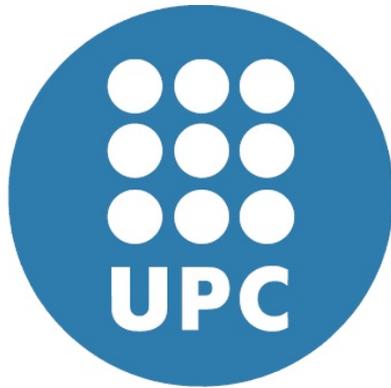


ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author



Micromachined Polymer Based Components for Highly Integrated Millimeterwave Subsystems

Edith Aline Jaimes Vera

Tesis doctoral
Director: Ignacio Llamas Garro

Febrero de 2012

Subsistemas de Comunicaciones
Centro Tecnológico de Telecomunicaciones de Cataluña

*

Grupo de RF/Microondas
Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universidad Politécnica de Cataluña

5

Filtro coaxial rectangular de banda estrecha para aplicaciones en la banda U

Contenido

5.1. Introducción	79
5.2. Elección de la sección transversal	80
5.3. Resonador dual suspendido en una línea coaxial rectangular	81
5.4. Filtro Coaxial Micromecanizado para la banda U	85
5.4.1. Diseño del filtro	85
5.4.2. Línea de alimentación coplanar a coaxial	87
5.4.3. Ensamble del filtro	90
5.4.4. Resultados medidos y simulados	92
5.5. Conclusiones	92
Referencias	94

5.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño e implementación de un filtro de banda estrecha para aplicaciones en la banda U. El filtro ha sido diseñado para una frecuencia central de 42 GHz , y su estructura se basa en los dispositivos presentados en el capítulo 4. El filtro implementado dentro de una línea coaxial rectangular con aire como medio de transmisión es obtenido mediante la superposición de capas micromaquinadas en SU-8. La resina SU-8 ha sido recientemente utilizada en la fabricación de dispositivos de RF/Microondas adquiriendo un gran auge debido a las ventajas que posee: implementación de estructuras con alta relación de aspecto, precisión en los diseños y bajo costo en la fabricación. En las siguientes secciones se explica el procedimiento para la elección de la sección transversal, la metodología para el diseño e implementación del filtro y la línea de transmisión utilizada para interconectar el filtro con otros circuitos.

5.2. Elección de la sección transversal

Cuando se habla de líneas coaxiales para dispositivos de RF/Microondas éstas se diseñan de forma tal que solo se propague el modo fundamental TEM, donde los modos TE y TM sean evanescentes y sólo presenten un ligero efecto reactivo cerca de las discontinuidades o fuentes donde son excitadas. Por tal motivo es importante tener presente la frecuencia a la cual el más bajo de los modos de orden superior (TE_{10}) empezará a propagarse, para evitar que la línea coaxial presente dispersión. En el diseño de filtros otro factor a considerar son las pérdidas que ofrece una línea de transmisión, o dicho de otra manera la atenuación de la línea, una línea con bajas pérdidas permitirá dispositivos de filtrado con un alto factor de calidad (Q).

Las pérdidas de la línea así como la propagación de modos de orden superior dependen en gran medida de la forma y tamaño de la sección transversal de la línea coaxial [1, 2]; por lo tanto, es crucial obtener una sección transversal adecuada que asegure que la línea de transmisión coaxial opera solamente en el modo de propagación TEM ofreciendo a su vez un mínimo de atenuación [3]. Como resultado obtendremos un compromiso entre el tamaño de la sección transversal del coaxial utilizado, la atenuación del cable, y la frecuencia a la cual los modos de orden superior comienzan a propagarse.

Partiendo del hecho de que en el puerto de entrada tendremos una línea coplanar a 50Ω diseñada para sondas de prueba con un pitch de $150 \mu m$ y en el puerto de salida tendremos una línea coaxial rectangular cuyas dimensiones serán elegidas para ofrecer una línea de transmisión de bajas pérdidas, en la figura 5.1 se presenta el esquema de una sección transversal coaxial donde se muestran los parámetros de diseño de la línea. Esta línea esta formada por la superposición de cinco capas, siendo la capa 3 el conductor central, las capas 2 y 4 están huecas en la parte central permitiendo crear la cavidad coaxial y las capas 1 y 5 son el conductor exterior de la línea. Cabe mencionar que el proceso de fabricación empleado para estos diseños obliga a tener capas de igual grosor ($200 \mu m$), por lo que las dimensiones verticales son múltiplos enteros de este valor.

Para ilustrar la relación del área de la sección transversal con respecto a la atenuación de la línea y a la propagación de modos de orden superior se escogieron y compararon 4 diferentes secciones. Las secciones transversales fueron obtenidas al variar los parámetros W y S de la figura 5.1 fijando la impedancia característica a 50Ω para todas ellas. En la tabla 5.1 se presentan los diferentes valores para cada sección.

Mediante simulaciones electromagnéticas se obtuvieron las diferentes constantes de atenuación así como las frecuencias a las que el primer modo de orden superior (TE_{10}) empieza a propagarse para cada una de las secciones transversales. Estos datos son presentados en la tabla 5.2, donde se observa claramente que la sección transversal A es la que brinda una menor atenuación, además de que el primer modo de orden superior (TE_{10}) empieza a propagarse a los $156.9 GHz$ valor muy por encima de la frecuencia de interés ($42 GHz$). En base a estas características la sección transversal A fue elegida para el diseño de los dispositivos que se presentan en este capítulo y en los capítulos 6 y 7.

La figura 5.2 contiene los resultados simulados de la constante de atenuación para la sección transversal A, donde claramente se puede apreciar que más allá de los $157 GHz$ el modo TE_{10} comienza a propagarse. Similarmente en la figura 5.3 se presenta la simulación de la constante de fase para la misma sección transversal, confirmando nuevamente la propagación del modo TE_{10} a partir de los $157 GHz$. Adicionalmente en la figura 5.4 se muestra una comparativa del factor de calidad para la sección transversal A y la sección transversal D. Como se mencionaba anteriormente

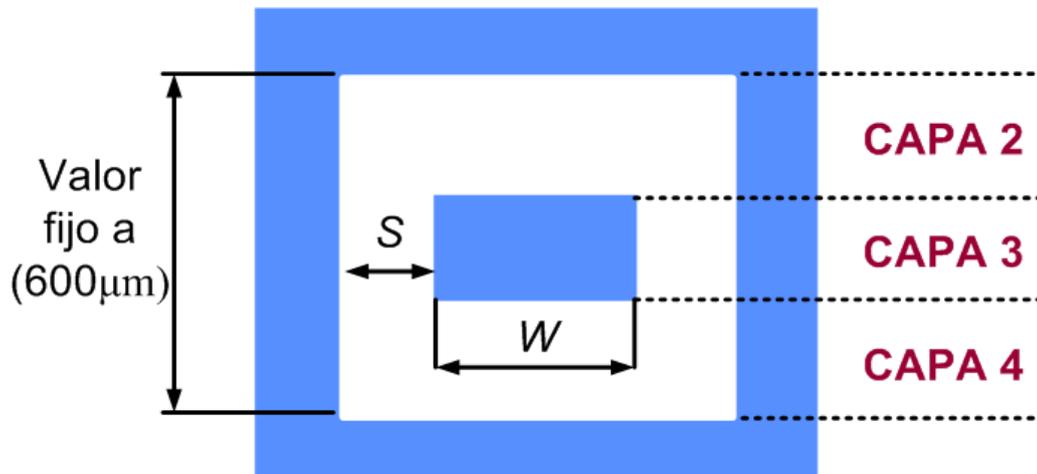


Figura 5.1: Sección transversal de una línea coaxial rectangular

Tabla 5.1: Dimensiones de las secciones transversales

Sección transversal	W (μm)	S (μm)
A	360	230
B	230	135
C	100	100
D	60	88

Tabla 5.2: Comparación de secciones transversales de un coaxial rectangular con impedancia característica de 50Ω

Sección transversal	Constante de atenuación α a 42 GHz (Np/m)	Propagación de modos de orden superior (GHz)
A	1.03	156.9
B	1.35	188.1
C	1.91	214.0
D	2.22	225.0

el factor de calidad de un filtro está relacionado con las pérdidas de la línea, por lo tanto en la figura 5.4 se observa claramente que la sección transversal A permite obtener un mayor factor de calidad. Todas las dimensiones de la sección transversal A son ilustradas en la figura 5.5.

5.3. Resonador dual suspendido en una línea coaxial rectangular

En esta sección se presenta un resonador dual, la estructura se encuentra dentro de una línea coaxial con aire como dieléctrico. El resonador tiene una longitud de $\lambda/2$ y se encuentra suspendido dentro de la línea mediante un corto con el conductor exterior ubicado en la parte central de la estructura. Este corto circuito divide el resonador de $\lambda/2$ en dos resonadores de $\lambda/4$, los cuales presentan la misma respuesta. En la figura 5.6 se muestra un esquemático del resonador utilizado.

La figura 5.7 muestra la distribución de corriente superficial de los resonadores acoplados, donde se observa que la frecuencia de resonancia se ha dividido en las frecuencias de 42.5 GHz y 45.5 GHz debido a la inductancia acopladora. Estas excitaciones han sido utilizadas para el diseño del filtro. El

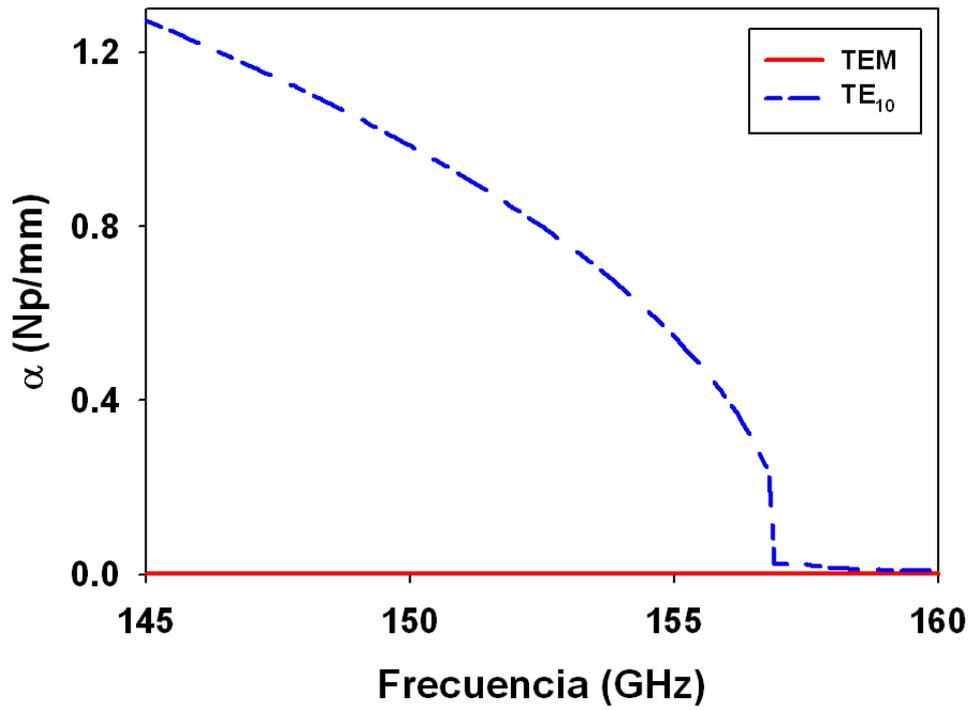


Figura 5.2: Constante de atenuación para la sección transversal A

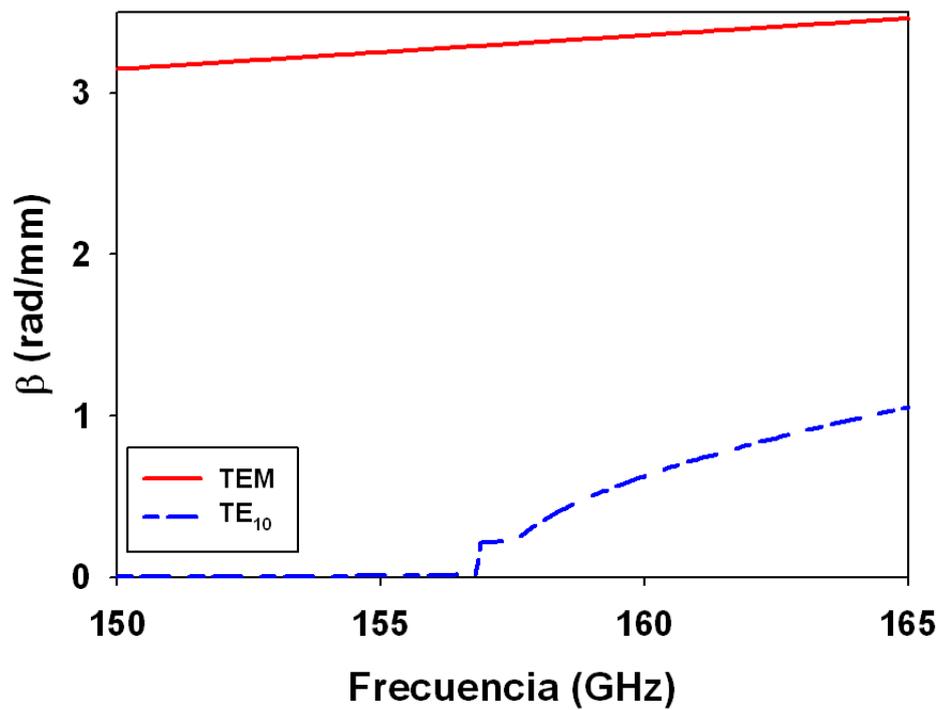


Figura 5.3: Constante de fase para la sección transversal A

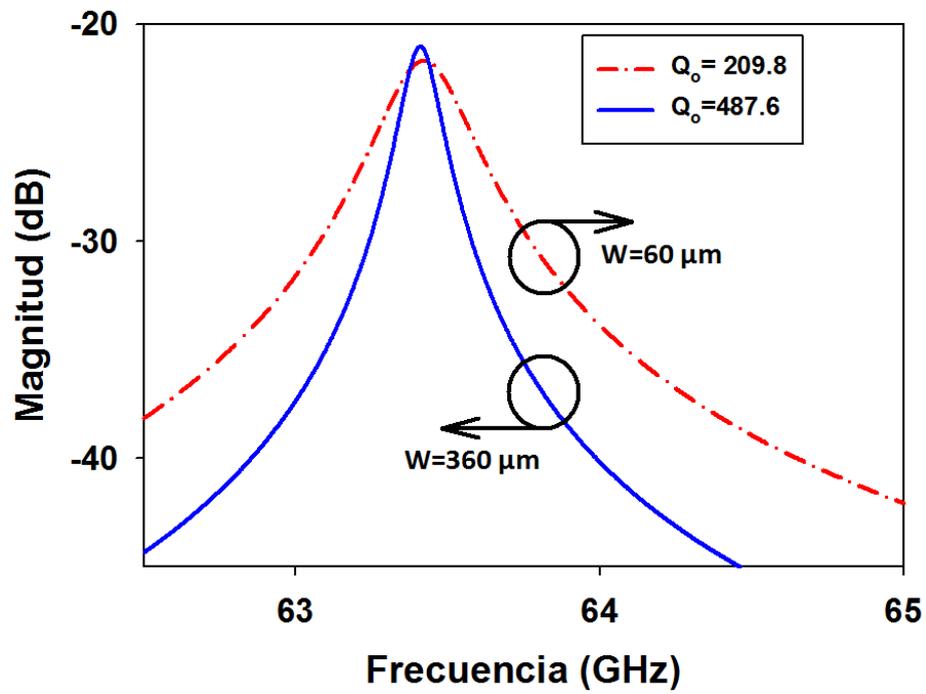


Figura 5.4: Comparativa del factor de calidad sin carga para la secciones transversales A y D

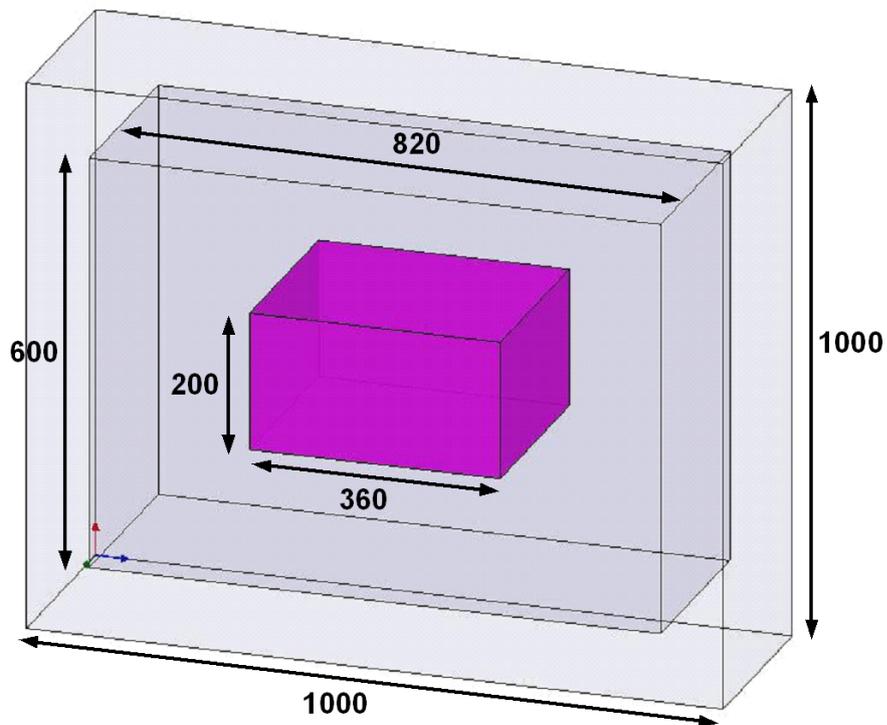


Figura 5.5: Dimensiones de la sección transversal de la línea coaxial principal

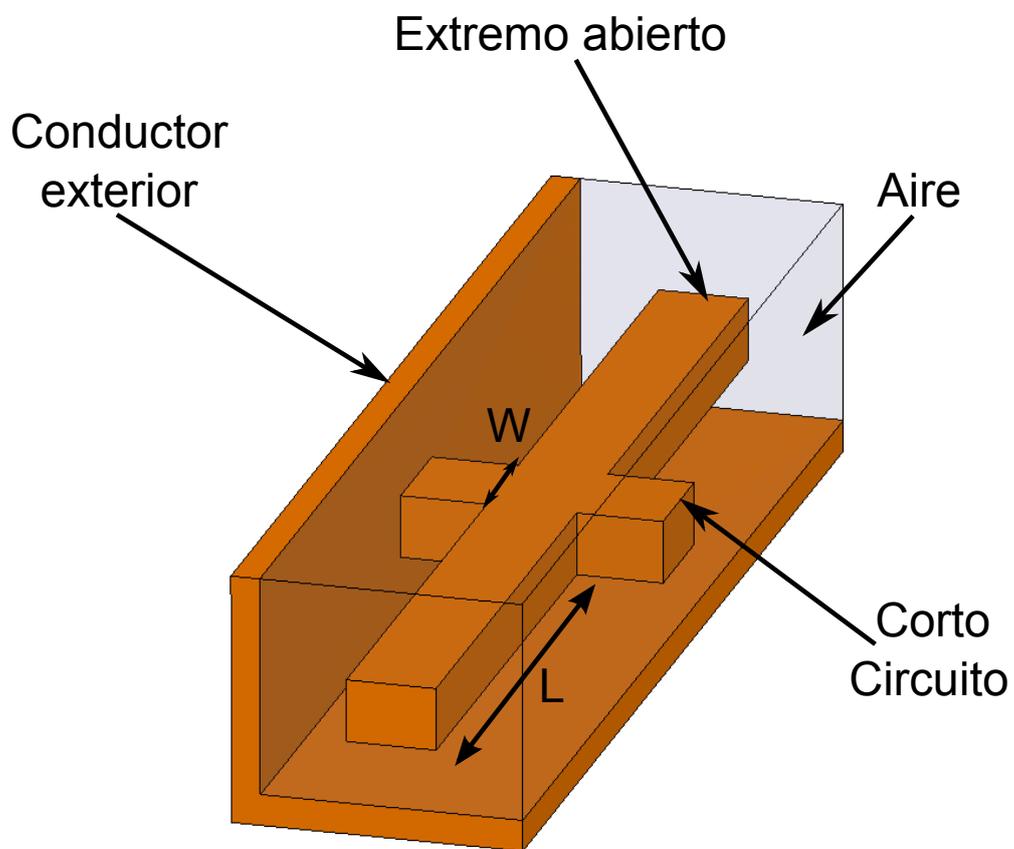


Figura 5.6: Esquemático del resonador para frecuencias milimétricas

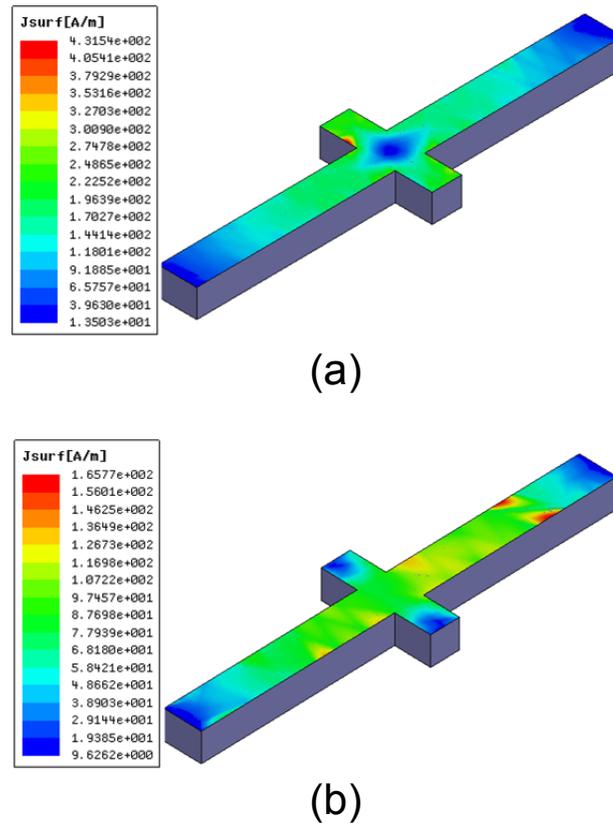


Figura 5.7: Distribución de corriente superficial

acoplamiento entre los resonadores puede ser modificado cambiando la anchura del corto circuito (W) y la frecuencia de resonancia se puede variar al cambiar la longitud de la parte abierta del resonador (L) (ver figura 5.6).

