

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y
COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES - TICRM**

TESIS DE MÁSTER

**DESARROLLO DE DISPOSITIVOS PASIVOS DE GUÍA
DE ONDA Y MICROSTRIP EN LA BANDA DE
220 GHz– 325 GHz**

ANDREEA IOANA HADARIG

JUNIO 2013

TUTOR: SAMUEL VER HOEYE

COTUTOR: CARLOS VÁZQUEZ ANTUÑA

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a mi tutor, Samuel Ver Hoeye, por la gran oportunidad que me ha ofrecido no solamente de realizar la presente Tesis fin de Máster sino de poder trabajar durante este año al Lado de él y de su grupo de investigación. Gracias a Fernando Las Heras, jefe del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones, por facilitarme todos los recursos para llegar a la Universidad de Oviedo.

Quiero dar las gracias también a Carlos, cotutor de esta Tesis, por su ayuda y dedicación, por sus consejos y su compañerismo. Asimismo agradezco su disposición para ayudarme en todo el proceso de fabricación y medida de los circuitos.

Agradezco enormemente el apoyo ofrecido por mi hermana, Ramona y su novio, George. Gracias por tolerarme y apoyarme incondicionalmente. En primer lugar sin vuestra ayuda esta Tesis no hubiera podido ser posible.

Gracias a los compañeros del laboratorio de TSC que han conseguido mantener un clima de trabajo relajado. En especial, gracias a Cebrián, René y Ana por vuestra ayuda en aprender español.

Por ultimo quiero agradecer a mis padres por todo el apoyo y comprensión. Aunque desde la distancia, siempre han estado presente en todos los momentos importantes de esta experiencia.

Muchas gracias,

Andreea.

Índice general

Motivación de la Tesis	7
1. CONCEPTOS BÁSICOS	10
1.1. Introducción	10
1.2. Teoría de las líneas de transmisión	10
1.3. Teoría de guías de onda	12
1.3.1. Impedancia característica	12
1.3.2. Modos de propagación	12
1.3.3. Tipos de guías de ondas	14
1.3.4. Cavidades resonantes de paredes conductoras	19
1.4. Teoría de Filtros	21
1.4.1. Método de las pérdidas de inserción	21
1.4.2. Método de los inversores de immitancia	31
2. METODOLOGÍA DE DISEÑO Y SIMULACIONES	37
2.1. Transición entre dos guías de onda por medio de una línea microstrip	38
2.1.1. Prototipo de la línea microstrip	38
2.1.2. Estudio del conjunto guía de onda-línea microstrip	40
2.1.3. Prototipo de la transición guía de onda-línea microstrip-guía de onda	44
2.2. Diseño de filtros en la banda 220 GHz – 325 GHz	47
2.2.1. Diseño del filtro paso banda con líneas acopladas	47
2.2.2. Diseño de los filtros rechazo banda	51
2.2.3. Implementación de los filtros en el interior de la transición guía de onda-línea microstrip-guía de onda	54
2.3. Implementación de la red de alimentación	59
3. RESULTADOS EXPERIMENTALES	65
3.1. Proceso de Fabricación	65
3.2. Proceso de medida	66
3.3. Prototipos fabricados	67
4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	76
4.1. Conclusiones Generales	76
4.2. Líneas futuras de investigación	78

Índice de figuras

1.1. Estructura de la línea microstrip	10
1.2. Líneas del campo eléctrico	11
1.3. Vista a través de la línea de transmisión microstrip presentando la distribución de las líneas del campo eléctrico y magnético	11
1.4. Guía de onda de paredes conductoras	12
1.5. Guía de onda conductora de sección rectangular	14
1.6. Condiciones de contorno	16
1.7. Configuración del campo para el modo TE_{10}	16
1.8. Transporte de energía en la guía de onda	19
1.9. Guía de onda conductora de sección rectangular	20
1.10. Respuesta máximamente plana, equirrizada y de fase lineal del prototipo paso bajo ($N = 3$).	24
1.11. Prototipo paso bajo normalizado.	25
1.12. Transformación paso bajo.	27
1.13. Prototipo baso bajo - Red 1	28
1.14. Prototipo baso bajo - Red 2	28
1.15. Transformación paso banda	29
1.16. Transformación rechazo banda	31
1.17. Transformaciones de frecuencia e impedancia	31
1.18. Inversor de impedancia	32
1.19. Inversor de admitancia	32
1.20. Inversores de immitancia	33
1.21. Prototipos paso bajo con inversores de immitancia.	34
2.1. Parámetros S de una línea microstrip.	40
2.2. Representación de la geometría de una guía WR3 modificada.	41
2.3. Variación de los parámetros S en función de la longitud de la línea microstrip usando Silicio como dieléctrico.	42
2.4. Variación de los parámetros S en función de la longitud de la línea microstrip usando Ultralam como dieléctrico.	42
2.5. Variación de los parámetros S en función de la anchura de la línea microstrip usando Si como dieléctrico.	43
2.6. Variación de los parámetros S en función de la anchura de la línea microstrip usando Ultralam como dieléctrico.	43

2.7. Impedancia de entrada de la línea microstrip en guía de onda.	44
2.8. La distribución del campo E en la transición guía de onda-línea microstrip	44
2.9. Transición entre las guías	45
2.10. Parámetros S de la transición guía de onda-línea microstrip -guía de onda usando Ultralam como sustrato de la línea microstrip	45
2.11. Parámetros S de la transición guía de onda-línea microstrip -guía de onda usando Silicio como sustrato de la línea microstrip	46
2.12. Propagación del campo-E en una línea microstrip de 1.9 mm cerrada dentro de un canal metálico.	46
2.13. Transición entre las guías del estándar WR3 modificadas.	47
2.14. Configuración del filtro con líneas acopladas	48
2.15. Modos de excitación.	49
2.16. Esquemático del filtro paso banda con líneas acopladas	50
2.17. Resultados de los parámetros S para el filtro paso banda con líneas acopladas . .	51
2.18. Filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L"	51
2.19. Esquemático del filtro rechazo banda con resonadores $\lambda/2$ en forma de "L" . . .	52
2.20. Resultados de los parámetros S para el filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L"	52
2.21. Filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto	53
2.22. Esquemático del filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto	53
2.23. Resultados de los parámetros S para el filtro rechazo banda con líneas acopladas	54
2.24. Transición guía de onda – línea microstrip – guía de onda	55
2.25. Parámetros S de la transición	55
2.26. Filtro paso banda con líneas acopladas y transformador de impedancia $\lambda/4$. . .	56
2.27. Filtro paso banda con líneas acopladas	57
2.28. Filtro rechazo banda con transformador de impedancia $\lambda/4$	57
2.29. Filtro con resonadores en forma de "L"	58
2.30. Filtro con resonadores en forma de anillo en lazo abierto	58
2.31. Topología de la red de alimentación	59
2.32. Layout de la red de alimentación	59
2.33. Impedancia de entrada	60
2.34. La red de alimentación en el interior de la cavidad metálica	61
2.35. Comparación del comportamiento de la red introducida en una caja de aire y una caja metálica	61
2.36. Red de alimentación	62
2.37. Parametro S del conjunto transición- red de alimentación	62
3.1. Maquinas usadas en el proceso de fabricación	66
3.2. Equipos utilizados para medir en frecuencia	66
3.3. Línea microstrip imprimida sobre el sustrato dieléctrico Ultralam	67
3.4. Prototipo de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda usando Ultralam como sustrato dieléctrico	67

3.5. Parámetros S de la transición considerando Ultralam como sustrato dieléctrico. . .	68
3.6. Línea microstrip imprimida sobre el sustrato dieléctrico Silicio	68
3.7. Prototipo de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda usando Silicio como sustrato dieléctrico	69
3.8. Diseños de terminaciones de guías	69
3.9. Comparación entre los parámetros S de la transición considerando Si como sus- trato dieléctrico	70
3.10. Prototipo de la transición con una línea microstrip	70
3.11. Comparación entre los parámetros S de la transición con el canal aumentado. . .	71
3.12. Prototipo del filtro paso banda	71
3.13. Prototipo de los filtros rechazo banda	71
3.14. Prototipo de la transición - filtro paso banda	72
3.15. Prototipo de la transición - filtros rechazo banda	72
3.16. Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro paso banda	73
3.17. Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L"	73
3.18. Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto	73
3.19. Prototipo de la red de alimentación impresa sobre el dieléctrico Si.	74
3.20. Prototipo de la transición - red de alimentación	74
3.21. Parámetros S de la transición con la red de alimentacion	75
3.22. Coeficiente de transmisión del conjunto transición- red de alimentación	75

Índice de tablas

1.	Espectro electromagnético detallado	8
1.1.	Tamaños de las guías de onda rectangulares y sus bandas de frecuencia	15
2.1.	Propiedades sustrato Ultralam	37
2.2.	Propiedades sustrato Silicio	38
2.3.	Dimensiones de la línea microstrip utilizando Silicio	39
2.4.	Dimensiones de la línea microstrip utilizando Ultralam	39
2.5.	Caracterización de la Guía de Onda WR3	40
2.6.	Coeficientes del filtro prototipo paso bajo	48
2.7.	Impedancia característica del modo par e impar del filtro paso banda	49
2.8.	Dimensiones físicas del filtro paso banda	50
2.9.	Dimensiones físicas del filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L"	52
2.10.	Dimensiones físicas del filtro rechazo banda con líneas acopladas	53
2.11.	Dimensiones del nuevo canal	55
2.12.	Parámetros de la transformación de impedancia $\lambda/4$	56

Motivación de la Tesis

Las tecnologías milimétricas y submilimétricas hacen referencia a señales de frecuencia entre 30 GHz y 3 THz, que suponen un rango de longitudes de onda de 10 mm a 0.1 mm. Debido a las altas frecuencias (y cortas longitudes de onda), la teoría de circuitos no se puede aplicar directamente para resolver los circuitos en dicha banda de frecuencias, por lo que, se ha de recurrir a las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos operando en estas frecuencias.

Las ondas milimétricas y submilimétricas están ubicadas en la zona espectral entre las ondas de radio y las ondas visibles. La radiación a frecuencias tan altas abre la posibilidad de una nueva tecnología de imágenes y espectroscopía con un amplio rango de aplicaciones como diagnóstico médico (sin el daño producido por radiaciones ionizantes como los rayos X), control industrial de calidad o escáneres de seguridad. La gama de frecuencias milimétricas y submilimétricas posee la propiedad única de pasar por materiales ligeros como tela de ropa de un modo transparente. Esta propiedad se usa en generadores de imágenes usando ondas milimétricas y submilimétricas que se aplican principalmente en sistemas de detección de objetos ocultos.

A lo largo de los últimos 50 años, los generadores de imágenes usando ondas milimétricas y submilimétricas han evolucionado los sistemas muy rudimentarios, usando las tecnologías actuales que generan imágenes en directo, parecidas a vídeos. Las características de las ondas milimétricas complican el análisis y el diseño de los dispositivos que operan en dicho rango de frecuencias. Sin embargo, estos factores proporcionan una serie de ventajas en algunas aplicaciones, por ejemplo:

- Se puede conseguir mayor ancho de banda en altas frecuencias. El ancho de banda es trascendental porque las bandas de frecuencia del espectro electromagnético disponibles están cada vez más saturadas.
- La superficie efectiva radar de un objeto es proporcional al tamaño eléctrico del objeto. Esta característica, junto con la variación en frecuencia de la ganancia de la antena, hace que se desarrollan sistemas radar en estas bandas.

Hoy en día, la mayoría de las aplicaciones de la tecnología milimétrica están destinadas a sistemas de comunicaciones, sistemas radar, sistemas médicos, de teleobservación del calentamiento y el medio ambiente.

En la Tabla 1 se hace una breve presentación de las bandas existentes en el espectro electromagnético.

Frecuencias típicas		Designación de bandas aproximadas	
Banda de AM	540-1630 kHz	Frecuencia muy baja	0.03-30 KHz
Banda de radio de onda corta	3-30 MHz	Frecuencia baja	30-300 KHz
Banda de FM	88-108 MHz	Frecuencia media	0.3-3 MHz
VHF TV (2-4)	57-72 MHz	Frecuencia alta (HF)	3-30 MHz
VHF TV (5-6)	76-88 MHz	Frecuencia muy alta (VHF)	30-300 MHz
UHF TV (7-13)	174-216 MHz	Frecuencia ultra alta (UHF)	0.3-3 GHz
UHF TV (14-83)	470-890 MHz	Banda L	1-2 GHz
Teléfono móvil de EE.UU	824-849 MHz	Banda S	2.4 GHz
	869-894 MHz	Banda C	4-8 GHz
GSM celular Europeo	880-915 MHz	Banda X	8-12 GHz
	925-960 MHz	Banda Ku	12-18 GHz
GPS	1227.60 MHz	Banda K	18-26 GHz
	1575.42 MHz	Banda Ka	26-40 GHz
Hornos de microondas	2.45 GHz	Banda U	40-60 GHz
DBS de EE.UU	11.7-12.5 GHz	Banda V	50-75 GHz
Bandas ISM de EE.UU	902-928 MHz	Banda E	60-90 GHz
	2.400-2.484 GHz	Banda W	75-110 GHz
	5.725-5.850 GHz	Banda F	90-140 GHz
Radio UWB de EE.UU	3.1-10.6 GHz	Banda D	110-170 GHz
		Banda G	140-220 GHz
		Banda Y	325-500 GHz

Tabla 1: Espectro electromagnético detallado

Las estructuras en guía de onda son unos dispositivos que se utilizan comúnmente en el rango de frecuencias de microondas, milimétricas y submilimétricas. Se usan para construir filtros, multiplicadores, mezcladores, polarizadores, transformadores de señal etc., que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación, tales como telefonía, teleobservación del medio ambiente, aplicaciones militares o televisión por satélite.

Los sistemas radar encuentran su aplicación en sistemas militares, comerciales y científicos. Se usan para detectar y localizar blancos aéreos, terrestres y marinos, así como para la orientación de misiles y control de fuego. En el sector comercial, la tecnología radar se utiliza para el control de tráfico aéreo, para detectores de movimiento (ej. alarmas de seguridad) y para evitar la colisión de vehículos. Las aplicaciones científicas de radar incluyen predicciones de tiempo, teleobservación de la atmósfera, océanos y la tierra, y diagnósticos médicos y terapia.

La utilización de guías de onda en bandas milimétricas y submilimétricas se debe a la necesidad de aplicaciones que requieren alta potencia y bajas pérdidas. En altas frecuencias se prefiere utilizar guías de onda con líneas de transmisión planas debido a sus bajas pérdidas.

Uno de los requisitos esenciales de los circuitos en estas bandas es la habilidad de transferir la señal de un punto a otro sin pérdidas de radiación o disipación en forma de calor. Las propiedades eléctricas de que disponen las guías de ondas las hacen adecuadas para transmitir

señales de un punto a otro sin pérdidas de radiación.

Objetivos y organización de la memoria

El objetivo principal de esta Tesis consiste en el análisis del comportamiento de unos circuitos resonantes (filtros y redes de alimentación) en bandas milimétricas y submilimétricas por medio de una transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda.

Se comienza por el análisis de las transiciones y de la distribución del campo electromagnético hasta llegar a la simulación de las guías con una simple línea microstrip como medio de transmisión de energía. Concretamente, se empieza a trabajar en el diseño de guías de onda rectangulares del estándar WR3 con una geometría atípica que permiten alcanzar un alto ancho de banda. Una vez que el comportamiento de la transición es estudiado muy a fondo se pasa al diseño de tres tipos de filtros y una red de alimentación, que posteriormente son colocados en el interior de la estructura y cerrados por paredes metálicas. El propósito final es estudiar el comportamiento de dichos circuitos alimentados por la señal que viaja por las guías de onda.

El estudio realizado en esta Tesis de Máster está estructurado en cuatro partes, constituyendo cada una de ellas un capítulo, cuyas principales características se detallan a continuación:

- En el Capítulo 1, se presentan los conceptos teóricos básicos para comprender las distintas familias de modos, que se podrán encontrar en las guías de onda rectangulares. Asimismo se presenta el funcionamiento de las líneas de transmisión y de los filtros.
- En el Capítulo 2, se desarrolla la metodología necesaria para caracterizar una transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda en la banda de frecuencia 220 GHz-325 GHz y se estudian diferentes tipos de geometrías para la línea de transmisión que hace la transferencia de energía entre las guías. A continuación se presenta el diseño de tres filtros microstrip, uno paso banda y dos rechazo banda (uno selectivo y otro de banda ancha en torno a la frecuencia de resonancia 275 GHz), como también de una red de alimentación. Se realizan diferentes simulaciones con los circuitos anteriormente mencionados por medio de la estructura que hace la transición entre las guías.
- En el Capítulo 3, se presentan los prototipos fabricados y los resultados comparativos entre las medidas y las simulaciones. Asimismo se estudia la posible relación con los efectos indeseados que aparecen con las imprecisiones de fabricación.
- Finalmente, en el Capítulo 4, se exponen las conclusiones de esta Tesis de Máster, así como futuras tareas relacionadas con este estudio que se podrán abordar en un futuro.

Capítulo 1

CONCEPTOS BÁSICOS

1.1. Introducción

En este capítulo se presenta una serie de conceptos básicos relacionados con cada una de las estructuras de la Tesis. Estos conceptos son de utilidad para tener una mínima base teórica de lo que es una línea microstrip, un filtro, una guía de onda y poder interpretar los resultados obtenidos en simulaciones/medidas.

1.2. Teoría de las líneas de transmisión

La línea de transmisión microstrip es un tipo de línea de transmisión eléctrica que puede ser fabricada utilizando la tecnología de circuitos impresa, y se utiliza para transmitir señales en cualquier banda de frecuencias. La línea se compone de una tira conductora separada del plano de masa por una capa dieléctrica conocida como el sustrato. Los componentes de RF tales como antenas, acopladores, filtros, divisores, etc..., se pueden formar a partir de la tecnología microstrip, el dispositivo existiendo como patrón de metalización sobre el sustrato. La línea microstrip es más comúnmente utilizada como medio de transmisión de energía en circuitos integrados [1]. La geometría de una línea microstrip se presenta en la Figura 1.1.

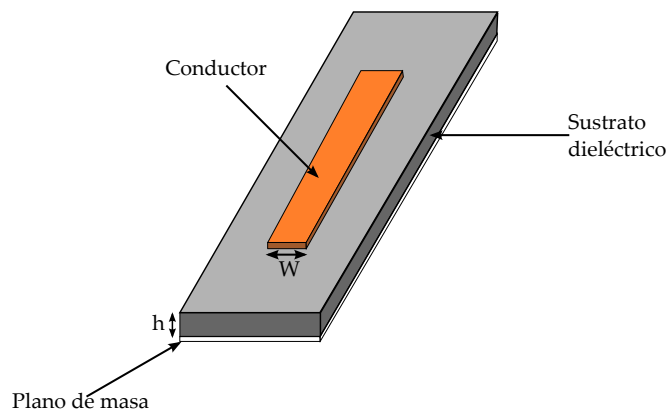


Figura 1.1: Estructura de la línea microstrip

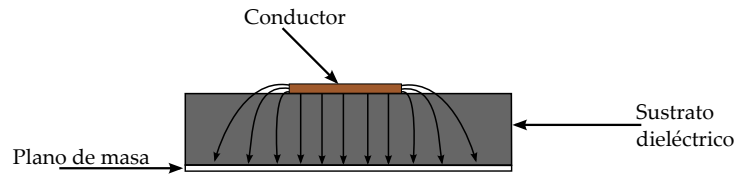


Figura 1.2: Líneas del campo eléctrico

El análisis de las líneas de transmisión requiere la solución de las ecuaciones del campo electromagnético sujetas a las condiciones de contorno impuestas por la geometría de la línea. También se puede ver en la Figura 1.2 y la Figura 1.3 que el campo eléctrico y magnético de la onda que se propaga a lo largo de la línea microstrip dentro del sustrato dieléctrico y en el aire, hacen que la línea microstrip sea no homogénea. Esto significa que el modo de transmisión no va a ser un modo transversal-electro-magnético (TEM) puro porque la velocidad de propagación en los dos medios dieléctricos es diferente. Los campos electromagnéticos no están completamente contenidos en el sustrato de forma que la línea no va a ser compatible con el modo de transmisión TEM puro [2]. En su lugar, un modo cuasi-TEM se establece. El modo cuasi-TEM surge a causa de la interfaz entre el sustrato dieléctrico y el aire circundante.

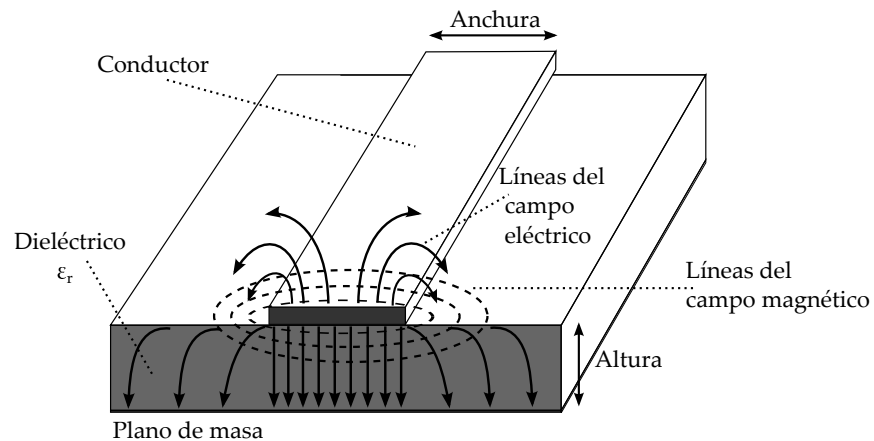


Figura 1.3: Vista a través de la línea de transmisión microstrip presentando la distribución de las líneas del campo eléctrico y magnético

1.3. Teoría de guías de onda

Una guía de onda es un elemento físico que se encarga de la propagación de una onda mediante su confinamiento en el interior de esta. La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, lo que las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias. Las guías de onda son una región limitada por paredes conductoras paralelas a la dirección de propagación y de sección transversal uniforme [3]. Las guías de onda están diseñadas para operar en un solo modo de propagación dominante, atenuando los modos de orden superior. Los análisis de las guías de onda se dan en términos de campo eléctrico y magnético que se propagan en su interior, y deben cumplir las condiciones de contorno dadas por las paredes conductoras [4].

Una guía de onda esta normalmente formada por un único conductor cerrado y un dieléctrico (normalmente aire) en su interior, tal y como muestra la Figura 1.4. El campo eléctrico y magnético están confinados dentro de la guía, de modo que no hay pérdidas de potencia por radiación [3].

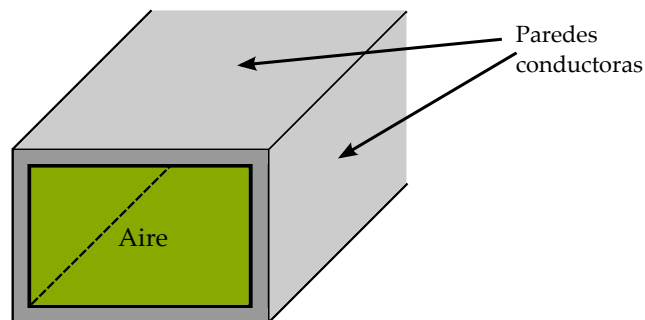


Figura 1.4: Guía de onda de paredes conductoras

1.3.1. Impedancia característica

La impedancia característica de la guía de onda es una función de la frecuencia teniendo la siguiente forma[5].

$$Z_0 = \frac{120 * \pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (1.1)$$

dónde:

- f es la frecuencia de trabajo

- f_c es la frecuencia de corte del modo dominante

1.3.2. Modos de propagación

Las ondas electromagnéticas viajan a través de las guías por medio de modos de propagación. Un modo es la manera en que la energía se propaga a lo largo de la guía de onda. En la teoría, existen un numero infinito de modos de propagación y cada uno tiene su frecuencia de

corte desde la cual empieza a propagarse. A medida que se vaya aumentando la frecuencia, se irán incrementando el número de modos [7]-[8]. Existen 4 modos transversales de propagación:

- Modo *transversal magnético* (TM_{mn}): las soluciones se derivan a través de la componente del campo eléctrico E_z con la condición de tener la componente del campo magnético nula ($H_z = 0$), en la dirección de transmisión.
- Modo *transversal eléctrico* (TE_{mn}): las soluciones se derivan de la componente del campo magnético H_z con la condición de que la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula ($E_z = 0$).
- Modo *transversal electromagnético* (TEM): $E_z = H_z = 0$, la componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación es nula.
- Modo *híbrido*: es aquel donde hay componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Los índices m y n , designan números enteros que denotan el número de $\lambda/2$ intensidad de campo magnético para el TE y el eléctrico para el TM entre cada par de paredes. El índice m se mide a lo largo del eje en la dirección del campo magnético y el n sobre el eje en la dirección del campo eléctrico.

El modo dominante en una guía es aquel que tiene la frecuencia de corte más baja. Las dimensiones de una guía se escogen para que a un señal dado, solo pueda transmitirse por ella el modo principal. Al tener un único conductor cerrado, las guías de onda, sólo pueden propagar modos TE y TM . Los modos TEM se propagan por medios de transmisión con dos conductores diferenciados y los modos híbridos son propios de las fibras ópticas.

Según las características geométricas de la guía de onda se permitirá que se propague un modo u otro o varios a la vez. Esto dependerá de la frecuencia a la que opera la guía (f_0) y de las frecuencias de corte de los modos que puedan propagarse por ella (f_c). Un modo se propagará por una guía de onda si su frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de operación de la propia guía. Los modos con una frecuencia de corte superior reciben el nombre de evanescentes y, se atenúan tan rápidamente que se considera que no se propagan por la guía.

Se denomina modo fundamental el primer modo que se propaga por la guía y modo superior el primer modo que no se propaga por la guía. De esta manera, según el rango de frecuencias en el que trabaje la guía, esta podrá ser:

- *Monomodo*: si sólo se propaga un único modo.
- *Multimodo*: si se propagan varios modos.

Un parámetro de mayor importancia para las guías de onda es el llamado *ancho de banda monomodo* (BW_{monomodo}). El ancho de banda monomodo es aquel rango de frecuencias en el que por la guía se propaga un solo modo, es decir, en el que la frecuencia superior es la frecuencia de corte del modo superior y la frecuencia inferior es la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía [3].

Numero de modos en la guía de onda

Se puede determinar el numero de modos permitidos en una guía de onda por medio de la siguiente formula:

$$M = \frac{2 * Altura_{Guia}}{\lambda} \quad (1.2)$$

donde M es el menor entero mas cercano de la valor resultada.

Podemos ver que el número de modos aumenta con la frecuencia, o equivalentemente, aumenta al reducirse la longitud de onda de la fuente de excitación [11].

1.3.3. Tipos de guías de ondas

Existen diferentes tipos de guías de onda según su geometría. Es posible modelar guías con formas elípticas, triangulares o, incluso, de formas totalmente arbitrarias. Sin embargo, las más corrientes y utilizadas son las guías rectangular y circular.

1.3.3.1. Guía rectangular

La simplicidad del transporte de señales de RF hace que, aún hoy, se utilicen en multitud de aplicaciones, existiendo una gran variedad de circuitos desarrollados en esta tecnología. La geometría de una guía rectangular se encuentra representada en la Figura 1.5.

