

Biblioteca Universitaria

La consulta de este documento, que se lleva a cabo mediante claves de identificación y responsabilidad personal, es posible exclusivamente para fines de estudio personal o investigación. No se autoriza a reproducir su texto más que en forma de breves citas entrecomilladas, indicando el nombre del autor y la fuente. Por tanto, no se permite descargar, copiar, transformar ni grabar su contenido. ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Master

Diseño de dispositivos de microondas de banda ancha y caracterización mediante sondas coplanares

(Design of wideband microwave devices and characterization using a coplanar probe station)

Para acceder al Titulo de

MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES

Autor: Enrique Villa Benito

Julio - 2008

• Puede variarse el ancho del lomo con sólo aumentar o disminuir el tamaño de letra. En la muestra el tamaño de letra es Univers 10.

TÍTULO	Diseño de dispositivos de microondas de banda ancha y caracterización mediante sondas coplanares			
AUTOR	ENRIQUE VILLA BENITO			
DIRECTOR/PONENTE	BEATRIZ AJA ABELÁN/EDUARDO ARTAL LATORRE			
TITULACIÓN	MASTER EN TICRM	FECHA	JULIO-2008	TOMO I DE I



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE MASTER

Realizado por: Enrique Villa Benito Director del PFM: Beatriz Aja Abelán Ponente del PFM: Eduardo Artal Latorre Título: "Diseño de dispositivos de microondas de banda ancha y caracterización mediante sondas coplanares"

Title: "Design of wideband microwave devices and characterization using a coplanar probe station"

Presentado a examen el día: 21 de julio de 2008

para acceder al Título de

MASTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES

<u>Composición del Tribunal:</u> Presidente (Apellidos, Nombre): Eduardo Artal Latorre Secretario (Apellidos, Nombre): Jesús Pérez Arriaga Vocal (Apellidos, Nombre): Jesús de Mingo Sanz

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFM

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Master N° (a asignar por Secretaría)

A mis padres y hermanas

Agradecimientos

Ante todo, debo agradecer especialmente a la directora de este trabajo, Beatriz Aja, por supervisarme en el desarrollo del mismo, y por toda la atención que ha prestado al mismo, y la confianza depositada en mí.

También agradecer al ponente del mismo, Eduardo Artal, por darme la oportunidad de trabajar en esta clase de proyectos, y por el apoyo que me ha brindado en el desarrollo del mismo.

Agradecer a Luisa de la Fuente las contribuciones aportadas para la realización del trabajo. Así como también a Juan Luis y Juan Pablo, por estar siempre pendientes en caso de necesitar que me echasen una mano.

Me gustaría también agradecer a Alexandrina Pana y Eva Cuerno por la realización de los montajes de los diferentes circuitos, por el tiempo y dedicación que han empleado para la realización de los mismos. Y a todos los compañeros del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, en especial a las compañeras de despacho.

Y por último a mi familia y amigos, que soportan las pequeñas locuras que les cuentas del trabajo, y que muestran su apoyo incondicional.

Este trabajo fin de master ha sido desarrollado bajo la financiación del Ministerio de Educación y Ciencia a través del Programa Nacional de Espacio ESP2004-07067-C03-02, y del Programa Nacional de Astronomía y Astrofísica AYA2007-68058-C03-03.

Índice

Capítulo 1.	1
Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Estructura del trabajo	2
Capítulo 2.	4
Diseño y caracterización de dispositivos para banda milimétrica de banda ancha	4
2.1. Introducción	4
2.2. Filtros Paso Banda (BPF)	4
2.2.1. Diseño	5
2.2.2. Caracterización	8
2.3. Transición coplanar-microstrip	. 12
2.3.1. Diseño de la transición	. 12
2.4. Kit de calibración para sondas coplanares	. 16
2.4.1. Diseño del kit	. 16
2.4.2. Simulación estándares	. 18
2.4.3. Caracterización estándares	. 20
2.5. Método de medida	. 22
2.5.1. Medida Filtros Paso Banda (BPF)	. 23
2.5.2. Resistencia en tecnología Thin-Film	. 24
2.5.3. Diodo Schottky	. 25
2.5.4. Errores cometidos en la calibración	. 26
2.6. Conclusiones	. 31
Capítulo 3.	. 32
Diseño y caracterización de conmutadores de fase 0/180°	. 32
3.1. Introducción	. 32
3.2. Diseño conmutadores de fase 0/180°	. 33
3.2.1. Introducción	. 33
3.2.2. Diseño transición coplanar-slot-line	. 34
3.2.3. Caracterización transiciones CPW-slot-line	. 37
3.2.3.1. Caracterización electromagnética	. 37
3.2.3.2. Caracterización estación de sondas	. 44
3.2.4. Diseño conmutadores de fase	. 46
3.2.4.1. Circuito desfasador $w_{gap}=50 \ \mu m$. 48
3.2.4.2. Circuito desfasador $w_{gap}=150 \ \mu m$. 50
3.2.4.3. Circuito desfasador 90° w_{gap} =50 µm	. 52
3.3. Caracterización conmutadores de fase 0/180°	
3.3.1. Diodo PIN de microondas	. 57
3.3.1.1. Introducción	. 57
3.3.1.2. Diodo PIN HPND-4005	. 58
3.3.2. Montaje diodo PIN y caracterización conmutador de fase	. 59
3.4. Líneas futuras de trabajo	. 63

3.5. Conclusiones	
Capítulo 4.	67
Conclusiones	67
Capítulo 5.	69
Referencias	69
Capítulo 6.	71
Publicaciones	
Capítulo 5 Referencias Capítulo 6 Publicaciones	

Capítulo 1.

Introducción

1.1. Introducción

Desde mediados del siglo XX, dentro de la comunidad científica se viene mostrando gran interés hacia la medida de la radiación del fondo cósmico de microondas (CMB, Cosmic Microwave Background), siendo ésta considerada como una de los principales sustentos sobre la teoría de origen del Universo, Big-Bang.

Para la medida de dicha radiación del fondo cósmico de microondas (CMB), se han llevado a cabo diversos proyectos con el objetivo de conocer y medir sus características. Los experimentos más importantes a destacar en este ámbito son los que se desarrollaron con el lanzamiento del satélite COBE (COsmic Background Explorer) en 1989 y, posteriormente en 2001, el WMAP (Wilkinson Microwave Anisotropy Probe), ambos bajo control de la Agencia Estadounidense del Espacio y la Aeronáutica (NASA), que facilitaron los primeros datos sobre el CMB.

En los últimos años, se ha venido desarrollando un nuevo proyecto por parte de la Agencia Espacial Europea (ESA), que culminará con el lanzamiento a finales de 2008 de la misión PLANCK [1], que permitirá realizar un estudio más profundo del CMB. En su desarrollo se han diseñado receptores con mayor ancho de banda y sensibilidad que en misiones anteriores.

Actualmente se viene desarrollando un nuevo proyecto en este ámbito, QUIJOTE (Q-U-I-JOint Tenerife Experiment), en el que se diseñará un receptor para una estación terrena ubicada en el Teide, utilizando la infraestructura allí existente del Instituto Astrofísica de Canarias, continuando con los avances desarrollados en la misión PLANCK.

En estos últimos proyectos entra la participación del Grupo de Radiofrecuencia y Microondas del Departamento Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria (UC), diseñando parte de los receptores.

Los receptores que se utilizan en estas misiones están basados en dos módulos diferenciados: Módulo Frontal y Módulo Posterior [2]. La principal diferencia entre ellos es la temperatura a la que está previsto que trabajen, ya que el Módulo Frontal deberá ser enfriado mediante sistemas criogénicos, y el Módulo Posterior se encontrará a temperatura ambiente. El motivo de esta diferencia de temperatura en su

funcionamiento viene marcado por el nivel de señal que van a recibir. Las señales a recibir son muy débiles, con lo que los receptores contarán con amplificadores de muy bajo ruido (LNA) y alta ganancia. En cualquier receptor la primera etapa es crítica en cuanto a definir un buen nivel de ruido del sistema receptor, y si ésta se lleva a una temperatura criogénica marca un nivel de ruido bajo.

El Grupo de Radiofrecuencia y Microondas ha diseñado los Módulos Posteriores de los receptores de la misión PLANCK (en bandas de frecuencias de 30 y 44 GHz), lo cual ha llevado a adquirir experiencia en el diseño y caracterización de amplificadores de banda ancha y bajo ruido dentro del grupo.

Como continuación del proyecto PLANCK, el grupo está trabajando en el nuevo proyecto relacionado con la radioastronomía, QUIJOTE, y que conlleva el diseño de unos nuevos receptores con anchos de banda grandes y muy bajo ruido.

Para el diseño de los módulos posteriores de los receptores en estos proyectos se trabaja en frecuencias de microondas, con unos anchos de banda grandes (superiores al 20%), y con sistemas de alta sensibilidad, lo que conlleva tener una buena caracterización de los dispositivos a diseñar. Para ello, se utiliza la estación de sondas coplanares, ya que en las bandas de frecuencias milimétricas proporciona una gran precisión. Como medio alternativo a la caracterización mediante la estación de sondas coplanares, se encuentra el montaje con conector coaxial o transiciones a guía, pero en estas frecuencias pueden mostrar problemas de adaptación, principalmente las transiciones coaxial-microstrip, que hacen que la precisión de la medida se reduzca.

En este documento se presenta el diseño y caracterización de dispositivos de banda ancha para frecuencias milimétricas específicos para su utilización en los receptores; el desarrollo de un método de medida de banda ancha para sondas coplanares para dispositivos en montaje sobre línea microstrip, que proporciona una caracterización precisa de los dispositivos bajo prueba; y el diseño y caracterización de un circuito conmutador de fase 0/180° de banda ancha a frecuencias de microondas, mediante el uso de transiciones de línea coplanar sin plano de masa (CPW) a slot-line, que usará como elemento conmutador entre estados diodos PIN de microondas.

1.2. Estructura del trabajo

Este trabajo fin de master está estructurado del siguiente modo:

En el capítulo 1 se incluye una introducción.

El capítulo 2 contiene el diseño de diferentes dispositivos de banda ancha para banda milimétrica, con motivo de su utilización en receptores para aplicaciones de radioastronomía. También se introduce un método de medida basado en transiciones de coplanar a microstrip, que permite caracterizar dispositivos a estas frecuencias de una manera precisa. Se analiza el error introducido por la tolerancia existente en el proceso de fabricación de los circuitos.

El capítulo 3 está dedicado a los conmutadores de fase 0/180° de banda ancha que trabajan a frecuencias de microondas. Se ha realizado el diseño de varios circuitos

diferentes en tecnología coplanar. Están basados en la utilización de transiciones de línea coplanar a slot-line, y una bifurcación de caminos en el tramo slot-line, con motivo de conseguir tener dos accesos en la transición de salida de slot-line a coplanar. Inicialmente se utilizan hilos de oro como cortocircuito para realizar la selección del camino de propagación, para posteriormente ser sustituidos, y como elemento conmutador utilizar diodos PIN de microondas.

Las conclusiones obtenidas tras el desarrollo realizado se incluyen en el capítulo 4.

En el capítulo 5 se presentan las referencias utilizadas como sustento para el desarrollo de los diferentes aspectos desarrollados en el trabajo.

Por último el capítulo 6 está dedicado a las publicaciones que se han realizado con este trabajo.

Capítulo 2.

Diseño y caracterización de dispositivos para banda milimétrica de banda ancha

2.1. Introducción

El diseño de receptores para aplicaciones de radioastronomía, requiere dotar a los mismos de un ancho de banda muy elevado (superior al 20%) trabajando a frecuencias de microondas.

El diseño de los diferentes circuitos que aquí se van a presentar vienen marcados por la frecuencia central de trabajo y el ancho de banda a cubrir: 31 GHz y 10 GHz de ancho de banda. Este alto porcentaje de banda a cubrir dificulta el diseño de los dispositivos, de manera que las características de los mismos se mantengan en niveles adecuados para el correcto funcionamiento del receptor final.

Se han realizado dos diseños alternativos de filtros paso banda (BPF) que confinan el funcionamiento del receptor a la banda de frecuencias deseadas, con el mínimo nivel de atenuación posible.

Se ha realizado el diseño de una transición de línea coplanar a línea microstrip, con el fin de caracterizar los circuitos en montaje sobre línea microstrip utilizando la estación de sondas coplanares.

2.2. Filtros Paso Banda (BPF)

El receptor a diseñar debe funcionar en la banda de frecuencias de 26 a 36 GHz, lo que nos indica que se debe cubrir un ancho de banda de 10 GHz. Como ya se ha comentado en el capítulo de introducción, las señales que se recibirán serán extremadamente débiles, con lo que se debe disponer en el receptor una etapa amplificadora de bajo ruido (LNA). Dentro de la disponibilidad comercial existente de amplificadores de bajo ruido en tecnología monolítica, se va a trabajar con dos dispositivos de banda ancha [3], [4] que proporcionarán aproximadamente una ganancia de 30 dB en cascada. Esta banda que cubren los amplificadores debe ser filtrada para la correcta definición del margen de frecuencias de trabajo, rechazando la señal fuera de ellas, para lo cual se han diseñado los correspondientes filtros.

2.2.1. Diseño

Para el diseño de los filtros sobre línea microstrip, se pensaron diferentes topologías para comparar los resultados que cada una de ellas ofrecían, y estudiar las diferentes opciones de fabricación de los diseños en función de las herramientas tecnológicas de las que se disponen en nuestro laboratorio. Los objetivos de diseño se centraban en conseguir bajas pérdidas en la banda de paso, con buen nivel de adaptación, por debajo de los 10 dB, así como tener en consideración un tamaño relativamente pequeño, banda de paso en puntos de caída 0.5 dB f₁=25.5 GHz y f₂=36.5 GHz, y rechazo de 10 dB a 25% de f_{central}.

