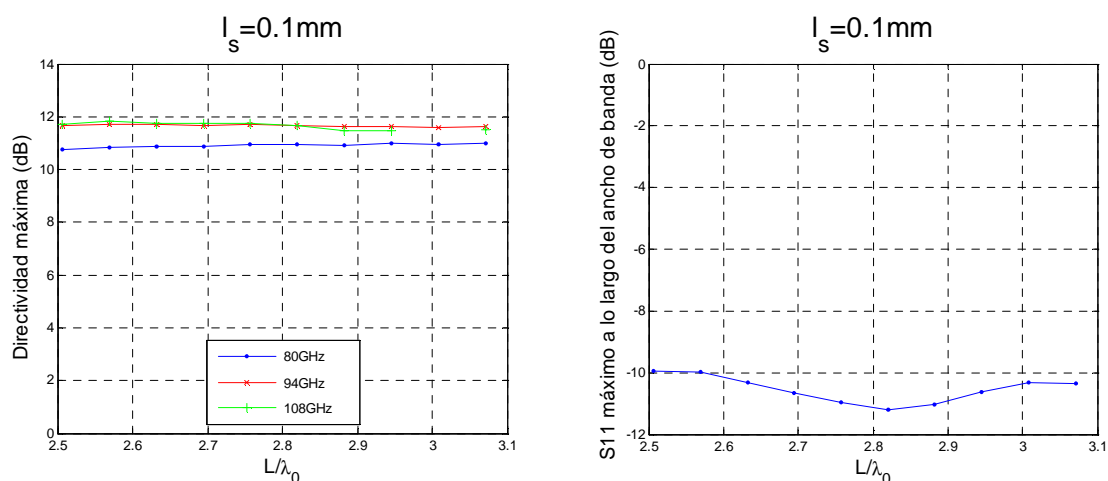


Figura 5.9: Directividad máxima a 80, 94 y 108 GHz, y anchos de haz para los dos planos a 94GHz, para la antena Vivaldi inicial a 94GHz con  $l_s=0.1\text{mm}$ , dependiendo del valor de la longitud de la apertura exponencial normalizada a la longitud de onda del espacio libre.

Aunque las variaciones de la directividad no se aprecian bien en la gráfica 5.9, nosotros partimos de una longitud normalizada a la longitud de onda en el espacio libre, de 3.04, y vamos a elegir una longitud para la apertura de la exponencial de 2.7573 puesto que nos maximiza aún más la directividad a la frecuencia central de trabajo a costa de una pérdida mínima en la parte baja del ancho de banda. Este efecto, se puede ver más claramente en la figura 5.10. Mediante esta elección seguimos manteniendo nuestro coeficiente de reflexión en el intervalo adecuado. Los datos obtenidos para los parámetros electromagnéticos se pueden observar más en detalle, en la tabla 5.11.

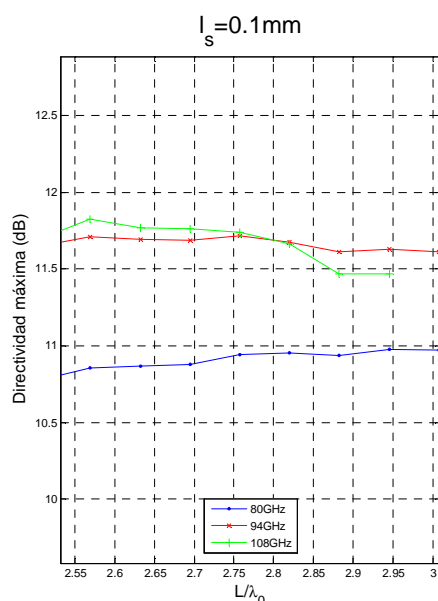


Figura 5.10: Detalle de la Directividad máxima a 80, 94 y 108 GHz, dependiendo del valor de la longitud de la apertura exponencial normalizada a la longitud de onda del espacio libre.

Antena Vivaldi con $l_s=0.1\text{mm}$ y $L=8.8\text{mm}$			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	10.9420	11.7191	11.7421
$HPBW_E$ ( $^\circ$ )	37.7863	32.9736	32.6431
$HPBW_H$ ( $^\circ$ )	49.8119	41.9647	34.6880
S11 máximo	-10.9715dB		

Tabla 5.11: Valores para los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi a 94GHz con  $l_s=0.1\text{mm}$  y  $L=8.8\text{mm}$ .

El último paso que vamos a seguir para optimizar nuestra antena Vivaldi a 94 GHz sobre sustrato Rogers Ultralam<sup>®</sup> 3850/3908 con grosor 0.1mm es en la tasa de apertura de la parte radiante de la antena. Si observamos la figura 5.11, la directividad en la parte alta del ancho de banda aumenta conforme disminuimos la curvatura de la apertura exponencial mientras que en la parte inferior frecuencial no conseguimos mejorar la directividad máxima mediante variaciones en el parámetro dimensional R. El criterio que vamos a seguir para la elección de R es el mismo que hemos estado siguiendo a lo largo de todo el proyecto, maximizar la directividad manteniendo la adaptación de la antena, así pues, elegimos  $R=0.3$ . Los datos para los parámetros electromagnéticos los tenemos detallados en la tabla 5.12.

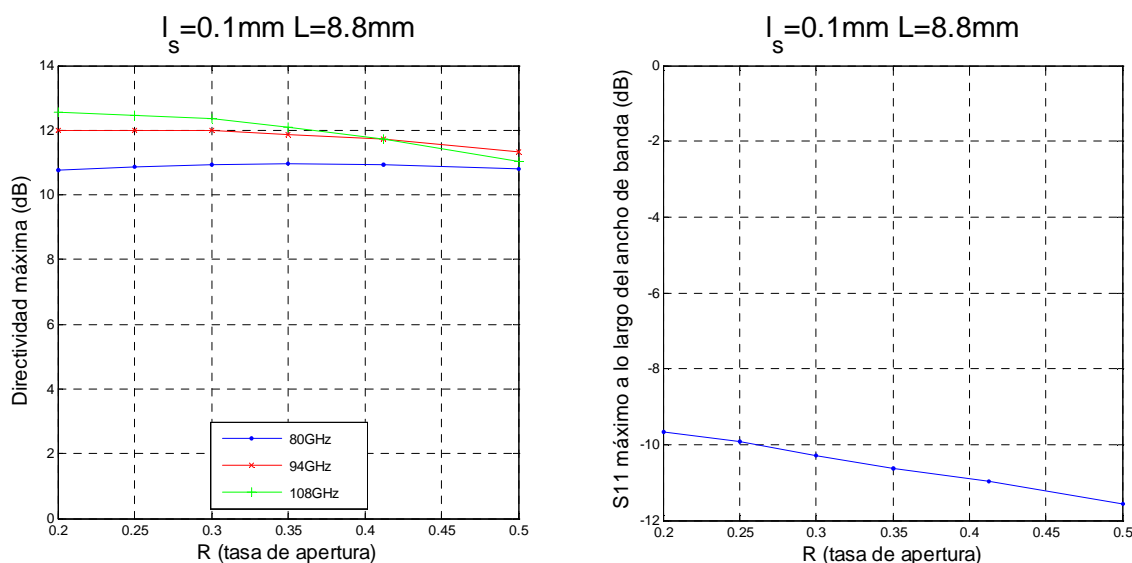


Figura 5.11: Directividad máxima a 80, 94 y 108 GHz, y coeficiente de reflexión máximo, para la antena Vivaldi inicial a 94GHz con  $l_s=0.1\text{mm}$  y  $L=8.8\text{mm}$ , dependiendo del valor de la tasa de apertura del perfil exponencial R.

