



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO DE DOS DIPLEXORES PARA RECEPTOR DE ACCESO INSTANTÁNEO A LA  
BANDA DE 67 A 116 GHZ

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

JUAN EDUARDO ARIAS REYES

PROFESOR GUÍA:  
DAVID MONASTERIO LAGOS

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
PATRICIO MENA MENA  
ANDRÉS CABA RUTTE

SANTIAGO DE CHILE  
2020

RESUMEN DE LA MEMORIA  
PARA OPTAR AL TÍTULO DE:  
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO  
POR: JUAN EDUARDO ARIAS REYES  
FECHA: 2020  
PROF. GUÍA: DAVID MONASTERIO LAGOS

## DISEÑO DE DOS DIPLEXORES PARA RECEPTOR DE ACCESO INSTANTÁNEO A LA BANDA DE 67 A 116 GHZ

El radiotelescopio en tierra más grande del mundo es el Atacama Large Millimeter Array (ALMA), que tiene 10 receptores que cubren las frecuencias de 30 a 950 GHz, con 8 de estos 10 receptores ya desarrollados e implementados. En especial para la banda 2, 67 a 90 GHz, se han hecho una serie de trabajos en relación al desarrollo de su receptor, siempre mediante la utilización de receptores sintonizables por oscilador local.

En el Observatorio Astronómico Nacional de Cerro Calán se encuentra en desarrollo un prototipo de receptor, para la banda 2 + 3 de 67 a 116 GHz. Su principal objetivo es permitir acceder a la totalidad del ancho de banda de 49 GHz, y 53.5 % de ancho de banda fraccionario, sin necesidad de sintonizar la frecuencia de su oscilador local.

Esta memoria presenta el diseño de dos diplexores basados en híbridos de cuadratura, que forman parte del receptor recién mencionado. El primero de estos se ocupa de separar la banda de frecuencia recibida en dos, obteniendo una banda de baja frecuencia de 67 a 91.5 GHz, y una banda de alta frecuencia de 91.5 a 116 GHz. Este diplexor se denomina diplexor de RF, pues trabaja en la frecuencia recibida de 67 a 116 GHz. El segundo de estos componentes se ocupa de separar las dos señales de frecuencia fija, provenientes del oscilador local, centradas en 39.5 y 52 GHz. Este diplexor se denomina de oscilador local (LO).

El principal inconveniente en el desarrollo, fue el diseño de un híbrido de cuadratura, parte del diplexor de RF, que debe cubrir satisfactoriamente la banda de 67 a 116 GHz. Se hacen dos diseños para este componente, cada uno con sus ventajas y desventajas, de los que se elige uno para integrar el diseño final del diplexor.

Ambos diplexores diseñados presentan un rendimiento aceptable, acorde a los requerimientos planteados. Sin embargo el diplexor de RF presenta un coeficiente de reflexión máximo de -12 dB, por lo que aún debe pasar un proceso de optimización para mejorar su desempeño, y de esta forma ser parte de un receptor orientado a radioastronomía.



# Agradecimientos

En primer lugar agradezco a mi familia, en especial a mi madre, por su consejo y ayuda durante toda mi época de estudio.

Quiero agradecer también a mi comisión, en especial a David Monasterio por su constante y diligente apoyo, en el complejo contexto social en que se desarrolló este trabajo.

# Tabla de contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	2
1.2. Estado del arte . . . . .	3
1.3. Objetivos . . . . .	4
1.3.1. Objetivos Específicos . . . . .	4
1.4. Estructura de la memoria . . . . .	5
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>6</b>
2.1. Guías de Onda . . . . .	7
2.1.1. Guía de onda Rectangular . . . . .	7
2.1.2. Guías de onda rectangular estándar . . . . .	8
2.2. Filtros . . . . .	9
2.2.1. Filtros pasa bajos . . . . .	9
2.2.2. Filtro pasa altos . . . . .	12
2.3. Divisores y Combinadores de Potencia . . . . .	16
2.3.1. Acopladores Direccionales . . . . .	16
2.3.2. Acopladores Direccionales en Guías de onda . . . . .	18
2.3.3. Diseño de Híbridos. . . . .	20
2.4. Diplexores . . . . .	23
2.4.1. Diseño Clásico . . . . .	24
2.4.2. Diseño Basado en Híbridos de Cuadratura . . . . .	25

2.5.	Línea de Transmisión Microstrip . . . . .	27
2.6.	Ruido . . . . .	27
2.6.1.	Figura de ruido . . . . .	28
2.6.2.	Figura de ruido de un sistema en cascada . . . . .	29
2.7.	Receptores . . . . .	30
2.7.1.	Conceptos Importantes en el análisis de Receptores . . . . .	30
2.7.2.	Tipos de Receptores . . . . .	31
2.7.3.	Ruido en Receptores . . . . .	32
<b>3.</b>	<b>Metodología</b>	<b>34</b>
3.0.1.	Resumen del trabajo a realizar . . . . .	34
3.1.	Diseño diplexor de LO . . . . .	36
3.1.1.	Diseño con componentes ideales . . . . .	37
3.1.2.	Híbrido de Cuadratura . . . . .	39
3.1.3.	Filtro Pasa Altos . . . . .	39
3.1.4.	Filtro Pasa Bajos . . . . .	40
3.1.5.	Diplexor Completo . . . . .	41
3.2.	Diseño diplexor RF . . . . .	41
3.2.1.	Diseño con componentes ideales . . . . .	42
3.2.2.	Híbrido de Banda Completa . . . . .	45
3.2.3.	Híbrido de Banda Alta . . . . .	45
3.2.4.	Filtro Pasa Altos . . . . .	45
3.2.5.	Filtro Pasa Bajos . . . . .	46
3.2.6.	Diplexor Completo . . . . .	46
<b>4.</b>	<b>Resultados</b>	<b>48</b>
4.1.	Diplexor LO . . . . .	48
4.1.1.	Híbrido de cuadratura . . . . .	49
4.1.2.	Filtro pasa altos . . . . .	52

4.1.3.	Filtro pasa bajos . . . . .	54
4.1.4.	Diplexor completo. . . . .	56
4.2.	Diplexor RF . . . . .	58
4.2.1.	Híbrido de banda completa . . . . .	58
4.2.2.	Híbrido de banda alta . . . . .	63
4.2.3.	Filtro pasa altos . . . . .	66
4.2.4.	Filtro Pasa Bajos . . . . .	68
4.2.5.	Diplexor completo . . . . .	70
4.2.6.	Modelo mecánico . . . . .	72
<b>5.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>74</b>
5.1.	Trabajo Futuro . . . . .	75
	<b>Bibliografía</b>	<b>76</b>

# Índice de figuras

1.1. Esquema simplificado del prototipo de receptor que se encuentra en desarrollo, y en el que se enmarca el trabajo de esta memoria. . . . .	2
1.2. Diseño clásico de un diplexor desarrollado en guía de onda rectangular [9]. . . . .	3
2.1. Geometría de la guía de onda rectangular [11] . . . . .	7
2.2. Circuito pasa bajos LC . . . . .	9
2.3. Esquema de filtro pasa bajos corrugado en guía de onda que ejemplifica el diseño típico con sectores muy cortos de poca altitud y sectores cortos de gran alto que permiten asemejar el comportamiento a elementos concentrados [13]. . . . .	10
2.4. Gráfico utilizado en el diseño del filtro pasa bajos corrugado, que se utiliza para comenzar el diseño determinando los parámetros $b$ , $b_0$ , y $l$ . [12] . . . . .	11
2.5. Segundo gráfico utilizado en el diseño del filtro pasa bajos corrugado, que se utiliza para determinar el parámetro de diseño $G$ . [12] . . . . .	11
2.6. Esquema que ejemplifica el funcionamiento del filtro pasa altos con un solo resonador, provocando un cero de transmisión. . . . .	13
2.7. Resonador con guías acopladas que permite excitar el modo $TM_{110}$ y posicionar el cero de transmisión a la izquierda del cero de reflexión. En el gráfico se muestra la reflexión dada por $S_{11}$ y la transmisión de la señal dada por $S_{21}$ . . . . .	14
2.8. Estructura que permite posicionar el cero de transmisión a la derecha del cero de reflexión. En el gráfico se muestra la reflexión dada por $S_{11}$ y la transmisión de la señal dada por $S_{21}$ . . . . .	15
2.9. Estructura que permite atenuar el cero de reflexión y eliminarlo por completo como se ve en el gráfico adjunto. En el gráfico se muestra la reflexión dada por $S_{11}$ y la transmisión de la señal dada por $S_{21}$ . . . . .	15
2.10. símbolo y puertos del acoplador direccional [11] . . . . .	16

2.11. Las dos posibles configuraciones de un acoplador de Bethe [11] . . . . .	18
2.12. Figura explicativa de un acoplador de Bethe de múltiples agujeros [11] . . . . .	19
2.13. Acoplador típico de múltiples ramas en guía de onda rectangular con 5 ramas [16].	20
2.14. Modo par e impar en una rama del acoplador [16]. . . . .	21
2.15. Esquema general de un acoplador de múltiples ramas con 8 ramas [16]. . . . .	22
2.16. Diseño clásico de diplexor en guía de onda rectangular [9]. . . . .	24
2.17. Esquema del diseño de un diplexor basado en híbridos de cuadratura obtenido de [10].	25
2.18. Diagrama de flujo de la señal de baja frecuencia del diplexor. (a) Primera etapa en que la señal de entrada de baja frecuencia pasa por el híbrido de cuadratura. (b) Segunda etapa del flujo en que la señal es reflejada por el filtro pasa alto y entra nuevamente al híbrido. . . . .	25
2.19. Diagrama de flujo de la señal de alta frecuencia en el diplexor. . . . .	26
2.20. Figura representativa de una línea de transmisión microstrip [11] . . . . .	27
2.21. Temperatura de ruido equivalente, de una fuente arbitraria de ruido blanco [11]. . .	28
2.22. Figuras de ruido y temperaturas de ruido equivalente. (a) los dos sistemas en cascada. (b) red equivalente. [11] . . . . .	29
2.23. Esquema general de un receptor. . . . .	30
2.24. Esquema de receptor heterodino de doble banda lateral [22]. . . . .	31
2.25. Esquema de un receptor de banda lateral singular [22]. . . . .	31
2.26. Esquema de receptor de separación de bandas laterales [22]. . . . .	32
3.1. Esquema del receptor que se encuentra en desarrollo, y en el que se enmarca el trabajo de esta memoria. . . . .	34
3.2. Esquema de diplexor de LO a diseñar. . . . .	36
3.3. Esquemático en AWR de diplexor de LO con elementos ideales. . . . .	37
3.4. resultado simulación en AWR de diplexor LO con elementos ideales. . . . .	38
3.5. Esquema del ajuste del filtro pasa bajos del diplexor LO diseñado, desde (a) hacia (b) manteniendo la relacion entre alto de la guía, y el alto de las cavidades del filtro [13]. . . . .	40
3.6. Esquema de diplexor de RF a diseñar. . . . .	41
3.7. Esquemático en AWR de diplexor RF con elementos ideales. . . . .	43

3.8. resultado simulación en AWR de diplexor RF con elementos ideales. . . . .	44
4.1. Modelo Híbrido cuadratura. . . . .	49
4.2. Transmisión de ambas ramas de salida del híbrido de cuadratura, $S_{21}$ y $S_{31}$ . . . . .	50
4.3. Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del híbrido de cuadratura. . . . .	50
4.4. Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso del híbrido de cuadratura. . . . .	51
4.5. Diseño en HFSS filtro pasa altos . . . . .	52
4.6. parámetros de scattering filtro seudo pasa altos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ). . . . .	53
4.7. Diseño HFSS Filtro pasa-bajos . . . . .	54
4.8. Parámetros de Scattering del filtro pasa bajos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ). . . . .	55
4.9. Modelo del diplexor de LO completo, con las cotas de secciones de conexión entre los componentes, y el largo total del diseño en milímetros. . . . .	56
4.10. Parámetros de scattering diplexor de LO, con la transmisión del puerto de baja frecuencia ( $S_{13}$ ), la transmisión del puerto de alta frecuencia ( $S_{12}$ ), y la reflexión ( $S_{11}$ ). . . . .	56
4.11. Transmisión de ambas ramas de salida, del primer diseño del híbrido de banda completa, $S_{21}$ y $S_{31}$ . . . . .	58
4.12. Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del primer diseño del híbrido de banda completa. . . . .	59
4.13. Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso del primer diseño del híbrido de banda completa. . . . .	59
4.14. Modelo HFSS Híbrido banda completa. . . . .	60
4.15. Transmisión de ambas ramas de salida, del segundo diseño del híbrido de banda completa, $S_{21}$ y $S_{31}$ . . . . .	61
4.16. Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del segundo diseño del híbrido de banda completa. . . . .	62
4.17. Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso, del segundo diseño del híbrido de banda completa. . . . .	62
4.18. Modelo HFSS del híbrido de banda alta. . . . .	63
4.19. Transmisión de ambas ramas de salida, del híbrido de banda alta, $S_{21}$ y $S_{31}$ . . . . .	64
4.20. Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del híbrido de banda alta. . . . .	65

4.21. Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso, del híbrido de banda alta. . . . .	65
4.22. Modelo HFSS filtro pasa altos. . . . .	66
4.23. Parámetros de scattering filtro seudo pasa altos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ). . . . .	67
4.24. Modelo HFSS filtro pasa bajos. . . . .	68
4.25. Parámetros de scattering filtro pasa bajos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ). . . . .	69
4.26. Modelo en HFSS obtenido para el diplexor completo de RF. . . . .	70
4.27. Parámetros de scattering diplexor de RF, con la transmisión del puerto de baja frecuencia ( $S_{13}$ ), la transmisión del puerto de alta frecuencia ( $S_{12}$ ), y la reflexión ( $S_{11}$ ). . . . .	70
4.28. Modelo mecánico en SolidWorks obtenido para el diplexor completo de RF. . . . .	72

# Índice de tablas

1.1. Transiciones relevantes en la banda de 67 a 116 GHz [7], [8]. . . . .	2
2.1. Dimensiones guías de onda rectangular estándar, junto con la banda de frecuencia recomendada para su uso. Además de las frecuencias de corte para el modo dominante y el modo inmediatamente superior. . . . .	8
4.1. Dimensiones principales del híbrido. . . . .	49
4.2. Dimensiones del filtro pasa altos. . . . .	52
4.3. Dimensiones filtro pasa bajos . . . . .	54
4.4. Dimensiones del híbrido de banda completa. . . . .	60
4.5. Dimensiones del híbrido de banda alta. . . . .	63
4.6. Dimensiones del filtro pasa altos del diplexor de RF. . . . .	66
4.7. Dimensiones filtro pasa bajos del diplexor de RF. . . . .	68

# Capítulo 1

## Introducción

La ciencia de la radioastronomía estudia la radiación proveniente del espacio y ha presentado un crecimiento exponencial en todo el mundo y principalmente en Chile, pues posee las características adecuadas de clima para la utilización de radiotelescopios de gran precisión, como por ejemplo el observatorio ALMA. Uno de los mayores inconvenientes que enfrentan los radiotelescopios es la recepción de señales que son de muy baja potencia del orden de  $10^{-15}$  hasta  $10^{-20}$  Watt , adquiere entonces gran relevancia que los receptores tengan bajo ruido asociado y presenten mínimas pérdidas. Otra dificultad es la gran gama de frecuencias que contienen radiaciones relevantes a estudiar, en particular el observatorio radio astronómico en tierra más grande del mundo (ALMA), tiene definidas 10 bandas de frecuencia desde los 35 hasta los 950 GHz [1], por esta razón es que los receptores asociados deben tener un gran ancho de banda, para minimizar costos y aumentar la eficiencia en la toma de datos.

Un receptor sintonizable permite acceder a un amplio ancho de banda mediante el ajuste en frecuencia de su oscilador local, han sido ampliamente estudiados y son utilizados en la gran mayoría de aplicaciones astronómicas ya que permiten incrementar considerablemente el ancho de banda del receptor, sin embargo, el tener que sintonizar la frecuencia hace perder valioso tiempo de observación, haciendo el procedimiento demoroso e ineficiente, por lo mismo es que últimamente se han investigando alternativas que permiten acceder a la totalidad de la banda de manera instantánea, sin la necesidad de sintonización alguna.

## 1.1. Motivación

En la actualidad el observatorio ALMA cuenta con receptores ya implementados en 8 de las 10 bandas definidas [2], en particular para la banda 2, 67 hasta 90 GHz, se han hecho un gran número de trabajos en relación con el desarrollo de su receptor [3–5], aún sin implementar ninguno de estos. En el trabajo presente en [6] se muestra el receptor que finalmente se ha desarrollado para esta banda y que se incluirá al radiotelescopio en el mediano plazo. Este cubre la banda de 67 a 116 GHz unificando las bandas 2 y 3, permitiendo acceder de manera instantánea a un ancho de banda de 28 GHz, teniendo que sintonizar su oscilador local para acceder a la totalidad de la banda.

Existen dos razones principales que motivan la observación de la banda 2 + 3, 67 a 116 GHz. La primera consiste en el estudio del gas en galaxias externas mediante la observación de líneas de transición de moléculas como el monóxido de carbono (CO), que se encuentran en esta banda. La segunda radica en el estudio de transiciones energéticas que tienen relación con gas molecular extremadamente frío y denso en una serie de ambientes [7]. En la Tabla 1.1 se observan las principales transiciones que motivan el estudio de esta banda de frecuencia.

Transición	Frecuencia [GHz]
I2CO	115.3
I3CO	110.2
C18O	109.8
CS	98.0
HCO	89.2
SIO	86.8
H13CO+	86.7

Tabla 1.1: Transiciones relevantes en la banda de 67 a 116 GHz [7], [8].

Es en este contexto que en el Observatorio Astronómico Nacional de Cerro Calán se encuentra en desarrollo un prototipo de receptor para la banda de 67 a 116 GHz, unificando las bandas 2 y 3, que permita acceder a la totalidad de la banda de manera instantánea.

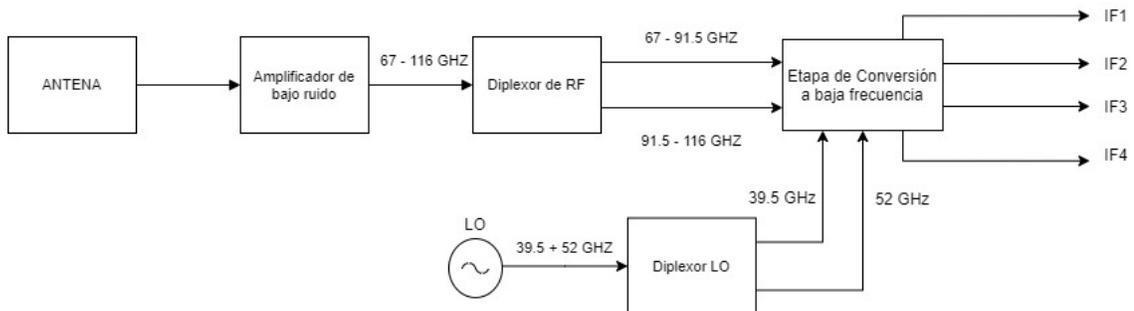


Figura 1.1: Esquema simplificado del prototipo de receptor que se encuentra en desarrollo, y en el que se enmarca el trabajo de esta memoria.

En la Figura 1.1 se observa un esquema simplificado del receptor en desarrollo, en este destaca la inclusión de dos diplexores, uno que sigue al amplificador de bajo ruido, y uno que procesa la señal de LO. Un diplexor es un dispositivo que permite separar las señales de una banda de frecuencia en dos bandas más reducidas, o combinar señales de dos bandas de frecuencia diferentes en un solo puerto. En el esquema se observa que el primero de estos componentes se denomina diplexor de RF, pues se encarga de procesar la señal recibida y separarla en la mitad, obteniendo una banda de baja frecuencia, 67 a 91.5 GHz, y una banda de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz. El segundo diplexor se ha denominado de LO, pues recibe las dos frecuencias fijas del oscilador local que utiliza este receptor, 39.5 y 52 GHz, y las separa en dos puertos diferentes con el objetivo de alimentar correctamente la etapa de conversión a baja frecuencia. Por último la etapa de conversión a baja frecuencia recibe un total de cuatro entradas, la banda RF de baja frecuencia, 67 a 91.5 GHz, que junto con la señal de LO de 39.5 GHz le permite a esta etapa realizar la conversión a baja frecuencia. Y la banda RF de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz, que junto a la segunda entrada proveniente del oscilador local de 52 GHz, le permite hacer la conversión correctamente. De esta forma al final del esquema se observan las cuatro señales de frecuencia intermedia (IF), que se obtienen como resultado del procedimiento recién explicado.

El trabajo de esta memoria se centra en el diseño de ambos diplexores presentes en el esquema de la Figura 1.1, con un enfoque principal en el diplexor de RF que presenta un ancho de banda de 49 GHz, correspondiente a un ancho de banda fraccionario de 53.5 %.

## 1.2. Estado del arte

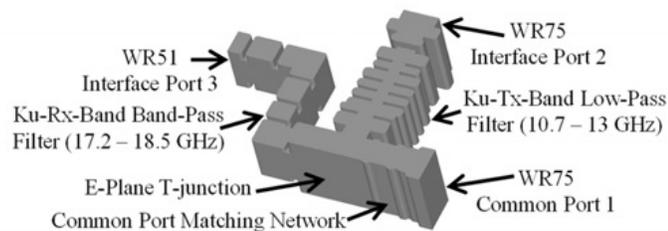


Figura 1.2: Diseño clásico de un diplexor desarrollado en guía de onda rectangular [9].

Como ya se mencionó, un diplexor es un componente de tres puertos que divide la señal de entrada de un puerto común, en dos dependiendo de la frecuencia, o el proceso inverso en que dos señales de bandas de frecuencia diferentes se acoplan en un solo puerto. El diseño clásico de un diplexor en guía de onda se observa en la Figura 1.2, y consta de una rama de entrada que se separa mediante una junta T o Y que acopla la señal a estas dos ramas. Posteriormente para ambas ramas se tiene un filtro pasa banda que filtra la frecuencia respectiva, y que en el caso del diplexor de la figura consiste en un filtro de 17.2 a 18.5 GHz, y otro de 10.7 a 13 GHz [9].

El principal inconveniente que presenta el diseño clásico de un diplexor, es la pérdida de potencia inherente a esta configuración, que se produce al dividir la potencia de entrada en ambos puertos. Independiente de la magnitud del acople en cada rama, aún asumiendo que las pérdidas en el dieléctrico de la guía de onda y en el conductor son nulas, la potencia de la señal de entrada se verá fuertemente reducida al llegar al puerto de salida. Por este motivo es que nuevas configuraciones han sido investigadas para mitigar o incluso anular las pérdidas recién descritas, en particular el diseño de [10] presenta una configuración basada en híbridos de cuadratura, componente que acopla una entrada a dos puertos desfasando la señal en  $90^\circ$ , que permite reducir las pérdidas explicadas en el anterior diseño a cero. Este trabajo sirve de referencia principal para los diseños que se verán en la presente memoria.

### **1.3. Objetivos**

El objetivo general de esta memoria es el diseño de los dos diplexores que son parte del receptor visto en la Figura 1.1, que pretende lograr acceder a la totalidad de la banda de 67 a 116 GHz de forma instantánea. Este diseño debe cumplir con los requerimientos de reflexión, pérdidas por inserción, y rechazo típicos para un dispositivo de microondas, además de presentar sus especificaciones mecánicas generales.

#### **1.3.1. Objetivos Específicos**

Los objetivos específicos de esta memoria son:

1. Diseñar un diplexor basado en híbridos de cuadratura para la banda de 67 a 116 GHz, que permita separar la banda de entrada en dos canales con la mitad del ancho de banda original, con coeficiente de reflexión menor a -10 dB, pérdidas por inserción menores a 0.5 dB, y un rechazo superior a 10 dB. El cumplimiento de estos requerimientos se validará mediante el uso de la herramienta computacional Ansoft HFSS de simulación de campos electromagnéticos.
2. El diseño de un segundo diplexor basado en híbridos de cuadratura para la sección del oscilador local, que permita separar las señales de 39.5 y 52 GHz, en dos puertos para alimentar correctamente la etapa de conversión a baja frecuencia. Para este diplexor se debe tener reflexión por debajo de -15 dB, pérdidas por inserción menores a 0.2 dB, y un rechazo mayor a 15 dB en las frecuencias de 39.5 y 52 GHz en un rango de  $\pm 0.5$  GHz. El cumplimiento de estos requerimientos se validará mediante el uso de la herramienta computacional Ansoft HFSS de simulación de campos electromagnéticos.
3. Se debe realizar un diseño mecánico para el diplexor de RF, que de los lineamientos principales del bloque en que se construirá. Para su futura construcción se pretende utilizar el método de splitblock, que consiste en cortar el bloque de metal en la mitad, para mecanizar una parte, luego la otra, y finalmente juntar ambos bloques para terminar el modelo.

4. Utilizar para las secciones de entrada y salida, guía de onda rectangular estándar WR-10 para el diplexor de RF, y guía de onda rectangular estándar WR-19 para el diplexor de LO.
5. Todos los componentes diseñados deben cumplir con la restricción mecánica de que la herramienta necesaria para su construcción debe tener una relación de profundidad vs diámetro de menos de 10, y una separación entre los sacados de dieléctrico del componente igual o mayor a 10 micrómetros. Esto para asegurar que todos los componentes diseñados puedan ser construidos en el Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile.

