



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

**DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN RECEPTOR  
ASTRONÓMICO DE MICROONDAS PARA LA DETECCIÓN DE RÁFAGAS  
RÁPIDAS DE RADIO (FRB) EN LA VÍA LÁCTEA**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

**MAXIMILIANO PRIETO CARVAJAL**

PROFESOR GUÍA:  
RICARDO FINGER CAMUS

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
WALTER MAX-MOERBECK ASTUDILLO  
DAVID MONASTERIO LAGOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por la Comisión Nacional de Investigación Científica y Tecnológica (CONICYT-ANID) a través de sus fondos Basal AFB-170002 y ALMA 31180005

SANTIAGO DE CHILE  
2021

## DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN RECEPTOR ASTRONÓMICO DE MICROONDAS PARA LA DETECCIÓN DE RÁFAGAS RÁPIDAS DE RADIO (FRB) EN LA VÍA LÁCTEA

Las ráfagas rápidas de radio, o *Fast Radio Bursts* en inglés (FRB), son un fenómeno astronómico recientemente descubierto y de gran interés en la comunidad científica. El Observatorio Astronómico Nacional, dirigido por la Universidad de Chile y ubicado en Cerro Calán, está desarrollando un radio-telescopio denominado *Astronomical Radio Transients Experiment* (ARTE), cuyo objetivo es observar la Vía Láctea para buscar y estudiar FRB que ocurran en ella. Esta memoria trata del diseño e implementación del receptor de microondas que será utilizado por dicho telescopio.

ARTE cuenta con tres arreglos de antenas de microcinta que observan nuestra galaxia de forma simultánea, permitiendo la localización de las fuentes de emisión. Debido a esto, el receptor a implementar debe tener tres cadenas independientes de recepción con iguales características. Las especificaciones objetivo del receptor son: Ancho de banda de 510 MHz, operando entre 1250 MHz y 1760 MHz, con la menor temperatura de ruido posible para un receptor no criogénico, y con una ganancia de 90 dB. Además, debe presentar un alto rechazo (mayor a 50 dB) en las bandas de celular adyacentes, particularmente bajo 1000 MHz y sobre 1900 MHz.

Se logró un desempeño muy cercano a los requerimientos: Ganancia aproximada de 81.5 dB, ancho de banda de 374 MHz, ubicado entre 1306 MHz y 1680 MHz, y temperatura de sistema promedio de 92.9 K. El rechazo en 900 y 1900 MHz fue superior a 75 dB respecto a la banda de paso. Para lograr la operación en el rango de frecuencias mencionado, fue necesario diseñar e implementar un filtro interdigital de orden 8. La reducción de ancho de banda, respecto al objetivo de diseño, es debido a que se agregó otro filtro en las cadenas, no contemplado inicialmente, para así aumentar el rechazo en bandas de celular cercanas.

La mayor dificultad, dentro del proceso de construcción y de pruebas, fue lograr una buena aislación entre las distintas etapas de las cadenas de recepción, ya que, debido a la alta ganancia de estas, son susceptibles a oscilaciones por acoplamiento. Luego de reducir fugas en líneas de polarización y en los filtros, se logró el comportamiento esperado para el sistema.

Si bien hubo que relajar algunas de las especificaciones originales, el receptor producto de este trabajo satisface todas las necesidades del proyecto ARTE, de forma eficiente y costo-efectiva.

*Para mi mamá Claudia  
Y mi papá Humberto*

***Con amor***

# Agradecimientos

Quiero agradecer enormemente a mi mamá, a mi papá, a mis abuelos, a mis tíos y a mis primos por todo el cariño que me han dado y por haberme apoyado en estos seis años de carrera.

Agradezco también a mis amigos, por su compañía y por escuchar mi música. Ya se me olvidaron las materias, pero nunca los buenos momentos que pasamos (y pasaremos).

Finalmente, quiero agradecer a todo el equipo de Calán. En especial a David, por su admirable paciencia y buena voluntad para resolver mis dudas, a José, por las paletadas mecánicas, y al profe Ricardo, por dejarme ser parte de este proyecto.