El sustrato que se decidió utilizar en el diseño y posterior fabricación de los filtros, es de Alúmina, con un espesor h=0.254 mm, una constante dieléctrica ε_r =9.9 y tangente de pérdidas 0.001.

Como primera opción se pensó en topología de líneas acopladas. Este tipo de filtro fue utilizado en el proyecto PLANCK [5] y proporcionó resultados aceptables para un ancho de banda grande. Este diseño en topología de líneas acopladas se basó en las tablas clásicas de Matthei [6], pero existía el principal problema de la separación de las líneas acopladas. Se obtenía un valor muy pequeño en algunos casos (sobre 20 micras), lo que convertía en esta dimensión en un punto crítico en el proceso de fabricación.

Como alternativa de diseño se pensó en una topología con stubs en paralelo, como la que puede observarse en la Fig. 2. 1.



Fig. 2. 1. Filtro en topología línea-stub

El esquema al que responde esta topología de filtro es el que se muestra en la Fig. 2. 2. Consiste en la utilización de stubs en paralelo de longitud eléctrica $\lambda/4$, separados entre ellos una longitud eléctrica $\lambda/4$. Las impedancias que presentan las líneas de interconexión varían desde Z₀, en los accesos, hasta ir incrementando su valor en las etapas intermedias ($\sqrt{2}$ Z₀, 2 Z₀), en función del número de etapas.



Fig. 2. 2. Topología de filtro con stubs $\lambda/4$ en paralelo y líneas de interconexión $\lambda/4$

Como variable de diseño se tiene el número de resonadores que forman parte del filtro, teniendo en cuenta que se desea que su tamaño no sea excesivamente grande, el valor resultante no debe ser muy grande.

Otro factor a tener en cuenta es la longitud que alcanzan dichos stubs. Los receptores serán montados sobre una estructura en guía WR-28 (dimensiones a=7.11mm, b=3.56mm), que mediante una transición de guía a microstrip se accederá al canal donde se dispondrán los dispositivos, definiendo este canal con una anchura y altura concretas, para evitar la propagación de modos de orden superior. En el caso de que algún componente, como en este caso el filtro, sea de una anchura algo mayor que el valor marcado por la guía, se puede hacer más ancho el canal, pero siempre teniendo en cuenta que con este incremento de anchura no se generan nuevos modos de propagación que conlleven un funcionamiento incorrecto de todo el receptor. Ante esto, si la longitud de los stubs es grande, al ensanchar el canal, es necesario estudiar si se pueden generar modos en resonancia dentro de la cavidad modificada [7].

La etapa de diseño se llevó a cabo utilizando la herramienta software ADS (Advanced Design System) de Agilent. El estudio de las soluciones encontradas se llevó a cabo mediante simulaciones electromagnéticas del circuito con la herramienta de ADS Momentum. El número de secciones seleccionado para el diseño es de 5, como valor que hace que el filtro no presente un tamaño excesivamente grande, pero capaz de resolver las especificaciones planteadas.

Con esta topología se diseñaron dos posibles soluciones, modificando ligeramente los stubs. Con esto se intentó obtener la mejor respuesta posible para la configuración final del receptor. Tras la primera iteración y la consecución de los valores de anchuras y longitudes de los stubs, se realizó un proceso de optimización para refinar los resultados que proporcionan ambos circuitos. Los tramos de línea entre stubs varían en el margen de impedancias entre Z_o (acceso) y $\sqrt{2} Z_o$ (línea central).

La diferencia entre ambos diseños radica en la leve modificación de los stubs. Se adoptó esta decisión ya que sin modificar sustancialmente la topología, se intentó facilitar la fabricación de los mismos, haciendo depender a los stubs de una única variable (la anchura obtenida). Al mismo tiempo con esta modificación, se intentó que la caída fuera de la banda de interés fuese lo más abrupta posible.

Los dos filtros diseñados se muestran en la siguiente Fig. 2. 3.



Fig. 2. 3. Filtros diseñados: a) BPF01; b) BPF02

Los resultados obtenidos en la simulación electromagnética Momentum de ADS son los que se muestran en la Fig. 2. 4 para el filtro de la Fig. 2. 3 (a) y la Fig. 2. 5 para el filtro

de la Fig. 2. 3 (b), observándose los parámetros de Scattering en términos de adaptaciones de entrada y salida, y las pérdidas de inserción que presentan.



Analizando los parámetros obtenidos de la simulación, se observa que ambos diseños son válidos para su utilización en el receptor, con pérdidas menores a 1 dB en la banda requerida, y con buenos niveles de adaptación, por debajo del nivel especificado.

Comparando la respuesta en transmisión de ambos filtros, obtenemos la siguiente Fig. 2. 6.



Fig. 2. 6. Comparación BPF01 (curva roja con círculos) y BPF02 (curva azul con triángulos) en transmisión

Con esta última gráfica, se puede tomar una decisión preliminar de acuerdo al diseño sobre cual de las dos posibilidades escoger, a expensas todavía de comprobar su funcionamiento tras el proceso de fabricación. El filtro paso banda BPF01 presenta una caída ligeramente más abrupta que el BPF02, con lo que atenúa en mayor medida frecuencias no deseadas en la transmisión de la señal recibida, y lo que resulta en un ancho de banda efectivo más ajustado al requerido en la aplicación, aunque la diferencia entre ambos es pequeña.

El último punto pendiente por estudiar sobre los filtros diseñados, es la posibilidad de que se generen modos en resonancia de orden superior en la guía por el tamaño (anchura) del filtro. El tamaño que presenta el sustrato de Alúmina sobre el que se diseñan los filtros es de 2.54 mm de ancho. Las dimensiones de la guía, o canal necesarias para alojar los circuitos, son a=2.6 mm y b=2 mm, y proporcionan una frecuencia de corte igual a 57.7 GHz, que es superior a la banda de funcionamiento en la que trabaja el receptor. El tamaño del sustrato de Alúmina de los filtros es de 2.54 mm, ligeramente superior al tamaño inicialmente pensado (2.5 mm), con lo que se debería modificar el canal. Tal modificación, generaría una frecuencia de corte ligeramente inferior (en torno a 55 GHz) a la del canal original, con lo que el tamaño del filtro no genera problemas de aparición de modos no deseados.

2.2.2. Caracterización

Después del diseño y la correcta simulación obtenida con ADS de los filtros BPF01 y BPF02, se procede a la fabricación de los mismos sobre el sustrato de Alúmina citado. La fabricación se realiza en el Laboratorio del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones.

Los circuitos realizados se muestran a continuación en Fig. 2. 7 y Fig. 2. 8.



Fig. 2. 7. Filtro BPF01 en Alúmina



Fig. 2. 8. Filtro BPF02 en Alúmina

Para llevar a cabo la caracterización de ambos circuitos, se ha utilizado la estación de sondas coplanares. Se ha tomado esta decisión con motivo de la realización de un método de medida para la estación de sondas coplanares (que se abordará más adelante), y que posteriormente sirva como valor de referencia para comparar y validar el método. Como el circuito está diseñado utilizando líneas microstrip, es necesario añadirle transiciones de línea coplanar a línea microstrip para su medida en la estación. Las transiciones que se han utilizado en el montaje son comerciales de la casa Jmicro Technologies y presentan agujeros metalizados [8] (Fig. 2. 9).



Fig. 2. 9. Transiciones comerciales con agujeros metalizados

El montaje final con las transiciones de línea coplanar a microstrip con los filtros, unidos mediante hilos de oro, queda como se presenta en Fig. 2. 10 y Fig. 2. 11.



Fig. 2. 10. Filtro BPF01 con transiciones



Fig. 2. 11. Filtro BPF01 con transiciones

La caracterización se ha llevado a cabo utilizando un Analizador Vectorial de Redes de Agilent, modelo PNA E8364A, en el margen de frecuencias de 10 a 50 GHz, tomando 401 puntos. Debido al montaje realizado, es necesario en el proceso de calibración del sistema de medida (representado en la Fig. 2. 12) utilizar un kit que nos descuente el efecto de las transiciones utilizadas, para que la medida realizada nos presente únicamente las características del filtro. Por lo tanto, para descontar tal efecto, se utiliza el sustrato de calibración CM-12 de ProbePoint [8], que presenta diversos estándares para la realización de diferentes calibraciones. En esta medida se ha realizado una calibración TRL (Thru-Reflect-Line) [9]-[10], que nos marca el plano de referencia de la medida en el borde de la línea microstrip que forma la transición.



Fig. 2. 12. Esquema del sistema de medida

Los resultados obtenidos en la medida son los se presentan a continuación en Fig. 2. 13 y Fig. 2. 14. En la Fig. 2. 15 se muestra la comparación entre los resultados obtenidos en transmisión para la simulación y la medida.



Fig. 2. 13. Medida del BPF01 en estación de sonda con transiciones comerciales



Fig. 2. 14. Medida del BPF02 en estación de sonda con transiciones comerciales



Fig. 2. 15. Comparación BPF01 y BPF02 en transmisión para la medida (curva azul punteada) y la simulación (curva roja)

El comportamiento medido y simulados de los filtros se ajusta bastante bien en pérdidas, aunque una pequeña discrepancia se observa en los resultados en cuanto a adaptación de entrada (módulo S_{11}), si se comparan los resultados de la Fig. 2. 13 y Fig. 2. 14, y los presentados en las simulaciones en Fig. 2. 4 y Fig. 2. 5. Éstas pueden ser debidas a los hilos de interconexión de oro que se han tenido que colocar (dos hilos en paralelo) en el montaje de las transiciones coplanares-microstrip comerciales y los filtros.

En la siguiente figura (Fig. 2. 16) se muestran las gráficas comparativas, en las que se han simulado en ADS el conjunto de filtro, bien BPF01 bien BPF02, más hilos de interconexión de oro. Como filtros se han tomado los valores entregados por las simulaciones electromagnéticas realizadas en la etapa de diseño. Se ha utilizado el modelo de hilo que ADS trae en sus herramientas, y se ha modificado la longitud del hilo para ajustar el valore real en el montaje. Se ha simulado poniendo en ambos accesos dos hilos de oro, de diámetro 25 μ m y de una longitud de 300 μ m.



Fig. 2. 16. Comparación resultados: traza azul simulación electromagnética, traza rosa punteada medida, traza roja simulación electromagnética más modelo de hilo

Puede verse en la traza de color rojo, correspondiente al circuito formado por el filtro y los hilos, que los resultados que nos ofrece el simulador tienden a parecerse a la medida realizada, aunque siempre existe un pequeño error en la medida de la longitud del hilo montado, por lo difícil de precisar la altura que presenta el hilo ('loop').

De los resultados presentados tanto de las medidas, como de las simulaciones con hilos de interconexión de oro entre el filtro y la línea de acceso, podemos decir que el comportamiento de los filtros cumple de manera satisfactoria las necesidades requeridas para la aplicación.

2.3. Transición coplanar-microstrip

Como se ha visto en el apartado anterior, se presenta como un aspecto importante la caracterización de dispositivos en la estación de sondas coplanares. Se han presentado medidas realizadas con transiciones de línea coplanar a línea microstrip de circuitos diseñados sobre línea microstrip. Otra manera de llevar a cabo la caracterización de los diferentes dispositivos, es mediante el uso de conectores coaxiales o transiciones a guía de onda. El problema que puede aparecer con estas alternativas es la dificultad de modelar dichas transiciones, con el fin de descontarlas, así como la difícil tarea de un correcto montaje, especialmente crítico en las transiciones coaxial-microstrip, lo que conlleva una reducción en la precisión de la medida.

De esta manera surge el objetivo de desarrollar un método de medida para dispositivos de banda ancha en frecuencias milimétricas para la estación de sondas coplanares, que nos permita de un modo preciso y sencillo caracterizar diferentes circuitos.

2.3.1. Diseño de la transición

Para el diseño de las transiciones coplanares a microstrip se nos plantearon dos opciones: una de ellas, tener transiciones con agujeros metalizados como pasos a masa sobre el sustrato ('via holes'), como el tipo de transiciones utilizadas en la caracterización de los filtros, o una segunda opción, diseñando las transiciones sin dichos agujeros metalizados, ambas con planos de masa.

La solución adoptada, entre otros factores por implicar una mayor simplicidad en el proceso de fabricación de las transiciones, es la segunda. La utilización de un sustrato como Alúmina, hace que para la realización de agujeros metalizados se requiera de herramientas muy costosas para la fabricación. Estructura similares a las aquí diseñadas podemos encontrar en [11], [12].

La etapa de diseño comenzó con la definición del acceso en línea coplanar. La línea coplanar tiene la estructura que puede verse en la Fig. 2. 17. Los planos laterales de la línea coplanar presentan puntos de equipotencialidad, es decir, el mismo nivel de potencial, y una vez que se utilice la estación de sondas para la realización de las diferentes medidas, estas superficies vendrán definidas como la masa de referencia respecto a la propagación de la señal.



Fig. 2. 17. Estructura de línea de transmisión coplanar con plano de masa

De esta manera, para simular el efecto de potencial cero sobre dichas superficies, se han colocado cortos virtuales a ambos lados del conductor central de la línea coplanar. Dichas masas virtuales se han diseñado utilizando 'stubs' radiales (Fig. 2. 18), centrados en la banda de frecuencias de interés. La forma de los 'stubs' radiales se ha modificado respecto a su forma habitual para que, sin alterar su funcionamiento, permita posicionar las sondas coplanares en un mismo plano de medida, ya que de mantener la estructura original con un determinado ángulo en la línea lateral del 'stub', nos haría tener una mayor superficie de sustrato, lo que de cara a futuros montajes en cadena con este tipo de transiciones sería perjudicial, ya que nos haría tener mayor longitud de hilos de oro de interconexión, crítico a estas frecuencias. Con el diseño de estos puntos de masa virtual, se ha evitado la realización de agujeros metalizados ('via holes') en el sustrato de Alúmina que se quiere utilizar.