5.4. Filtro Coaxial Micromecanizado para la banda U

En esta sección se presenta el diseño de un filtro de banda estrecha con una respuesta Chebyshev a 42 GHz . El filtro ha sido implementado dentro de una estructura coaxial rectangular obtenida mediante la superposición de cinco capas de SU-8 utilizando el aire como medio de propagación.

5.4.1. Diseño del filtro

El filtro presentado tiene una respuesta Chebyshev pasobanda, diseñado con una frecuencia central de 42 GHz , un ancho de banda fraccional del 10 % y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB . El filtro ha sido implementado dentro de una línea coaxial rectangular, donde la línea es obtenida por la superposición de capas de SU-8 recubiertas de oro, cuyo proceso de fabricación ha sido previamente descrito en el capítulo 3. La estructura ideal del filtro, formada por el resonador y dos líneas de alimentación, se muestra en la figura 5.8.

El procedimiento para el diseño del filtro sigue el método convencional expuesto en [4], donde los valores g para el prototipo pasobajas fueron obtenidos mediante tablas [4] en base a las especificaciones de diseño y son presentados en la tabla 5.3.

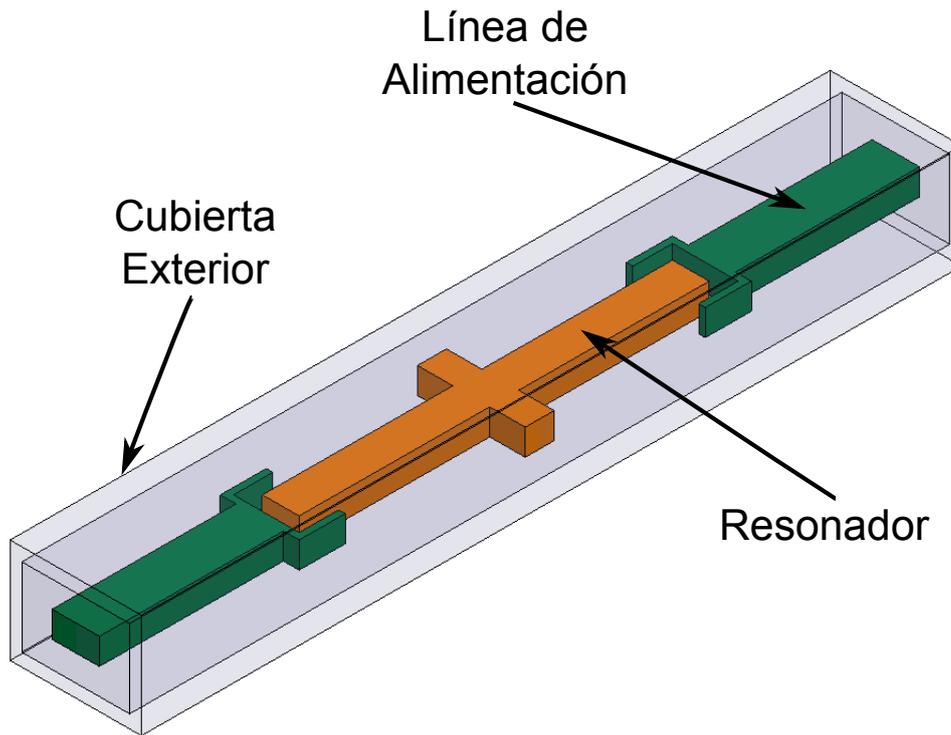


Figura 5.8: Estructura ideal del filtro para la banda U

Tabla 5.3: Valores g del prototipo pasobajas

Valores g para el filtro prototipo pasobajas		
$g_1 = 0.4489$	$g_2 = 0.4078$	$g_3 = 1.1008$

Tabla 5.4: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores

Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento		
$Q_{e_{in}} = 4.489$	$Q_{e_{out}} = 4.489$	$K_{12} = 0.2337$

Una vez obtenidos los valores g del prototipo pasobajas se aplica una transformación pasobanda y se procede al cálculo de los valores teóricos. El acoplamiento entre resonadores (K_{ij}) es calculado mediante la ecuación 4.1; el factor de calidad externo (Q_e) es obtenido con las ecuaciones 4.2 y 4.3. En la tabla 5.4 se presentan los valores obtenidos en base a las especificaciones del filtro.

Una vez que los valores teóricos son conocidos, el factor de calidad externo así como el acoplamiento entre resonadores son obtenidos mediante simulaciones.

El factor de calidad externo (Q_e) se encuentra relacionado con el efecto de carga que se produce por el acoplamiento del resonador y la línea de alimentación. Debido a que el resonador de $\lambda/2$ con el corto en la parte central presenta el mismo comportamiento que dos resonadores de $\lambda/4$, la estructura de la figura 5.9 muestra un solo resonador de $\lambda/4$. El proceso de fabricación requiere una distancia mínima entre líneas de $110 \mu m$, esta distancia garantiza un adecuado recubrimiento de oro en las caras verticales de las capas. Sin embargo esta limitante obliga a modificar la estructura para la obtención del factor de calidad externo presentada en el capítulo 4 figura 4.18. Para obtener el valor deseado se ha fijado la distancia entre la línea de alimentación y el resonador a $110 \mu m$ y se ha añadido una estructura de *tenedor* en el extremo de la línea como se presenta en la figura 5.9, donde

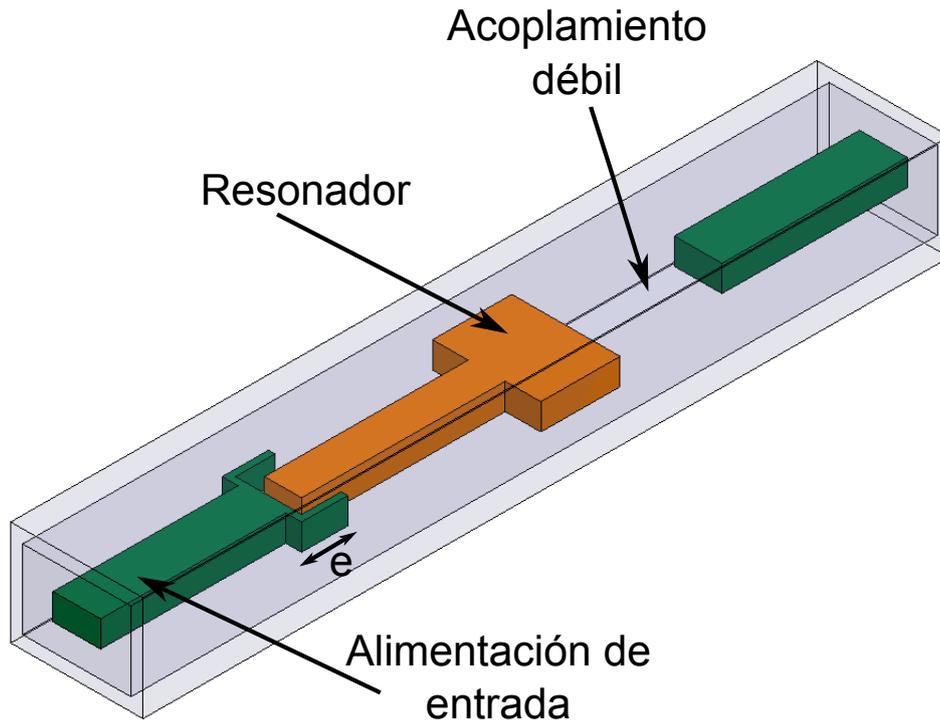


Figura 5.9: Estructura del filtro utilizada para la extracción de Q_e

la variación de la distancia (e) producirá un cambio en el factor de calidad externo (Q_e).

Q_e es extraída de la respuesta simulada usando la ecuación 4.4. En este diseño se asume una Q_e de entrada y salida igual por simplicidad. En la figura 5.10 se muestra una gráfica con la variación del factor de calidad respecto a la distancia (e).

La figura 5.11 presenta la estructura a simular para encontrar el coeficiente de acoplamiento (K_{C12}). El resonador se encuentra débilmente acoplado a las líneas de alimentación con la finalidad de despreciar el efecto de éstas. K_{C12} es extraído de la respuesta simulada usando la ecuación 4.5. Donde f_1 y f_2 son las frecuencias de resonancia de los dos modos del resonador.

Al variar la distancia W del resonador y fijar el valor de L el coeficiente de acoplamiento se ve afectado. De manera similar al mover L se produce una variación en la frecuencia de resonancia. K_{C12} ha sido obtenida de forma tal que la variación de W y L permita obtener los diferentes valores para el coeficiente de acoplamiento a la vez que la respuesta se mantiene fija en la frecuencia de diseño. En la figura 5.12 se presenta una gráfica con la variación del coeficiente de acoplamiento producidos por W (modificando ligeramente el valor L para mantener la respuesta centrada a los 42 GHz).

5.4.2. Línea de alimentación coplanar a coaxial

La figura 5.13 muestra la línea de alimentación (en configuración *back-to-back*) utilizada para la interconexión del filtro con cualquier dispositivo coplanar, ésta consta de tres partes principales: la parte coplanar, la parte coaxial y la transición entre ambas. La transición está compuesta por secciones coaxiales que incrementan su tamaño hasta alcanzar la anchura de la línea coaxial principal. La línea de alimentación se encuentra suspendida mediante *stubs*. Los *stubs* son líneas de transmisión de $\lambda/4$ las cuales se encuentran en corto circuito con el conductor exterior, resultando en un circuito abierto en el extremo que hace contacto con el conductor central. La respuesta simulada de la línea

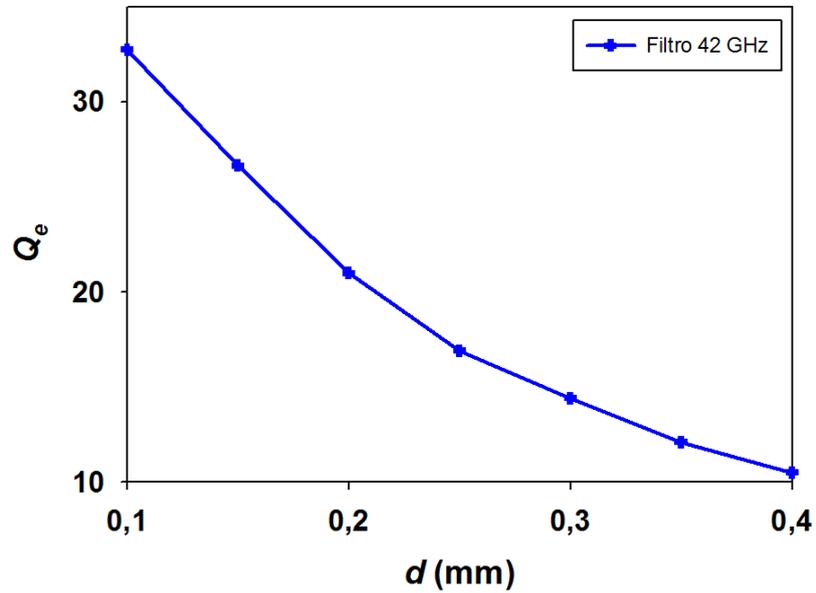


Figura 5.10: Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro en la banda U

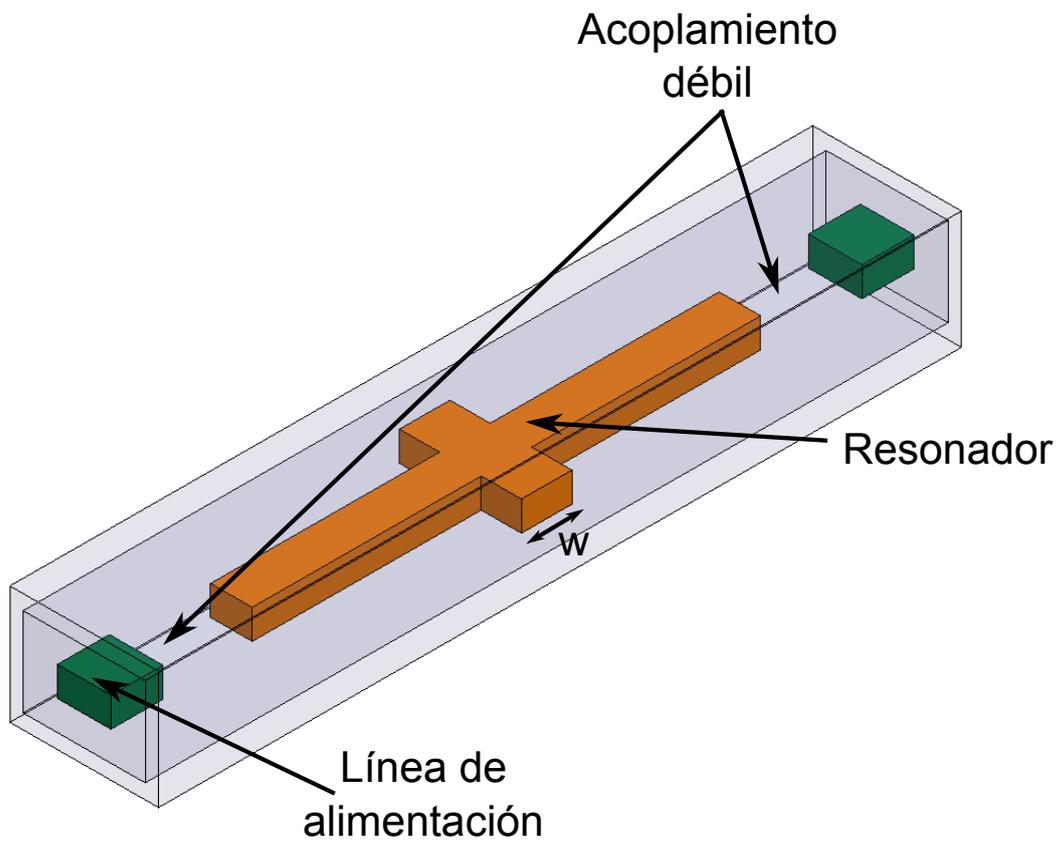


Figura 5.11: Estructura del filtro para la extracción de Kc_{12}

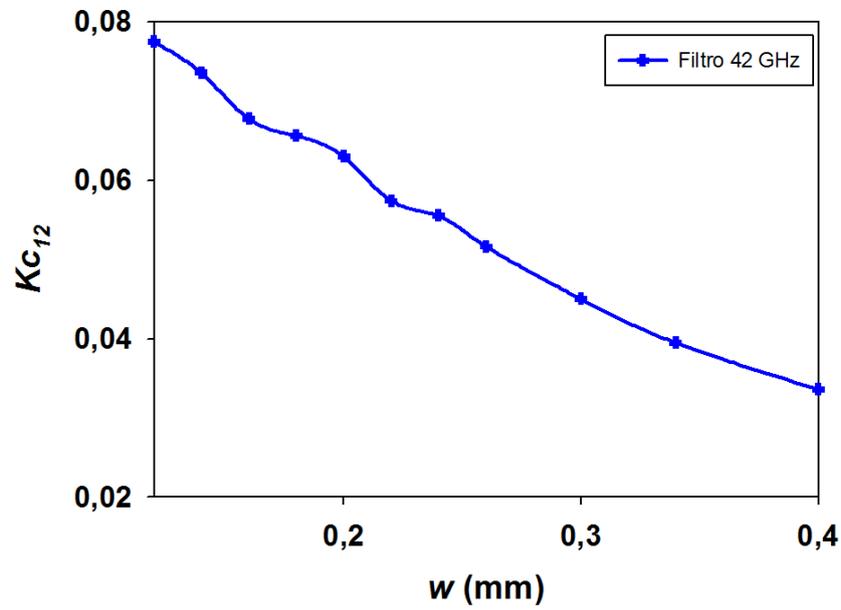


Figura 5.12: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 ($K_{C_{12}}$) para el filtro en la banda U

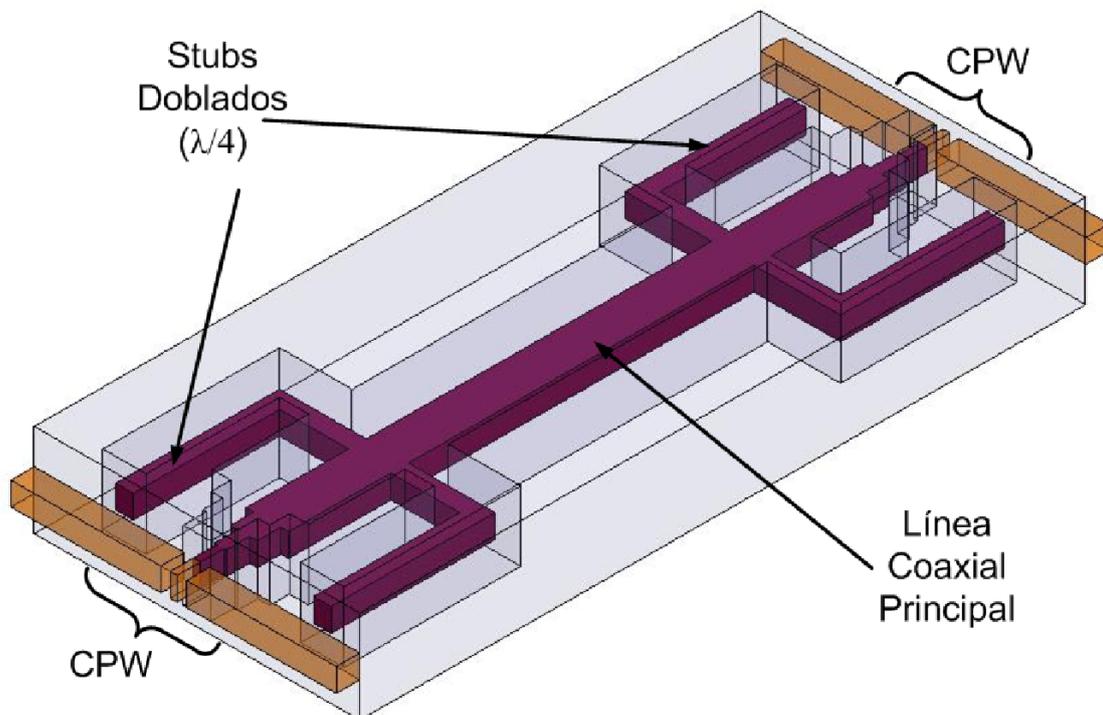


Figura 5.13: Línea de alimentación CPW-Coaxial para la banda U en configuración back-to-back

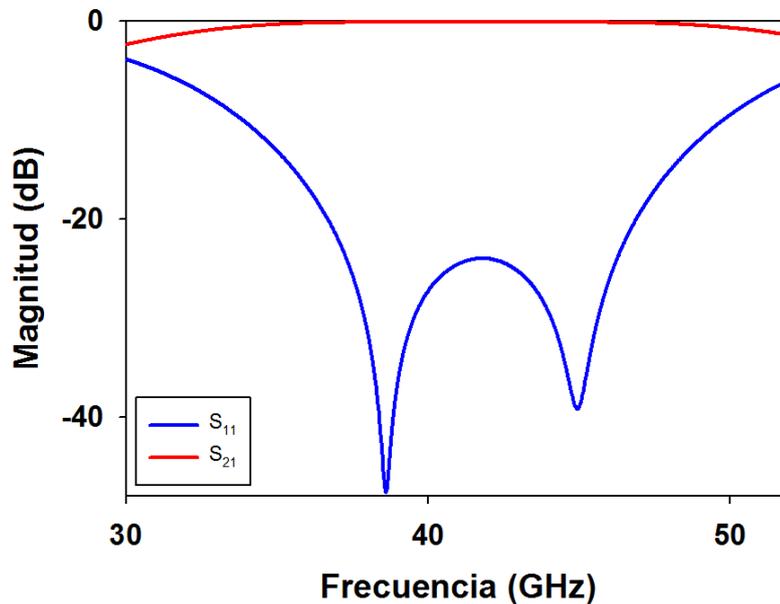


Figura 5.14: Respuesta obtenida por simulación de la línea de alimentación CPW-Coaxial para la banda U

de alimentación es presentada en la figura 5.14. Mayor detalle y resultados experimentales de la línea de alimentación se presentan en el capítulo 6.