# Tabla de Contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Identificación y formulación del problema . . . . .	1
1.2. Objetivos del Trabajo de Título . . . . .	2
<b>2. Marco Teórico y Estado del Arte</b>	<b>3</b>
2.1. Ráfagas rápidas de radio o <i>Fast radio bursts</i> (FRB) . . . . .	3
2.1.1. FRB 200428 . . . . .	4
2.2. Fundamentos de microondas . . . . .	5
2.2.1. Líneas de transmisión . . . . .	5
2.2.1.1. Constante de propagación . . . . .	6
2.2.1.2. Impedancia característica . . . . .	6
2.2.1.3. Microcinta . . . . .	6
2.2.1.4. Coeficientes de reflexión y transmisión . . . . .	7
2.2.2. Matriz y parámetros de dispersión . . . . .	7
2.2.3. Filtros de microondas . . . . .	8
2.2.3.1. Diseño de filtros de microondas . . . . .	9
2.2.3.2. Filtros de Líneas Acopladas . . . . .	12
2.2.3.3. Filtros Horquilla . . . . .	13
2.2.3.4. Filtros Interdigitales . . . . .	13
2.2.4. Amplificadores . . . . .	14
2.2.5. Divisores de potencia y combinadores . . . . .	14
2.2.6. Ecualizadores . . . . .	14
2.2.7. Ruido . . . . .	15
2.2.7.1. Figura de ruido . . . . .	16
2.2.7.2. Componentes en cadena . . . . .	16
2.2.7.3. Método del factor $Y$ . . . . .	17
2.2.7.4. Temperatura de ruido de un sistema receptor . . . . .	18
2.2.8. Antenas . . . . .	19
2.2.9. Sensibilidad . . . . .	19
2.2.9.1. Densidad de flujo equivalente del sistema (SEFD) . . . . .	19
2.2.9.2. Razón señal a ruido a partir de SEFD . . . . .	20
2.2.9.3. Ley de Rayleigh-Jeans . . . . .	20
2.3. Matriz de Puertas Programable en Campo (FPGA) . . . . .	20
2.3.1. <i>Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware 2</i> (ROACH-2) . . . . .	21
2.3.1.1. Solapamiento . . . . .	21
2.4. Estado del Arte . . . . .	21
2.4.1. <i>Australian Square Kilometre Array Pathfinder</i> (ASKAP) . . . . .	21

2.4.2.	<i>Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment (CHIME)</i> . . . . .	22
2.4.3.	<i>Survey for Transient Astronomical Radio Emission 2 (STARE2)</i> . . . . .	23
2.4.4.	<i>Astronomical Radio Transients Experiment (ARTE)</i> . . . . .	24
<b>3.</b>	<b>Diseño e implementación</b>	<b>27</b>
3.1.	Consideraciones por interferencias . . . . .	27
3.2.	Diseño preliminar del receptor . . . . .	28
3.3.	Elección de componentes . . . . .	29
3.3.1.	Cálculo de SNR . . . . .	30
3.4.	Filtro pasa-banda . . . . .	31
3.4.1.	Diseño del filtro . . . . .	31
3.4.2.	Implementación del filtro . . . . .	35
3.5.	Diseño final de la cadena del receptor . . . . .	36
3.6.	Implementación del receptor . . . . .	38
3.6.1.	Circuitos de polarización . . . . .	38
3.6.2.	Ensamble de las cadenas . . . . .	40
3.6.3.	Instalación en caja metálica . . . . .	40
3.7.	Configuraciones experimentales . . . . .	42
3.7.1.	Configuración para medición de parámetros S de filtro y receptor . . . . .	42
3.7.2.	Configuración para medición de temperatura de ruido del receptor . . . . .	44
<b>4.</b>	<b>Resultados y Discusión</b>	<b>46</b>
4.1.	Filtro interdigital . . . . .	46
4.1.1.	Filtro simulado y construido . . . . .	46
4.1.2.	Filtro construido en distintas configuraciones . . . . .	49
4.1.2.1.	Filtro en caja de aluminio . . . . .	49
4.1.2.2.	Filtro en caja de aluminio con absorbente . . . . .	50
4.1.3.	Filtro utilizado en el receptor . . . . .	53
4.2.	Cadenas del receptor . . . . .	55
4.2.1.	Parámetros S . . . . .	55
4.2.2.	Temperatura de ruido . . . . .	58
4.3.	Evaluación y caracterización de la señal final del receptor . . . . .	60
<b>5.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>63</b>
5.1.	Trabajo Futuro . . . . .	64
	<b>Bibliografía</b>	<b>65</b>
	<b>Anexo A. Códigos</b>	<b>67</b>
A.1.	Cálculos de temperatura, en Matlab, utilizando el método del factor $Y$ . . . . .	67

# Índice de Tablas

3.1.	Componentes seleccionados y su cantidad. . . . .	30
3.2.	Medidas finales para los parámetros del filtro interdigital. . . . .	33
4.1.	Resumen de los resultados obtenidos para cada configuración del filtro. . . . .	54
4.2.	Resultados para bandas de paso de cada una de las cadenas de recepción. . . . .	57
4.3.	Resultados de temperatura del sistema para todas las cadenas. . . . .	60
4.4.	Potencia de salida y SNR de cada cadena construida, al observar una FRB. . . . .	61
4.5.	Caracterización del receptor construido. . . . .	61