Fig. 2. 18. 'Stub' radial en su forma clásica

Las transiciones se desea que cubran la banda de 20 a 40 GHz, con lo que en el diseño se toma la frecuencia central (30 GHz) para el diseño del 'stub' radial. La forma final que presentan los 'stubs' es la que se presenta en la Fig. 2. 19.



Fig. 2. 19. Forma definitiva que adopta el 'stub'

Como método de comparación de los resultados que nos puede proporcionar la modificación del 'stub' radial original, se presenta a continuación la comparación entre la simulación del clásico 'stub' radial del modelo de esquemático que tiene ADS y la simulación electromagnética, y los resultados de la simulación electromagnética con

Momentum de la topología modificada (Fig. 2. 20). El rango de frecuencias que se presenta es de 20 a 40 GHz, que es el rango de funcionamiento que se quiere cubrir.



Fig. 2. 20. Comparación corto virtual: a) curva roja simulación esquemático 'stub' clásico; b) curva azul simulación Momentum 'stub' clásico; c) curva rosa simulación Momentum modificación

Como puede observarse, el resultado por la modificación realizada en la estructura del 'stub' no afecta al funcionamiento requerido como punto de masa virtual.

Una vez modificada la estructura de los 'stub', se pasa a definir las características de la línea coplanar. Como puede observarse en la Fig. 2. 17, es necesario definir la anchura del conductor central de la línea de transmisión, así como la separación ('gap') entre éste y los puntos de masa virtual generados. Estos parámetros dependerán de las características del sustrato, fijando la impedancia que se desee que presente la línea. Tal es así, que la línea se calculará para que presente una impedancia de 50 Ω en la banda de funcionamiento de la transición (de 20 a 40 GHz), realizando el cálculo en 30 GHz. Se deberá tener en cuenta que para la medida, las sondas coplanares disponibles presentan una separación de 150 µm entre contactos.

Como herramienta calculadora de tales parámetros, se utiliza la aplicación que contiene ADS, LineCalc, y que nos proporciona para el sustrato de Alúmina de espesor h=0.254mm, constante dieléctrica ε_r =9.9, espesor de la superficie conductora t=3µm de oro (conductividad σ =4.1·10⁷ S/m), tangente de pérdidas tan δ =0.0001, los siguientes valores:



Destacar que la línea coplanar normalmente es una estructura en la que se trabaja sin plano de masa en la parte inferior del sustrato, es decir, sin la metalización que posee el mismo. Aquí, pensando que se trata de una transición a línea microstrip, se decide mantener dicho plano con motivo de facilitar la realización de los circuitos y la posterior medida. Disponer de una estructura dividida en dos tramos diferenciados por su plano inferior, implicaría disponer de un útil específico para la realización de las medidas, para que el tramo que estaría diseñado sin plano de masa no apoyase sobre una superficie conductora que realizase la función de masa de referencia, y cambiase la impedancia calculada para la línea coplanar.

Una vez calculada la línea coplanar de acceso (CPWG), pasamos a obtener las características de la línea microstrip a la que se convierte la transición. Las características del sustrato ya se conocen, y haciendo uso de la misma aplicación calculadora de parámetros característicos de líneas de transmisión (LineCalc), se obtiene la anchura de la línea microstrip para que presente una impedancia de 50 Ω a 30 GHz:



De la estructura originaria en línea coplanar, con las características obtenidas de w_{cop} y gap, se ha de llegar a una línea microstrip con una anchura w_{strip} . El paso de una a otra se hace de manera gradual, ya que la diferencia en anchura entre el conductor central de la línea coplanar (w_{cop} =104.1 µm) y la anchura de la línea microstrip (w_{strip} =254 µm) es apreciable. Como estructura de interconexión se utiliza la línea de transmisión en tipo 'taper', que permite definir la anchura de comienzo de la línea y de final (Fig. 2. 21). La longitud que presenta la línea tipo 'taper' viene marcada por el ángulo con que se quiere que se pase de la anchura inicial a la final. El ángulo adoptado aquí es de 9°, para que el paso de una anchura a otra no suponga una longitud muy corta, y haya suficiente longitud para que las líneas de campo cambien de manera suavizada de la estructura coplanar a la estructura microstrip.



Fig. 2. 21. Línea de transmisión en 'taper'

Una vez definidos los parámetros de las diferentes líneas de transmisión, se forma la estructura final deseada para la transición de línea coplanar a microstrip (Fig. 2. 22).



Fig. 2. 22. Transición diseñada

Con la estructura diseñada conseguimos tener la herramienta inicialmente planteada para la caracterización con la estación de sondas coplanares, que era el objetivo. Debido a que se requiere medir en la estación, es lógico pensar que para obtener la respuesta específica de un dispositivo o circuito concreto, es necesario descontar el efecto que introducen las transiciones diseñadas, para lo cual es necesario realizar el diseño de un kit de calibración específico para estas transiciones.

2.4. Kit de calibración para sondas coplanares

Como se ha comentado en el párrafo anterior, se han diseñado unas transiciones de línea coplanar a línea microstrip, para la medida de dispositivos en montaje sobre línea microstrip, con lo cual se requiere un kit para que a la hora de medir se pueda calibrar el sistema de medida.

Para el diseño del kit de calibración se hace uso de las pautas marcadas en [9] y [10], que definen las características que deberán cumplir los kits.

2.4.1. Diseño del kit

El kit diseñado se basa en la calibración TRL ('Thru'-'Reflect'-'Line'). Está formado por tres estándares, debiendo definir las características de los mismos.

El primer estándar definido por sencillez es el 'reflect'. Caben dos opciones para si diseño: utilizar un corto ('short') o diseñar con un abierto ('open'). Como ya se ha comentado se quiere realizar el diseño en un sustrato de Alúmina, con lo cual la opción del 'short' conlleva tener que realizar un paso a masa, y es justo uno de los inconvenientes que nos encontrábamos con el sustrato, y que se quería evitar. Con lo cual la opción del circuito terminado en abierto como elemento de reflexión es el adoptado.

Destacar que en la técnica de calibración que se quiere utilizar, TRL, lo importante del elemento que formará el estándar 'reflect' es que tenga un buen coeficiente de reflexión, sin importar tanto si tienes un 'short' o un 'open'. Si quisiésemos trabajar con la técnica de calibración SOLT ('Short'-'Open'-'Load'-'Thru'), por ejemplo, si que se debería

tener bien caracterizado y definido cada uno de los elementos, añadiendo un poco más de dificultad a dicha técnica.

Analizado esto, en la Fig. 2. 23 se muestra el estándar creado, en el cual se han dispuesto los elementos de ambos accesos distanciados entre si una distancia de $\lambda/4$ a la frecuencia central. Esto es así para minimizar el efecto que pueda ocasionar una transición en la otra, pudiendo introducir un pequeño acoplo entre puertos que no nos interesaría.



Fig. 2. 23. Estándar 'Reflect'

El siguiente estándar definido es el 'thru'. Consiste en hacer camino directo entre el acceso de entrada y el de salida. El único punto a tener en cuenta en su diseño es si se le quiere dotar con una longitud intermedia entre los accesos o no. En el caso de que se le añadiese un tramo de línea entre los accesos, ésta debería ser bien definida, para incorporar en el kit el retraso que se introduce en el 'thru'. Esta misma longitud afectaría a la hora del diseño del siguiente estándar, 'line', ya que esta debe tener una longitud superior a la del 'thru' en $\lambda/4$.

El estándar finalmente diseñado no presenta línea añadida entre los accesos, con lo que el retardo que introduce el 'thru' es igual a 0. El estándar se muestra en la Fig. 2. 24.



Fig. 2. 24. Estándar 'Thru'

Por último se define el estándar 'line'. Se ha diseñado mediante la inserción, entre ambas transiciones de acceso, de un tramo de línea de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia central de trabajo. La longitud que se calcula mediante LineCalc es de 942 µm, que introduce un retardo de 8.36 ps.

Debido a que la banda de frecuencias que se quiere cubrir (20 a 40 GHz) no supone un margen de frecuencias excesivamente grande (menor de una relación 8:1 entre las frecuencias inicial y final), no es necesario diseñar otro estándar tipo 'line' para cubrir la banda deseada.

La Fig. 2. 25 muestra el estándar diseñado.



2.4.2. Simulación estándares

Una vez obtenidos los diferentes estándares para el kit de calibración, se pasa a realizar la simulación de los mismos para comprobar su funcionamiento.

Debido a que no se disponen modelos definidos para la estructura generada en la transición, la simulación de las transiciones se realiza con Momentum, obteniendo resultados electromagnéticos.

Analizando las diferentes clases de accesos, o puntos de excitación, que se pueden disponer en Momentum de ADS, hay que detenerse a pensar en los que más convienen para obtener unos resultados correctos. Como excitaciones se pueden utilizar accesos 'single', internos, diferenciales, coplanares, modo común y 'ground reference'. En el circuito diseñado se van a hacer uso de tres tipos de excitación en cada acceso. Revisando las características de cada uno de ellos, y teniendo en cuenta que a la hora de la medida se va a posar un punto de masa con la sonda coplanar sobre la superficie definida por los 'stubs' radiales modificados, en estos puntos se van a colocar accesos de 'ground reference', que simula el efecto de la colocación de un punto de masa. Por lo tanto se hará uso de cuatro accesos de este tipo para cada par de transiciones.

Queda por considerar la clase de excitación o acceso a colocar sobre la línea central de la coplanar. Como ya se ha comentado los accesos colocados sobre la superficie de los 'stubs' representan puntos de masa debido a la relación existente con la medida de los circuitos, y por esta misma razón, si se analiza la sonda coplanar, estos puntos de masa están referenciados al conductor central. Por este hecho, en la simulación los accesos de masa ('ground reference') están relacionados con el acceso del conductor central del diseño realizado. Analizado esto, nos quedan dos posibilidades de accesos a utilizar: el 'single' y el interno. La diferencia entre ellos radica en la extensión (añade una línea de longitud $\lambda/2$) que realiza el simulador para el acceso tipo 'single' para la calibración del mismo en la simulación, que elimina efectos reactivos no deseados de la excitación en el extremo de los accesos. Debido a la relación que debe mantener el acceso de la línea central de las coplanares con las excitaciones (masas de referencia) en los 'stubs' radiales, desestimamos este tipo de excitación, adoptando accesos internos, en los que no hay tal extensión.

Estudiada la forma de proceder en la simulación electromagnética de las estructuras, se comienza con el proceso que nos otorga los siguientes resultados de 20 a 40 GHz mostrados en la Fig. 2. 26, Fig. 2. 27 y Fig. 2. 28 (debido a la simetría de la estructura, únicamente se presentan las adaptaciones de entrada, y en su caso, las pérdidas de inserción):

2.4 Kit de calibración para sondas coplanares



Fig. 2. 26. Simulación estándar 'Reflect'



Fig. 2. 27. Simulación estándar 'Thru'



Fig. 2. 28. Simulación estándar 'Line'

Se observa que los resultados obtenidos son satisfactorios, teniendo una adaptación mejor que 10 dB en todo el margen, y bajo nivel de pérdidas de inserción. También se comprueba que el estándar diseñado como 'reflect', representa un buen coeficiente de reflexión para el propósito que se desea.

Otro factor que interesa estudiar, es la diferencia de fase existente entre los estándares 'thru' y 'line'. Idealmente se ha diseñado para que a 30 GHz haya una diferencia de 90° entre ambos, y la simulación nos otorga el resultado que se observa en la Fig. 2. 29. Diseño y caracterización de dispositivos para banda milimétrica de banda ancha



Fig. 2. 29. Diferencia de fase entre estándares 'line' y 'thru'

2.4.3. Caracterización estándares

Una vez finalizado el proceso de simulación y observados los resultados obtenidos, se pasa a la fabricación del kit de calibración para la posterior medida de los diferentes estándares.

El kit fabricado presenta varias veces repetidos los diferentes estándares, para en caso de que su funcionamiento sea el deseado, tener varios estándares para la realización de futuras calibraciones con él. En la siguiente figura (Fig. 2. 30) se presentan varias imágenes que muestran los estándares del kit fabricado.



Fig. 2. 30. Imágenes del kit fabricado en Alúmina

La medida de los estándares se lleva a cabo en la estación de sondas coplanares, para lo cual se debe montar un esquema de medida como el que se ve en la Fig. 2. 31. En él se observa que se hace uso de un analizador de redes, en concreto el PNA E8364A de Agilent Technologies, y de unos cables coaxiales con conector 2.4mm, que nos interconectarán los accesos del analizador con las sondas coplanares (67A-GSG-150P de Picoprobe), que presentan un 'pitch' (distancia entre puntas) de 150 µm y permiten una medida precisa hasta 67 GHz.



Fig. 2. 31. Esquema de medida

Se realiza la calibración del sistema arriba mostrado, para lo cual se hace uso del kit de calibración comercial CS-5 de PicoProbe [13], haciendo una calibración TRL. El proceso de medida abarca el rango de frecuencias de 20 a 40 GHz. En la siguiente figura (Fig. 2. 32) puede verse una fotografía realizada en el momento en el que el dispositivo bajo prueba, en este caso el kit diseñado, se encuentra colocado en la estación de sondas coplanares y se va a proceder a la realización de la medida.



Fig. 2. 32. Medida del kit fabricado

Los resultados obtenidos de la medida de los tres estándares se muestran en Fig. 2. 33, Fig. 2. 34 y Fig. 2. 35, mostrando la comparación de la medida (curvas punteadas de color rojo) con la simulación.



Fig. 2. 33. Medida estándar 'Reflect'



Fig. 2. 34. Medida estándar 'Thru'



Fig. 2. 35. Medida estándar 'Line'

Por último se presenta, en la Fig. 2. 36, la comparación obtenida de la diferencia de fase medida y simulada entre los estándares 'thru' y 'line', observando que la diferencia de fase existente entre el estándar 'thru' y el 'line' es la esperada tras el proceso de simulación.