5.4.3. Ensamble del filtro

El filtro fue diseñado a una frecuencia central de 42 GHz con un ancho de banda fraccional del 10% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB , después de obtener las dimensiones óptimas del resonador así como el espaciamiento adecuado entre el resonador y las líneas de alimentación el filtro puede ser implementado. En la figura 5.15 se muestra una vista 3D del diseño completo. Las líneas de alimentación han sido integradas con la transición CPW-Coaxial presentada en la sección 5.4.2, la cual permite el cambio de una línea coaxial rectangular a una línea coplanar necesaria para la medición del dispositivo.

El filtro fue implementado dentro de una línea coaxial rectangular que utiliza el aire como medio de propagación y está formada por cinco capas de SU-8 recubiertas de oro. El proceso de fabricación de las capas se encuentra detallado en el capítulo 3. En la figura 5.16 se presenta una vista explotada con la superposición de capas que integran el filtro. La capa 3 es la línea central del coaxial y es en ella donde se ubican las líneas de transición así como el resonador, las capas 2 y 4 son utilizadas para formar la cavidad coaxial y finalmente las capas 1 y 5 son utilizadas para encerrar la estructura. Debido a que las capas 2 y 4 crean la cavidad coaxial estas se encuentran divididas en dos piezas, esto representa un problema en la alineación de la estructura. Para facilitar la alineación se han agregado links temporales en los extremos de las capas 2 y 4, como se observa en la figura 5.17. Una vez que se tienen las cinco capas, éstas se superponen y se unen creando la línea coaxial. Las dimensiones finales del filtro son $8.34 \times 2.76 \times 1\text{ mm}^3$. Finalmente en la figura 5.18 se presentan los dibujos técnicos de cada capa, las unidades están dadas en micras.

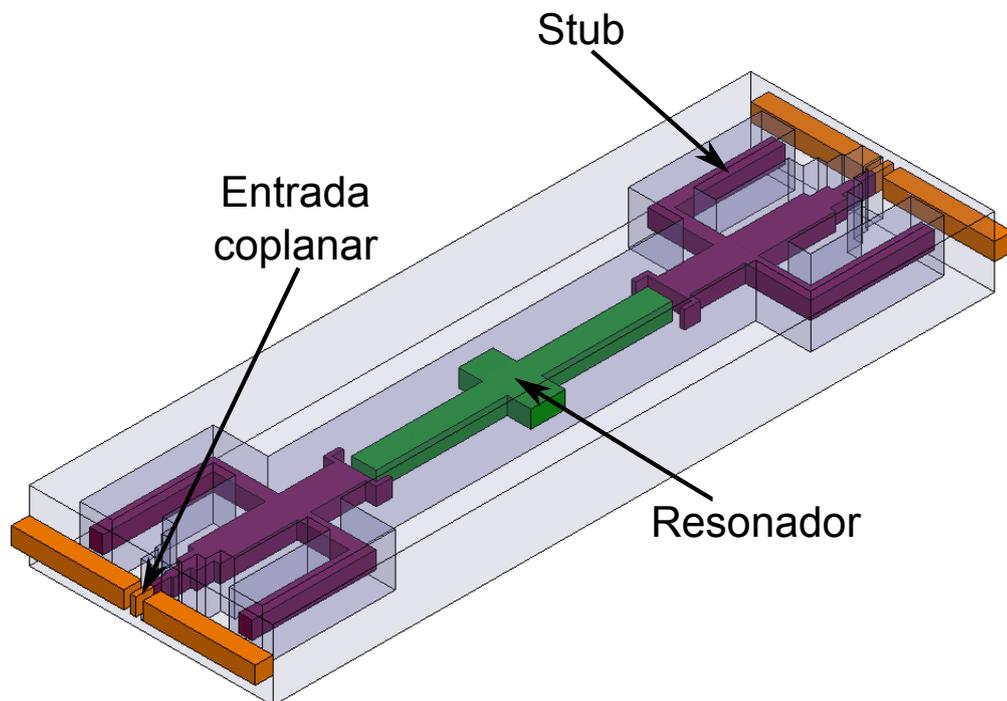


Figura 5.15: Estructura del filtro para la banda U dentro de una línea coaxial rectangular

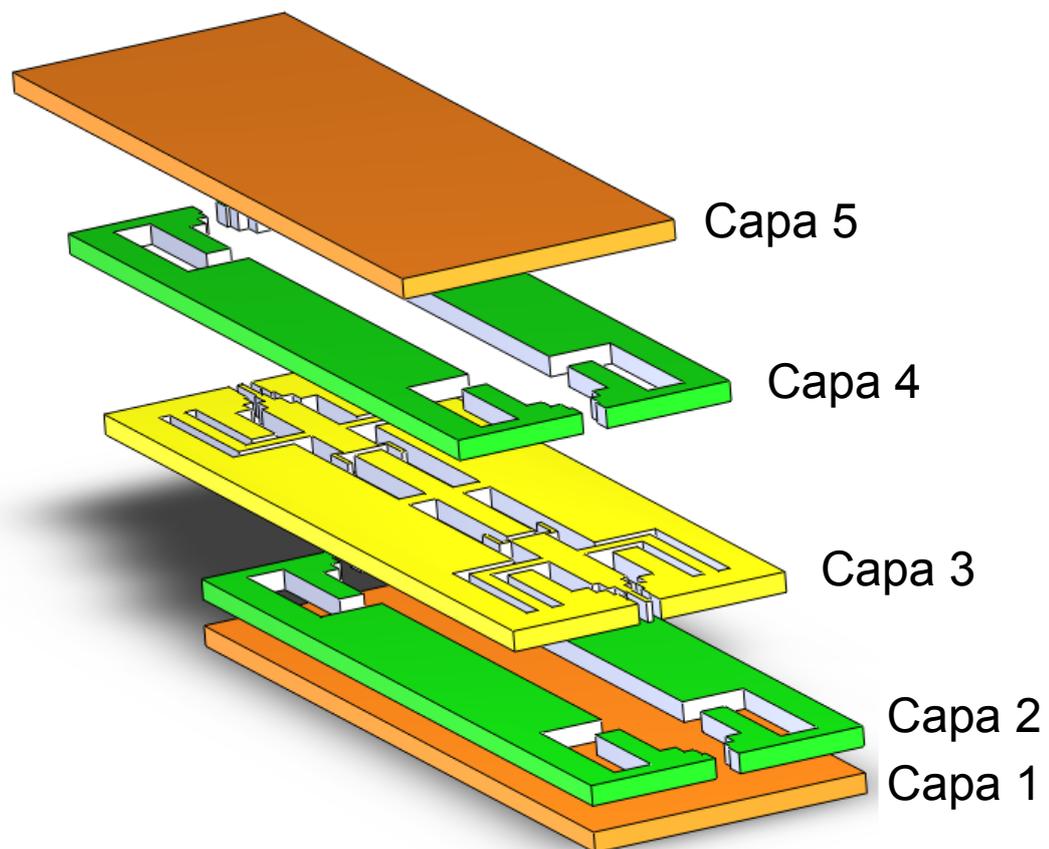


Figura 5.16: Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda U

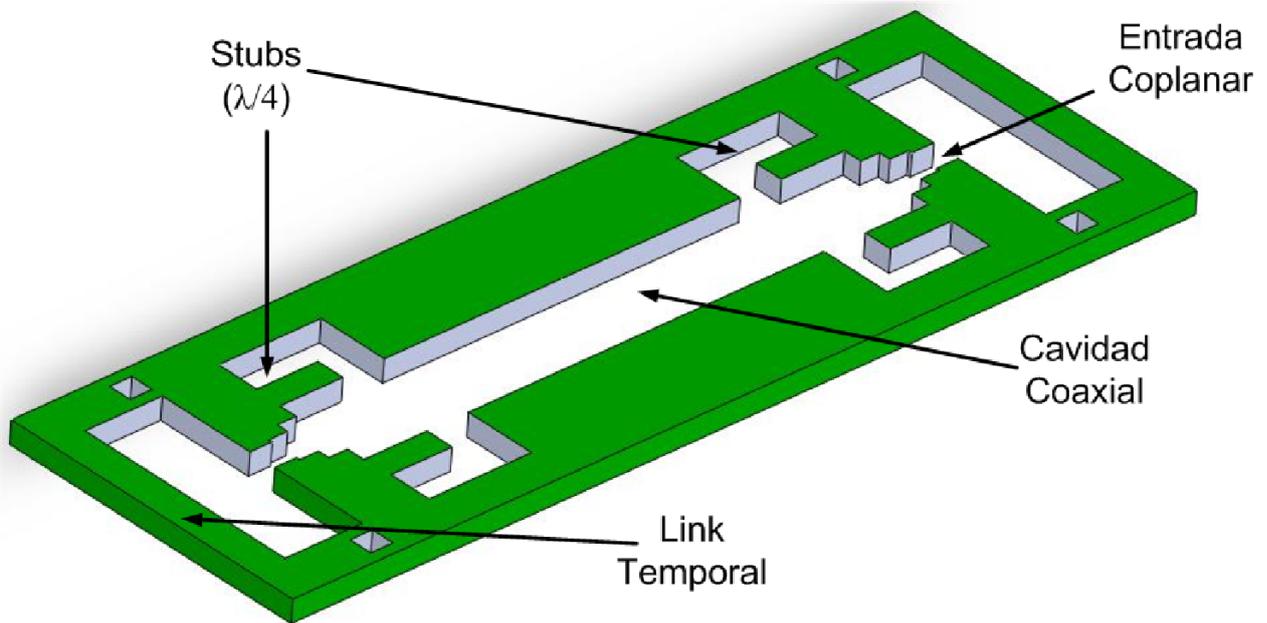


Figura 5.17: Esquemático de las capas 2 y 4, mostrando los links temporales para el ensamble de la estructura

5.4.4. Resultados medidos y simulados

En esta sección se presentan los resultados medidos y simulados del filtro. El filtro ha sido medido utilizando un analizador de redes Hewlett Packard modelo 8510C y puntas de prueba Cascade bajo el estándar ISS 101-190. Las mediciones se han llevado a cabo sobre un rango de frecuencia de los 35 a los 50 GHz y fueron adquiridas después de una calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*), ubicando el plano de referencia en las puntas de prueba.

En la figura 5.19 se presentan los resultados medidos y simulados. En general los resultados experimentales concuerdan adecuadamente con la respuesta simulada. En la respuesta experimental se observa un decremento en el ancho de banda, siendo de un 9.1 % en la respuesta simulada y de un 7.8 % en los resultados medidos, esta reducción puede deberse a las tolerancias de fabricación así como al desalineamiento entre capas. Se obtuvo una pérdida de inserción de 0.77 dB para la frecuencia central de 42.15 GHz y una pérdida de retorno de 18.8 dB a la misma frecuencia.

5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación de un filtro para la banda U. Esta estructura ha sido implementada dentro de una línea coaxial rectangular, cuya sección transversal fue elegida para proporcionar un alto factor de calidad Q_o y evitar la propagación de los modos de orden superior. La fabricación del filtro se ha llevado a cabo utilizando técnicas de micromecanizado, cuyo proceso permite dispositivos altamente integrados con un bajo costo.

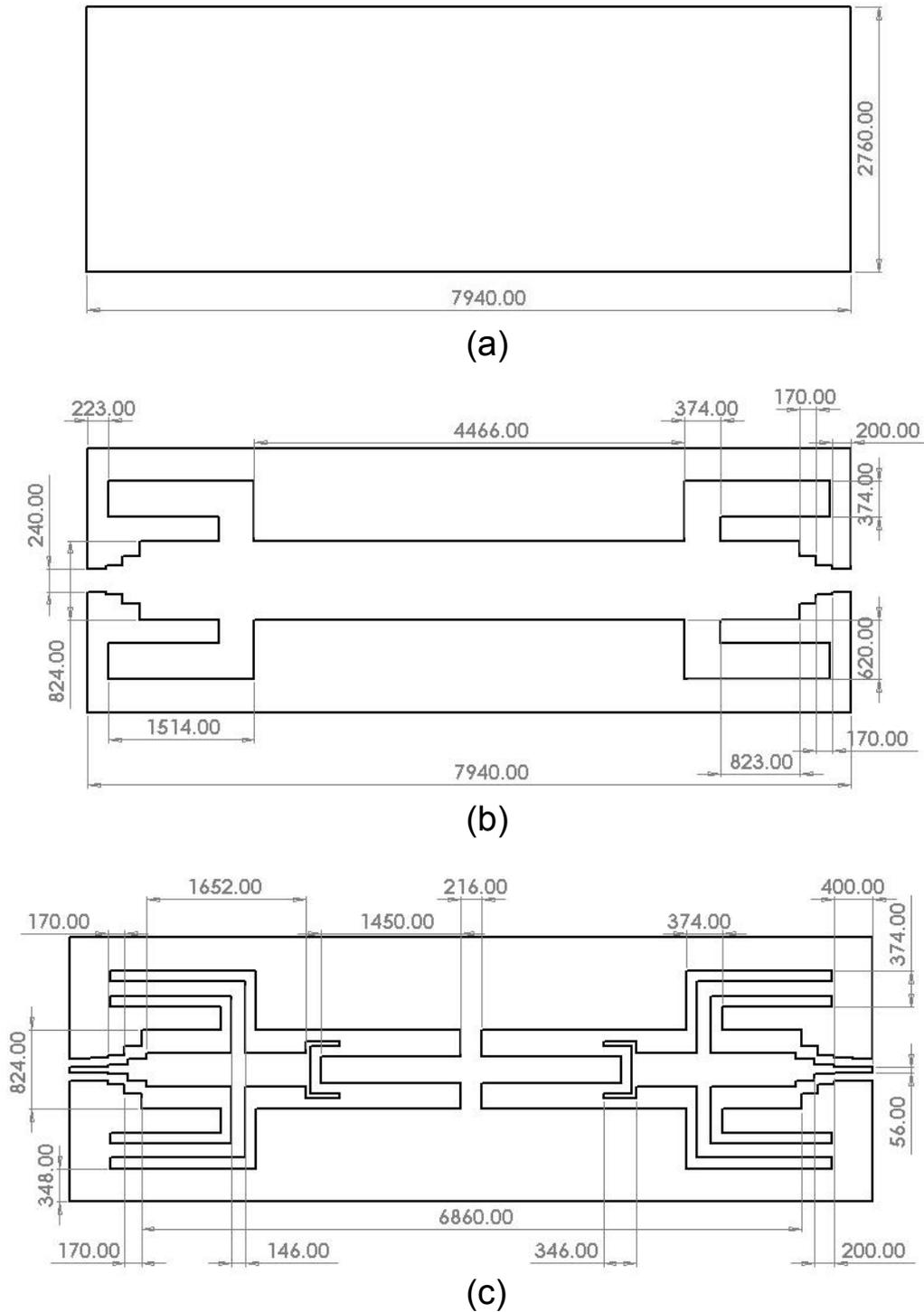


Figura 5.18: Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda U (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras).

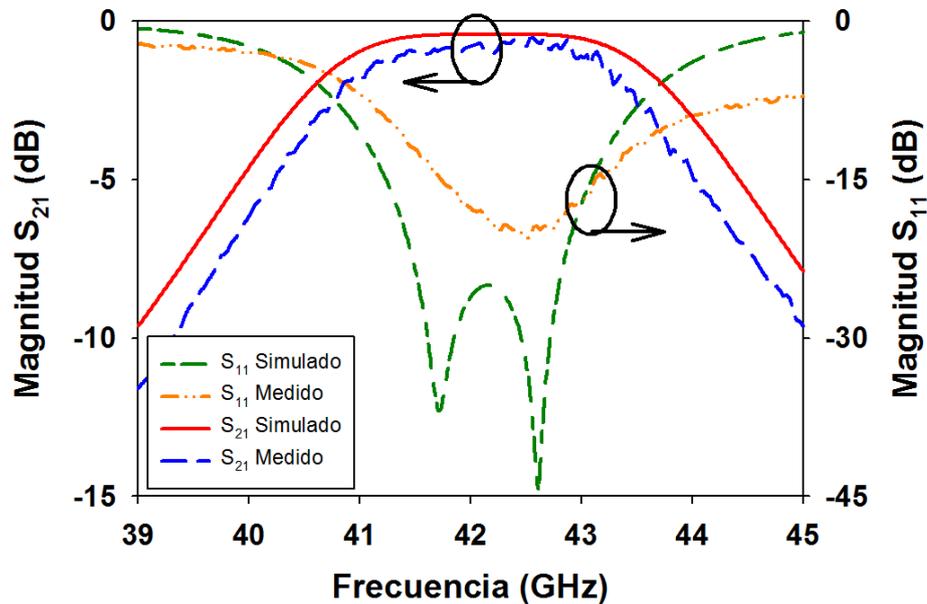


Figura 5.19: Respuesta simulada y medida del filtro coaxial Chebyshev para la banda U

Referencias

- [1] L. Gruner. "Higher order modes in square coaxial lines". *IEEE trans. on microwave theory and techniques*, tomo 31, (1983), páginas 770–772.
- [2] L. Gruner. "Higher order modes in rectangular coaxial waveguides". *IEEE trans. on microwave theory tech.*, tomo 15, (1967), páginas 483 – 485.
- [3] K.H. Lau. "Loss calculations for rectangular coaxial lines". *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, tomo 135, (1988), páginas 207 – 209.
- [4] M. J. Hong, J.-S. & Lancaster. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. John Wiley and Sons Inc., 2001.

6

Filtro coaxial rectangular de banda estrecha para aplicaciones en la banda V

Contenido

6.1. Introducción	95
6.2. Transición coplanar a coaxial (CPW-Coaxial) para la banda V	96
6.2.1. Diseño de la transición	96
6.2.2. Soporte de la transición	96
6.2.3. Ensamble de la transición	99
6.2.4. Resultados simulados y medidos	101
6.3. Filtro coaxial micromecanizado para la banda V	101
6.3.1. Diseño del filtro	101
6.3.2. Ensamble del filtro para la banda V	103
6.3.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev para la banda V	105
6.4. Conclusiones	108
Referencias	108

6.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño de una línea de transmisión y de un filtro para aplicaciones en la banda V. La línea de transmisión permite la interconexión del filtro con cualquier circuito coplanar, donde la transición está implementada mediante el incremento en la anchura del conductor central usando secciones coaxiales. El filtro diseñado para la banda V tiene su frecuencia central a 63 GHz, cuya topología se basa en el filtro presentado en el capítulo 5. En este capítulo se describe el diseño de estos dispositivos y se presentan los resultados simulados y medidos.

6.2. Transición coplanar a coaxial (CPW-Coaxial) para la banda V

En esta sección se presenta el diseño de una línea de alimentación. Esta línea permite la interconexión de una línea CPW y una línea coaxial. La estructura ha sido obtenida por la superposición de cinco capas de SU-8 utilizando en aire como medio de propagación.

6.2.1. Diseño de la transición

La transición CPW-Coaxial aquí presentada fue diseñada para operar en la banda V a una frecuencia central de 63 GHz y consta en tres partes principales: puerto de entrada, puerto de salida y la interfase entre puertos. En el puerto de entrada se encuentra la línea coplanar y en el puerto de salida la línea coaxial con conductor central de $360\ \mu\text{m}$ de ancho. La interfase está compuesta de secciones coaxiales que incrementan su tamaño hasta alcanzar la anchura de la línea coaxial principal.