Antena Vivaldi con $l_s=0.1\text{mm}$ y $L=8.8\text{mm}$			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	10.9291	11.9781	12.3525
$HPBW_E$ ( $^\circ$ )	38.3302	33.1514	30.7228
$HPBW_H$ ( $^\circ$ )	55.4795	46.1083	38.6677
S11 máximo	-10.2830dB		

Tabla 5.12: Valores para los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi a 94GHz con  $l_s=0.1\text{mm}$ ,  $L=8.8\text{mm}$  y  $R=0.3$ .

A modo de conclusión diremos que hemos conseguido arreglar la directividad, en la mitad superior de la banda, que habíamos perdido en la aplicación del escalado. Sin embargo, esta mejora no se ha dado en igual medida en la parte inferior frecuencial.

Mediante la aplicación de los ajustes en estos tres parámetros dimensionales hemos ido modificando el valor del coeficiente de reflexión. Este efecto se puede ver en la figura 5.12, donde se observa que, mediante estos cambios, la curva del coeficiente de reflexión a lo largo del ancho de banda [80, 108] GHz, se ha ido desplazando hacia la derecha. A pesar de estas variaciones hemos mantenido un valor máximo por debajo de lo requerido en el proyecto.

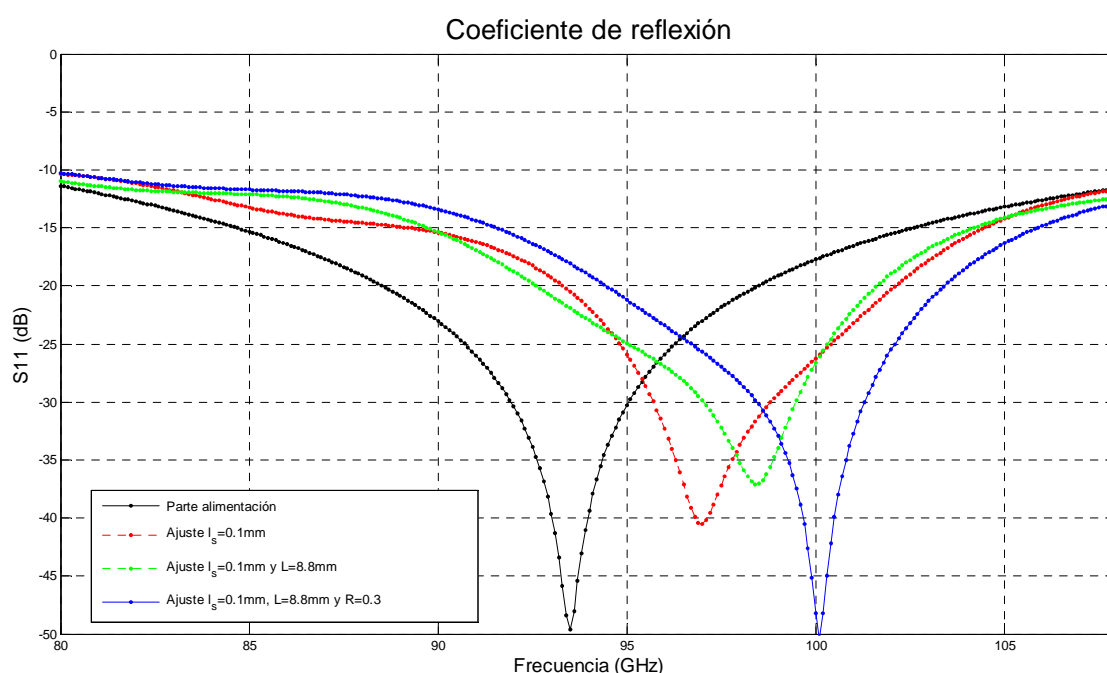


Figura 5.12: Variación del coeficiente de reflexión para cada uno de los ajustes realizados a la antena Vivaldi inicial a 94GHz, con respecto al obtenido en la parte de la alimentación.

### 5.1.2.5 Diseño definitivo para la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm

El diseño de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm, alimentado mediante línea microstrip, se da por finalizado. Las dimensiones finales de un elemento de antena son **(10.3787x6.2057x0.134)mm**. En la siguiente figura y tabla se muestran el esquema de la antena Vivaldi definitiva a 94GHz y los valores para cada uno de los parámetros dimensionales de los que consta, respectivamente.

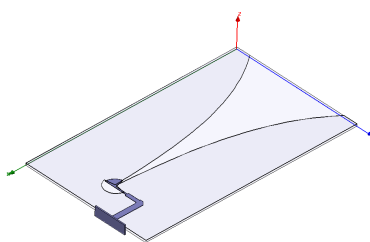


Figura 5.13: Antena Vivaldi definitiva para 94GHz.

Antena Vivaldi definitiva a 94 GHz		
Microstrip	$l_{cheb}$	0.565 mm
	$R_m$	$\frac{5.5mm}{n_m} = 0.5241mm$
	$w_m$	0.2572mm
	$w_1$	0.0645mm
	$w_2$	0.1727mm
	$Z_{0m}$	50Ω
	$\theta_m$	80°
	Slotline y Placa	$l_s$
$w_s$		0.0532mm
$R_s$		$\frac{5.25mm}{n_s} = 0.5091mm$
$Z_{0s}$		129.11Ω
$\theta_s$		170°
$L$		8.8 mm
$H$		$\frac{50mm}{n_s} = 4.8482mm$
$R$		0.3
$c$		$\frac{7mm}{n_s} = 0.6787mm$
$d$		$\frac{10mm}{n_s} = 0.9696mm$
Sustrato	$t$	0.1mm
	$\epsilon_r$	2.9

Tabla 5.13: Valores definitivos para los parámetros dimensionales de la antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

A continuación se exponen los resultados obtenidos para los parámetros electromagnéticos de nuestra antena Vivaldi, a 94GHz, sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

Antena Vivaldi a 94GHz			
Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	10.9291	11.9781	12.3525
HPBW <sub>E</sub> (°)	38.3302	33.1514	30.7228
HPBW <sub>H</sub> (°)	55.4795	46.1083	38.6677
S11 máximo	-10.2830dB		

Tabla 5.14: Valores para los parámetros electromagnéticos de la antena Vivaldi definitiva a 94GHz.