## 1.4. Estructura de la memoria

La estructura utilizada en este documento para exponer el trabajo realizado es la siguiente:

- **Capítulo 1. Introducción:** Capítulo inicial que incluye descripción del tema, su motivación, alcances, y los objetivos del trabajo a realizar.
- **Capítulo 2. Marco Teórico:** Capítulo en que se presenta la base teórica necesaria para el desarrollo del trabajo.
- **Capítulo 3. Metodología:** En este capítulo se explica detalladamente el trabajo a realizar durante esta memoria.
- **Capítulo 4. Resultados:** En este capítulo se detalla el diseño de los componentes y sus respectivos resultados.
- **Capítulo 5. Conclusiones:** Capítulo final en que se detallan las principales conclusiones y el resultado final obtenido

## **Capítulo 2**

# **Marco Teórico**

En este capítulo se explica la teoría y estado del arte de los tópicos principales que constituyen la base de este trabajo. Se inicia con el estudio de guías de onda, en las que se pretende diseñar los diplexores, luego se explica la teoría de filtros junto con los métodos de diseño en guías de onda, se sigue con un estudio de los acopladores y híbridos, se hace una revisión detallada de los diseños de diplexores, para luego hacer un acotado repaso por línea de transmisión microstrip y ruido, para finalizar con una revisión de receptores.

## 2.1. Guías de Onda

La guía de onda es un material conductor que encierra la onda confinándola a un espacio cerrado, de esta forma las ondas son reflejadas en sus paredes dirigiendo las ondas electromagnéticas por el camino de la guía. Los modos que se pueden propagar en una guía de onda son los TE y TM no permitiendo los TEM. Las guías de onda más comunes son la rectangular y la circular apareciendo los modos  $m,n$  de acuerdo a la frecuencia de corte bajo la cual el modo no puede propagarse, el diseño de estas, esta orientado en general a favorecer el modo dominante para que este se propague en soledad en la guía. Los contenidos mencionados en esta sección están basados principalmente en [11].

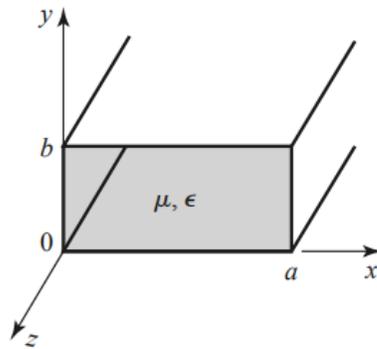


Figura 2.1: Geometría de la guía de onda rectangular [11]

### 2.1.1. Guía de onda Rectangular

Esta es una de las guías de onda de mayor antigüedad y uso histórico, consiste de un solo conductor encerrando de forma rectangular a la onda tal y como se ejemplifica en la Figura 2.1. La frecuencia de corte ( $f_c$ ) para cada modo  $m,n$  está dada por:

$$(2.1) \quad f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Así el modo dominante en este tipo de guías de onda es el  $TE_{10}$  cuya frecuencia de corte es:

$$(2.2) \quad f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

Los modos TM tienen igual frecuencia de corte que los modos TE, pero el primer modo TM en excitarse es el  $TM_{11}$ , por lo que el siguiente modo puede ser  $TE_{20}$  o  $TE_{01}$  dependiendo de la relación entre  $a$  y  $b$ :

$$(2.3) \quad f_{c20} = \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}}; \quad a > 2b$$

$$(2.4) \quad f_{c01} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}; \quad a < 2b$$

### 2.1.2. Guías de onda rectangular estándar

En general se trabaja con guías de onda rectangulares estándar cuya principal característica es que  $a$  es aproximadamente  $2b$ , se especifican las dimensiones estándar para cada frecuencia en la Tabla 2.1.

Nombre (EIA)	$a$ (mm)	$b$ (mm)	Frecuencia recomendada (GHz)	Frecuencias de corte (GHz)
WR62	15.7988	7.8994	12.4 a 18	9.488 y 18.976
WR51	12.954	6.477	15 a 22	11.572 y 23.143
WR42	10.668	4.318	18 a 26.5	14.051 y 28.102
WR34	8.636	4.318	22 a 33	17.357 y 34.715
WR28	7.112	3.556	26.5 a 40	21.077 y 42.154
WR22	5.6896	2.8448	33 a 55	26.346 y 52.692
WR19	4.7752	2.3876	40 a 60	31.391 y 62.782
WR15	3.7592	1.8796	50 a 75	39.875 y 79.75
WR12	3.0988	1.5494	60 a 90	48.373 y 96.746
WR10	2.54	1.27	75 a 110	59.015 y 118.03
WR8	2.032	1.016	90 a 140	73.768 y 147.536

Tabla 2.1: Dimensiones guías de onda rectangular estándar, junto con la banda de frecuencia recomendada para su uso. Además de las frecuencias de corte para el modo dominante y el modo inmediatamente superior.

El diplexor de LO trabaja en las frecuencias de 39.5 y 52 GHz por lo que se trabajará en guía de onda WR19 o similar, por otro lado el diplexor de RF necesita cubrir de 67 a 116 GHz por lo que se utilizará la guía WR10 o una similar, pese a que la banda recomendada de trabajo es de 75 a 110 GHz, las frecuencias de corte están en 59 y 118 GHz por lo que es posible extender su uso a la banda requerida, sin embargo complicaciones respecto a las pérdidas por retorno y pérdidas por inserción en frecuencias cercanas a los límites, de 67 y 116 GHz han de ser esperadas al trabajar fuera de la banda recomendada.

## 2.2. Filtros

Un filtro consiste en un dispositivo que transmite una banda de frecuencia y refleja o atenúa las señales fuera de esta, los filtros se clasifican de acuerdo a su banda de transmisión como pasa-bajos, pasa-altos, pasa-banda y rechaza-banda. Estos dispositivos tienen gran campo de aplicaciones ya que la banda de frecuencia en que actúan los sistemas de microondas está siempre limitada. La información desplegada en esta sección se obtuvo de [11] y [12]

La forma más común de abordar el diseño de filtros en microondas es mediante la aproximación a elementos concentrados, de esta forma primero se crea un filtro mediante resistencias, capacitancias e inductancias, para luego crear las estructuras que aproximan este comportamiento. En el caso de las líneas de transmisión la aproximación a elementos concentrados es bastante acertada ya que el modo de propagación es mediante ondas TEM, sin embargo, en el caso de las guías de onda esto no es así por lo que si bien es posible aproximar cavidades y otras formas a elementos concentrados esto no se mantiene en un gran ancho de banda y termina siendo bastante impreciso por lo que finalmente se deben adoptar pasos adicionales o procedimientos complementarios.

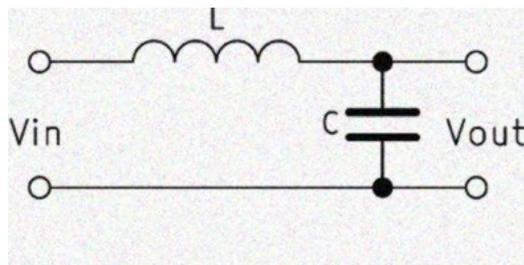


Figura 2.2: Circuito pasa bajos LC

### 2.2.1. Filtros pasa bajos

La estructura más simple que presenta un comportamiento pasa bajos se muestra en la Figura 2.2 presentando una inductancia en serie y una capacitancia en paralelo. Una forma de lograr este comportamiento como se explica en [12] es mediante secciones cortas de alta impedancia terminada en ambos lados por secciones de largo muy reducido de baja impedancia. En guía de onda esto es posible mediante secciones de gran alto, considerando alto como la sección vertical en que la guía de onda rectangular estándar tiene su dimensión más corta, y secciones de alto reducido como se ejemplifica en la Figura 2.3, manteniendo el mismo ancho de la guía estándar en toda la estructura. Este tipo de filtro en guía de onda es llamado filtro corrugado y es ampliamente utilizado ya que presenta una buena adaptación en la banda de transmisión, además de un gran ancho de banda, y una alta atenuación en la banda de rechazo.

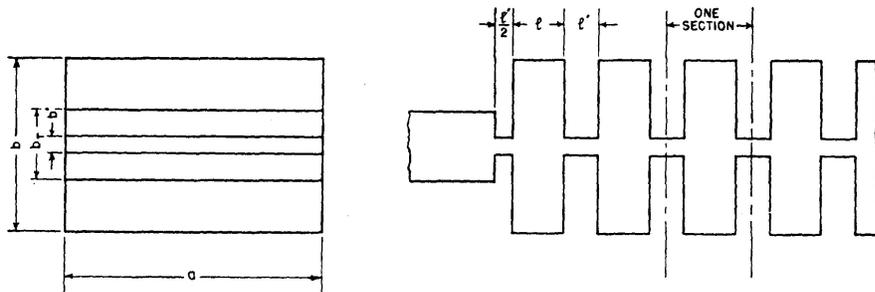


Figura 2.3: Esquema de filtro pasa bajos corrugado en guía de onda que ejemplifica el diseño típico con sectores muy cortos de poca altitud y sectores cortos de gran alto que permiten asemejar el comportamiento a elementos concentrados [13].

### 2.2.1.1. Principios de diseño

Para el diseño del filtro pasa bajos corrugado se utiliza el procedimiento detallado en [12], que utiliza los gráficos de diseño hechos por Cohn para calcular las dimensiones correspondientes del filtro.

1. El primer paso consiste en definir las variables de frecuencia relevantes que son:
  - $f_c$ : frecuencia de corte de la guía de onda
  - $f_1$ : frecuencia de corte de la banda de transmisión
  - $f_\infty$ : frecuencia en que la atenuación de la transmisión pasa a ser infinita.
2. Luego se calculan los valores de longitud de onda guiada para las frecuencias definidas en el punto anterior, mediante la ecuación:

$$(2.5) \quad \lambda_{gn} = \frac{11.8}{\sqrt{(f_n)_{GHz}^2 - (f_c)_{GHz}^2}} ; n = 1, \infty$$

3. El siguiente paso en el diseño es elegir un valor conveniente de  $l/b$  (variables definidas en la Figura 2.3) teniendo en consideración limitantes mecánicas y requerimientos de compactación.
4. Con el valor de  $\lambda_{g1}/\lambda_{g\infty}$  es posible utilizar el gráfico de la Figura 2.4 para obtener el valor de  $b_0/\lambda_{g1}$  y el valor de  $b/\lambda_{g1}$ , fijando entonces los valores de  $b$ ,  $b_0$ , y  $l$ . Siendo  $b_0$  el alto de la guía que permite un emparejamiento perfecto de la impedancia, a medida que  $\lambda_g$  se acerca al infinito.
5. Mediante el gráfico de la Figura 2.5 es posible determinar el parámetro de diseño  $G$ .



6. Entonces se asume un valor para  $\delta \leq 0.2$ , teniendo en cuenta que  $\delta = b/b'$  y se calcula el valor de  $l'$  mediante la ecuación 2.6. Si  $l'/b'$  es menor que 0.5, un valor diferente de  $\delta$  debe ser usado.

$$(2.6) \quad \tan \frac{\pi l'}{\lambda_g} = \pi \delta \frac{b}{\lambda_{g1}} \left[ G - \frac{2}{\pi} \ln \frac{1}{\delta} + 0.215 \right]$$

7. Finalmente para que exista un mejor emparejamiento de impedancia el alto de la guía puede ser ajustado a:

$$(2.7) \quad b_T = \frac{b_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{gn}}\right)^2}}$$

con  $\lambda_{gn}$  la longitud de onda guiada para una cierta frecuencia  $f_n$  en que se requiere que ocurra el emparejamiento.

8. Una vez obtenidas todas las dimensiones del filtro se procede a optimizar sus valores mediante alguna herramienta computacional que permita simular su comportamiento electromagnético dando un resultado más cercano a la realidad.

### 2.2.2. Filtro pasa altos

El comportamiento de filtro pasa altos o seudo pasa altos es muy simple de lograr en guía de onda ya que solo con manejar el ancho  $a$  de la guía es posible fijar la frecuencia de corte del modo dominante, tal como se detalló en la sección 2.1.1, sin embargo esto lleva a una pendiente baja en la transmisión y la reflexión en el punto de intersección en 3dB entre la banda de transmisión y la banda de rechazo del filtro. Por esta razón aquí se detalla otra forma de conseguir este comportamiento mediante el uso de filtros pasa banda con una banda de transmisión amplia, los que mediante la incorporación de acoplamiento cruzado permiten la creación de ceros en la transmisión generando una respuesta elíptica del filtro, es decir igual rizado en la banda de transmisión y la banda de rechazo. Luego mediante la correcta ubicación de los ceros de transmisión se logra incrementar considerablemente la pendiente de caída de las bandas de paso y rechazo en el punto de intersección. Esta sección de filtros pasa altos en guías de onda esta basada en [14], junto con algunas directrices obtenidas de [15].

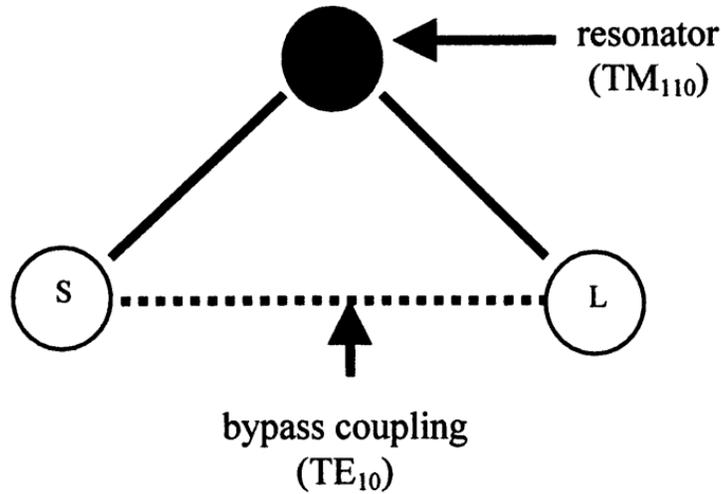


Figura 2.6: Esquema que ejemplifica el funcionamiento del filtro pasa altos con un solo resonador, provocando un cero de transmisión.

Tal y como se detalla en [14] el diseño del filtro esta basado en el uso de resonadores en guía de onda rectangular usando resonancia del modo  $TM_{110}$ , lo que permite al contrario de utilizar resonancias del modo  $TE_{101}$  el acoplamiento de las componentes de campo magnético, eléctrico o ambos entre los resonadores. Luego mediante el correcto posicionamiento de las ramas de acoplamiento entre las cavidades es posible controlar la fuerza y la naturaleza del acoplamiento, generando ceros de transmisión utilizando el acoplado de modos dominantes de la guía, tal como se ejemplifica en la Figura 2.6, en que se tiene una fuente (S) y la carga (L), las que se acoplan mediante el modo dominante  $TE_{10}$ , y también se acoplan con el resonador mediante el modo resonante  $TM_{11}$ .

### 2.2.2.1. Principios de diseño

El primer paso en el diseño del filtro consiste en fijar las dimensiones de los resonadores para de esta forma lograr que su frecuencia de resonancia se encuentre en la banda de transmisión cerca del centro. Para una guía de onda rectangular cómo la que se observa en 2.1 la frecuencia resonancia del modo  $TM_{110}$  se observa en 2.8.

$$(2.8) \quad f_r = \frac{v_c}{2} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}$$

En donde  $v_c$  es la velocidad de la luz en el vacío. Por otro lado la frecuencia de resonancia del modo  $TE_{101}$  depende de  $a$  y del largo de la cavidad en el eje  $z$  que en la ecuación esta representada

por  $c$ . Es posible entonces elegir las dimensiones del resonador singular tal que el modo  $TM_{110}$  resuene y el modo  $TE_{101}$  no lo haga y pueda ser usado para el acoplamiento de bypass. Para esto se utiliza la ecuación 2.9 en que se muestra la fórmula para calcular la frecuencia de resonancia del modo  $TE_{101}$ .

$$(2.9) \quad f_r = \frac{v_c}{2} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{c^2}}$$

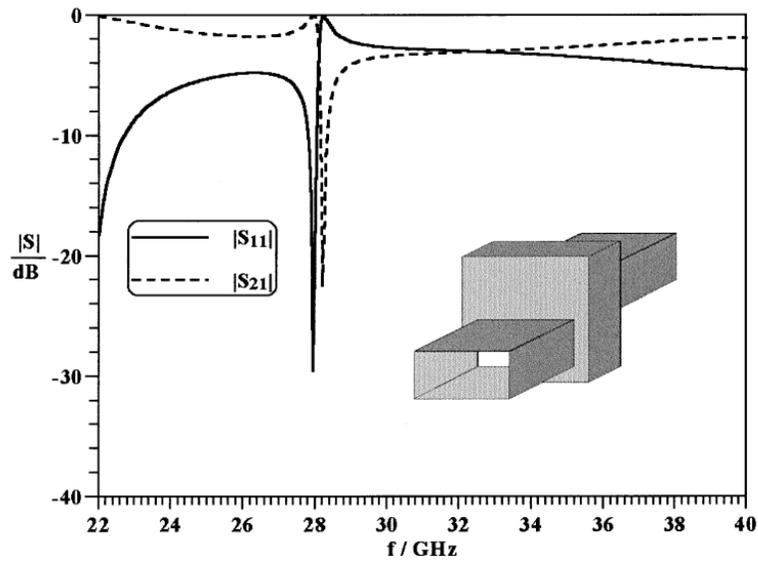


Figura 2.7: Resonador con guías acopladas que permite excitar el modo  $TM_{110}$  y posicionar el cero de transmisión a la izquierda del cero de reflexión. En el gráfico se muestra la reflexión dada por  $S_{11}$  y la transmisión de la señal dada por  $S_{21}$ .

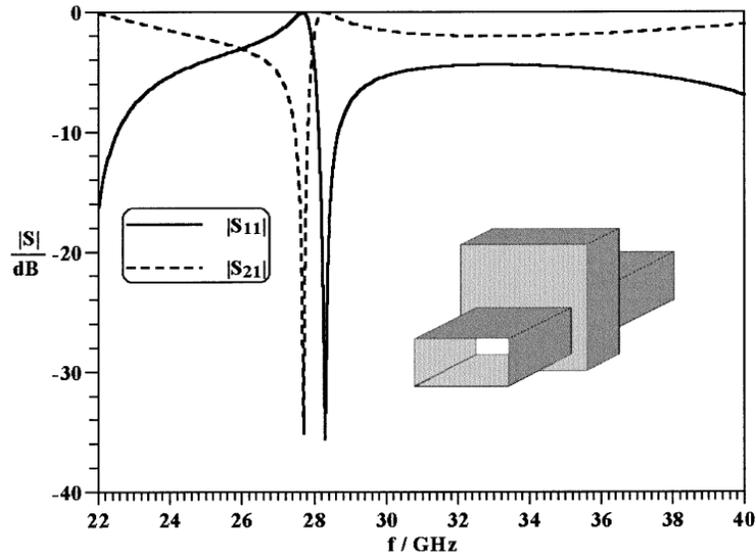


Figura 2.8: Estructura que permite posicionar el cero de transmisión a la derecha del cero de reflexión. En el gráfico se muestra la reflexión dada por  $S_{11}$  y la transmisión de la señal dada por  $S_{21}$ .

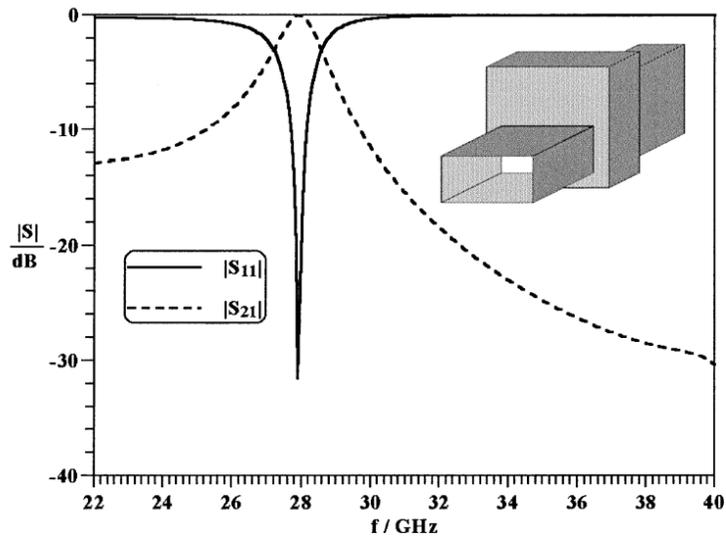


Figura 2.9: Estructura que permite atenuar el cero de reflexión y eliminarlo por completo como se ve en el gráfico adjunto. En el gráfico se muestra la reflexión dada por  $S_{11}$  y la transmisión de la señal dada por  $S_{21}$ .

Para lograr que el modo  $TM_{110}$  sea efectivamente excitado es necesario generar pequeños desfases entre la guía y la cavidad tal como se muestra en la Figura 2.7, donde la guía de entrada y de salida no están alineadas con la cavidad como se acostumbra, y dependiendo de la orientación de

las guías es posible controlar la posición del cero de transmisión, ya sea a la izquierda del cero de reflexión, como se observa en la Figura 2.7, a la derecha como se ve en la Figura 2.8 o incluso sin un cero de transmisión como se tiene en la Figura 2.9. Debido a la simplificación del diseño y a los requerimientos actuales se optará por utilizar solo la estructura vista en la Figura 2.8 manteniendo el cero de transmisión a la izquierda del cero de reflexión.

El procedimiento consistirá entonces del diseño de una serie de resonadores singulares con sus ceros de reflexión y transición posicionados, tal que construyan la banda de transmisión y la banda de rechazo correctamente. Luego de tener los parámetros de las cavidades se unen mediante guías de acoplamiento, para finalmente ajustar este acoplado mediante el software de simulación y llegar entonces a un resultado acorde a los requerimientos.

### 2.3. Divisores y Combinadores de Potencia

Los dispositivos que permiten recibir dos o más entradas y combinar la potencia recibida en una salida se denominan combinadores de potencia, mientras que los dispositivos que hacen el proceso inverso, es decir, recibir una sola entrada para dividir la potencia en dos o más salidas, se llaman divisores de potencia. De estos los que presentan redes de tres puertos se conocen como Uniones T y en general separan la señal de entrada en dos, mediante un acoplamiento de 3dB y sin desfase entre sus salidas. Los de cuatro puertos dan paso a los acopladores direccionales y Junturas Híbridas, cuya principal característica es que introducen un desfase entre los puertos de salida de la señal. La información que se despliega en esta sección y sus respectivas sub-secciones están basadas en [11].

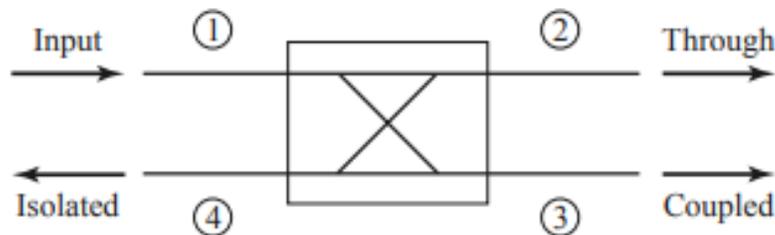


Figura 2.10: símbolo y puertos del acoplador direccional [11]

#### 2.3.1. Acopladores Direccionales

Este acoplador posee 4 puertos denominados como se muestra en la Figura 2.10 y se considera direccional si no tiene pérdidas, es recíproco y emparejado, la solución de las ecuaciones en la matriz de scattering para mantener estas propiedades lleva a:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta e^{j\theta} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\theta} & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta e^{j\phi} & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Las medidas utilizadas para caracterizar un acoplador direccional son:

$$(2.10) \quad \text{Acoplamiento} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB}$$

$$(2.11) \quad \text{Directividad} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = -20 \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB}$$

$$(2.12) \quad \text{Aislación} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB}$$

$$(2.13) \quad \text{Factor de paso} = L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |S_{12}| \text{ dB}$$

El factor de acoplamiento (C) indica cuanto de la potencia de entrada está acoplada con el puerto de acoplamiento, el factor de directividad (D) es una medida de la aislación entre los puertos acoplado y aislado, el factor de aislación (I) se refiere a la cantidad de potencia que se escapa al puerto aislado, por último el Factor de Paso (L) da cuenta de la potencia de entrada entregada al puerto directo de salida.

Un tipo especial de acoplador direccional consiste en las Hybrid-Junctions o Junturas Híbridas en que el factor de acoplamiento es de 3 dB, lo que implica  $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ . Un tipo de juntura híbrida es la de cuadratura en que la diferencia de fase entre el puerto 2 y el puerto 3 es de  $90^\circ$ , y cuya matriz de parámetros de scattering se muestra a continuación.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Otro tipo de juntura híbrida es aquella en que la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 es de  $180^\circ$  cuya matriz de parámetros de scattering se muestra a continuación.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Así en un Híbrido de  $180^\circ$  al ser usado como combinador y tener dos señales de Entrada en los puertos 1 y 4, se obtiene la resta de ambas señales en los puertos 2 y 3, con un desfase de  $180^\circ$  entre ambas señales de salida.