Para el diseño de la transición se partió del requerimiento de utilizar puntas de prueba coplanar con un pitch de $150\ \mu\text{m}$. Las dimensiones de la terminación coplanar fueron calculadas utilizando la herramienta LineCalc de ADS [1] y ajustadas mediante simulaciones en HFSS [2] para una impedancia característica de $50\ \Omega$. La interfase entre la línea coplanar y la línea coaxial principal fue obtenida mediante variaciones en la anchura del conductor central, este ajuste se realizó con la ayuda de 3 secciones coaxiales. Una vez unidas todas las secciones de la transición CPW-Coaxial sus dimensiones fueron ajustadas mediante simulaciones en HFSS hasta acoplar correctamente las impedancias características y minimizar las pérdidas de la línea. En la figura 6.1 se muestra una vista superior de la transición ideal.

La transición CPW-Coaxial está formada por cinco capas superpuestas y unidas las cuales permiten formar la línea coaxial rectangular. El conductor central de la estructura incrementa su anchura de $60\ \mu\text{m}$ de la línea coplanar, hasta las $360\ \mu\text{m}$ del coaxial principal. El conductor central se encuentra simétricamente localizado dentro de la línea.

6.2.2. Soporte de la transición

La transición está formada por secciones coaxiales que utilizan aire como medio de propagación. El uso de aire como medio de propagación permite tener una línea de transmisión de bajas pérdidas, sin embargo presenta un problema al momento de sostener la estructura. Una alternativa para superar este problema es soportar el conductor central mediante el uso de líneas de transmisión coaxiales, como se muestra en la figura 6.2. Estas líneas tendrán una longitud de un $\lambda/4$ con respecto a la frecuencia a la cual se diseña la transición, en este caso 63 GHz . La línea de soporte, también conocida como *stub*, se encuentra en corto con el conductor exterior del coaxial en uno de sus extremos, por lo tanto al tener una longitud de $\lambda/4$ presenta un circuito abierto en el extremo opuesto. Las dimensiones de los *stubs* fueron calculadas para ofrecer una impedancia característica de $50\ \Omega$. Como se observa en la figura 6.2 la transición CPW-Coaxial esta suspendida mediante dos *stubs*, los cuales brindan mayor robustez a la línea central, garantizando que la estructura estará suspendida y evitando posibles fracturas.

Con la finalidad de reducir la anchura del dispositivo se han doblado los *stubs*, obteniendo una reducción del 27% con respecto a la estructura previa. En la figura 6.3 se presenta la estructura final de la transición en configuración *back-to-back*. Donde la localización apropiada de los *stubs* permite una respuesta con gran ancho de banda, en la figura 6.4 se ilustra la variación del ancho de banda para diferentes separaciones de los *stubs*.

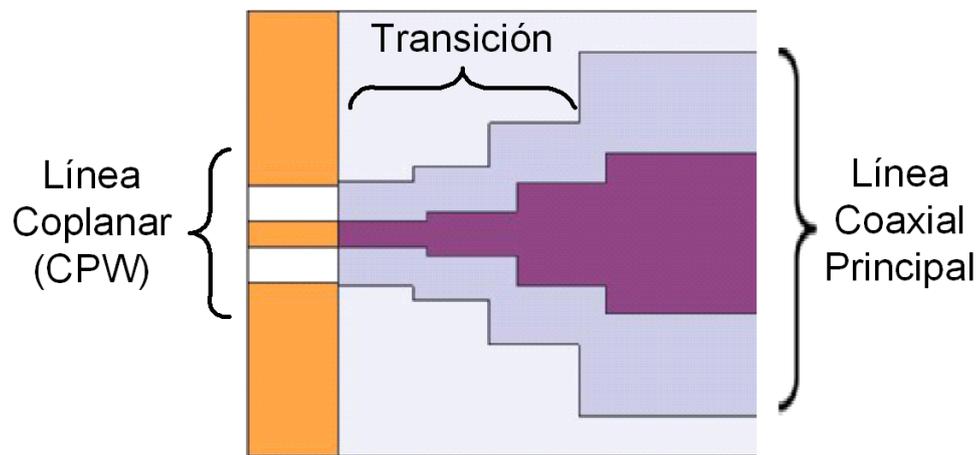


Figura 6.1: Transición ideal CPW-Coaxial para la banda V

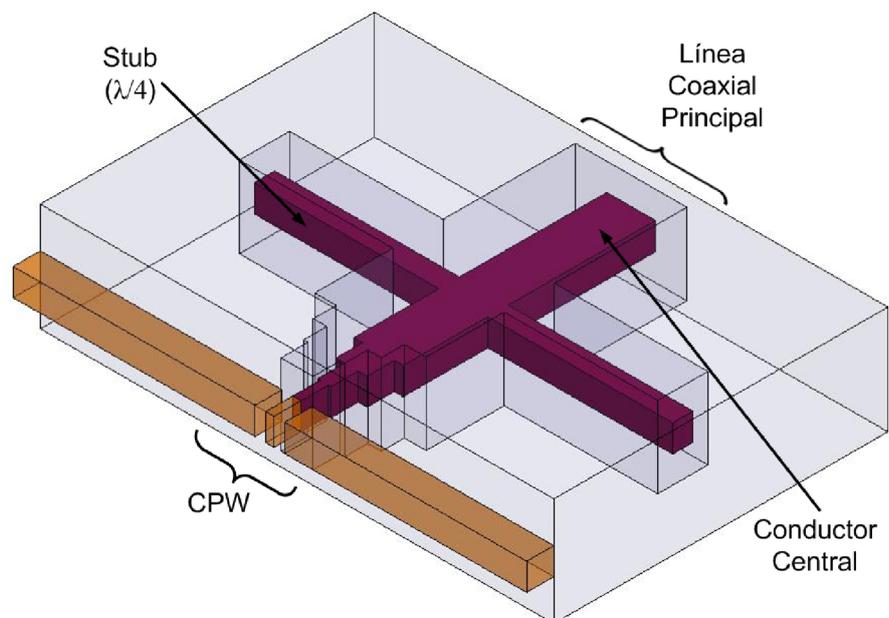


Figura 6.2: Transición CPW-Coaxial para la banda V suspendida mediante stubs

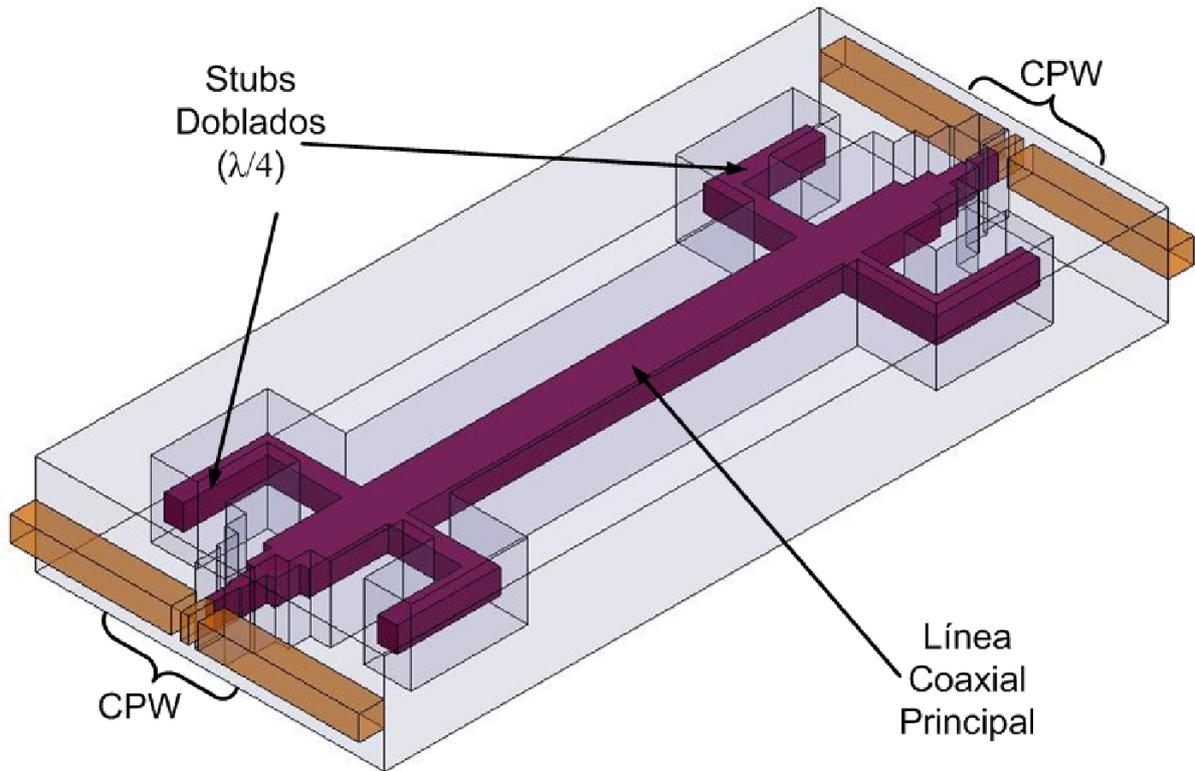


Figura 6.3: Transición CPW-Coaxial para la banda V en configuración back-to-back

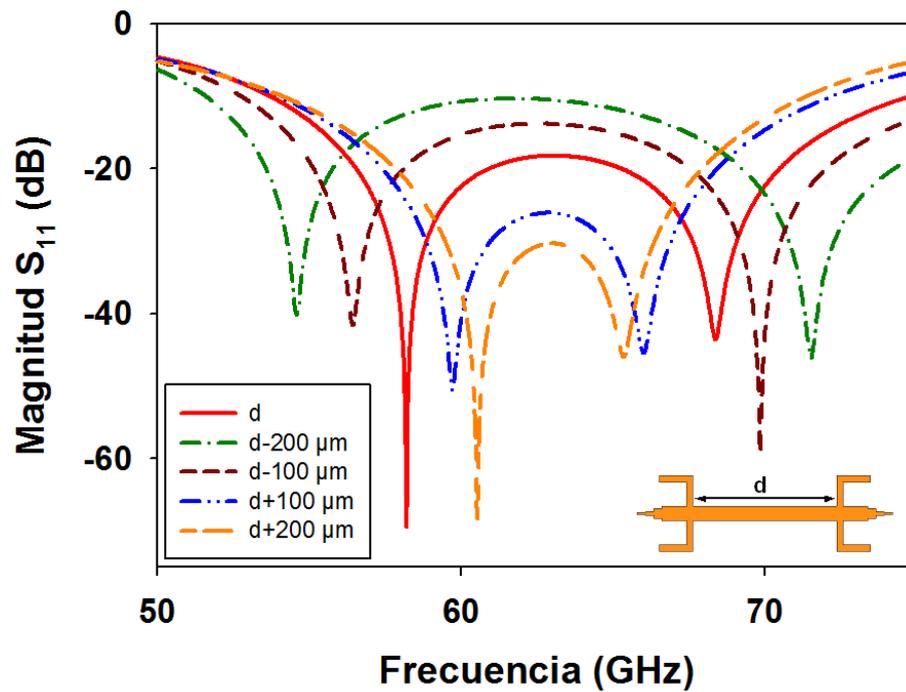


Figura 6.4: Variación del ancho de banda simulado de la transición CPW-Coaxial para la banda V

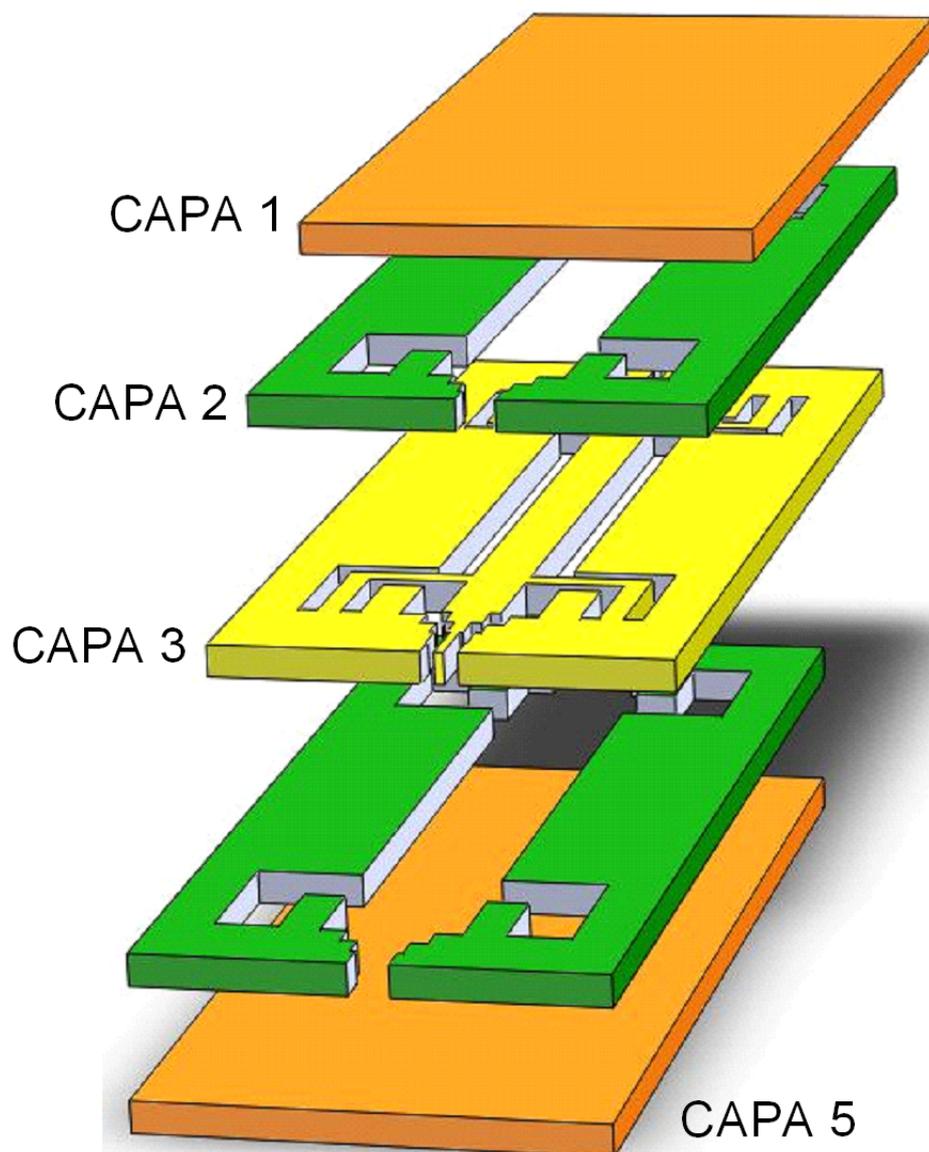


Figura 6.5: Esquemático de las capas que conforman la transición CPW-Coaxial para la banda V

6.2.3. Ensamble de la transición

La transición CPW-Coaxial en configuración *back-to-back* está formada por la unión y superposición de 5 capas rectangulares de SU-8 recubiertas con una película delgada de oro. La capa 3 es la capa principal, en ella se encuentran ubicados los conductores centrales y la línea coplanar. Las capas restantes crean la estructura coaxial, obteniendo una estructura blindada con aire como medio de propagación. La figura 6.5 presenta un esquemático en 3D con las capas que integran la estructura, estas capas se encuentran superpuestas permitiendo una mejor apreciación de la estructura. La línea coaxial fue fabricada con una longitud del coaxial principal de 5 mm , obteniendo las dimensiones finales de $6.6 \times 3.2 \times 1\text{ mm}^3$. En la figura 6.6 se presentan los dibujos técnicos de las capas que integran la transición CPW-Coaxial, cuyas dimensiones están dadas en micras.

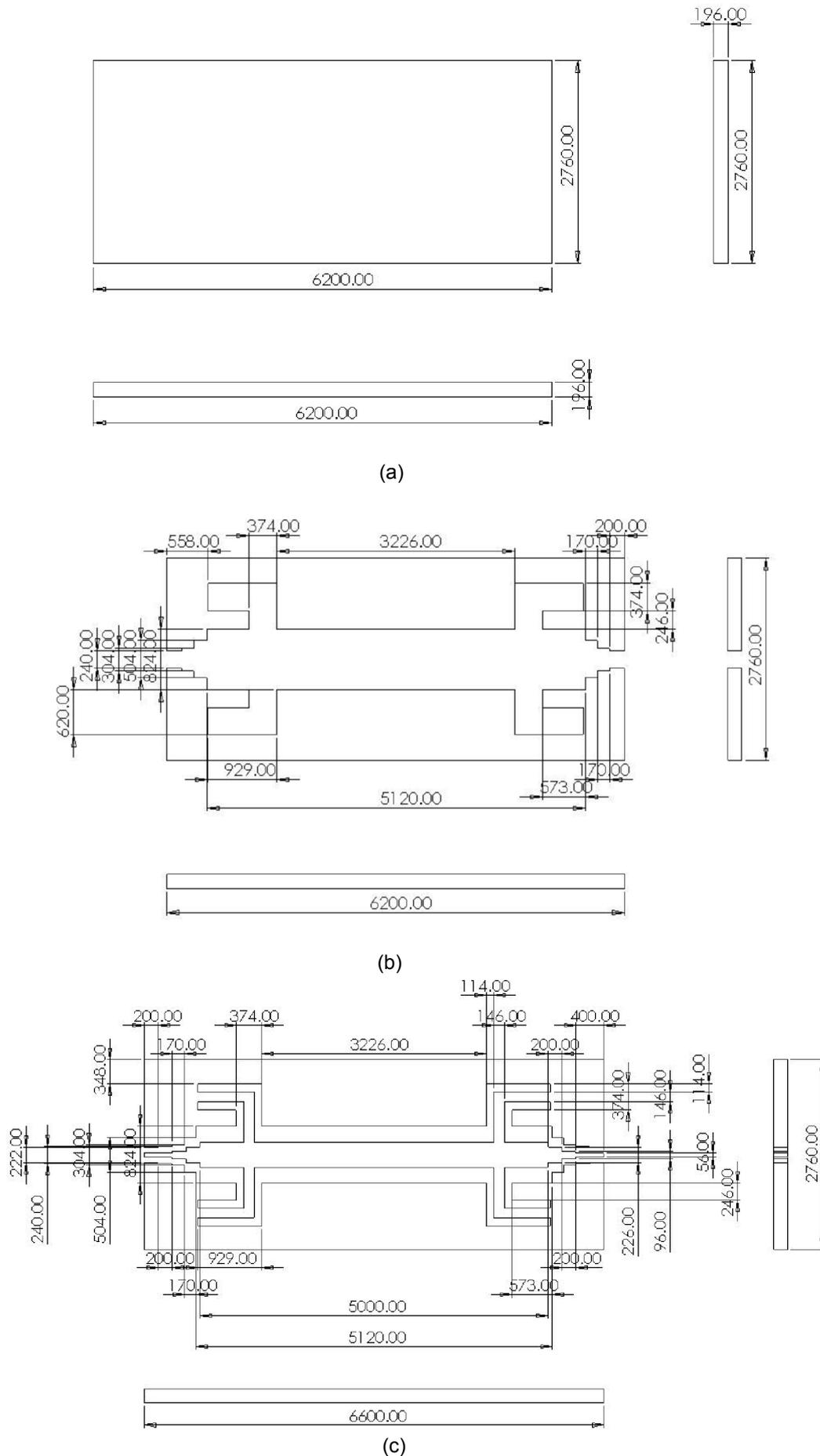


Figura 6.6: Dibujos técnicos de la transición CPW-Coaxial para la banda V (a) Capa 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)

6.2.4. Resultados simulados y medidos

La transición CPW-Coaxial ilustrada en la figura 6.3 ha sido medida usando un analizador de redes de la marca Hewlett Packard modelo 8510C y puntas de prueba Cascade bajo el estándar ISS 101-190. Las mediciones se han llevado a cabo sobre un rango de frecuencia de los 50 a los 75 GHz y fueron adquiridas después de una calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*), ubicando el plano de referencia en las puntas de prueba.

En la figura 6.7 se presentan los resultados simulados y medidos. De los resultados medidos se obtuvo una pérdida de inserción mínima de 0.39 dB a 67.75 GHz , así como una pérdida de retorno mayor a los 10 dB para la banda de paso de los 54.7 a los 70.3 GHz . En la respuesta medida se puede observar una pequeña desviación de la frecuencia central con respecto a los valores simulados, éste puede ser causado por las tolerancias de fabricación. La respuesta general de la transición concuerda adecuadamente con los resultados obtenidos mediante simulaciones. Las diferencias entre la respuesta simulada y medida pueden ser atribuidas a las tolerancias de fabricación así como la falta de precisión en el alineamiento de las capas.

6.3. Filtro coaxial micromecanizado para la banda V

En esta sección se presenta el diseño de un filtro de banda estrecha con una respuesta Chebyshev a 63 GHz . El filtro ha sido implementado dentro de una estructura coaxial rectangular obtenida por la superposición de cinco capas de SU-8 utilizando el aire como medio de propagación.