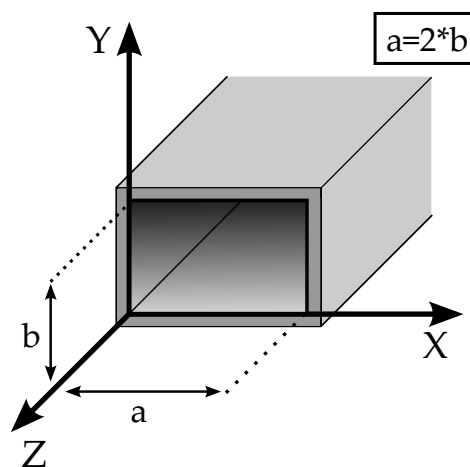


Figura 1.5: Guía de onda conductora de sección rectangular

La guía de onda rectangular es una sección de tubo rectangular con lados a y b (normalmente con una dependencia $a=2*b$), que poseen un gran ancho de banda y presentan pocas perdidas [4]. En la Tabla 1.1 se presentan las bandas de frecuencia estándar de una guía de onda rectangular.

Banda de frecuencia	Estándar de la Guía de onda	Límites de frecuencia (GHz)	Dimensiones (mm)
Banda C	WR-137	5.85 - 8.20	34.8488x15.7988
Banda H	WR-112	7.05 - 10.00	28.4988x12.6238
Banda X	WR-90	8.2 - 12.4	22.86x10.16
Banda Ku	WR-62	12.4 - 18.0	15.7988x7.8994
Banda K	WR-51	15.0 - 22.0	12.954x6.477
Banda K	WR-42	18.0 - 26.5	10.668x4.318
Banda Ka	WR-28	26.5 - 40.0	7.112x3.556
Banda Q	WR-22	33 - 50	5.6896x2.8448
Banda U	WR-19	40 - 60	4.7752x2.3876
Banda V	WR-15	50 - 75	3.7592x1.8796
Banda E	WR-12	60 - 90	3.0988x1.5494
Banda W	WR-10	75 - 110	2.54x1.27
Banda F	WR-8	90 - 140	2.032x1.016
Banda D	WR-6	110 - 170	1.651x0.8255
Banda G	WR-5	140 - 220	1.2954x0.6477
-	WR-4	170 - 260	1.0922x0.5461
-	WR-3	220 - 325	0.8636x0.4318
Banda Y	WR-2	325 - 500	0.508x0.4318
-	WR-1.5	500 - 750	0.381x0.1905
-	WR-1	750 - 1100	0.254x0.127

Tabla 1.1: Tamaños de las guías de onda rectangulares y sus bandas de frecuencia

Los modos de propagación en una guía de onda rectangular son las soluciones a la ecuación de onda.

$$\begin{aligned}(\nabla^2 - \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2})E &= 0 \\(\nabla^2 - \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2})H &= 0\end{aligned}\quad (1.3)$$

donde

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}\quad (1.4)$$

es la velocidad de la luz en el medio, y ∇^2 es el operador Laplace. En el vacío $c = c_0 = 3 * 10^8$ m/sec. La ecuación de onda electromagnética deriva de las ecuaciones de Maxwell.

La energía electromagnética se propaga en el espacio libre como ondas electromagnéticas transversales con un campo eléctrico, un campo magnético y una dirección de propagación ortogonal entre sí.

Condiciones de contorno de guías de onda rectangular

Los modos de propagación de una onda en el interior de una guía rectangular son determinados por las condiciones de contorno dadas por las paredes metálicas. Estas condiciones de contorno son:

- Los campos eléctricos deben terminarse normalmente en el conductor, ya que el componente tangencial del campo eléctrico debe ser cero.
- Los campos magnéticos deben ser enteramente tangenciales a lo largo de la superficie de la pared, esto es, que el componente normal del campo magnético debe ser cero.

Estas ecuaciones implican que el componente tangencial del campo resultante E debe hacerse cero en las paredes perfectamente conductoras de la guía.

La Figura 1.6 presenta una esquema de como aplicar las condiciones de contorno para una guía rectangular.

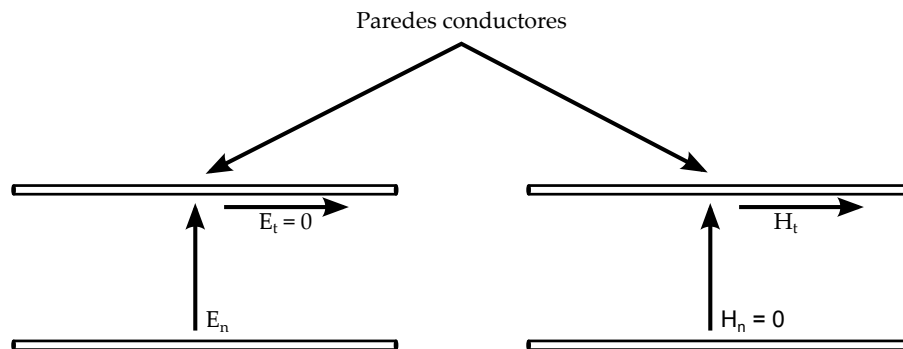


Figura 1.6: Condiciones de contorno

Las condiciones límite ya mencionadas excluyen la posibilidad de que la guía de onda soporte la propagación electromagnética transversal (TEM), desde que el campo magnético este en los ángulos correctos a la dirección de propagación (a lo largo del eje de la guía de onda) y por lo tanto podría tener una terminación normal a los lados de las paredes, lo cual no puede suceder [12].

La variación del campo eléctrico como una función de distancia a lo largo de la dirección de propagación y de la sección transversal se presenta en la Figura 1.7. El modo de propagación esbozado es conocido como el modo transversal eléctrico (TE) porque el campo eléctrico es totalmente transverso a la dirección de propagación. Esto es también conocido como un modo H.

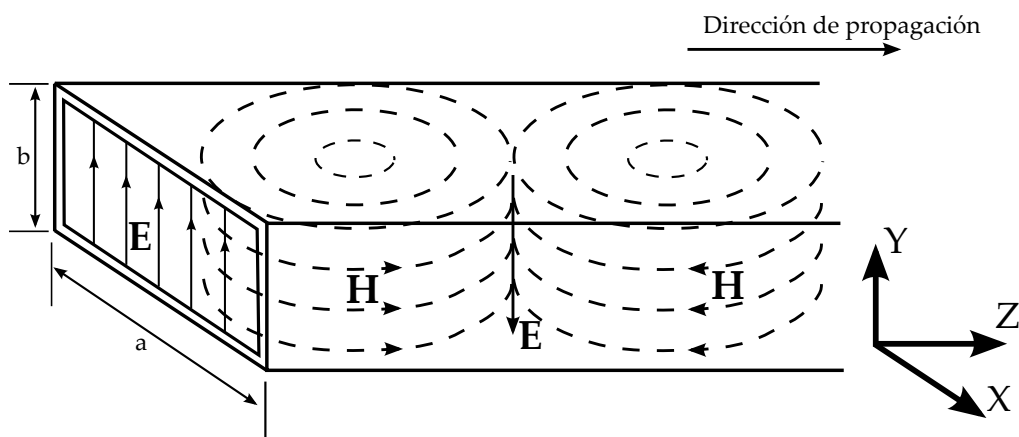


Figura 1.7: Configuración del campo para el modo TE_{10}

Guías rectangulares en modo transversal magnético

Se define con la característica de que el campo magnético es transversal, con $H_z = 0$ en la dirección de propagación y existe la componente del campo eléctrico en la dirección de la transmisión de la señal E_z [5].

En el modo TM_{mn} las líneas de campo magnético forman curvas cerradas. El campo magnético varía en la dirección del eje X y del eje Y. El modo TM_{m0} no puede existir porque hay variación en el eje Y, y por lo tanto el campo magnético no tiene curvas cerradas. Para el modo TM_{mn} se tiene la siguiente frecuencia de corte:

$$f_c = \left(\frac{c}{2}\right) * \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.5)$$

Guías rectangulares en modo transversal eléctrico

El componente del campo eléctrico en la dirección de propagación (eje Z) es cero, $E_z = 0$. El modo TE_{mn} presenta la frecuencia de operación más baja en las guías de onda, facilitando la alimentación de la guía. Para el modo TE_{mn} , la frecuencia de corte es equivalente con (1.5).

Mayoritariamente, en las guías de onda rectangulares se tiene una relación de dimensiones $a = 2 * b$. El modo con la frecuencia de corte más bajo en una guía de onda determinada se conoce como modo dominante, en una guía donde $a > b$ es el modo TE_{10} .

Para poder trabajar íntegramente en un solo modo de propagación, se suele aproximar el intervalo de frecuencias a:

$$1,25 * f_{c1} < f < 0,95 * f_{c2} \quad (1.6)$$

dónde:

- f_{c1} es la frecuencia de corte modo dominante

- f_{c2} es la frecuencia de corte del segundo modo

La expresión de λ de la guía de onda para cada uno de los modos que se propaguen por la misma viene dada por:

$$\lambda_{gmn} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}}; \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.7)$$

Modos guiados y modos en corte

La constante de propagación de un modo TE_{mn} o TM_{mn} se puede escribir como:

$$\beta_{m,n} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \pi^2 \left(\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 \right)} \quad (1.8)$$

De esta expresión se comprueba que la constante de propagación se mantendrá real siempre que:

$$\omega^2 \mu \epsilon \geq \pi^2 \left(\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 + \left(\frac{p}{c} \right)^2 \right) \quad (1.9)$$

y por lo tanto, sólo para un conjunto finito de valores de m y de n . Si los valores escogidos para los entornos m y n son tales que la condición 1.9 no se satisface, tendremos un caso en el que la constante de propagación pasa a ser un valor imaginario puro de la siguiente forma:

$$\beta_{mn} = \pm j \alpha_{mn} \quad (1.10)$$

y el termino de propagación del modo, $e^{-j\beta z}$, se convierte en un termino de atenuación, $e^{-\alpha z}$. Como consecuencia, no tenemos una onda capaz de propagarse en la guía, sino una onda amortiguada en la dirección Z que tenderá rápidamente a extinguirse. Inversamente, para un modo cualquiera (con los valores de m y n fijados) debe existir una frecuencia mínima, f_c , por debajo de la cual la constante de propagación pasa a ser imaginaria, y el modo no podrá propagarse. A esa frecuencia se la denomina frecuencia de corte. Asimismo, a un modo en esas condiciones se le denomina modo de corte. Los modos usuales, con β real, que son capaces de transmitir información a lo largo de la guía, se conocen como modos guiados [6].

Las características de esos modos guiados son muy importantes, que son los que tienen un interés básico, aunque los modos de corte, como solución posible del problema electromagnético, son importantes cuando se tratan problemas de excitación frontal de guías, o de transiciones entre guías de onda. El parámetro de mayor importancia de todas las guías de onda es el de frecuencia de corte (1.5), que nos indicará cuando pueden aparecer nuevos modos guiados si vamos aumentando la frecuencia de excitación.

Modo dominante TE_{10}

Se denomina modo dominante, o modo fundamental de la guía de onda aquel modo cuya frecuencia es mayor que la frecuencia de corte. Si partimos de una frecuencia elevada y con numerosos modos excitados en la guía, y vamos disminuyendo paulatinamente la frecuencia, sería el último modo en desaparecer (en entrar en corte).

A partir de (1.5), y si asumimos que las dimensiones transversales de la guía cumplen la relación $a > b$ (Figura 1.5), podemos ver que el modo de menor frecuencia de corte es el orden 10 (uno-cero). Se comprueba, además, que los modos TM comienzan en el modo TM_{11} (en general no son posibles los modos TM_{m0} ni los TM_{0n}). El siguiente modo TE será el de orden 01, 20 o, incluso 30, en función de la cual sea la relación concreta entre las dimensiones a y b de la guía.

Las frecuencias de corte de los posibles primeros modos son:

$$\begin{aligned} (f_c)_{10} &= \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}; (f_c)_{01} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}; \\ (f_c)_{20} &= \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}}; (f_c)_{11} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}; \end{aligned} \quad (1.11)$$

En el caso particular en que $a = b$ ocurre que los modos TE_{10} y TE_{01} tienen la misma

frecuencia de corte y , de hecho, la misma constante de propagación ($\beta_{10} = \beta_{01}$). Cuando esto sucede se dice que son *modos degenerados*. Adicionalmente, las frecuencias de corte para combinaciones mn distintas de cero, son iguales para el caso TE y el TM.

Transporte de energía en una guía de onda rectangular

El transporte de la energía en el interior de una guía con paredes conductoras paralelos se lleva a cabo mediante reflexiones continuas. Las paredes conductoras que componen la guía refleja la onda que choca con la superficie. La Figura 1.8 muestra el campo eléctrico del modo TE₁₀ en el interior de una guía de onda.

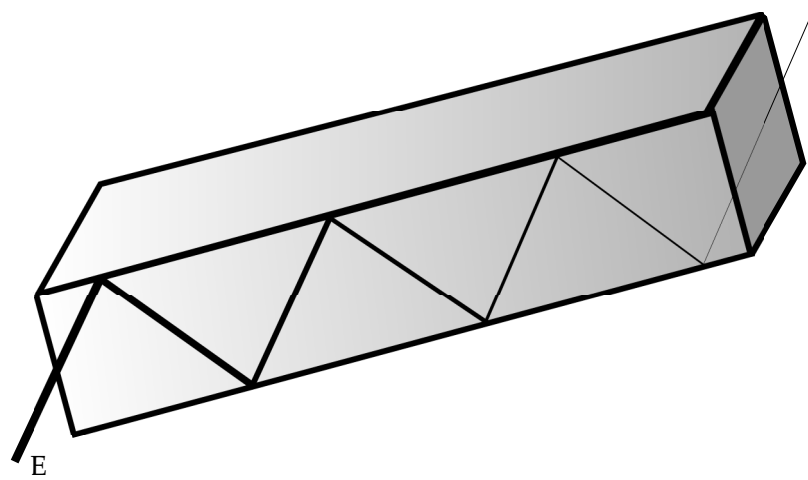


Figura 1.8: Transporte de energía en la guía de onda

1.3.4. Cavidades resonantes de paredes conductoras

Una cavidad resonante de este tipo consiste en un volumen dieléctrico (normalmente el aire) completamente rodeado de paredes conductoras. Evidentemente, los campos que pueda haber en el interior de la cavidad no tienen el carácter de una onda viajera (con un término de propagación, en la forma en que fue descrito en el apartado anterior del estudio de las guías de onda) puesto que ya no existe una dirección en la que puedan extenderse ilimitadamente. Se puede considerar que las ondas experimentan reflexiones continuas sobre las superficies del sistema y tienden a adoptar la forma de ondas estacionarias, en correspondencia con la geometría de la cavidad. El estudio de los modos de propagación propios y sus frecuencias características se realiza mediante la superposición de los modos de propagación de las guías abiertas, que interfieren al viajar en sentidos opuestos [6].

Las estructuras aquí descritas se denominan cavidades resonantes o, también, resonadores de cavidad, y tienen interés como sintonizadores y medidores de frecuencia. Se utilizan en radiofrecuencia y a frecuencias ópticas. Presentan gran variedad de formas y dimensiones, aunque los principios generales de funcionamiento son siempre los mismos. En la Figura 1.9 se considera el caso general de una cavidad en forma de rectángulo.

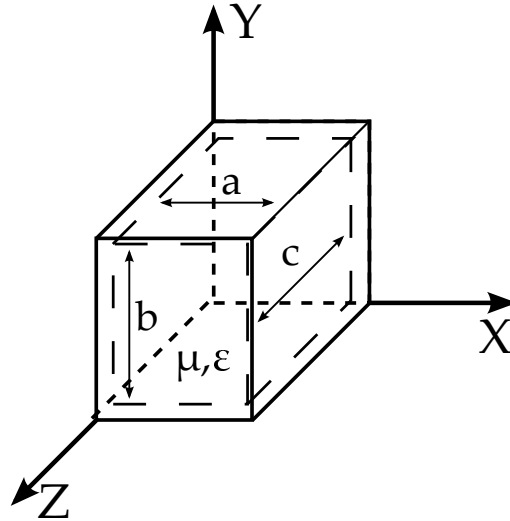


Figura 1.9: Guía de onda conductora de sección rectangular

1.3.4.1. Modos TE

En una cavidad resonante no existe ecuación de dispersión en el mismo sentido que en una guía de onda. Todas las constantes que rigen la variación espacial de los campos están delimitadas a cierto valor posible, debido a las condiciones de contorno. Por tanto, lo que determina la condición 1.13 es la propia frecuencia a la que la solución hallada tiene validez. Dicho de otra forma, cada modo de propagación de la cavidad tiene su propia frecuencia característica. Suele escribirse:

$$(f)_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.12)$$

$$\omega^2\mu\epsilon = \pi^2 \left(\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2 \right) \quad (1.13)$$

en la que $m, n = 0, 1, 2, \dots$ y $p = 1, 2, 3, \dots$

Si las dimensiones de la guía son tales que se satisface $c > a > b$, entonces el modo con menor frecuencia es el TE_{101} , en el que:

$$(f)_{101} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \left[\frac{1}{a^2} + \frac{1}{c^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.14)$$

1.3.4.2. Modos TM

El proceso es similar al seguido en el caso anterior. Ahora el componente E_z debe cancelarse en aquellas paredes a la que es tangente, esto es, para $x = 0 - a$, $y = 0 - b$. Las frecuencias de resonancia siguen la misma expresión que para los modos TE_{mnp} , pero ahora con $m, n = 1, 2, 3, \dots$ y $p = 0, 1, 2, \dots$.

1.4. Teoría de Filtros

Los filtros son esenciales en muchas áreas de la ingeniería de RF, usándose para seleccionar/rechazar señales a diferentes frecuencias. El filtro ideal, es aquel que en la banda de paso tiene pérdidas de inserción nulas y una respuesta en fase lineal, y fuera de la banda de paso tiene una atenuación infinita. Dependiendo de la banda de paso, el filtro se puede clasificar en paso bajo, paso alto, paso banda y rechazo banda.

El filtro ideal es irrealizable y, por lo tanto, debe existir un compromiso entre las distintas características a conseguir. Según los requerimientos y conocida la aplicación a la que esté destinado, interesará mejorar unas prestaciones u otras: sus pérdidas de inserción, su respuesta en fase, su tamaño, su coste, etc... [13].

Los filtros son cuadripolos que permiten la transmisión de determinadas frecuencias, atenuando fuertemente las restantes [14]. Dependiendo de sus componentes constitutivos, la naturaleza de las señales que tratan, respuesta en frecuencia y método de diseño, los filtros se clasifican en:

- Filtro paso bajo: Es el que permite el paso de frecuencias bajas y atenúa fuertemente las altas frecuencias. Presentan ceros a altas frecuencias y polos a bajas frecuencias.
- Filtro paso alto: Es el que permite el paso de frecuencias altas y atenúa fuertemente las bajas frecuencias. Presentan ceros a bajas frecuencias y polos a altas frecuencias.
- Filtro paso banda: Es el que permite el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.
- Filtro rechazo banda: Es el que se opone al paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.

Métodos para el diseño de filtros

1.4.1. Método de las pérdidas de inserción

El diseño de un filtro por el método de las pérdidas de inserción comienza especificando las pérdidas de inserción en unidades naturales, P_{LR} , o el valor del coeficiente de reflexión, $|\Gamma| = \rho$, como una función de la pulsación $\omega = 2\pi f$. El diseño del filtro se hará para una determinada impedancia de carga y de fuente, que normalmente son reales y que se denotan por R_g y R_L , respectivamente.

De esta forma el coeficiente de reflexión se puede escribir como:

$$\Gamma = \frac{R_g - R_L}{R_g + R_L} \quad (1.15)$$

Se definen las pérdidas de inserción del filtro en unidades naturales como:

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en el generador}}{\text{Potencia disipada en la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (1.16)$$

Esta función se corresponde con el recíproco de $|S_{12}|^2$ si los parámetros S del filtro se calculan sobre impedancias de referencia R_g y R_L a la entrada y la salida, respectivamente. Puesto que el filtro es una red recíproca se tiene $S_{12} = S_{21}$.

Las pérdidas de inserción en dB se definen como:

$$L_A = 10 \log P_{LR} \quad (1.17)$$

Las condiciones impuestas sobre la función $\Gamma(\omega)$ son conocidas como condiciones para la realización física [16]. Para que el filtro sea físicamente realizable sus pérdidas de inserción deben ser de la siguiente forma:

$$P_{LR} = 1 + \frac{P(\omega^2)}{Q(\omega^2)} \quad (1.18)$$

donde P y Q son polinomios reales en ω^2 . Especificando las pérdidas de inserción se conoce el coeficiente de reflexión y viceversa.

1.4.1.1. Clases de filtros

El punto de partida de todo diseño de un filtro es su función de transferencia. Esta nos define completamente la forma que tendrá y la atenuación del mismo en función de la frecuencia. Existen diversas funciones de transferencia conocidas, las más comunes siendo Chebyshev, Butterworth o Bessel [17].

Filtro Butterworth

El filtro Butterworth es conocido también como respuesta de máxima *planicidad* (Maximally Flat). Su ventaja es que proporciona la respuesta más plana posible dentro de la banda de paso. Para un filtro paso bajo las pérdidas de inserción en unidades naturales se obtienen eligiendo el polinomio Q igual a la unidad y eligiendo $P(\omega^2)$ igual a $k^2(\omega/\omega_c)^{2N}$.

Por tanto, se tiene que :

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (1.19)$$

donde N es el orden del filtro, y ω_c es la pulsación de corte. La banda de paso se extiende desde $\omega = 0$ a $\omega = \omega_c$. El máximo valor de P_{LR} en la banda de paso es $1 + k^2$, y por esta razón se denomina con k^2 la tolerancia en la banda de paso. Si elegimos $1 + k^2$ como el punto a -3 dB, como se suele especificar normalmente, tenemos que $k = 1$. Para $\omega > \omega_c$ las pérdidas de inserción se incrementan indefinidamente a una tasa que depende del exponente $2N$, cual está relacionado con el número de secciones empleadas en el filtro.

Para $\omega \gg \omega_c$, $P_{LR} \approx k^2(\omega/\omega_c)^{2N}$, lo que demuestra que las pérdidas de inserción se incrementan con una tasa de $20N$ dB/década. Las primeras $(2N-1)$ derivadas de 1.19 son cero en $\omega = 0$, de ahí su nombre de respuesta de máxima planicidad. Una respuesta típica se muestra en la Figura 1.10 para $N = 3$.

Filtro Chebyshev

El filtro Chebyshev es conocido también como respuesta Equirrizada (Equal Ripple). Se obtiene a partir de la utilización de un polinomio Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción. Esta respuesta es óptima en el sentido de que proporciona el corte más marcado o definido.

Las pérdidas de inserción en unidades naturales para el filtro Chebyshev, se eligen como

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(\omega/\omega_c) \quad (1.20)$$

donde $T_N(\omega/\omega_c)$ es el polinomio Chebyshev de grado N , cuya valor es

$$T_N(\omega/\omega_c) = \cos(N * \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_0}) \quad (1.21)$$

y por tanto $T_N(\omega/\omega_c)$ oscila entre ± 1 para $|\omega/\omega_c| \leq 1$ y se incrementa monótonamente para ω/ω_c superiores a la unidad. Las pérdidas de inserción entre 1 y $1 + k^2$ en la banda de paso, igualarán a $1 + k^2$ en la frecuencia de corte, y se incrementarán monótonamente para $\omega > \omega_c$. Por tanto, k^2 determina el nivel de rizado en la banda de paso. Una respuesta típica se muestra en la Figura 1.10 para $N = 3$.

Una característica muy llamativa de la respuesta Chebyshev en comparación con la curva de Butterworth es que, para el mismo orden, proporciona una mayor selectividad, a coste del equirrizado dentro de la banda de paso.

Volviendo a la respuesta Chebyshev para ω/ω_c grande, $T_N(x) \approx \frac{1}{2}(2x)^N$ y las pérdidas de inserción para un filtro Chebyshev se aproximan a:

$$P_{LR} \approx \frac{k^2}{4} * \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (1.22)$$

que como en el caso de Butterworth también se incrementan a una tasa de 20N dB/década. En comparación con la respuesta Butterworth ésta es más grande por un factor de 2^{2N-2} a cualquier frecuencia donde $\omega \gg \omega_c$. En realidad, ningún otro polinomio $P(\omega^2)$ con una tolerancia en la banda de paso de k^2 puede dar una tasa de incremento de P_{LR} mayor que la dada por 1.20. A la inversa, para una tasa de incremento especificada en las pérdidas de inserción más allá de la frecuencia de corte, el polinomio Chebyshev da la menor tolerancia. En este sentido el filtro Chebyshev representa un diseño óptimo.

Las expresiones matemáticas que definen las características de atenuación de forma más exacta son las siguientes:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \cos^2 \left[N \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]_{\omega \leq \omega_c} \quad (1.23)$$

$$P_{LR} = 1 + k^2 \cosh^2 \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]_{\omega \leq \omega_c} \quad (1.24)$$

A la pulsación en la que las pérdidas de inserción son iguales a $1 + k^2$, el valor del coeficiente de reflexión en la entrada es:

$$\rho = \frac{k}{(1+k^2)^{1/2}} \quad (1.25)$$

La relación de onda estacionaria, VSWR, viene dada por:

$$VSWR = \frac{1+\rho}{1-\rho} = \frac{(1+k^2)^{1/2} + k}{(1+k^2)^{1/2} - k} \quad (1.26)$$

Filtro Bessel

El filtro Bessel es conocido también como respuesta de fase lineal. Los filtros descritos anteriormente especifican la respuesta en amplitud, sin embargo para algunas aplicaciones (por ejemplo filtros de multiplicadores para sistemas de comunicaciones) es importante tener una respuesta en fase lo más lineal posible en la banda de paso para evitar la distorsión de la señal. Este requerimiento se traducirá en una característica de atenuación menos selectiva. Se puede lograr una característica de retardo de grupo máximamente plana en la banda de paso con la siguiente respuesta en fase:

$$\Phi(\omega) = A\omega[1 + p(\frac{\omega}{\omega_c})^{2N}] \quad (1.27)$$

donde $\Phi(\omega)$ es la fase de la función de transferencia del filtro (fase del parámetro S_{21}), y p es una constante. Su retardo de grupo asociado es

$$\tau_d = \frac{-d\Phi}{d\omega} = -A[1 + p(2N+1)(\frac{\omega}{\omega_c})^{2N}] \quad (1.28)$$

donde se demuestra que el retardo de grupo para un filtro Bessel es una función de máxima planicidad. Una respuesta típica se muestra en la Figura 1.10 para $N = 3$

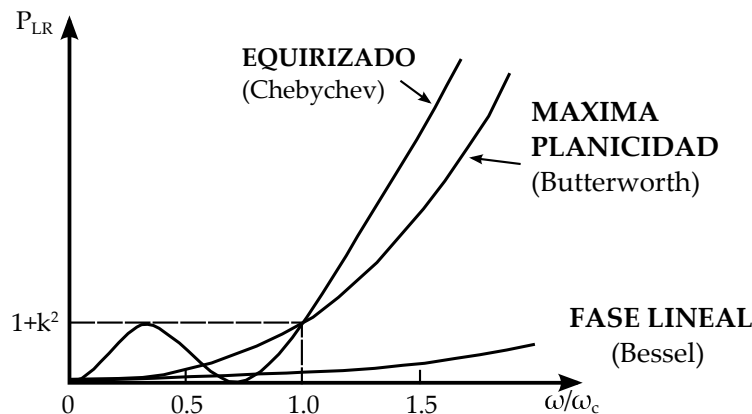


Figura 1.10: Respuesta máximamente plana, equirrizada y de fase lineal del prototipo paso bajo ($N = 3$).