### 2.3.2. Acopladores Direccionales en Guías de onda

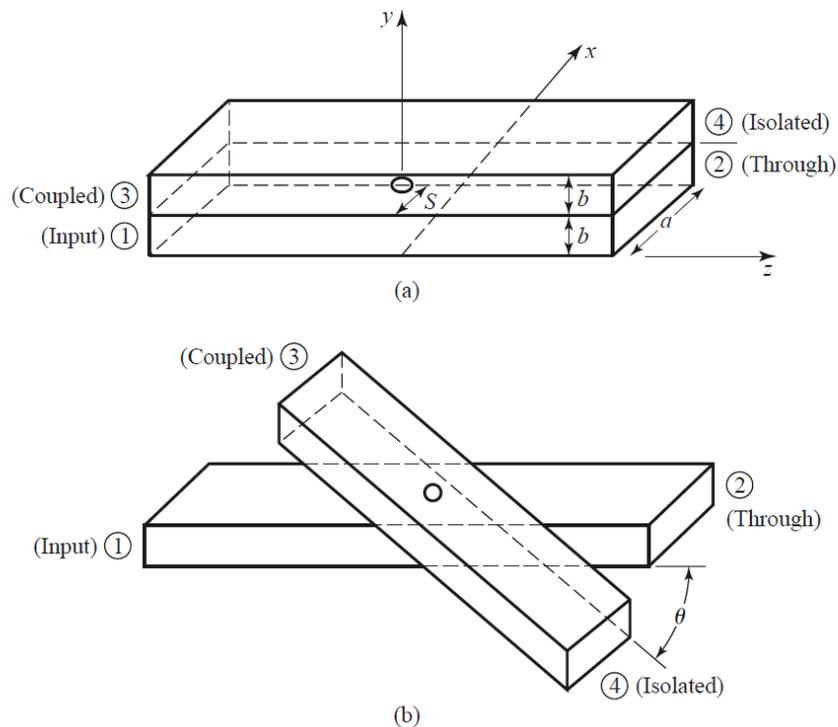


Figura 2.11: Las dos posibles configuraciones de un acoplador de Bethe [11]

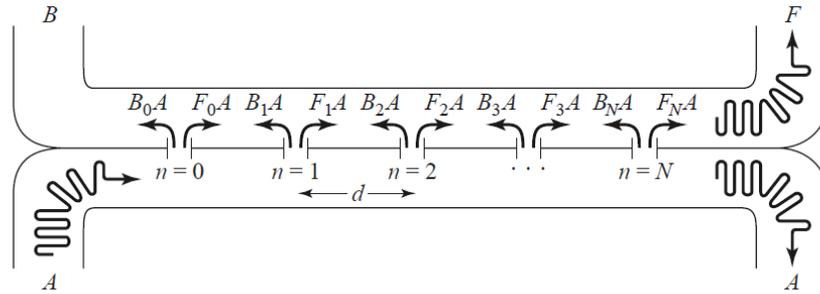


Figura 2.12: Figura explicativa de un acoplador de Bethe de múltiples agujeros [11]

### 2.3.2.1. Acoplador de agujeros de Bethe

Este tipo de acoplador conecta dos guías de onda mediante un agujero. En la Figura 2.11 se observan dos versiones de este tipo de acoplador con solo un agujero, y en los que la señal de entrada luego de acoplarse a la otra guía permite que la onda hacia el puerto aislado se anule, sin embargo esto sucede para un pequeño ancho de banda fuera del que la directividad disminuye considerablemente. Para solucionar este problema es que se utilizan varios agujeros, nuevamente procurando que la sumatoria de ondas originadas en estos se anulen en el puerto aislado para un amplio ancho de banda.

En la Figura 2.12 se observa un ejemplo de cómo se logra el acoplador de múltiples agujeros de Bethe. El camino recorrido por las ondas que van hacia el puerto aislado (izquierda) es diferente para cada onda generada lo que provoca que se sumen en desfase hacia el puerto aislado permitiendo anular esta onda. Asumiendo una onda incidente en la entrada de amplitud  $A$ , se tiene que la amplitud de la onda hacia el puerto de acoplamiento que denominaremos  $F$ , y la amplitud de la onda hacia el puerto aislado que llamaremos  $B$ , están dadas por la ecuación 2.14. En esta se considera la sumatoria de cada onda que se genera en los agujeros, teniendo cada una de estas una amplitud  $F_n$  y  $B_n$ , para cada caso respectivamente.

$$(2.14) \quad F = A e^{-j\beta Nd} \sum_{n=0}^N F_n$$

$$B = A \sum_{n=0}^N e^{-2j\beta Nd} B_n$$

Las ecuaciones consideran:

$F_n$  = Factor de amplitud de onda para la apertura  $n$  en dirección hacia adelante.

$B_n$  = Factor de amplitud de onda para la apertura  $n$  en dirección hacia atrás.

$A$  = Amplitud de la onda incidente.

El factor de acoplamiento y directividad están dados por:

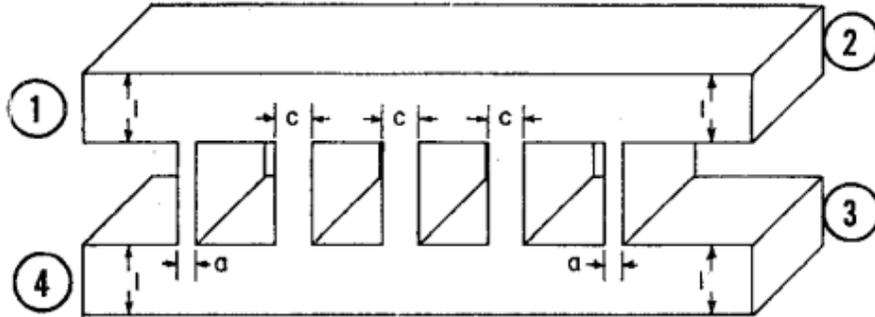


Figura 2.13: Acoplador típico de múltiples ramas en guía de onda rectangular con 5 ramas [16].

$$(2.15) \quad C = -20 \log \left| \sum_{n=0}^N F_n \right| dB$$

$$D = -20 \log \left| \frac{\sum_{n=0}^N B_n e^{-2j\beta nd}}{\sum_{n=0}^N F_n} \right| dB$$

Para diseñar el acoplador se parte de los requerimientos de factores de acoplamiento y directividad, para luego mediante métodos matemáticos que no serán explicados aquí sea posible obtener los factores  $F_n$  y  $B_n$  requeridos. Así es posible obtener finalmente los parámetros de construcción del acoplador.

### 2.3.3. Diseño de Híbridos.

Como se explico en la parte anterior, los acopladores direccionales que tienen un factor de acoplamiento de 3dB se llaman híbridos, y su principal característica es que dividen la potencia de entrada en la mitad generando un desfase de  $90^\circ$  o  $180^\circ$  entre ambas salidas. Para el diseño de estos dispositivos es posible utilizar estructuras como la vista en la sección 2.3.2 que acoplan dos guías de onda individuales mediante un agujero o rama, tal como el acoplador direccional de múltiples ramas en guía de onda, cuyo funcionamiento esta basado en el acoplador de Bethe de múltiples agujeros y cuya estructura principal se muestra en la Figura 2.13. Este tipo de acoplador es ampliamente utilizado, y en [16] se aborda en extremo detalle su funcionamiento, mientras que aquí solo se hará un resumen de la teoría y se darán los principales lineamientos de diseño.

En la Figura 2.13 se ve que en este diseño la guía de onda tiene un alto  $l$ , siempre se considera alto como la dimensión en dirección vertical a la incidencia de la onda, además de 3 ramas idénticas en el centro de dimensión  $c$  y dos ramas externas de dimensión  $a$ , todas estas dimensiones se encuentran normalizadas al alto de la guía, por lo que la dimensión real de las ramas es  $a * l$  y  $c * l$ .

Además se tiene que la separación entre las dos guías de onda se mantiene en toda la estructura, al igual que la separación entre ramas tanto externa (a), como internas (c).

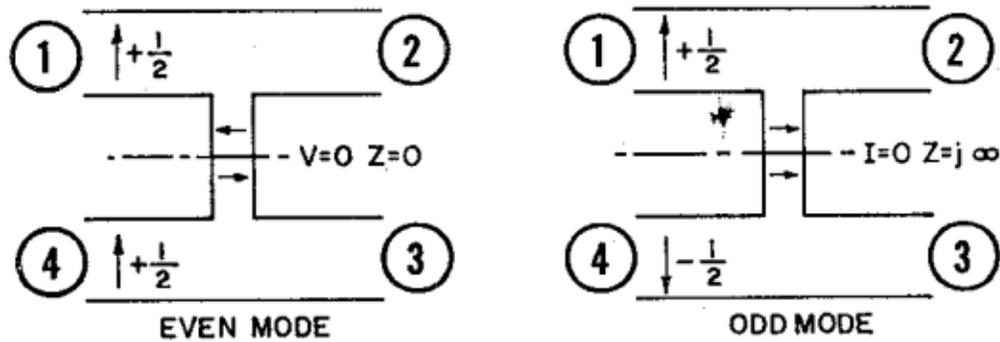


Figura 2.14: Modo par e impar en una rama del acoplador [16].

Para poder modelar el funcionamiento del híbrido, se toma una sección aislada que contiene solo una rama, como se observa en la Figura 2.14, y se hará un análisis de modos par e impar para determinar la matriz de scattering de esta sección, y luego extender este análisis al híbrido completo.

Para comenzar el análisis se consideran dos señales coherentes a la entrada de la sección de igual amplitud  $1/2$  e igual fase como se observa a la izquierda de la Figura 2.14. En el plano de simetría estas señales se anularán entre si y generaran un plano en que el voltaje es cero y la impedancia por tanto también es cero, definiendo el modo par de excitación. En el caso de la derecha de la Figura 2.14 se tiene el modo de excitación impar en que se tienen dos señales de igual amplitud  $1/2$  a la entrada, pero desfasadas en  $180^\circ$ , generando un máximo de voltaje en el plano de simetría con cero corriente y por tanto impedancia infinita e imaginaria. En ambos casos entonces la simetría de los modos no es interrumpida o distorsionada al pasar por la sección, y por tanto si se asume que es posible obtener los coeficientes de reflexión y transmisión para ambos modos par e impar, se tienen los parámetros de scattering de la ecuación 2.16.

$$(2.16) \quad S_{11} = \Gamma_e/2 + \Gamma_o/2 \quad S_{21} = T_e/2 + T_o/2$$

$$S_{31} = \Gamma_e/2 - \Gamma_o/2 \quad S_{41} = T_e/2 - T_o/2$$

Así el mismo análisis de modo par e impar se puede generalizar para el acoplador completo, ya que es solo una red en cascada de secciones del tipo mostrado en la Figura 2.14. Debido a las características de simetría del acoplador de múltiples ramas en guía de onda, se tiene que la matriz ABCD de toda la red se relaciona con los coeficientes de reflexión y transmisión tal como se muestra en la ecuación 2.17.

$$(2.17) \quad \Gamma/2 = \frac{A+B-C-D}{2*(A+B+C+D)} \quad T/2 = \frac{1}{A+B+C+D}$$

Por lo tanto primero se debe encontrar la matriz ABCD de toda la red, para luego obtener los coeficientes de transmisión y reflexión para ambos modos par e impar, y finalmente obtener los parámetros de scattering de todo el acoplador.

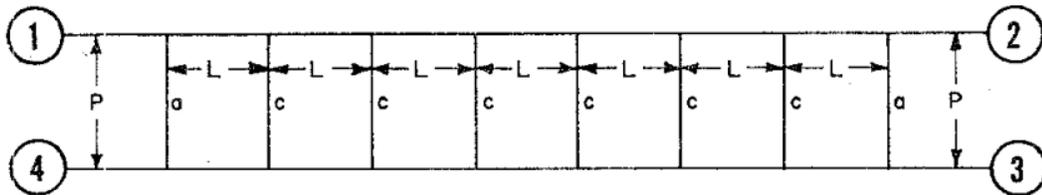


Figura 2.15: Esquema general de un acoplador de múltiples ramas con 8 ramas [16].

Ahora si se focaliza el análisis en el camino que recorre la onda en un acoplador de múltiples ramas para el modo par, tal como se observa en la Figura 2.15 hay secciones en que se encuentra una rama perpendicular a la guía principal, que la onda desde el eje de simetría ve como una sección stub que de largo  $P/2$ , y secciones en que se encuentra una rama de guía de onda paralela al camino de la onda, con impedancia característica hasta la siguiente rama perpendicular. Así se tienen 3 matrices ABCD diferentes que se despliegan en la ecuación 2.18.

$$(2.18) \quad \text{Rama de dimensión } a = \begin{bmatrix} 1 & jag \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Rama de dimensión } c = \begin{bmatrix} 1 & jcg \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{sección de guía estándar} = \begin{bmatrix} \cos \theta & j \text{sen } \theta \\ j \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$g = \tan\left(\frac{2\pi P/2}{\lambda_g}\right) \text{ y } \theta = \frac{2\pi L}{\lambda_g}$$

Conociendo las cotas  $a$ ,  $c$ ,  $P$ , y  $L$ , es posible determinar la matriz ABCD del acoplador completo mediante la multiplicación de las matrices recién presentadas, de acuerdo a la cantidad de ramas y secciones de guía estándar, sin embargo también es necesario el valor de  $\lambda_g$  que varía con la frecuencia, lo que implica que estos resultados son solo válidos para una frecuencia en particular. Mediante una herramienta computacional como Matlab o Mathematica es posible hacer un análisis de los resultados obtenidos para una frecuencia en específico o para un barrido de ellas, en general para el diseño lo que se hace es partir del comportamiento esperado en la mitad de la banda, y tal como se hace en [16], [17], y [18], es conveniente partir con  $a = c$ , y con  $P = L = \lambda_g/4$  o un valor cercano a esto. De esta forma se minimizan los grados de libertad y mediante un análisis matemático es posible ajustar el valor de  $c$ , para que de un valor cercano a 3dB, como es el caso de un híbrido de cuadratura, y luego es posible modificar los valores de  $a$ ,  $c$ ,  $P$ , y  $L$  de forma individual para ajustar los parámetros de scattering en el valor requerido.

## 2.4. Diplexores

Según [19], un diplexor consiste en un dispositivo de tres puertos que divide la señal de entrada de un puerto común en dos partes dependiendo de la frecuencia. En general las señales deben estar separadas en frecuencia por una cantidad apreciable para que sea posible filtrar las bandas correctamente.

Para que el diplexor cumpla su función es necesario un acoplamiento de los puertos, lo que en general se hace con divisores de 3 puertos: uniones T y uniones Y, estas últimas introduciendo menor ruido al sistema, debido a la división menos drástica entre los caminos que sigue la onda. La característica principal que debe cumplir la unión es el aislamiento entre los dos filtros pasa-banda del diplexor para evitar interferencias indeseadas.

Cómo este trabajo implementa un diplexor en guía de onda, todos los diseños que se muestran son en este tipo de estructuras.

### 2.4.1. Diseño Clásico

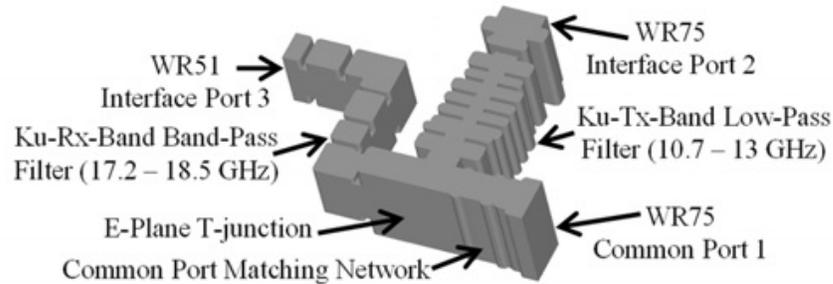


Figura 2.16: Diseño clásico de diplexor en guía de onda rectangular [9].

Como se introdujo en la sección 1.2, el desarrollo de diplexores para distintas bandas de interés ha sido ampliamente estudiado y se han presentado diversas estructuras con novedosos diseños, sin embargo el esquema clásico de un diplexor en guía de onda no ha sufrido mayores cambios ya que se reduce a 3 componentes principales que se observan en la Figura 2.16. Un filtro pasa-bajos que se ocupa de la salida de baja frecuencia, un filtro pasa altos o pseudo pasa altos que se ocupa de la banda de alta frecuencia, y el componente principal que consiste en un divisor de 3 puertos, que puede ser una juntura T o una juntura de tipo Y. En [9], [20], y [21] se observan diferentes formas de implementar esta estructura, intentando mejorar su desempeño, sin embargo una de las principales desventajas de este tipo de diseño, es que el divisor de potencia de 3 puertos produce una pérdida de salida con respecto a la señal de entrada en toda la banda pues no es capaz de discriminar frecuencias. Existen aplicaciones en que esto no será un gran problema ya que esta pérdida de 3dB, sin considerar las pérdidas en el material dieléctrico ni en el material conductor, de la señal de entrada es posible de ignorar, sin embargo hay otros casos en que una pérdida de esta magnitud provocará que la señal no pueda seguir siendo procesada, siendo uno de estos casos las aplicaciones radio astronómicas.

### 2.4.2. Diseño Basado en Híbridos de Cuadratura

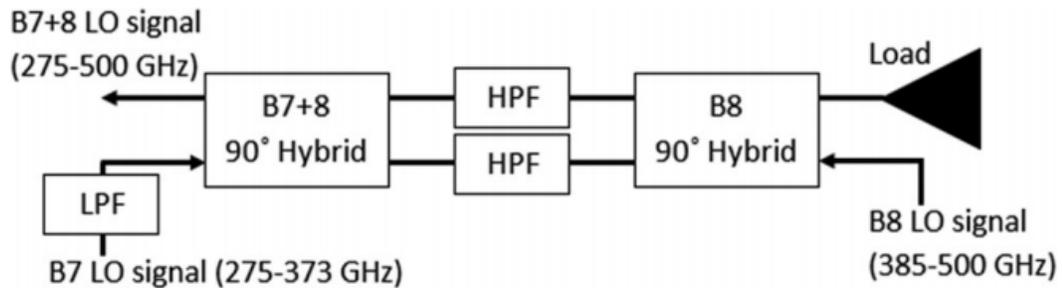


Figura 2.17: Esquema del diseño de un diplexor basado en híbridos de cuadratura obtenido de [10]. Esquema del diseño de un diplexor basado en híbridos de cuadratura obtenido de [10]. Una de las entradas es el puerto de baja frecuencia a la izquierda de la figura en donde se ubica el filtro pasa bajos, luego se tiene el primer híbrido de cuadratura que debe cubrir la totalidad de la banda, sigue con dos filtros pasa altos, y termina con el segundo híbrido que solo se ocupa de la banda de alta frecuencia, en donde se ubica la segunda entrada de alta frecuencia.

En [10] se presenta el diseño de un diplexor, que en este caso está orientado a manejar las señales provenientes del oscilador local de un receptor para la banda de 275 a 500 GHz. La principal diferencia de esta nueva estructura con la típica es la utilización de un híbrido de cuadratura, que reemplaza a la junta Y o T usada en la sección anterior, y se utiliza tal y como se muestra en el esquema de la Figura 2.17.

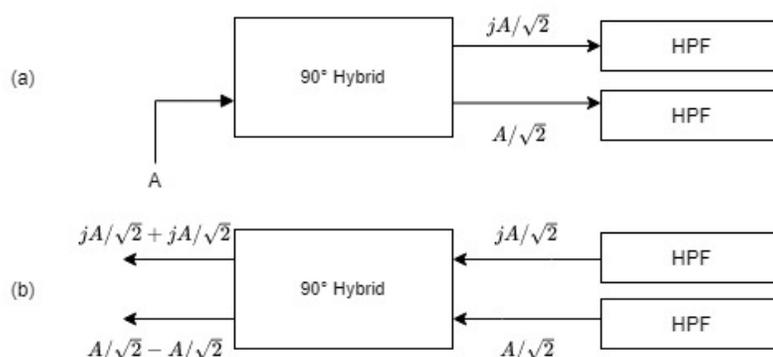


Figura 2.18: Diagrama de flujo de la señal de baja frecuencia del diplexor. (a) Primera etapa en que la señal de entrada de baja frecuencia pasa por el híbrido de cuadratura. (b) Segunda etapa del flujo en que la señal es reflejada por el filtro pasa alto y entra nuevamente al híbrido.

Para explicar el funcionamiento de este diplexor se procede a hacer un análisis del flujo de

ambas señales de entrada, que se observan en la Figura 2.17. En la Figura 2.18 (a), se observa la primera etapa de la señal de baja frecuencia. Se asume que la señal incidente es de amplitud  $A$ , al pasar por el híbrido de cuadratura se obtienen dos salidas, cuya amplitud se observa en la Figura 2.18 (a). La segunda etapa de este flujo se observa en la Figura 2.18 (b), en que los filtros pasa altos reflejan las señales de salida del primer flujo, ya que son de baja frecuencia e ingresan nuevamente al híbrido. Al pasar por el híbrido en la dirección contraria se obtienen las amplitudes de salida que se observan a la izquierda de la Figura 2.18 (b), se obtiene entonces que en el puerto superior izquierdo del híbrido la señal de salida es de igual amplitud que la señal incidente, pero desfasada en  $90^\circ$ . De la misma forma se observa que en el puerto inferior izquierdo del híbrido las señales se anulan, y por tanto no entorpecen de ninguna forma la señal incidente por el mismo puerto.

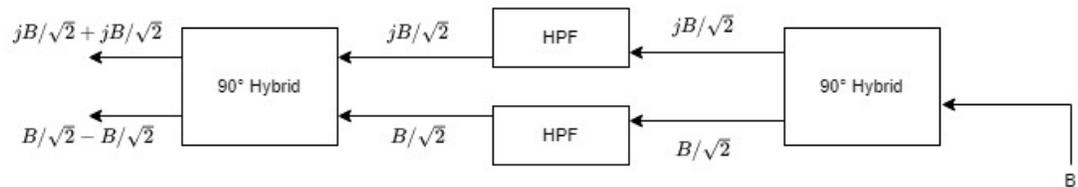


Figura 2.19: Diagrama de flujo de la señal de alta frecuencia en el diplexor.

El flujo de la señal de alta frecuencia se observa en el diagrama de la Figura 2.19, en esta la señal incidente de amplitud  $B$  ingresa al híbrido de cuadratura de derecha a izquierda. Como resultado, al salir del híbrido, se obtienen las amplitudes de  $B/\sqrt{2}$ , con ambas señales desfasadas en  $90^\circ$ , entonces los filtros pasa altos dejan pasar la señal, ya que es de alta frecuencia. Finalmente de forma idéntica al caso de la señal de baja frecuencia, las señales entran al primer híbrido de cuadratura, con lo que resulta la señal de igual amplitud a la onda incidente  $B$ , desfasada en  $90^\circ$  en el puerto de salida, y una señal de amplitud 0 en el puerto de entrada de la onda de baja frecuencia.

La principal ventaja de este diseño es que permite reducir las pérdidas por división de potencia que ocurrían con el diseño clásico a cero. Y por tanto si se consideran los componentes de este diplexor como ideales, la señal no presenta pérdidas al pasar por el diplexor.

## 2.5. Línea de Transmisión Microstrip

Las líneas de transmisión permiten llevar ondas electromagnéticas de un punto a otro, son de geometría uniforme y poseen 2 conductores los que junto a su geometría permiten que se propaguen las ondas TEM, haciendo las características de transmisión fácilmente modelables.

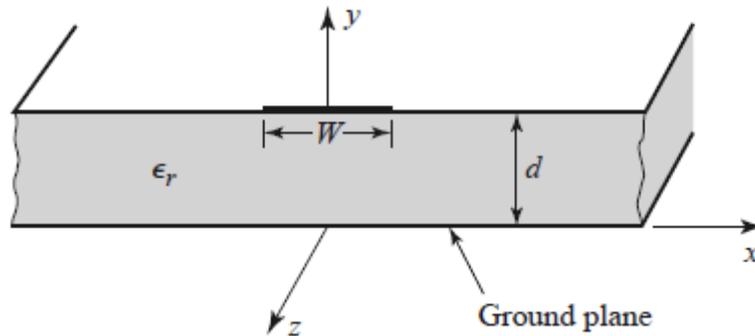


Figura 2.20: Figura representativa de una línea de transmisión microstrip [11]

En [11], se observa que una de las líneas de transmisión de mayor relevancia son las microstrip, las que están hechas mediante procesos de litografía, mecanizado y otros. Es planar y consiste de una franja conductora sobre un material dieléctrico que separa al material conductor del plano de tierra tal como se observa en la Figura 2.20.

## 2.6. Ruido

El ruido en los sistemas y dispositivos de microondas es crítico en su desempeño y consiste en componentes no deseados en la señal estudiada, su origen es diverso y aleatorio, y en dispositivos complejos como receptores, radares, etc. Determina la señal de menor potencia que el dispositivo es capaz de manejar. Especialmente en el ámbito de la astronomía donde las señales recibidas son de mínima intensidad, el ruido juega un papel fundamental ya que tanto la antena como la circuitería interna del receptor aportan ruido a la señal, sin embargo, esta sección se centra en el estudio del ruido presente en los sistemas circuitales de microondas. La información de esta sección se obtuvo de [11] y [19].