6.3.1. Diseño del filtro

El filtro aquí presentado es del tipo pasobanda diseñado a una frecuencia central de 63 GHz con un ancho de banda fraccional del 5% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB . El filtro ha sido implementado dentro de una línea coaxial rectangular utilizando el aire como medio de propagación. La línea coaxial es obtenida por la superposición de capas de SU-8 recubiertas de oro. La estructura esta formada por dos resonadores de $\lambda/4$ unidos en un extremo mediante un corto circuito y las líneas de alimentación colocadas a la entrada y salida, la figura 6.8 presenta una vista 3D de la estructura ideal del filtro.

El procedimiento para el diseño del filtro sigue el método convencional expuesto en [3]. Los valores g del el prototipo pasobajas fueron obtenidos mediante tablas [3] en base a las especificaciones de diseño y se muestran en la tabla 6.1.

Una vez obtenidos los valores g del prototipo pasobajas se aplica una transformación pasobanda y se procede al cálculo de los valores teóricos. El acoplamiento entre resonadores (K_{ij}) es calculado mediante la ecuación 4.1 y el factor de calidad externo (Q_e) es obtenido con las ecuaciones 4.2 y 4.3. Estos valores son presentados en la tabla 6.2. Una vez que los valores teóricos son conocidos el factor de calidad externo así como los acoplamientos entre resonadores son obtenidos mediante simulaciones.

En la figura 6.9 se muestra la estructura utilizada para extraer el factor de calidad mediante simulaciones electromagnéticas, donde el resonador se encuentra débilmente acoplado a la línea de salida para evitar su influencia en los acoplos.

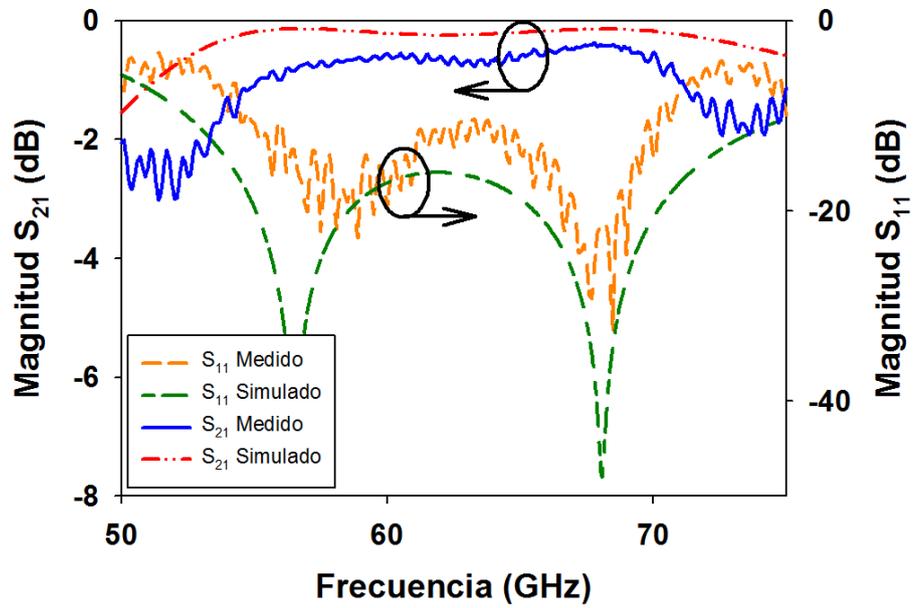


Figura 6.7: Resultados simulados y medidos de la transición CPW-Coaxial para la banda V

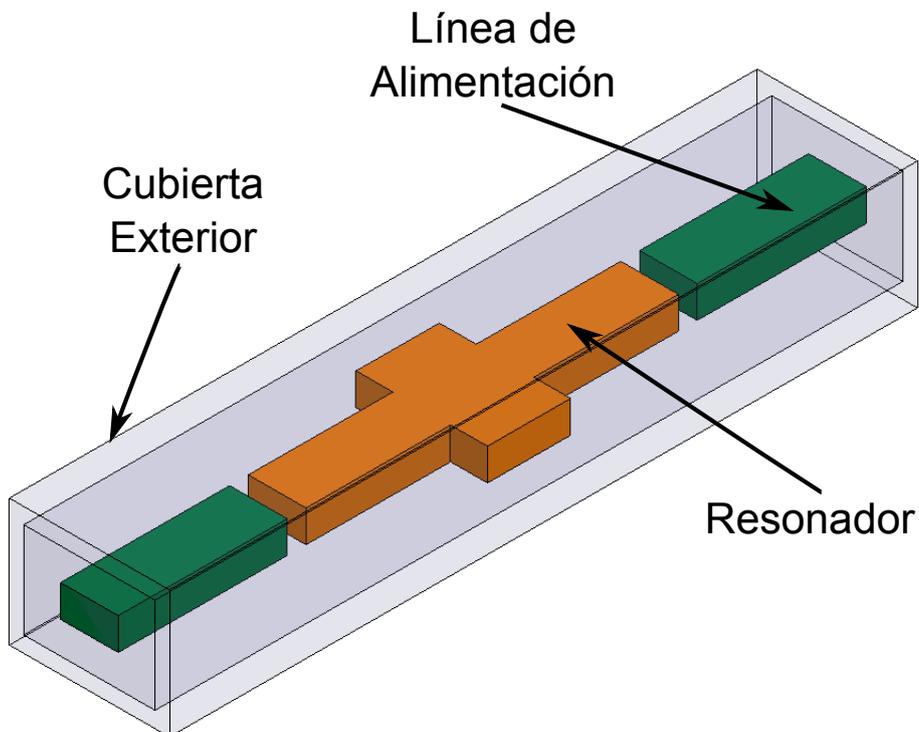


Figura 6.8: Estructura ideal del filtro para la banda V

Tabla 6.1: Valores g del prototipo pasobajas

Valores g para el filtro prototipo pasobajas		
$g_1 = 0.4489$	$g_2 = 0.4078$	$g_3 = 1.1008$

Tabla 6.2: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores

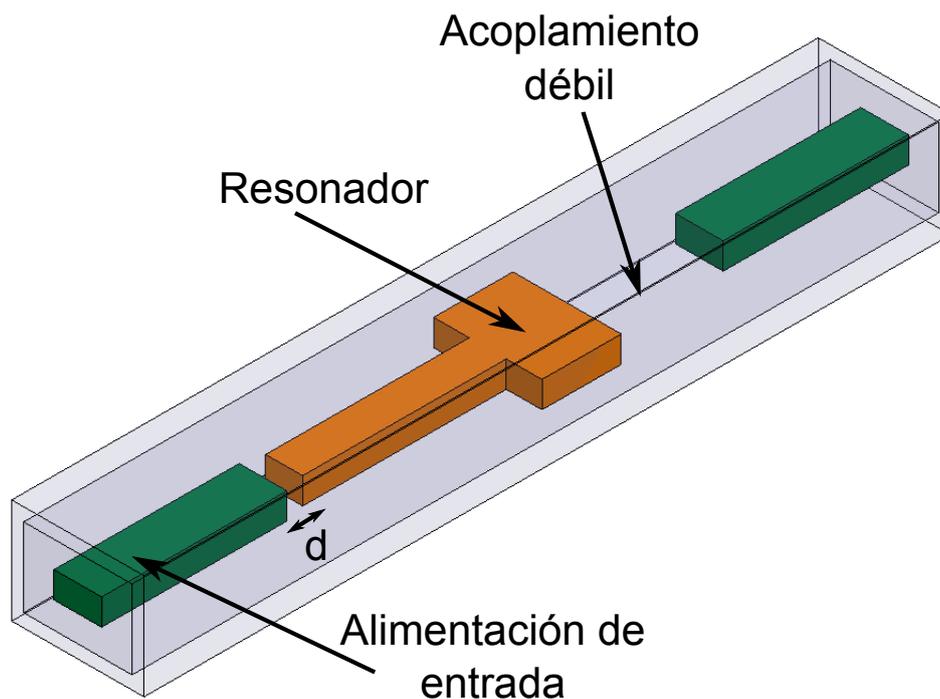
Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento		
$Q_{e_{in}} = 8.978$	$Q_{e_{out}} = 8.978$	$K_{12} = 0.1168$

Q_e es obtenida de la respuesta simulada usando la ecuación 4.4. Al variar la distancia (d) entre la línea de entrada y el resonador el acoplamiento entre estos cambia y el valor de Q_e se ve afectado. En la figura 6.10 se presenta una gráfica con la variación del factor de calidad externo respecto a la distancia d , ver figura 6.9. En este diseño se asume por simplicidad que el factor de calidad externo es el mismo para la entrada y para la salida.

La estructura para la extracción de K_{C12} es similar a la presentada en la figura 5.11, donde el resonador se encuentra débilmente acoplado a las líneas de alimentación. La principal diferencia de esta estructura se encuentra en la distancia L (ver figura 5.6) la cual se ha modificado para ser aproximadamente $\lambda/4$ para la frecuencia 63 GHz . K_{C12} se obtiene de la respuesta simulada mediante la ecuación 4.5. En la figura 6.11 se presenta una gráfica con los diferentes valores del coeficiente de acoplamiento producidos por la variación de W . La distancia L solo se ha ajustado ligeramente para lograr que la frecuencia de resonancia permanezca centrada a los 63 GHz .

6.3.2. Ensamble del filtro para la banda V

El filtro fue diseñado a una frecuencia central de 63 GHz con un ancho de banda fraccional del 5% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB . Después de obtener las dimensiones óptimas del re-

Figura 6.9: Estructura utilizada para la extracción del factor de calidad externo (Q_e)

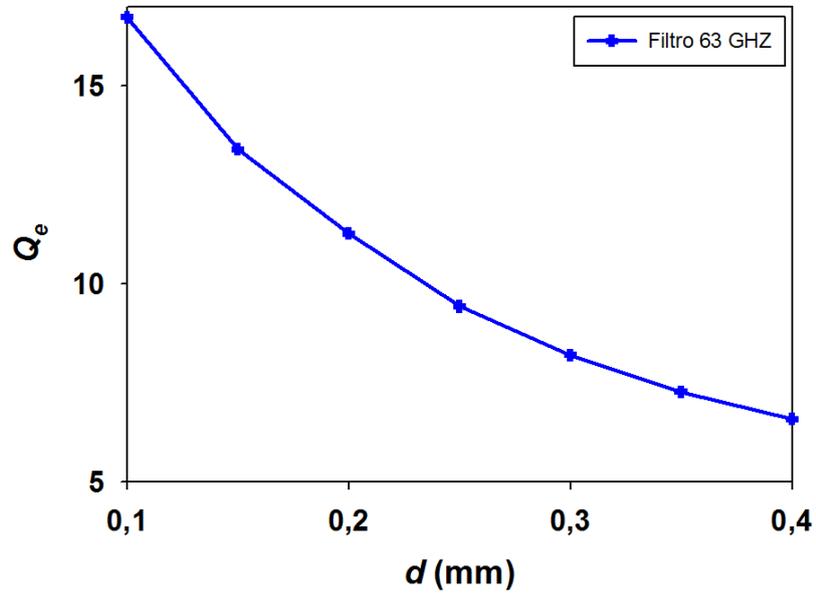


Figura 6.10: Factor de calidad externo (Q_e) para el filtro en la banda V

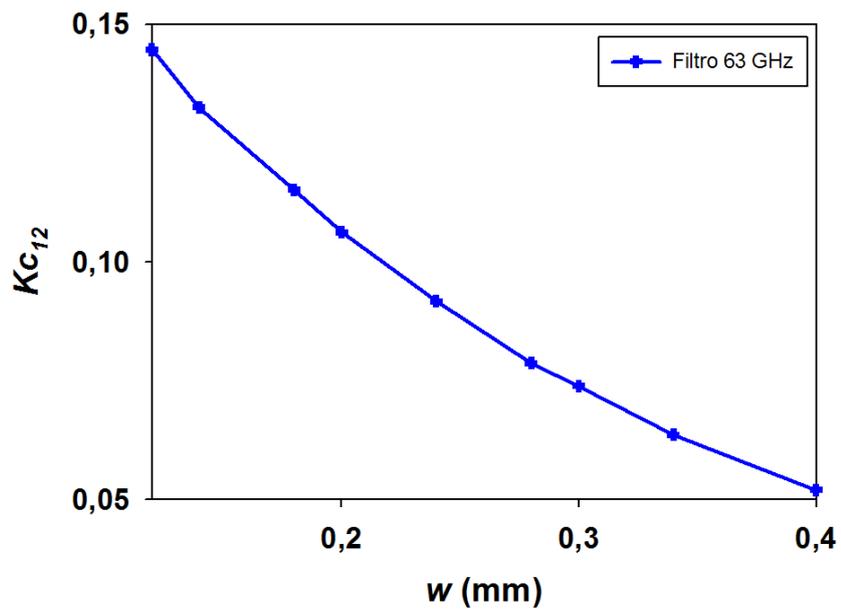


Figura 6.11: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 (Kc_{12}) para el filtro en la banda V

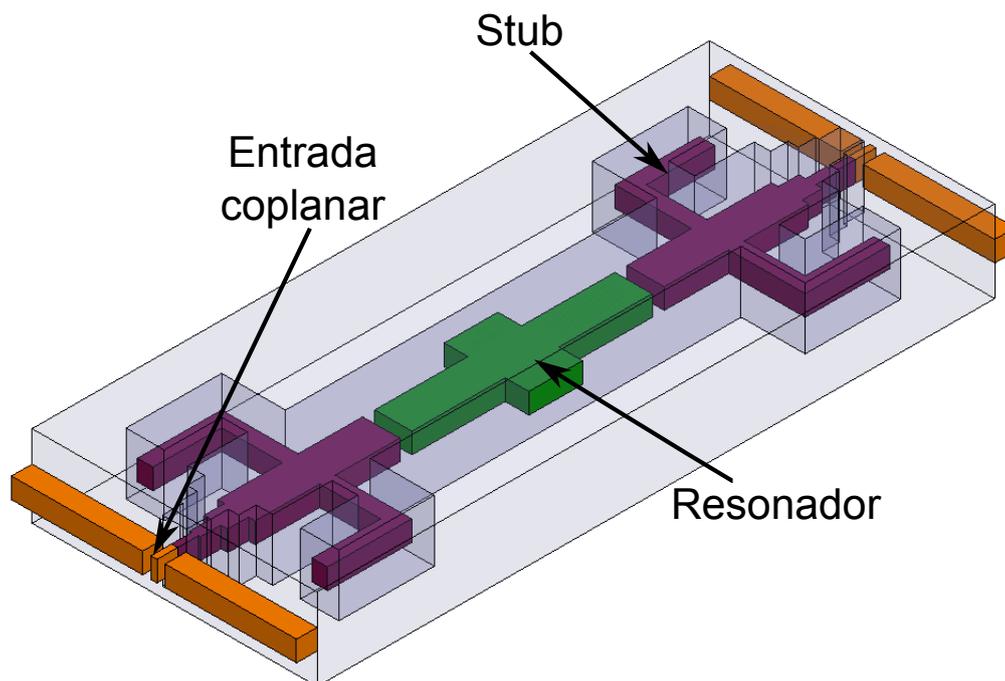


Figura 6.12: Estructura del filtro para la banda V dentro de una línea coaxial rectangular

sonador así como el espaciamiento adecuado entre el resonador y las líneas de alimentación el filtro puede ser implementado. En la figura 6.12 se muestra una vista 3D del diseño completo. Las líneas de alimentación han sido substituidas por la transición presentada en la sección anterior.

El filtro ha sido realizado dentro de una línea coaxial rectangular, para formar la estructura se han utilizado cinco capas de SU-8 recubiertas de oro. El proceso de fabricación de las capas se encuentra detallado en el capítulo 3. En la figura 6.13 se muestra una vista explotada de las diferentes capas que integran el filtro. En la capa 3 se ubican las líneas de transición así como los resonadores, las capas 2 y 4 permiten formar la cavidad coaxial y las capas 1 y 5 son utilizadas como tapas de la línea coaxial. Las capas 2 y 4 están divididas en dos piezas para obtener la cavidad coaxial, por lo tanto se han añadido *links* temporales sus extremos para permitir su alineación durante el ensamblado del filtro. Las capas que integran el filtro tienen un grosor de $200 \mu m$, estas son apiladas de manera consecutiva y unidas para formar el dispositivo. Las dimensiones finales del filtro son $6.96 \times 2.76 \times 1 \text{ mm}^3$. En la figura 6.14 se presentan los dibujos técnicos con las dimensiones de cada capa, las dimensiones están dadas en micras.

6.3.3. Resultados medidos y simulados del filtro Chebyshev para la banda V

En esta sección se presentan los resultados medidos y simulados del filtro. Éste ha sido medido utilizando un analizador de redes Hewlett Packard modelo 8510C y puntas de prueba Cascade bajo el estándar ISS 101-190. Las mediciones se llevaron a cabo sobre un rango de frecuencia de los 50 a los 75 GHz y fueron obtenidas después de una calibración tipo SOLT (*Short, Open, Load, Thru*) ubicando el plano de referencia en las puntas de prueba.

En la figura 6.15 se presentan los resultados simulados y medidos. En general los resultados experimentales concuerdan adecuadamente con la respuesta simulada. En la respuesta experimental se observa un decremento en el ancho de banda, siendo de un 4.9% en la respuesta simulada y de un 3.9% en los resultados medidos. Además se observa una pequeña desviación en la frecuencia,

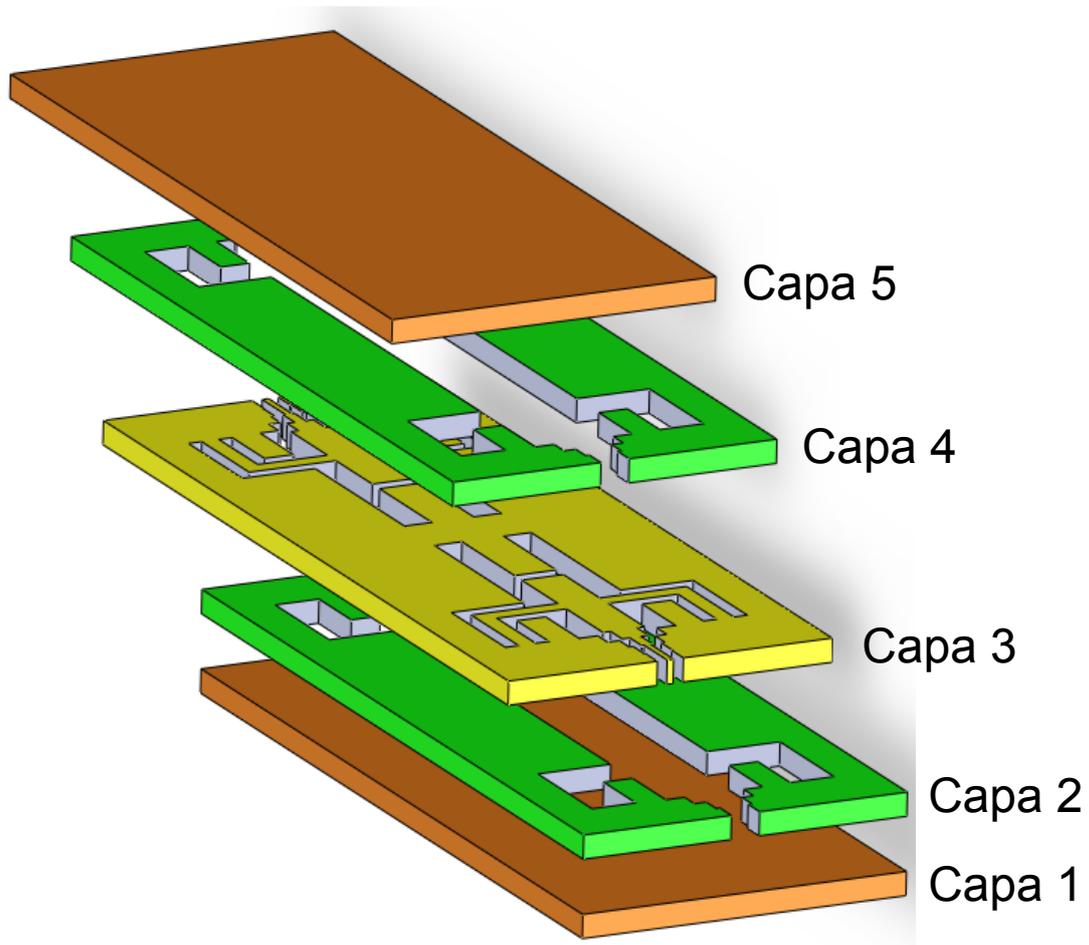


Figura 6.13: Esquemático de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda V