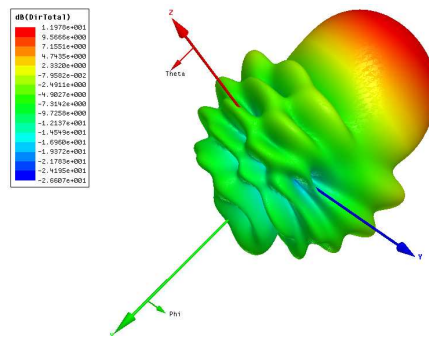


Figura 5.14: Diagrama de radiación 3D a 94GHz para la antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

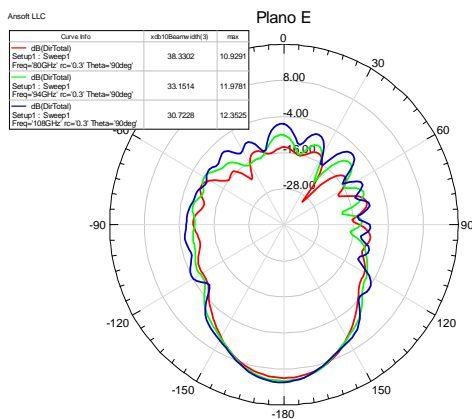


Figura 5.15: Plano E para la antena Vivaldi definitiva a 80, 94 y 108GHz.

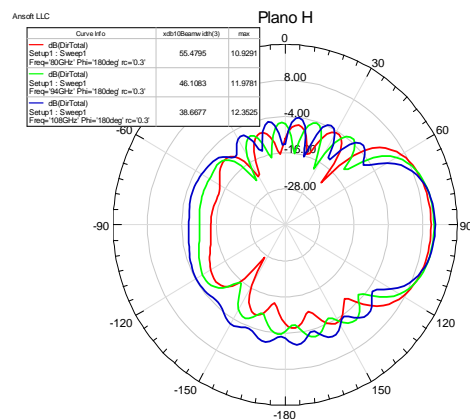


Figura 5.16: Plano H para la antena Vivaldi definitiva a 80, 94 y 108GHz.

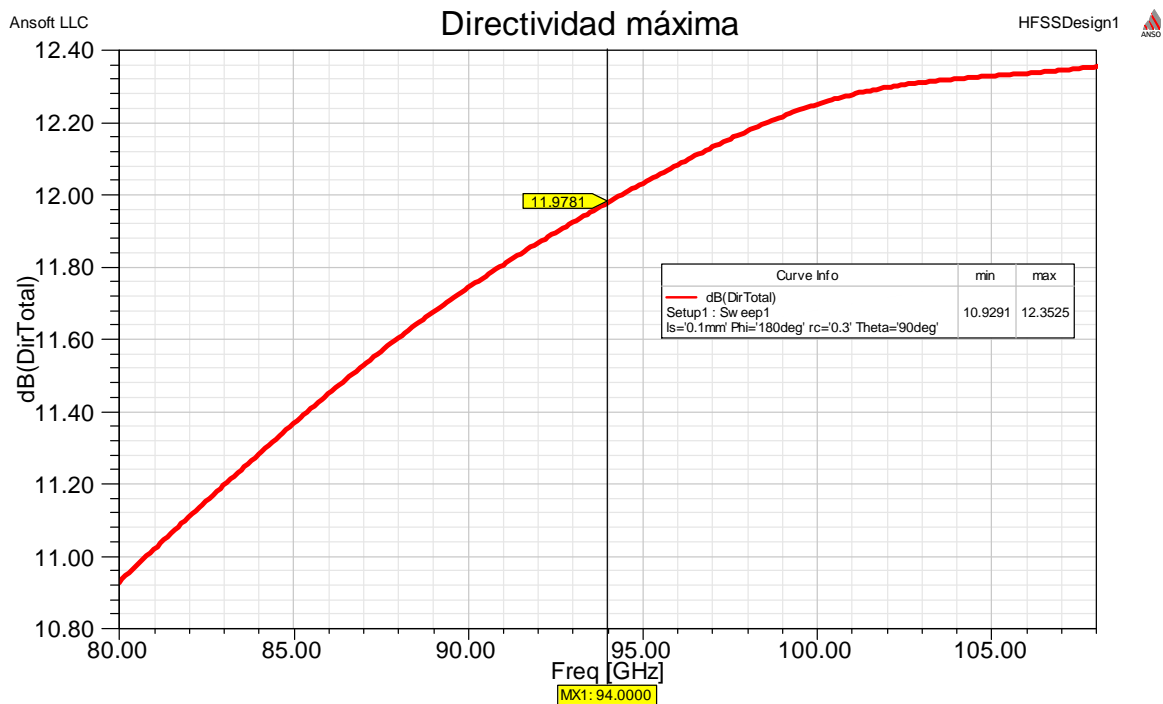


Figura 5.17: Directividad máxima, a lo largo del ancho de banda, para la antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

Desde el punto de vista de la radiación, se han conseguido cumplir los objetivos impuestos para el proyecto de manera satisfactoria puesto que hemos obtenido directividades máximas a lo largo de todo el ancho de banda, superiores a los 10dB, con anchos de haz inferiores a los 60°.

Desde el punto de vista de la adaptación, como se puede observar en la siguiente figura, el coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación toma valores inferiores a -10dB, por lo que, en el peor de los casos, sólo el 9.37% de la potencia que le inyectamos se refleja en el puerto.

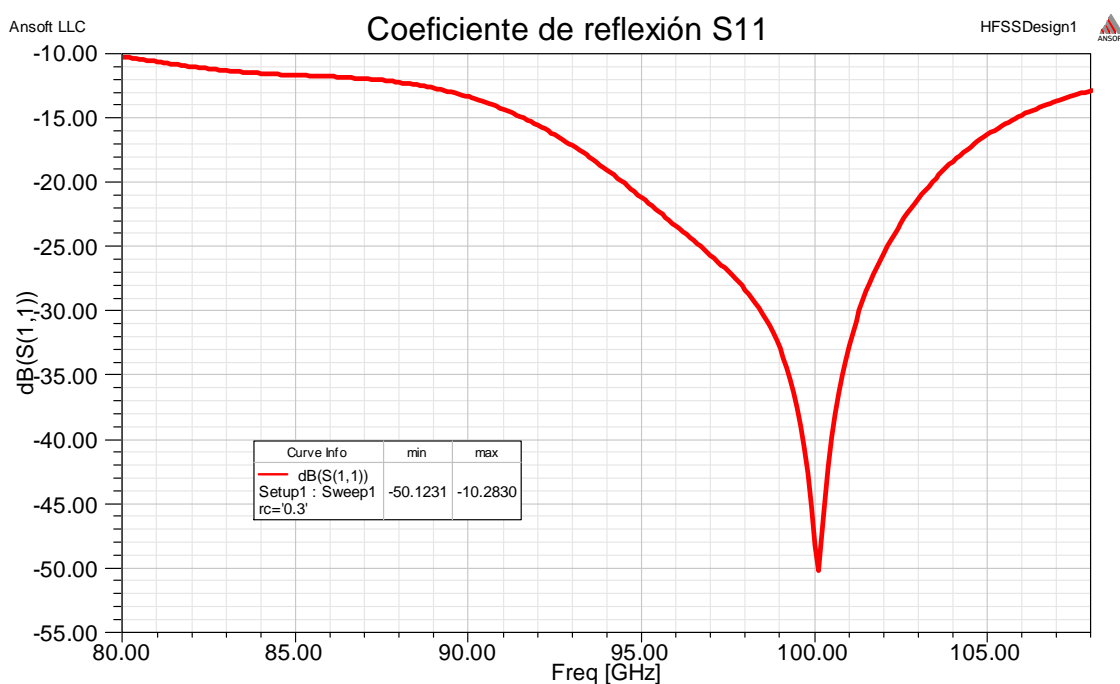


Figura 5.18: Coeficiente de reflexión para la antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