Mediante la ley de radiación de cuerpo negro de Planck y un circuito equivalente de Thevenin aplicado a una resistencia, se obtiene una relación para la máxima potencia de ruido entregada por el resistor la que está dada por la ecuación 2.19.

$$(2.19) \quad P_n = KTB$$

Con  $K$  la constante de Boltzman,  $B$  el ancho de banda, que usualmente está determinado por los filtros del dispositivo, y  $T$  la temperatura de la resistencia.

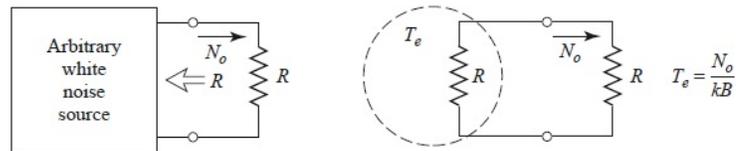


Figura 2.21: Temperatura de ruido equivalente, de una fuente arbitraria de ruido blanco [11].

Si se tiene una fuente de ruido arbitraria caracterizada cómo no dependiente de la frecuencia, es decir, ruido blanco, es posible modelarla como una fuente de ruido termal caracterizada por su temperatura de ruido equivalente, como se ejemplifica en la Figura 2.21, y mediante la relación 2.19 es posible determinar la potencia de ruido introducida por el dispositivo.

### 2.6.1. Figura de ruido

Primero se define la relación de señal a ruido (SNR) cómo la razón entre la potencia de la señal deseada y la potencia de ruido, luego la figura de ruido se define cómo la razón entre la SNR de entrada y la de salida tal como se ejemplifica en la ecuación 2.20, esta relación siempre será mayor o igual a 1 ya que es de esperar qué el dispositivo aumente el ruido por lo que la SNR de salida será menor a la de entrada.

$$(2.20) \quad F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

### 2.6.2. Figura de ruido de un sistema en cascada

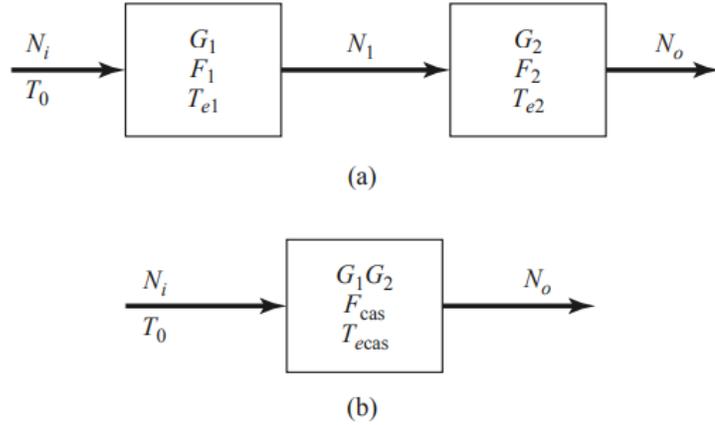


Figura 2.22: Figuras de ruido y temperaturas de ruido equivalente. (a) los dos sistemas en cascada. (b) red equivalente. [11]

Típicamente en un circuito de microondas se tiene una serie de dispositivos en cascada y cada uno de ellos aporta ruido al sistema, por lo que el ruido total será la combinación de todos ellos. Si se tienen dos dispositivos en cascada con figuras de ruido, temperaturas de ruido y ganancias distintas, es posible obtener la temperatura de ruido equivalente del sistema, tal como se muestra en la Figura 2.22. La potencia de ruido intermedia del sistema se observa en la ecuación 2.21.

$$(2.21) \quad N_1 = G_1KT_0B + G_1KT_{e1}B$$

La potencia de ruido de salida del sistema, se muestra en la ecuación 2.22.

$$(2.22) \quad N_o = G_2N_1 + G_2KT_{e2}B = G_1G_2KB(T_0 + T_{e1} + \frac{1}{G_1}T_{e2})$$

Mediante la ecuación 2.21 y 2.22, es posible concluir la ecuación 2.23.

$$(2.23) \quad T_{cas} = T_{e1} + \frac{1}{G_1}T_{e2}$$

Con este análisis es posible concluir que los elementos primarios de gran ganancia determinan el ruido del sistema, ya que las siguientes temperaturas de ruido estarán divididas por la ganancia de este, es debido a esto que un receptor el amplificador de bajo ruido que amplifica la señal para que esta sea luego procesada determina principalmente el ruido de todo el receptor.

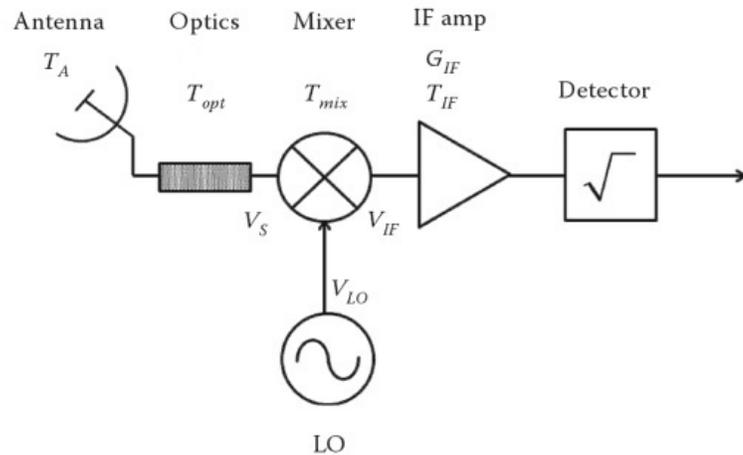


Figura 2.23: Esquema general de un receptor.

Con  $T_A$  la temperatura equivalente de ruido de la antena. Con  $T_{opt}$ ,  $T_{mix}$ , y  $T_{IF}$ , la temperatura de ruido de la parte óptica de recepción, el mezclador, y el amplificador de la señal de frecuencia intermedia respectivamente. Se observan también las señales  $V_S$ ,  $V_{LO}$ , y  $V_{IF}$ , que corresponden a las señales de voltaje de la fuente, el Oscilador Local, y la señal de frecuencia intermedia respectivamente [19].

## 2.7. Receptores

En general, un receptor de radiofrecuencia consiste en un dispositivo que convierte la señal RF recibida a una frecuencia intermedia (IF), que puede ser procesada de mejor forma que la señal original. Como resultado de esta conversión se obtienen dos bandas laterales que se ubican por sobre la frecuencia de conversión del oscilador local y por debajo de ella, estas bandas son la banda lateral superior y la banda lateral inferior respectivamente. En la Figura 2.23 se observa el esquema de un receptor típico, que recibe como entrada una señal  $V_S$ , y que al pasar por el mezclador, es multiplicada con la señal de oscilador local  $V_{LO}$ , y es capaz de obtener la señal  $V_{IF}$  que es una copia de la señal original pero a una frecuencia menor. Los conceptos y definiciones que aquí se observan fueron obtenidos de [19] y [22].

### 2.7.1. Conceptos Importantes en el análisis de Receptores

- Frecuencia de banda base: que consiste en la señal de baja frecuencia que contiene la información que se quiere recibir.
- Señal de Frecuencia Intermedia (IF): Como se observa en la Figura 2.23 es la señal que resulta como salida de la etapa de mezcladores, que consiste en la diferencia entre la señal RF y la señal de LO.
- Ancho de Banda Sintonizable vs Ancho de Banda instantáneo: El ancho de banda instantáneo es la medición que se obtiene al dejar la frecuencia del oscilador constante y medir la salida

del receptor frente a diferentes frecuencias en la entrada, es así que se obtiene un ancho de banda en que la ganancia del receptor es suficiente para que sea posible trabajar con la señal obtenida. El ancho de banda sintonizable consiste en la señal obtenida al variar la frecuencia del oscilador local siguiendo a la señal de entrada, de esta forma lo que determina este ancho de banda es el amplificador de bajo ruido de IF y el mezclador utilizado. En general el ancho de banda instantáneo tiende a ser mucho menor al sintonizable.

- Señal Mínima Detectable (MDS): Esta se calcula en función de la figura de ruido y del ancho de banda instantáneo.

### 2.7.2. Tipos de Receptores

Los receptores se clasifican principalmente de acuerdo a las diferentes formas de separar la señal deseada de la señal imagen, además de los componentes que se utilizan. A continuación se presentan las configuraciones típicas:

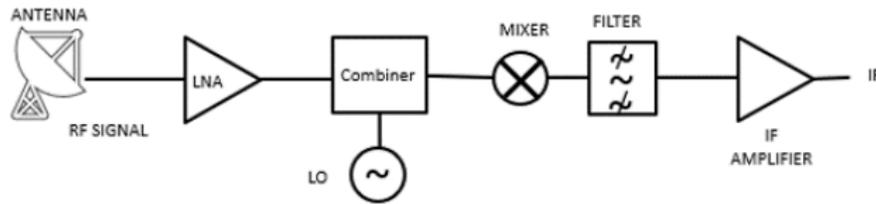


Figura 2.24: Esquema de receptor heterodino de doble banda lateral [22].

- Configuración de doble banda lateral (DSB): Esta configuración es una de las más simples, y utiliza un bajo número de componentes. En la Figura 2.24, se observa la configuración típica de este tipo de receptor. Debido a que las señales de entrada son extremadamente débiles del orden de  $\mu W$ , un amplificador de bajo ruido se ubica a la entrada, luego la señal RF se combina con la señal de oscilador local y entran al mezclador, en donde se hace la conversión de la señal a una frecuencia intermedia IF. Esta señal pasa por un filtro pasa banda para eliminar los armónicos de frecuencia producidos en la etapa de mezcladores, para finalmente amplificar nuevamente la señal.

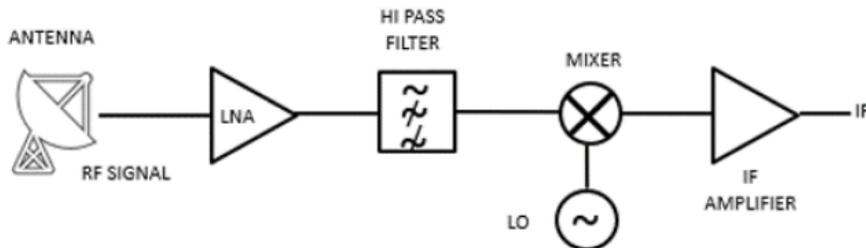


Figura 2.25: Esquema de un receptor de banda lateral singular [22].

- Configuración de banda lateral singular (SSB): Esta configuración difiere de DSB ya que el filtro se ubica antes del mezclador. El objetivo de este cambio en la estructura es eliminar una de las bandas laterales en la conversión de frecuencia. En la Figura 2.25 se observa esta estructura que resuelve el problema de sobre posición del espectro, pero a costa de perder la mitad del ancho de banda de la señal RF.

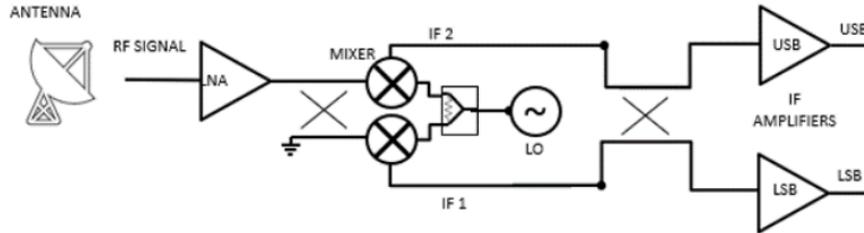


Figura 2.26: Esquema de receptor de separación de bandas laterales [22].

- Configuración de separación de bandas laterales (2SB): Esta configuración soluciona los problemas de las dos configuraciones anteriores, porque permite observar las dos bandas laterales de forma simultánea e independiente. Esto reduce el ruido en cada banda lateral y aumenta el ancho de banda de las observaciones, pero la estructura del receptor es de mayor complejidad. El uso de un híbrido de cuadratura es fundamental, para de esta forma separar la banda de RF en dos señales desfasadas en  $90^\circ$ . La desventaja de esta configuración radica en que el rechazo de la banda lateral depende del desbalance de amplitud y del desbalance de fase del sistema completo. En la Figura 2.26 se observa el esquema de este tipo de receptor.

### 2.7.3. Ruido en Receptores

Es la temperatura de ruido del receptor  $T_{rec}$ , la que finalmente determina la sensibilidad del sistema, el ruido del sistema proviene tanto del ruido de la antena como de los dispositivos eléctricos involucrados, es así que si nos centramos en los componentes luego de la antena el ruido de el receptor estará determinado de la siguiente manera:

$$(2.24) \quad T_{rec} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \frac{T_n}{G_1 \dots G_{n-1}}$$

Cómo los dispositivos del receptor no tienen mayor ganancia hasta llegar al amplificador de bajo ruido, es hasta este punto que los elementos aportan ruido al sistema, ya que pasado el amplificador el aporte a la temperatura de ruido es despreciable. Es debido a esto que es de suma importancia que los elementos anteriores al amplificador como el amplificador mismo sean de bajo ruido.

En este capítulo se abordaron en detalle todos los conceptos, y bases teóricas necesarias respecto a cada uno de los componentes que se relacionan directamente con el trabajo a realizar, esto último a profundizar en el capítulo que sigue.

## Capítulo 3

# Metodología

Este capítulo tiene por objetivo definir en detalle el trabajo a realizar en esta memoria, utilizando la base teórica y las referencias vistas en el capítulo 2, las consideraciones que se van a tener durante el desarrollo, y las herramientas que se utilizarán.

### 3.0.1. Resumen del trabajo a realizar

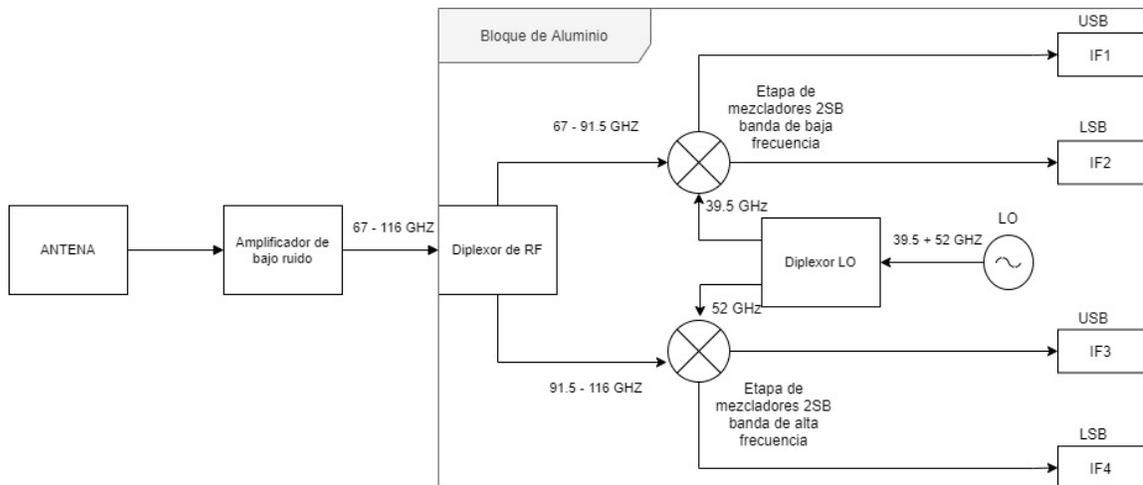


Figura 3.1: Esquema del receptor que se encuentra en desarrollo, y en el que se enmarca el trabajo de esta memoria.

El trabajo de esta memoria se enmarca dentro del desarrollo de un receptor de radioastronomía para la banda 2 + 3 de ALMA, cuya frecuencia va desde 67 a 116 GHz, con la principal característica de que permite acceder a la banda completa de manera instantánea sin la necesidad de sintonizar el oscilador local, cómo se ha abordado en diseños anteriores. El esquema de este receptor se observa en la Figura 3.1 y a continuación se listan sus principales etapas:

- Luego de la antena, que se ocupa de recibir y concentrar la señal, se tiene un amplificador de bajo ruido (LNA) cuyo único objetivo es amplificar la señal para seguir siendo procesada, y minimizar la adhesión de ruido a esta por parte de las etapas posteriores.
- La segunda etapa consiste de un diplexor de RF, que dividirá la señal en dos bandas de exactamente la mitad de la banda original, idealmente sin pérdidas y con parámetros de reflexión, transmisión y rechazo adecuados. Esta etapa será diseñada en guía de onda como ya se ha mencionado en secciones anteriores.
- Tal como se observa en el diagrama, existe un diplexor de LO, cuya función es separar las frecuencias provenientes del oscilador local en dos, cada una de las cuales alimenta un mezclador, como se observa en la Figura 3.1.
- Luego se tiene la etapa de mezcladores, trabajada en línea de transmisión microstrip, que se ocupa de hacer la conversión a baja frecuencia de las dos bandas que salen del diplexor de RF, la banda de baja frecuencia, 67 a 91.5 GHz, y la banda de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz. Para esto necesita de las señales provenientes del oscilador local, que le proporciona el diplexor de LO, con señales centradas en 39.5 y 52 GHz. Ambos mezcladores que se observan en la Figura 3.1 son de separación de bandas laterales, y tienen una estructura interna cómo la vista en la sección 2.7. Cada mezclador por sí solo, permite convertir a baja frecuencia la banda RF, con lo que se obtiene a la salida 2 señales IF, una correspondiente a la banda lateral superior (USB), y otra correspondiente a la banda lateral inferior (LSB). Así a la salida del receptor, como se observa en la Figura 3.1, se tienen un total de 4 señales IF que corresponden a la banda completa de 49 GHz separada en 4 señales IF de 12.25 GHz de ancho de banda cada una.

El presente trabajo consiste en el diseño de ambos diplexores que son parte del receptor. El diseño se hará en guía de onda rectangular y se espera que cumplan con los requisitos mínimos especificados en los objetivos de esta memoria. Estos requerimientos son, en el caso del diplexor de LO, un coeficiente de reflexión menor a -15 dB, pérdidas por inserción menores a 0.2 dB, y un rechazo mayor a 15 dB. Para el diplexor de RF los requerimientos son, un coeficiente de reflexión menor a -10 dB, pérdidas por inserción menores a 0.5 dB, y un rechazo mayor a 10 dB .

Para hacer efectivo el diseño, se utilizarán dos herramientas de simulación computacional. La primera consiste en el software ANSYS HFSS de simulación de campos electromagnéticos, este se usará para realizar el diseño de cada uno de los componentes de los diplexores, para integrar estos componentes, y finalmente optimizar el diseño de cada diplexor. La segunda herramienta es el software de simulación AWR Microwave Office, que se usará para hacer el análisis preliminar de la estructura completa de ambos diplexores, permitiendo una primera aproximación mediante componentes ideales, y verificar que condiciones deben cumplir los componentes de cada diplexor para satisfacer los objetivos planteados.

El procedimiento de diseño que se utilizará para cada diplexor se presenta a continuación:

1. Primero se presenta un diseño esquemático que pretende cumplir con los requerimientos definidos.
2. En segundo lugar se utiliza la herramienta computacional AWR Microwave Office, para hacer una primera aproximación al diplexor mediante componentes ideales, y obtener las primeras conclusiones respecto a las características que deben tener los componentes de cada diplexor.
3. Se realiza un diseño preliminar de cada componente, mediante procedimientos analíticos.
4. Luego se procede a diseñar cada componente individual del diplexor en HFSS, para optimizar su funcionamiento.
5. Finalmente se procede a integrar todos los componentes diseñados en un solo modelo, y se procede a optimizar su rendimiento.

### 3.1. Diseño diplexor de LO

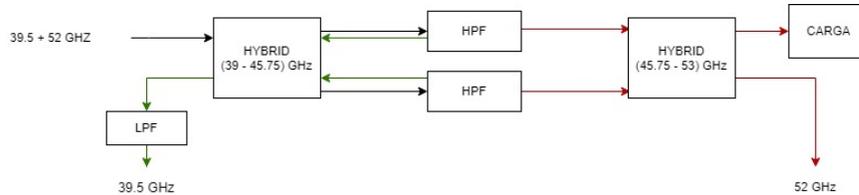


Figura 3.2: Esquema de diplexor de LO a diseñar.

El diseño de este diplexor se basa en el presentado en la sección 2.4.2, pero orientado a la banda de frecuencia de 39.5 a 52 GHz. En la Figura 3.2 se observa el bosquejo del diseño que se pretende llevar a cabo, en el que se tiene una entrada con ambas frecuencias provenientes del oscilador local, una señal centrada en 39.5 GHz, y otra señal centrada en 52 GHz. El flujo de la señal incidente se representa por las flechas de color negro, y se observa que luego del híbrido de cuadratura, las señales son separadas por los filtros pasa altos del diplexor, reflejando la señal de baja frecuencia de 39.5 GHz, representada por la flecha de color verde, y dejando pasar la señal de alta frecuencia de 52 GHz, representada por la flecha de color rojo. El flujo de la señal de baja y alta frecuencia es análogo al detallado en la sección 2.4.2, con lo que se obtiene en el puerto inferior izquierdo, la señal de baja frecuencia aislada. Y en el puerto inferior derecho del diplexor, se obtiene la señal de alta frecuencia aislada. Cabe recalcar nuevamente que estas frecuencias son constantes y no presentan variación, ya que el receptor para el que esta orientado este diplexor no es sintonizable por oscilador local. A continuación se presentan los principales componentes a diseñar que integran este diplexor:

1. El primer elemento de relevancia es el híbrido de cuadratura, que como se observa en la Figura 3.2 está repetido, y en este caso debe operar por lo menos de 39 a 52.5 GHz.
2. El segundo componente es el filtro seudo pasa altos, que permite que la señal de 52 GHz pase y la de 39.5 GHz se refleje. Para esto se determina que tenga una banda de transmisión de 45.75 a pasado los 52.5 GHz, y una banda de rechazo de 39 a 45.75 GHz. Considerando que estas bandas pueden sufrir algunos ajustes acorde a los resultados obtenidos en cada etapa del diseño.
3. El tercer componente consiste en el filtro pasa bajos que permite aislar la señal de 39.5 GHz, reflejando o atenuando las señales indeseadas alejadas de esta frecuencia, por lo que su banda de transmisión se fija de 39 a 45.75 GHz, y su banda de rechazo de 45.75 a 52.5 GHz. Nuevamente considerando que estas bandas pueden sufrir alteraciones, de acuerdo a los resultados que se obtengan en cada etapa del diseño.
4. El último componente parte del diseño, es la carga en el puerto de aislación del diplexor, cuyo único objetivo es disipar la potencia de la señales indeseadas que se puedan acoplar a este puerto y así evitar que se reflejen hacia el híbrido nuevamente. Idealmente al puerto de aislación no se acopla ninguna señal, pero debido a que los filtros no pueden presentar un comportamiento ideal, es de esperar que ciertas señales lleguen a este puerto.

### 3.1.1. Diseño con componentes ideales

El primer acercamiento al diseño de este diplexor se hace mediante el software AWR, siguiendo el esquema de la Figura 3.2, utilizando componentes ideales para determinar las características de los diferentes elementos del diplexor.

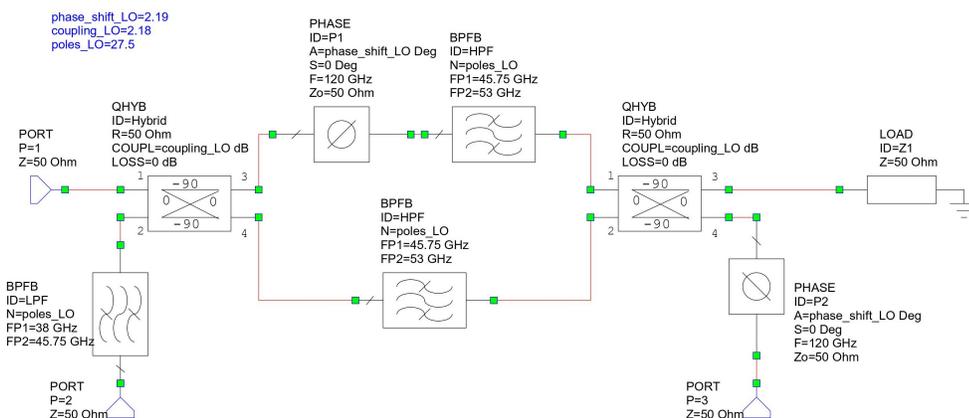


Figura 3.3: Esquemático en AWR de diplexor de LO con elementos ideales.

LPF: Filtro pasa bajos. Hybrid: Híbrido de cuadratura que se encuentra dos veces en el esquema. P1 y P2: Bloque desfaseador que agrega un desfase en la señal. HPF: Filtro Pasa altos. Z1: Carga

En la Figura 3.3 se observa el esquemático de este diseño preliminar, en el que se tienen todos los elementos detallados que conforman el diplexor, con la adhesión de un bloque de desfase, P1 y P2, tanto en el puerto de paso del primer híbrido del modelo, como en el puerto de acople del segundo, con el objetivo de incluir en la simulación el desbalance de fase que se produce en un diseño de híbrido de cuadratura real. Además, se tiene una variable en AWR para fijar el factor de acoplamiento del híbrido, el que se desplaza de los 3 dB, para simular el desbalance de amplitud que también es típico de un diseño real. Respecto a los filtros utilizados, tanto para el filtro pasa bajos (LPF), como para el filtro pasa altos (HPF), se precisa un orden de 27 en AWR, sin embargo, esto es solo referencial, ya que para este diseño en específico, no es un requisito que la pendiente de la transición entre las bandas de paso y rechazo sea de gran magnitud.