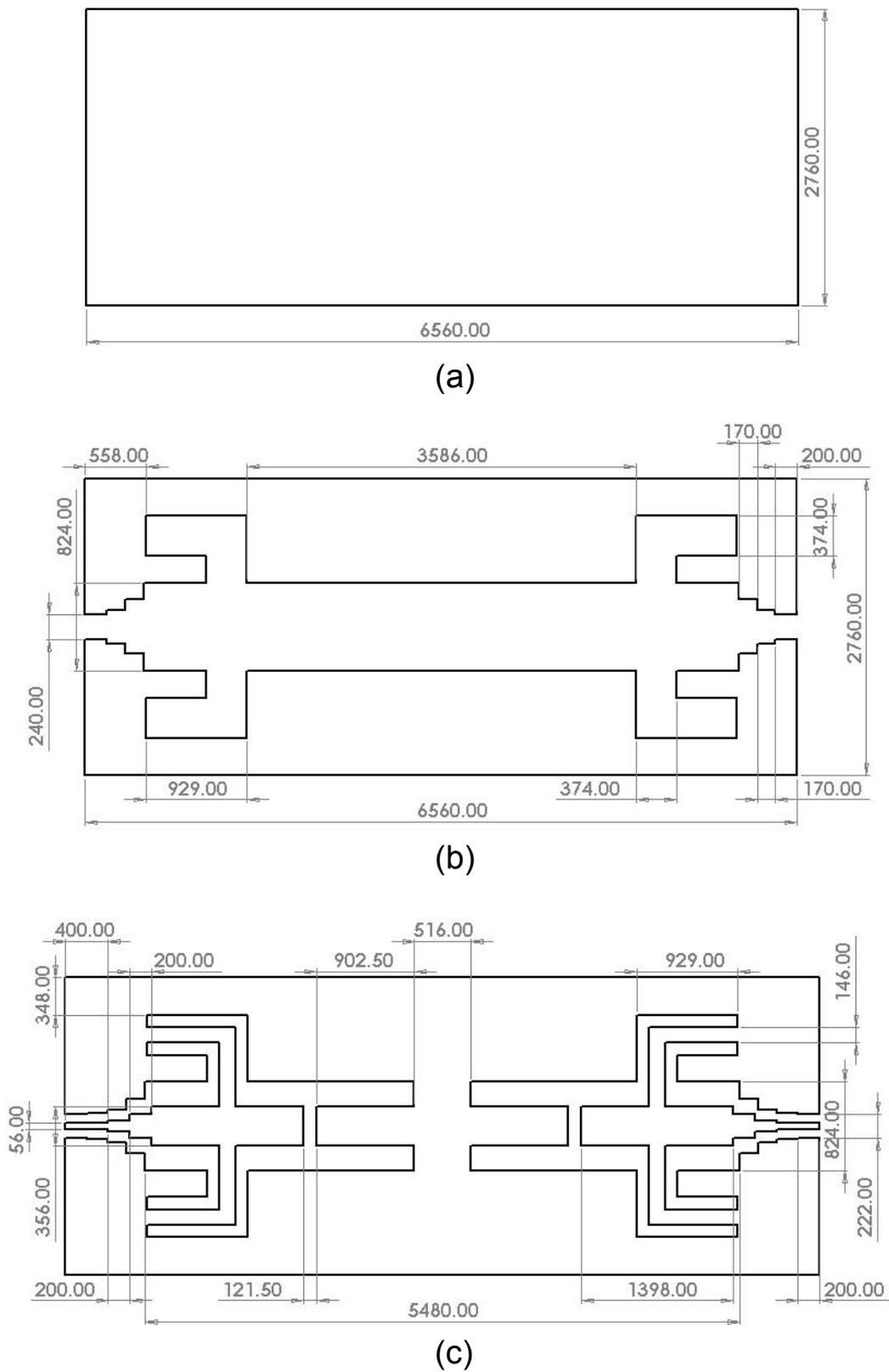


Figura 6.14: Dibujos técnicos de las capas que conforman el filtro coaxial rectangular para la banda V
 (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)

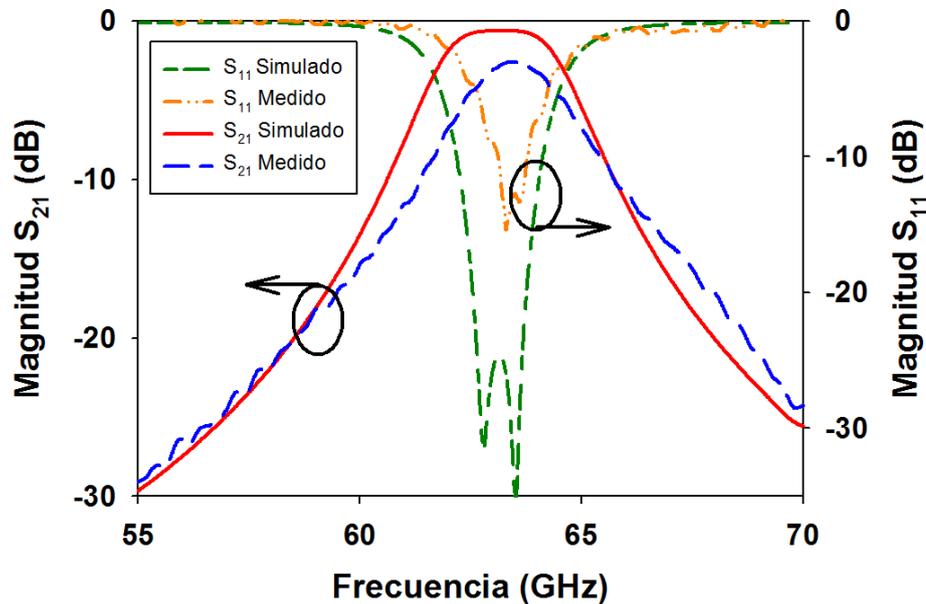


Figura 6.15: Respuesta simulada del filtro coaxial Chebyshev para la banda V

estas variaciones pueden ser atribuidas al desalineamiento de las capas así como las tolerancias de fabricación. La pérdida por inserción fue de 2.59 dB a 63.4 GHz y la pérdida por retorno es de 13.8 dB a la misma frecuencia.

6.4. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación de un filtro para la banda V, así como el diseño de la línea de transmisión que permite la interconexión del filtro al equipo de medición. Estas estructuras han sido implementadas dentro de una línea coaxial rectangular, cuya sección transversal ha sido elegida para proporcionar un alto factor de calidad evitando la propagación de los modos de orden superior. La fabricación del filtro se ha llevado a cabo utilizando técnicas de micromecanizado cuyo proceso permite dispositivos altamente integrados con un bajo costo.

Referencias

- [1] “<http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsx?nid=-34346.0.00&lc=eng&cc=US>”.
- [2] “<http://www.ansoft.co.uk/products/hf/hfss/>”.
- [3] M. J. Hong, J.-S. & Lancaster. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. John Wiley and Sons Inc., 2001.

7

Diplexor coaxial rectangular para aplicaciones en la banda U

Contenido

7.1. Introducción	109
7.2. Diplexor coaxial micromecanizado para la banda U	109
7.2.1. Diseño del diplexor	110
7.2.2. Ensamble del diplexor	111
7.2.3. Resultados de simulación	115
7.3. Conclusiones	120
Referencias	120

7.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño de un diplexor utilizando una línea coaxial rectangular. El diplexor ha sido diseñado para operar en la banda U, donde el filtro de la banda de paso inferior está centrado a los 42 GHz y el filtro de la banda de paso superior a los 47 GHz . La línea de transición utilizada para la interconexión del diplexor a cualquier dispositivo coplanar ha sido previamente presentada en el capítulo 6. En las siguientes secciones se presenta la estructura y los resultados obtenidos de simulación.

7.2. Diplexor coaxial micromecanizado para la banda U

En esta sección se presenta el diseño de un diplexor para la banda U. El filtro diseñado para la banda de paso inferior tiene una frecuencia central de 42 GHz y el filtro para la banda superior fue diseñado a una frecuencia central de 47 GHz . La estructura ha sido implementada dentro de una estructura coaxial rectangular utilizando técnicas de micromecanizado. La estructura se obtiene por la superposición de cinco capas de SU-8 utilizando el aire como medio de propagación.

Tabla 7.1: Valores g del prototipo pasobajas

Valores g para el filtro prototipo pasobajas		
$g_1 = 0.4489$	$g_2 = 0.4078$	$g_3 = 1.1008$

Tabla 7.2: Factor de calidad externo y coeficientes de acoplamiento entre resonadores

Factor de calidad externo y coeficiente de acoplamiento		
$Q_{e_{in}} = 8.978$	$Q_{e_{out}} = 8.978$	$K_{12} = 0.1168$

7.2.1. Diseño del diplexor

El diplexor ha sido diseñado para operar en la banda U. Este dispositivo está formado por dos filtros los cuales se combinan mediante una unión tipo T. El filtro de la banda superior tiene su frecuencia central a 47 GHz y el filtro de la banda inferior a 42 GHz , ambos filtros fueron diseñados con un ancho de banda fraccional del 5% y un rizo en la banda de paso de 0.01 dB, donde cada filtro está formado por dos resonadores de $\lambda/4$ unidos en uno de sus extremos mediante un corto circuito. El diplexor ha sido implementado dentro de una línea coaxial rectangular, la cual se obtiene por la superposición de cinco capas de SU-8 recubiertas con una película delgada de oro. En la figura 7.1 se presenta una vista 3D de la estructura ideal del filtro.

El procedimiento de diseño del diplexor inicia con el diseño por separado de cada filtro y una vez que se tienen las respuestas deseadas se procede a la unión de estos mediante un divisor tipo T.

Para el diseño de los filtros se siguió el método convencional expuesto en [1]. Donde los valores de g para el prototipo pasobajas fueron obtenidos mediante tablas [1] en base a las especificaciones de diseño presentadas en la tabla 7.1.

Una vez que se tienen los valores g del prototipo pasobajas se aplica una transformación paso-banda y se procede al cálculo de los valores teóricos. El acoplamiento entre resonadores (K_{ij}) es calculado mediante la ecuación 4.1 y el factor de calidad externo (Q_e) es obtenido con las ecuaciones 4.2 y 4.3. Los valores teóricos de acoplamiento y factor de calidad para cada filtro son presentados en la tabla 7.2.

Una vez que se obtienen los valores teóricos, el factor de calidad externo así como los acoplamientos entre resonadores pueden ser calculados mediante simulaciones electromagnéticas.

Q_e es extraída de la respuesta simulada usando la ecuación 4.4. Al variar la distancia (d) entre la línea de entrada y el resonador, el acoplamiento entre estos cambia y el valor de Q_e puede ser variado. En la figura 7.2 se presenta una gráfica con la variación del factor de calidad externo con respecto a la distancia (d), para cada uno de los filtros.

K_{c12} se obtiene de la respuesta simulada mediante la ecuación 4.5. K_{c12} ha sido obtenida de forma tal que la variación de W y L ofrezca diferentes valores para el coeficiente de acoplamiento a la vez que la respuesta se mantiene fija en la frecuencia de diseño. En la figura 7.3 se presenta una gráfica con los diferentes valores del coeficiente de acoplamiento producidos por la variación de W . La distancia L solo ha sido ajustada ligeramente para garantizar que la frecuencia de resonancia permanezca centrada.

Después de obtener las dimensiones de los resonadores así como la separación entre resonador y

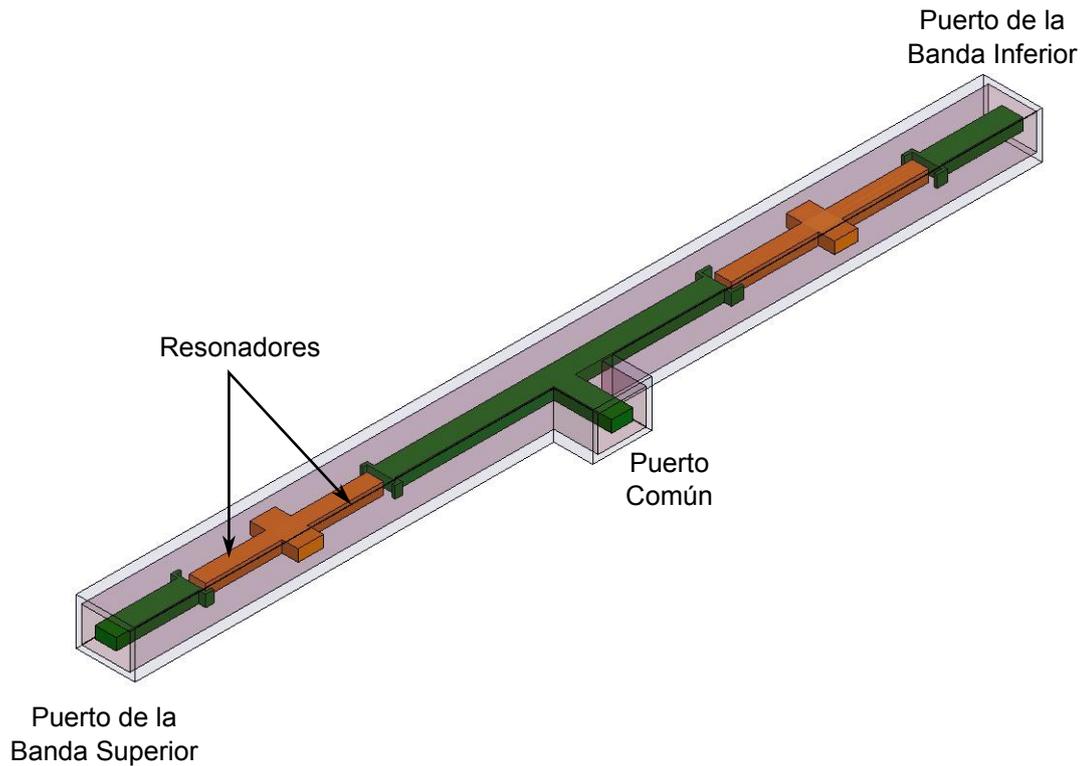


Figura 7.1: Estructura ideal del diplexor para la banda U

línea de alimentación el filtro puede ser implementado. Una vez que se han obtenido las respuestas por separado de cada filtro se precede a la combinación de éstas mediante una unión tipo T. Esta unión ha sido optimizada mediante simulaciones minimizando las pérdidas por reflexión y para obtener el máximo aislamiento entre las salidas de los filtros de banda superior e inferior.

7.2.2. Ensamble del diplexor

El diplexor fue diseñado para operar en la banda U, donde los filtros que lo integran han sido diseñados a una frecuencia central de 42 y 47 GHz, respectivamente. En la figura 7.4 se muestra una vista 3D del diseño completo. Las líneas de alimentación han sido integradas con la transición presentada en el capítulo 6, permitiendo la interconexión del diplexor al equipo de medición. La figura 7.5 presenta una vista superior del diplexor, ofreciendo una mejor visibilidad de los componentes.

Como se mencionó anteriormente el diplexor está implementado dentro de una línea coaxial rectangular que utiliza el aire como medio de propagación, formada por cinco capas de SU-8 recubiertas por una película delgada de oro, este proceso se encuentra detallado en el capítulo 3. En la figura 7.6 se muestra un esquemático con la superposición de las capas que integran el filtro. La capa 3 es la línea central del coaxial y es en ella donde se ubican las líneas de transición así como los resonadores, las capas 2 y 4 son utilizadas para formar la cavidad coaxial, y finalmente las capas 1 y 5 son utilizadas como tapas de la línea coaxial.

Debido a que las capas 2 y 4 crean la cavidad coaxial estas se encuentran divididas en tres piezas, esto representa un problema a la hora de ensamblar la estructura. Para permitir el ensamblaje y la alineación de las capas se han agregado *links* temporales en sus extremos, uniendo las tres piezas que conforman cada capa como se muestra en la figura 7.7, donde en la figura 7.7(a) se muestra la capa antes de añadir los *links* y 7.7(b) una vez añadidos. Además en la figura 7.7 se puede observar

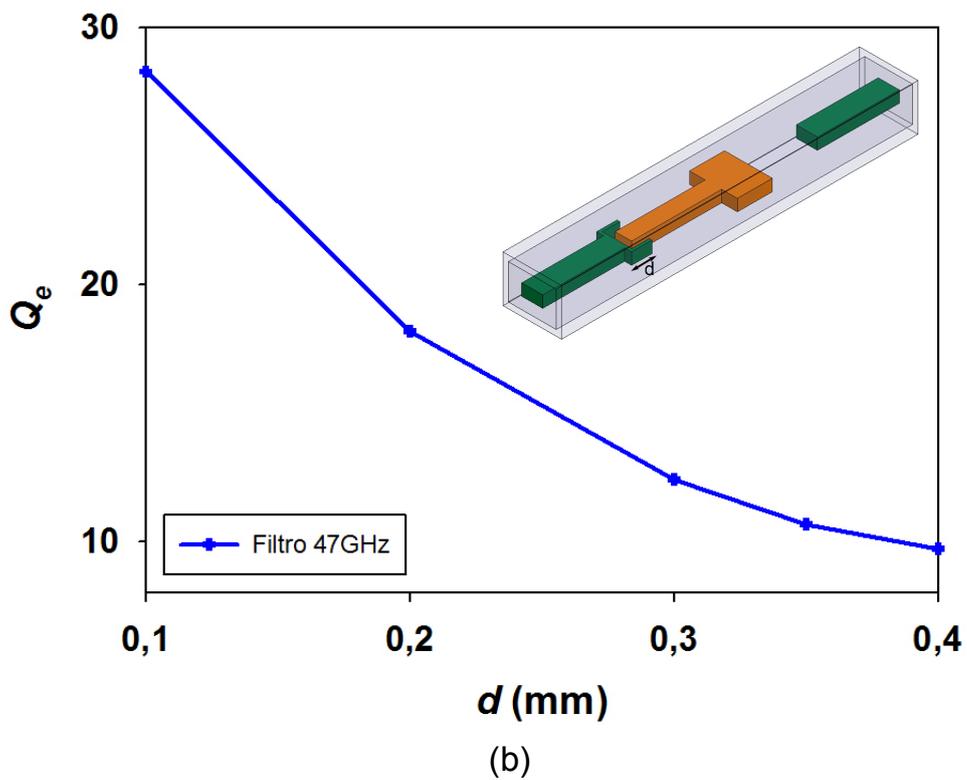
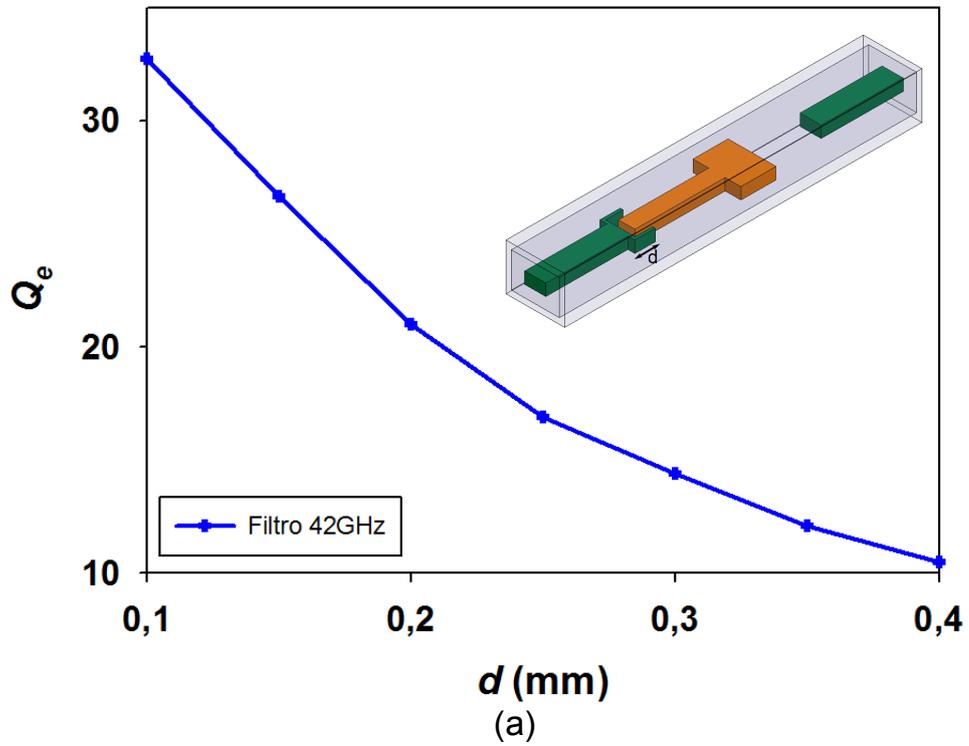


Figura 7.2: Factor de calidad externo (Q_e) para ambos filtros (a) Filtro de la banda inferior (b) Filtro de la banda superior