Fig. 2. 36. Diferencia de fase entre estándares 'line' y 'thru' simulado y medido

2.5. Método de medida

Una vez desarrolladas las transiciones de línea coplanar a línea microstrip, y con ellas diseñado un kit de calibración que descuente el efecto que introducen en el montaje en serie con dispositivos sobre línea microstrip, se tienen las herramientas para desarrollar el método de medida de banda ancha de dispositivos para banda milimétrica.

Se dispondrá del montaje sobre línea microstrip de varios circuitos o dispositivos, para en su fabricación sobre sustrato de Alúmina añadirles las transiciones diseñadas para su medida en la estación de sondas coplanares.

Una vez realizadas las medidas de los diferentes estándares que conforman el kit diseñado, se define un 'calkit' con las características de los estándares (retraso que introduce el 'thru', retraso del 'line', efecto del 'reflect'), que es importado en el equipo de medida (analizador de redes) para la corrección del efecto de las transiciones cuando se mida con ellas.

Para comprobar el método de medida, se han fabricado los filtros diseñados en el capítulo 2.2 añadiéndoles las transiciones diseñadas. También se ha diseñado una resistencia en tecnología impresa (Thin-Film Resistor) para su medida con las transiciones. Y por último se ha realizado también el montaje en línea microstrip de un diodo Schottky para su medida mediante este método.

Posteriormente, para validar el método, se mostrará la comparación de los resultados obtenidos con este método y con otros métodos de medida basados en tecnologías comerciales y resultados de simulación.

2.5.1. Medida Filtros Paso Banda (BPF)

Los primeros dispositivos medidos en montaje con las transiciones diseñadas son los filtros paso banda en microstrip vistos en el capítulo 2.2. La única diferencia que presentan con los mostrados en dicho capítulo, es que se les ha añadido las transiciones para su medida directa con el nuevo kit de calibración creado (Fig. 2. 37 y Fig. 2. 38).



Fig. 2. 37. BPF01 con transiciones coplanares a microstrip



Fig. 2. 38. BPF02 con transiciones coplanares a microstrip

Los resultados obtenidos de ambos filtros en las medidas, tras realizar la calibración del equipo de medida con el kit diseñado, son los que se muestran en las siguientes figuras (Fig. 2. 39 y Fig. 2. 40), donde también se muestra la comparación con la simulación electromagnética en acceso microstrip de ambos filtros realizada con Momentum.



Fig. 2. 39. Comparación medidas (trazas rojas punteadas) y simulación (curva azul) de BPF01



Fig. 2. 40. Comparación medidas (trazas rojas punteadas) y simulación (curva azul) de BPF02

Se puede observar de la comparación de los resultados obtenidos del proceso de medida y de la simulación, que el efecto introducido por las transiciones es corregido tras el proceso de calibración con el kit diseñado, obteniéndose la matriz de Scattering de los filtros en los planos de acceso microstrip como se deseaba.

2.5.2. Resistencia en tecnología Thin-Film

El segundo dispositivo diseñado para su medida con las transiciones es una resistencia en tecnología impresa (Fig. 2. 41). El sustrato de Alúmina que se ha venido utilizando para la realización de los diferentes diseños, presenta una capa resistiva (20 Ω /sq) de níquel-cromo (NiCr) bajo la capa conductora de oro, con lo que, realizando los ataques químicos necesarios sobre el sustrato, se puede crear este tipo de resistencias. El valor de resistencia diseñado es de 30 Ω .



Fig. 2. 41. Resistencia Thin-Film fabricada

En la Fig. 2. 42 y Fig. 2. 43 pueden verse los resultados de la medida mediante este método de la resistencia mostrada en la Fig. 2. 41, así como los resultados de la simulación electromagnética de la misma con Momentum para su comparación.



Fig. 2. 42. Comparación simulación electromagnética (curva azul) y medida (traza en puntos rojos) de la resistencia en cuando a adaptación



Fig. 2. 43. Comparación simulación electromagnética (curva azul) y medida (traza en puntos rojos) de la resistencia en cuanto a pérdidas de inserción

Se puede observar en los resultados presentados, que la resistencia presenta un efecto capacitivo. Se trata de un modelo de resistencia distribuido, que se comporta como si se tratase de una línea de transmisión con pérdidas, como puede verse en la Fig. 2. 43.

En cuanto a los resultados que se muestran en las cartas de Smith (Fig. 2. 42), cabe decir que el resultado que se muestra es el correspondiente a tener en serie la resistencia diseñada con la carga ideal de 50 Ω que presenta el equipo de medida en cada acceso, con lo cual sale desplazado respecto al círculo correspondiente a la impedancia de la resistencia impresa.

Mediante comparación de los resultados, se observa nuevamente que se obtiene la matriz de los parámetros de Scattering del dispositivo bajo prueba, eliminando el efecto de las transiciones.

2.5.3. Diodo Schottky

El último dispositivo medido con esta clase de montajes es un diodo. Se trata de un diodo Schottky beamlead zero bias, modelo HSCH-9161 de Avago Technologies [14].

Se ha realizado el montaje de dos unidades del mismo (Fig. 2. 44): una con las transiciones desarrolladas en los apartados anteriores, mientras que la segunda unidad con transiciones coplanar a microstrip comerciales con agujeros metalizados [8].



Fig. 2. 44. Diodo HSCH-9161 en ambos montajes

Los dos montajes son para validar el método de medida aquí presentado, comparando sus resultados con los obtenidos con el método de medida basado en las transiciones comerciales de Jmicro. La medida se ha realizado con una potencia de entrada al diodo del -30 dBm y con el retorno de continua a través del analizador de redes.

En la Fig. 2. 45, además de los resultados de las medidas con ambos montajes, también se presenta la simulación de un modelo del diodo obtenido del fabricante [14], a modo de comparación con los resultados obtenidos en ambas medidas.



Fig. 2. 45. Comparación de los resultados: modelo simulado (curva en color rojo), con las transiciones diseñadas (curva punteado azul) y con transiciones comerciales (curva color rosa)

Los resultados presentados son los deseados, obteniéndose la eliminación correcta del efecto de las transiciones diseñadas.

2.5.4. Errores cometidos en la calibración

Los errores producidos en la calibración por la diferencia en las estructuras utilizadas tanto en la calibración como en la medida, han sido objeto de estudio en diversas comunicaciones, [15]-[16].

En el trabajo desarrollado, debido a la tolerancia en el proceso de fabricación, las transiciones de línea coplanar a línea microstrip, no son todas exactamente iguales dentro del kit de calibración fabricado.

De la misma manera, las transiciones que se fabrican en el montaje en serie sobre línea microstrip con otros circuitos o dispositivos, presentarán diferencias con las fabricadas en el kit.

Estas pequeñas diferencias, como la menor o mayor separación entre el conductor central de la línea coplanar y las superficies laterales, y la diferencia en la anchura de la línea central de la coplanar, hacen que a la hora de calibrar con el kit surjan pequeños errores en los resultados finales.

Para ver la influencia que los diferentes estándares provocan, se ha utilizado una rutina de MatLab que emulaba el proceso que se realiza internamente en el equipo de medida, analizador de redes E8364A [17], cuando se realiza una calibración TRL.

Se ha realizado la medida, mediante un binocular, de las dimensiones físicas de los estándares fabricados en el kit, para ver las diferencias con la transición ideal que se diseñó. Como se ha realizado la caracterización del kit, se tiene la medida real de cada estándar, lo cual nos será de utilidad para el proceso que se quiere seguir.

El primer punto que se va a estudiar es la influencia de cada estándar en el proceso de calibración. Se dispone de los parámetros de Scattering de los estándares ideales, y de las medidas de los estándares fabricados, con dimensiones no ideales. Se van a ir introduciendo estándares correctos, los resultados de simulación de los mismos, en el proceso de calibración, metiendo uno erróneo, que corresponderá a la medida real de un estándar con dimensiones no ideales. Como circuito sobre el que realizar las pruebas se ha escogido uno de los filtros diseñados (BPF01).

Como primer paso, se muestra en la Fig. 2. 46 la comparativa de los resultados de simulación del filtro BPF01 con accesos microstrip, y el proceso de deembedding con la rutina de MatLab introduciendo los estándares correctos (simulaciones) con el filtro simulado con accesos en línea coplanar.



Si vamos sustituyendo de uno en uno los diferentes estándares en el proceso de deembedding sobre el filtro BPF01 simulado con accesos coplanares, se observan los siguientes resultados (Fig. 2. 47, Fig. 2. 48 y Fig. 2. 49). En la siguiente tabla se refleja para cada gráfica los estándares utilizados para la realización del proceso de deembedding en cada caso.



Fig. 2. 47. Comparación simulación microstrip (azul), proceso de deembedding (rojo) ideal, deembedding con 'thru' real (rosa)



Fig. 2. 48. Comparación simulación microstrip (azul), proceso de deembedding (rojo) ideal, deembedding con 'line' real (rosa)



Fig. 2. 49. Comparación simulación microstrip (azul), proceso de deembedding (rojo) ideal, deembedding con 'reflect' real (rosa) (rojo y rosa superpuestas)

De los resultados obtenidos, se observa que el estándar 'reflect' es el que menos influencia, ya que habiendo realizado el proceso de deembedding con un 'reflect' real y otro de resultado de simulación, no se observan diferencias, obteniendo la respuesta del circuito. Esto es debido a la robustez de la técnica de calibración TRL frente a este estándar.
En cuanto a los resultados del proceso de deembedding con un 'thru' y 'line' reales, se observa que se introducen pequeños errores en la respuesta final obtenida, con lo que para estos dos estándares es un aspecto importante la repetibilidad de los circuitos.

Si se realiza el proceso sustituyendo ambos estándares por sus medidas reales, se obtienen los resultados de la Fig. 2. 50.



Fig. 2. 50. Comparación simulación microstrip (azul), proceso de deembedding (rojo) ideal, deembedding con 'thru' y 'line' reales (rosa)

Si pasamos a valorar la cuantía del error que se produce por estas diferencias físicas debidas a la tolerancia en la fabricación, se obtienen las siguientes figuras (Fig. 2. 51 para el parámetro S_{11} , y Fig. 2. 52 para el parámetro S_{21} ,). En estas curvas se presenta el error respecto a haber introducido diferentes estándares, bien individualmente o bien en conjunto. El error se ha calculado como la diferencia de los módulos de cada parámetro, tomando como referencia el caso de la utilización de las transiciones simuladas, e introduciendo en cada uno de ellos la utilización de un estándar o más con error.

Cabe destacar que el estudio del error se va a ver incrementado por otro factor, y no es otro que la banda de funcionamiento de las transiciones diseñadas. Los resultados que se presentan, para frecuencias inferiores a 20 GHz y superiores a 40 GHz, se ven incrementados por este factor, teniendo en consideración de aquí en adelante la banda comprendida entre estos valores.

En las gráficas, se representan los diferentes errores cometidos. En el caso de realizar el proceso de deembedding con un 'reflect' real, se puede observar que se producen los errores trazados en color cian y amarillo, con elementos del kit diferentes; si se introducen 'thru' reales, se obtienen las trazas en verde y negro; mientras que si se utilizan 'line' reales se generan las curvas roja y azul con diamantes.

Por último, en las gráficas se presentan en color azul con círculos y magenta, las curvas correspondientes a la combinación de los estándares reales, 'reflect', 'thru' y 'line' obtenidos de la medida. Cada una de las curvas corresponde a la utilización de tres estándares diferentes; en un caso se ha utilizado una combinación de los tres estándares, y en el otro otra diferente. Los estándares utilizados en cada combinación, responden a los utilizados individualmente en el estudio de los errores.

Diseño y caracterización de dispositivos para banda milimétrica de banda ancha

Estándar 'thru'	Estándar 'line'	Estándar 'reflect'	Resultado
[S] medida	[S] medida	[S] medida	Traza azul (0)
[S] simulación	[S] simulación	[S] medida	Traza cian (x)
[S] medida	[S] simulación	[S] simulación	Traza cian (+)
[S] simulación	[S] medida	[S] simulación	Traza rojo (*)
[S] medida	[S] medida	[S] medida	Traza magenta ()
[S] simulación	[S] simulación	[S] medida	Traza amarilla (-)
[S] medida	[S] simulación	[S] simulación	Traza cian (\Box)
[S] simulación	[S] medida	[S] simulación	Traza cian (◊)



Fig. 2. 51. Errores |S₁₁| del filtro

En esta primera figura, se puede observar a frecuencias altas, hasta 40 GHz, se produce un mayor error cuando el estándar que presenta incorrecciones es el 'thru', bien combinado con el efecto que introduce el estándar 'line' o bien por su propio efecto. A frecuencias bajas ocurre algo similar.

El estándar 'line' provoca también errores, de menos cuantía que el caso del 'thru', y que aparecen bien cuando se valora únicamente su efecto, o bien en combinación con el estándar 'thru'.

Observando los resultados para cuando el estándar que puede provocar dicho error es el 'reflect', se obtiene que los errores son muy pequeños, con lo que es un método robusto frente a este estándar.

En la Fig. 2. 52, se muestra el mismo error calculado para el parámetro S_{21} , y corrobora los resultados anteriores, en los que se obtiene la robustez frente al 'reflect', y la dependencia del error con el estándar 'thru' y 'line'.



Fig. 2. 52. Errores |S₂₁| del filtro

2.6. Conclusiones

Se han diseñado circuitos de banda ancha a frecuencias de microondas (banda milimétrica) con resultados satisfactorios para su aplicación dentro de un receptor para aplicaciones de radioastronomía.

Se ha comprobado el correcto funcionamiento de las transiciones coplanar a microstrip diseñadas, cubriendo la banda de 20 a 40 GHz, así como la buena repetibilidad y consistencia de las medidas.

Se ha desarrollado un método de medida de parámetros de Scattering para dispositivos que trabajen en la banda de ondas milimétricas, basado en transiciones de línea coplanar a microstrip de banda ancha, con el diseño de un kit de calibración.