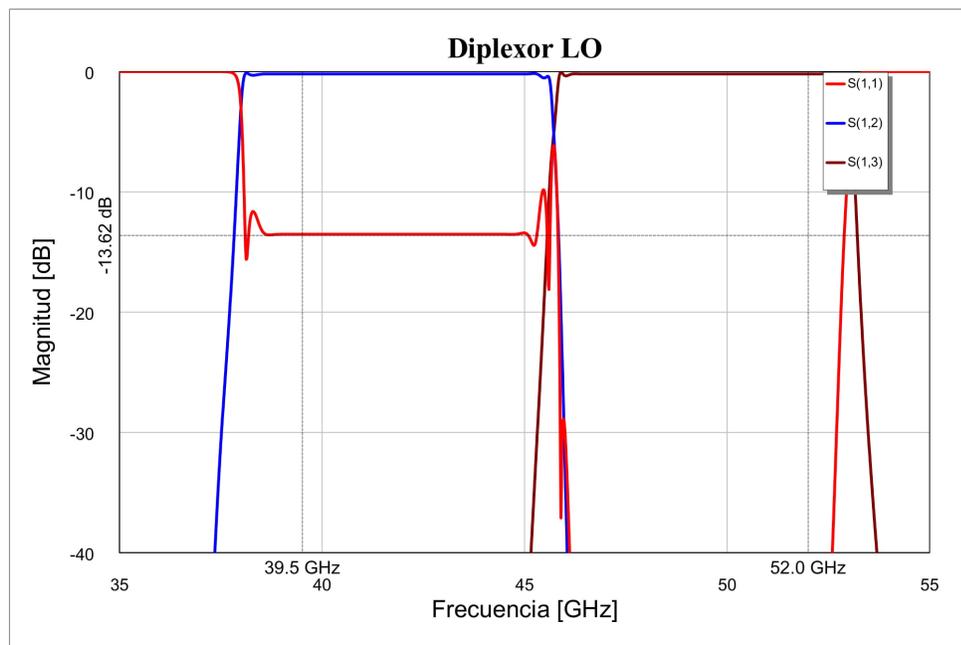


Figura 3.4: resultado simulación en AWR de diplexor LO con elementos ideales.

En el esquemático de la Figura 3.3, se observan los parámetros precisados para los distintos elementos del diplexor, en el que destaca el filtro pasa bajos cuya banda de transmisión va desde 38 hasta 45.75 GHz, y el filtro pasa altos que posee una banda de transmisión de 45.75 GHz a 53 GHz. También se tiene que ambos híbridos son ideales y con un factor de acoplamiento que en este caso se ha dejado en 2.18 dB, lo que provoca un factor de paso de 4.163 dB. Además se agrega un desfase a la señal de 2.19 grados en relación con la otra rama del híbrido. Estos parámetros dan el resultado que se observa en la Figura 3.4, donde se tiene un coeficiente de reflexión del orden de los -13 dB, fuera de la mitad de la banda en que el coeficiente de reflexión sube hasta los 5 dB

aproximadamente. Además, se tienen pérdidas de inserción menores a 0.2 dB, y un rechazo por debajo de -30 dB. Estos resultados preliminares cumplen los objetivos planteados, con excepción del coeficiente de reflexión que es superior a -15 dB, sin embargo, el desbalance de amplitud introducido en los híbridos es de 1.9 dB en la totalidad de la banda, mientras que en el caso de un diseño real, esta diferencia se concentra solo en la mitad de la banda, disminuyendo hacia los extremos. Por esta razón se considera que es un resultado aceptable, ya que en un diseño real el coeficiente de reflexión debería mejorar en al menos 2 dB, logrando el objetivo planteado.

De los resultados obtenidos, se concluye que el máximo desbalance de amplitud permitido para los híbridos debe ser de 2 dB, si se quiere lograr un coeficiente de reflexión menor a -15 dB. También se obtiene que el desbalance de fase no ejerce mayor impacto en el desempeño del diseño, pero se determina que no debería superar los 5°. Por último se clarifica que en este diplexor los puntos de importancia son solo las frecuencias de 39.5 y 52 GHz, en un rango de +- 0.5 GHz a su alrededor, por lo que no es relevante para el desempeño final si es que en el resto de la banda hay un peor rendimiento.

### **3.1.2. Híbrido de Cuadratura**

Este componente es considerado uno de los que mayor impacto tiene en el rendimiento del diplexor de LO, ya que está repetido dos veces y la señal pasa por este elemento más de una vez, como se detalló en la sección 2.4.2. El diseño de este se ejecuta mediante el procedimiento detallado en la sección 2.3.3 obteniendo un primer resultado. Este se simula en la herramienta HFSS para evaluar su rendimiento, y se procede a realizar una primera optimización hasta que se obtenga el menor desbalance de amplitud posible bajo los 2 dB, junto a un bajo desbalance de fase menor a los 5°, como fue determinado en el diseño preliminar. Una vez la simulación en HFSS da los resultados esperados cubriendo la totalidad de la banda especificada, es decir, de 39 a 52.5 GHz, se considera un resultado suficiente para que pueda ser integrado en el diseño completo del diplexor de LO.

### **3.1.3. Filtro Pasa Altos**

Este filtro ejerce un gran impacto en el diplexor, ya que de este depende que las reflexiones y las transmisiones en la mitad de este se hagan correctamente. Para esto y de acuerdo a la simulación preliminar en AWR se fija que la banda de transmisión sea de 45.75 a 53 GHz con una banda de rechazo de 38 a 44 GHz aproximadamente, sin embargo se destaca que el rendimiento se debe optimizar en las frecuencias de relevancia que son 39.5 y 52 GHz, en el resto de la banda puede existir un desempeño no óptimo. Para el diseño se sigue el procedimiento detallado en la sección 2.2.2 con lo que se llega a un diseño preliminar. Luego este modelo se construye en HFSS para ser optimizado hasta cumplir los requerimientos de un coeficiente de reflexión por debajo de -20 dB y pérdidas por inserción menores a 0.1 dB, para la banda de transmisión. Además de un coeficiente de reflexión superior a -0.1 dB y pérdidas por inserción por sobre los 20 dB, para la banda de rechazo. Se espera que estas condiciones se cumplan al menos para las frecuencias de interés que son 39.5 y 52 GHz. Finalmente con un modelo ya optimizado y cumpliendo estos requisitos para

la mayor porción de la banda posible, se considera suficiente para pasarlo a integrar el diseño del diplexor completo.

### 3.1.4. Filtro Pasa Bajos

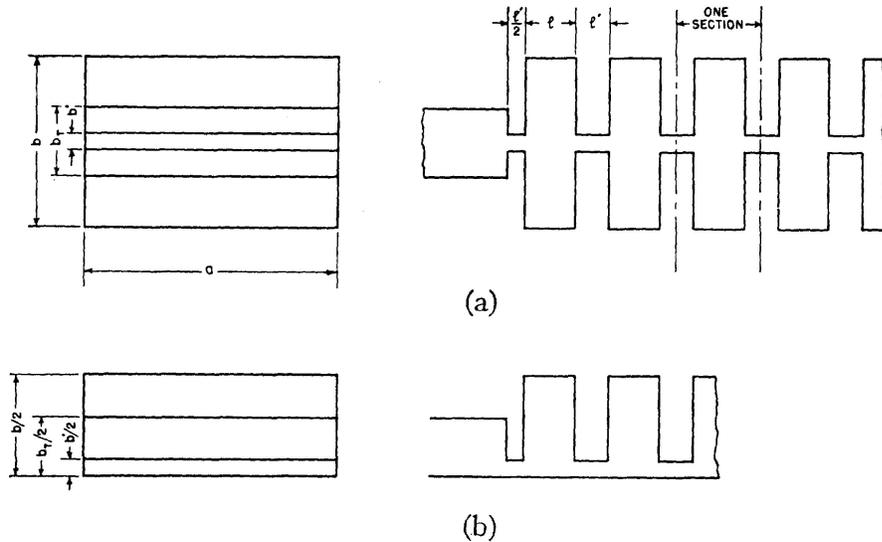


Figura 3.5: Esquema del ajuste del filtro pasa bajos del diplexor LO diseñado, desde (a) hacia (b) manteniendo la relación entre alto de la guía, y el alto de las cavidades del filtro [13].

Este filtro debe tener una banda de transmisión de 38 a 45.75 GHz, y una banda de rechazo que cubra satisfactoriamente de 46.5 a 53 GHz. Basándose en el procedimiento de diseño especificado en la sección 2.2.1, se obtiene un primer diseño. Sin embargo debido a los bajos requerimientos de desempeño, se decide utilizar una variación de este que considera solo la parte superior, para hacerlo más compacto, sin modificar el alto de la guía de onda, pero ajustando el alto de las cavidades del filtro para mantener la relación entre el alto de las cavidades, y el alto de la guía de onda, como se ejemplifica en la Figura 3.5, acorde a lo explicado en [13]. Finalmente este diseño preliminar se pasa a HFSS donde se optimiza su funcionamiento, siempre considerando que las pérdidas por inserción se encuentren por debajo de 0.1 dB, y el coeficiente de reflexión por debajo de -20 dB para la frecuencia de interés de 39.5 GHz, y un rango a su alrededor de  $\pm 0.5$  GHz. Además, se pretende lograr un coeficiente de reflexión por sobre -0.1 dB y pérdidas por inserción superiores a 20 dB para la frecuencia de 52 GHz, y un rango de  $\pm 0.5$  GHz a su alrededor. Una vez obtenido el mejor resultado que cumpla estas condiciones, para la mayor fracción de la banda entre 38 y 53 GHz, se considera suficiente para que integre el diseño del diplexor de LO completo.

### 3.1.5. Diplexor Completo

Ahora que todos los componentes han sido diseñados, se procede a combinarlos en un solo modelo en HFSS, siguiendo el esquema de la Figura 3.2, y optimizar su rendimiento para lograr idealmente un coeficiente de reflexión por debajo de los -20 dB y pérdidas por inserción menores a 0.1 dB en el puerto de baja frecuencia, para 39.5 GHz en un rango de  $\pm 0.5$  GHz. Además de un coeficiente de reflexión por debajo de los -20 dB y pérdidas por inserción por debajo de 0.1 dB para el puerto de alta frecuencia, para 52 GHz en un rango de  $\pm 0.5$  GHz. La optimización de este diseño se centra en ajustar el largo de las guías de onda de conexión entre los componentes y no se estima necesario el cambiar los componentes individuales, ya que los requerimientos del diplexor LO son bastante flexibles cómo para ser ajustado solo con los largos de conexión. Finalmente entonces se llega al diseño final del diplexor de LO que cumple al menos con los objetivos planteados al inicio de esta memoria, pero intentando acercarse a los requisitos ideales recién detallados.

## 3.2. Diseño diplexor RF

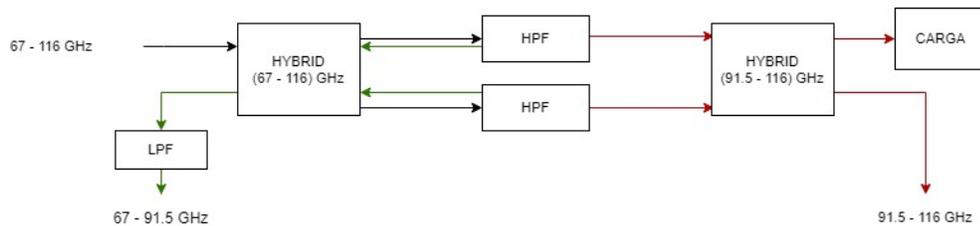


Figura 3.6: Esquema de diplexor de RF a diseñar.

Tal y como en el caso del diplexor de LO, para este diplexor se elige seguir el diseño detallado en la sección 2.4.2, orientado a la frecuencia de interés como se muestra en la Figura 3.6. Este diseño permite separar la señal de entrada de RF, que cubre la banda de 67 a 116 GHz, en dos bandas más pequeñas adyacentes entre si incluyendo una banda de baja frecuencia (67 - 91.5 GHz) y una banda de alta frecuencia (91.5 a 116 GHz). El flujo de las señales desde el puerto de entrada, hasta las salidas de alta y baja frecuencia, es análogo al caso del diplexor LO, y se detalla en la sección 2.4.2. Así en la esquina izquierda a la salida del filtro pasa bajos, se tiene la salida de la banda de baja frecuencia, y en la esquina inferior derecha a la salida del híbrido de banda alta, se obtiene la banda de alta frecuencia. A continuación se repasan los elementos que componen este diplexor y que se pueden observar en la Figura 3.6.

#### 3.2.0.1. Elementos del diplexor

1. Híbrido de banda completa: Este híbrido de cuadratura es el componente principal de este diplexor y cubre la totalidad de la banda de 67 a 116 GHz, correspondiente a un ancho de banda fraccionario de 53.5% aproximadamente. Por lo mismo gran parte del trabajo

está orientado a lograr que este elemento tenga el mejor desempeño posible, en la totalidad o en su defecto en la mayor porción de la banda de interés.

2. Híbrido de banda alta: Este híbrido de cuadratura solo debe trabajar en la banda de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz. Debido a su reducido ancho de banda, este híbrido es simple de diseñar, en comparación al híbrido de banda completa.
3. Filtros pasa altos: El propósito de este filtro es transmitir la banda de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz, y reflejar la banda de baja frecuencia, 67 a 91.5 GHz. Debe presentar una transición de pendiente muy elevada, entre banda de transmisión y banda de rechazo, para evitar la pérdida de señales cercanas a la mitad de la banda.
4. Filtro pasa bajos: Este filtro se adhiere al diseño para evitar que señales de alta frecuencia se filtren a la salida de baja frecuencia del diplexor, debido al desbalance de amplitud del híbrido de banda completa. Su banda de transmisión debe cubrir la totalidad de la banda de baja frecuencia de 67 a 91.5 GHz.
5. El último componente parte del diseño es la carga en el puerto de aislación del diplexor, cuyo único objetivo es disipar la potencia de las señales indeseadas que se puedan acoplar a este puerto y así evitar que se reflejen hacia el híbrido nuevamente. Idealmente al puerto de aislación no se acopla ninguna señal, pero debido a que los filtros no pueden presentar un comportamiento ideal, es de esperar que ciertas señales lleguen a este puerto.

### **3.2.1. Diseño con componentes ideales**

En este diplexor también se lleva a cabo un primer acercamiento al diseño mediante una simulación con la herramienta AWR, siguiendo el esquema de la Figura 3.6 y utilizando componentes ideales. Esta simulación pretende encontrar las características necesarias de cada elemento del diplexor, y así lograr los requerimientos establecidos para este diseño en particular.

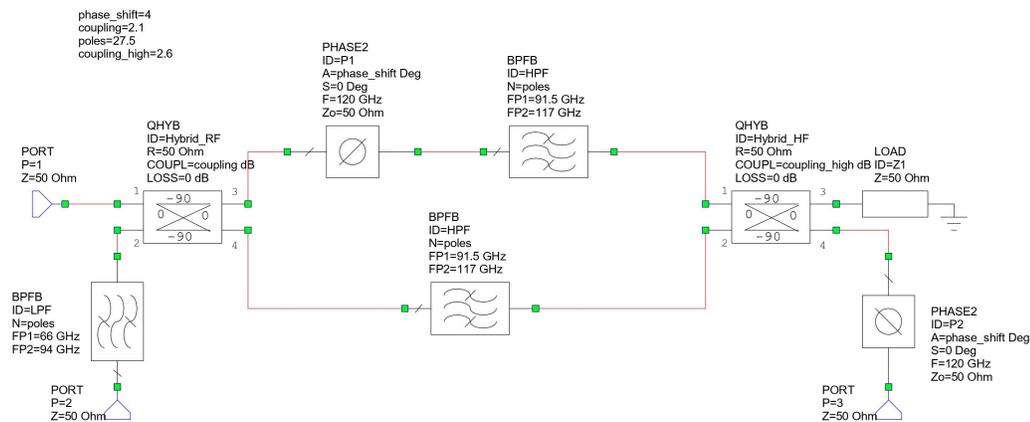


Figura 3.7: Esquemático en AWR de diplexor RF con elementos ideales.

LPF: Filtro pasa bajos. Hybrid\_RF: Híbrido de cuadratura que debe cubrir la banda RF completa, de 67 a 116 GHz. P1 y P2: Bloques que agregan un desfase a la señal. HPF: Filtro pasa altos. Hybrid\_HF: Híbrido de cuadratura de banda alta, que cubre de 91.5 a 116 GHz. Z1: Carga.

La Figura 3.7 muestra el esquemático en AWR del diplexor RF. Este presenta el mismo diagrama general que el diplexor de LO, pero tiene diferencias considerables en sus requerimientos, y en las características de sus componentes. En primer lugar el ancho de banda de este diplexor es de 49 GHz. Para lograr cubrir tan amplia banda, es necesario un híbrido de cuadratura que opere en la banda completa, lo que presenta importantes dificultades. Además se necesita que el coeficiente de reflexión del diplexor se mantenga bajo los -10 dB, de acuerdo a los objetivos de esta memoria, en toda la banda de operación de 67 a 116 GHz. Por esta razón, y a diferencia del diplexor de LO, no puede existir la subida típica del coeficiente de reflexión en el centro de la banda. Se tiene también un segundo híbrido, que opera solo en la banda de alta frecuencia de 91.5 a 116 GHz, el que no presenta mayores desafíos en su diseño. Finalmente se tienen los filtros, cuyo principal requerimiento es que presenten una pendiente elevada en la transición entre banda de transmisión y banda de rechazo, especialmente en el caso del filtro pasa altos. Por este motivo es que en el diseño en AWR el orden de los filtros se colocó en 27, sin embargo los filtros en guía de onda permiten lograr estas pendientes elevadas, utilizando filtros de un orden típico, de alrededor de 5, dependiendo del diseño en específico.

Para incorporar en la simulación los problemas que presenta el híbrido de banda completa, se define una variable "coupling", que permite variar el factor de acoplamiento desplazándolo de los 3 dB, llegando a 2.1 dB. Esto provoca que el factor de paso del híbrido tenga un valor de 4.163 dB, teniendo entonces un desbalance de amplitud de 2 dB. Además se define una nueva variable "coupling\_high" que fija el factor de acoplamiento del híbrido de banda alta, este factor se ha colocado en 2.6 dB, provocando un desbalance de amplitud del orden de 1 dB. Al híbrido de banda completa se le ha agregado un desbalance de amplitud mucho mayor, ya que para cubrir una banda tan amplia, es de esperar que su desbalance de amplitud sea considerable.

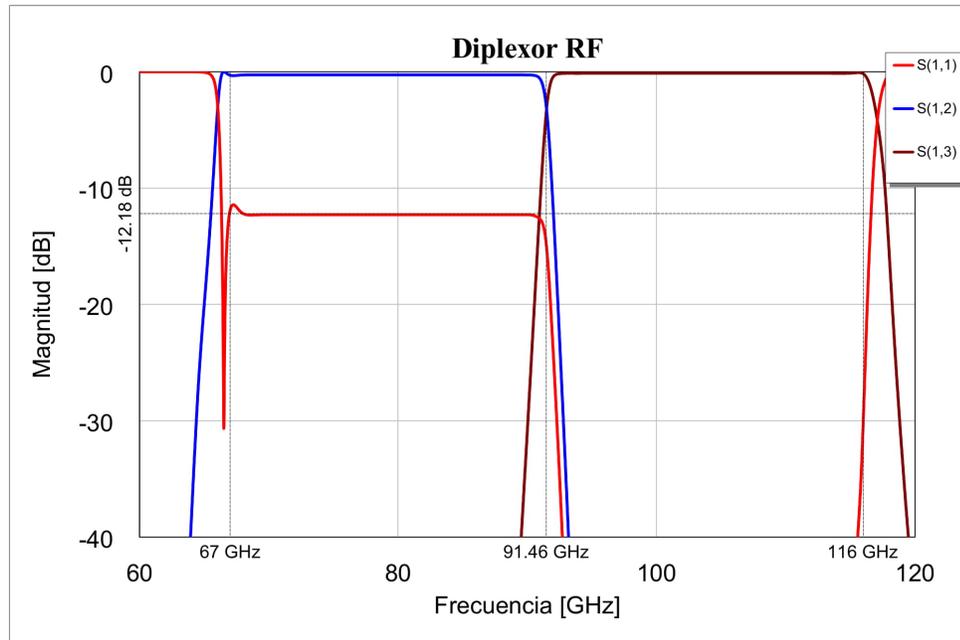


Figura 3.8: resultado simulación en AWR de diplexor RF con elementos ideales.

En la Figura 3.8 se tiene el resultado obtenido en la simulación para los parámetros que se observan en el esquemático presentado, a continuación se listan las conclusiones más relevantes:

- El primer punto a destacar es que se obtiene un coeficiente de reflexión por debajo de -12 dB. Esto por supuesto considerando un desbalance de amplitud de 2 dB, en el híbrido de banda completa, en la totalidad de la banda de estudio, lo que como se ha señalado anteriormente en el componente real no sucede. Este resultado cumple satisfactoriamente con el objetivo planteado para este diplexor, aunque se considera ideal lograr un coeficiente de reflexión bajo -15 dB, pero esto escapa a los objetivos de este trabajo en particular.
- Las pérdidas por inserción están por debajo de 0.2 dB, tanto en el puerto de baja frecuencia, como en el puerto de alta frecuencia. Acorde a los requerimientos planteados.
- El filtro pasa altos debe tener una banda de transmisión de 91.5 a 117 GHz y una banda de rechazo de 67 a 91.5 GHz, por lo que su transición se centrará en 91.5 GHz al igual que el diseño final del diplexor.
- Por último la conclusión más importante consiste en que se debe extender la banda de transmisión del filtro pasa bajos hasta los 94 GHz aproximadamente, para de esta forma lograr que el coeficiente de reflexión no suba en la mitad de la banda.

### **3.2.2. Híbrido de Banda Completa**

Este es el componente de mayor impacto del diplexor de RF y consiste en un híbrido de cuadratura capaz de cubrir la totalidad de la banda de 67 a 116 GHz. Para el diseño se sigue el procedimiento detallado en 2.3.3 obteniendo 3 modelos preliminares de 6, 8 y 10 ramas de acoplamiento. Estos tres modelos se pasan a la herramienta HFSS para optimizar su rendimiento electromagnético, eligiendo el de mejor desempeño de los 3. Luego se realiza una nueva optimización en HFSS del modelo elegido considerando las limitaciones mecánicas que determinan que la relación entre profundidad y ancho de la rama no puede superar la razón de 10, con esto se pretende asegurar que sea construible. Al obtener un resultado satisfactorio con desbalance de amplitud menor o igual a 2.5 dB, y desbalance de fase menor a 5° para la totalidad de la banda, se procede a realizar una simulación más detallada orientada a encontrar posibles resonancias en el modelo, que se producen debido al modo de orden superior. En el caso que existan resonancias, se debe evaluar si re-diseñar, o encontrar un modelo de peor rendimiento en el extremo de la banda pero sin las resonancias. Una vez elegida una de estas opciones, y optimizado el modelo en HFSS, se considera listo para integrarse con el resto de componentes.

### **3.2.3. Híbrido de Banda Alta**

Este híbrido es de mucha menor relevancia que el anterior pues solo debe ocuparse de la banda de alta frecuencia de 91.5 a 116 GHz. Este ancho de banda es relativamente bajo y simple de lograr. Para el diseño se sigue el mismo procedimiento detallado en la sección 2.3.3, obteniendo un primer resultado. Este modelo se pasa a la herramienta HFSS para ser optimizado, y como el ancho de banda es limitado en comparación al diseño anterior se establece como requerimiento que el desbalance de amplitud no supere los 1.2 dB. Este valor se obtiene del precisado en el diseño en AWR agregando 0.2 dB debido a la consideración, que ya se ha repetido anteriormente de que el desbalance que se considera en la simulación de AWR es constante en toda la banda, a diferencia del comportamiento real que tendrá este híbrido. Por último se determina que su desbalance de fase no supere los 2.5°, que es la mitad de lo agregado en la simulación. Una vez obtenidos estos requisitos el diseño está terminado para ser incluido al diplexor.

### **3.2.4. Filtro Pasa Altos**

Este filtro juega un rol primordial en el diplexor y por esta razón se fija como requerimiento que su transición entre banda de transmisión y rechazo tenga una pendiente elevada de acuerdo a los requerimientos explicitados en el análisis previo, mediante la simulación en AWR. Como ya se explico con anterioridad, esto es posible en guía de onda utilizando filtros de orden 5 o incluso menos [14].

El diseño de este componente se realiza siguiendo el proceso detallado en la sección 2.2.2, al obtener un primer resultado se pasa a HFSS y se agrega una adaptación en guía de onda entre la guía de entrada y la primera cavidad del modelo, junto con otra adaptación entre la última cavidad del modelo y la guía de salida, esto para mejorar la adaptación de impedancia. Luego se optimiza el

desempeño de este, hasta cumplir los requisitos de un coeficiente de reflexión por debajo de -15 dB, y pérdidas por inserción menores a 0.1 dB en la banda de transmisión. Además, de un coeficiente de reflexión por sobre -0.2 dB y pérdidas por inserción superiores a 15 dB en la banda de rechazo. Una vez se hayan cumplido estos requerimientos para la totalidad de la banda, se procede a integrar este diseño en el diplexor completo.