#### 5.1.2.6 Acoplo entre dos elementos de antena Vivaldi a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm

Análogamente al procedimiento realizado con el prototipo de antena Vivaldi a 10GHz en el capítulo 3, y como el objetivo principal del proyecto es obtener una alternativa para los sensores utilizados actualmente en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio, tendremos que comprobar el funcionamiento de la antena Vivaldi a 94GHz en un array de dos elementos. Este análisis nos servirá para comprobar el acoplamiento entre dos antenas Vivaldi a 94GHz, y, calcular la distancia óptima entre ellas.

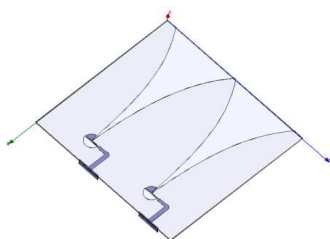


Figura 5.19: Array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

El procedimiento que vamos a seguir va a ser el mismo, la mínima distancia entre elementos, con la cual, los resultados son satisfactorios, es 0.2mm. Por lo tanto, sí, actualmente, la antena diseñada tiene una anchura final de apertura de 4.8482mm, la distancia óptima entre elementos es de 5.0482mm, que corresponde a  $1.5818\lambda_0$ , y produce una configuración de array de dos elementos de antena Vivaldi a 94GHz de dimensiones (10.3787x11.1539x0.134)mm.

Frecuencia	80GHz	94GHz	108GHz
Directividad (dB)	10.6461	11.7595	12.2755
$HPBW_E$ (°)	40.8332	35.3323	31.9375
$HPBW_H$ (°)	54.5242	46.4743	39.6539
S11 máximo		-10.1303dB	
S22 máximo		-10.0620dB	
S12 máximo		-36.4809dB	
S21 máximo		-36.4809dB	

Tabla 5.15: Valores para los parámetros electromagnéticos del array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz.

Si observamos los resultados destacados en la tabla anterior y en las figuras acordes a los diagramas de radiación y directividad máxima, de un elemento de antena del array, con esta configuración de array de dos elementos proporcionamos directividades máximas superiores a 10dB en todo el ancho de banda, con anchos de haz muy parecidos, para el plano E y el plano H, y por debajo de 60°.

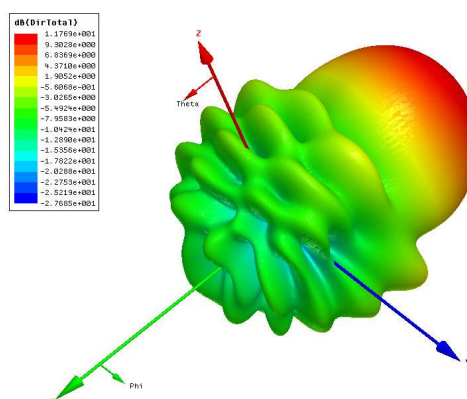


Figura 5.20: Diagrama de radiación 3D a 94GHz para un elemento de antena del array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

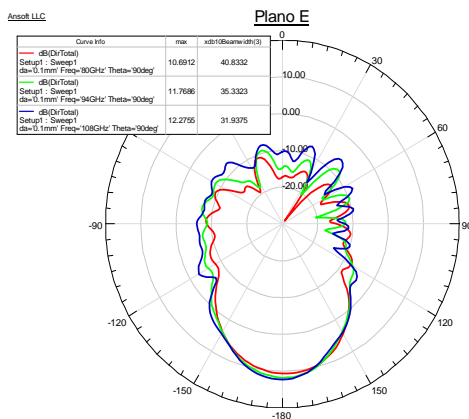


Figura 5.21: Plano E para un elemento del array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 80, 94 y 108GHz.

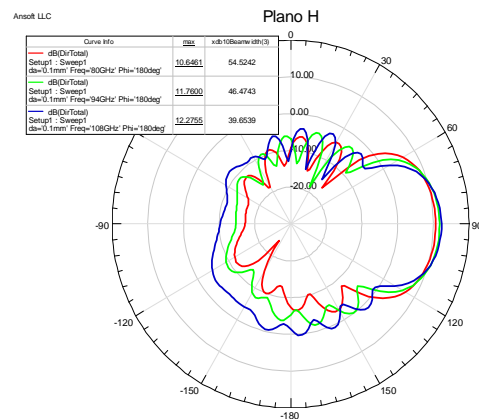


Figura 5.22: Plano H para un elemento del array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 80, 94 y 108GHz.