Se ha propuesto un método de medida de parámetros de Scattering de fácil implementación sobre un sustrato de Alúmina evitando la utilización de agujeros metalizados ('via holes').

Se ha realizado un pequeño estudio de la influencia que tienen las variaciones en la estructura de los estándares de calibración, debida a la tolerancia en el proceso de fabricación, en el que se ha visto la robustez respecto a uno de ellos con técnicas de calibración TRL. Como línea de trabajo a seguir, habría que analizar el error introducido no sólo para el caso particular aquí presentado, sino realizando variaciones graduales de los parámetros (anchura del conductor central y separación con las superfícies laterales), y estudiando cómo afecta a los resultados.

Capítulo 3.

Diseño y caracterización de conmutadores de fase 0/180°

3.1. Introducción

Los receptores utilizados en radioastronomía para la medida de la radiación del fondo cósmico de microondas (CMB) se basan en el esquema presentado en [2]. En la Fig. 3. 1 pueden verse los diferentes bloques que componen el mismo.



Fig. 3. 1. Esquema del radiómetro

Está dividido en dos módulos, el frontal y el posterior. Los diferentes elementos estudiados en el capítulo 2 están directamente relacionados con el módulo posterior del receptor, que es la parte de la que se encarga el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas.

En el módulo frontal podemos observar diferentes componentes, entre los que destaca la existencia de un conmutador de fase de dos estados (desfase de 0° y de 180°) después de la etapa amplificadora. De aquí surge el interés por parte del grupo en el diseño y caracterización de un conmutador de fase de banda ancha en frecuencias de microondas, que permita obtener una muestra de la señal en fase y otra en oposición de fase.

El conmutador de fase se ha diseñado para caracterizarlo en la estación de sondas coplanares, de la misma manera que los diseños presentados en el capítulo 2. Se trabaja con accesos en línea coplanar y con tecnología de slot-line, por lo que se necesita diseñar transiciones de línea coplanar a slot-line que permitan conseguir diferencias de fase de 180°. Para ello en la parte slot-line del circuito se incluyen elementos

conmutadores para cambiar el estado, y por lo tanto, el desfase introducido por el circuito diseñado.

Como elemento de conmutación, se desean utilizar diodos PIN de microondas, que en función de la polarización que se les aplique nos proporcionarán un estado u otro del conmutador de fase.

3.2. Diseño conmutadores de fase 0/180°

3.2.1. Introducción

El radiómetro es la unidad receptora que se utiliza en aplicaciones de radioastronomía. En el proyecto PLANCK se desarrollaron receptores para la banda de frecuencias de 30 y 44 GHz [18], en donde se diseñaron el módulo frontal en el Observatorio de Jodrell Bank en Manchester y el posterior por el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas de la Universidad de Cantabria.

Dentro del esquema del módulo frontal (Fig. 3. 2), se observa que dentro de sus elementos contiene un desfasador o conmutador de fase.



Fig. 3. 2. Esquema del módulo frontal

El módulo frontal (FEM) lleva amplificadores de bajo ruido enfriados a 20 K, idealmente idénticos en su respuesta de amplitud y fase, para reducir el ruido 1/f debido a fluctuaciones de ganancia de baja frecuencia. Los conmutadores de fase son de 180°, de forma que el desfase de ambos puede ser idéntico o diferir esos 180°. Con esta condición, en el segundo híbrido, en cada salida se obtendrá una señal proporcional a cada una de las entradas (según el esquema de Fig. 3. 1, una entrada es la señal recibida y la otra se obtiene de una carga de referencia) [19]-[20].

Ante esto surge el interés por desarrollar un nuevo diseño para los circuitos conmutadores de fase, que nos permita obtener una diferencia de fase de 0/180° en la banda de interés (de 26 a 36 GHz).

El diseño de los circuitos intentará desarrollarse para cubrir un ancho de banda mayor, mediante el uso de transiciones coplanares a slot-line. Se adopta esta solución debido a que otro tipo de transición entre líneas de transmisión nos obligaría a utilizar los dos planos del sustrato. Esto en el montaje con otros componentes, implicaría tener que modificar el canal donde fuese montado, debiendo dejar la estructura en el aire para colocar componentes en la parte inferior. En el caso de querer trabajar con una transición de coplanar a microstrip, nos encontramos con el problema de la colocación del elemento de conmutación. Por lo tanto para facilitar el montaje se desarrolla una topología de línea coplanar a slot-line, donde todos los elementos del circuito se encuentran una misma superficie, con el objetivo de caracterizar el dispositivo en la estación de sondas coplanares.

3.2.2. Diseño transición coplanar-slot-line

En diversos trabajos, [21]-[24], se han venido desarrollando este tipo de transiciones, para diferentes bandas de frecuencias y en función de la topología elegida consiguiendo un ancho de banda de funcionamiento mayor o menor.

La especificación que se tiene es cubrir la banda de 26 a 36 GHz, pero con el diseño se pretende ampliar el margen de 20 a 40 GHz.

En el capítulo 2 se han definido los diferentes parámetros para la definición de la línea coplanar, presentando a continuación la slot-line (Fig. 3. 3).



Fig. 3. 3. Estructura de la slot-line

Se observa que entre las características del slot-line está que no presenta metalización en el plano inferior del sustrato, es decir, plano de masa de referencia. El sustrato que se pretende utilizar es el mismo de Alúmina presentando en el capitulo 2 (h=0.254mm, ϵ_r =9.9, t=3µm, σ =4.1·10⁷ S/m, tan δ =0.0001).

Debido a la no existencia de plano de masa en la parte inferior del sustrato, para facilitar el diseño y posterior fabricación de los circuitos, se mantiene en el tramo de línea coplanar esta misma característica (CPW).

Por lo tanto se hace uso nuevamente de la herramienta de cálculo de parámetros de líneas de transmisión (LineCalc), para obtener los valores de la anchura de la línea central de la estructura coplanar y la separación entre ésta y los planos laterales.

Se debe tener en cuenta también que tras la fabricación, los circuitos se caracterizan en la estación de sondas coplanares, con lo que se buscan unos valores para la impedancia requerida que no sobrepasen el doble de la distancia entre puntas de las sondas (pitch=150 μ m).

Se observa con el calculador de parámetros de líneas de transmisión, que la diferencia, en la estructura coplanar, entre disponer o no de plano de masa, modifica poco el valor de la impedancia de entrada que presenta. Así que se hacen uso de los valores obtenidos en el capítulo 2:

w_{cop}=104.1 μm gap=49.5 μm Pasamos a definir las características del slot-line, en donde como parámetro a calcular se encuentra únicamente la separación, es decir, la anchura de la ranura. Como herramienta para el cálculo, se utiliza la aplicación TXLine de Applied Wave Research (AWR).

Según las estructuras vistas en [21]-[24], se trabaja con una impedancia de slot-line de 50 Ω en el paso de coplanar a slot-line. Si calculamos en esta banda de frecuencias (se calcula para 30 GHz) el valor obtenido para la anchura de la ranura es la siguiente:



En cuanto a la simulación no generaría problemas tener ese valor de anchura de la ranura, pero en cuanto a la fabricación si que se tendrían, ya que es un valor demasiado pequeño y de difícil fabricación. Siempre hablando con la tecnología de la que se disponen en los laboratorios del departamento, donde se van a fabricar los primeros prototipos.

Por lo tanto, se debe escoger un valor para el gap del slot-line dentro de la tolerancia de fabricación, y que no se aleje mucho del valor teórico de los 50 Ω en slot-line para no modificar mucho la impedancia que presente. En el capítulo 2, cuando se diseñaron y fabricaron las transiciones coplanar-microstrip, se disponía de una separación entre conductores de 49.5 µm, y a la hora de la fabricación esto no generó problemas por su dimensión, con lo que se comprueba con el software calculador de parámetros de líneas de transmisión la impedancia a la que responde tal anchura de ranura a la frecuencia de 30 GHz.

G=49.5
$$\mu$$
m \rightarrow Z=68.3 Ω @ 30 GHz

Con estos valores se tienen definidos los parámetros de la línea coplanar y del slot-line, con lo que queda por definir la topología a seguir para el diseño de la transición. Para ello deberemos fijarnos en el ancho de banda a cubrir. Se desea diseñar un conmutador futuro que trabaje en una banda más grande que la de trabajo del receptor, intentando que cubra la banda de 20 a 40 GHz.

En [25] se presentan diversas topologías que pueden utilizarse para la realización de la transición coplanar a slot-line. Todas ellas se basan en la utilización de 'stubs', bien clásicos o bien radiales, que nos permitirán definir el ancho de banda a cubrir. En la Fig. 3. 4 puede verse las diversas opciones.



Fig. 3. 4. Topologías para el diseño de la transición

En ellas se combina un corto en coplanar con un 'stub' en corto en slot-line (a y b), un 'stub' en abierto en coplanar con un 'stub' en corto en slot (c, d y e), o una estructura más compleja (f) con cruce en Y.

De los diferentes estudios presentados, especialmente en [22], la combinación que más ancho de banda proporciona es la configuración que se ve en Fig. 3. 4(e), con la combinación de 'stubs' radiales en el tramo coplanar y slot-line.

Por lo tanto la transición coplanar a slot-line, que se basará en dicha topología, se diseña para que trabaje en la banda de funcionamiento del receptor. Para esto se sintoniza la banda con los 'stubs' que contiene, centrando su frecuencia en 36 GHz. Se adopta esta frecuencia para asegurarnos que cubra la banda del receptor, y a la vez, intentar conseguir que cubra una mayor banda tanto por encima como por debajo del margen a cubrir por el receptor (26-36 GHz). La transición diseñada se muestra en la Fig. 3. 5.



Fig. 3. 5. Transición de línea coplanar a slot-line

Como variante de diseño de esta estructura, se decidió adoptar otras opciones para comprobar resultados preliminares. La única diferencia que se introduce en el diseño, es la anchura de la slot-line, que se han fijado a un valor G=150 μ m o G=200 μ m. Estos valores proporcionan teóricamente valores de impedancia altos (mayores de 100 Ω). A pesar de que estos valores se alejan sustancialmente de los 50 Ω , se buscaba trabajar con una anchura de la ranura tal que sea adecuada para su fabricación.

3.2.3. Caracterización transiciones CPW-slot-line

3.2.3.1. Caracterización electromagnética

Obtenido el diseño de la transición se pasa a realizar las oportunas simulaciones de la misma, para comprobar su funcionamiento. Una vez más la no existencia de modelos de esquemático válidos en el simulador con el que se trabaja (ADS), hace que haya que recurrir a simulaciones electromagnéticas como medio para comprobar su funcionamiento.

Las simulaciones en Momentum se van a realizar en un margen frecuencial amplio, de 10 a 50 GHz, para primero comprobar su posible funcionamiento en una banda mayor de la requerida, y segundo fijarnos en la específica del receptor.

El paso previo al comienzo de las simulaciones, es definir el sustrato con el que se trabaja. Como ya se ha comentado, se va a trabajar con Alúmina, con lo que cual se introducen sus características en el simulador. Pero para obtener unos resultados más completos, se debe pensar en cómo va a ser el proceso de medida en la estación de sondas coplanares. Caben dos opciones: la primera, es mediante el uso de un útil de medida que nos mantenga el sustrato suspendido para que se cumpla la no existencia de plano de masa en la parte inferior del circuito; mientras que la segunda de ellas, es la utilización de un sustrato de baja constante dieléctrica y de una altura suficiente para que no modifique la distribución de las líneas de campo tanto en la estructura coplanar como en la estructura en slot-line.

La opción adoptada es la segunda de ellas, primero por sencillez para la futura medida, ya que evita la utilización de un útil específico, y segundo, porque se disponía en el laboratorio del departamento de un sustrato de tales características. Se trata de un sustrato de espuma ('foam') FoamClad. Las características que presenta son h=2.59mm, ε_r =1.18, t=17µm, tan δ =0.002. En la parte inferior del sustrato de FoamClad se mantendrá la metalización, para así dotar al circuito de una masa de referencia, estando lo suficiente lejos para que no deteriore el funcionamiento del diseño.

La estructura resultante es la que se muestra en la Fig. 3. 6. En ella pueden verse los diferentes niveles que componen la estructura, definiendo los distintos sustratos, mostrándose en azul claro el FoamClad, en gris el sustrato de Alúmina y en amarillo la metalización superior. Puede observarse la diferencia entre la altura de los sustratos, y la distancia existente entre el plano de masa de referencia (superficie inferior del FoamClad) y la parte inferior de la Alúmina, para intentar no modificar el funcionamiento de la estructura.

Diseño y caracterización de conmutadores de fase 0/180°



Fig. 3. 6. Estructura a simular para el estudio de la transición

Por último, las simulaciones se van a realizar sobre una estructura back-to-back, es decir, se dispondrá una doble transición coplanar-slot-line-coplanar (Fig. 3. 7).



Fig. 3. 7. Estructura back-to-back que se simulará

Se dispondrán de tres simulaciones en Momentum, para cada una de las anchuras de la slot-line diseñadas (50, 150 y 200 μ m). Se quiere realizar las simulaciones de la manera más parecida a las futuras medidas, con lo que se hace uso de puertos de masa de referencia en Momentum ('Ground Reference') junto con el puerto interno en el conductor central de la línea coplanar.

Los resultados obtenidos en las simulaciones son los que se presentan en la Fig. 3. 8 para el caso de anchura G=50 μ m, la Fig. 3. 9 para el caso de G=150 μ m y en la Fig. 3. 10 para G=200 μ m.



Fig. 3. 8. Transición coplanar-slot-line con G=50 µm



Fig. 3. 9. Transición coplanar-slot-line con G=150 µm



Fig. 3. 10. Transición coplanar-slot-line con G=200 µm

En los diversos resultados presentados, vemos que a medida que se hace más ancho el slot-line, es decir, cuando se tiene que la impedancia del slot-line se aleja de los 50 Ω , se obtienen mejores resultados en cuanto a pérdidas de retorno.