### **3.2.5. Filtro Pasa Bajos**

Como se determino en el análisis previo, este filtro debe tener una banda de transmisión de 67 a 94 GHz aproximadamente, con una banda de rechazo de 94 a 116 GHz. Para esto se comienza el diseño siguiendo el procedimiento detallado en la sección 2.2.1 lo que permite llegar a un resultado preliminar, este es pasado a HFSS y optimizado hasta que cumpla los requerimientos de, coeficiente de reflexión por debajo de -15 dB, y pérdidas por inserción menores a 0.1 dB en la banda de transmisión. Coeficiente de reflexión por sobre -0.2 dB y pérdidas por inserción superiores a 15 dB en la banda de rechazo. Una vez se cumplen estos requisitos, se considera suficiente para que integre el modelo final en HFSS del diplexor completo.

### **3.2.6. Diplexor Completo**

Al tener todos los componentes diseñados y optimizados individualmente, se procede a integrarlos en un solo modelo en HFSS y se determina el largo de las secciones en guía de onda, que conectan los diferentes componentes en el diplexor, ya que de este dependen posibles ondas estacionarias que afectan negativamente su rendimiento. Una vez obtenido el mejor resultado en relación a estas dimensiones, se procede a optimizar las medidas de los componentes individuales pertenecientes al diplexor, hasta lograr un resultado satisfactorio sin resonancias aparentes y que cumpla con los objetivos planteados al inicio de este trabajo. Por último, una vez validado el rendimiento electromagnético del diplexor, se procede a realizar y ajustar un modelo mecánico, mediante la herramienta SolidWorks, para facilitar la posterior construcción de este diseño.

En este capítulo se ha revisado detalladamente el trabajo a realizar, pasando por el diplexor de LO, el diplexor de RF, y todos sus componentes. Además, se hizo una simulación previa de cada diplexor mediante componentes ideales definiendo los requerimientos individuales de los elementos de ambos diplexores. Finalmente se ha detallado la metodología a seguir en el desarrollo de cada componente, junto con las consideraciones más relevantes a tener en cuenta durante este proceso, para de esta forma lograr un buen resultado. El siguiente paso es tomar lo aprendido en este capítulo y llevar a cabo los diseños.

## Capítulo 4

# Resultados

En este capítulo se presentan los diseños finales para cada componente y sus respectivos resultados, junto al análisis y las decisiones relevantes que acompañaron su desarrollo. Todos los diseños son optimizados mediante HFSS, para esto se simula mediante el método Fast hasta llegar a una solución aceptable, que luego se simula mediante el método interpolate [23], con un paso de 10 MHz para verificar el correcto desempeño y que no existan resonancias indeseadas. Los gráficos desplegados en esta sección son resultado de este último método.

### 4.1. Diplexor LO

A continuación se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los componentes del diplexor de LO incluyendo el modelo físico, sus principales dimensiones, su desempeño electromagnético, y un pequeño análisis del rendimiento, junto con la posibilidad de llevar a cabo su construcción.

### 4.1.1. Híbrido de cuadratura

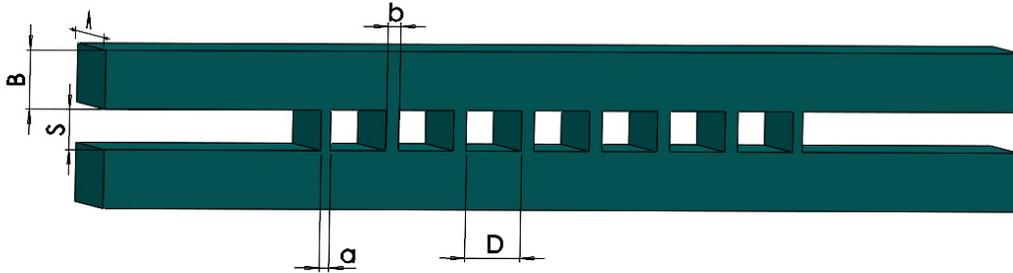


Figura 4.1: Modelo Híbrido cuadratura.

Dimensión	Valor (mm)
A	4.77
B	2.39
D	2.3
S	1.64
a	0.33
b	0.48

Tabla 4.1: Dimensiones principales del híbrido.

Para el diseño se siguen los procedimientos detallados en la sección 3.1.2, como resultado final se obtiene el modelo de la Figura 4.1, cuyas dimensiones se detallan en la Tabla 4.1.

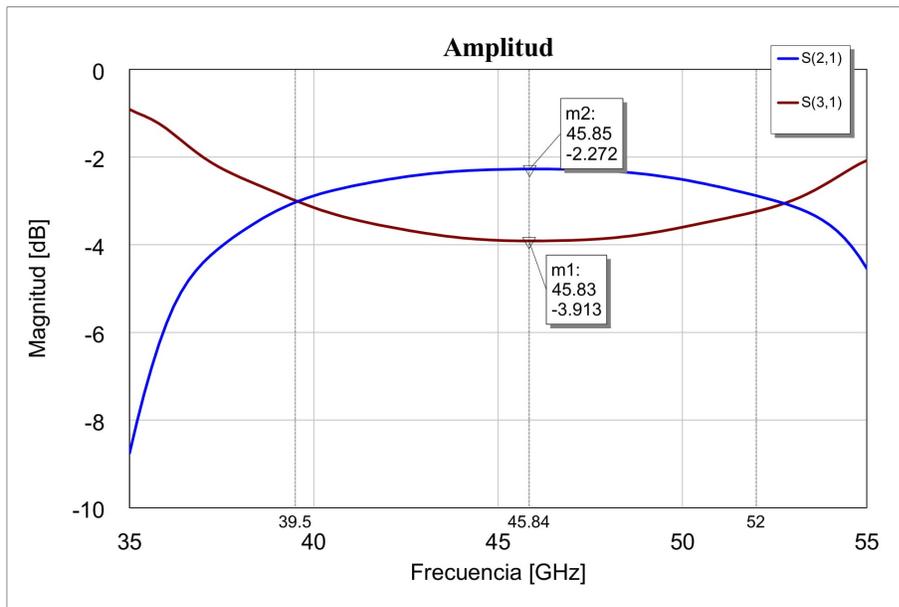


Figura 4.2: Transmisión de ambas ramas de salida del híbrido de cuadratura,  $S_{21}$  y  $S_{31}$ .

En la Figura 4.2 se observa el resultado de amplitud del híbrido y se ve que el desbalance de amplitud tiene un máximo de 1.8 dB, cubriendo toda la banda desde 39.5 a 52 GHz, lo que da una banda fraccional del 28 %.

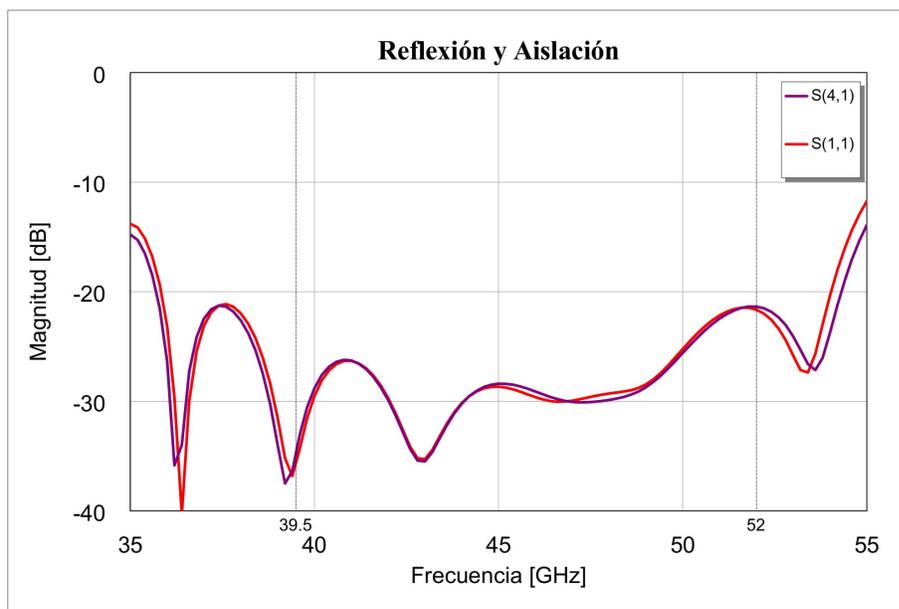


Figura 4.3: Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del híbrido de cuadratura.

La reflexión y aislación se observan en la Figura 4.3. Mostrando valores por debajo de los -22 dB en toda la banda.

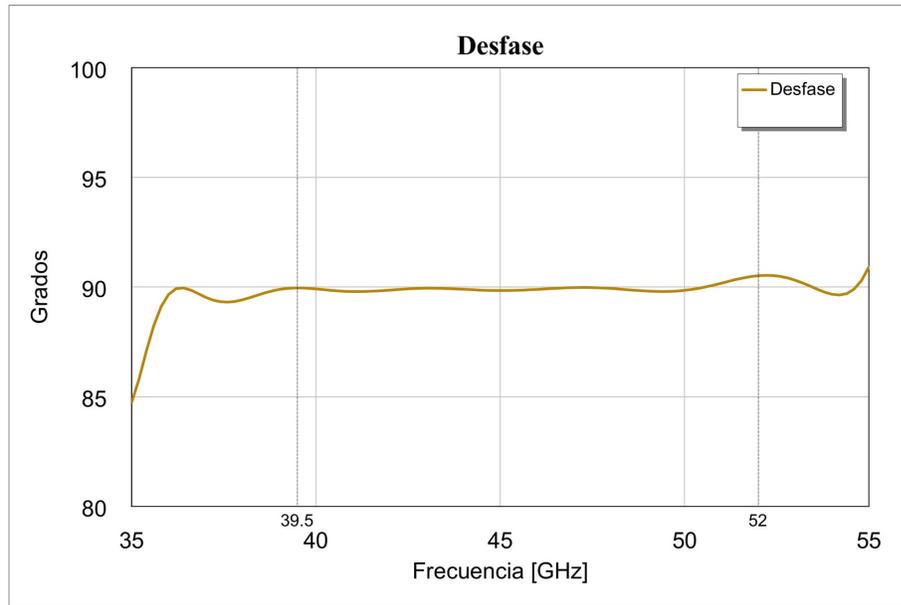


Figura 4.4: Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso del híbrido de cuadratura.

Por último en la Figura 4.4 se observa un desbalance de fase del orden de  $0.5^\circ$ . De estos tres resultados se concluye que el híbrido presenta un desempeño acorde a lo esperado con muy baja reflexión, y mínimo desbalance de amplitud y fase.

Respecto a la construcción de este dispositivo, la cota que podría significar un desafío es a, cuyo valor es de 0.33 mm, y acorde a A la razón de profundidad vs diámetro da un resultado de 7.22, lo que pese a ser un tamaño considerable es posible de construir.

#### 4.1.2. Filtro pasa altos

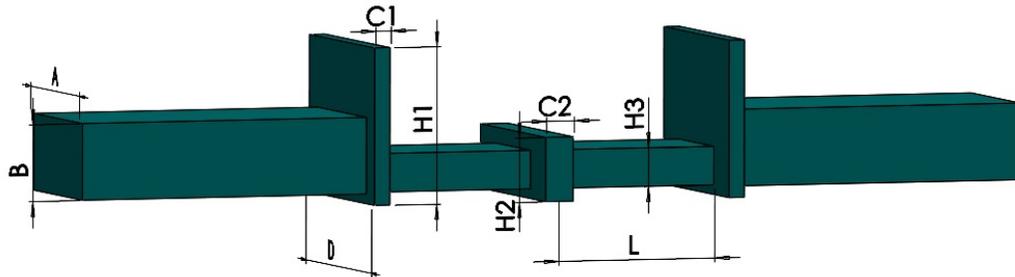


Figura 4.5: Diseño en HFSS filtro pasa altos

Dimensión	Valor (mm)
D	6.38
H1	4.9
H2	2.0
C1	0.5
C2	0.9
L	5.1

Tabla 4.2: Dimensiones del filtro pasa altos.

El diseño de la Figura 4.5 corresponde al filtro seudo pasa altos, obtenido mediante el procedimiento explicado en la sección 3.1.3, cuyas dimensiones se detallan en la Tabla 4.2.

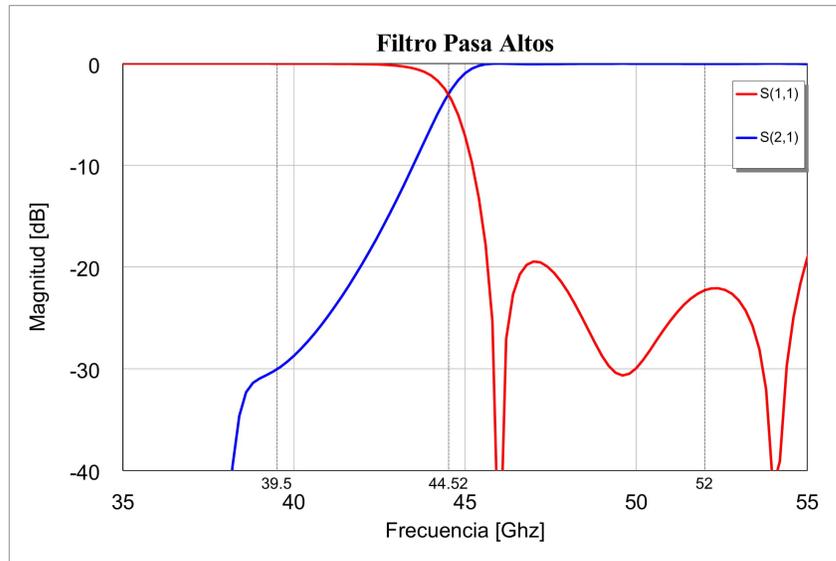


Figura 4.6: parámetros de scattering filtro seudo pasa altos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ).

En la Figura 4.6 se observan los parámetros de scattering del filtro seudo pasa altos, con un coeficiente de reflexión por sobre  $-0.1$  dB y pérdidas por inserción por sobre los 20 dB, en la banda de rechazo desde 31 hasta 42 GHz. La transición entre la banda de transmisión y la banda de rechazo del filtro es clara, desde los 42 hasta los 46 GHz con un ancho aproximado de 4 GHz, y una frecuencia de corte entre las bandas de 44.52 GHz. Para finalmente en la parte alta de la banda de 46 a 55 GHz tener pérdidas por inserción menores a 0.1 dB muy cercano a los 0 dB, y un coeficiente de reflexión con un valor máximo de  $-19.9$  dB, pero cercano a los  $-22$  dB para 52 GHz. En conclusión el comportamiento del filtro es de gran calidad para las frecuencias de interés de 39.5 y 52 GHz.

En las cotas que se muestran la Tabla 4.2, resalta C1 con un valor de 0.5 mm en la cavidad que tiene una profundidad de 3.19 mm acorde a D, la relación de largo por diámetro de la herramienta necesaria para efectuar esta cavidad es de 6.38 lo que no presenta mayor inconveniente para su construcción. El resto de sus dimensiones están muy por debajo de esta relación, por lo que se concluye que este componente es perfectamente construible.

### 4.1.3. Filtro pasa bajos

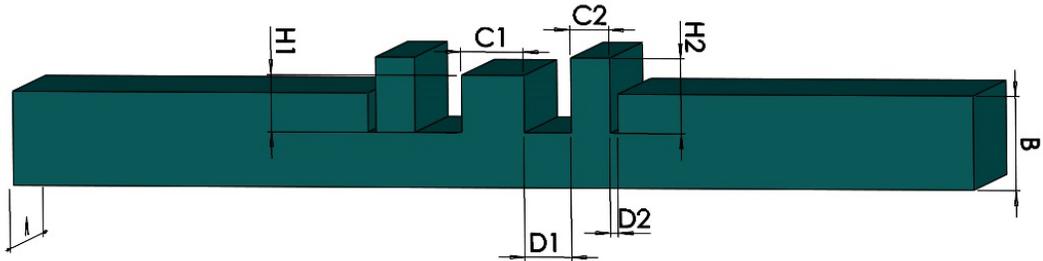


Figura 4.7: Diseño HFSS Filtro pasa-bajos

Dimensión	Valor (mm)
A	4.77
B	2.78
H2	6.6
C2	1.0
C1	1.6
D2	0.4
D1	1.2

Tabla 4.3: Dimensiones filtro pasa bajos

El desarrollo de este componente se encuentra detallado en la sección 3.1.4, una vez optimizado se obtiene el modelo de la Figura 4.7, cuyas dimensiones se observan en la Tabla 4.3.

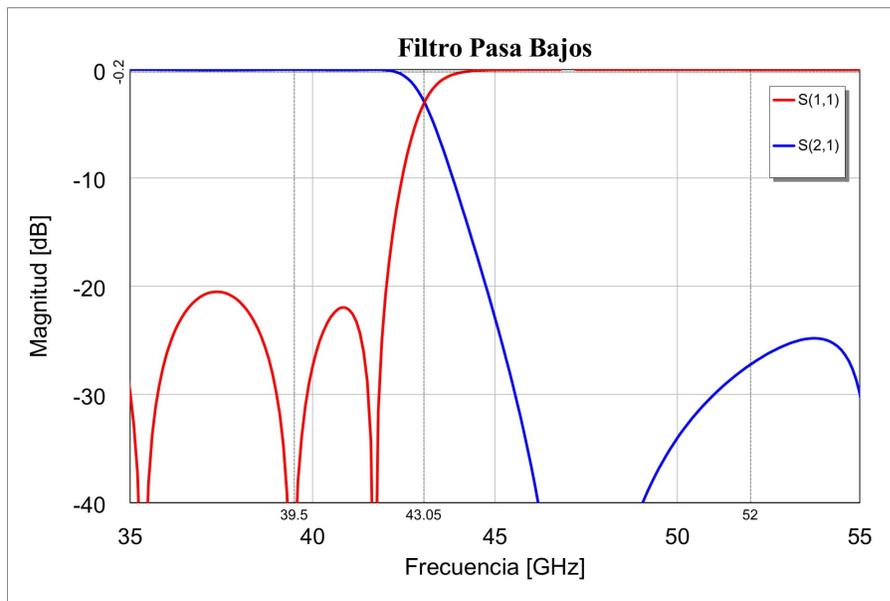


Figura 4.8: Parámetros de Scattering del filtro pasa bajos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ).

En la Figura 4.8 se muestra el resultado obtenido para el filtro pasa bajos, se observa que las pérdidas por inserción son menores a 0.1 dB desde 35 hasta los 42 GHz aproximadamente, y el coeficiente de reflexión en esta banda se encuentra por debajo de los -20 dB cumpliendo ampliamente lo esperado. Desde los 42 hasta los 44.8 GHz se encuentra la zona de transición a la zona de rechazo del filtro, con una frecuencia de corte entre las bandas de 43.05 GHz. Finalmente en la banda de 45 hasta los 56 GHz, en la banda de rechazo, se observa que el filtro se comporta satisfactoriamente, con pérdidas de inserción por sobre 20 dB y un coeficiente de reflexión sobre  $-0.1$  dB. En resumen el filtro cumple los requerimientos establecidos para integrar el diplexor de LO.

En relación a las cotas que se observan en la Tabla 4.3, se tiene que la dimensión más pequeña corresponde a la variable D2 de 0.4 mm, pero esta corresponde a metal y no aire, por lo que con la precisión de la fresa del orden de 10 micrómetros, esta dimensión no refleja un mayor inconveniente. Se concluye entonces que este diseño es construible.

#### 4.1.4. Diplexor completo.

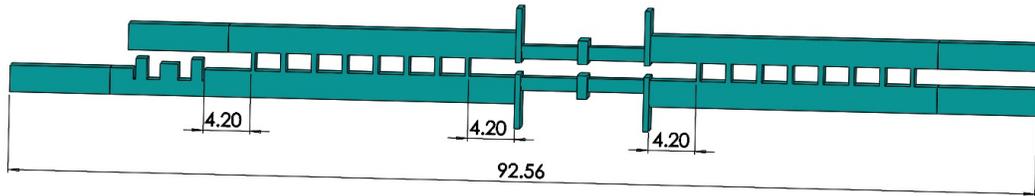


Figura 4.9: Modelo del diplexor de LO completo, con las cotas de secciones de conexión entre los componentes, y el largo total del diseño en milímetros.

Finalmente todos los componentes se combinan un solo modelo, que se observa en la Figura 4.9. En este las uniones han sido optimizadas para el mejor desempeño, y sus dimensiones se muestran en la misma figura.

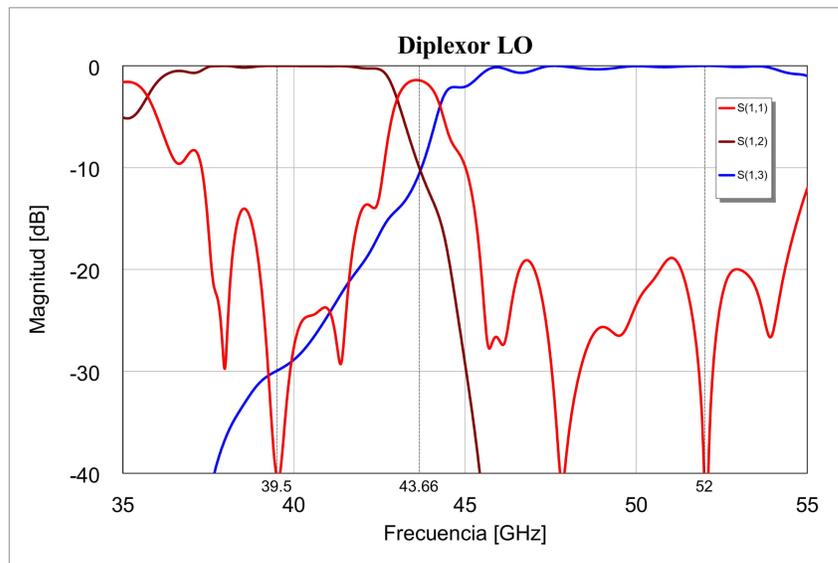


Figura 4.10: Parámetros de scattering diplexor de LO, con la transmisión del puerto de baja frecuencia ( $S_{13}$ ), la transmisión del puerto de alta frecuencia ( $S_{12}$ ), y la reflexión ( $S_{11}$ ).

En la Figura 4.10 se muestran los parámetros de scattering del diseño final del diplexor de

LO. El coeficiente de reflexión tiene un valor cercano a -40 dB, en las frecuencias de 39.5 y 52 GHz, con un ancho de banda en torno a estas de 1 GHz, alcanzando un máximo de -19.8 dB. Además es posible observar que las pérdidas por inserción, en el puerto de baja y alta frecuencia, de color café y azul respectivamente, se encuentran por debajo de 0.1 dB en las frecuencia de interés. El diplexor ciertamente tiene espacio para mejorar, pero debido a que las frecuencias del oscilador local son constantes, no es necesaria una mayor optimización. Debido a esto se finaliza el desarrollo con este resultado, ya que cumple satisfactoriamente los requisitos planteados en los objetivos de esta memoria, y en la sección 3.1.5.

El posterior diseño mecánico de este componente no se aborda en este desarrollo, pues el receptor al cuál deberá acoplarse este diplexor aún esta en fase temprana de desarrollo, y los requisitos mecánicos aún no se encuentran definidos en su totalidad. Por este motivo solo se deja el modelo de la Figura 4.9 como base para el futuro diseño mecánico.

## 4.2. Diplexor RF

A continuación se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los componentes del diplexor de RF, incluyendo el diseño final en HFSS, las dimensiones de mayor relevancia, su rendimiento electromagnético, y un pequeño análisis referente a los resultados obtenidos y a su capacidad para ser construido.

### 4.2.1. Híbrido de banda completa

Para este diseño se siguió el procedimiento detallado en la sección 3.2.2, sin embargo en la etapa de optimización en HFSS, el diseño fue incapaz de cubrir satisfactoriamente la banda de 67 a 70 GHz utilizando guía de onda estándar WR-10. Por este motivo se tomo la decisión de incrementar el ancho de la guía de onda de 2.54 mm hasta 2.78mm, permitiendo bajar la frecuencia de corte de la guía, y provocando un incremento considerable en el desempeño en frecuencias de 67 a 70 GHz.

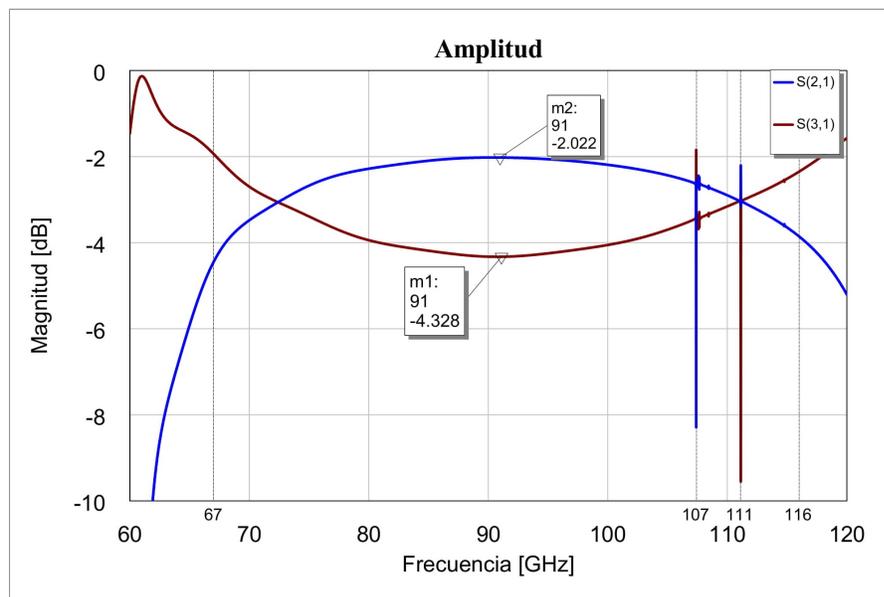


Figura 4.11: Transmisión de ambas ramas de salida, del primer diseño del híbrido de banda completa,  $S_{21}$  y  $S_{31}$ .