1.4.1.2. Prototipos de filtros

A continuación, se discutirá el proceso de diseño de diversos prototipos de filtros que son normalizados en términos de impedancia y frecuencia. La normalización tiene como objetivo simplificar el diseño de filtros para distintas frecuencias, impedancias y tipos (paso bajo, paso alto, paso banda, o rechazo banda). A partir del prototipo paso bajo se determinaran las transformadas usadas en la proyección de filtros paso banda y rechazo banda [18]-[20].

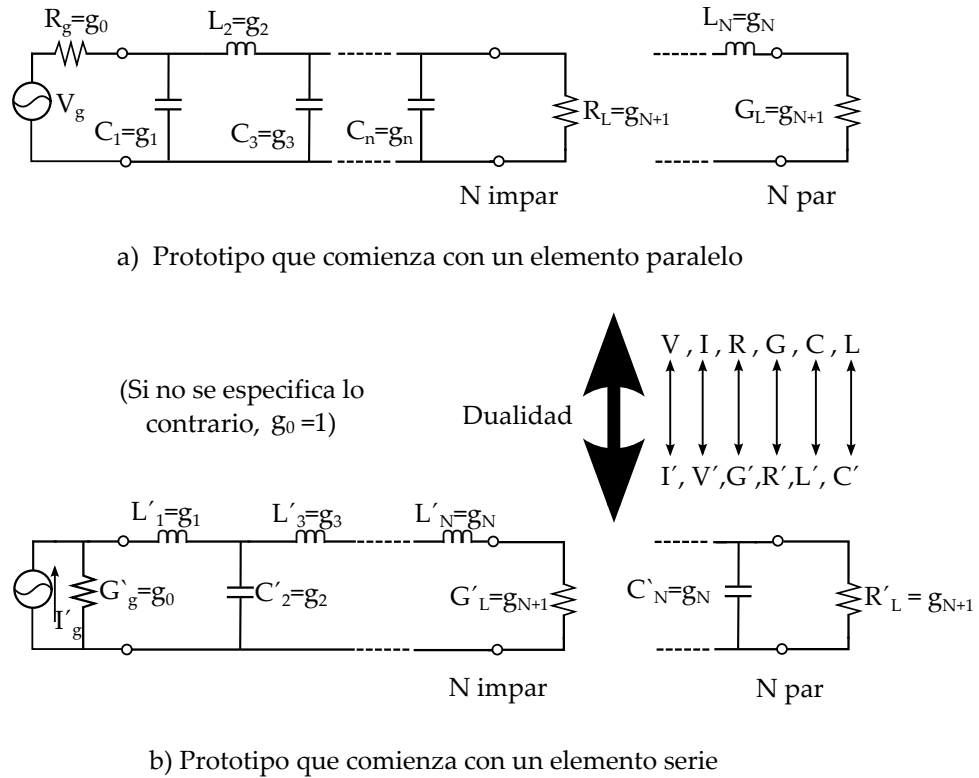


Figura 1.11: Prototipo paso bajo normalizado.

Prototipos paso bajo

El prototipo de filtro paso bajo está normalizado con una impedancia de fuente $R_g = 1\Omega$ y una pulsación de corte $\omega_c = 1$. El circuito de la Figura 1.11a es el dual del circuito de la Figura 1.11b. Ambos circuitos pueden diseñarse para obtener las mismas pérdidas de inserción en función de la frecuencia. Los valores de los elementos son denotados por g_k . Para un filtro de orden N (N elementos reactivos) los valores de los elementos son numerados desde g_0 , impedancia del generador, a g_{N+1} , impedancia de carga. Los elementos alternan entre conexiones serie y paralelo.

La definición de g_k es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= \begin{cases} \text{Resistencia del generador (Figura3 – 3a)} \\ \text{Conductancia del generador (Figura3 – 3b)} \end{cases} \\
 g_{k(k=1 \text{ a } N)} &= \begin{cases} \text{Inductancia para inductores series} \\ \text{Capacitancia para condensadores paralelos} \end{cases} \\
 g_{N+1} &= \begin{cases} \text{Resistencia de carga si } g_N \text{ es un condensador paralelo} \\ \text{Conductancia de carga si } g_N \text{ es un inductor serie} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Dada una función de pérdidas de inserción 1.16 realizable, los valores de los elementos g_k se obtienen mediante un proceso de síntesis, que puede involucrar métodos numéricos. Para ambos diseños, la red resultante es simétrica para un orden impar. Esto también es cierto para un orden par en el caso de un filtro Butterworth.

Los valores de los elementos g_k para un filtro prototipo Butterworth se calculan mediante las formulas:

$$g_0 = 1,0 \tag{1.30}$$

$$g_i = 2 * \sin \left(\frac{(2 * i - 1) \pi}{2n} \right) \tag{1.31}$$

para $i = \overline{1, n}$

$$g_{n+1} = 1,0 \tag{1.32}$$

Asimismo, los valores de los elementos g_k para un filtro prototipo Chebychev resultan de las formulas:

$$g_1 = \frac{2 * a_1}{\sinh(\beta/2N)} \tag{1.33}$$

$$g_n = 4 * \frac{a_{n-1} * a_n}{b_{n-1} * g_{n-1}} \tag{1.34}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \tag{1.35}$$

done

$$a_n = \sin \frac{2n-1}{2N} * N \text{ para } N = \overline{1, n} \tag{1.36}$$

$$b_n = \sinh^2 \frac{\beta}{2N} + \sin^2 \frac{n}{N} \tag{1.37}$$

$$\beta = \ln \frac{\sqrt{1+k^3} \pm 1}{\sqrt{1+k^2} \pm 1} \tag{1.38}$$

Hasta ahora el prototipo paso bajo es un diseño normalizado con impedancia de fuente $R_g = 1$ y pulsación de corte $\omega_c = 1$. A continuación, lo primero que se hará es escalar el diseño en términos de la impedancia y frecuencia requeridas, y posteriormente convertirlo en un filtro paso banda.

Escalado en impedancia y frecuencia

En el diseño normalizado, la resistencia de fuente y carga tienen valor unidad (excepto para filtros Chebyshev con N par, que tienen resistencia de carga distinta de la unidad). Se puede obtener una resistencia de fuente de valor R_0 multiplicando las impedancias del diseño normalizado por R_0 , sin que la respuesta de pérdidas de inserción cambie.

De la misma manera, cambiar la frecuencia de corte de un prototipo paso bajo desde la unidad a ω_c requiere escalar la dependencia en frecuencia del filtro por el factor $1/\omega_c$, lo cual se lleva a cabo reemplazando ω por ω/ω_c :

$$\omega = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (1.39)$$

Entonces las nuevas pérdidas de inserción serán

$$P_{LR} = P_{LR} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (1.40)$$

donde ω_c es la nueva pulsación de corte; el corte ocurre cuando $\omega/\omega_c = 1$ o $\omega = \omega_c$. Esta transformación se puede ver como una expansión de la banda de paso original como se presenta en la Figura 1.12b.

Los nuevos valores se determinan aplicando la sustitución de (1.39) a las reactancias serie, $j\omega L_k$, y a las susceptancias paralelas, $j\omega C_k$. Por tanto,

$$jX_k = j\frac{\omega}{\omega_c} L_k = j\omega L'_k \quad (1.41)$$

$$jB_k = j\frac{\omega}{\omega_c} C_k = j\omega C'_k \quad (1.42)$$

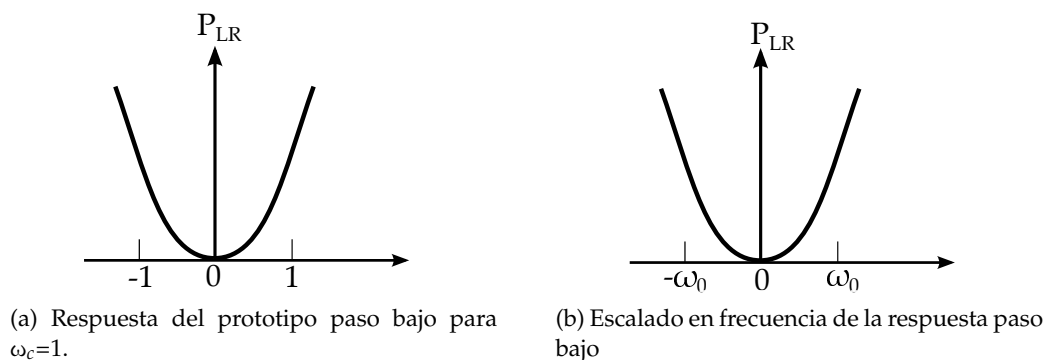


Figura 1.12: Transformación paso bajo.

Una vez realizado el escalado en impedancia y frecuencia requerido, se obtienen los siguientes valores:

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (1.43)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \quad (1.44)$$

$$R'_g = R_0 \quad (1.45)$$

$$R'_L = R_0 R_L \quad (1.46)$$

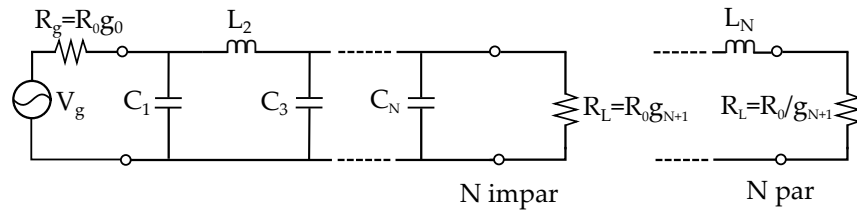


Figura 1.13: Prototipo baso bajo - Red 1

-C ramas paralelo
 (A : i = 1, 3, 5, ... ; B : i = 2, 4, 6, ...) $C_i = \frac{g_i}{\omega_c R_0}$

-Transformación $\omega = \frac{\omega}{\omega_c}$

-L ramas series
 (A : i = 2, 4, 6, ... ; B : i = 1, 3, 5, ...) $L_i = \frac{g_i R_0}{\omega_c}$

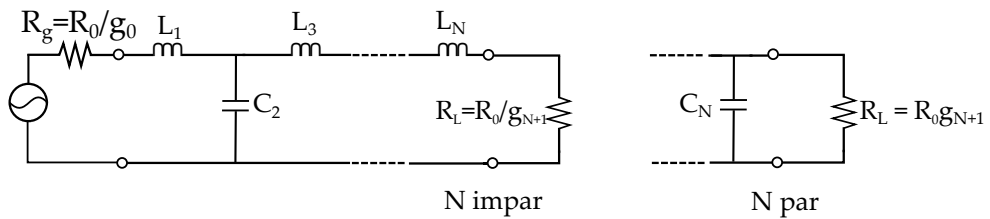


Figura 1.14: Prototipo baso bajo - Red 2

Las pérdidas de inserción podrían expresarse de la siguiente forma

$$P_{LR} = 1 + P(\omega'^2) \quad (1.47)$$

para las respuestas Butterworth y Chebyshev. Si reemplazamos la variable de frecuencia ω' por una nueva variable ω de acuerdo a

$$\omega' = f(\omega) \quad (1.48)$$

Las pérdidas de inserción se convierten en

$$P_{LR} = 1 + P(\omega'^2) = 1 + P[f^2(\omega)] \quad (1.49)$$

Como función de ω , estas pérdidas de inserción tienen diferentes características dependiendo de cómo se elija $f(\omega)$. A continuación, se considerarán algunas transformaciones en frecuencia.

Transformación paso banda

Para obtener un filtro paso banda hay que realizar un cambio de variable de acuerdo a

$$\omega' = f(\omega) = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (1.50)$$

donde

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (1.51)$$

es el ancho de banda fraccional de la banda de paso. La pulsación central, ω_0 , se podría elegir como la media aritmética de ω_1 y ω_2 , pero las ecuaciones son más simples si se elige como media geométrica:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (1.52)$$

La transformación de (1.50) mapea la respuesta paso bajo de la Figura 1.15a a la respuesta paso banda de la Figura 1.15b.

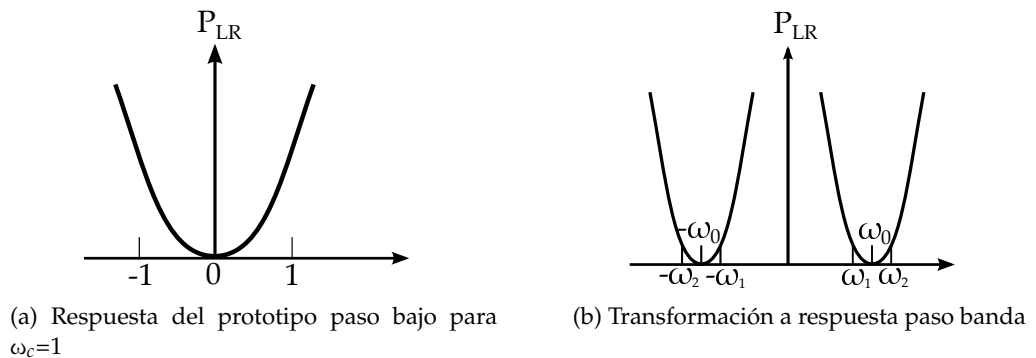


Figura 1.15: Transformación paso banda

Con esta transformación un inductor serie, L_k , se transforma en un circuito serie LC con los siguientes valores de los elementos que lo forman,

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} \quad (1.53)$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \quad (1.54)$$

De manera similar, un condensador paralelo, C_k , se transforma en un circuito paralelo LC con los siguientes valores de los elementos que lo forman,

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \quad (1.55)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} \quad (1.56)$$

Por tanto, los elementos del prototipo paso bajo se convierten en circuitos resonantes serie en las ramas serie, y en circuitos resonantes paralelo en las ramas paralelo. Tanto los elementos resonantes serie como paralelo tienen la misma pulsación de resonancia ω_0 , y por ello se dice que son síncronos.

Transformación rechazo banda

La transformación de la frecuencia del prototipo paso-bajo a rechazo banda se consigue con el mapeo de frecuencia:

$$\omega' = f(\omega) = \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (1.57)$$

donde Δ y ω_0 tienen la misma definición con 1.51 y 1.52. Los inductores serie, L_k , del prototipo paso bajo se convierten en circuitos paralelos LC con los siguientes valores de los elementos que lo forman:

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} \quad (1.58)$$

$$C'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta L_k} \quad (1.59)$$

Por otra lado, los condensadores series, C_k , del prototipo paso bajo se convierten en circuitos series LC con los siguientes valores para los elementos que lo forman,

$$L'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta C_k} \quad (1.60)$$

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} \quad (1.61)$$

La transformación de (1.57) mapea la respuesta paso bajo de la Figura 1.16a a la respuesta rechazo banda de la Figura 1.16b.

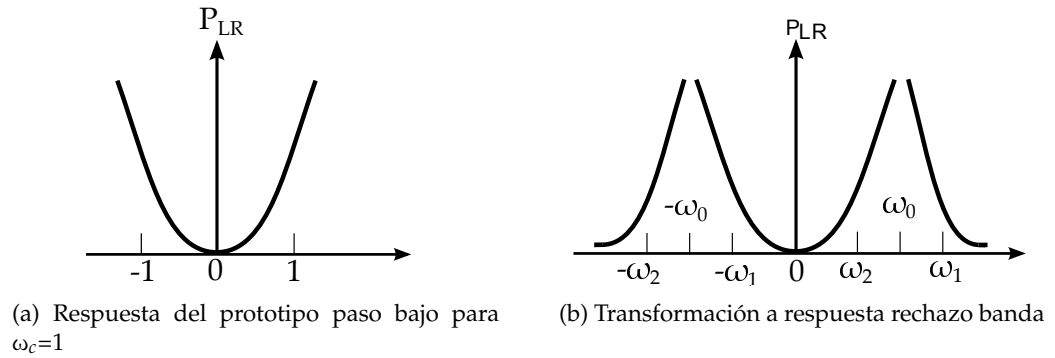


Figura 1.16: Transformación rechazo banda

A continuación, se presenta una Tabla resumen con otros tipos de transformaciones posibles:

	Esc. en frec.	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada
Transf. de frec.	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$	$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \omega_0 \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1}$

Figura 1.17: Transformaciones de frecuencia e impedancia

1.4.2. Método de los inversores de immitancia

Los filtros de elementos concentrados tienen dos grandes inconvenientes cuando se quieren utilizar en altas frecuencias. Primero, los elementos concentrados como inductores y condensadores están disponibles generalmente sólo para un rango limitado de valores y son difíciles de implementar a estas frecuencias; es por esta razón que se suelen utilizar elementos distribuidos. Segundo, a las frecuencias altas de trabajo las distancias de conexión entre los elementos concentrados no son despreciables, por lo que su efecto se debe tener en cuenta. Además, la alternancia entre elementos en ramas serie y también en paralelo supone una dificultad adicional a la hora de construir circuitos en alta frecuencia. A menudo, es deseable usar sólo elementos serie o sólo elementos paralelo cuando se implementa un filtro con un tipo particular de línea de transmisión [13].

Otro elemento que puede simplificar la realización de circuitos de alta frecuencia es el inversor de impedancia (K) o admitancia (J). Dichos inversores son útiles especialmente para filtros

paso banda o rechazo banda con anchos de banda estrechos (menores que 10%).

La operación conceptual de los inversores de impedancia y admitancia se presenta en la Figura 1.18 y Figura 1.19; puesto que estos inversores forman esencialmente la inversa de la impedancia o admitancia de carga. Estos inversores se pueden usar para transformar elementos conectados en serie a elementos conectados en paralelo, o viceversa.

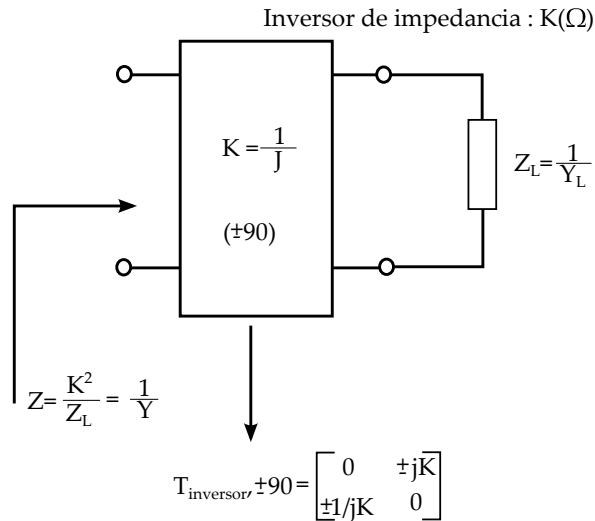


Figura 1.18: Inversor de impedancia

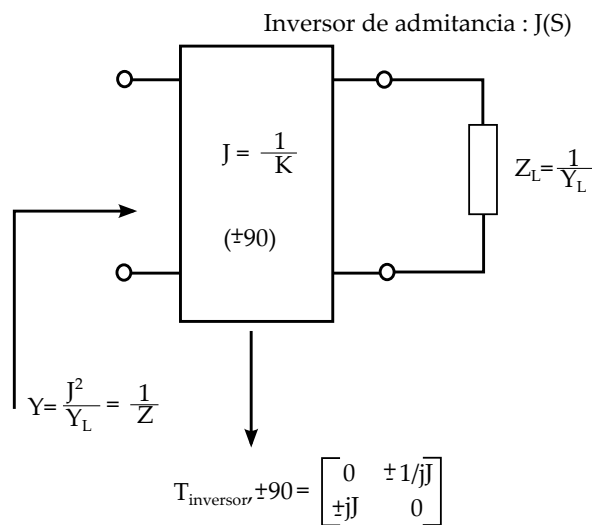


Figura 1.19: Inversor de admitancia

Un inversor ideal de impedancia es una red de dos puertos que tiene una propiedad única a todas las frecuencias, por ejemplo, si la red está terminada con una impedancia Z_L en uno de los puertos, la impedancia Z vista desde el otro puerto es:

$$Z = \frac{K^2}{Z_L} = \frac{1}{Y} \quad (1.62)$$

donde K es real y es definido como la impedancia característica del inversor. De esta forma si Z_L es inductiva/capacitiva, Z se convertirá en capacitiva/inductiva respectivamente, y por

tanto el inversor tiene un desplazamiento en fase de $\pm 90^\circ$ o un múltiplo impar del mismo. Los inversores de impedancia también se conocen como *inversores* – K . La matriz $ABCD$ del inversor de impedancia ideal puede expresarse como :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

Asimismo, un inversor ideal de admitancia es una red de dos puertos que tiene la propiedad a todas las frecuencias de que si una admitancia Y_L está conectada en uno de los puertos, la admitancia Y vista desde el otro puerto es:

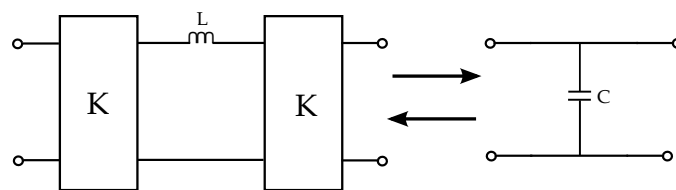
$$Y = \frac{J^2}{Y_L} = \frac{1}{Z} \quad (1.64)$$

donde J es real y corresponde a la admitancia característica del inversor. De la misma forma, el inversor de admitancia tiene un desplazamiento de fase de $\pm 90^\circ$ o un múltiplo impar del mismo. Los inversores de admitancia también se denominan *inversores* – J . En general, un inversor ideal de admitancia tiene una matriz $ABCD$

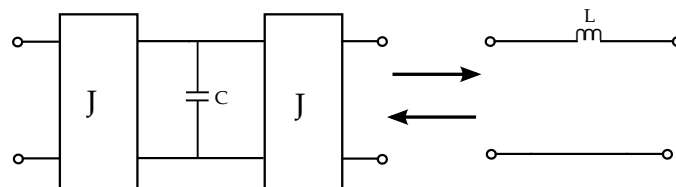
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (1.65)$$

1.4.2.1. Filtros con Inversores de Immitancia

Se puede demostrar de manera sencilla que una inductancia serie con un inversor en cada uno de los lados equivale a un condensador paralelo desde sus terminales externos como se presenta en la Figura 1.20a. Asimismo, un condensador paralelo con un inversor a cada lado equivale a una inductancia serie desde sus terminales externos como se muestra en la Figura 1.20b.



(a) Inversor usado para convertir un condensador paralelo en un circuito equivalente con una inductancia serie.



(b) Inversor usado para convertir una inductancia serie en un circuito equivalente con un condensador paralelo.

Figura 1.20: Inversores de immitancia

Los inversores tienen también la capacidad de cambiar los niveles de impedancia o admittancia dependiendo de la elección de los parámetros J o K . Haciendo uso de estas propiedades nos permite convertir un filtro en una forma equivalente más conveniente para su implementación con estructuras de alta frecuencia [21],[22]. Por ejemplo, las dos estructuras del filtro prototipo paso bajo se podrían convertir en las estructuras expuestas en la Figura 1.21, donde los valores g_i son los valores de los elementos del prototipo original. Los nuevos valores de los elementos, como L_{0i} , C_{0i} , R_A , R_B , G_A , G_B pueden elegirse arbitrariamente y la respuesta del filtro será idéntica a la del prototipo original, siempre que los parámetros de los inversores de imittancia K_i y J_i sean especificados como se indica en las ecuaciones de la Figura 1.21. Otra opción es fijar los K_i , J_i y calcular a partir de ellos los L_{0i} , C_{0i} .

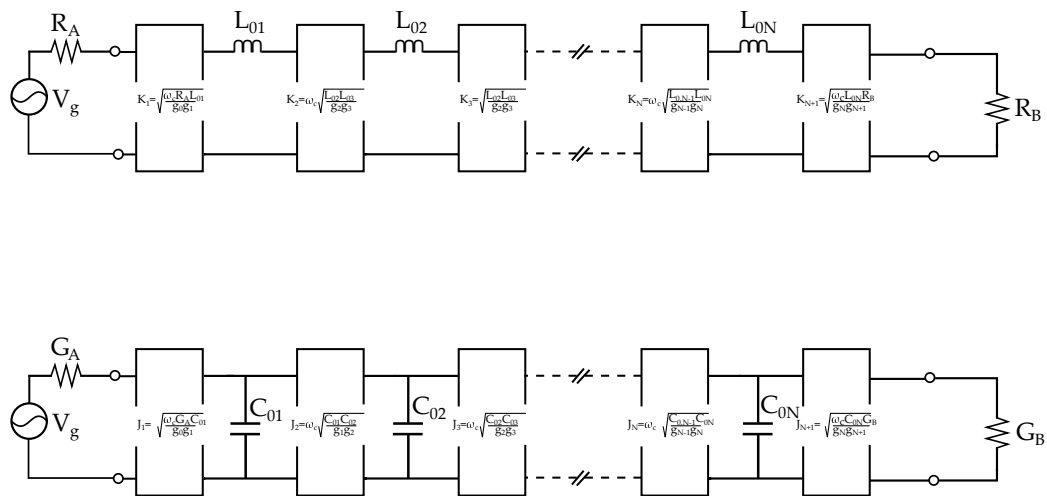


Figura 1.21: Prototipos paso bajo con inversores de imittancia.

Puesto que, idealmente, los parámetros de los inversores de imittancia son invariables en frecuencia, los filtros paso bajo de la Figura 1.21 se pueden transformar fácilmente en otros tipos de filtros aplicando las transformaciones a los elementos de forma similar a la que se describió en la Sección 1.4.2 .

Bibliografía

- [1] T. C. Edwards, "Foundations for Microstrip Circuit Design," John Wiley & Sons, USA, 1981.
- [2] Punit S. Nakar, "Design of a compact microstrip patch antenna for use in wireless/cellular devices", Tesis de Master, 2004, USA.
- [3] Pablo Sanchez Olivares, "Diseño de array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku", Proyecto Fin de Carrera, Universidad autonoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, España, Septiembre, 2011.
- [4] Salvador Mata Roca, "Transicion guia de onda-linea microstrip en banda W", Proyecto de carrera, Universidad Politécnica de Catalunya, España, Febrero, 2011.
- [5] Rogelio Peño Moreno, "Análisis y diseño de transformadores de campo en guia de onda", Proyecto Fin de Carrera, Universidad autonoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, España, Noviembre, 2010.
- [6] Federico Dios Otín, David Artigas García, Jaume Recolons Martos, Adolfo Comerón Tejero, "Campos electromagnéticos", UPC Edicion, Julio 1998, Barcelona, Spain.
- [7] Jin Au Kong, "Electromagnetic Wave Theory", EMW Publish Cambridge, Massachusetts, USA, 2000.
- [8] Constantine A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [9] David M Pozar, "Microwave Engineering - Second Edition", John Wiley & Sons Inc, Universidad de Massachusetts en Amherst, New York, 1998.
- [10] Jean Van Bladel, "Electromagnetic Fields Second Edition", IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory Donald G. Dudley, Series Editor, Wiley-Interscience a John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [11] Natanael Cuando Espitia, "Aplicaciones de Optoelectronica en Medicina", Instituto de Investigaciones en Materiales, Cap 4 Guías de onda, Spain, 2010.
- [12] Julio Cesar Garcia Alvarez, "Comunicaciones I", Curso de la Facultad de Ingenieria y Arquitectura, Universidad Nacional de Columbia, Cap 4 Guías de onda, pp 23-28, Bogotá D.C, Columbia, 2010.