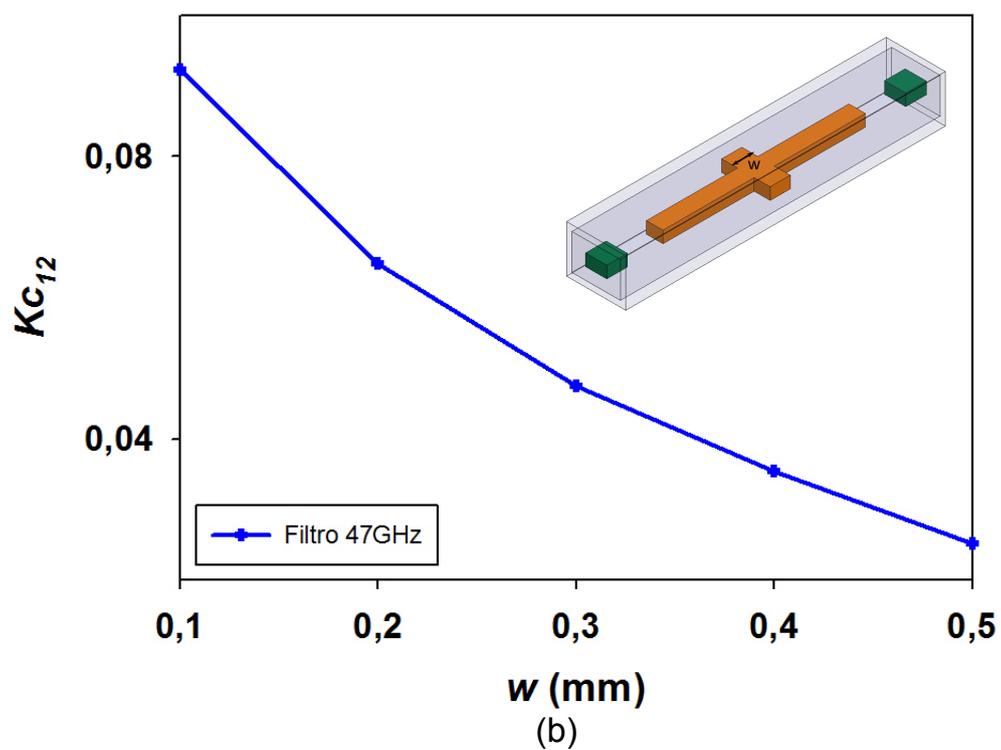
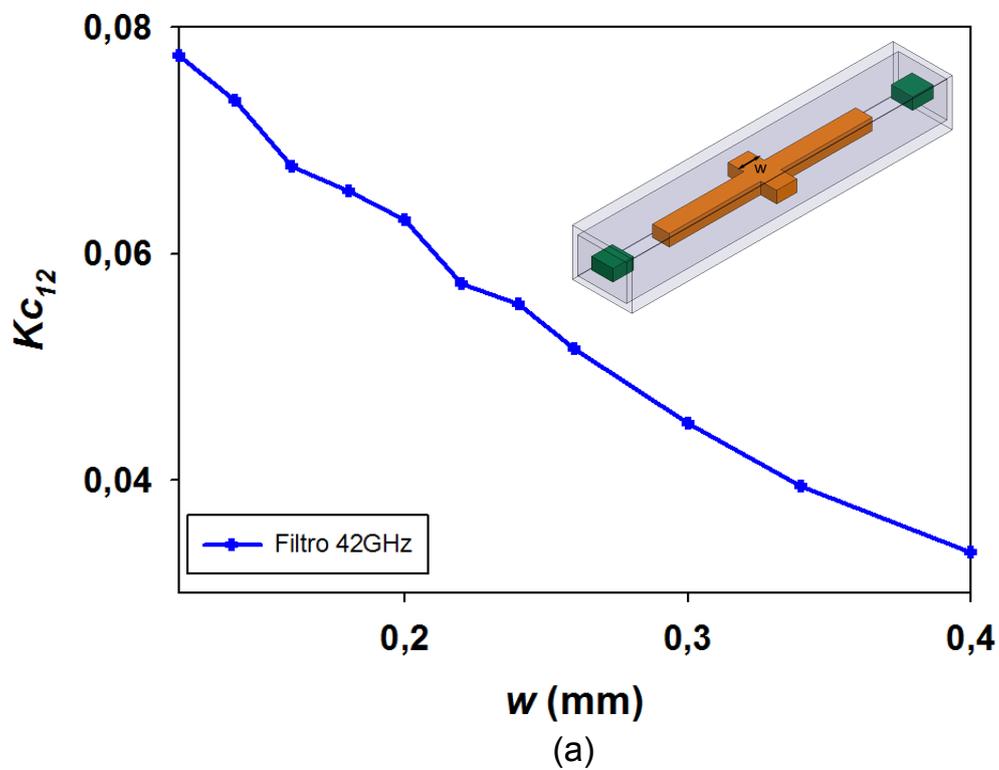


Figura 7.3: Acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 ($K_{C_{12}}$) (a) Filtro de la banda inferior (b) Filtro de la banda superior

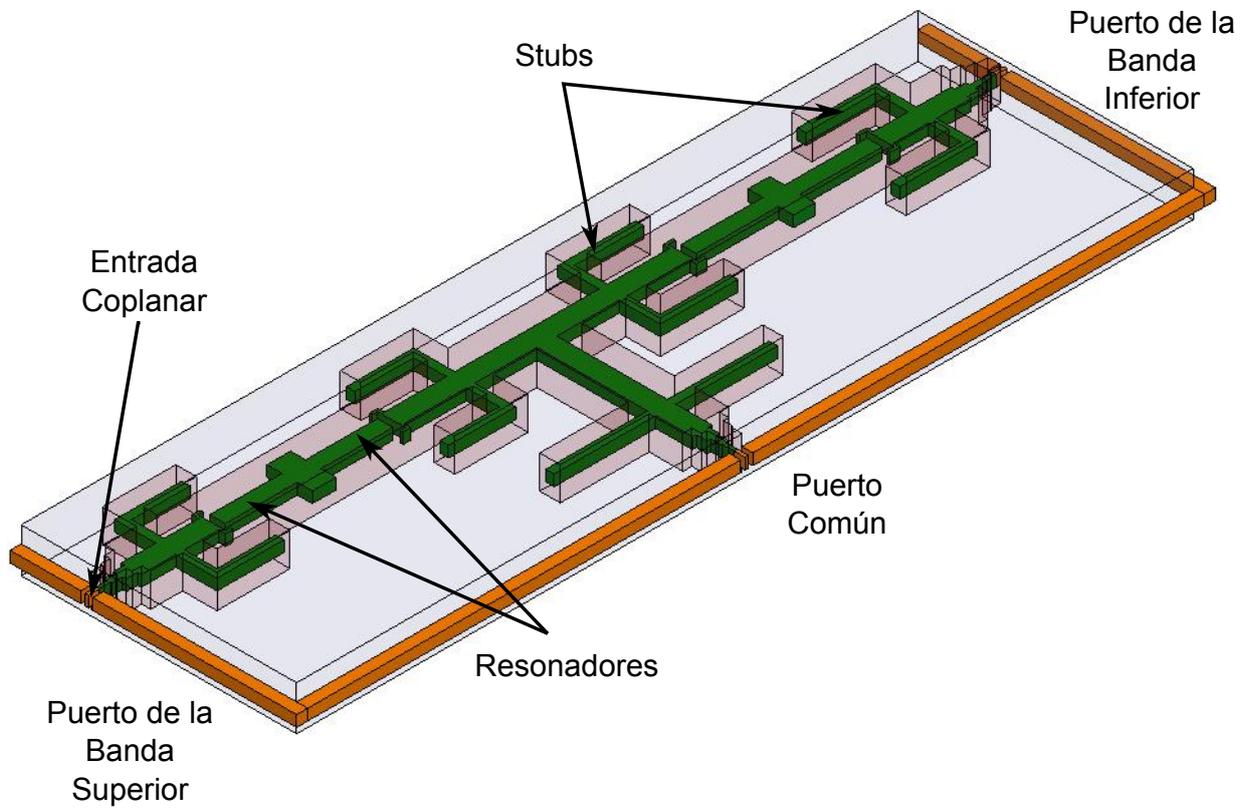


Figura 7.4: Vista 3D del diplexor para la banda U

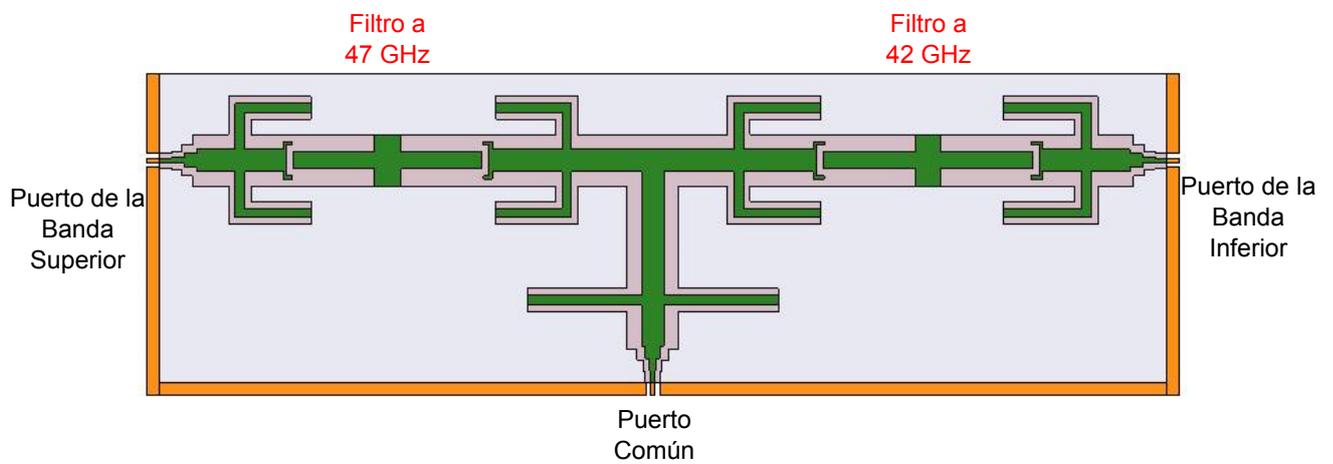


Figura 7.5: Vista superior del diplexor para la banda U

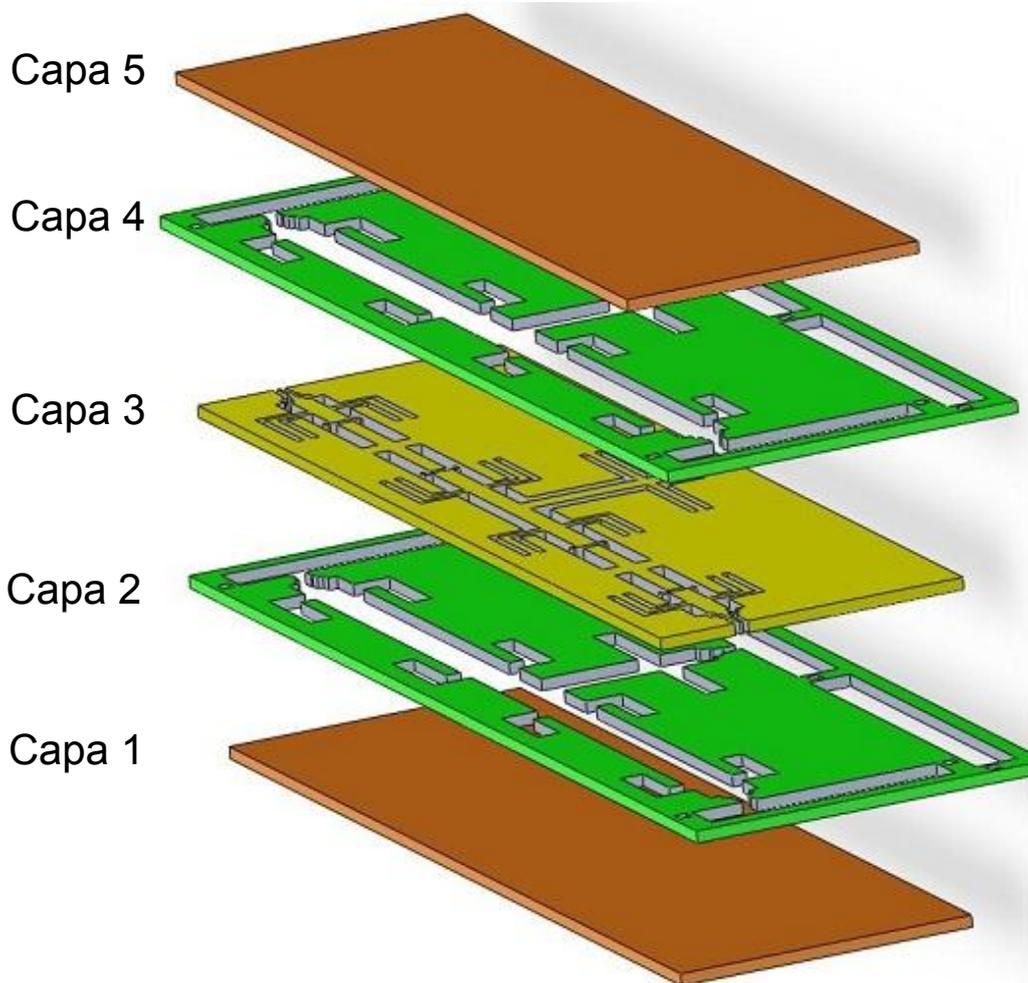


Figura 7.6: Esquemático de las capas que conforman el diplexor para la banda U

que a lo largo del diplexor se han añadido un par de puentes en los *links* temporales con la finalidad de proporcionar mayor robustez a la estructura y evitar posibles fracturas. Una vez que se tienen las cinco capas, éstas se superponen y unen obteniendo la línea coaxial.

Para ofrecer una mayor claridad sobre la superposición de las capas en la figura 7.8 se presenta una vista superior del ensamblaje, cuando se tienen las capas 2, 3 y 4 apiladas. La figura 7.9 muestra una vista superior de la estructura completa.

Las dimensiones finales del diplexor son $16.44 \times 5.6 \times 1 \text{ mm}^3$. Finalmente en la figura 7.10 se presentan los dibujos técnicos de cada capa, donde las dimensiones están dadas en micras. La figura 7.11 presenta la máscara utilizada para la fabricación del dispositivo.

7.2.3. Resultados de simulación

En esta sección se presentan los resultados obtenidos de simulación. La figura 7.12 muestra el resultado simulado. De la gráfica podemos observar que la frecuencia central de los filtros es 41.85 GHz para el filtro de la banda inferior y 46.9 GHz para el filtro de la banda superior. El ancho de banda fraccional de 3 dB es de 4.85 % y 4.7 %. Las pérdidas por inserción son de 0.92 dB y 1.03 dB,

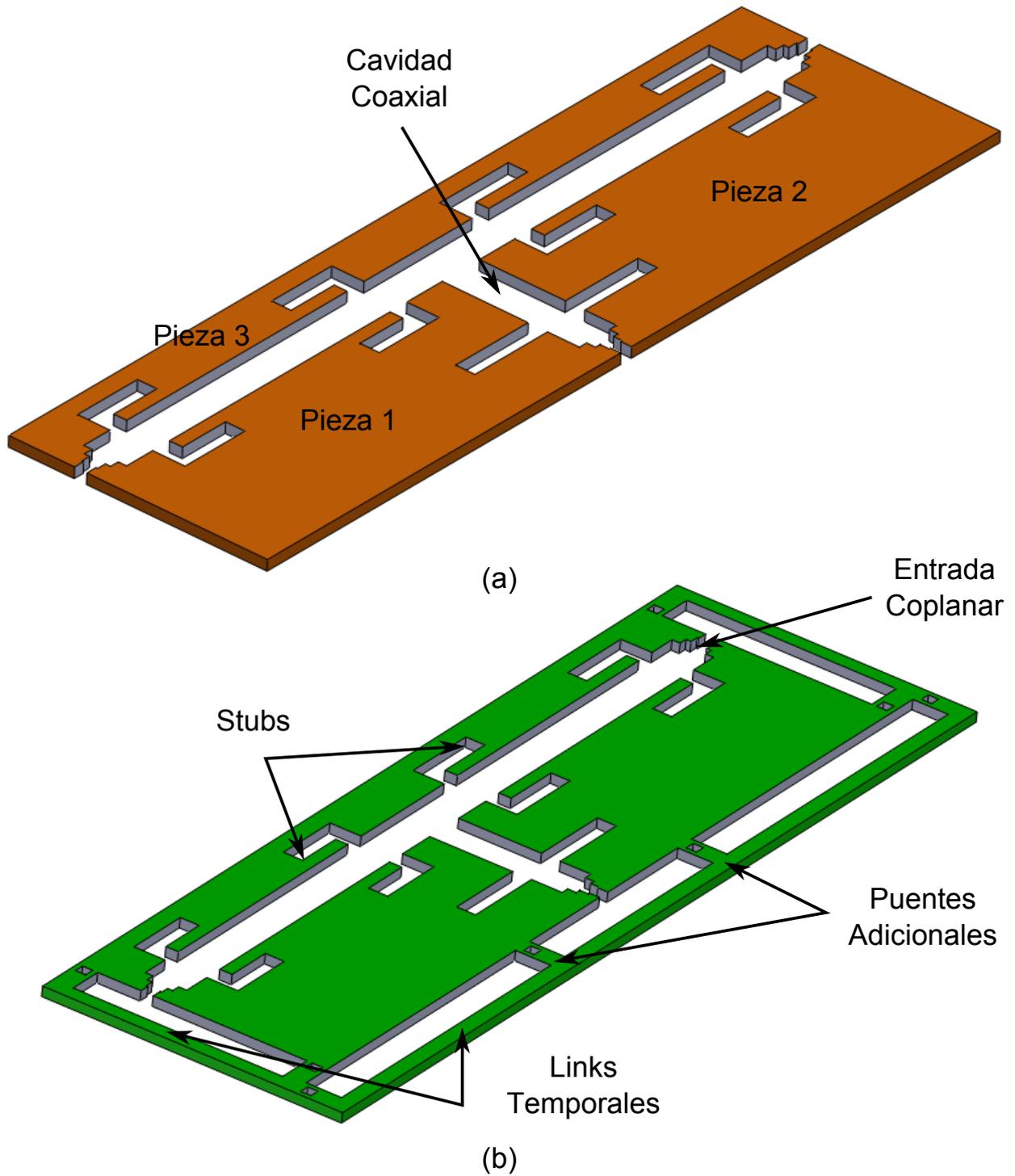


Figura 7.7: Esquemático de las capas 2 y 4, mostrando los links temporales que se han agregado para el ensamblaje de la estructura (a) Capa sin links (b) Capa con links