En la Figura 4.11 se observa el factor de acoplamiento, y el factor de paso del híbrido de banda completa. Se observa un desbalance de amplitud máximo de 2.3 dB, cubriendo la totalidad de la banda desde 67 a 116 GHz.

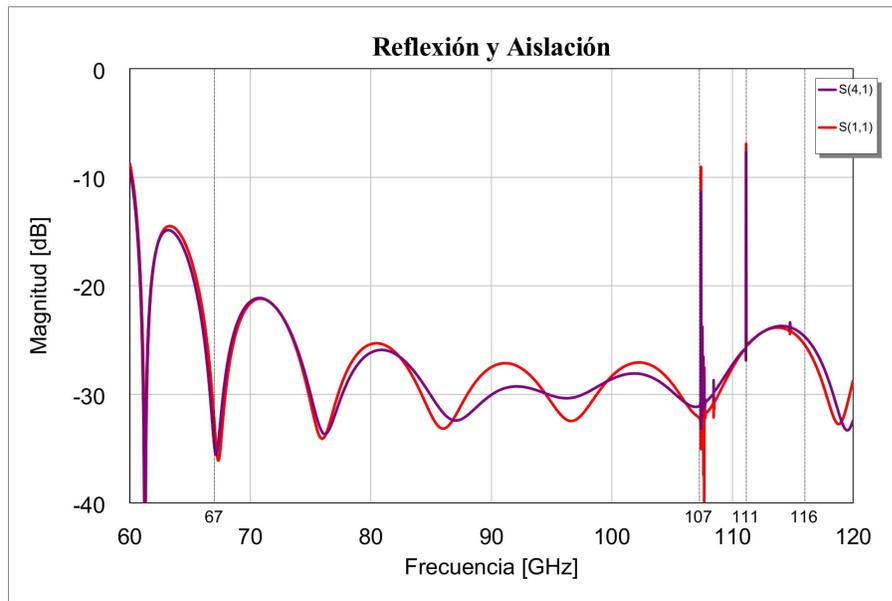


Figura 4.12: Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del primer diseño del híbrido de banda completa.

La reflexión, y la aislación se observan en la Figura 4.12, ambas se encuentran por debajo de -20 dB para toda la banda.

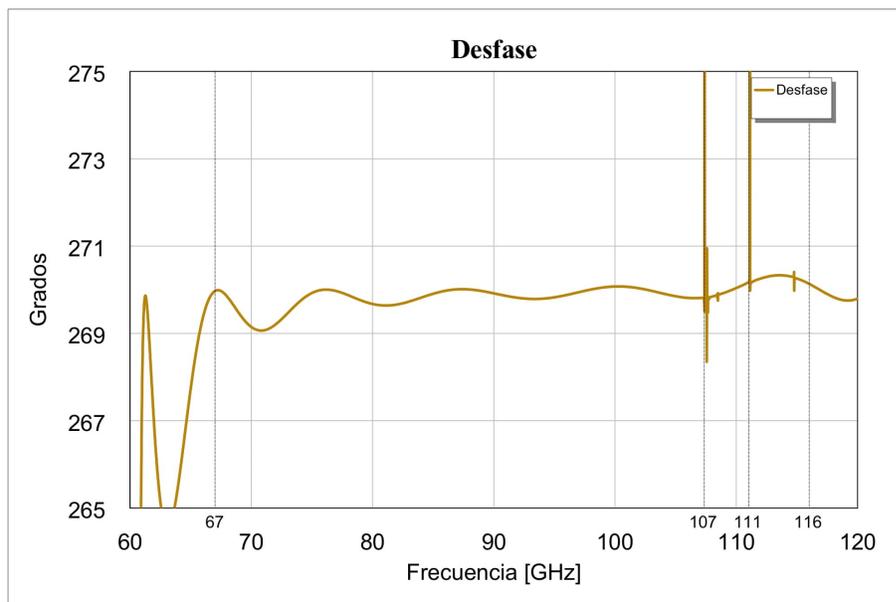


Figura 4.13: Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso del primer diseño del híbrido de banda completa.

Por último el desbalance de fase, que se observa en la Figura 4.13 es menor a 1 grado, lo que demuestra un gran desempeño en este ámbito. Sin embargo en todos los gráficos se observa una resonancia en 107 y 112 GHz aproximadamente, lo que es una amenaza a la correcta recepción de las señales en estas frecuencias. Claramente esto tiene relación con el aumento considerable del ancho de la guía desde su valor estándar de 2.54 mm a 2.78 mm, lo que permite tener mejor rendimiento en frecuencias bajo 70 GHz, pero introduce estas resonancias debido a que el segundo modo se excita a una frecuencia menor. Debido a esto, se decide hacer un re-diseño bajando la dimensión del ancho de la guía hasta casi su valor estándar. Esto permite desplazar las resonancias a una frecuencia superior a la banda de interés, pero al mismo tiempo se espera una disminución importante en el rendimiento bajo los 70 GHz.

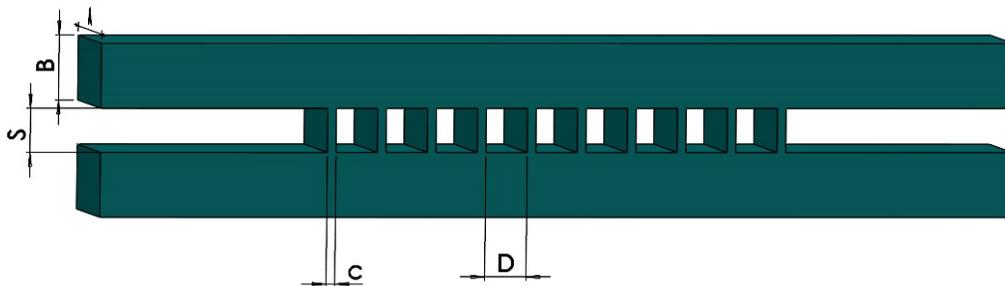


Figura 4.14: Modelo HFSS Híbrido banda completa.

Dimensión	Valor (mm)
A	2.57
B	1.21
D	0.78
S	0.82
c	0.168

Tabla 4.4: Dimensiones del híbrido de banda completa.

El modelo obtenido, considerando una guía de onda muy cercana a la estándar, se muestra en la Figura 4.14, y sus dimensiones se detallan en la Tabla 4.4. Nuevamente, cómo en el híbrido diseñado para el diplexor de LO, se tiene que la cota que dificulta la posibilidad de construir este híbrido es c, que en este caso mide 0.168 mm, teniendo la guía una profundidad de 1.285 mm acorde a A. Esto da una razón de largo con el diámetro de la herramienta necesaria para su construcción de 7.65, lo que es realizable pero con ciertas complicaciones. La principal dificultad consiste en mandar a construir las herramientas, además de que una razón tan grande entre largo y diámetro, incrementa la posibilidad de que la herramienta se rompa al intentar realizar estas cavidades.

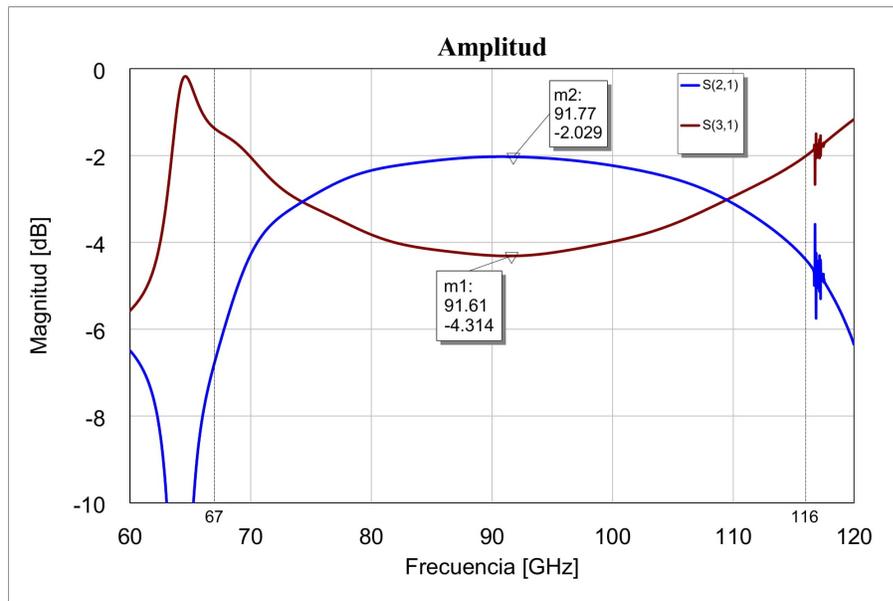


Figura 4.15: Transmisión de ambas ramas de salida, del segundo diseño del híbrido de banda completa,  $S_{21}$  y  $S_{31}$ .

En la Figura 4.15 se tiene el resultado obtenido para la transmisión de ambas ramas de este re-diseño del híbrido, y se observa que el desbalance de amplitud tiene un máximo de 2.31 dB aproximadamente, en la banda de 70 a 116 GHz. Se mantiene el desbalance de amplitud obtenido en el diseño anterior, pero con el inconveniente de que bajo los 70 GHz se observa un incremento importante en este desbalance, alcanzando en 67 GHz los 4.5 dB.

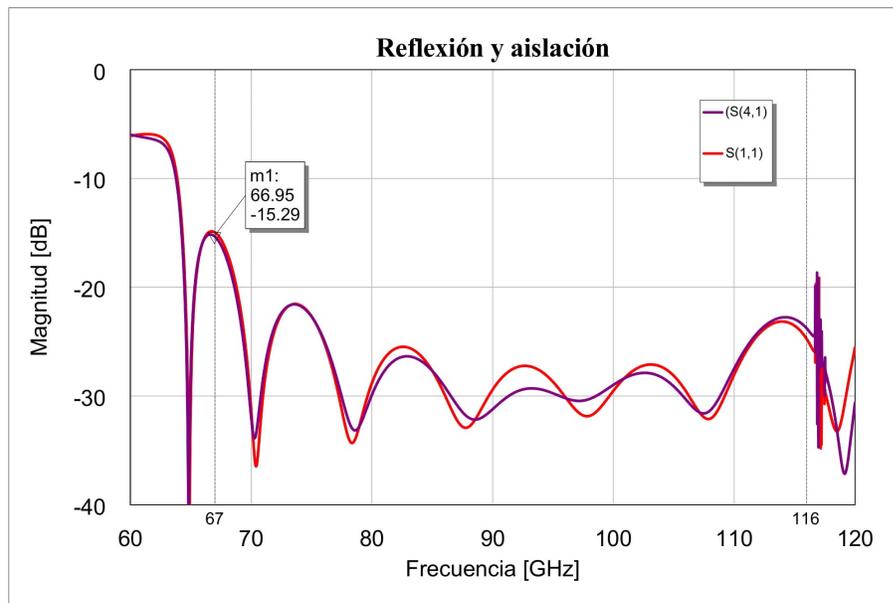


Figura 4.16: Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del segundo diseño del híbrido de banda completa.

La reflexión, y la aislación se observan en la Figura 4.16. Se comprueba que el rendimiento es muy similar al obtenido anteriormente, con la excepción de que bajo los 70 GHz el coeficiente de reflexión y la aislación suben alcanzando los -15 dB.

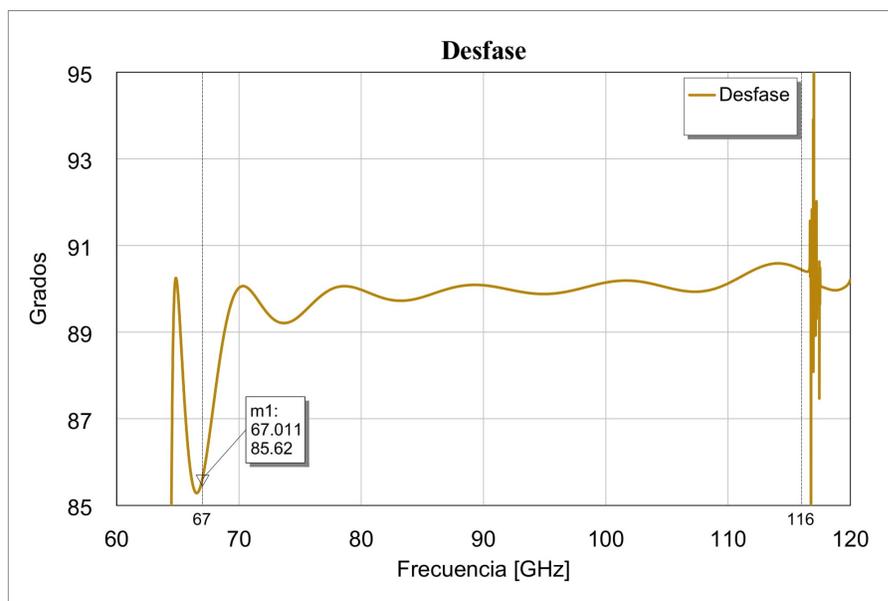


Figura 4.17: Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso, del segundo diseño del híbrido de banda completa.

Por último, el desbalance de fase se muestra en la Figura 4.17. En esta se observa la misma tendencia que para los resultados anteriores, bajo los 70 GHz se sufre una baja importante en el desempeño en relación al primer diseño, con un desbalance de fase máximo cercano a los  $4.5^\circ$  a 67 GHz.

En conclusión el primer diseño presenta un buen rendimiento en toda la banda pero incluyendo 2 resonancias muy importantes, mientras que el segundo diseño desplaza las resonancias fuera de la banda de interés, pero con una baja importante en el rendimiento entre 67 y 70 GHz. Sin embargo este problema se concentra en un ancho de banda mínimo de 3 GHz, por lo tanto se decide utilizar este segundo modelo para evitar los problemas que estas resonancias producirían en la recepción de la señal.

#### 4.2.2. Híbrido de banda alta

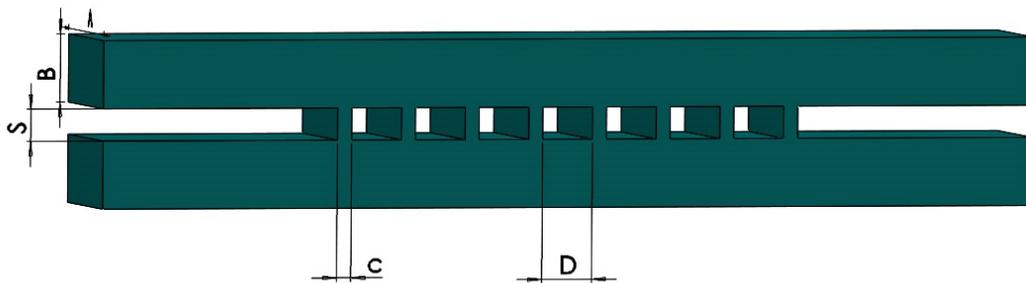


Figura 4.18: Modelo HFSS del híbrido de banda alta.

Dimensión	Valor (mm)
A	2.57
B	1.21
D	0.91
S	0.57
c	0.26

Tabla 4.5: Dimensiones del híbrido de banda alta.

Este híbrido tiene requisitos mucho más abordables que el híbrido de banda completa recién expuesto, ya que solo debe operar en el rango superior de la banda, es decir, de 91.5 a 116 GHz. Siguiendo el procedimiento detallado en 3.2.3 y sin mayor optimización, se obtiene el modelo de la Figura 4.18, con sus respectivas dimensiones detalladas en la Tabla 4.5.

Cómo para todos los híbridos diseñados hasta ahora, la única cota que puede producir

inconvenientes en la construcción es  $c$ , que en este caso mide 0.26 mm. Haciendo la relación con la profundidad de 1.285 mm, acorde a  $A$ , da una razón de 5, por lo que resulta fácilmente construible.

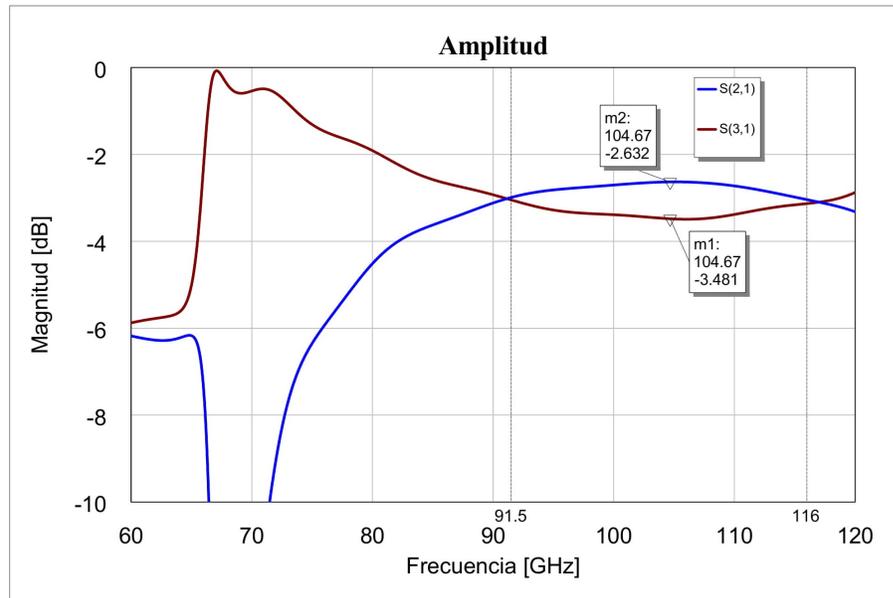


Figura 4.19: Transmisión de ambas ramas de salida, del híbrido de banda alta,  $S_{21}$  y  $S_{31}$ .

En la Figura 4.19 se observa el resultado de transmisión de ambas ramas, del híbrido diseñado para la banda de 91.5 a 116 GHz. Se observa como, no solo cubre toda esta banda, sino que lo hace con un desbalance de amplitud de solo 0.8 dB, lo que es considerado un resultado de gran calidad, mucho mejor que lo determinado en la sección 3.2.3.

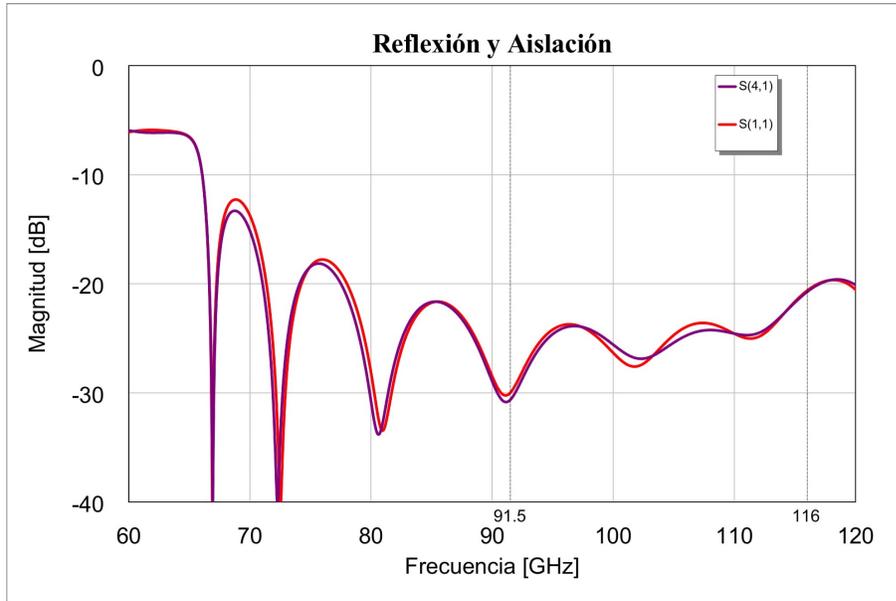


Figura 4.20: Reflexión ( $S_{11}$ ), y aislación ( $S_{41}$ ) del híbrido de banda alta.

En la Figura 4.20 se observa que la reflexión, y la aislación se encuentran por debajo de -20 dB, sin resonancias ni otras posibles complicaciones.

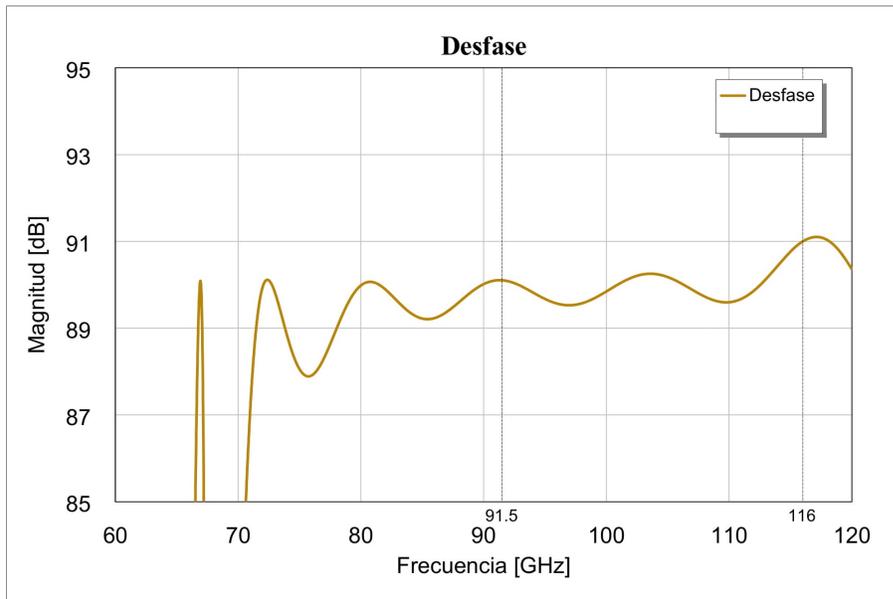


Figura 4.21: Desfase entre el puerto de acoplamiento y el puerto de paso, del híbrido de banda alta.

Finalmente en la Figura 4.21 se tiene el desfase entre los puertos de salida, con un desbalance

de 1° aproximadamente. De los resultados obtenidos se concluye que este híbrido de la banda alta cumple a cabalidad con lo requerido.

### 4.2.3. Filtro pasa altos

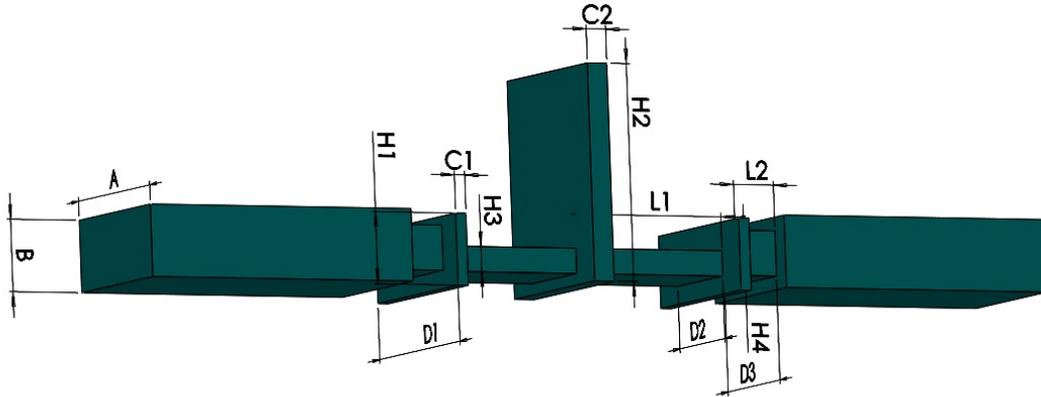


Figura 4.22: Modelo HFSS filtro pasa altos.

Dimensión	Valor (mm)
A	2.57
B	1.2
D1	2.9
D2	1.62
D3	1.87
H1	1.195
H2	3.61
H3	0.42
H4	0.75
C1	0.19
C2	0.36
L1	2.34
L2	0.74

Tabla 4.6: Dimensiones del filtro pasa altos del diplexor de RF.

Este filtro se ha diseñado siguiendo el procedimiento detallado en 3.2.4. El resultado obtenido se observa en la Figura 4.22, y en la Tabla 4.6 se detallan sus dimensiones.

Las cotas que comprometen la fabricación de este filtro, son los anchos de las cavidades, especialmente la dimensión C1, cuyo valor es de 0.19mm. Considerando una profundidad acorde

a D1 de 1.45mm, se obtiene una razón de largo por diámetro de la herramienta necesaria de 7.63, este valor si bien es alto todavía es posible de construir.