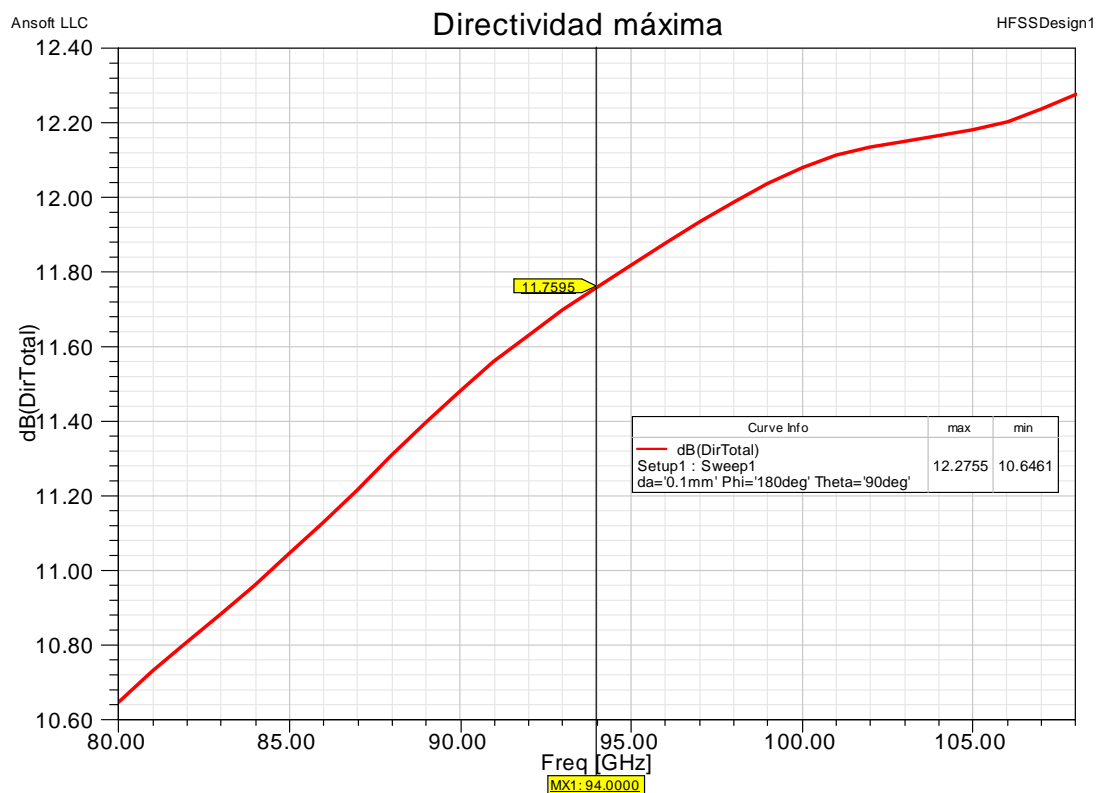


Figura 5.23: Directividad máxima, a lo largo del ancho de banda, para un elemento de antena del array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

En las figuras 5.24 y 5.25 tenemos las gráficas correspondientes a los parámetros electromagnéticos S, encargados de la adaptación de la antena. Podemos ver cómo hemos asegurado un coeficiente de reflexión, para cada uno de los puertos, inferior a -10dB, y que el acoplo entre los puertos de alimentación es muy pequeño, sólo el 0.033% de la potencia se acopla de uno a otro.

A la vista de los datos obtenidos, podemos concluir diciendo que la antena Vivaldi diseñada a 94GHz funciona correctamente en el ancho de banda requerido en el proyecto, y para la aplicación especificada. Por lo tanto, puede ser presentada como alternativa a las antenas de bocina, actualmente utilizadas como sensores en cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio.

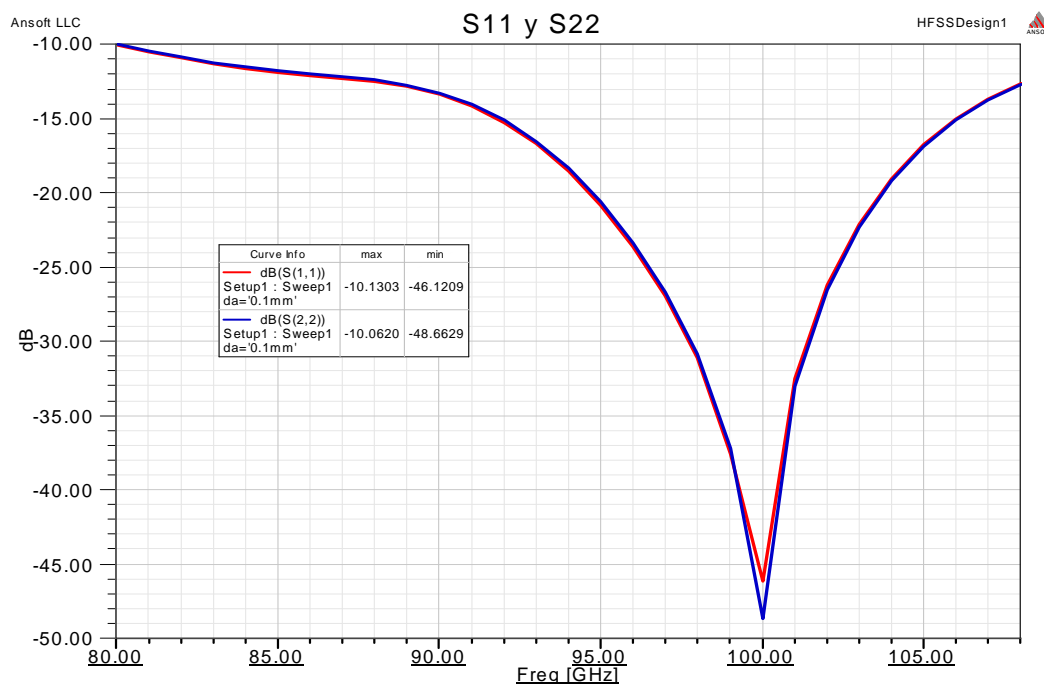


Figura 5.24: Coeficientes de reflexión para cada puerto, para el array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

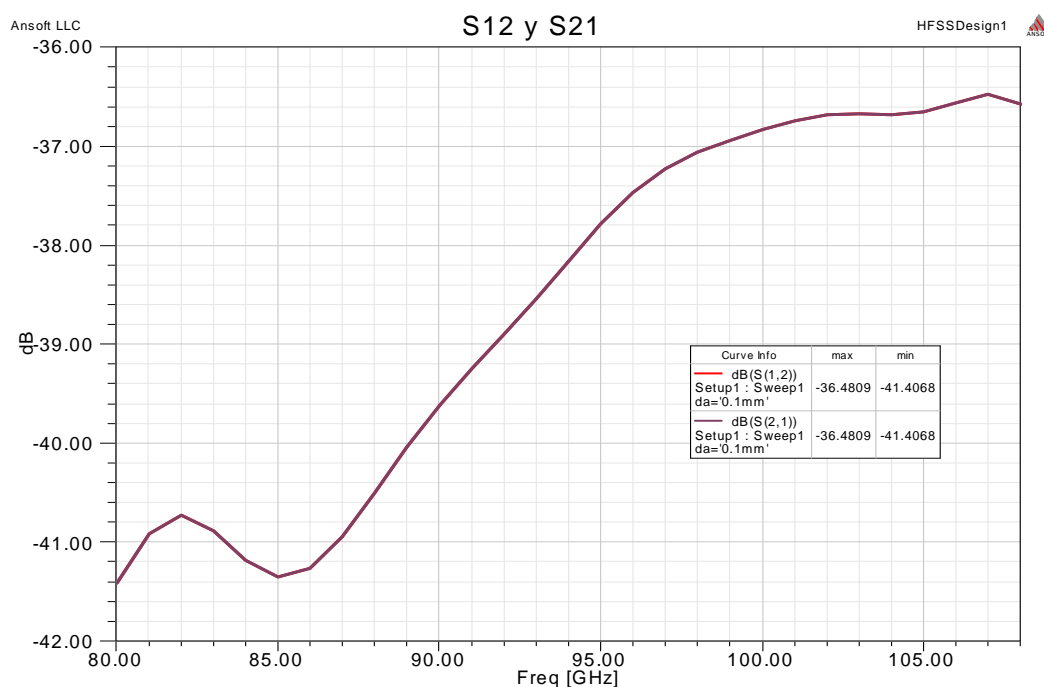


Figura 5.25: Acoplamiento para cada puerto, para el array de dos elementos de antena Vivaldi definitiva a 94GHz sobre sustrato Rogers Ultralam® 3850/3908 con grosor 0.1mm.

## CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES

En este capítulo comentaremos las conclusiones a las que hemos llegado con la consecución del proyecto, en referencia al diseño de la antena y al testado de sus resultados electromagnéticos mediante la fabricación y medida del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz.

### 6.1 Conclusiones

El objetivo principal de este proyecto ha sido diseñar una antena de banda ancha, en concreto la antena Vivaldi, alimentada mediante línea microstrip a 94GHz, para poder ser utilizada en receptores de Terahercio. Para poder llegar a este objetivo, hemos realizado un estudio de la antena Vivaldi y de su alimentación, a una frecuencia inferior, 10GHz.

El primer estudio realizado a la antena Vivaldi ha sido el referente al comportamiento de la transición de alimentación de línea microstrip a slotline, llevado a cabo en el capítulo 3. Con respecto a este estudio, se ha detectado la necesidad de implementar un diseño de adaptación de la impedancia característica de la slotline transformando la impedancia de la línea microstrip, ya que esto produce una importante mejora en el coeficiente de reflexión del puerto de alimentación en transiciones realizadas sobre sustratos con constante dieléctrica baja.

La necesidad de esta implementación viene dada porque la impedancia característica de la slotline toma valores muy superiores a los de la impedancia del puerto, cuando se utilizan sustratos con constante dieléctrica baja (cerca de 2.2). Además, este valor aumenta si utilizamos mayores grosores y anchuras de la slotline. Este hecho se puede constatar mediante las fórmulas teóricas ya que, estos tres parámetros, junto con la longitud de onda en el espacio libre, determinan el valor de la impedancia característica de la slotline.

En el capítulo 3 se ha demostrado cómo, una vez solucionado el problema de la adaptación mediante el diseño de un transformador de impedancias, se proveen mejores resultados en cuanto al coeficiente de reflexión, mejorando en 5dB los resultados obtenidos con transiciones sin adaptador, frente a variaciones en la anchura de la slotline y grosor del sustrato para dieléctricos con permitividad baja.

La segunda conclusión a la que hemos llegado mediante el estudio de la transición microstrip-slotline es que, en una transición diseñada sobre un tipo de sustrato determinado, con una anchura de la slotline fija, en la que se ha realizado un diseño para la adaptación de la impedancia de la slot, los parámetros dimensionales más significativos para mejorar su comportamiento son la longitud de cada una de las secciones del transformador de impedancia y la longitud de la slotline uniforme.

En este proyecto también hemos realizado un estudio de la apertura exponencial que caracteriza a la antena Vivaldi, mediante el cual, se ha llegado a la conclusión de que, para una tasa de apertura fija existe un tamaño óptimo que maximiza la directividad en el ancho de banda. Además, y gracias a las simulaciones realizadas, hemos podido constatar que dicho tamaño fijo debe tener una anchura final menor que  $3\lambda_0$  y una longitud menor que  $4\lambda_0$ .

Por otro lado, hemos podido constatar cómo dicha directividad máxima, no es función de la anchura inicial de la apertura exponencial ni del tipo de sustrato utilizado, sin embargo sí

que depende del grosor del mismo. Mediante los resultados obtenidos, hemos podido apreciar que para sustratos más gruesos esta directividad se alcanza en tamaños más pequeños de la apertura.

Otra conclusión obtenida respecto a la tasa de apertura de la antena es que afecta en mayor medida al ancho de haz del plano H, que disminuye conforme aumentamos la curvatura de la apertura exponencial.

En este estudio de la apertura de las antenas Vivaldi también se ha realizado una comparación con la antena LTSA equivalente y se ha comprobado como la antena Vivaldi ofrece mayores directividades en tamaños más reducidos de apertura que la antena TSA de apertura lineal (LTSA), y además, provee anchos de haz para el plano H más estrechos y cercanos al ancho de haz del plano E.

En el capítulo 4 se ha llevado a cabo el testado de los resultados obtenidos para el prototipo de antena Vivaldi a 10GHz mediante la medición de la antena fruto de la fabricación. En este capítulo, se ha comprobado cómo la antena Vivaldi es fácil de integrar con el resto del circuito de un sistema puesto que tiene claramente diferenciadas la parte de la alimentación y la parte de la radiación. Y es por esto, que hemos podido realizar, de una manera sencilla, la conexión con un conector para línea microstrip sin más que desarrollar una pequeña transición en la zona de contacto.

A parte de esto, se ha comprobado, mediante medición, como la antena Vivaldi provee un buen aislamiento de un elemento a otro, en una configuración de array lineal, puesto que el acoplamiento de potencia de un puerto de alimentación a otro es prácticamente cero, a costa de disminuir ligeramente la directividad máxima a lo largo de todo el ancho de banda.

Como conclusión más importante al capítulo de fabricación podemos destacar que, la comparación de los resultados obtenidos mediante simulación y los datos obtenidos de las medidas reales para el prototipo de antena Vivaldi diseñada a 10GHz, hacen que podamos asegurar que el diseño realizado funciona adecuadamente desde el punto de vista de la radiación y la adaptación, aunque se haya producido una disminución en el ancho de banda de funcionamiento.

En el último capítulo de este proyecto se ha llevado a cabo el diseño de la antena Vivaldi a 94GHz, útil para el receptor de Terahercios, mediante el escalado del prototipo de antena Vivaldi a 10GHz, desarrollado en el capítulo 3. De este escalado realizado para el material del sustrato, grosor y frecuencia de trabajo podemos destacar que el planteamiento teórico llevado a cabo para el escalado es insuficiente y diferente en cada elemento de la antena; slotline y línea microstrip. Mientras que en el capítulo 3, manteniendo fija la anchura inicial de la apertura exponencial, el cambio en el grosor del sustrato utilizado, afectaba únicamente a la longitud de onda guiada por la slotline, el cambio en el tipo de sustrato y en la frecuencia central de trabajo, es crítico para el coeficiente de reflexión, y hace que sea necesario aplicar un factor de escalado tanto a la slotline como a la línea microstrip. Aún así, es necesario que el optimizado de los parámetros dimensionales de la antena, para que funcione correctamente desde el punto de vista de los requisitos del proyecto, se finalice por simulación.

Como conclusión final al proyecto realizado, y a la vista de los resultados obtenidos, podemos decir que la antena Vivaldi diseñada a 94GHz funciona correctamente en el ancho de

banda requerido [80, 108] GHz, y para la aplicación especificada. Por lo tanto, puede ser presentada como alternativa a las antenas de bocina, actualmente utilizadas en detectores para cámaras de imagen a frecuencias de Terahercio.

## 6.2 Líneas futuras de investigación

Desde el punto de vista de la implementación de una cámara de imagen a frecuencias de Terahercio podríamos distinguir dos líneas futuras de investigación. La primera consistiría en diseñar un sistema de espejos para poder enfocar la imagen en la antena Vivaldi o en un array de varios elementos, y así, poder desarrollar el sistema para la formación de imágenes a frecuencias de Terahercio. Y, la segunda línea de investigación consistiría en realizar la conexión de la antena Vivaldi o del array, con el resto de elementos del receptor MMIC.