# Índice de Ilustraciones

2.1.	Gráfico de frecuencia en función del tiempo, con la potencia recibida en color negro, para la FRB denominada <i>Lorimer Burst</i> [1]. . . . .	4
2.2.	Línea de transmisión esquematizada [9]. . . . .	5
2.3.	Línea de transmisión tipo microcinta [9]. . . . .	7
2.4.	Red de microondas de N puertos [9]. . . . .	8
2.5.	Filtro pasa-banda centrado en 1 GHz [9]. . . . .	9
2.6.	Comportamiento de la razón de potencia para un filtro de orden 3 con respuesta de máximo aplanamiento y de rizado uniforme [9]. . . . .	11
2.7.	Atenuación en función de la frecuencia normalizada para un filtro con rizado homogéneo, para distintos órdenes [9]. . . . .	11
2.8.	Ejemplo de filtro de líneas acopladas [10]. . . . .	12
2.9.	Ejemplo de filtro horquilla [11]. . . . .	13
2.10.	Ejemplo de filtro interdigital [12]. . . . .	13
2.11.	Divisor y combinador de potencia [9]. . . . .	14
2.12.	Componente o sistema ruidoso y su resistencia equivalente [9]. . . . .	15
2.13.	Equivalencia entre amplificador ruidoso y uno sin ruido con una resistencia caliente [9]. . . . .	16
2.14.	Cadena de dos elementos [9]. . . . .	17
2.15.	Diagrama para método del factor Y para un amplificador [9]. . . . .	18
2.16.	Temperatura de antena para distintas observaciones del cielo en función de la frecuencia [13]. . . . .	18
2.17.	Fotografía del telescopio ASKAP [19]. . . . .	22
2.18.	Fotografía del telescopio CHIME [20]. . . . .	23
2.19.	Una de las antenas utilizadas en el STARE2 sobre un plato parabólico [6]. . .	24
2.20.	Diagrama de componentes del proyecto ARTE. . . . .	25
2.21.	Modelo del arreglo de cuatro antenas de microcinta a utilizar en el proyecto ARTE.	25
2.22.	Carta galáctica de la Vía Láctea [21], superpuesta la proyección del patrón de radiación de la antena diseñada en el Observatorio de Cerro Calán, para distintas frecuencias (colores rojo, negro y morado), y la proyección de la antena utilizada en STARE2 (color amarillo). . . . .	26
3.1.	Potencia recibida en el patio del Observatorio de Cerro Calán. . . . .	27
3.2.	Diagrama de bloques de primer diseño preliminar. . . . .	29
3.3.	Diagrama de bloques del diseño preliminar con componentes seleccionados. . .	30
3.4.	Parámetros del filtro interdigital. . . . .	32
3.5.	Modelo de filtro interdigital final en <b>HFSS</b> . . . . .	33
3.6.	Conectores SMA tipo montura de borde. . . . .	34
3.7.	Filtro modelado en <b>Altium</b> , listo para ser enviado a construir. . . . .	34
3.8.	Filtro construido y con conectores SMA soldados. . . . .	35



3.9.	Filtro construido en caja abierta. . . . .	36
3.10.	Ensamble final del filtro. . . . .	36
3.11.	Cadena final del receptor. . . . .	37
3.12.	Esquemático del circuito de polarización. . . . .	38
3.13.	Circuito de polarización construido e instalado en la caja metálica. . . . .	39
3.14.	Ferritas utilizadas en los cables de polarización. . . . .	39
3.15.	Cadena de recepción ensamblada. . . . .	40
3.16.	Caja metálica de 1U para recepción de FRB sin tapa, con todas las cadenas receptoras ya instaladas y con placas separadoras entre ellas. De derecha a izquierda se tienen la cadena 1, cadena 2 y cadena 3, enumeradas para los resultados del capítulo de Resultados y Discusión. . . . .	41
3.17.	Receptor de FRB en la caja metálica. . . . .	42
3.18.	Configuración experimental para medición de parámetros S. . . . .	43
3.19.	Fuente de ruido Agilent 346B, utilizada para medición de temperatura de ruido del receptor. . . . .	44
3.20.	Configuración experimental para medición de temperatura de ruido. . . . .	45
4.1.	Parámetro $S_{21}$ de filtro construido y de simulación. . . . .	47
4.2.	Parámetro $S_{11}$ de filtro construido y de simulación. . . . .	48
4.3.	Parámetro $S_{21}$ de filtro construido en caja de aluminio y sin caja. . . . .	49
4.4.	Parámetro $S_{11}$ de filtro construido en caja de aluminio y sin caja. . . . .	50
4.5.	Parámetro $S_{21}$ de filtro construido en caja de aluminio con y sin absorbente. . . . .	51
4.6.	Acercamiento al parámetro $S_{21}$ de la banda de paso del filtro en caja con y sin absorbente. . . . .	51
4.7.	Parámetro $S_{11}$ de filtro construido en caja de aluminio con y sin absorbente. . . . .	53
4.8.	Parámetro $S_{21}$ de cadenas construidas y de simulación. . . . .	55
4.9.	Acercamiento al parámetro $S_{21}$ en la banda de paso de las cadenas construidas y la simulada, a partir de mediciones para ruido en el analizador de espectro, utilizando una carga caliente. . . . .	56
4.10.	Parámetro $S_{11}$ de cadenas construidas y de simulación. . . . .	57
4.11.	Temperatura de ruido de cadenas construidas y de simulación. . . . .	59