Para dotar de mayor realismo a la estructura coplanar, se debe asegurar que en la zonas de discontinuidad se mantenga la equipotencialidad en ambos planos laterales de la línea coplanar para tener el modo par de campo eléctrico (Fig. 3. 11, se ha suprimido el sustrato de FoamClad para la mejor visualización). Para asegurar esa igualdad de potencial en estas superficies, se añaden en los montajes elementos que interconecten ambos planos. El elemento que se utiliza para unir las dos superficies son hilos de oro de 25 µm de diámetro, con lo que en las simulaciones se introduce dicho elemento. Para ello, en la definición del sustrato se añade una capa adicional que se sitúa sobre la superficie conductora donde está impreso el circuito, de forma que las capas quedan paralelas. Sobre esta nueva capa, se dibuja la forma aproximada que presentará el hilo, y debido a que no se dispone de buen modelo del mismo, se presenta como una superficie rectangular con las dimensiones aproximadas de un hilo y la conductividad del oro. La longitud será fijada por la unión entre los extremos y la anchura por el diámetro del hilo. Pero es necesario interconectar ambas capas, para que exista el contacto real que se producirá en el montaje, y lo que se hace es utilizar un 'via' que nos una las mismas (Fig. 3. 12).



Fig. 3. 11. Puntos de contacto de los hilos



Fig. 3. 12. Hilos de oro en Momentum: rectángulo verde para la superficie del hilo, círculo azul para la interconexión

Los hilos se situarán los más cerca posible de la discontinuidad, en ambos extremos, y su longitud será lo más ajustada posible a los límites del material conductor.

Con el proceso de simulación de las transiciones con los hilos de interconexión, se producen los resultados que se muestran en la Fig. 3. 13 para anchura de la slot-line G=50 μ m, en la Fig. 3. 14 G=150 μ m y en Fig. 3. 15 para G=200 μ m.















Fig. 3. 15. Transición coplanar-slot-line con hilos G=200 µm

A modo de comparación, se presentan los resultados, en la Fig. 3. 16, en cuanto a niveles de adaptación de entrada entre la simulación con y sin los hilos de oro que interconectan las superficies laterales de la línea coplanar.



Fig. 3. 16. Resultados de la simulación con hilos (azul) y sin hilos (rojo): a) G=50 μm, b) G=150 μm, c) G=200 μm

Se aprecia que en el caso de la menor anchura toma especial importancia el asegurar la igualdad de potencial, ya que mejora sustancialmente la adaptación del circuito tanto en niveles obtenidos como en banda de funcionamiento. Cuando la anchura de la ranura es de G=150 μ m, se observa que mejora, ampliando la banda de funcionamiento de la transición. En el último caso (G=200 μ m), se vuelve a obtener un ensanchamiento en banda, pero se obtiene un peor nivel de adaptación.

3.2.3.2. Caracterización estación de sondas

Como medio para validar los resultados obtenidos en las simulaciones, así como el método utilizado para el desarrollo de las mismas, se fabrican unos circuitos que representan las transiciones back-to-back.

Se han fabricado sobre el sustrato de Alúmina, se le han añadido en el montaje los hilos de interconexión, se ha eliminado el conductor de la parte inferior del sustrato de Alúmina, y se ha puesto sobre el FoamClad. Como primeras versiones de los circuitos, se han mandado fabricar las dos transiciones diseñadas que presentan una anchura en el tramo slot-line mayor.

Los circuitos fabricados son los siguientes (Fig. 3. 17):



Fig. 3. 17. Transición CPW-slot-line: a) G=150 µm; b) G=200 µm

El sistema de medida está formado por el analizador de redes PNA E8364A de Agilent, cables de acceso en conector 2.4mm para la conexión a los puertos del PNA y a las sondas coplanares modelo 67A-GSG-150P de Picoprobe, que tienen una separación entre contactos de 150 μ m y que nos permiten caracterizar correctamente dispositivos hasta 67 GHz. Se ha realizado la medida de 10 a 50 GHz, realizando una calibración TRL con el sustrato comercial CS-5 de PicoProbe [13].

En las siguientes gráficas (Fig. 3. 18 y Fig. 3. 19) se muestran los resultados obtenidos en el proceso de medida, así como los resultados de la simulación, expuestos en el apartado anterior, con Momentum.



Fig. 3. 18. Comparación entre simulación (rojo) y medida (punteado zul) de la transición con G=150 µm



μm

Los resultados presentados muestran un ajuste bastante bueno entre las medidas realizadas en la estación de sondas coplanares y las simulaciones electromagnéticas de Momentum. Con esto validamos los diseños, así como el método de simulación utilizado, a través de la definición en el simulador de las diferentes capas que componen el sustrato final, y la utilización de los hilos.

Las pequeñas diferencias existentes, sobre todo en la primera de las transiciones fabricadas (Fig. 3. 18), se debe principalmente a la tolerancia en la fabricación, ya que

las dimensiones en uno de los accesos de la transición, se han modificado con respecto a las ideales.

3.2.4. Diseño conmutadores de fase

Una vez realizado el diseño de la transición de línea coplanar a slot-line, pasamos al diseño de los conmutadores de fase.

Tras los resultados obtenidos en la medida de las transiciones fabricadas, se decide escoger únicamente una de ellas, la que presenta anchura de la ranura $G = 150 \mu m$. El diseño realizado con $G = 200 \mu m$ presentaba peores resultados, coincidiendo con la banda de funcionamiento del receptor, con lo cual se decidió optar por el otro diseño.

De la misma manera se realiza un diseño paralelo con la transición de anchura de ranura $G = 50 \ \mu m$. A pesar de que no se ha fabricado un circuito con las transiciones diseñadas para este valor, a partir de los resultados obtenidos en la simulación, una vez visto que el método de diseño utilizado es válido, se decidió continuar también con está transición.

El diseño realizado es el mismo para ambas transiciones, aunque el valor de la anchura del tramo en slot-line sea diferente.

La idea para conseguir una diferencia de fase de 0 ó 180° es modificar ligeramente la transición de salida. Se quiere conseguir la diferencia de fase por la estructura en sí, ya que se desea que en la transición de salida se introduzca la señal bien por un lado de la línea coplanar o bien por el otro, propagándose en ambos casos el modo par, pero con una diferencia de fase de 180° de entrar por uno u otro lado de la coplanar.

En el esquema de la Fig. 3. 20 se muestran las líneas de campo tanto en la estructura coplanar, como en el slot-line [26]. En la coplanar las líneas de campo van desde el conductor central hacia las superficies laterales (modo par), mientras que en el slot-line, las líneas de campo van de un extremo al otro del slot-line, en función del potencial de ambos.



Fig. 3. 20. Líneas de campo en línea coplanar y slot-line

Lo que se quiere realizar es modificar la transición del tramo de salida. En la Fig. 3. 21 se muestra un ejemplo de lo que se pretende conseguir. A través de tener los dos accesos posibles en la transición coplanar a slot-line, obtener una señal con fase contraria. Si se observa el ejemplo de la izquierda, las líneas de campo que se tienen en el tramo slot-line son las que se ven en la figura, obtenidas de igual modo en la transición de la Fig. 3. 20. Mientras que en el ejemplo de la derecha de la Fig. 3. 21, las líneas de campo tienen la dirección contraria. Al hacer la transición a coplanar por ambos accesos, las líneas de campo que se generan en la línea coplanar presentan entre sí una diferencia de fase de 180°. Para obtener estas líneas de campo, hay que tener en cuenta que en el extremo opuesto de slot-line, por donde no se propaga la señal, existiría un cortocircuito.





Fig. 3. 21. Líneas de campo para la dualidad de caminos

Por lo tanto se debe conmutar el camino de propagación de la señal, habilitando en cada caso el tramo slot-line con el que se desea acceder a la transición a coplanar.

El punto crítico del diseño se sitúa entonces en la modificación de una transición slotline a coplanar con doble acceso y que no introduzca pérdidas por desadaptación en el circuito. Se tendrá por tanto un circuito con entrada y salida coplanar, con doble acceso a la transición de salida, y con una bifurcación en el tramo slot-line.

Se van a presentar tres diseños de un conmutador de fase. Dos de ellos se basan en la misma estructura, pero se diferencian en la transición coplanar a slot-line que se utiliza. El tercero es algo diferente a los anteriores, pero basado en la misma topología.

Para la estructura de los diferentes conmutadores de fase, se utiliza la herramienta software High Frequency Structure Simulator (HFSS) de Ansoft. En esta ocasión se ha utilizado este simulador, porque se reduce el tiempo de simulación. Los resultados obtenidos anteriormente con Momentum son válidos, y se han realizado las simulaciones también con él para comparar datos. Con HFSS se realiza de manera más intuitiva la elaboración de los sustratos a utilizar (Alúmina, FoamClad), ya que se van añadiendo los sustratos como volúmenes con las dimensiones concretas del mismo.

La diferencia fundamental entre ambos simuladores es el método de resolución que cada uno de ellos utiliza. Momentum es una herramienta quasi-3D y utiliza el método de los momentos, mientras que HFSS es una aplicación 3D que utiliza el método de los elementos finitos.

3.2.4.1. Circuito desfasador w_{gap}=50 µm

El primer circuito diseñado se ha realizado con la transición coplanar a slot-line que presentaba una anchura de ranura de 50 μ m.

La medida adoptada para la transición de salida es duplicar el acceso en slot-line, y darle la forma del stub radial que presenta el cortocircuito en slot. Con esto lo que se intenta es dotar de la misma forma a ambos accesos, intentando modificar lo menos posible la transición ya diseñada.

El circuito generado es el que se muestra en la Fig. 3. 22.



Fig. 3. 22. Primer diseño de circuito desfasador

Como puede verse, se realiza la bifuración en el tramo slot-line, y se doble el stub radial en la transición de salida.

Para la realización de las simulaciones se han utilizado cortocircuitos para diferenciar cada camino de transmisión posible. Para asegurar la equipotencialidad en la línea coplanar, se han colocado hilos de oro en la discontinuidad existente en el tramo coplanar.

Los hilos de oro se han simulado añadiendo dos capas adicionales a la definición del sustrato en los simuladores. En Momentum se han definido como una línea conductora de oro, y la segunda capa utilizada como un vía para la interconexión del hilo con la superficie del desfasador. Para el caso de HFSS se ha utilizado el modelo de hilo de bonding que viene definido en el propio simulador.

La situación de los cortocircuitos puede verse en la Fig. 3. 23, en las discontinuidades de la línea coplanar o par ala selección del camino por el que deseamos que se propague la señal.



Fig. 3. 23. Situación de los bondings

Los resultados obtenidos de la simulación son los que se muestran en la Fig. 3. 24, observando una diferencia de fase entre ambos estados de aproximadamente 180°.



Fig. 3. 24. Resultados en fase: estado 1 (curva azul), estado 2 (curva roja)

A continuación se presentan, en la Fig. 3. 25, los resultados en cuanto a parámetros de Scattering del circuito arriba presentado, mostrando sólo uno de los caminos.



Fig. 3. 25. Parámetros de Scattering del circuito (Momentum)

Los resultados que se obtienen con ambos simuladores concuerdan, obteniendo valores muy parecidos entre ambos.

3.2.4.2. Circuito desfasador w_{gap}=150 μm

El segundo circuito desfasador que se presenta (Fig. 3. 26) sigue la misma estructura que el del apartado anterior, pero con la diferencia que el tramo en slot-line presenta una mayor anchura (150 μ m).



Fig. 3. 26. Segundo diseño de circuito desfasador

El proceso de simulación sigue el mismo patrón que el caso anterior, con la colocación de hilos de oro para realizar el cortocircuito en cada unos de los caminos y asegurar la equipotencialidad en las discontinuidades en línea coplanar.

Los resultados obtenidos en cuanto a fase de ambos estado son lo que se presentan en la Fig. 3. 27, obteniendo valores de desfase alrededor nuevamente de 180°.



Fig. 3. 27. Resultados en fase: estado 1 (curva azul), estado 2 (curva roja)

En cuanto a los resultados en Scattering, se obtuvieron los siguientes resultados (Fig. 3. 28):



Fig. 3. 28. Parámetros de Scattering del circuito (Momentum)

Con estos resultados, se observa que este diseño presenta un funcionamiento algo peor en cuanto a adaptación y pérdidas de inserción en la frecuencia respecto al anterior.

3.2.4.3. Circuito desfasador 90° w_{gap} =50 µm

Como variante a los circuitos anteriores, se realiza un diseño de un circuito conmutador de fase en el que el acceso de entrada y el de salida se encuentran formado un ángulo de 90°. Se ha adoptado esta medida porque posibilita reducir el tamaño de los circuitos presentados anteriormente.

Como anchura del tramo slot-line se ha adoptado $G=50~\mu m$, debido a que con los resultados presentados para los otros diseños, es con el que se observa un mejor funcionamiento.

También se ha modificado en este diseño la estructura de la transición de salida. Aquí se han eliminado los stubs radiales en el tramo slot-line, haciendo los accesos directamente con el tramo de línea de transmición que se encontraba en la bifurcación de caminos.

Con estas consideraciones, el circuito diseñado en esta tercera versión es el de la Fig. 3. 29, donde se muestran ya los hilos de oro, utilizados como en los casos anteriores.



Fig. 3. 29. Tercer circuito desfasador

Con esta última versión del desfasador, los resultados que se obtienen para ambos estados son los que se presentan en la Fig. 3. 30.



Los resultados que se obtienen en Scattering, son los siguientes (Fig. 3. 31):



Fig. 3. 31. Parámetros de Scattering del circuito (Momentum)

Los resultados que presenta este diseño no son buenos en cuanto al nivel de pérdidas que presenta, debido sobre todo a los niveles de adaptación que presenta, pero si en cuanto a la banda que cubre y a la respuesta plana que presenta.