## ANEXO A: CONECTOR SUPER SMA 27GHz



### End Launch Connector Series



#### Index

<b>End Launch Connectors (to 50 GHz)</b> .....	Page
Introduction .....	60
Specifications .....	61
Model Numbers .....	62
Installation Procedures .....	63
Test Data (Grounded Coplanar) .....	64
Test Data (Microstrip) .....	65

59

Southwest Microwave, Inc. • Tempe, Arizona 85284 USA • 480-783-0201 • [www.southwestmicrowave.com](http://www.southwestmicrowave.com)



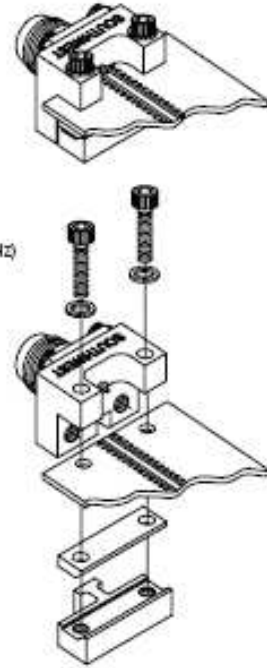
## End Launch Connectors

### Introduction

Southwest Microwave's High Performance End Launch Connectors are designed to provide Low VSWR, wideband response to 50 GHz for single-layer or multi-layer printed circuit boards where the microwave layer is on top. They are ideally suited for high frequency chip set evaluation/demo boards, test fixtures and board characterization.

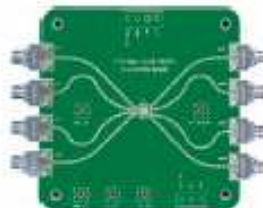
### Features:

- ▶ Available in: SMA (27 GHz), 2.92 mm (40 GHz) and 2.40 mm (50 GHz)
- ▶ Multiple launch configurations to optimize match to circuit
- ▶ Optimum performance when board launch geometry is grounded coplanar (CPWG) or top ground microstrip
- ▶ Unique clamping mechanism accommodates a wide range of board thicknesses (up to .110") while providing a continuous ground connection between end launch and circuit board.
- ▶ Launch overhang that allows ground to be picked up close to the launch point
- ▶ Universal, robust & reusable
- ▶ No soldering required
- ▶ Connectors ship fully assembled (board not included)



### Examples of Applications

- ▶ Chip set evaluation demo boards.
- ▶ Board characterization.
- ▶ Internal board launch (not limited to perimeter board edge).
- ▶ Custom flanges available.

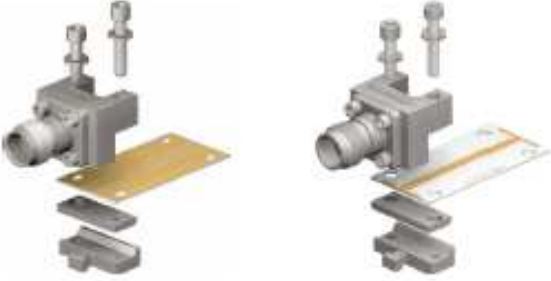


60

Southwest Microwave, Inc. • Tempe, Arizona 85284 USA • 480-763-0201 • [www.southwestmicrowave.com](http://www.southwestmicrowave.com)



## End Launch Connectors

<b>Specifications</b>	
<b>Applications</b>	
<b>Electrical:</b>	<p style="font-size: small; margin: 0;">Launch Design Assistance Available.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Mode Free Through: 27.0 GHz (SMA) 40.0 GHz (2.92 mm) 50.0 GHz (2.40 mm)</li> <li>• Low VSWR</li> <li>• Low Insertion Loss</li> </ul>
<b>Materials / Construction:</b>	<p><b>Connector:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Housing: Stainless Steel, CRES Alloy UNS-S30300 Per ASTM A 582, Passivated Per ASTM A 967</li> <li>• Contact: Beryllium Copper (BeCu), UNS-C17300 Per ASTM B 196/197, Gold Plated Per MIL-G-45204 or ASTM B 488</li> <li>• Center Contact Capture: Rigid Bead Capture with Ultem 1000 Per ASTM D 5205</li> <li>• Virgin TFE Fluorocarbon Per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 (SMA only)</li> <li>• KEL-F Per ASTM D 1430 (2.92 mm &amp; 2.40 mm only)</li> <li>• Connector Interfaces: SMA – Per MIL-STD-348, Figs. 310-1 and 310-2 2.92 mm – Per MIL-STD-348, Figs. 324-1 and 324-2 2.40 mm – Per MIL-STD-348, Figs. 323-1 and 323-2</li> </ul> <p><b>Transition Block &amp; Clamp Plates:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Housing: Brass Alloy UNS-C48500 Per ASTM-B36, Nickel Plate Per ASTM 2404B</li> <li>• Transition Pin: BeCu Per UNS-C17300 Per ASTM B 196/197, Gold Plate Per MIL-G-45204 or ASTM B 488</li> <li>• Dielectric: Virgin TFE Fluorocarbon Per ASTM D 1710 and ASTM D 1457,</li> <li>• Fasteners: Per ANSI B18.3</li> </ul>

61

Southwest Microwave, Inc. • Tempe, Arizona 85264 USA • 480-793-0201 • [www.southwestmicrowave.com](http://www.southwestmicrowave.com)



## End Launch Connectors

<b>Super SMA (27 GHz)</b>	PIN DIAMETER		DIELECTRIC DIA.	MODEL NO.	
	Dim A Board Pin	Dim B Internal	Dim C	Female	Male
	.010	.020	.0635	292-04A-5	293-01A-5
	.007	.015	.0480	292-05A-5	293-02A-5
	.007	.012	.0890	292-06A-5	293-03A-5
	.005	.009	.0290	292-07A-5	293-04A-5

<b>2.92 mm (40 GHz)</b>	PIN DIAMETER		DIELECTRIC DIA.	MODEL NO.	
	Dim A Board Pin	Dim B Internal	Dim C	Female	Male
	.010	.020	.0635	1092-03A-5	1093-01A-5
	.007	.015	.0480	1092-02A-5	1093-02A-5
	.007	.012	.0890	1092-04A-5	1093-03A-5
	.005	.009	.0290	1092-01A-5	1093-04A-5

<b>2.40 mm (50 GHz)</b>	PIN DIAMETER		DIELECTRIC DIA.	MODEL NO.	
	Dim A Board Pin	Dim B Internal	Dim C	Female	Male
	.010	.020	.0635	1492-02A-5	1493-01A-5
	.007	.015	.0480	1492-01A-5	1493-02A-5
	.007	.012	.0890	1492-03A-5	1493-03A-5
	.005	.009	.0290	1492-04A-5	1493-04A-5

All Southwest Microwave Models are Suitable for Space / Hi-Rel Applications (see page 109).