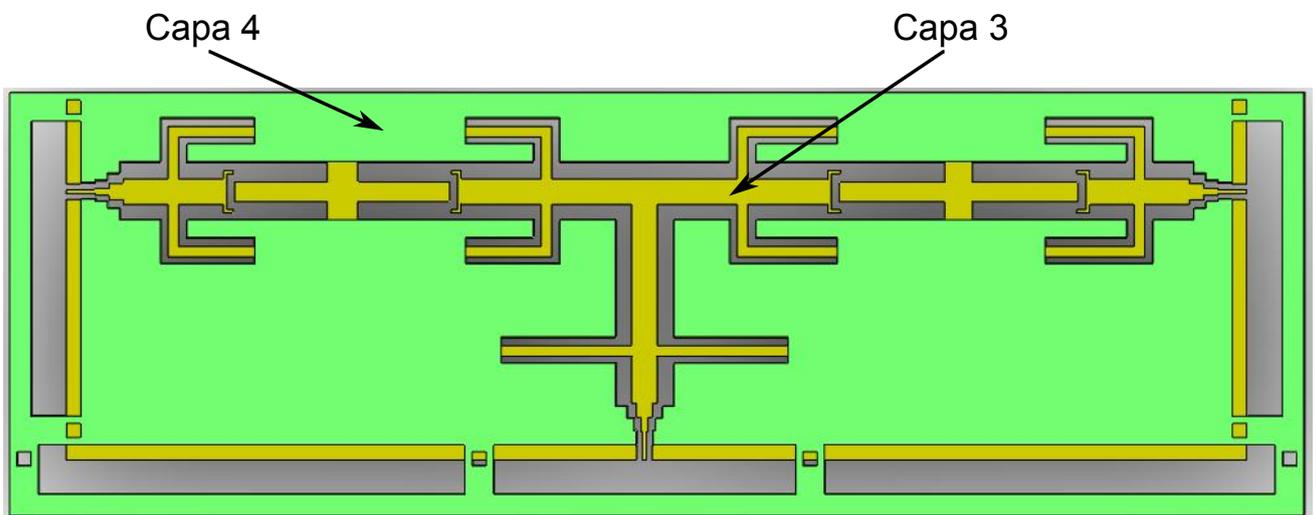


Figura 7.8: Vista superior del ensamblaje de las capas 2, 3 y 4

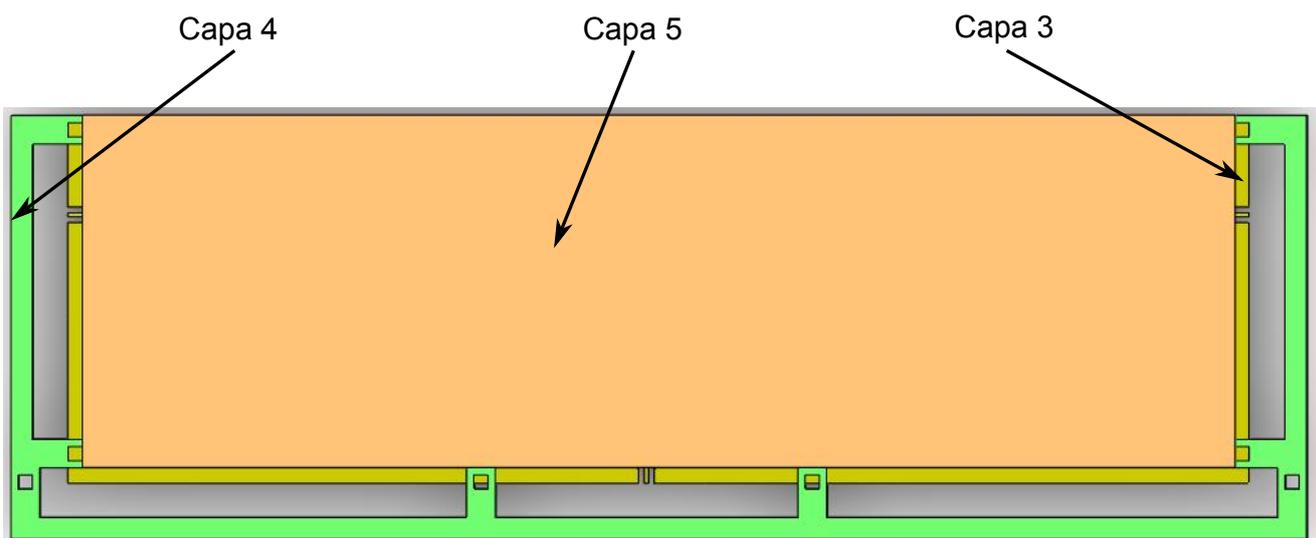


Figura 7.9: Vista superior mostrando la superposición de capas que integran el diplexor

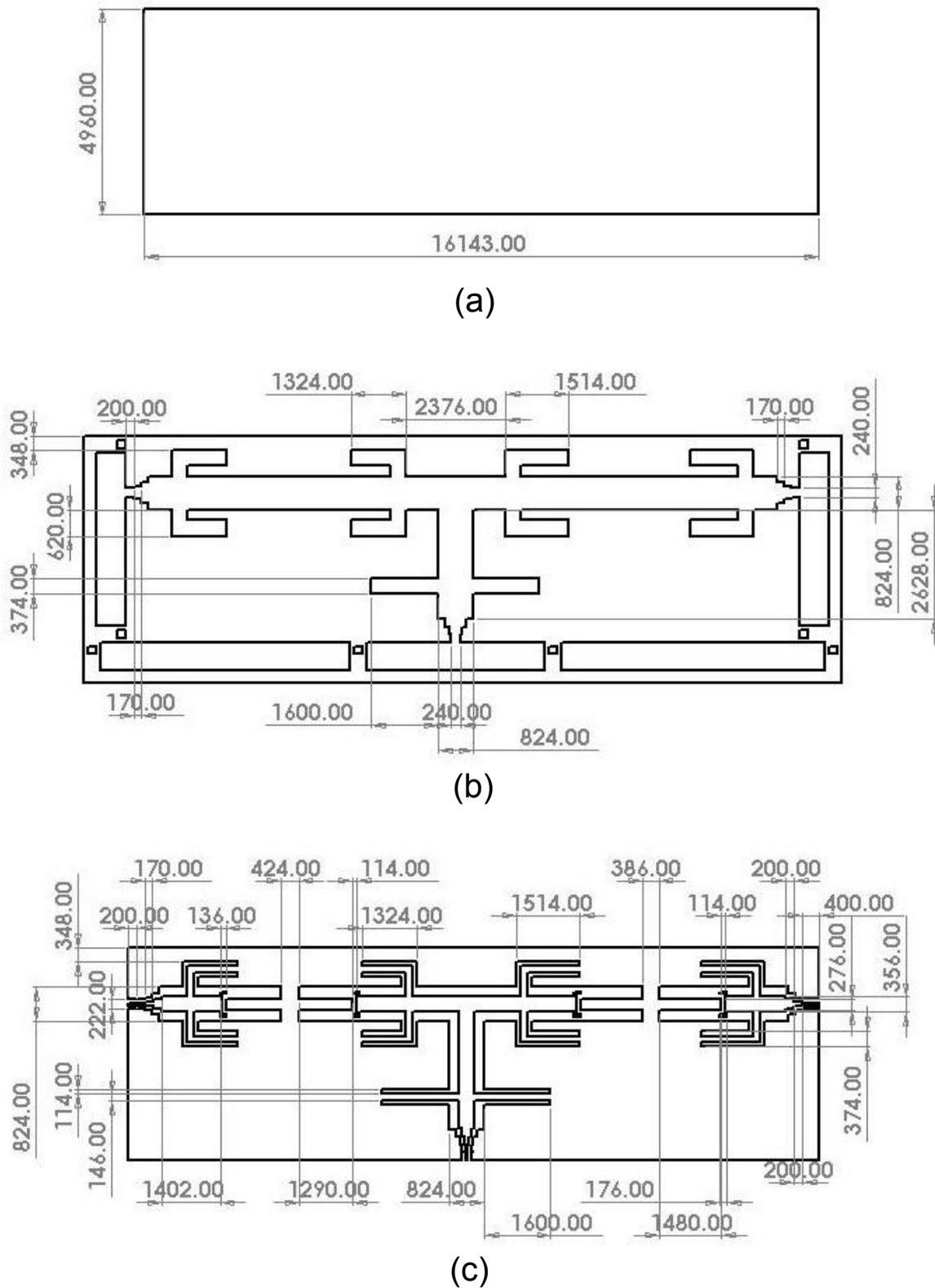
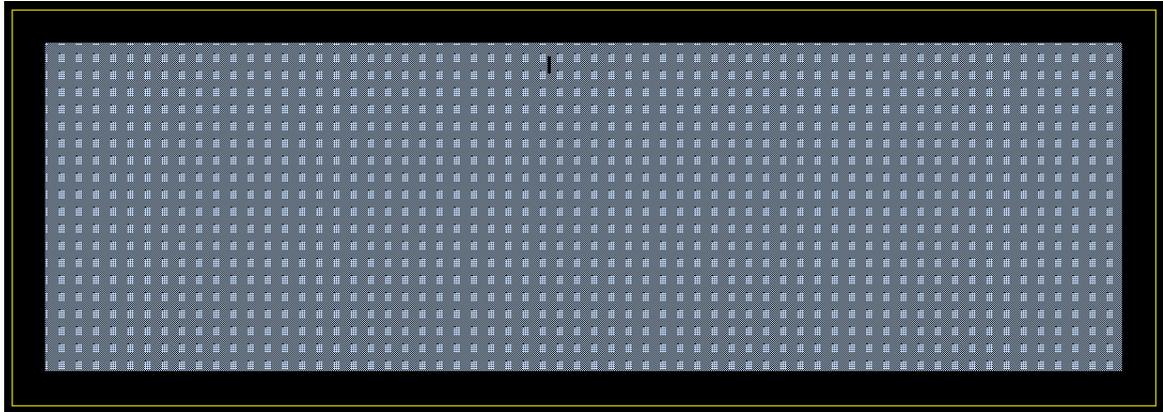
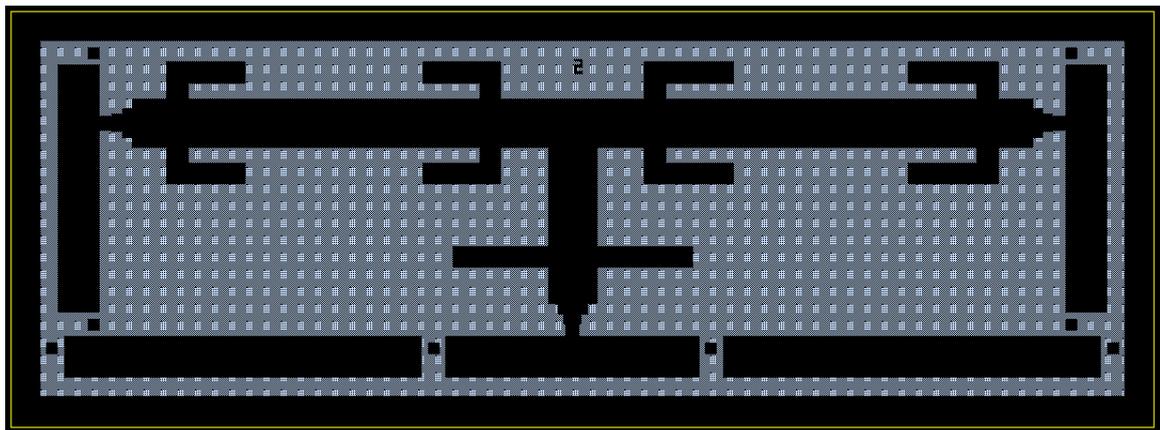


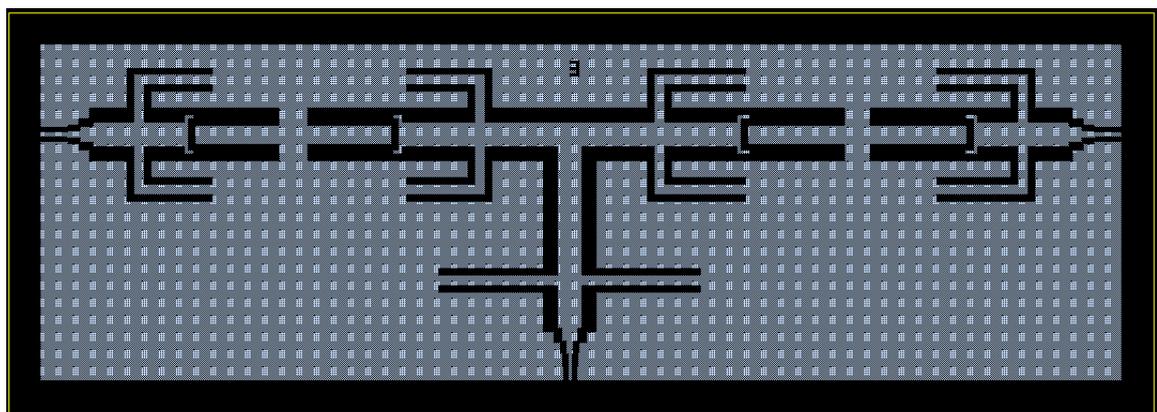
Figura 7.10: Dibujos técnicos de las capas que conforman el diplexor coaxial rectangular para la banda U (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)



(a)



(b)



(c)

Figura 7.11: Mascara utilizada para la fabricación del diplexor (a) Capas 1 y 5 (b) Capas 2 y 4 (c) Capa 3 (Dimensiones en micras)

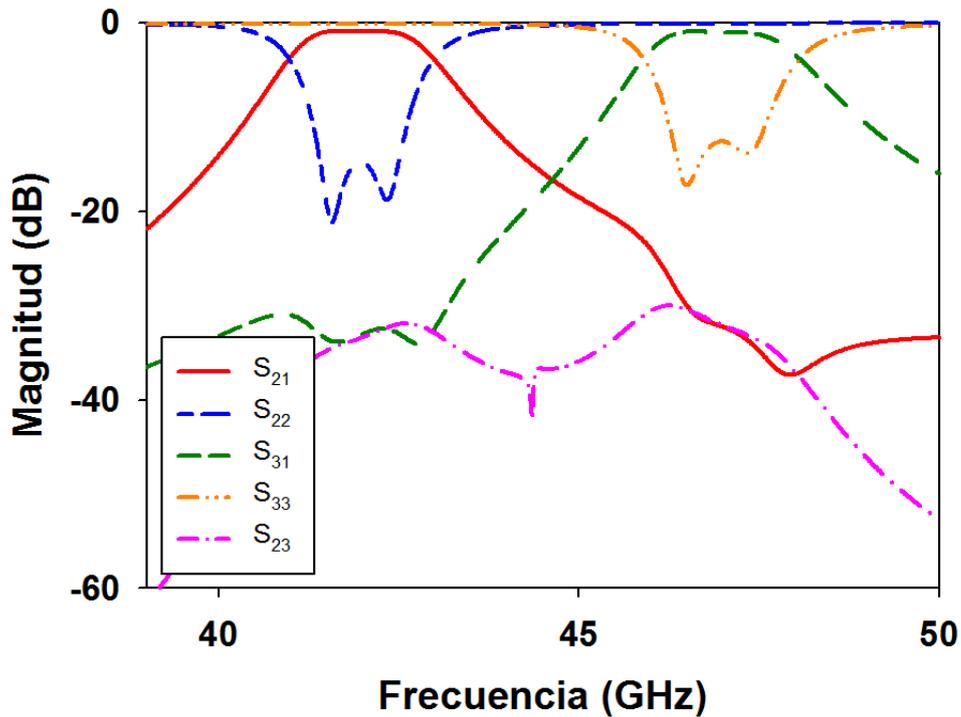


Figura 7.12: Respuesta simulada del diplexor para la banda U

y las pérdidas de retorno son mayores a 15 dB y 13 dB, para el filtro en la banda inferior y superior respectivamente. El aislamiento entre puertos es mayor a 30 dB en ambos canales.

7.3. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño de un diplexor para la banda U. Esta estructura ha sido implementada dentro de una línea coaxial rectangular, cuya sección transversal ha sido elegida para proporcionar un alto factor de calidad. La fabricación del filtro se está llevando a cabo utilizando técnicas de micromecanizado y próximamente se procederá a la caracterización del dispositivo.

Referencias

- [1] M. J. Hong, J.-S. & Lancaster. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. John Wiley and Sons Inc., 2001.

8

Conclusiones y trabajo futuro

Contenido

8.1. Conclusiones y trabajo futuro	121
---	------------

8.1. Conclusiones y trabajo futuro

Dado al rápido crecimiento de la tecnología inalámbrica los requerimientos de las estaciones transmisoras así como de los equipos receptores se han incrementado. Las estaciones transmisoras demandan el uso de filtros de microondas de banda estrecha que permitan un mejor aprovechamiento del espectro asignado, y garanticen un óptimo desempeño. Por otro lado, los equipos portátiles requieren un uso eficiente del espacio, que permita sistemas de bajo peso, bajo costo y con un buen desempeño. A lo largo de esta tesis se expusieron ideas orientadas a progresar los subsistemas de microondas para estaciones base y equipos portátiles con la motivación de cumplir con los requerimientos cada vez más exigentes.

La principal aportación de este trabajo está en la implementación de topologías para filtros que presenten la posibilidad de producir circuitos y subsistemas de microondas compactos y altamente integrados, que además garanticen un óptimo desempeño, al presentar un alto factor de calidad (Q), lo cual se logró mediante el uso de líneas coaxiales con aire como medio de propagación.

En la tabla 8.1 y 8.2 se muestra una comparativa entre filtros mecanizados y micromecanizados, respectivamente. En estas tablas podemos apreciar que las topologías aquí desarrolladas ofrecen un buen factor de calidad con respecto a otros diseños, a la vez que las dimensiones finales del filtro son menores respecto a otras estructuras de características similares. Añadido a lo anterior tenemos que el proceso de fabricación utilizado para las estructuras de esta tesis es simple y de bajo costo, haciéndolas competitivas para aplicaciones de RF/Microondas.

La banda de THz tradicionalmente se ha considerado un gap entre las tecnologías de microondas y las ópticas, ambas bien desarrolladas en la actualidad. En las últimas décadas se han buscado aplicaciones relevantes en el rango de los THz, que tradicionalmente se habían limitado a la radio-

astronomía. Se ha descubierto que numerosos materiales poseen una huella espectral unívoca en este rango de frecuencias, así pues, ciertas drogas y sustancias explosivas pueden ser detectadas, por lo que resulta interesante como aplicación en seguridad. La tomografía e imagen por THz encuentran gran utilidad en el ámbito médico. En el campo de las telecomunicaciones, los enlaces en THz aumentarían en gran manera el ancho de banda de transmisión. Debido a estas aplicaciones y otras aplicaciones prometedoras, ha surgido un creciente interés en desarrollar dispositivos capaces de operar a frecuencias de THz. Por lo tanto como trabajo futuro se tiene el desarrollo de topologías a frecuencias más altas.

Tabla 8.1: Resumen de rendimiento de los filtros coaxial, combine e interdigitales operando en un rango de frecuencias de 1 a 9 GHz (Referencias en el apéndice A).

Primer Autor	Chuma	Zheyu	Yi-Ming	Yani	Shih-Cheng	Ying	Huan	Hoi-Kai	Ting	Tao	Chi-Yang	Esta tesis	Esta tesis	
Año	2000	2008	2006	2005	2007	2009	2009	2004	2004	2007	2001			
Tecnología	Cx	Cb	Cb	In	Cb	Cx	Cx	In	In	Cb	In	Cx	Cx	
Función	E	C	E	E	E	E	E	B	B	C	C	C	E	
Número de resonadores	4	5	4	4	2	6	3	3	3	5	3	4	4	
Frecuencia Central (GHz)	1.747	2.0175	2.4	2.25	1.43	1.54	1.73	0.7	0.9	9.6	9.5	9.2	9.1	
Ancho de Banda (%)	4.3	0.75	4.2	31	11.5	3.2	4.5	12	15	8	10	5.7	2.88	
Pérdida de inserción (dB)	0.46	1.49	1.2	1.0	2.78	-	0.77	1.3	1.5	1.93	2.5	1.07	1.7	
Q_o	897	2602	352	57	-	-	343	139	96	188	56	355	166	
Pérdida de retorno (dB)	>15	>20	>25	>15	>18	>20	>17	>10	>9	>20	>12	>17	>20	
Área (cm^2)			2.36	1.3	5.32			19.25	21	-	0.16			
Volumen (cm^3)	57.5	30.34				284.47	90			-		23.14	29.03	
	Cx-Filtro Coaxial			Cb-Filtro Combine			In-Filtro Interdigital							
	E-Eliptica			C-Chebyshev			B-Butterworth							

Tabla 8.2: Resumen de rendimiento de varios filtros micromecanizados implementados en diferentes tecnologías (Referencias en el apéndice B).

Primer Autor	Bo	Sung	Ferrand	Reid	Lee	Xia	Chen	Chen	Kenneth	Esta tesis	Esta tesis
Año	2008	2004	2004	2004	2006	2008	2005	2004	2006		
Fabricación	SU-8	Alumina	Silicio	EFAB	LTCC	LCP	EFAB	EFAB	PolyStrata	SU-8	SU-8
Tecnología	Cavidad	Guía de onda	Cavidad	Coaxial	Cavidad	Microstrip	Coaxial	EFAB	Cavidad	Coaxial	Coaxial
Frecuencia Central (GHz)	60	62	46.7	57.5	61.6	60	29.1	29	26.9	42.15	63.4
Numero de resonadores	2	3	2	2	1	4	3	3	1	2	2
Ancho de banda simulado(%)	1.7	3.3	8	5.5	2	30	6.3	25	-	9.16	4.87
Pérdida de inserción simulada(dB)	1.7	1.6	0.7	14.28	2.22	2.5	1.6	1.17	-	0.43	0.64
Pérdida de retorno simulada(dB)	>13	>20	>21	-	<33	>16	>14	<24	-	>25	>25
Q_o de simulaciones	294	346.1	151.7	10.8	107.1	28.8	139	73.5	500	215.7	272.6
Ancho de banda medido (%)	1.9	3.3	6	4.35	4.13	30	3.7	20.7	-	7.8	3.92
Pérdida de inserción medida(dB)	1.92	3	2.6	18.5	2.76	5	1.7	1.74	-	0.77	2.59
Pérdida de retorno medida(dB)	>15	>15	>9	-	<38	>10	<13	<24	-	18.8	13.8
Q_o de mediciones	232.9	184.6	54.5	10.6	41.7	14.4	222.8	61.8	449	141.5	83.7
Dimensiones sin líneas de alimentación(mm)	8.74x4.94	6x3	6.3x5.6	6.5x2	2.9x2.94	4.2x1.4	5.1x3.3	6x6	9.56x9.56	5.9x2.76	4.5x2.76
Dimensiones Completas(mm)	8.74x4.94	6x3	6.3x5.6	7.7x2	2.9x2.94	4.2x1.4	5.1x3.3	6x6	9.56x9.56	8.3x2.76	6.9x2.76