- [13] Cristina Monsalve Zapata, "Diseño de un Filtro en la banda de Frecuencias de Microondas-Milimétricas para sistemas de comunicaciones", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, Julio, 2008.
- [14] George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Network and Coupling Structures", Artech House Inc, North Bergen, 1980, USA.
- [15] Renato de Pádua Moreira, "Síntese de Filtros de Microondas Utilizado o Método TLM (Transmission Line Modeling)", Proyecto Fin de Carrera, Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Abril 2002, Brasil.
- [16] R. E. Collin, "Foundations of microwave engineering", New York, Wiley-Intersc., 2001.
- [17] Jia-Sheng Hong, M.J. Lanca Ster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons Inc, 2001, New York.
- [18] Carles Musoll Anguiano, "Filtro Banda Eliminada con Reconfigurabilidad Continua en Selectividad, Ancho de Banda y Frecuencia Central", Proyecto Fin de Carrera, Departamento de Teoria del Senyal i Comunicaciones, E.T.S. d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya, Noviembre 2008, Barcelona.
- [19] Daniela Brande Hernández, "Diseno de Nuevas Antenas Ultra Wide Band con Filtros Notch Integrados", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Autónoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, Diciembre 2002.
- [20] Miguel Coreia da Silva Matias, "Projecto de Filtros de Microondas e Ondas Milimétricas", Tesis de Master, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, Octubre 2011.
- [21] G. L. Matthaei, "Design of Parallel-Coupled Resonator Filters", IEEE Microwave Mag., vol. 8, no. 5, pp. 78-87, Oct. 2007.
- [22] I. Hunter, R. Ranson, A. Guyette, A. Abunjaileh, "Microwave Filter Design from a System Perspective", IEEE Microwave Mag., vol. 8, no. 5, pp. 71-77, Oct. 2007.

Capítulo 2

METODOLOGÍA DE DISEÑO Y SIMULACIONES

Tras el estudio realizado en el capítulo anterior, el propósito de esta Tesis de Máster es implementar transiciones eficientes, capaces de transferir energía, mediante el uso de guías de onda de bajas pérdidas. También se propone verificar el comportamiento de unos filtros (uno paso banda y dos rechazo banda), como también de una red de alimentación en bandas milimétricas y submilimétricas, que se utilizarán para conectar las guías de onda.

Para el diseño y posterior simulación de los circuitos se utilizan las herramientas Momentum ADS (*Advanced Design System*)- simulador 2.5D y Ansoft HFSS (*High Frequency Structure Simulator* - simulador 3D, que proporciona un modelo más completo de la estructura que podría conducir a resultados más precisos a la frecuencia a la cual se está trabajando). Utilizando los simuladores electromagnéticos se estudian los coeficientes de reflexión y transmisión. Los resultados simulados son validados por la construcción y medición de las transiciones y de los filtros. Después de tener los comportamientos individuales (resultados obtenidos de las simulaciones de los filtros y de la red de alimentación usando las dos herramientas anteriormente mencionadas) se estudia el conjunto de circuitos encerrados en una cavidad metálica. La cavidad se utiliza para hacer la transferencia de señal entre las guías de onda WR3. Posteriormente se refinarán los diseños en función de los resultados obtenidos en simulaciones.

La primera decisión que hay que afrontar en el proceso de diseño de cualquier circuito en tecnología impresa es la permitividad relativa y el espesor del sustrato. Dentro de los sustratos disponibles y teniendo en cuenta la banda de frecuencias altas donde se quiere trabajar, se escogieron los sustratos Ultralam y Silicio. Los dos sustratos tienen el mismo espesor, de 50 μm . Sus características se muestran en las siguientes dos tablas.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
Hs	Espesor del sustrato	50	μm
T	Espesor del conductor	18	μm
ϵ_r	Permitividad dieléctrica relativa	2.9	
$\tan \delta$	Tangente de pérdidas	0.0025	

Tabla 2.1: Propiedades sustrato Ultralam

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
Hs	Espesor del sustrato	50	μm
T	Espesor del conductor	1	μm
ϵ_r	Permitividad dieléctrica relativa	11.66	
$\tan \delta$	Tangente de pérdidas	0.0015	

Tabla 2.2: Propiedades sustrato Silicio

El sustrato Ultralam está formado por una película polimérica de líquido cristalino termotrópico que ofrece propiedades excelentes en alta frecuencia. La película fina de 18 μm de cobre permite construir circuitos con un laminado muy fino. El sustrato Silicio es un cristal rígido comúnmente usado en altas frecuencias.

2.1. Transición entre dos guías de onda por medio de una línea microstrip

La transición entre las dos guías de onda por medio de la línea microstrip esta diseñada y conectada de tal forma que se produzca una transferencia de máxima energía entre dos puertos [1]-[5]. Por medio de la transición se estudian los parámetros de transmisión y reflexión en la banda 220-325 GHz.

2.1.1. Prototipo de la línea microstrip

Particularizado para los dos sustratos mencionados en el apartado anterior (Ultralam y Silicio) y para una frecuencia de resonancia 275 GHz, la anchura de la línea microstrip fue calculada usando las siguientes formulas. Los valores obtenidos se usan como punto de partida en el diseño de la línea microstrip.

$$\frac{W_l}{Hs} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{W_l}{Hs} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right) & \frac{W_l}{Hs} > 2 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2.2)$$

$$\epsilon_{ef} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{Hs}{W_l}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W_l}{Hs} \right)^2 \right) & \frac{W_l}{Hs} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} \right) & \frac{W_l}{Hs} \geq 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

donde :

W_l - anchura de la línea microstrip

H_s - espesor del sustrato

Z_0 - impedancia característica

ϵ_r - constante dieléctrica relativa del sustrato

Para comenzar a realizar simulaciones y evaluar el comportamiento de la línea microstrip y después del circuito completo, hay que decidir el tipo de puertos que se usan para alimentar dichos circuitos. HFSS ofrece diferentes tipos de puertos (excitaciones) tales como: puertos de onda (del inglés *waveports*), puertos concentrados (del inglés *lumped ports*) y puertos terminales (del inglés *terminal ports*).

Los puertos concentrados emulan una excitación localizada en el interior o el exterior de la estructura, en general entre dos terminales conductores. Estos puertos requieren una impedancia como referencia del puerto, valor asignado por el usuario.

Los puertos de onda son los puertos más complejos ofrecidos por HFSS añadiendo complejidad computacional extra al proceso de mallado. Este tipo de puertos se puede aplicar solo externamente a una estructura. La impedancia del puerto se calcula automáticamente por el programa. Este tipo de excitación implica un uso intensivo de memoria RAM, dado que el programa hace un mallado preliminar a la superficie del puerto. Durante esta fase, el programa identifica la impedancia del puerto y los modos de propagación. Los puertos de onda son muy útiles cuando se necesita identificar la propagación de los modos excitados.

En la presente Tesis se utilizan los dos tipos de puertos presentados anteriormente (los puertos concentrados para simular líneas y filtros microstrip así como la red de alimentación y los puertos de onda en el diseño de las guías de onda y la transición).

Como se trabaja con dos sustratos del mismo espesor ($50 \mu\text{m}$) pero con constantes dieléctricas distintas (Ultralam $\epsilon_r=2.9$ y Si $\epsilon_r=11.66$) se ha llegado a la siguiente conclusión:

- cuanto más alto es el valor de la constante dieléctrica, más estrecha será la línea. Esto puede traer dificultades a la hora de fabricar el circuito. Las dimensiones de las líneas con la cual se trabaja se pueden ver en las siguientes dos tablas:

Impedancia de la línea	Anchura de línea
66 Ω	25 μm

Tabla 2.3: Dimensiones de la línea microstrip utilizando Silicio

Impedancia de la línea	Anchura de línea
65 Ω	70 μm

Tabla 2.4: Dimensiones de la línea microstrip utilizando Ultralam

La línea microstrip tiene una impedancia característica de 65 Ω , para el caso del sustrato Ultralam ($\epsilon_r=2.9$) y 66 Ω , para el caso del sustrato Silicio ($\epsilon_r=11.66$).

La respuesta en frecuencia de la línea microstrip en los dos casos (Ultralam y Silicio) se muestra en las siguientes dos gráficas como una confirmación de su adaptación en la banda de interés (220 GHz - 325 GHz). Para una correcta adaptación del circuito en la banda deseada, el valor del $|S_{11}|$ tiene que ser inferior a -10 dB, lo que se debe mantener aunque se varíe arbitrariamente la longitud de la línea. Se puede ver que la línea microstrip está adaptada ($|S_{11}| < -10$ dB) y presenta un coeficiente de transmisión $|S_{21}| > -0.7$ dB.

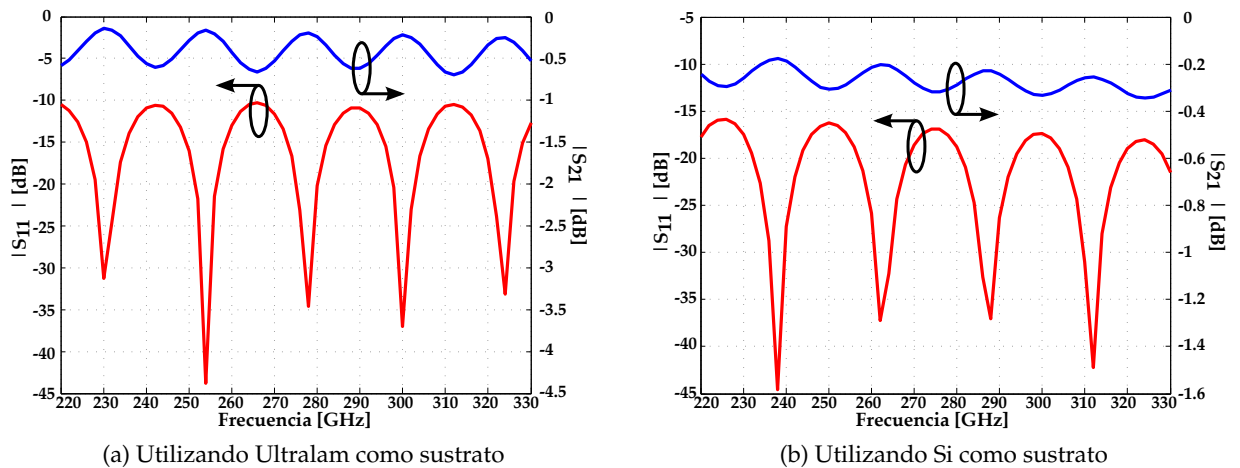


Figura 2.1: Parámetros S de una línea microstrip.

2.1.2. Estudio del conjunto guía de onda-línea microstrip

La guía de onda WR3 es la parte básica de todos los circuitos implementados en esta Tesis de Máster. Las dimensiones de la guía de onda vienen presentadas en la siguiente tabla:

Limites de frecuencia (GHz)	Dimensión (mm)
220-325	0.8636x0.4318

Tabla 2.5: Caracterización de la Guía de Onda WR3

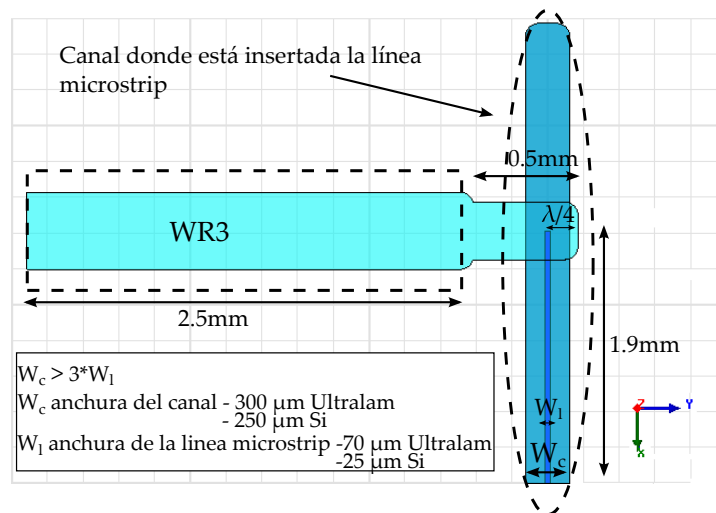
Se empieza con la simulación del conjunto guía de onda - línea microstrip con el fin de estudiar los efectos que tienen las paredes metálicas en la línea, verificando si la línea sigue teniendo las mismas propiedades en metal como en aire. En esta configuración la línea se usa como medio de transferencia de la señal.

La línea microstrip está insertada en un canal que traspasa la guía de onda a través de una abertura en la misma, según el eje X. Este canal necesita tener una cierta altura para que no se produzca un cortocircuito entre su pared y la línea microstrip; y no perturbar la distribución de los campos. La orientación de la línea es paralela al campo-E del modo fundamental de la guía, TE_{10} .

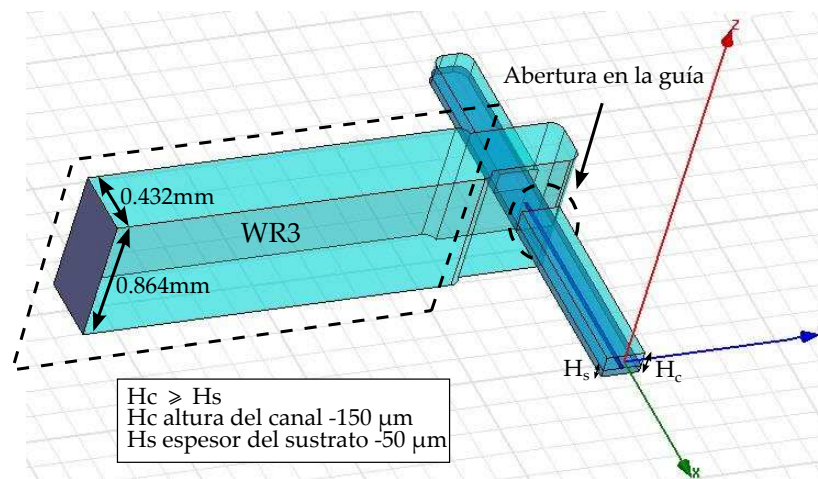
El proceso de diseño y optimización a la frecuencia deseada es un proceso iterativo, en el que se combinan los distintos efectos en la variación de la geometría de la línea (longitud y anchura) y las dimensiones del canal, junto con unas modificaciones en la geometría de la guía WR3, hasta alcanzar el punto óptimo. Partiendo de un diseño aproximado y de una línea de

impedancia 50Ω se van realizando ajustes y comprobando en cada paso si se avanza hacia los objetivos deseados (banda de frecuencias entre 220 GHz y 325 GHz). La variación de cada uno de los parámetros de optimización produce distintos efectos que juntos permiten aproximarse paso a paso a la solución buscada.

Para poder adaptar mejor la transición en la banda de interés es necesario hacer unas pequeñas modificaciones en un lado de la guía WR3. El prototipo de la guía de onda modificada se puede ver en la Figura 2.2.



(a) Representación 2D



(b) Representación 3D

Figura 2.2: Representación de la geometría de una guía WR3 modificada.

Se ha hecho un estudio con respecto a las dimensiones del canal para que la línea no sufra influencias a la hora de rodearla con paredes metálicas. Después de varias simulaciones se ha constatado que, si el canal tiene una anchura por lo menos tres veces más grande que la anchura de la línea y una altura por lo menos tres veces el espesor del sustrato, la línea no va a sufrir grandes influencias debido a las paredes metálicas.

A continuación se presenta el comportamiento del coeficiente de reflexión y de transmisión del conjunto guía de onda-línea microstrip en función de la frecuencia. Como se puede ver

en las gráficas de la Figura 2.3 y Figura 2.4 a la hora de modificar la longitud de la línea, la adaptación del conjunto no cambia manteniéndose el ancho de banda de 105 GHz (desde 220 GHz hasta 325 GHz) mientras que las pérdidas incrementan ligeramente. Se ha elegido una longitud de 1.9 mm tanto para Silicio como para Ultralam debido a las pérdidas mínimas que tienen y debido a la adaptación entre la línea microstrip y la guía de onda que se mantiene también en este caso.

Los parámetros S no muestran picos afilados como confirmación que el canal visto como una cavidad es no resonante a lo largo de la estructura debido a la dimensión adecuada de la sección transversal.

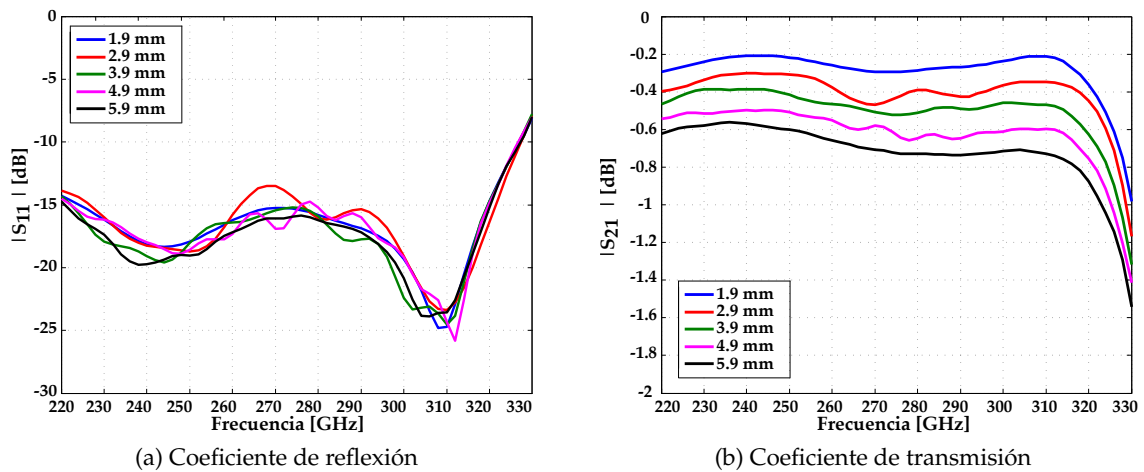


Figura 2.3: Variación de los parámetros S en función de la longitud de la línea microstrip usando Silicio como dieléctrico.

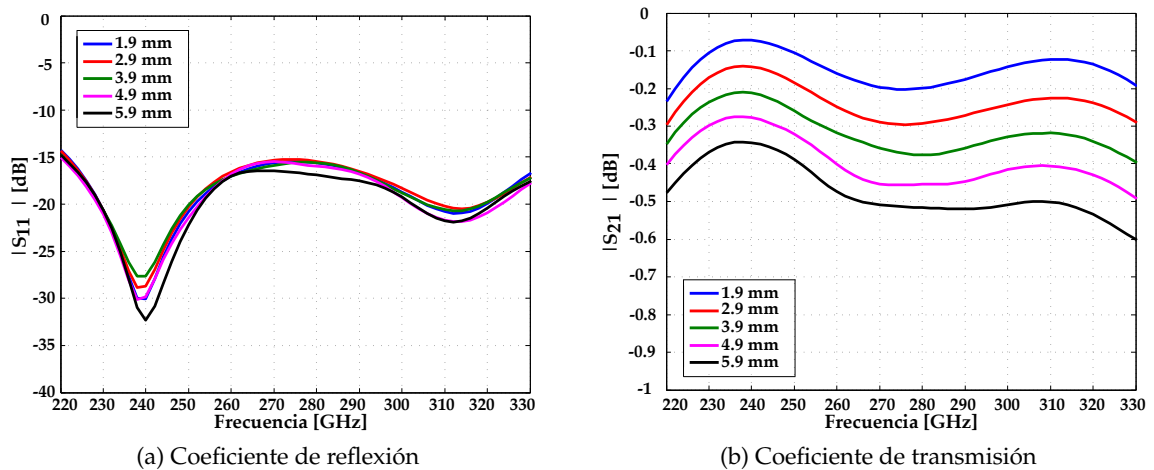


Figura 2.4: Variación de los parámetros S en función de la longitud de la línea microstrip usando Ultralam como dieléctrico.

A continuación se muestran los parámetros S simulados del conjunto guía de onda-línea microstrip variando la anchura de la línea microstrip. Se ha constatado que el circuito muestra un mejor comportamiento al usar una línea más estrecha. El diseño de la línea microstrip viene limitado por el proceso de fabricación, donde debido al diámetro del foco láser y otras restric-

ciones, las dimensiones mínimas en términos de anchura son $20\ \mu\text{m}$ para trazas de conductor. Para facilitar el proceso de fabricación e intentar mantener una buena adaptación de la línea microstrip, se tuvo que adoptar un compromiso. Por tanto se ha escogido utilizar una línea microstrip con anchura $25\ \mu\text{m}$ en el caso del uso de Silicio como dieléctrico y $70\ \mu\text{m}$ en el caso de Ultralam.

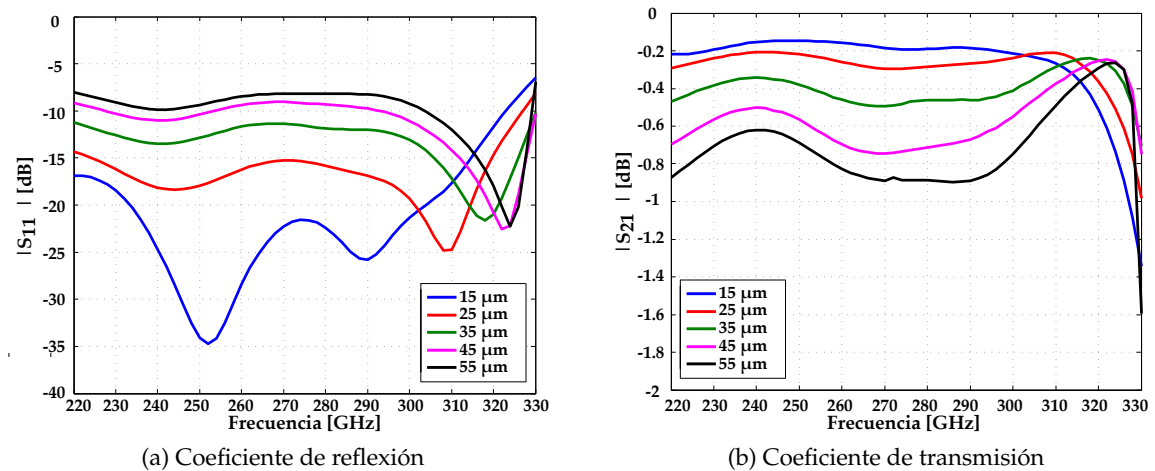


Figura 2.5: Variación de los parámetros S en función de la anchura de la línea microstrip usando Si como dieléctrico.

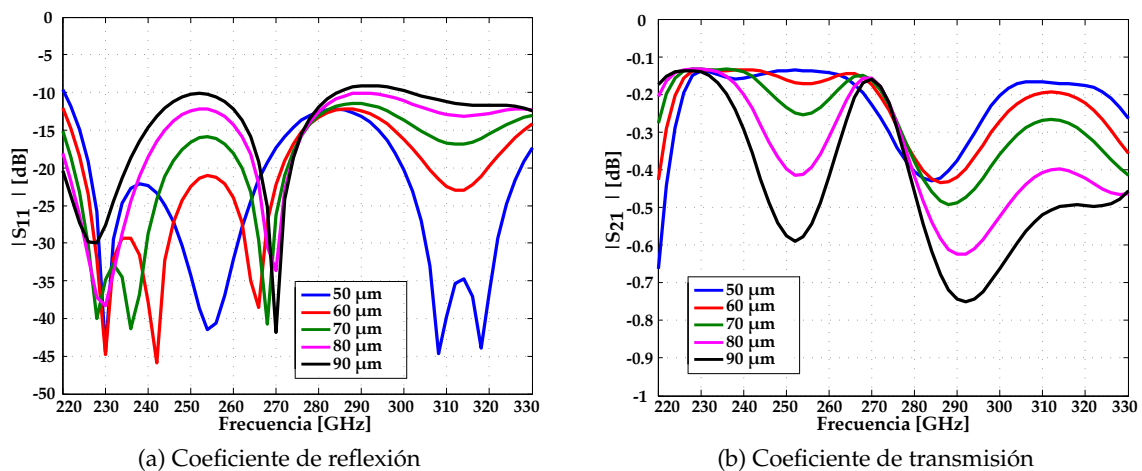
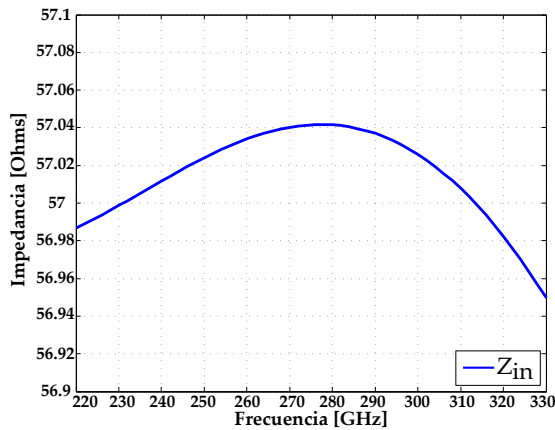
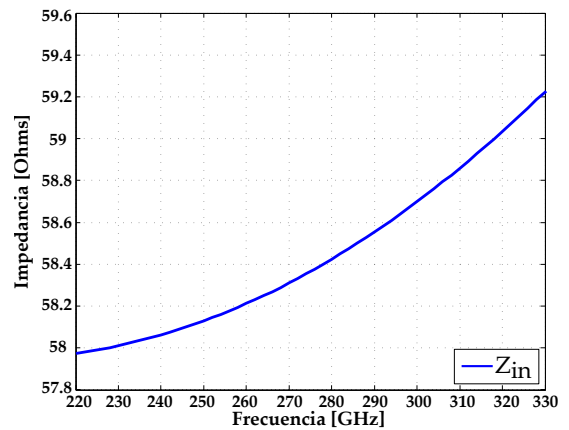


Figura 2.6: Variación de los parámetros S en función de la anchura de la línea microstrip usando Ultralam como dieléctrico.

En la Figura 2.7 se puede ver que las paredes metálicas de la guía de onda junto con la limitación en anchura del sustrato ($300\ \mu\text{m}$ en el caso del dieléctrico Ultralam y $250\ \mu\text{m}$ en el caso del dieléctrico Silicio) reducen la impedancia de la línea microstrip.



(a) Utilizando el sustrato Silicio con una impedancia $Z = 65\Omega$



(b) Utilizando el sustrato Ultralam con una impedancia $Z = 66\Omega$

Figura 2.7: Impedancia de entrada de la línea microstrip en guía de onda.

La distribución del campo-E en el interior de la estructura se presenta en la Figura 2.8. El modo fundamental TE_{10} de la guía se transforma en modo cuasi-TEM en el camino de la línea microstrip, así pudiéndose realizar la transferencia de energía.

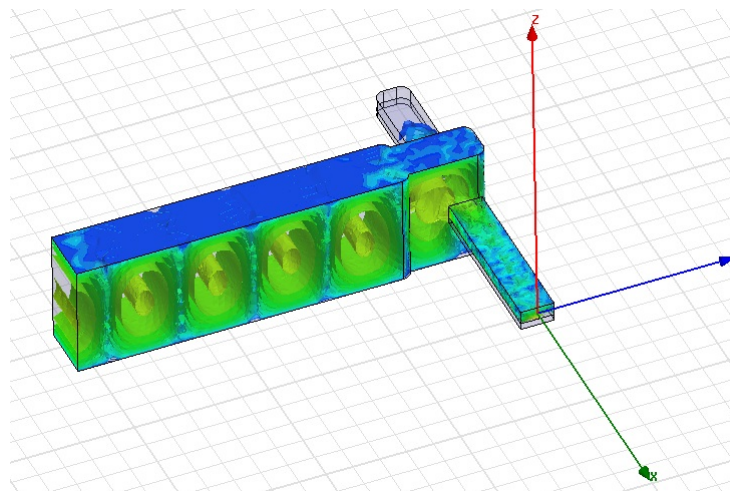


Figura 2.8: La distribución del campo E en la transición guía de onda-línea microstrip

2.1.3. Prototipo de la transición guía de onda-línea microstrip-guía de onda

Después de pasar por todas las etapas anteriores, calcular las dimensiones de la línea microstrip y simularla, diseñar el conjunto guía de onda – línea microstrip y comprobar la perfecta adaptación entre si, el paso siguiente ha sido estudiar el comportamiento del circuito completo.