3.3. Caracterización conmutadores de fase 0/180°

Una vez realizadas las simulaciones de los diferentes diseños, se procede a la fabricación de los mismos en nuestro laboratorio.

Se han realizado la fabricación sobre Alúmina, y un posterior montaje sobre el sustrato de FoamClad. Como paso previo, se realizó un fotolito para la posterior grabación sobre el sustrato.

En la Fig. 3. 32 se muestran los circuitos fabricados sobre Alúmina. Se han fabricado dos versiones de cada conmutador de fase para realizar la conmutación de camino sin tener que modificar el montaje cada vez. Además, debido a que hay que añadir el sustrato de FoamClad, sería necesario separar la Alúmina cada vez que se quisiera modificar el montaje, ya que para la realización de los cortocircuitos se utiliza una máquina de ultrasonido para el montaje de los hilos de oro, que calienta la base sobre la que se coloca el circuito, y la temperatura que alcanza es demasiado elevada para el sustrato de FoamClad.



Fig. 3. 32. Sustrato de Alúmina con las versiones de los desfasadores

En la primera iteración de la medida de los circuitos, se decide realizar la conmutación de caminos a través de la colocación de hilos de oro, proceso idéntico a la simulación, antes de introducir el elemento conmutador. La medida para comparar la diferencia de fase entre caminos, se ha realizado sobre dos circuitos, pudiendo introducir un pequeño error adicional en la fase, ya que los circuitos pueden presentar pequeñas diferencias entre si, a pesar de que se realice la fabricación del mismo con el mismo fotolito.

La medida de los circuitos se realiza en la estación de sondas coplanares, formando el esquema de medida que se observa en la Fig. 3. 33. Se ha utilizado el analizador de redes PNA E8364A de Agilent Technologies, y unos cables que nos interconectarán los puertos de acceso del analizador con las sondas coplanares de distancia entre puntas 150 μ m, que nos permiten una medida precisa hasta 67 GHz.



Fig. 3. 33. Esquema de medida

Se debe realizar la calibración del sistema arriba mostrado, para lo cual se hace uso del kit de calibración comercial CS-5 de PicoProbe [13], haciendo una calibración TRL. El proceso de medida abarca el rango de frecuencias de 10 a 50 GHz.

Los resultados de las medidas realizadas se presentan en la Fig. 3. 34 para el desfasador de $w_{gap}=50 \ \mu m$, en la Fig. 3. 35 para el que presentan un $w_{gap}=150 \ \mu m$, y en la Fig. 3. 36 para el que se ha modificado teniendo la estructura en 90° con $w_{gap}=50 \ \mu m$. Los resultados que se presentan en color azul corresponden a las estructuras de la parte superior de la Fig. 3. 32, mientras que las trazas en rojo a las de la parte inferior.



Fig. 3. 34. Conmutador de fase wgap=50 µm



Fig. 3. 35. Conmutador de fase w_{gap} =150 µm



Fig. 3. 36. Conmutador de fase 90 ° w_{gap} =50 μm

Si se comparan los resultados de las medidas en las tres figuras con anteriores, con los resultados obtenidos en la simulación (Fig. 3. 24 y Fig. 3. 25 para el primer diseño, Fig. 3. 27 y Fig. 3. 28 para el segundo, Fig. 3. 30 y Fig. 3. 31 para el tercer caso), se observa que se ajustan bastante bien. De todas formas, las pequeñas discrepancias que se observan en las medidas para los dos caminos de propagación de la señal, se deben en parte a que las medidas se han realizado sobre dos circuitos diferentes, y esas pequeñas diferencias entre ambos circuitos derivan en que no se obtiene un resultado idéntico para ambos caminos.

Analizando los resultados de las medidas, se observa que los mejores resultados en cuanto a la diferencia de fase obtenida, nos la proporciona el diseño en 90°, pero presentando el problema de mala adaptación y muchas pérdidas de inserción, por lo que se debería mejorar. En cuanto a los otros dos diseños, los casos del camino de anchura $w_{gap}=150 \ \mu m \ y \ w_{gap}=50 \ \mu m$ presentan resultados acordes a las simulaciones, malos en cuanto a pérdidas de inserción, pero con resultados aceptables en diferencia de fase. Todos los diseños presentados, tienen una respuesta en fase con un error de $\pm 10^{\circ}$ respecto al valor deseado de 180°. El margen de funcionamiento de los mismos cubriría la banda de frecuencias del receptor, pudiendo ser utilizados en un rango de frecuencias más grande.

Con estos resultados se decide realizar un montaje con el elemento de conmutación externo (diodo PIN) en el conmutador de fase de $w_{gap}=150 \mu m$, para comprobar la influencia del diodo en el funcionamiento del circuito, y en el caso del diseño en 90° se desea estudiar una versión que mejore los resultados del mismo (adaptación y niveles de pérdidas que introduce), manteniendo la diferencia de fase obtenida.

3.3.1. Diodo PIN de microondas

3.3.1.1. Introducción

Un diodo PIN de microondas es un dispositivo semiconductor controlado por corriente. En función de la forma en la que varíe la misma, el dispositivo puede ser empleado para unas aplicaciones u otras. Si la corriente que circula por el diodo en directa varía de forma continua, puede ser empleado en aplicaciones tales como atenuar, control de nivel y modulación en amplitud; si la misma es conmutada, el dispositivo se puede utilizar en circuitos de control, modulación por pulsos o desfasar señales [27].

La estructura básica de un diodo PIN puede verse en la Fig. 3. 37, presentado la sección de un dispositivo.



Fig. 3. 37. Sección de un diodo PIN

Los diodos PIN se suelen fabricar a partir de silicio puro, en el que se difunde una región dopada tipo P sobre una de las superficies, y otra dopada tipo N sobre la opuesta, formando una región intrínseca en el medio de la estructura.

Cuando el diodo PIN está polarizado en directa o inversa, los circuitos equivalentes que se podrían considerar son los que se presentan en la Fig. 3. 38.



Fig. 3. 38. Circuito equivalente: a) directa; b) inversa

De la figura cabe destacar, que la inductancia L se debe a los efectos introducidos por el encapsulado, la resistencia R_S es debida a la región intrínseca por la que circulan los portadores en polarización directa, mientras que cuando se polariza en inversa aparece una resistencia R_P debida a las disipaciones resistivas de la red, y la capacidad C_T como consecuencia de que en el dispositivo no hay carga almacenada en la región intrínseca al ser polarizado en inversa.

Dentro de las aplicaciones más extendidas para los diodos PIN, [28], encontramos la de circuitos conmutadores. En microondas este tipo de circuitos son muy utilizados, ya que posibilitan administrar la señal entre diferentes componentes. Dentro de estos circuitos, destacan otros de control como son los desfasadores y atenuadores.

La ventaja que proporciona este tipo de dispositivos es que es fácilmente integrable y su velocidad de conmutación, aunque siempre se debe trabajar a potencias no demasiado elevadas.

3.3.1.2. Diodo PIN HPND-4005

El dispositivo seleccionado como elemento conmutador es el diodo PIN HPND-4005 de Hewlett Packard [29].

El diodo escogido presenta típicamente una baja capacidad en inversa ($C_T = 0.017 \text{ pF}$), así como una baja resistencia cuando se le polariza en directa ($R_S = 4 \Omega$).

En la Fig. 3. 39 puede verse una fotografía del diodo antes de proceder al montaje del mismo en el circuito conmutador de fase.



Fig. 3. 39. Diodo PIN HPNP-4005

Si realizamos la simulación del modelo que proporciona el fabricante con la aplicación ADS, se obtienen los resultados que se observan en la Fig. 3. 40. El proceso se ha realizado polarizando el diodo con una corriente en directa de 40 mA, y en inversa con una tensión de -10V.



Fig. 3. 40. Respuesta con polarización directa (izquierda) e inversa (derecha)

De los parámetros resultantes de la simulación del modelo, se obtiene que con polarización directa el diodo se comporta como una resistencia de bajo valor con un efecto inductivo, mientras que en inversa presenta un claro efecto capacitivo.

3.3.2. Montaje diodo PIN y caracterización conmutador de fase

Una vez analizados los diferentes diseños fabricados y el dispositivo conmutador a utilizar para realizar la elección del camino de propagación de la señal, se procede al montaje de los mismos sobre el circuito.

Como se ha comentado, el circuito escogido para la realización del montaje de los diodos PIN, y posterior caracterización del mismo, es el diseño realizado con la anchura $w_{gap}=150 \mu m$. La elección de este circuito es debida a que se iba a facilitar el proceso de montaje, ya que con las dimensiones físicas que se tienen del diodo [29], permitía ajustar la situación de los mismos en el circuito de manera más precisa. La posición de los diodos debe estar lo más al borde posible de la estructura, para adoptar la misma solución que se ha realizado en la simulación con los hilos de oro.

La elección también se basa en los resultados obtenidos. Si la diferencia de fase obtenida en este circuito tuviese un error muy grande, se hubiese adoptado otro circuito como diseño para el montaje de los diodos, pero el error que proporciona la medida de la diferencia de fase en este diseño es del mismo orden que la que proporciona el diseño con w_{gap} =50 µm, mostrando también un nivel de pérdidas similares en ambos casos.

Para la realización de la dualidad de caminos en el circuito, se deben montar 4 diodos PIN, dos para cada camino, ya que como se vio en las simulaciones era necesaria la colocación de dos hilos de oro en cada camino. El esquema a seguir para el montaje de

los diodos es el que se ve en la Fig. 3. 41. Lo que se desea es que los diodos D1 y D3 conduzcan al mismo tiempo, mientras que D2 y D4 actúen de la misma manera pero con la polaridad opuesta. De esta manera, la señal se propaga sólo uno de los dos caminos.



Fig. 3. 41. Esquema de montaje de los diodos

El montaje de los diodos se realiza mediante el uso de pasta conductora H20E [30], y queda de la siguiente manera (Fig. 3. 42):



Fig. 3. 42. Circuito conmutador de fase con Diodo PIN

Una vez realizado el montaje, se debe analizar la manera de polarizar los diodos. En este caso se ha decidido utilizar una sonda coplanar para señales de DC de Cascade Microtech de 200 μ m de separación entre contactos. Para proteger a los diodos se coloca una resistencia en serie (dos en paralelo de valor R=100 Ω , que soportan hasta 1W) con los mismos. El esquema de medida se muestra en la Fig. 3. 43.



Fig. 3. 43. Esquema de medida para polarizar los diodos PIN

Se van a presentar tres puntos de medida, o tres puntos de polarización de los diodos. Las tensiones aplicadas (V_{dd}) para cada unos de ellos serán de $\pm 0.9V$, $\pm 2V$ y $\pm 3.2V$, haciendo que la corriente que circule por el conjunto de los diodos sea de 2mA, 20mA y 40mA respectivamente.

La forma de polarizar los diodos es la siguiente: con uno de los contactos de la sonda de continua se hace contacto en la superficie de la isla central (Fig. 3. 44) donde se han montado los diodos, mientras que los restantes contactarán en el otro lado del slot-line.



Fig. 3. 44. Punto de contacto (isla) de la sonda de continua

Los resultados de la medida pueden verse en las siguientes gráficas en función del punto de polarización y para ambos caminos (Fig. 3. 45, Fig. 3. 46 y Fig. 3. 47).







Fig. 3. 45. Medidas para ambos caminos I_d=2mA

Fig. 3. 46. Medidas para ambos caminos I_d=10mA





Fig. 3. 47. Medidas para ambos caminos I_d=20mA

De los resultados se observa, que a medida que se ha polarizado a los diodos con un valor de corriente más elevado, se obtienen mejores resultados en cuanto a pérdidas de inserción, mejorando los niveles de adaptación, con lo que el comportamiento de los diodos mejora con el incremento de la polarización.

En cuanto a los resultados obtenidos en fase, se presenta un funcionamiento aceptable en la banda de trabajo del receptor (26-36 GHz), proporcionando una diferencia de fase de 180°±10° de error.

3.4. Líneas futuras de trabajo

Como continuación al trabajo aquí presentado, se pone como objetivo la mejora del diseño del conmutador de fase realizado con una topología entre acceso de entrada y acceso de salida formando 90°.

Esta decisión se ha adoptado en base a los resultados obtenidos en diferencia de fase entre los dos estados posibles, y que se consigue con unos niveles de adaptación, tanto de entrada como de salida, bastante mejorables, lo que repercute de manera directa en las pérdidas de inserción que presenta el circuito.

Otro aspecto importante que nos lleva a escoger este diseño en 90°, es el tamaño que presenta, que como puede observarse en la Fig. 3. 32, es sensiblemente más pequeño que las otras versiones.

Por lo tanto se debe realizar modificaciones en el diseño para conseguir mejores resultados. En un primer paso se piensa en la modificación de los caminos eléctricos en el tramo slot-line. En las estructuras presentadas para los diferentes diseños, se pretendía mantener una independencia de los resultados con dicho camino, ya que la posición de los cortocircuitos así lo permitía. En los dos primeros diseños, se situaba un cortocircuito en el momento de la elección del camino, y el segundo en la transición de salida, que conformaría el 'stub' radial en slot-line (Fig. 3. 48 (a) y Fig. 3. 48 (b)). En el diseño en 90°, los cortocircuitos estaban situados de idéntica manera, con la diferencia del que formaba el 'stub' radial, que esta transición no presenta el mismo (Fig. 3. 48 (c)).



Fig. 3. 48. Situación de los cortocircuitos para tener independencia del camino

Como alternativa se piensa en dotar a los caminos del tramo slot-line de longitudes eléctricas $\lambda/4$. La distancia entre cortocircuitos sería ahora de $\lambda/4$, con lo que los cortos se situarían uno en la bifurcación de caminos y el otro a distancia $\lambda/4$ tanto de la bifurcación como del paso a coplanar (Fig. 3. 49). Esto supondría aumentar la longitud del camino, que nos permitiría tener una superficie mayor en la zona de interconexión de los diodos ('isla').