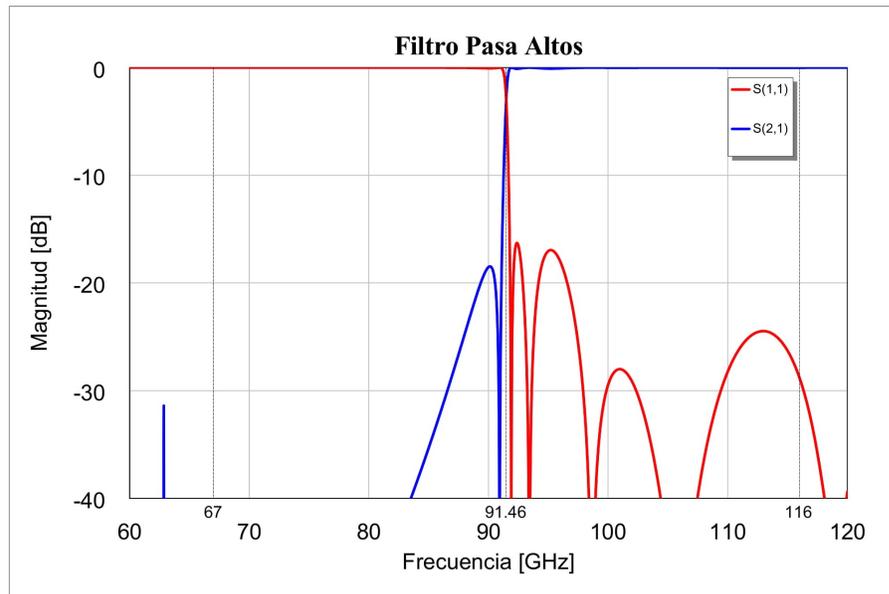


Figura 4.23: Parámetros de scattering filtro pseudo pasa altos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ).

En la Figura 4.23 se observan los parámetros de scattering del filtro. El coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de -20 dB en toda la banda de transmisión, con excepción de las frecuencias cercanas a 91.5 GHz, en que el coeficiente de reflexión alcanza los -17 dB aproximadamente. Las pérdidas por inserción son menores a 0.1 dB, en toda la banda de transmisión. Luego se tiene la banda de rechazo, en que el coeficiente de reflexión se mantiene cercano a 0 dB en toda la banda, sin embargo, las pérdidas por inserción alcanzan un máximo de -18.8 dB aproximadamente, pero en un rango muy acotado de frecuencias cercanas a 91.5 GHz, manteniéndose bajo -20 dB en el resto de la banda de rechazo. Además, un resultado importante es que la banda de transición es de muy poco ancho alcanzando solo 0.5 GHz, y también se encuentra casi perfectamente centrada en 91.5 GHz, lo que es un buen resultado que se verá gratamente reflejado en el diplexor. En conclusión, el filtro cumple con los requisitos establecidos en la sección 3.2.4.

#### 4.2.4. Filtro Pasa Bajos

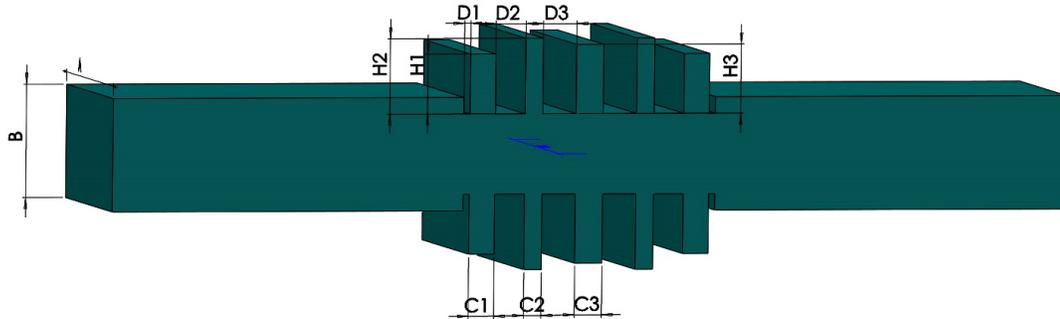


Figura 4.24: Modelo HFSS filtro pasa bajos.

Dimensión	Valor (mm)
A	2.54
B	1.27
H1	2.24
H2	2.59
H3	2.45
D1	0.07
D2	0.34
D3	0.38
C1	0.29
C2	0.2
C3	0.31

Tabla 4.7: Dimensiones filtro pasa bajos del diplexor de RF.

Este filtro es diseñado como se explica en la sección 3.2.5. Luego de ser optimizado en HFSS, el diseño final se muestra en la Figura 4.24, con sus dimensiones detalladas en la Tabla 4.7.

Respecto a las cotas de este filtro, el primer punto a destacar son las dimensiones de la guía de onda utilizada, que a diferencia de los demás diseños, corresponde a WR-10 estándar. Esto se debe, a que el filtro se ubicará pasado el ajuste a guía de onda estándar en el diplexor. Como segundo punto, se observa que los altos de las cavidades no presentan ningún inconveniente en su construcción, pero destaca la cota D1, cuyo valor es de solo 0.07 mm, sin embargo este sector corresponde a metal y no a aire, por lo que no representa un problema ya que la fresa a utilizar tiene una precisión de 10 micrómetros, para posicionar la herramienta. Debido a esto, ninguna dimensión de este filtro representa un problema a su construcción.

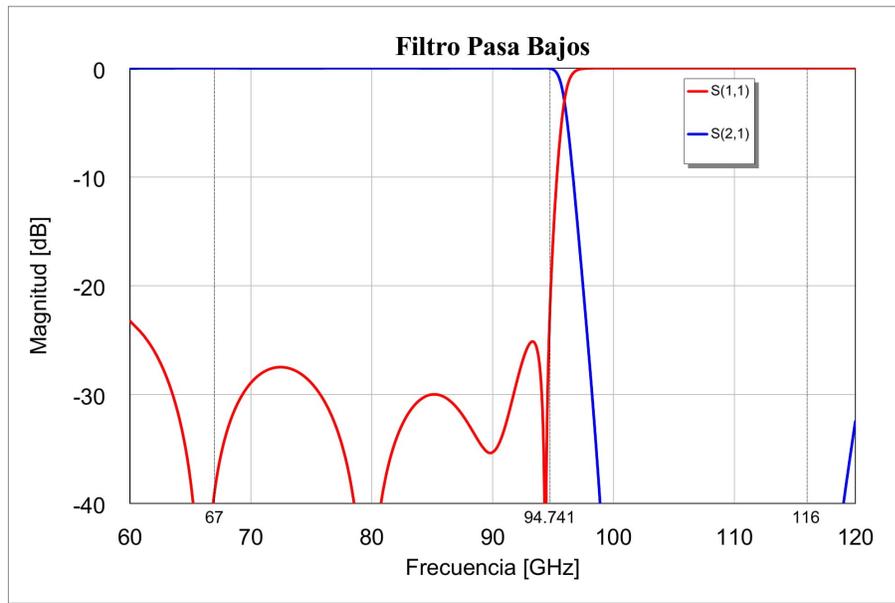


Figura 4.25: Parámetros de scattering filtro pasa bajos, con reflexión ( $S_{11}$ ), y transmisión ( $S_{21}$ ).

Los parámetros de scattering del filtro se observan en la Figura 4.25. Se tiene un coeficiente de reflexión bajo -20 dB, en toda la banda de transmisión que abarca de 67 a 95 GHz, junto a pérdidas por inserción cercanas a 0 dB. La banda de rechazo tiene pérdidas por inserción muy por sobre los -20 dB, y un coeficiente de reflexión cercano a 0 dB. Por último en la etapa de transición se observa un ancho de 1.5 GHz aproximadamente, lo que no es un problema, pues el objetivo de este filtro es solo rechazar las señales indeseadas de alta frecuencia, que se puedan estar acoplando a este puerto, por lo que no necesita de una transición de pendiente tan alta como la del filtro pasa altos. En resumen este diseño cumple satisfactoriamente los requerimientos establecidos.

#### 4.2.5. Diplexor completo

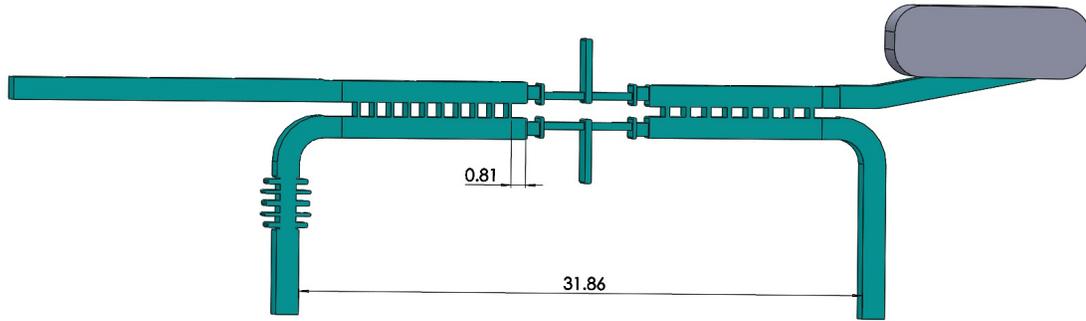


Figura 4.26: Modelo en HFSS obtenido para el diplexor completo de RF.

Finalmente se procede a integrar todos los elementos que se han diseñado, optimizando los largos de las guía de acoplamiento entre los componentes, obteniendo el modelo en HFSS mostrado en la Figura 4.26, junto con sus dimensiones relevantes. Además, se observa como en las 4 ramas de este diplexor, una de entrada, dos de salida, y un puerto a la carga, se hace la transición a guía de onda WR-10 estándar, para acoplar correctamente con otros elementos.

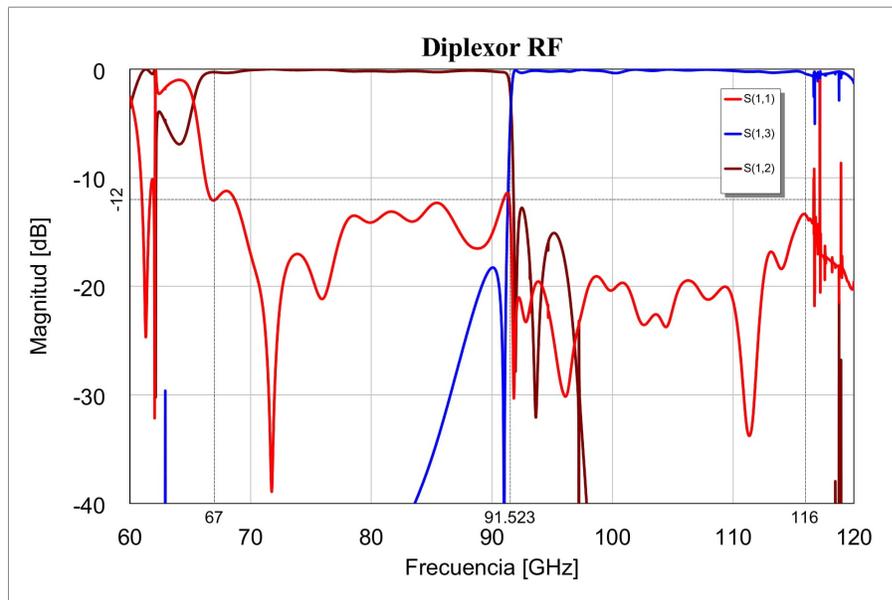


Figura 4.27: Parámetros de scattering diplexor de RF, con la transmisión del puerto de baja frecuencia ( $S_{13}$ ), la transmisión del puerto de alta frecuencia ( $S_{12}$ ), y la reflexión ( $S_{11}$ ).

Para este diseño, se obtienen los parámetros de scattering que se presentan en la Figura 4.27, en esta se observa que el coeficiente de reflexión se encuentra bajo -12 dB en la totalidad de la banda, exceptuando los puntos cercanos a 67 y 91.5 GHz, en que el coeficiente de reflexión sobrepasa los -12 dB brevemente. La subida en 67 GHz se explica por la reflexión, y desbalance de amplitud del híbrido de banda completa en esta frecuencia. En el caso de la subida en 91.5 GHz, esto se explica por la intersección en la transmisión de ambas bandas en -3 dB. Las pérdidas por inserción en el puerto de alta y baja frecuencia cumplen con el requerimiento de ser menores a 0.5 dB en la banda de transmisión, y estar por sobre 12 dB en sus respectivas bandas de rechazo. Al contrario del caso del diplexor de LO, se tiene una transición de pendiente muy elevada, centrada en 91.5 GHz como fue estimado.

Cómo conclusión el resultado obtenido para el diplexor de RF es aceptable, sin embargo presenta los siguientes inconvenientes:

1. Primero presenta irregularidad en las transmisiones de banda baja y sobre todo en la banda alta, lo que le quita versatilidad al no poder incluirse en configuraciones que no poseen un amplificador de bajo ruido antes de este diplexor, ya que el ruido generado sería relevante.
2. Como segundo problema, lo ideal es que las pérdidas por inserción se encuentren por debajo de 0.1 dB en toda la banda de transmisión, sin embargo en este resultado se observa que en casos puntuales, como en 100 GHz las pérdidas por inserción llegan a los 3dB aproximadamente.
3. Por último el coeficiente de reflexión es del orden de -12 dB, pero para aplicaciones radioastronómicas el ideal es de -20 dB, por lo que pese a ser un resultado aceptable se considera que para ser efectivamente utilizado, se debe mejorar la reflexión hasta por lo menos -15 dB, lo que con ciertos ajustes relacionados a mejorar el desempeño del híbrido de banda completa, se ve factible de lograr.

#### 4.2.6. Modelo mecánico

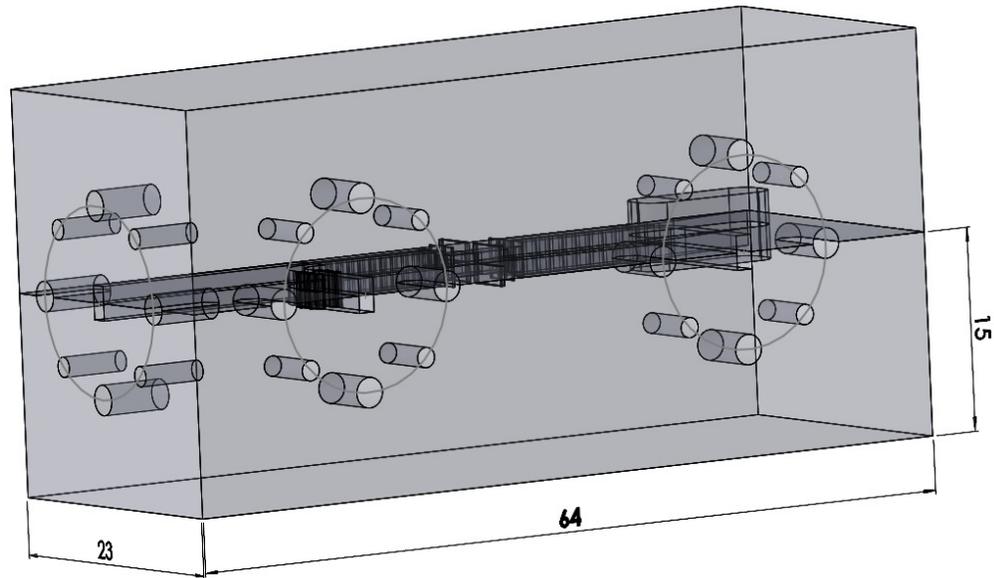


Figura 4.28: Modelo mecánico en SolidWorks obtenido para el diplexor completo de RF.

En la Figura 4.28 se muestra el modelo mecánico del diplexor de RF. Se observa que el bloque de metal está partido en la mitad, acorde al método de construcción de splitblock, en que se hace una mitad, luego la otra, y finalmente se unen entre sí para conformar el bloque completo. Justo en la mitad del bloque se tiene el aire, que constituye el diplexor de RF de la Figura 4.26. Además, se observan los 3 flanges, con dimensiones estándar, de conexión de este bloque. El flange a la izquierda de la Figura 4.28, consiste en el puerto de entrada, en que ingresa la señal RF, luego es procesada por el diplexor, obteniendo las dos salidas que se observan en el frente del bloque. El flange de salida que se encuentra a la izquierda, consiste en la salida de baja frecuencia, 67 a 91.5 GHz, y el de más a la derecha consiste en la salida de alta frecuencia, 91.5 a 116 GHz.

Al diseño de la Figura 4.28, solo le faltan las perforaciones verticales, en donde van los pernos que juntan los dos bloques, luego de mecanizarse de forma separada. Una vez incluidas estas perforaciones faltantes el diseño estaría listo para ser construido en el Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile.

En este capítulo se han explicado y detallado los resultados obtenidos en este trabajo. Es posible concluir que se ha logrado el objetivo de diseñar los dos diplexores, que en un principio se había propuesto, ya que cumplen los requerimientos mínimos establecidos. Es evidente que ambos diplexores tienen espacio para mejorar su desempeño, especialmente el diplexor de RF que requerirá de un mayor ajuste, pero ya ambos son factibles de ser incluidos en un receptor. Para esto es necesario pasar por una optimización orientada al receptor en específico al que se quieran acoplar.

## Capítulo 5

# Conclusiones

El objetivo de diseñar dos diplexores fue abordado y llevado a cabo satisfactoriamente. En lo referente al diplexor de LO, cumple con todos los requisitos de rendimiento precisados. Como se observa en la Figura 4.10, en 39.5 y 52 GHz el comportamiento tanto de reflexión como de transmisión es excelente, y no requiere de ningún ajuste, sin embargo, si necesitará de un ajuste mecánico para lograr adaptarse correctamente al receptor para el cuál este diplexor fue diseñado. Por esta razón es que en el presente trabajo el diseño mecánico de este componente finalmente no se ha llevado a cabo.

En el caso del diplexor de RF se observa un comportamiento aceptable, con un coeficiente de reflexión por debajo de -12 dB, sin embargo, debido a que este diseño pretende ser utilizado para la recepción de señales radioastronómicas, todavía se debe mejorar un poco más hasta lograr un piso mínimo de -15 dB. Como se ha reiterado constantemente, el componente principal que define el comportamiento del diplexor es el híbrido de banda completa, en este componente se observa que la mayor limitante es el ancho de la ramas de acoplamiento, que en la Figura 4.14 se representa por  $c$ , y que tiene directa relación con el tamaño de la herramienta a utilizar en su construcción, cuya relación entre profundidad y radio esta fuertemente limitada y ha impedido lograr que sea capaz de cubrir toda la banda satisfactoriamente. En conclusión se determina que el trabajo orientado a mejorar el resultado del diplexor de RF, se debe concentrar en mejorar el rendimiento de este componente. Además, durante este trabajo se ha presentado otro diseño del híbrido de banda completa que ha sido capaz de cubrir toda la banda, con un mejor desempeño, y con dimensiones que le permiten ser construido, pero que se ha decidido no utilizar, debido a las resonancias presentes en sus resultados, de esto se concluye que modelos similares podrían ser utilizados de encontrar una forma correcta de suprimir estas resonancias.

Se han presentado también diversos diseños de filtros que han tenido un muy buen desempeño, por lo que se concluye que en estos diseños, los filtros presentados son aceptables para este y otros posibles desarrollos.

En esta memoria se ha mencionado constantemente el receptor para el cuál estos diplexores son diseñados, cabe recalcar que se ha hecho un avance importante en la etapa de recepción de la señal RF, y en el correcto acople de las señales del oscilador local, hacia la etapa de conversión a baja frecuencia de este receptor.

## 5.1. Trabajo Futuro

Los trabajos futuros se centran en dos tópicos, el primero consiste en mejorar el diseño actual del diplexor RF, para mejorar el rendimiento del receptor, y para esto se tienen los siguientes lineamientos:

- Es posible mejorar la adaptación de impedancia entre los diferentes componentes, mediante cavidades extra que permitan un cambio suave en los tamaños de las guías.
- Se propone el utilizar el primer diseño del híbrido de banda completa mostrado en los resultados, que presentaba unas molestas resonancias pero que de ubicarse en frecuencias que no sean de interés para el análisis final de los datos, podría presentar un buen funcionamiento, mejor que los resultados actuales.
- Se presenta la posibilidad de re-diseñar el híbrido de banda completa utilizando diseños más extravagantes y arriesgados, como los observados en [24], que podrían llegar a mejorar el desempeño

El segundo tópico de trabajo futuro, consiste en construir finalmente los diplexores en el laboratorio del Observatorio Astronómico de la Universidad de Chile, e integrarlo con el resto del receptor que se ha estado desarrollando. Para lograr este objetivo se deben comprar las herramientas necesarias. Se espera que esto se lleve a cabo en los próximos meses que siguen al término de este trabajo.

# Bibliografía

- [1] *ALMA Observatory*, 2020. [www.almaobservatory.org](http://www.almaobservatory.org).
- [2] *European Southern Observatory*, 2020. [www.eso.org](http://www.eso.org).
- [3] S. Srikanth and A. Gonzalez. Alma band 2 optics: Design, constraints, implementation and measurements. In *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, pages 1–4, 2016.
- [4] A. Gonzalez, K. Kaneko, S. Asayama, S. Srikanth, J. Effland, and K. Saini. Alma band 2+ (67–95 ghz) receiver optics. In *2017 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*, pages 1–2, 2017.
- [5] P. Yagoubov, A. Gonzalez, V. Tapia, N. Reyes, F. P. Mena, R. Nesti, F. Cuttaia, S. Ricciardi, and F. Villa. 67–116 ghz optics development for alma band 2–3 receivers. In *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, pages 1–2, 2016.
- [6] P. Yagoubov, T. Mroczkowski, V. Belitsky, D. Cuadrado-Calle, F. Cuttaia, G. A. Fuller, J.-D. Gallego, A. Gonzalez, K. Kaneko, P. Mena, R. Molina, R. Nesti, V. Tapia, F. Villa, M. Beltrán, F. Cavaliere, J. Ceru, G. E. Chesmore, K. Coughlin, C. De Breuck, M. Fredrixon, D. George, J. Golec, H. Gibson, A. Josaitis, F. Kemper, M. Kotiranta, I. Lapkin, I. López-Fernández, G. Marconi, S. Mariotti, W. McGenn, J. McMahon, A. Murk, F. Pezzotta, N. Phillips, N. Reyes, S. Ricciardi, M. Sandri, M. Strandberg, L. Terenzi, L. Testi, Y. Uzawa, B. Thomas, D. Viganò, and N. Wadefalk. Wideband 67–116 ghz receiver development for alma band 2. In *AA*, volume 634, 2020.
- [7] Gary Fuller, Adam Avison, M. Beltran, Viviana Casasola, P. Caselli, Claudia Cicone, Carlos Breuck, Leslie Hunt, Izaskun Jimenez-Serra, R. Laing, S. Longmore, M. Massardi, R. Paladino, S. Ramstedt, A. Richards, L. Testi, Daniela Vergani, S. Viti, and J. Wagg. The science case for alma band 2 and band 2+3. 02 2016.
- [8] Pablo Fermin Vasquez. Instalación y puesta en marcha del radiotelescopio mini, engineering thesis, universidad de chile. Abril 2011.
- [9] F. Teberio, I. Arregui, M. Guglielmi, A. Gomez-Torrent, P. Soto, M. A. G. Laso, and V. E. Boria. Compact broadband waveguide diplexer for satellite applications. In *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–4, 2016.

- [10] IEEE Takafumi Kojima Keiko Kaneko Alvaro Gonzalez, Member and Shin'ichiro Asayama. 275–500 ghz waveguide diplexer to combine local oscillators for different frequency bands. November 2017.
- [11] David M Pozar. *Microwave Engineering*. 4th edition, 1990.
- [12] L. Young G. L. Matthaei and E. M. T. Jones. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. 1980.
- [13] S. B. Cohn. Analysis of a wide-band waveguide filter. *Proceedings of the IRE*, 37(6):651–656, 1949.
- [14] Smain Amari Uwe Rosenberg and Jens Bornemann. Inline tm110-mode filters with high-design flexibility by utilizing bypass couplings of nonresonating te10/01 modes. 2003.
- [15] Jens Bomemann Uwe Rosenberg, Smain Aman and Rudiger Vahldieck. Compact pseudo-highpass filters formed by cavity and iris resonators. 2004.
- [16] John Reed. The multiple branch waveguide coupler. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6(no. 4):pp. 398–403, 1958.
- [17] Vincent Desmaris Hawal Rashid, Denis Meledin and IEEE Victor Belitsky, Senior Member. Novel waveguide 3 db hybrid with improved amplitude imbalance. April 2014.
- [18] Victor Belitsky Senior Member IEEE Marcel Ruf Thilo Bednorz Hawal Rashid, Vincent Desmaris and Andreas HenkeE. Design of wideband waveguide hybrid with ultra-low amplitude imbalance. January 2016.
- [19] Christopher K. Walker. *Terahertz Astronomy*. 1st edition, 2015.
- [20] Erdem Ofli and Riidiger Vahldieck. A novel compact millimeter wave diplexer. 2002.
- [21] Dietmar Schmitt Felice Maria Vanin and IEEE Ralph Levy, Life Fellow. Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 52(no. 11), November 2004.
- [22] Alexander Martin Ibarra Espinoza. Development of an integrated down conversion module for w band. 2018.
- [23] ANSOFT. *An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use*. 2009.
- [24] Vessen Vassilev Raquel Monje, Victor Belitsky. A novel design of broadband waveguide directional couplers and 3-db hybrids. June 2006.