Como fue presentado al inicio de este capítulo, la transición entre las dos guías de onda por medio de la línea microstrip esta diseñada para hacer la transferencia de energía entre los dos puertos conectados al final de cada guía. Las dos guías estan colocadas en paralelo y giradas 180° una con respecto a la otra. Entre sí se introduce un canal, perpendicular a las guías, dentro del cual se inserta la línea microstrip. La longitud de la línea microstrip esta

influenciada por la distancia entre las dos guías. Si se incrementa dicha longitud, las pérdidas se ven incrementadas. El diseño de la transición se presenta en la Figura 2.9.

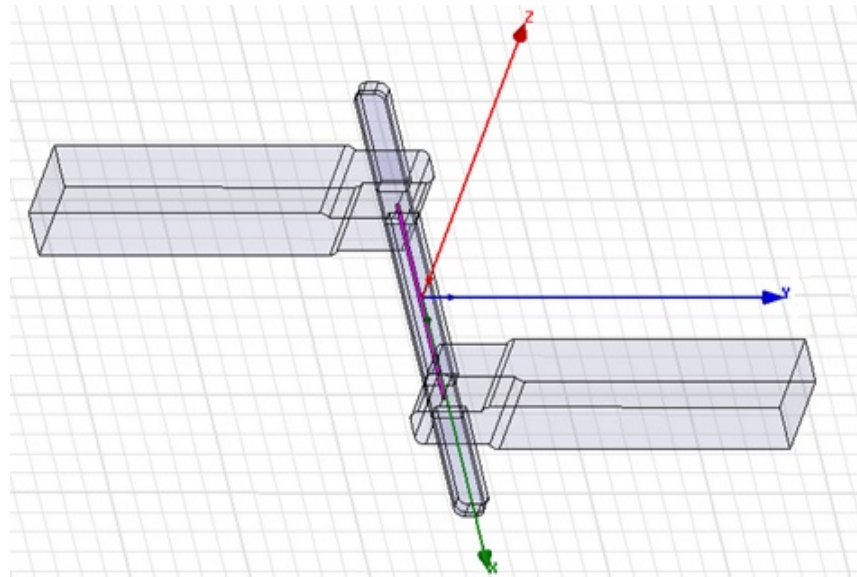


Figura 2.9: Transición entre las guías

En la Figura 2.10 y Figura 2.11 se muestra el comportamiento en frecuencia de las dos transiciones, primera con Ultralam como sustrato dieléctrico de la línea microstrip y segunda con Silicio. Los coeficientes de reflexión toman valores por debajo de -10 dB ($|S_{11}| < -10$ dB) en una banda de frecuencias desde 220 GHz hasta 325 GHz. Por otro lado los valores por encima de -0.5 dB de los coeficientes de transmisión indican una transmisión con pocas pérdidas entre las guías.

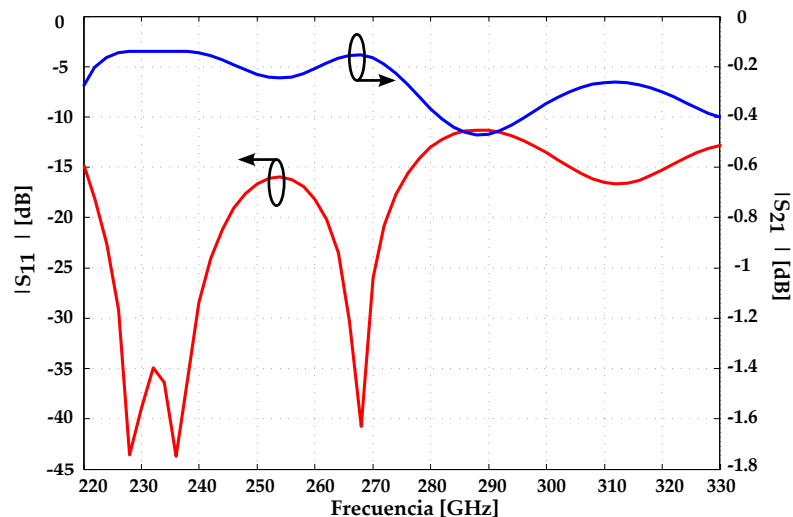


Figura 2.10: Parámetros S de la transición guía de onda-línea microstrip -guía de onda usando Ultralam como sustrato de la línea microstrip

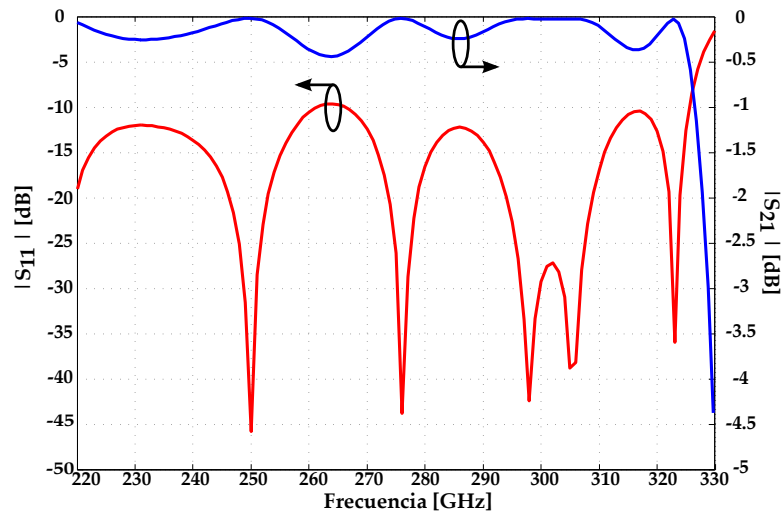


Figura 2.11: Parámetros S de la transición guía de onda-línea microstrip -guía de onda usando Silicio como sustrato de la línea microstrip

Para tener una vista concreta sobre lo que pasa en la estructura del circuito, se presenta la distribución de líneas del campo eléctrico obtenidas a través del simulador electromagnético HFSS. Se muestra a continuación la distribución del campo, tanto en la estructura completa como en la línea microstrip. El borde de la línea microstrip se encuentra a la distancia $\lambda/4$ del cortocircuito del final de la guía, allí localizándose el máximo del campo-E.

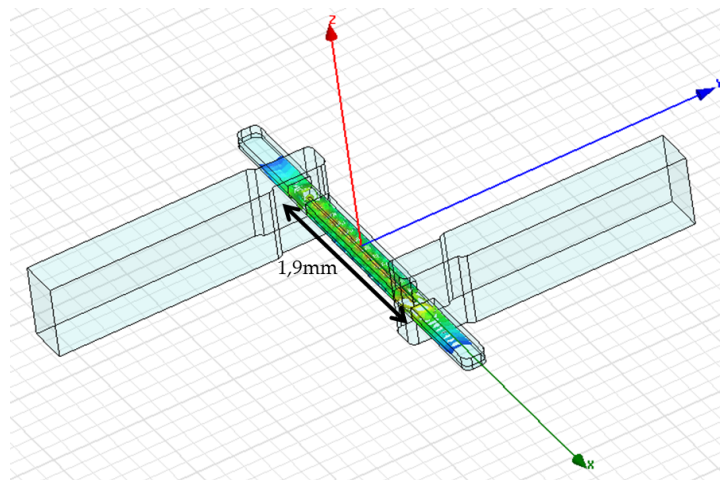


Figura 2.12: Propagación del campo-E en una línea microstrip de 1.9 mm cerrada dentro de un canal metálico.

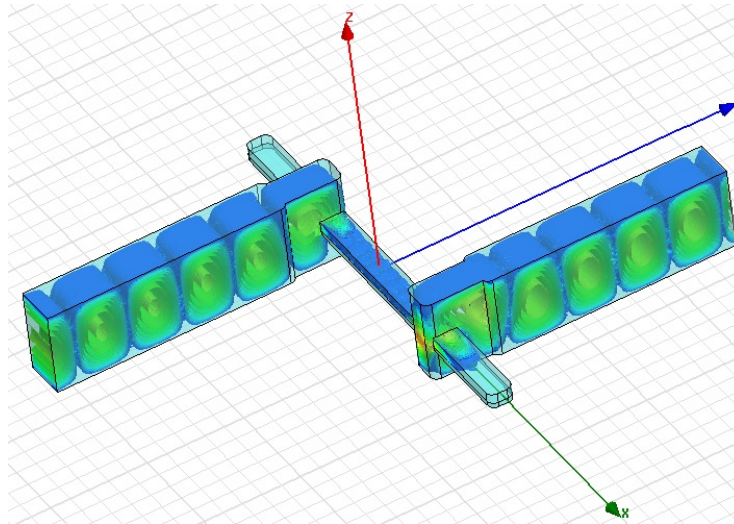


Figura 2.13: Transición entre las guías del estándar WR3 modificadas.

Como se presenta en Figura 2.13, el modo TE_{10} generado en la guía se convierte en modo quasi-TEM para ser re-convertido a modo TE_{10} en la guía de salida.

2.2. Diseño de filtros en la banda 220 GHz – 325 GHz

En esta parte de la Tesis se presentan los diseños de tres filtros, uno paso banda, y dos rechazo banda (uno de banda estrecha y otro de banda más ancha). Los filtros se integran en la transición guía de onda-línea microstrip-guía de onda. Debido a las dimensiones finales de los filtros, el canal que hacía la transición entre las dos guías sufrió unos cambios. La transformación del canal será relatada más en detalle en uno de los próximos apartados.

El sustrato sobre el cual están diseñados los filtros es Silicio. Se optó por usar Silicio, que tiene una textura rígida, debido al estado parcialmente líquido que adopta el dieléctrico Ultralam a la hora de estructurarlo con la máquina láser.

Distintas técnicas de diseño de filtros en la banda de frecuencias milimétricas y submilimétricas así como el simulador electromagnético Momentum y esquemático de ADS junto con HFSS de Ansoft se han empleado.

2.2.1. Diseño del filtro paso banda con líneas acopladas

Un filtro microstrip es una red de dos puertos (entrada y salida), colocada encima de un sustrato dieléctrico. El filtro se utiliza para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema, transmitiendo señal en una banda y atenuándola al resto de frecuencias. Cuando dos líneas de transmisión se sitúan una junto a la otra, la energía que viaja por una de ellas puede acoplarse con la otra a través de los campos electromagnéticos que viajan por la primera. Este tipo de líneas de transmisión son llamadas líneas de transmisión acopladas. Se pueden desarrollar filtros de banda muy estrecha mediante el uso de N secciones de líneas acopladas, ajustadas para obtener un conjunto determinado de impedancias dependientes de la frecuencia, que tabuladas de forma correcta permiten ajustar con fidelidad cualquier tipo de filtro. Las propiedades

del filtro (banda de paso, banda de rechazo y atenuación) son influenciadas por la separación y anchura de cada sección acoplada.

A continuación se describirá el proceso de diseño del filtro paso banda utilizando líneas acopladas microstrip de longitud $\lambda/4$ [6]-[10]. Las especificaciones del filtro paso banda son las siguientes: tipo Chebyshev, de 5 etapas, con frecuencia central 275 GHz, banda de paso de 10 GHz (3.7% de la frecuencia central), rizado en la banda de paso mayor de 3 dB y unas pérdidas de inserción a 290 GHz mayores de 40 dB.

El diseño de la cascada de líneas acopladas esta mostrado en la Figura 2.14.

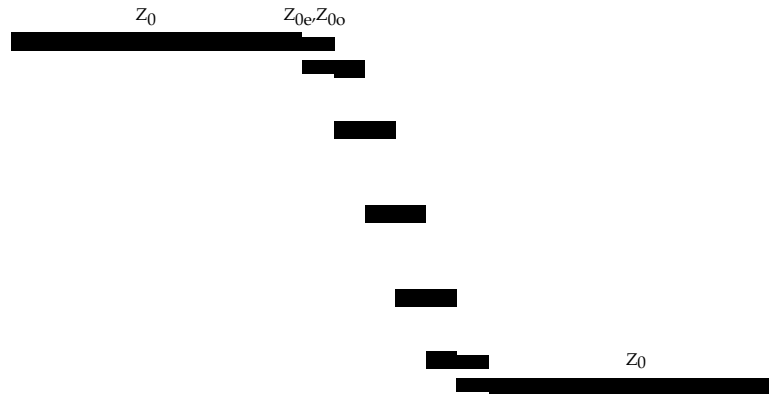


Figura 2.14: Configuración del filtro con líneas acopladas

Los coeficientes del filtro Chebyshev para un rizado de 3 dB son los siguientes:

	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
Valor	1.0000	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000

Tabla 2.6: Coeficientes del filtro prototipo paso bajo

A través de los valores de los coeficientes del filtro se pasa al cálculo de los inversores de admitancia. Para la primera sección acoplada, el valor de la admitancia viene dado por la fórmula:

$$\frac{J_{0,1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0g_1}} \quad (2.6)$$

Para las secciones intermedias se usa la fórmula:

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \quad (2.7)$$

j tomando valores de 1 a n-1.

Finalmente, la admitancia de la ultima sección se calcula por intermedio de la fórmula:

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \quad (2.8)$$

donde δ es la banda de frecuencia fraccionar, $\delta = \frac{f_u - f_L}{f_0}$.

Para proceder con el diseño del filtro microstrip con líneas acopladas, el siguiente requisito es determinar las impedancias características del modo par e impar. Estos modos son los tipos de excitaciones que se producen para líneas acopladas: el modo par, donde las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud y tienen la misma dirección, resultando una pared magnética en la simetría del plano, y el modo impar, donde las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud pero opuestas en dirección, resultando una pared eléctrica en la simetría del plano [10]. Las líneas de campo eléctrico para estos dos casos se presentan en la Figura 2.15.

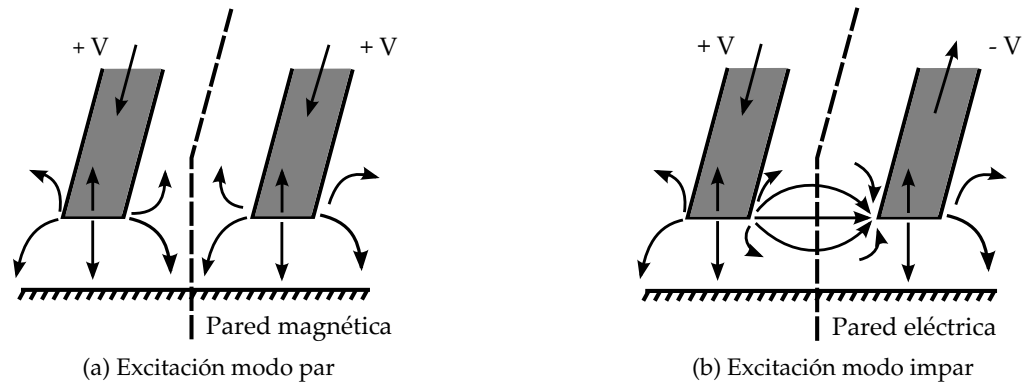


Figura 2.15: Modos de excitación.

Las impedancias características Z_{0e} y Z_{0o} son las impedancias de cada una de las tiras conductoras cuando la línea acoplada está operando en el modo par/impar. Sus valores vienen dadas por las formulas:

$$Z_{0ej,j+1} = Z_0[1 + J_{j,j+1}Z_0 + (J_{j,j+1}Z_0)^2] \tag{2.9}$$

$$Z_{0oj,j+1} = Z_0[1 - J_{j,j+1}Z_0 + (J_{j,j+1}Z_0)^2] \tag{2.10}$$

donde Z_0 es la impedancia característica del sistema, $Z_0 = 50\Omega$.

Sección	1	2	3	4	5	6
$Z_{0e}(\Omega)$	75.48	54.79	50.26	50.26	54.79	75.48
$Z_{0o}(\Omega)$	38.61	46.58	46.52	46.52	46.58	38.61

Tabla 2.7: Impedancia característica del modo par e impar del filtro paso banda

Con estas impedancias características para los dos modos y con la opción de “LineCalc” que se encuentra dentro de la pestaña de herramientas de ADS se pueden calcular las dimensiones físicas de las líneas acopladas: anchura, separación entre líneas y longitud.

La longitud de cada sección del filtro corresponde a $\lambda/4$ con respecto a la frecuencia central de trabajo.

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{4} = \frac{c / (f \sqrt{\epsilon_r})}{4} \tag{2.11}$$

donde λ es la longitud de onda de la frecuencia deseada en el medio de transmisión, λ_0 la longitud de onda en vacío, c la velocidad de la luz en vacío, y ϵ_r la constante dieléctrica relativa del material.

Se han modificado ligeramente los valores de partida para optimizar la respuesta del filtro, sin perder de vista que la precisión de los medios de fabricación impide trazar líneas que disten entre si mas de 20 μm .

Los parámetros del modelo final optimizado se muestran en la siguiente tabla.

Sección	1	2	3	4	5	6
W(μm)	33.7	45.7	46.2	46.2	45.7	33.7
S(μm)	25	112.9	170.3	170.38	112.9	25
L(μm)	84.4	78.6	78.4	78.4	78.6	84.4

Tabla 2.8: Dimensiones físicas del filtro paso banda

En la Figura 2.16 se presenta el filtro paso banda implementado con líneas acopladas en el esquemático de ADS.

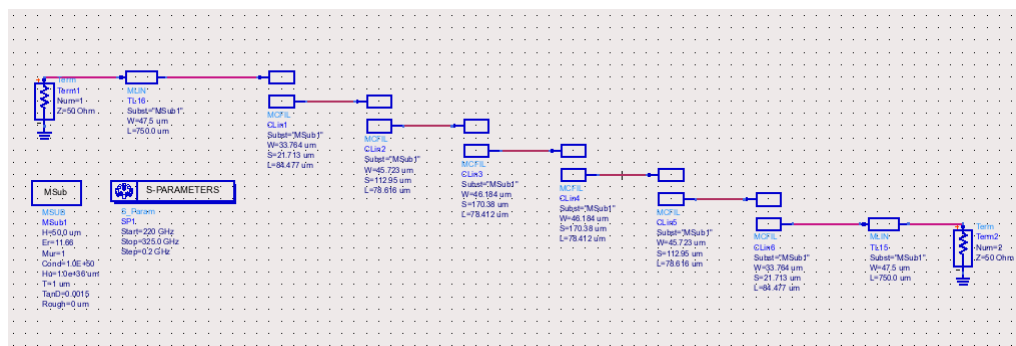


Figura 2.16: Esquemático del filtro paso banda con líneas acopladas

Después de diseñar la estructura con líneas acopladas en el esquemático de ADS, se generó el layout del filtro y se simuló en MoM. El esquemático no tiene en cuenta las propiedades electromagnéticas ni el acoplamiento entre los elementos, por lo cual se simuló la estructura del filtro en MoM.

Para proporcionar un modelo 3D más completo de la estructura que podría conducir a resultados más precisos a la frecuencia con la cual se está trabajando, se simuló la estructura en el simulador tridimensional Ansoft HFSS. Resultados comparativos entre los tres simuladores usados se pueden ver en la Figura 2.17. Teniendo en cuenta que el simulador ADS considera el plano de masa y el sustrato infinito, surgieron unas diferencias entre las gráficas.

En los tres casos se respetaron las especificaciones iniciales. Las pérdidas de retorno toman valores por encima de 10 dB ($|S_{11}| > 10$ dB) en la banda de paso, mientras que las pérdidas de inserción registran valores por debajo de 3 dB ($|S_{21}| < 3$ dB) como se estaba esperando. La banda de paso obtenida es de aproximadamente 10 GHz, un 3.7 % de la frecuencia central.

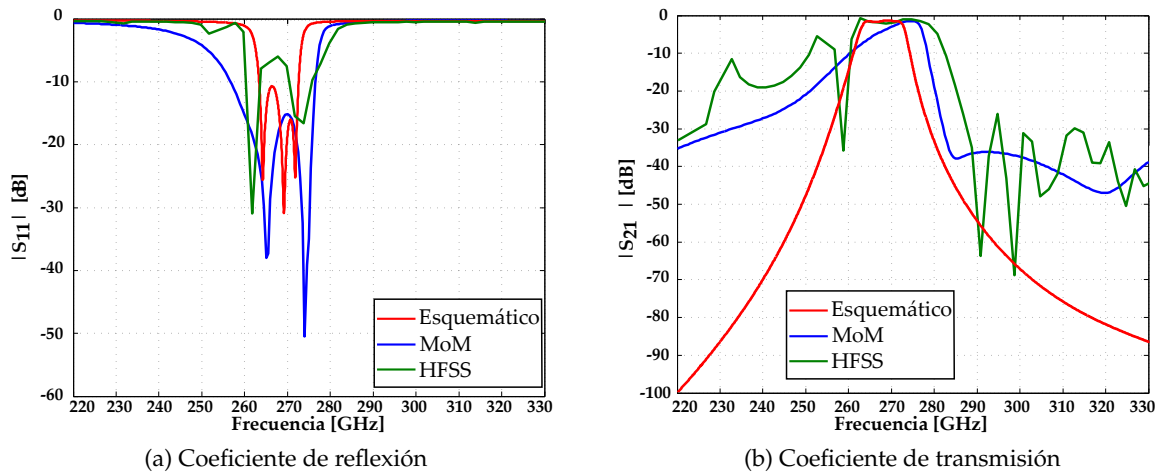


Figura 2.17: Resultados de los parámetros S para el filtro paso banda con líneas acopladas

2.2.2. Diseño de los filtros rechazo banda

2.2.2.1. Filtro rechazo banda con resonadores en forma de “L”

En la Figura 2.18 se muestra una configuración típica del filtro rechazo banda con resonadores $\lambda/2$ teniendo características selectivas (banda de rechazo estrecha). La línea microstrip está eléctricamente acoplada a resonadores de longitud $\lambda/2$ en forma de “L” [11]. La separación entre los resonadores es de $\lambda/4$ y la anchura de cada resonador en forma de “L” tiene el mismo valor que la anchura de la línea central de 50Ω , a la frecuencia 275 GHz.

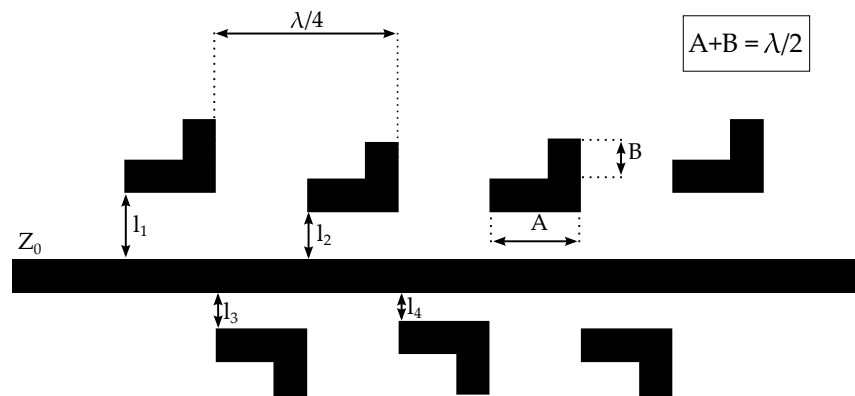


Figura 2.18: Filtro rechazo banda con resonadores en forma de “L”

La idea de este filtro es diseñar todos los resonadores idénticos y variar la distancia entre la línea microstrip y cada resonador hasta lograr unas pérdidas de inserción mayores a 3 dB ($|S_{21}| > 3$ dB). Con este tipo de filtro se consiguió una banda de rechazo de aproximadamente 10 GHz, un 3.7% de la frecuencia central.

Se ha hecho un compromiso con el fin de facilitar la fabricación, buscando el mejor comportamiento del filtro con una banda de rechazo impuesta de 10 GHz. Los valores finales del filtro se presentan en la siguiente tabla:

Anchura (W)	Longitud (A)	Longitud (B)	Longitud (l_1)	Longitud (l_2)	Longitud (l_3)	Longitud (l_4)
47.5 μm	130 μm	57.5 μm	95 μm	67.5 μm	40 μm	25 μm

Tabla 2.9: Dimensiones físicas del filtro rechazo banda con resonadores en forma de “L”

El filtro fue proyectado inicialmente en el esquemático de ADS el diseño siendo presentado en la Figura 2.19 .

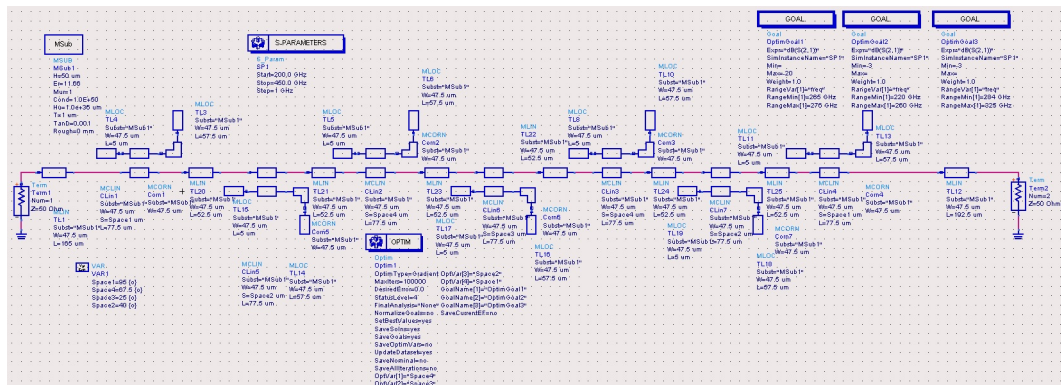


Figura 2.19: Esquemático del filtro rechazo banda con resonadores $\lambda/2$ en forma de “L”

Se hicieron varias simulaciones variando los parámetros del filtro hasta llegar a un resultado óptimo final. Como en el caso del filtro paso banda con líneas acopladas, se generó el layout a partir del esquemático de ADS y los resultados fueron estudiados por medio de los dos simuladores electromagnéticos, Momentum ADS y HFSS. Los resultados comparativos se muestran en la Figura 2.20.

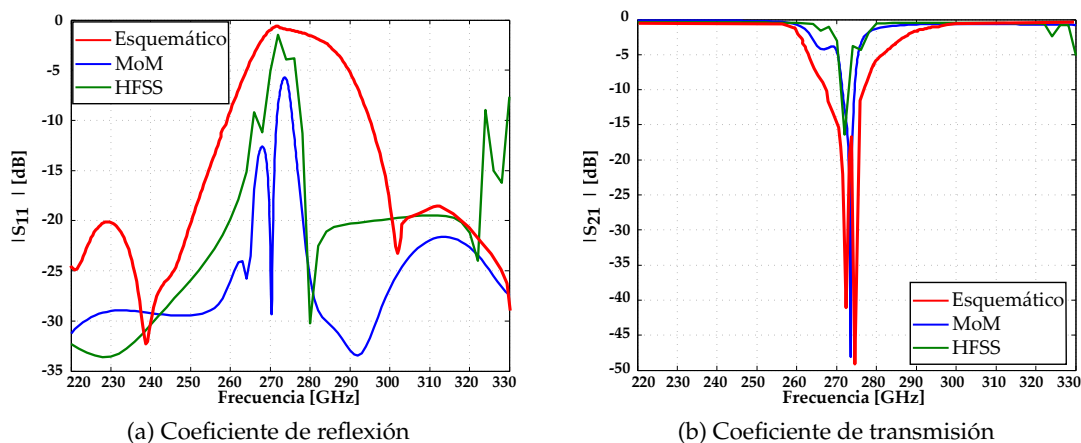


Figura 2.20: Resultados de los parámetros S para el filtro rechazo banda con resonadores en forma de “L”

Este filtro proporciona una banda de rechazo selectiva de unos 10 GHz desde aproximadamente 270 GHz hasta 280 GHz. Las pérdidas de inserción en la banda de rechazo tienen valores $|S_{21}| > 3$ dB y fuera de la banda hay valores en torno a 0 dB con una muy buena adaptación del circuito. No se aprecian grandes diferencias entre el simulador MoM y HFSS , los dos presentando una banda de rechazo similar.