Como segundo paso que se plantea para la mejora del circuito, es un estudio de las impedancias que presentan los diferentes tramos del mismo. Para ello, se rompe el circuito conmutador de fase en dos partes: una de ellas la que forma la transición coplanar a slot-line, y la asegunda, el resto del circuito. De esta manera se puede observar la influencia que tiene en la adaptación cargar la transición de entrada con una estructura modificada.

A partir de este análisis, como posible solución se piensa en una red de adaptación de banda ancha formada por una estructura con diferentes tramos de línea en slot-line con diferentes anchuras, proporcionando diferentes impedancias intermedias (Fig. 3. 49).



Fig. 3. 49. Nueva disposición de caminos y cortociruitos

En la Fig. 3. 49 pueden observarse ambas modificaciones, viendo como el espacio generado para la inserción de los diodos en el diseño se ha incrementado, haciendo más fácil la misma para este diseño.

Otro estudio que se plantea para la mejora de este diseño, es la forma que sigue el slotline. Se piensa en la posibilidad de modificar el mismo para ver la influencia en los
resultados, dotando a los caminos bifurcados de una forma circular (Fig. 3. 50). En esta estructura se mantendrían las posibles mejores propuestas e introducidas anteriormente, para terminar de refinar el diseño del conmutador de fase.



Fig. 3. 50. Modificación a una estructura circular

Las dos posibles estructuras que se presentan como diseños mejorados del conmutador de fase en 90° son las que se muestran en la Fig. 3. 51.



Fig. 3. 51. Modificaciones al diseño en 90°

3.5. Conclusiones

Se han diseñado diferentes transiciones de línea coplanar a slot-line de banda ancha, como paso previo al diseño de circuitos conmutadores de fase. Se han fabricado y medido obteniendo buenos resultados, de acuerdo a las simulaciones realizadas.

Se han diseñado, fabricado y medido tres circuitos conmutadores de fase de 0/180° de banda ancha en banda milimétrica, basados en la transición coplanar a slot-line diseñada.

Se ha comprobado el funcionamiento de los mismos en la banda de 26 a 36 GHz para su uso en el receptor, así como fuera de ella, presentado todos ellos una diferencia de fase de 180° con un error de $\pm 10^{\circ}$ en una banda de frecuencia mayor que la de funcionamiento del receptor.

Se ha comprobado la validez de los diodos PIN como elemento de conmutación para la aplicación concreta en el circuito desfasador.

Se está trabajando en estos momentos en la mejora de los diseños presentados, para por medio de la mejora de las pérdidas de retorno obtener una respuesta en fase más plana a lo largo de la banda.

Capítulo 4.

Conclusiones

El trabajo desarrollado viene marcado por la realización de diferentes componentes para un receptor para aplicaciones de radioastronomía en la banda de 26 a 36 GHz. Por lo tanto se debe abordar el diseño de los circuitos para cubrir un gran ancho de banda, y tener una buena caracterización de ellos.

Se han diseñado dos filtros paso banda (BPF) de banda ancha a frecuencias de microondas con bajas pérdidas de inserción, que confinan el funcionamiento del receptor.

Debido a la necesidad de tener una buena caracterización de dispositivos en banda milimétrica, se ha adoptado la decisión de realizar las medidas de los montajes de circuitos y dispositivos en línea microstrip, en la estación de sondas coplanares. Para esto, es necesario disponer de transiciones de línea coplanar con plano de masa (CPWG) a microstrip, con lo que se han diseñado y comprobado su correcto funcionamiento, cubriendo la banda de 20 a 40 GHz, presentando una buena repetibilidad y consistencia de las medidas.

Para la caracterización en la estación de sondas coplanares, se ha desarrollado un método de medida de parámetros de Scattering para dispositivos que trabajen en la banda de ondas milimétricas, basado en las transiciones de línea coplanar a microstrip diseñadas. Por lo tanto se requiere de la utilización de un kit de calibración, basado en la calibración TRL, que descuente el efecto que introducen las transiciones en el montaje con dispositivos o circuitos, y que permita obtener la matriz de parámetros de Scattering del componente. El método de medida propuesto es de fácil implementación sobre un sustrato de Alúmina, ya que evita la utilización de agujeros metalizados ('via holes'), basándose en el uso de puntos de masa virtuales.

Con el desarrollo de este método de medida, se ha realizado un estudio de la influencia que tienen las variaciones en la estructura de los estándares de calibración. Esto es debido a que en el proceso de fabricación hay un margen de tolerancia, lo que conlleva que las transiciones utilizadas, tanto en el kit como en el montaje de circuitos o dispositivos sobre línea microstrip, salgan con pequeñas diferencias en sus dimensiones. Esto provoca pequeños errores en la matriz de parámetros de Scattering resultantes. El estándar que se ha visto que presenta una mayor robustez para esta técnica de calibración es el 'reflect', con el que apenas se introduce error en la medida.

Una segunda parte del trabajo viene marcada por el desarrollo de un conmutador de fase 0/180° para su utilización en el receptor. El diseño de este dispositivo nuevamente está orientado a su medida en la estación de sondas coplanares, con lo que se decide trabajar en tecnología de línea coplanar. Se han analizado diversos tipos de transiciones existentes desde línea coplanar, como CPW-microstrip, CPWG-slot-line, adoptando finalmente la utilización de transiciones de coplanar sin plano de masa (CPW) a slot-line, porque aporta la ventaja de utilizar un único plano del sustrato, aunque se debe asegurar bien la distancia al plano de masa de referencia para no modificar el funcionamiento correcto de ambas clases de líneas de transmisión. Por lo tanto, se han diseñado diferentes transiciones de línea coplanar a slot-line de banda ancha, en función de la anchura del tramo en slot-line. Varias de ellas se han fabricado y medido obteniendo buenos resultados, de acuerdo a las simulaciones realizadas a través de simuladores electromagnéticos.

Una vez realizado el diseño de las transiciones, se obtuvo el del conmutador de fase. Se han diseñado, fabricado y medido tres circuitos conmutadores de fase de $0/180^{\circ}$ de banda ancha en banda milimétrica. Se ha comprobado el funcionamiento de los mismos en la banda de 26 a 36 GHz para su uso en un receptor, así como fuera de ella, presentado todos ellos una diferencia de fase de 180° con un error de $\pm 10^{\circ}$ en una banda de frecuencias mayor. Estas primeras versiones se realizaron con el montaje de hilos de oro como elemento que define el camino de propagación a seguir. Pero como elemento conmutador se optó por diodos PIN de microondas. Se realizó el montaje de los mismos en los circuitos fabricados para comprobar su validez como elemento de conmutación, obteniendo resultados satisfactorios con los mismos.

Como líneas futuras de trabajo sobre estos diseños, se están mejorando los diseños presentados, en especial el diseño que presenta el acceso de entrada y el de salida en ángulo recto, para la obtención de unas pérdidas de retorno mejores, posibilitar que las pérdidas introducidas por el circuito se reduzcan, manteniendo la respuesta en fase plana que presentaba en el diseño preliminar. Una vez obtenido un diseño más optimizado, se pretende realizar su montaje en un útil de medida con entrada y salida en conector coaxial o guía de onda. El funcionamiento del conmutador de fase será comprobado a temperaturas criogénicas, ya que forma parte del módulo frontal del receptor y trabaja enfriado.

Capítulo 5.

Referencias

- [1] http://planck.esa.int
- [2] M. Bersanelli, N. Mandolesi, J. Marti-Canales, "Multi-band Radiometer for Measuring the Cosmic Microwave Background", *Proceedings of 32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, Septiembre 2002, pp 547-550
- [3] "AMMC-6241 26-43 GHz Low Noise Amplifier" datasheet. Avago Technologies
- [4] "ALH-140 24-40 GHz Low Noise Amplifier" datasheet. Northrop Grumman
- [5] B. Aja, "Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría", Ph. D. thesis, Universidad de Cantabria, Santander, Spain, Jan. 2007. ISBN. 978-84-690-5926-5
- [6] G. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Microwave filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", Norwood, M.A., USA, Artech House, 1964
- [7] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering", 2nd Edition, McGraw Hill, 1992
- [8] "Coplanar to Microstrip ProbePoint Adapter Substrates", Data sheet, Jmicro Technologies
- [9] "Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements", Product Note 8510-8A, Agilent Technologies
- [10] "Agilent Specifying Calibration Standards for the Agilent 8510 Network Analyzer", Product Note 8510-5B, Agilent Technologies
- [11] K. Schmidt von Behren et al., "77 GHz Si-Schottky Diode Harmonic Mixer", *Proceedings of* 32nd European Microwave Conference, pp. 1-4, Oct. 2002
- [12] G. Zheng et al., "Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad to Microstrip Transitions Without Via Holes", *Microwave and Wireless Component Letter, IEEE*, Vol. 12, Issue 13, pp. 544-546, Dec. 2003
- [13] "CS-5 Calibration Substrates" datasheet. GGB Industries Inc.
- [14] "HSCH-9161 Zero Bias Beamlead Schottky Diode", datasheet. Avago Technologies
- [15] R.F. Kaiser, D.F. Williams, "Sources of Error in Coplanar-Waveguide TRL Calibrations", *National Institute of Standards*

- [16] D.K. Walker, D.F. Williams, "Compensation for Geometrical Variations in Coplanar Waveguide Probe-Tip Calibration", *Microwave and Guided Wave Component Letters, IEEE*, Vol. 7, No 4, pp. 97-99, April 1997
- [17] "Agilent De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer", Application Note 1364-1, Agilent Technologies
- [18] E. Artal, B. Aja, M.L. de la Fuente, N. Roddis, D. Kettle, F. Winder, L. Pradell, P. De Paco, "Radiometers at 30 and 44 GHz for the Planck mission", Microwave Technology and Techniques Workshop, 8-9 October 2002, ESA-ESTEC, Noordwijk, The Netherlands. Proceedings WPP-203, pp 41-48
- [19] E. Artal, B. Aja, M.L. de la Fuente, J.P. Pascual, A. Mediavilla, "Demostradores de los módulos posteriores de 44 GHz para la misión Planck", URSI 2005 XI Simp. Nacional, Actas del Simposium, pp. 174, Universidad Politécnica de Valencia – Gandia (Valencia), Septiembre 2005
- [20] E. Artal, B. Aja, M.L. De la Fuente, J.P. Pascual, A. Mediavilla, "Back End Module Parameters for 44 GHz Broadband Millimetre Wave Differential Radiometer", *Proceedings* 35th European Microwave Conference, pp. 1219-1222, Paris, France, Oct. 2005
- [21] C. Ho, L. Fan, K. Chang, "Transmission Line Modeling of CPW-Slotline Transitions and CPW Butterfly Filters", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, San Diego, California, USA, Mayo 1994, pp 1305-1308, vol. 2
- [22] C. Ho, L. Fan, K. Chang, "Experimental Investigations of CPW-Slotline Transitions for Uniplanar Microwave Integrated Circuits", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Atlanta, USA, Junio 1993, pp 877-880, vol. 2
- [23] M.K. Oldenburg, T.M. Weller, "High-efficiency CPW-to-Slotline Transitions on Low ε_r Subtrates", Microwave and Optical Technology Letters, Abril 2004, pp. 91-93 Vol. 41, No. 2
- [24] W. Grammer, K.S. Yngvesson, "Coplanar Waveguide Transitions to Slotline: Design and Microprobe Characterization", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Septiembre 1993, pp 1653-1658 Vol. 41 No. 49
- [25] L. Fan, K. Chang, "Slotline components", Wiley Encyclopedia od Electrical and Electronics Engineering 1999
- [26] W. Thorpe, "An E-Plane Broadband Bi-Phase Balanced Modulator for Ka-Band", IEEE MTT-S Digest 1983, pp 513-515
- [27] Microsemi Corp-Watertown., "The PIN diode circuit designers' Handbook", IEEE MTT-S Digest 1983, pp 513-515
- [28] D.M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons
- [29] "HPND-4005 Beam Lead PIN Diode", datasheet, Hewlett Packard
- [30] "Epo-Tek H20E", Technical datasheet, Epoxy Technology

Capítulo 6.

Publicaciones

- [A1] Enrique Villa, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Conmutadores de Fase 180° de Banda Ancha con Transiciones Coplanares", XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio – URSI2008, Madrid (Aceptada pendiente de publicación)
- [A2] Juan Luis Cano, Beatriz Aja, Enrique Villa, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Módulo Posterior de un Receptor en Banda Ka para Aplicaciones de Radioastronomía", XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio – URSI2008, Madrid (Aceptada pendiente de publicación)
- [A3] Enrique Villa, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Método de medida de dispositivos para banda milimétrica usando transiciones coplanares de banda ancha", XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio – URSI2008, Madrid (Aceptada pendiente de publicación)
- [A4] Juan Luis Cano, Beatriz Aja, Enrique Villa, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Broadband Back-End Module for Radio-Astronomy Applications in the Ka-Band", *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Amsterdam, 2008 (Aceptada pendiente de publicación)
- [A5] Juan Luis Cano, Beatriz Aja, Enrique Villa, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "mm-wave device testing using wideband coplanar transitions", *GigaHertz Symposium 2008*, Göteborg, pp. 43
- [A6] Enrique Villa, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal, "Back-end module demonstrator for radio-astronomy applications", *GigaHertz Symposium 2008*, Göteborg, pp. 93
- [A7] Alicia Casanueva, Elena Zubizarreta, Óscar González, Ana Grande, Enrique Villa, "Analysis and Design of a Miniaturizad Low Pass Filter in Suspended Microstrip Substrate", *I Seminario del Comité portugués de URSI*, Lisboa, 2007, pp. 14
- [A8] Juan Luis Cano, Beatriz Aja, Eduardo Artal, M. Luisa de la Fuente, Juan Pablo Pascual, Enrique Villa, "Amplificador de Bajo Ruido MMIC en la Banda Ka a Temperatura Criogénica", XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio – URSI2007, Tenerife, pp. 51