62

Southwest Microwave, Inc. • Tempe, Arizona 85284 USA • 480-763-0201 • www.southwestmicrowave.com

## End Launch Connectors

Super SMA (27 GHz), 2.92 mm (40 GHz), or 2.40 mm (50 GHz)

(2) # 1-72 Clamping Screws

Overhang Allows Ground to be Picked Up Close to Launch Point

Pin Centered on Trace

Via

.020 Overhang

Tight Against Board

**Installation Procedure**

**Step 1:** Mount the end launch connector on the board in the desired position.

**Step 2:** Ensure the launch pin is centered on the trace.

**Step 3:** Ensure the transition block is tight against the board.

**Step 4:** Tighten the 1-72 mounting screws until the connector is secured.

---

**Steps 5-7 (Optional)**

**Step 5:** Solder the launch pin to the trace. (Note: Be sure the solder flows the entire length of the launch pin/trace contact area.)

**Step 6:** Remove any excess solder. (Note: Excess solder will affect performance.)

**Step 7:** Clean any flux or other residue from around the solder joint.

---

Circuit Trace Centered Between Mounting Holes

Ground Stitching Kept Close to Ground Edge

.078 Thru

.375

.110

.113

---

**Dimensions:**

.375" Square Flange Field Replaceable Connectors are Available in Male or Female Configurations

(2) # 1-72 SHCS

Available Interfaces:  
 • SMA  
 • 2.92 mm  
 • 2.40 mm

(4) # D-80 SHCS

.370

.187

.38

.167

.110

.375

.167

.19

.250

.50





## End Launch Connectors Microstrip Test Data

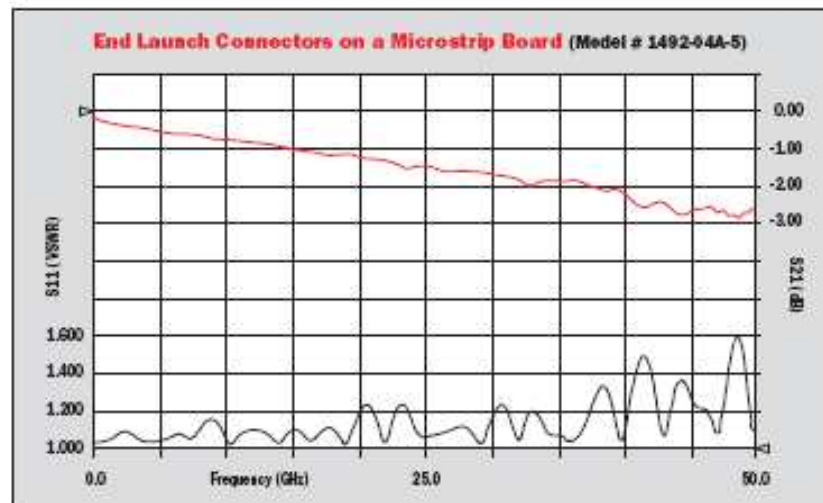
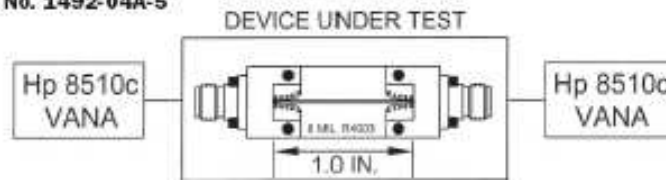
### Microstrip Test Data

#### End Launch Connectors on a Microstrip Board

Below are test results to 50 GHz for two 1492-04A-5 end launch connectors on a .008" Rogers R04003 microstrip board with top ground launch. The plot shows both VSWR and insertion loss for the test board and the two connectors. This is not a standard test board.



Model No. 1492-04A-5



1.60 is the maximum for two 1492-04A-5 End Launch Connectors on a SMI Microstrip test board using .008" Rogers R04003 microstrip board.

65

Southwest Microwave, Inc. • Tempe, Arizona 85284 USA • 480-783-0201 • www.southwestmicrowave.com

## REFERENCIAS

- [Gib79] P.J. Gibson, “The Vivaldi Aerial”, in Proc. 9<sup>th</sup> European Microwave Conf. (Brighton U.K.) 1979, pp. 101-105.
- [Yng85] K. Sigfrid Yngvesson, Daniel H. Schaubert, Thomas L. Korzeniowski, Erik L. Kollberg, Tomas Thungren, and Joakim F. Johansson, “Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-33, No. 12, December 1985.
- [Schau87] Ramakrishna Janaswamy, and Daniel H. Schaubert, “Analysis of the Tapered Slot Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-35, No. 9, September 1987.
- [Schü88] Bernd Schüppert, “Microstrip/Slotline Transitions: Modeling and Experimental Investigation”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 8, August 1988.
- [Kott89] Ulrich Kotthaus, and Bernd Vowinkel, “Investigation of Planar Antennas for submillimeter Receivers”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 2, February 1989.
- [Yng89] K. Sigfrid Yngvesson, T.L. Korzeniowski, Young-Sik Kim, Erik L. Kollberg, and Joakim F. Johansson, “The Tapered Slot Antenna – A New Integrated Element for Milimeter – Wave Applications”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 2, February 1989.
- [Gupta96] K.C.Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia, “Microstrip lines and slotlines”, Artech House Inc. 1996.
- [Car98] Cardama Aznar, L. Jofre Roca, J.M. Rius Casals, J. Romeu Robert, S. Blanch Boris, M. Ferrando Bataller, “Antenas”, Los autores, Ediciones UPC, 1998.
- [Sloan98] M. M. Zinieris, R. Sloan, and L.E. Davis, “A Broadband Microstrip – to – Slot – Line Transition”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, No. 5, August 1998.
- [Schau99] Joon Shin, and Daniel H. Schaubert, “A Parameter Study of Stripline – Fed Vivaldi Notch – Antenna Arrays”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 5, May 1999.
- [Raja01] R. Rajaraman, “Design of wideband Vivaldi antenna array for the snow radar”, B.E. (Electronics & Communications Engg.), Coimbatore Inst. Of Tech, India, 2001.
- [Yuji03] Larry Yujiri, Merit Shoucri, and Philip Moffa, “Passive Milimeter-Wave Imaging”, IEEE Microwave magazine, September 2003.
- [Poz05] David M. Pozar, “Microwave engineering”, John Wiley & Sons, Inc. 2005.
- [Chia06] Marco Chiappe, and Gian Luigi Gragnani, “Vivaldi antennas for Microwave Imaging: Theoretical Analysis and Design Considerations”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 6, December 2006.

- [Woll07] Kongpop U-yen, Edward J. Wollack, Stephen Horst, Terence Doiron, John Papapolymerou, and Joy Laskar, “Slotline Stepped Circular Rings for Low-Loss Microstrip to Slotline Transitions”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 2, February 2007.
- [Wang09] Nai-Biao Wang, Yong-Chang Jiao, Li Zhang, Yue Song, and Fu-Shun Zhang, “A Simple Low-Loss Broadband 1-14GHz Microstrip – To – Slotline Transition”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 9, September 2009.