2.2.2.2. Filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto

En la Figura 2.21 se enseña una estructura novedosa de un filtro rechazo banda que proporciona una banda de rechazo mas larga [12].

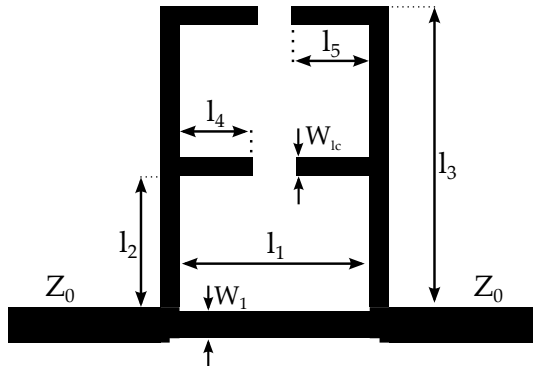


Figura 2.21: Filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto

Los parámetros del segundo filtro rechazo banda se presentan en la Tabla 2.10.

Anchura (W_1)	Longitud (l_1)	Anchura (W_{lc})	Longitud (l_2)	Longitud (l_3)	Longitud (l_4)	Longitud (l_5)
34 μm	250 μm	25 μm	178 μm	395 μm	96 μm	104 μm

Tabla 2.10: Dimensiones físicas del filtro rechazo banda con líneas acopladas

El filtro se compone de dos parejas de brazos que resuenan a dos frecuencias distintas. El brazo mas corto resuena a frecuencias más altas mientras que la banda de rechazo del brazo más largo está situada a unas frecuencias menores. El filtro fue optimizado de tal forma que las bandas dentro de cuales resuenan los dos brazos se acoplan y dan lugar a una banda de rechazo más amplia.

En la Figura 2.22 se presenta el prototipo del filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto, implementado con elementos de la librería del esquemático de ADS.

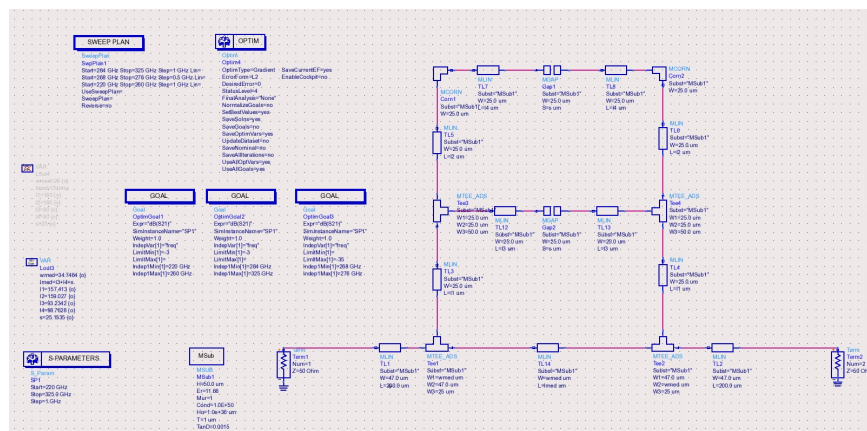


Figura 2.22: Esquemático del filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto

Resultados comparativos entre el simulador 2.5D Momentum ADS y el simulador 3D Ansoft HFSS se muestran en la Figura 2.23. Como se puede ver, la banda de rechazo de 10 GHz del filtro anterior se extendió, alcanzando unos 28 GHz. Las pérdidas de inserción en la banda de rechazo tienen valores $|S_{21}| > 3$ dB en un rango de frecuencias desde aproximadamente 260 GHz hasta 288 GHz. Fuera de la banda de rechazo, los valores de las pérdidas de inserción son despreciables ($|S_{21}| < 0.5$ dB) y una muy buena adaptación del circuito. Las gráficas enseñando las simulaciones hechas en MoM y HFSS presentan la misma banda de rechazo con un pequeño desplazamiento entre si. En el esquemático de ADS se encuentran diferencias notables comparando con los otros dos simuladores debido a las propiedades electromagnéticas que no se tienen en cuenta.

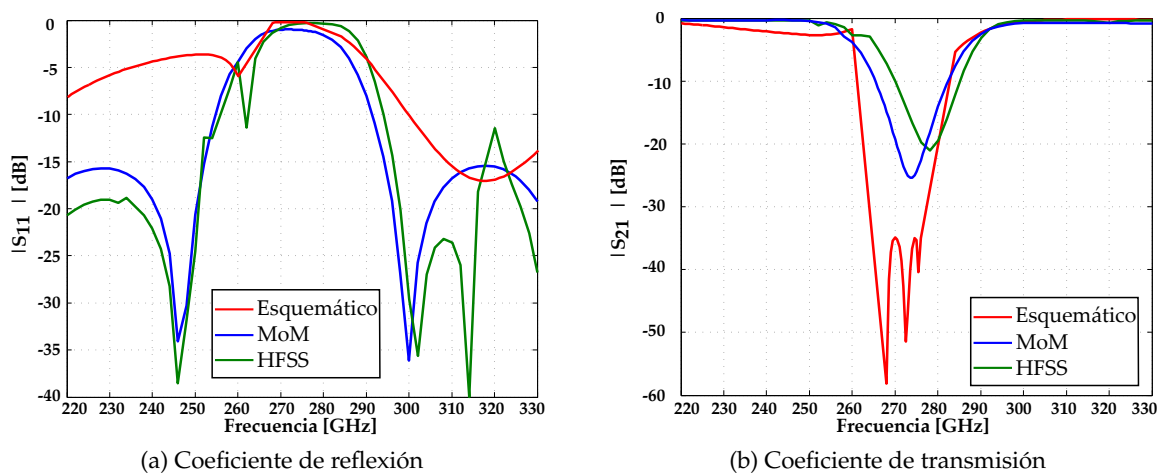


Figura 2.23: Resultados de los parámetros S para el filtro rechazo banda con líneas acopladas

2.2.3. Implementación de los filtros en el interior de la transición guía de onda-linea microstrip-guía de onda

Después de tener el diseño preliminar de cada filtro, se pasó a la siguiente etapa de la Tesis, que consistió en la implementación individual de cada uno de los filtros en el interior de la transición, y su posterior medición y caracterización. Para ello se necesitan las guías de onda a través de las cuales se inyecta señal del Analizador Vectorial de Redes, multiplicado hasta 220 GHz - 330 GHz a través de las cabezas extenciones de frecuencia de Virginia Diodos del Laboratorio del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones, de la Universidad de Oviedo.

Los filtros están alimentados por medio de la línea microstrip que hace la transferencia de señal de una guía de onda a la otra. Es necesario aumentar las dimensiones del canal debido a las dimensiones de los filtros, además de para no tener acoplo entre las líneas microstrip del filtro y las paredes del canal. Se ha hecho un estudio variando la anchura, la longitud y la altura del canal, con el fin de encontrar la dimensión adecuada para mantener la adaptación del circuito. Por lo tanto una solución de compromiso entre las dimensiones impuestas por las geometrías de los tres filtros y la respuesta ante variaciones de la geometría del canal se ha tomado, llegando a la elección de las siguientes dimensiones:

Anchura (mm)	Longitud (mm)	Altura (mm)
1	0.975	2

Tabla 2.11: Dimensiones del nuevo canal

En la Figura 2.24 y Figura 2.25 se muestran tanto la geometría de la transición como su respuesta en frecuencia. Los parámetros S no muestran picos afilados por encima de -10 dB como confirmación de la buena adaptación de la transición con las nuevas dimensiones.

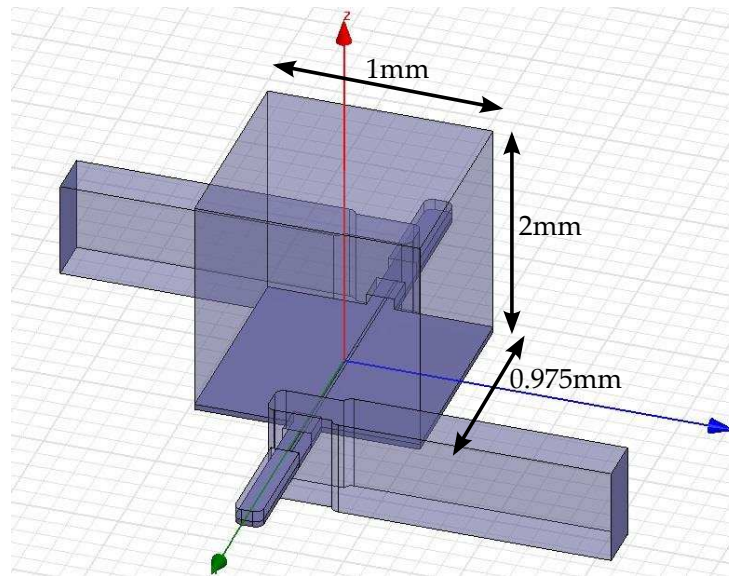


Figura 2.24: Transición guía de onda – línea microstrip – guía de onda

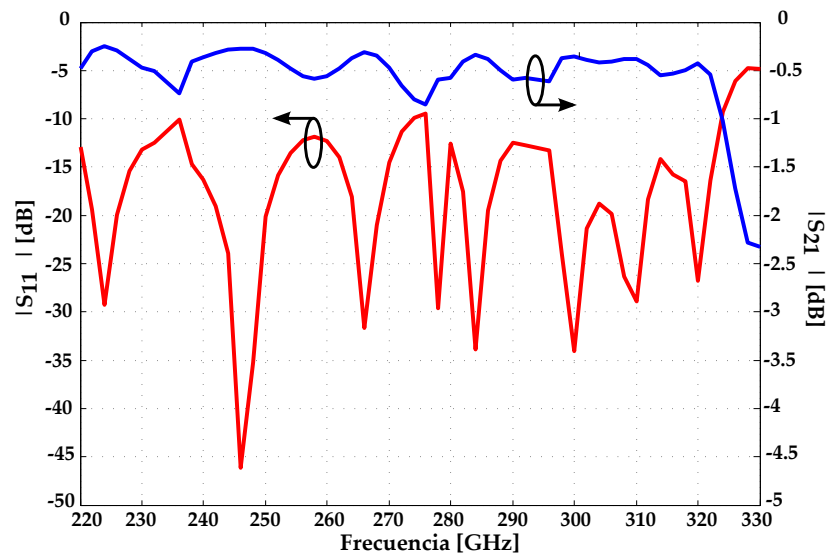


Figura 2.25: Parámetros S de la transición

A continuación se presenta el comportamiento del filtro paso banda en el interior del canal y alimentado con la señal que se propaga por medio de la línea microstrip. Debido al hecho de que la línea de transmisión de la transición no es de 50Ω sino que tiene una impedancia de 65Ω

Ω y que la entrada y salida de los filtros fuerón diseñadas precisamente a 50Ω hay que utilizar un transformador de impedancia $\lambda/4$ para adaptar el filtro a la línea [13]. Dicha transformación se calcula utilizando la Formula 2.12.

$$Z_{transImp\lambda/4} = \sqrt{Z_{line}Z_{filtro}} \quad (2.12)$$

Con el valor de impedancia se puede conseguir la anchura del transformador de impedancias $\lambda/4$ utilizando (2.1), (2.2), (2.3), (2.4) y (2.5) o con la ayuda de la herramienta "LineCalc" encontrada dentro del menú de Agilent ADS.

Los valores de la transformación de impedancia $\lambda/4$ se presentan en la siguiente tabla.

Impedancia ($Z_{transImp\lambda/4}$)	Anchura (W)	Longitud (L)
57Ω	$35.3 \mu\text{m}$	$95 \mu\text{m}$

Tabla 2.12: Parámetros de la transformación de impedancia $\lambda/4$

La Figura 2.26 presenta el diseño del filtro paso banda con líneas acopladas en el interior de la estructura metálica. Entre la línea de transmisión de 65Ω y la entrada/salida del filtro paso banda se utiliza una línea de longitud $\lambda/4$ e impedancia 57Ω que hace la transformación de impedancia de 65Ω a 50Ω .

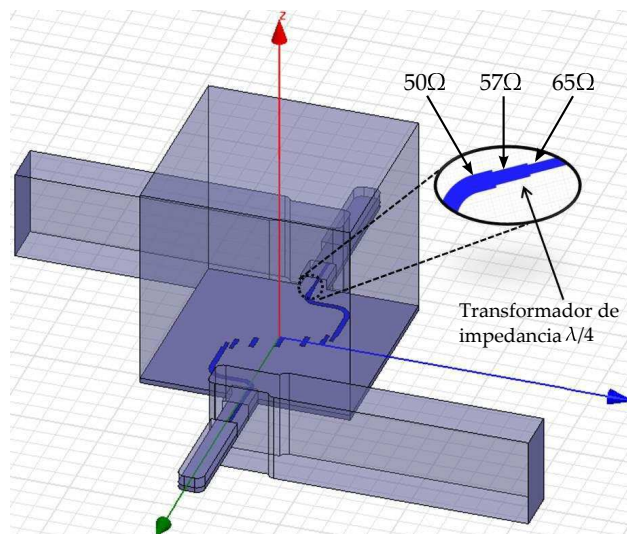


Figura 2.26: Filtro paso banda con líneas acopladas y transformador de impedancia $\lambda/4$

Los resultados de las simulaciones en Ansoft HFSS se presentan en la Figura 2.27. Hay una muy buena respuesta en la banda de paso con valores de pérdidas de inserción $|S_{21}| < 3 \text{ dB}$ en un rango muy amplio, en una banda desde 265 GHz hasta 275 GHz, tal como valores altas de pérdidas de inserción en la banda de rechazo. Con esta simulación se ha logrado comprobar que la respuesta del filtro no cambia por el hecho de estar introducido en una caja metálica.

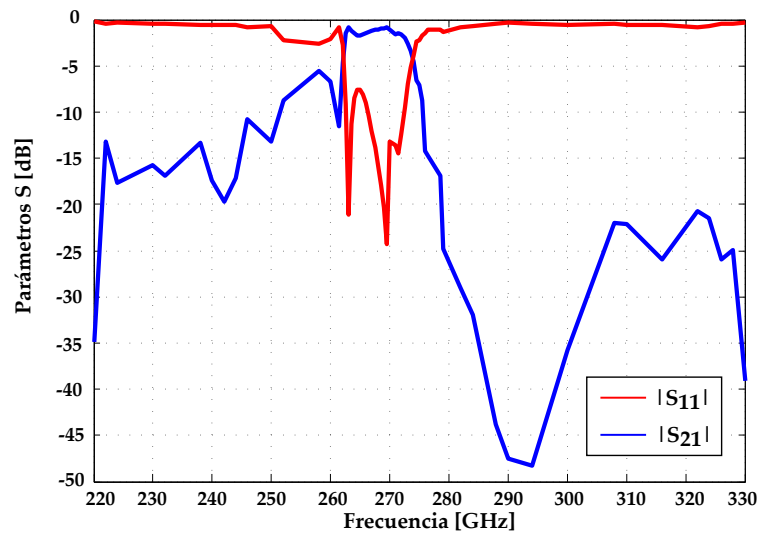
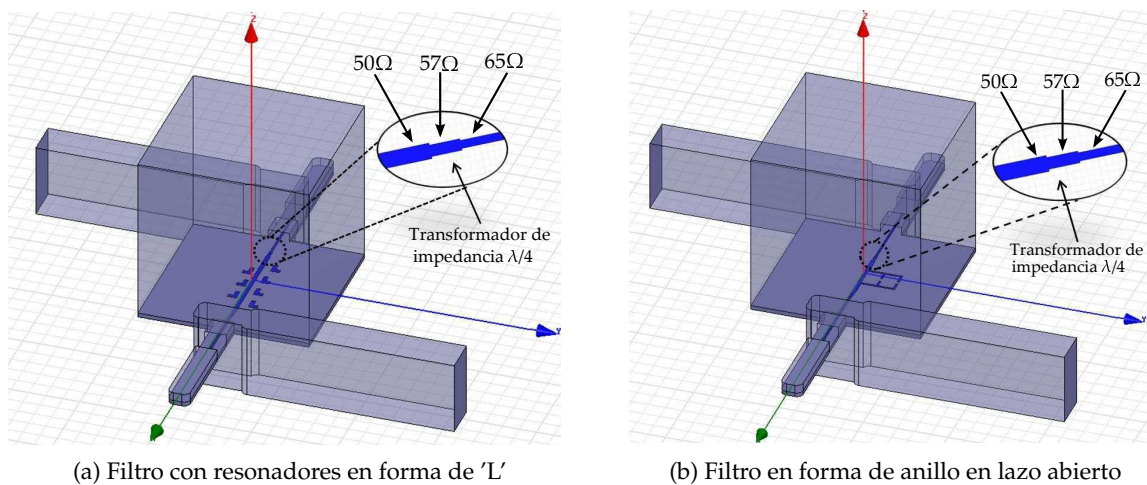


Figura 2.27: Filtro paso banda con líneas acopladas

El diseño de los filtros rechazo banda junto con sus respuestas en frecuencia se muestran en las siguientes dos Figuras. Como en el caso anterior del filtro paso banda es necesario hacer una transformación de impedancia para adaptar la impedancia de la línea microstrip de $50\ \Omega$ (entrada/salida del filtro rechazo banda) a la impedancia de la línea de transmisión de $65\ \Omega$.



(a) Filtro con resonadores en forma de 'L'

(b) Filtro en forma de anillo en lazo abierto

Figura 2.28: Filtro rechazo banda con transformador de impedancia $\lambda/4$

Los resultados simulados obtenidos mediante el uso de la herramienta HFSS de Ansoft se presentan en la Figura 2.29 y Figura 2.30.

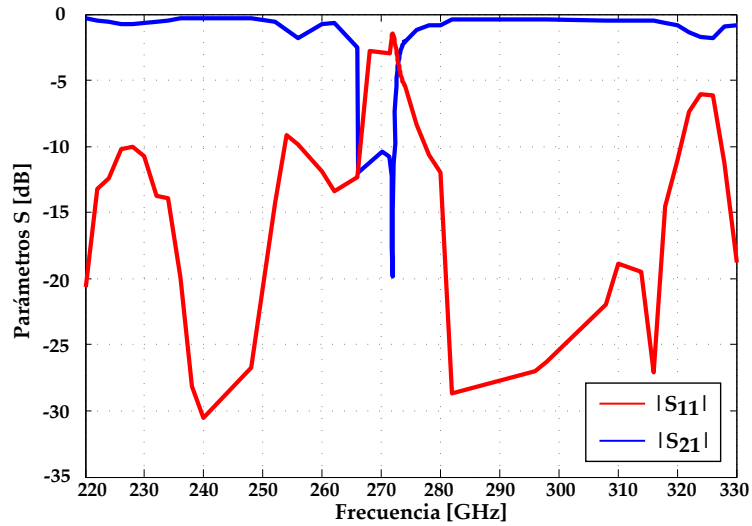


Figura 2.29: Filtro con resonadores en forma de "L"

No se observan cambios considerables en el comportamiento de los filtros si se comparan los resultados obtenidos mediante la simulación de los circuitos de manera individual con aquellos en el interior de la transición. Por lo tanto, se ha logrado comprobar que, con unas dimensiones adecuadas del canal metálico y unas ligeras modificaciones en el diseño de los filtros se mantiene la misma respuesta entre los dos tipos de simulaciones.

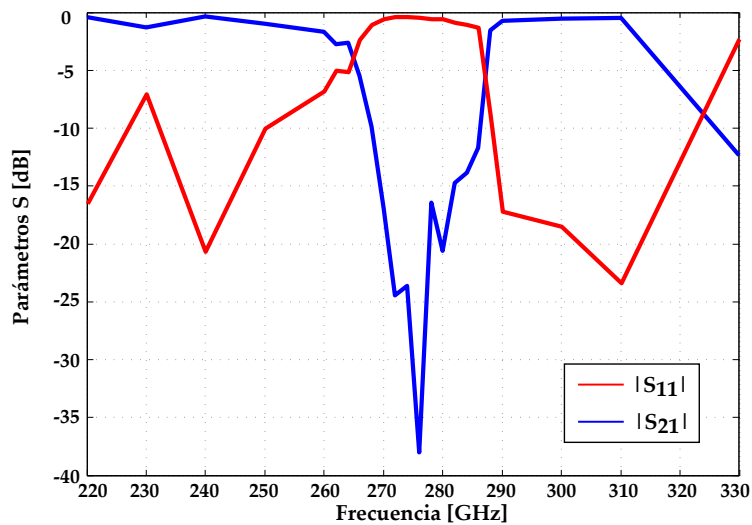


Figura 2.30: Filtro con resonadores en forma de anillo en lazo abierto

2.3. Implementación de la red de alimentación

En este apartado de la Tesis se presenta un tipo de red de alimentación basado en una Línea Microstrip Arbitrariamente Modulada en Anchura (LMAMA) [15]. La forma de la línea microstrip se optimiza utilizando el esquemático de ADS con el objetivo de lograr una impedancia de entrada relativamente alta ($|Z_{in}| > 200 \Omega$) en la banda de frecuencias deseada (220 GHz - 325 GHz). La línea microstrip con la anchura modulada arbitrariamente está formada por un numero amplio de secciones trapeziales microstrip de la misma longitud ΔL .

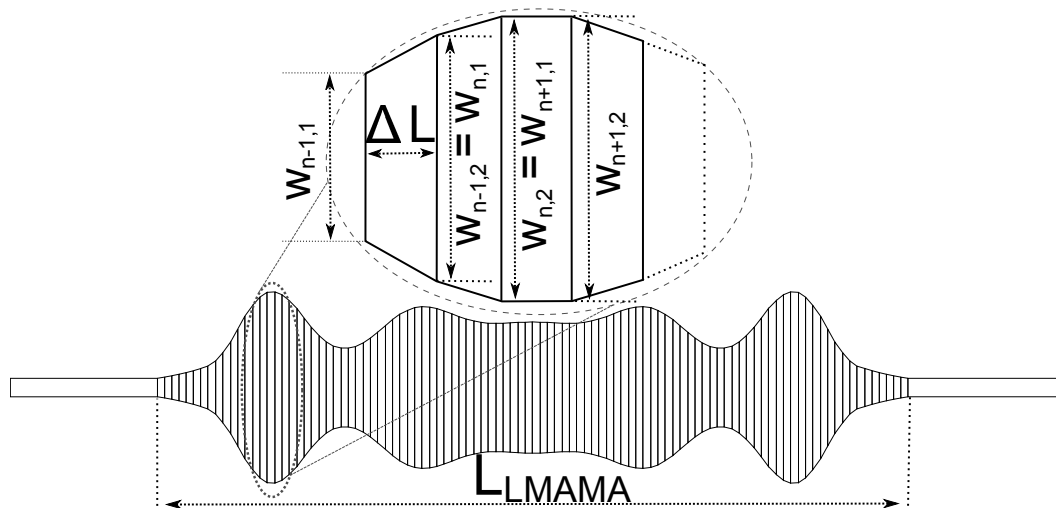


Figura 2.31: Topología de la red de alimentación

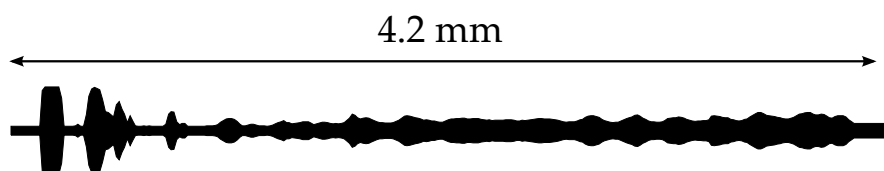


Figura 2.32: Layout de la red de alimentación

La estructura de la red de alimentación se presenta en la Figura 2.32. La red está formada por un numero alto de secciones microstrip trapeziales de longitud $\Delta L = \frac{L}{N}$, con L la longitud total de la estructura LMAMA y N el número de secciones. Para obtener continuidad en la línea microstrip, la anchura inicial $w_{n,1}$ de una sección trapezoidal particular se elige de modo que sea igual a la anchura final $w_{n-1,2}$ de la sección anterior. Durante el proceso de optimización, la longitud y la anchura final de cada sección trapezoidal se optimizan para obtener la respuesta en frecuencia deseada. La estructura de la red de alimentación se obtiene completando la LMAMA en la parte de RF con una línea microstrip de longitud corta, con el fin de asegurar una conexión fácil a la parte de alta frecuencia del circuito, y en la parte de DC con una línea de 50Ω , que se termina en una zona mas ancha para la conexión de la alimentación.

En una primera etapa, el diseño de la red de alimentación formada por $N=200$ secciones trapeziales microstrip se optimiza en el esquemático de ADS utilizando el sustrato Silicio con un espesor de $50 \mu\text{m}$, una constante dieléctrica $\epsilon_r=11.66$ y unas pérdidas $\tan \delta = 0.0015$. Durante

el proceso de optimización se ha impuesto una condición de impedancia de entrada mínima ($|Z_{in}| > 200 \Omega$), para la cual la red de alimentación funcione como un circuito abierto en las bandas de RF que se quieren bloquear. Esta condición se satisface optimizando las anchuras de cada sección trapecial junto con la longitud total L de la estructura [14].

Una vez que los parámetros de la LMAMA satisfacen la impedancia requerida de entrada, se crea el layout a partir del modelo esquemático, y el comportamiento de la estructura se analiza mediante el simulador electromagnético MoM. Pequeñas diferencias entre el simulador esquemático y MoM se corrigen ajustando el parámetro ΔL . En la Figura 2.33 se presenta la impedancia de entrada de la red de alimentación en los dos casos. Como se puede ver la red de alimentación funciona como un circuito abierto en la banda 240 GHz- 296 GHz (tanto en MoM como en esquemático), teniendo una impedancia de entrada por encima de 200Ω .

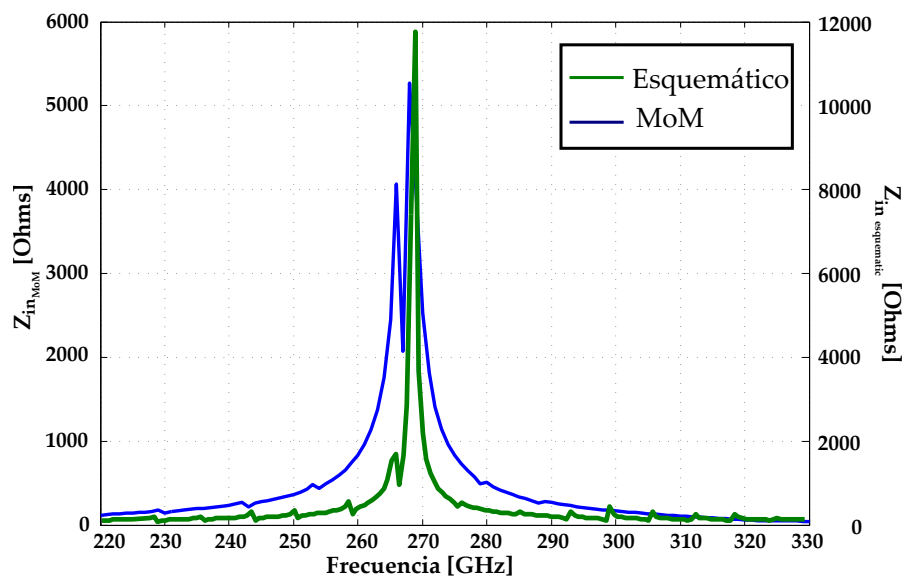


Figura 2.33: Impedancia de entrada

Para comprobar el resultado electromagnético de MoM se estudió el comportamiento del circuito también en el simulador HFSS. Este simulador proporciona un modelo 3D más completo de la estructura utilizando un sustrato finito, impuesto por el proyectante. Se han hecho varias simulaciones estudiando el comportamiento de la red en una caja de aire como también en una cavidad metálica. Se ha considerado una geometría rectangular para la cavidad con el fin de evitar que se produzcan resonancias a las frecuencias con cuales se está trabajando y que las paredes metálicas fuesen colocadas lo más lejos posible para no influir en el comportamiento del circuito.

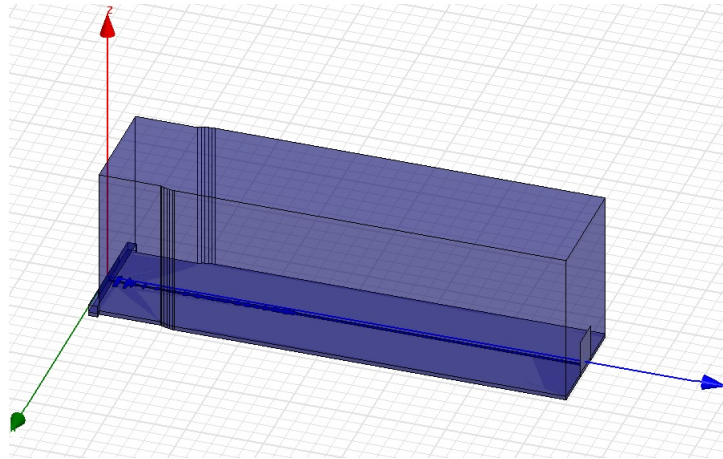


Figura 2.34: La red de alimentación en el interior de la cavidad metálica

En la Figura 2.35 se indica una comparación entre el comportamiento de la estructura simulada en una caja de aire y una cavidad metálica. Como se puede constatar de la gráfica, las paredes metálicas no tienen una influencia notable sobre el comportamiento de la red, el circuito abierto manteniéndose en la misma banda de frecuencias 240 GHz - 296 GHz.

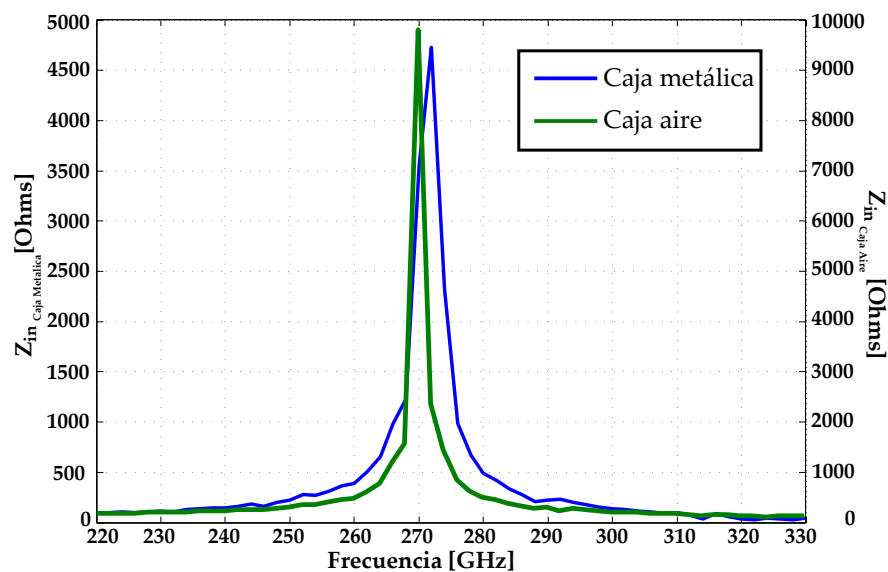


Figura 2.35: Comparación del comportamiento de la red introducida en una caja de aire y una caja metálica

Las dos guías de onda se han curvado 90° con el fin de poder conectar en sus salidas las fuentes de señal proporcionadas por el Analizador Vectorial de Redes y multiplicadas por las cabezas extensoras de frecuencia de Virginia Diodes, hasta 220 GHz- 330 GHz.

La red de alimentación se colocó de manera ortogonal a la línea microstrip que proporciona la transferencia de señales entre las dos guías, como se presenta en la Figura 2.36. La impedancia de entrada muy alta hace que en el punto de intersección entre la línea microstrip y la red de alimentación, la parte de RF ve un abierto.

Con esta estructura de la red de alimentación se logró conseguir una transferencia máxima de potencia sin pérdidas de señal.

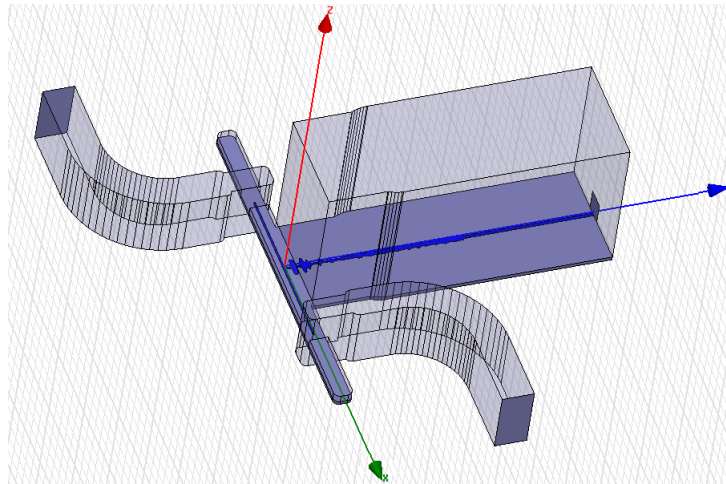


Figura 2.36: Red de alimentación

La respuesta en frecuencia obtenida para este diseño aparece en la Figura 2.37. El circuito mantiene las pérdidas de retorno por encima de 10 dB ($|S_{11}| > 10$ dB) presentando una buena adaptación y las pérdidas de inserción cerca de 0 dB en toda la banda de interés (220 GHz- 325 GHz).

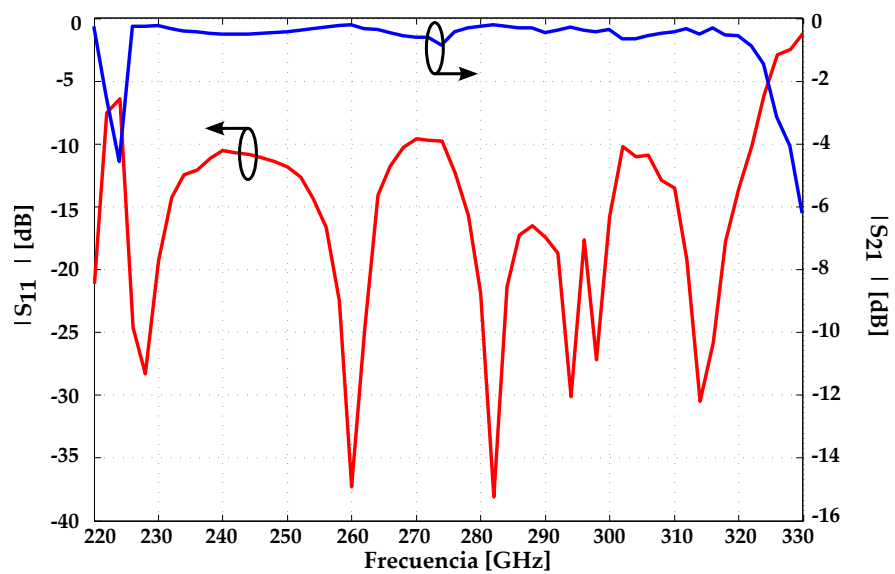


Figura 2.37: Parametro S del conjunto transición- red de alimentación

Bibliografía

- [1] Oberdan Donadio, "G-band Waveguide to Microstrip Transition for MMIC Integration", Tesis Doctoral, Universidad de Glasgow, Reino Unido, Enero, 2012
- [2] Alain Maestrini, "A Planar Diode Frequency Tripler at 1.9 THz", Proyecto din de carrera, IEEE MTT-S International, Vol 2, pp 747-750, Junio, 2003
- [3] Rogelio Peño Moreno, "Análisis y diseño de transformadores de campo en guía de onda", Proyecto din de carrera, Universidad autonoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, España, Noviembre, 2010
- [4] Pablo Sanchez Olivares, "Diseño de array lineal plano con guá de alimentación en substrato integrado para banda Ku", Proyecto din de carrera, Universidad autonoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior, España, Septiembre, 2011
- [5] Salvador Mata Roca, "Transicion guia de onda-linea microstrip en banda W", Proyecto din de carrera, Universidad Politécnica de Catalunya, España, Febrero, 2011
- [6] Bey-Ling Su, Ray Yueh-Ming Huang, "5.8 GHz Bandpass Filter Design Using Planar Couple Microstrip Lines", IEEE Communications, Circuits and Systems, 2004. ICCAS 2004. 2004 International Conference, Vol 2, pp 1204 - 1207, Julio, 2004
- [7] Jolly Rajendran, R. Peter y K.P. Soman, "Design and Optimization of Band Pass Filter for Software Defined Radio Telescope", International Journal of Information and Electronics Engineering, Vol 2, No4, pp 649-651, Junio, 2012
- [8] Miguel Correia da Silva Matias, "Project de Filtros de Microondas e Ondas Milimétricas", Tesis de Master, Universidad Tecnica de Lisboa, Portugal, Octubre, 2011
- [9] Michael S. Flanner, "Microwave Filter Design : Coupled Line Filter", Tesis de Master, Faculty of California State University, Chico, Primavera, 2011
- [10] George L. Matthael, "Microwave Filters, Impedance-matching networks, and Coupling Structures", Artech House Inc.,USA, 1980
- [11] Ivan Ney Alvizuri Romani, "Síntese de Filtros de microondas compactos com respostas elípticas e pseudo-elípticas utilizando a variável transformada Z", Tesis Doctoral, Universidad de Brasília, Brasília, Octubre, 2006

- [12] A. Boutejdar, A. Batmanov, A. Omar, "A New Method to Improve the Rejectband of a 5.6 GHz Bandstop Filter Using $\lambda/2$ Open-Loop Ring Microstrip Resonators ", Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific, pp 1-4
- [13] V. Zhurbenko, V. Krozer y T. Rubaek, "Passive Microwave Components and Antennas ", Intech Inc, Croatia, 2010
- [14] S. Ver Hoeye, C.Vázquez, M.González, "Multi-harmonic DC-Bias Network Based on Arbitrarily Width Modulated Microstrip Line", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 11, pp 119-128, 2009
- [15] G. Hotopan, S.Ver Hoeye, C. Vazquez, "Millimeter Wave Microstrip mixer Based on Graphene", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 118, pp 57-69, 2011

Capítulo 3

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tras el proceso de diseño, se pasó a fabricar y medir los varios prototipos, comprobando de esta manera si los fundamentos teóricos y técnicas utilizadas se ajustan a la realidad y de qué manera. El procedimiento del diseño de circuitos, tal y como se ha visto en los capítulos anteriores, se apoya directamente sobre herramientas de diseño asistido por ordenador permitiendo realizar simulaciones que predigan el comportamiento final del circuito. Sin embargo, por muy escrupuloso que sea el proceso de diseño llevado a cabo, este resulta totalmente inútil si no se consigue traducirlo con exactitud, a una implementación física, que presente el comportamiento previsto. Así, la fabricación culmina el proceso de diseño y su precisión condicionara los procesos finales obtenidos.

Para la fabricación de circuitos se utilizan típicamente dos técnicas, fresado o atacado químico. De acuerdo a los medios de los que se dispone en el Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones, de la Universidad de Oviedo, donde existe una máquina láser de alta resolución, y una maquina mecánica con fresas de varios diámetros para construir guías de onda, se fabrican los conjuntos de circuitos anteriormente descritos.

3.1. Proceso de Fabricación

Primeramente se preparan los ficheros con los modelos para que puedan ser entendidos por las dos maquinas: láser y mecánica. ADS permite exportar el diseño mediante un formato intermedio llamado fichero Gerber.

Máquina ProtoLaserLPKF

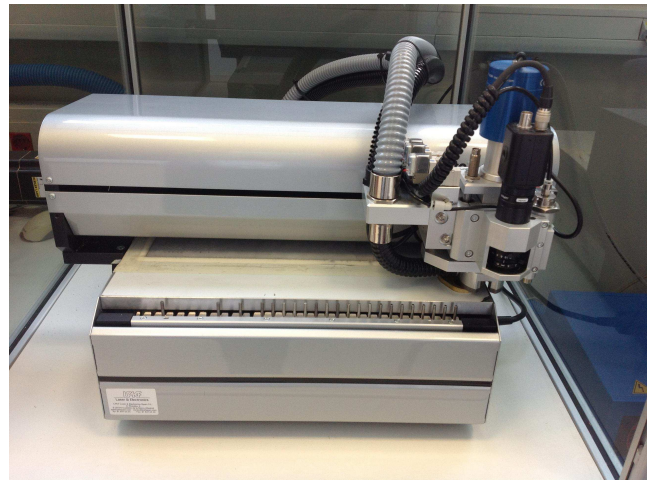
Todo el proceso está controlado por el software CircuitMaster. La máquina puede cortar, taladrar (perforar) casi cualquier tipo de material que no sea transparente a su láser infrarrojo, y es perfecto para la fabricación de circuitos impresos, en un proceso muy preciso.

Máquina LPKF H100

El proceso de esta máquina de estructuración mecánica está controlado por el software llamado BoardMaster. La máquina puede hacer agujeros y canales dentro de una lamina metálica, pudiendo cortar en longitud y en profundidad casi cualquier tipo de material.



(a) Máquina láser



(b) Máquina mecánica

Figura 3.1: Maquinas usadas en el proceso de fabricación

3.2. Proceso de medida

Para medir el comportamiento en frecuencia de los circuitos, se utiliza el Analizador Vectorial de Redes que proporciona una señal desde 10 MHz hasta 67 GHz. Se necesitan unas cabezas extensoras de frecuencia de Virginia Diodes para poder alimentar las guías que trabajan en la banda 220 GHz - 325 GHz. El montaje completo se muestra en la Figura 3.2.



Figura 3.2: Equipos utilizados para medir en frecuencia

3.3. Prototipos fabricados

Se empezó con la fabricación de la línea microstrip sobre el sustrato dieléctrico Ultralam como se presenta en la Figura 3.3. La línea microstrip se introduce en el canal que hace la conexión entre las dos guías (Figura 3.4).

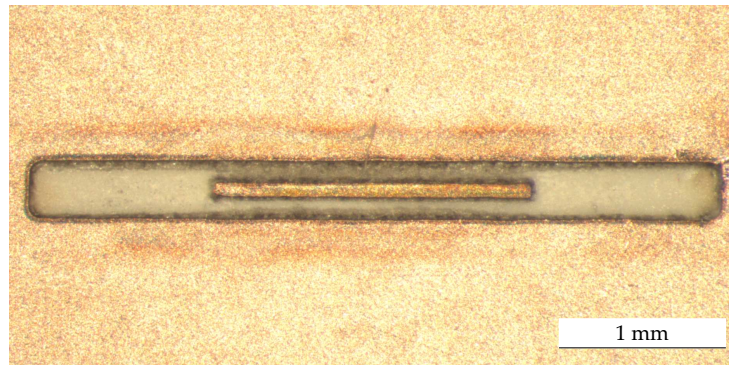
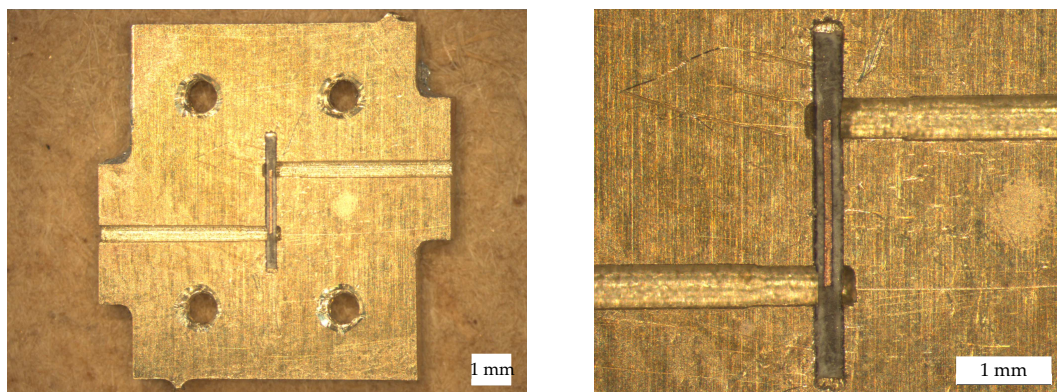


Figura 3.3: Línea microstrip imprimida sobre el sustrato dieléctrico Ultralam



(a) Vista desde el interior del bloque metálico

(b) Vista ampliada de la línea microstrip

Figura 3.4: Prototipo de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda usando Ultralam como sustrato dieléctrico

Una comparación entre los parámetros S del circuito simulado y medido se puede ver en la Figura 3.5. En medidas, el circuito está adaptado en una banda más estrecha debido a varios factores. El primer factor es la imperfección de fresado de la máquina mecánica. Teniendo unas dimensiones muy reducidas, cualquier desviación o imperfección producida durante el proceso de fresado del circuito puede empeorar las pérdidas e introducir variaciones de la respuesta en frecuencia. El segundo factor es el espesor y la permitividad dieléctrica del sustrato que pueden no tener exactamente los valores usados en las simulaciones.

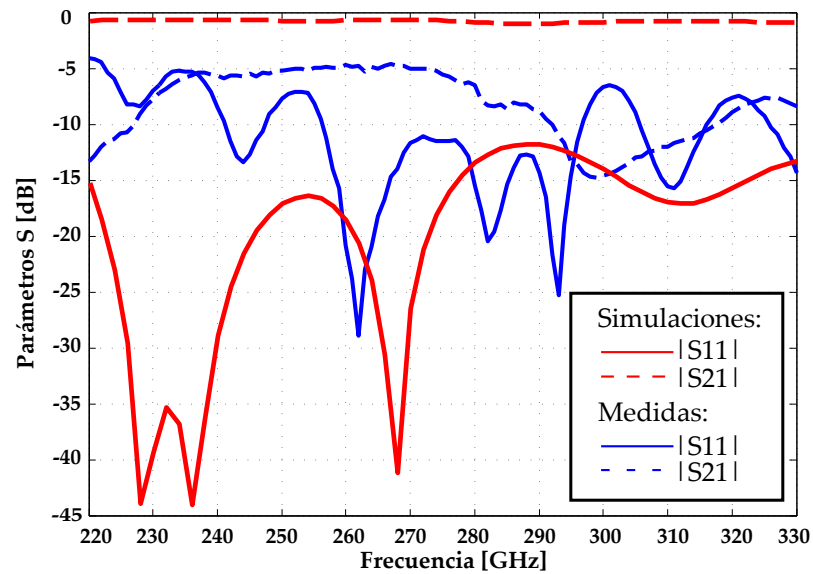


Figura 3.5: Parámetros S de la transición considerando Ultralam como sustrato dieléctrico.

La fabricación de este primer circuito, utilizando Ultralam como sustrato dieléctrico de la línea microstrip, se extendió durante varios días debido a las dificultades que intervinieron. Las dificultades aparecieron principalmente a causa de la fragilidad de las fresas usadas a la hora de estructurar la lamina metálica. Por lo tanto el final de la guía se tuvo que modificar de una forma casi recta (que en el proceso de fabricación puede ser proporcionado por fresas con un diámetro de $150\ \mu\text{m}$) a una de semicírculo (proporcionada por la fresa de $400\ \mu\text{m}$ diámetro). Asimismo todas las anchuras menores que $400\ \mu\text{m}$ se tuvieron que reajustar. Esta modificación facilitó el proceso de fabricación pero ha reducido la banda efectiva de trabajo. Por otro lado, debido al estado parcialmente líquido que adopta el Ultralam a la hora de estructurarlo con la máquina láser, después de analizar el primer circuito y comprobar la dificultad de trabajar con dicho sustrato, se pasó al uso de uno más rígido, Silicio (para la segunda transición, los filtros y la red de alimentación).

A continuación, en la Figura 3.6 y Figura 3.7, se presenta la línea microstrip del segundo prototipo de la transición.

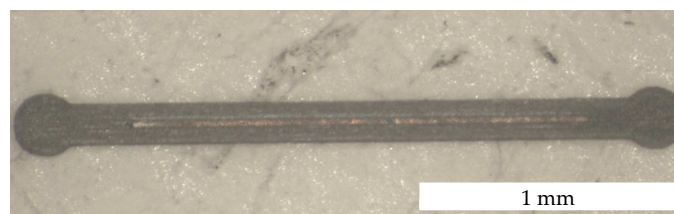


Figura 3.6: Línea microstrip imprimida sobre el sustrato dieléctrico Silicio

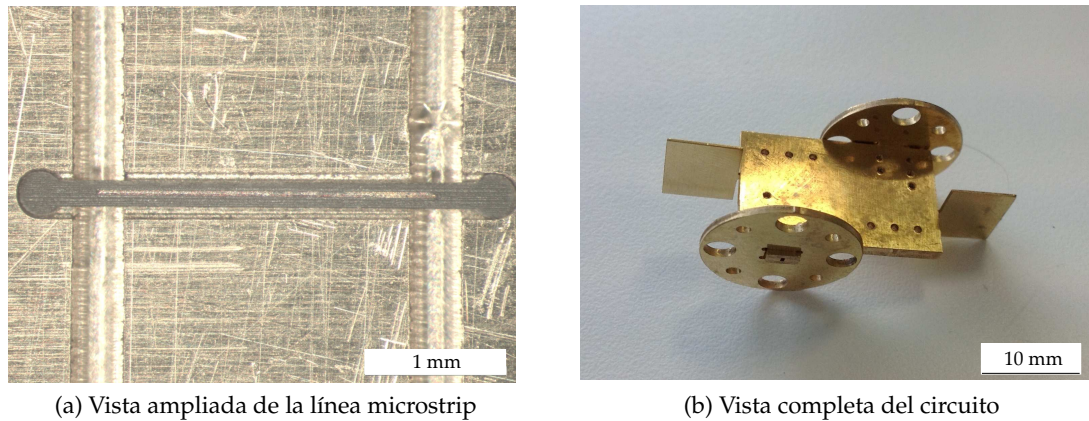


Figura 3.7: Prototipo de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda usando Silicio como sustrato dieléctrico

Se han introducido dos elementos adicionales de ajuste en cada tramo final de las guías, elementos llamados pivotes. Estos pivotes se usan con el objetivo de poder variar la terminación de las guías y obtener una mejor adaptación del circuito fabricado. Si la anchura/altura de los pivotes es $\lambda/4$ menor que la anchura/altura de las guías WR3 se supone que en el lado donde se introducen dichos pivotes, la señal encuentra un corto circuito.

En la Figura 3.8, se presentan los dos diseños que se han empleado para hacer los prototipos de las guías. En el Caso 1, el diseño se hizo teniendo en cuenta una terminación de la guía casi recta (estructurada en fabricación por una fresa con un diámetro de $150\ \mu\text{m}$), mientras que, en el Caso 2 el diseño se hizo teniendo en cuenta una terminación de la guía en forma de semicírculo (estructurada en fabricación por una fresa con un diámetro de $400\ \mu\text{m}$).

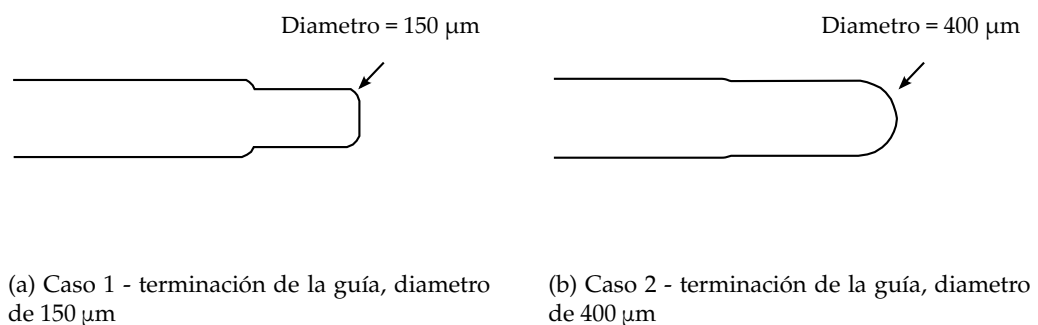


Figura 3.8: Diseños de terminaciones de guías

En la Figura 3.9 se presenta una comparación entre medidas y simulaciones de la transición considerando Silicio como sustrato dieléctrico de la línea microstrip. Nótese que en la fabricación de todos los circuitos se han usado fresas con diámetro de $400\ \mu\text{m}$.

En simulaciones, el ancho de banda de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda se ha reducido, alcanzando una banda de 24 GHz (desde 258 GHz a 282 GHz). Sin embargo, el circuito final integrando los filtros no se vio afectado de esta reducción porque todos los filtros presentan un ancho de banda relativamente estrecho (*Filtro Paso Banda*: ancho de banda 10 GHz, desde 265 GHz hasta 275 GHz; *Filtro Rechazo Banda con resonadores en forma*

de "L": ancho de banda 10 GHz, de 256 GHz a 275 GHz; Filtro Rechazo Banda con resonadores en forma de anillo abierto: ancho de banda de 23 GHz desde 265 GHz hasta 288 GHz).

El ancho de banda medido es similar al valor simulado. Debido a posibles errores de fabricación y a la imperfección de la película de cobre depositada encima del dieléctrico, la banda se ha desplazado hacia abajo un 11.2%, cubriendo las frecuencias desde 225 GHz hasta 255 GHz (30 GHz, una mejora sobre el ancho de banda simulado).

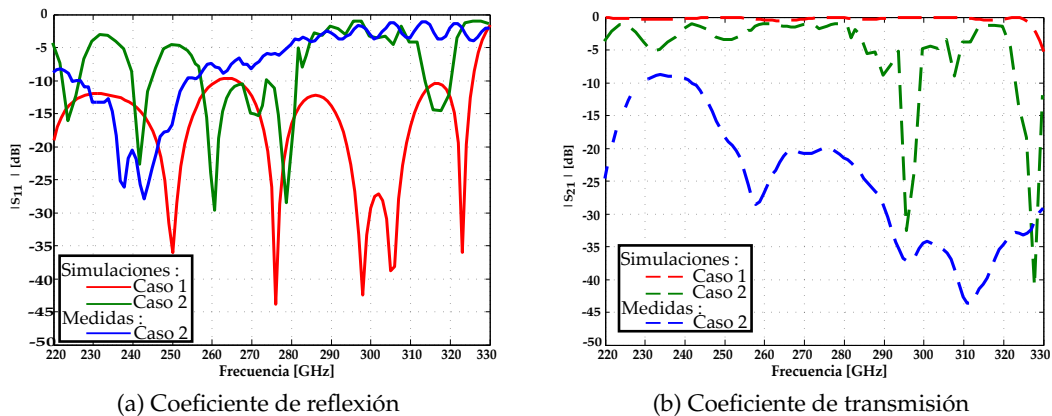


Figura 3.9: Comparación entre los parámetros S de la transición considerando Si como sustrato dieléctrico

Por otro lado aumentando la anchura del sustrato en acuerdo con las dimensiones de los filtros (Figura 3.10) la respuesta no registra cambios considerables, manteniéndose una banda de aproximadamente 30 GHz medida pero con mayor pérdidas de inserción. La causa principal por la cual las pérdidas de inserción han crecido comparando con el caso de la Figura 3.7 es por los ajustes que permitieron variar la terminación de la guía hasta encontrar un punto óptimo. Las gráficas de la transición simulada y medida con el aumento del canal se presentan en la Figura 3.11.

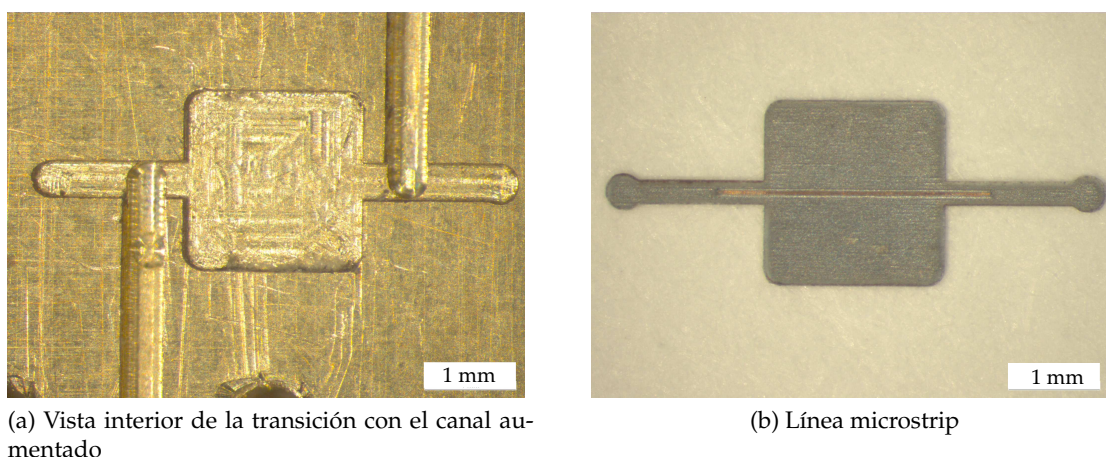


Figura 3.10: Prototipo de la transición con una línea microstrip

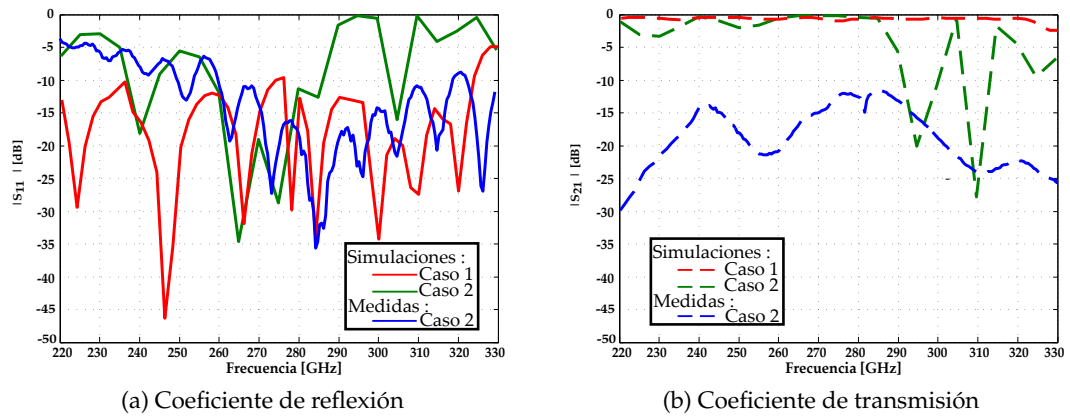


Figura 3.11: Comparación entre los parámetros S de la transición con el canal aumentado.

Figura 3.12 y Figura 3.13 presentan el filtro paso banda junto con los dos rechazo banda fabricados.

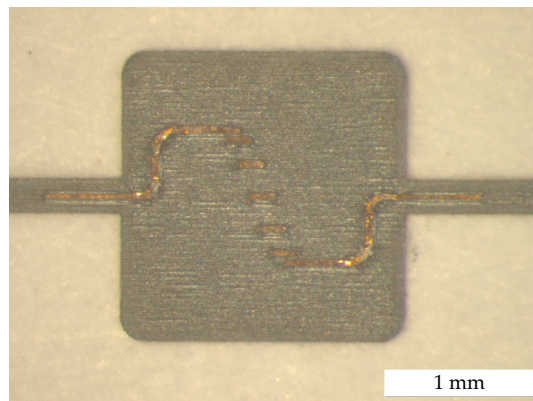
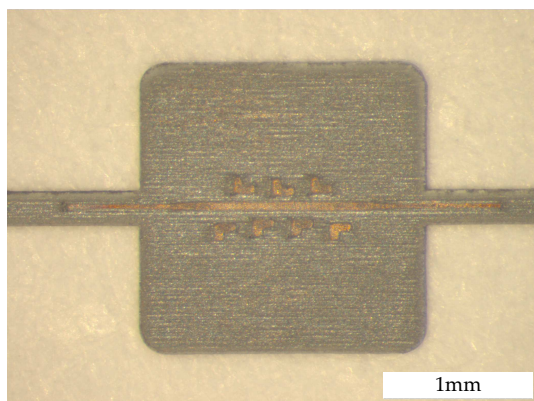
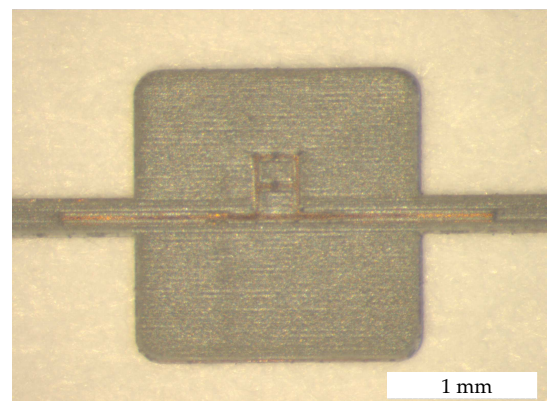


Figura 3.12: Prototipo del filtro paso banda



(a) Filtro con resonadores en forma de "L"



(b) Filtro en forma de anillo en lazo abierto

Figura 3.13: Prototipo de los filtros rechazo banda

Como en el caso de la línea microstrip, cada filtro se ha introducido en un canal. Después de tener los prototipos de los filtros imprimidos sobre el sustrato cortado por la máquina láser de acuerdo con las dimensiones del canal situado entre las dos guías WR3, la configuración del circuito que se usó para medir los filtros se muestra en Figura 3.14 y Figura 3.15.

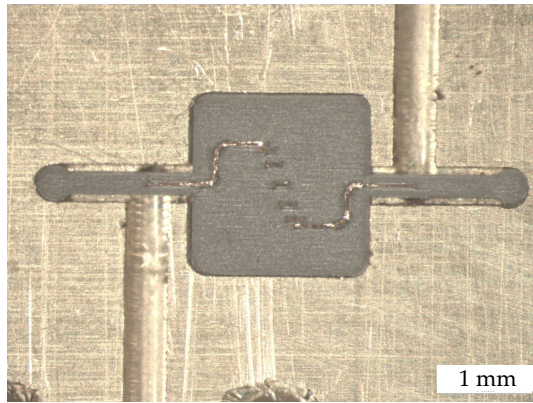
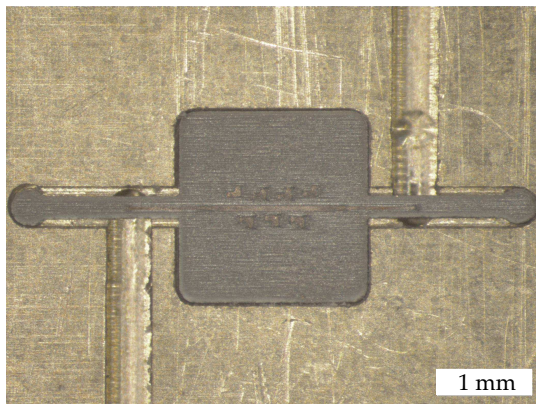
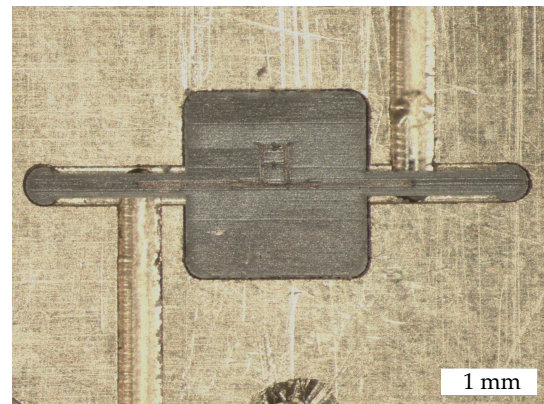


Figura 3.14: Prototipo de la transición - filtro paso banda



(a) Filtro con resonadores en forma de "L"



(b) Filtro en forma de anillo en lazo abierto

Figura 3.15: Prototipo de la transición - filtros rechazo banda

Resultados comparativos entre las medidas de estos filtros por medio de la transición (prototipos realizados usando fresas de $400\ \mu\text{m}$ diámetro), las simulaciones de los mismos y las simulaciones con la transición antes de las modificaciones donde la terminación de la guía tiene un diámetro de $150\ \mu\text{m}$ se presentan en Figura 3.16, Figura 3.17 y Figura 3.18.

Como se puede ver, en medidas los filtros mantienen casi las mismas bandas de trabajo. El filtro paso banda en simulación presenta una adaptación en la banda 265 GHz- 275 GHz tanto para el caso en cual se usa una terminación con diámetro de $150\ \mu\text{m}$ como para una de $400\ \mu\text{m}$. En medidas, la banda de paso esta desplazada un 3.7% hacia arriba con respecto a la banda de paso simulada (275 GHz- 285 GHz). El filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L" proporciona una banda de 10 GHz alrededor de la frecuencia $f= 275\ \text{GHz}$ en los dos casos simulados. Las medidas de este filtro presentan un desplazamiento de la banda de 9% hacia abajo en frecuencia. La banda medida se mantiene en torno a 10 GHz, desde 245 GHz hasta 255 GHz. El ultimo filtro, el filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo abierto proporciona un ancho de banda de 24 GHz simulado para el caso del diámetro de $150\ \mu\text{m}$ mientras que aumentando el diámetro a $400\ \mu\text{m}$, el ancho de banda simulado se reduce a 12 GHz. Las medidas presentan una banda de 15 GHz (desde 240 GHz hasta 255 GHz) con un ligero desplazamiento de 9% hacia abajo en frecuencia. Los desplazamientos vistos en medidas se deben a los errores de fabricación pero se puede afirmar que los circuitos se comportan de la

misma manera, tanto en simulaciones como en medidas.

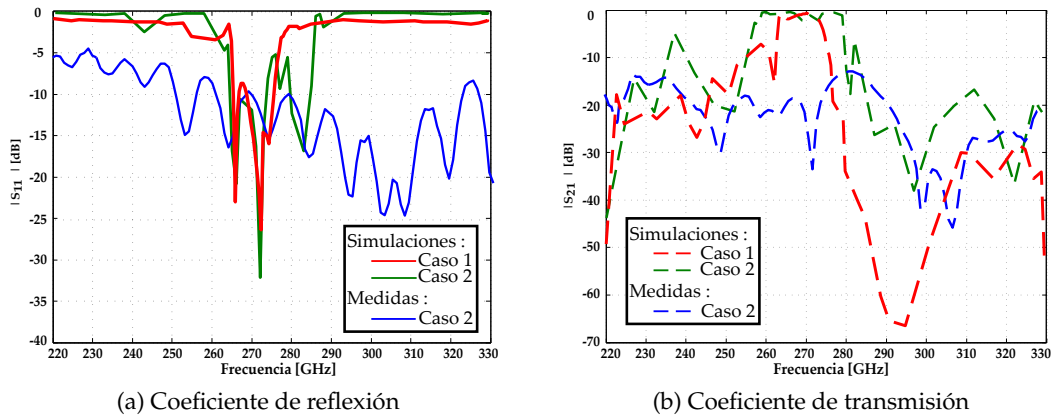


Figura 3.16: Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro paso banda

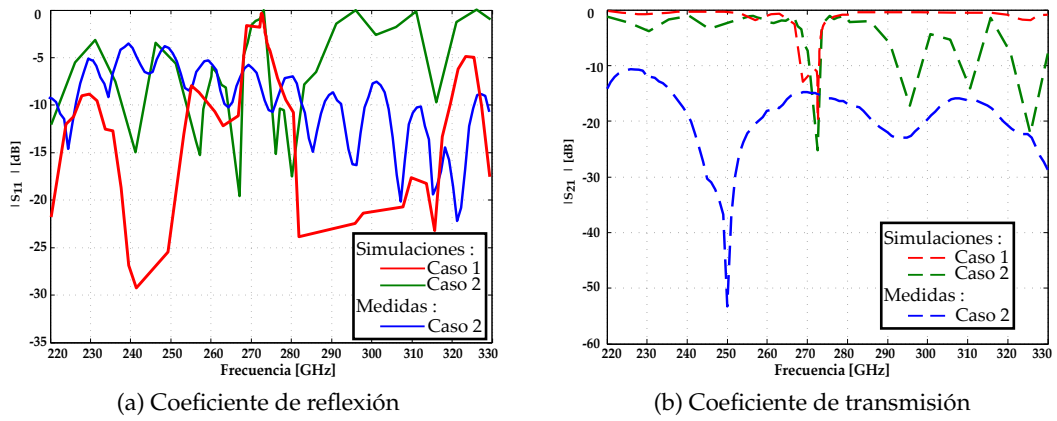


Figura 3.17: Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro rechazo banda con resonadores en forma de "L"

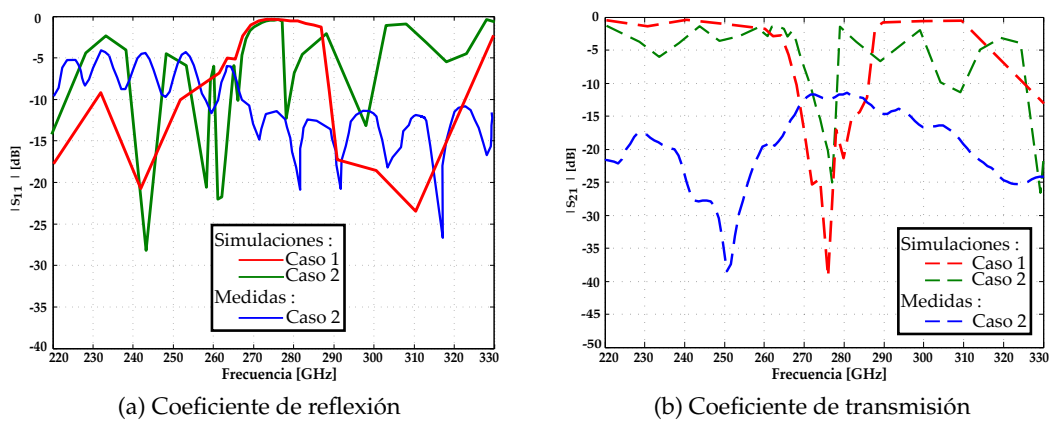


Figura 3.18: Comparación entre los parámetros S de la transición en el caso del filtro rechazo banda con resonadores en forma de anillo en lazo abierto

Finalmente, en la Figura 3.19 se presenta la red de alimentación fabricada. En la parte de RF la red se conecta perpendicular a la línea de transmisión que hace la transferencia de energía entre las dos guías. El terminal DC de la red se continua con una línea de 50Ω . Al final de la línea de 50Ω se diseña un parche de $2\text{mm} \times 2\text{mm}$ para facilitar la conexión de la red a la fuente (conexión hecha por medio de un hilo). Para que la red funcione adecuadamente, es necesario que su impedancia de entrada no cambie con impedancia de la carga que se conecta en el extremo de DC.

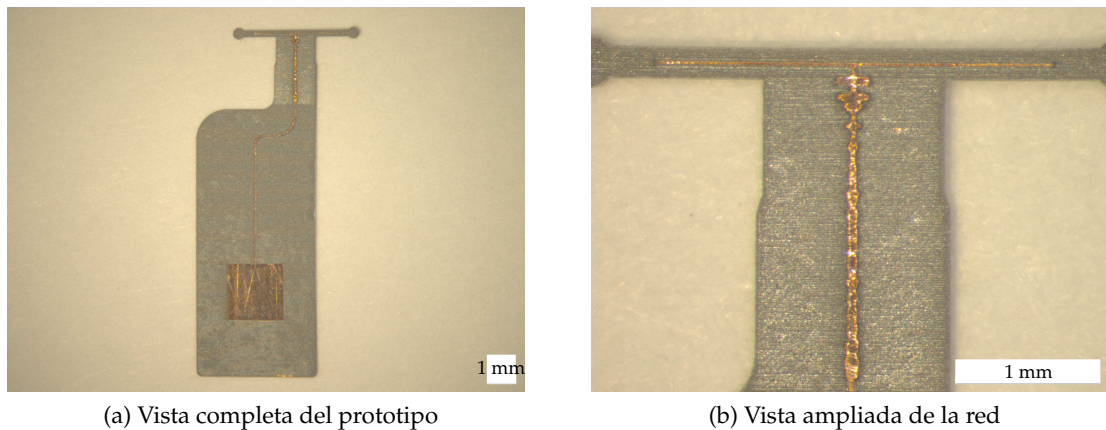


Figura 3.19: Prototipo de la red de alimentación impresa sobre el dieléctrico Si.

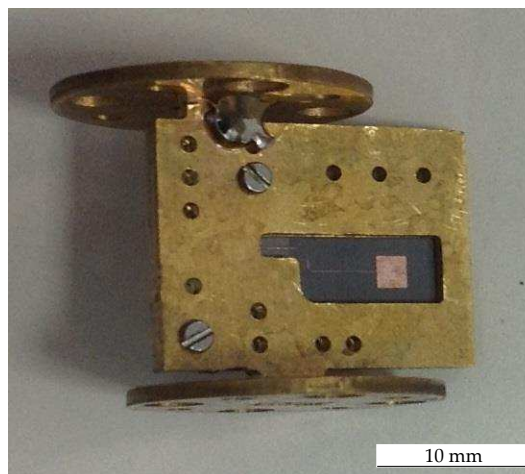


Figura 3.20: Prototipo de la transición - red de alimentación

La red de alimentación fue diseñada de tal forma que en el punto donde se conecta a la línea de transmisión, la impedancia de la red es suficientemente alta, y por lo tanto desde la línea se ve un abierto en las bandas de RF.

En la Figura 3.21 se presentan los resultados simulados y medidos de la transición con la red de alimentación.

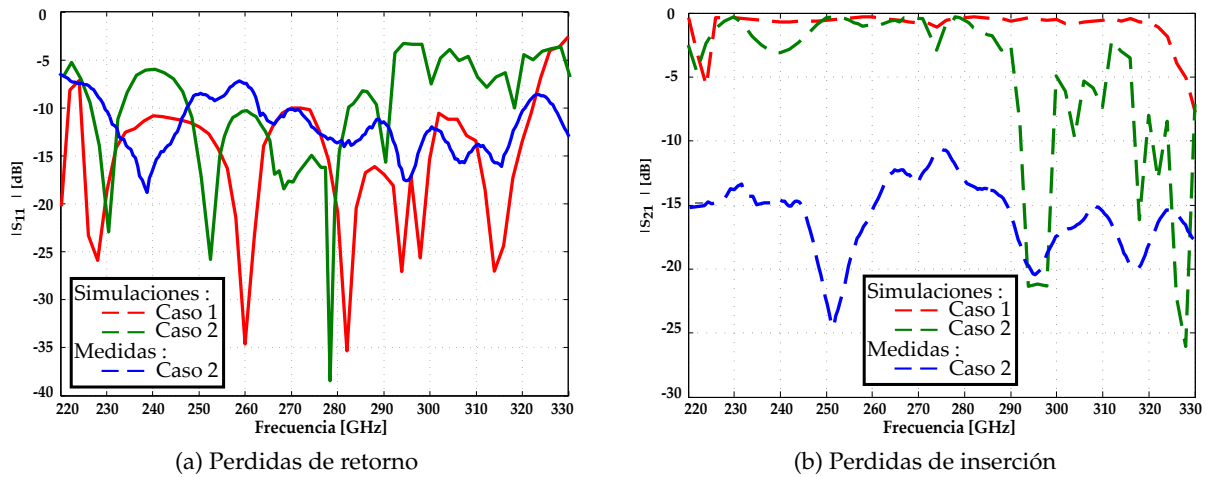


Figura 3.21: Parámetros S de la transición con la red de alimentacion

En los dos casos simulados el circuito transmite la señal de una guía a la otra con unas perdidas que pueden ser consideradas despreciables ($|S_{21}| < 2$ dB), en las bandas de frecuencia operativas. Analizando desde el punto de vista de las medidas, la respuesta del circuito se ha desplazado hacia abajo en frecuencia un 12.8 %, cubriendo las frecuencias desde 230 GHz hasta 248 GHz. El coeficiente de transmisión del circuito se mantienen en torno a -15 dB, un valor similar a $|S_{21}|$ presentado en la medida de la transición guía de onda - línea microstrip - guía de onda.

La Figura 3.22 presenta los dos casos medidos, donde se puede claramente ver que el S_{21} no sufre cambios entre la situación de tener el terminal DC en abierto (Caso 3) o conectado a masa por medio de un hilo (Caso 4).

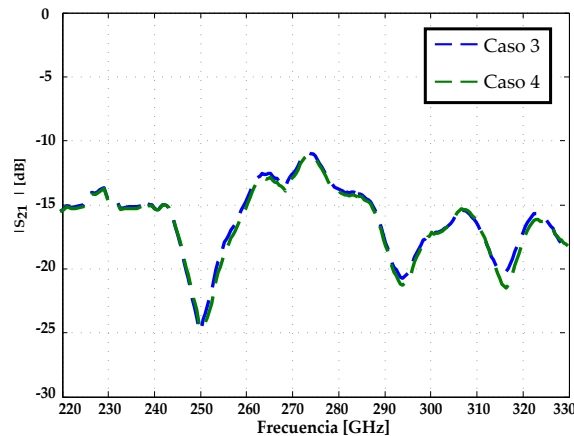


Figura 3.22: Coeficiente de transmisión del conjunto transición- red de alimentaci3n

Capítulo 4

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

4.1. Conclusiones Generales

En esta Tesis de Máster se ha presentado una técnica novedosa de transferencia de señal por medio de dos guías de onda, tipo WR3, en la banda 220 GHz- 325 GHz. Además de realizar la transferencia de señal de alta frecuencia entre las guías, se han estudiado diversos métodos de rechazar y seleccionar intervalos estrechos alrededor de la frecuencia central ($f = 275\text{GHz}$). Los circuitos estudiados para cumplir los objetivos de esta tesis son los filtros paso banda y rechazo banda así como redes de alimentación. Se ha analizado el comportamiento en frecuencia de varios circuitos funcionando en cajas de aire y cavidades metálicas, utilizando las herramientas ADS de Agilent y HFSS de Ansoft.

Como primera etapa de esta Tesis, se ha estudiado el comportamiento de la transición guía de onda-línea microstrip. La transición ha consistido en una línea microstrip insertada en una guía de onda a través de una abertura en la cara ancha de la guía (orientación considerada paralela al campo E del modo fundamental TE₁₀ de la guía). Las simulaciones han demostrado que, cuanto más estrecha es la línea microstrip en el interior del canal, mejores resultados se consiguen, siempre y cuando la anchura del canal es por lo menos tres veces la anchura de la línea microstrip y la altura del canal por lo menos tres veces el espesor del sustrato. Además, las paredes metálicas ejercen unas influencias considerables sobre la impedancia característica de la línea. Utilizando el sustrato Ultralam, la impedancia de la línea microstrip varía desde $66\ \Omega$ a $59\ \Omega$ si esta rodeada de paredes metálicas. El mismo comportamiento se observa si el sustrato dieléctrico es Silicio (reducción desde $65\ \Omega$ a $57\ \Omega$).

Otra de las líneas principales ha sido el estudio de diferentes tipos de filtros con el fin de rechazar ciertas bandas de frecuencia. Se buscó trabajar con intervalos restringidos de señal alrededor de la frecuencia central ($f = 275\ \text{GHz}$). El primer diseño ha consistido en la construcción de un filtro paso banda destinado a operar en la banda de frecuencias desde 268 GHz hasta 278 GHz, teniendo una banda de paso de 3.7%. El filtro es tipo Chebyshev, de 5 etapas con líneas acopladas $\lambda/4$. Los siguientes dos diseños son de unos filtros rechazo banda, uno con resonadores en forma de "L", de banda selectiva desde 268 GHz hasta 278 GHz, y otro con

resonadores en forma de anillo en lazo abierto de banda más amplia, cubriendo las frecuencias desde 263 GHz hasta 283 GHz. En el caso del filtro rechazo banda selectivo, la línea microstrip está eléctricamente acoplada a resonadores $\lambda/2$ en forma de "L". La separación entre los resonadores es de $\lambda/4$ y la anchura de cada resonador es equivalente a una línea de 50Ω . Para aplicaciones que requieren una banda de rechazo más amplia, se ha diseñado un filtro con una forma atípica de dos anillos abiertos. Debido al acoplo electromagnético que se produce entre los dos brazos del filtro se ha obtenido una banda de rechazo de 7.3% en torno a la frecuencia central.

La tercera línea de trabajo ha consistido en el análisis de una red de alimentación DC basada en una línea microstrip con anchura modulada arbitrariamente (LMAMA). La LMAMA se compone de un número amplio de secciones trapeciales microstrip de la misma longitud pero con anchuras diferentes. En la parte de DC, la red se termina en una línea microstrip de 50Ω mientras que en la parte de RF se conecta a la línea que realiza la transferencia de energía entre las dos guías WR3. Para que la red funcione adecuadamente, en la parte de RF necesita tener una impedancia suficientemente alta para que funcione como un circuito abierto en las bandas de RF que se quieren bloquear.

En el caso del diseño de los circuitos resonantes (filtros y red de alimentación) se realizaron simulaciones con la herramienta Momentum ADS y HFSS después de diseñar el prototipo de los circuitos en el esquemático de ADS. Para el diseño de la transición guía de onda- línea microstrip- guía de onda varios parámetros se han optimizado utilizando la herramienta HFSS con el fin de obtener los resultados deseados. Para simular guías de onda con la herramienta HFSS es necesario configurar correctamente el problema electromagnético con excitaciones y condiciones de contorno adecuadas. Esta herramienta requiere equipos con gran cantidad de memoria RAM y procesadores de alta velocidad.

Finalmente, las transiciones realizadas en esta Tesis de Máster, en Ultralam y en Silicio presentan un buen rendimiento y una respuesta en frecuencia tanto en simulaciones como en medidas que alcanzan los objetivos propuestos inicialmente.

4.2. Líneas futuras de investigación

Las principales líneas futuras de investigación que se consideran a partir del estudio realizado en esta tesis son las siguientes:

- Realización de un multiplicador de frecuencia utilizando un elemento no lineal que pueda multiplicar la señal que viaja por una guía de onda rectangular del estándar WR15 y extraer el quinto armónico para llegar a la salida del circuito con una señal centrada en torno al estándar WR3 (220 GHz - 325 GHz)
- Realización de un mezclador de frecuencia utilizando un elemento no lineal posicionado en el camino de la línea de transmisión microstrip teniendo la señal del oscilador local introducida por la red de alimentación.
- Realización de un sistema de transmisión/recepción que pueda multiplicar y mezclar a la vez.