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Identificación y formulación del problema

Las ráfagas rápidas de radio, a las cuales nos referiremos por su acrónimo FRB (por *Fast Radio Bursts*, en inglés), son uno de los fenómenos astronómicos, recientemente descubiertos, de mayor interés en la comunidad científica. Estos se caracterizan por ser sucesos de gran energía y, como su nombre lo indica, corresponden a emisiones electromagnéticas de corta duración en longitudes de onda de radio.

Mientras que la primera FRB fue descubierta el año 2007 [1], a la fecha se han detectado más de 110 de estos sucesos, conociéndose más de 60 fuentes independientes<sup>1</sup>[2]. Si bien el origen de estos fenómenos aún es incierto, existen muchas teorías al respecto [3].

Todas las ráfagas rápidas de radio detectadas hasta el momento, a excepción de la FRB 200428 [4], son de origen extra galáctico. Además, se estima que cada día ocurren, en el cielo, más de  $10^3$  FRB detectables con grandes telescopios de radio [5]. Esto sugiere que en la Vía Láctea deberían ocurrir FRB cada cierto tiempo, siendo esta la principal motivación para diseñar e implementar un sistema de recepción de radiofrecuencia, capaz de detectar FRB en nuestra galaxia.

Hace tres años, en el Instituto Tecnológico de California (*Caltech*), se construyó el sistema de observación STARE2 [6], cuya finalidad es esta misma: detectar FRB en la Vía Láctea. Dado que este sistema cuenta con una antena que no observa solamente nuestra galaxia, sino que también observa una fracción importante del cielo que no pertenece a ella, es posible que se introduzcan interferencias y mediciones no deseadas al sistema.

Es por esta razón que, en el Observatorio Astronómico Nacional, dirigido por la Universidad de Chile y ubicado en Cerro Calán, se dio inicio al proyecto *Astronomical Radio Transients Experiment* (ARTE), en donde se propuso un arreglo de cuatro antenas de micro-cinta. Una de las propiedades de este arreglo es que está diseñado para observar una parte importante de la Vía Láctea, en un rango de frecuencias de 1200 MHz a 1800 MHz, rango en el cual se presentan las FRB. Tres de estos arreglos van a ser utilizados para detectar y posteriormente caracterizar el suceso, utilizando algoritmos de detección y localización de

<sup>1</sup> La mayoría de las FRB descubiertas se pueden encontrar en el catálogo FRBCAT: <http://www.frbcat.org/>.

FRB. Para poder utilizar estas antenas y posteriormente analizar los datos, se debe diseñar e implementar todo el sistema de recepción de microondas, tema sobre el cual trata este Trabajo de Título.

## 1.2. Objetivos del Trabajo de Título

El objetivo general de este Trabajo de Título es diseñar, implementar y caracterizar, mediante métodos de simulación, medición y análisis de microondas, un receptor astronómico de bajo ruido, eficiente y costo-efectivo. Debe contar con tres cadenas independientes de recepción y operar en el mayor ancho de banda posible dentro del rango de 1200 MHz a 1800 MHz, rechazando bandas de celular ubicadas alrededor de 900 MHz y de 1900 MHz, para poder detectar y posteriormente analizar FRB utilizando un procesador de señales ROACH-2.

Los objetivos particulares son:

- Diseñar y construir un receptor de microondas eficiente y costo-efectivo, que cuente con tres cadenas de recepción, cada una con temperatura de ruido menor a 150 K y con rechazo mayor a 50 dB para las bandas de celular ubicadas alrededor de 900 MHz y de 1900 MHz. Cada cadena debe lograr una banda de paso en el rango de frecuencias de 1250 MHz a 1760 MHz y alcanzar una potencia integrada cercana a 0 dBm en su señal de salida, la que posteriormente será entregada a un procesador de señales ROACH-2. La razón señal a ruido, de la señal de salida de las cadenas, debe ser mayor a 10 para una FRB ocurriendo en nuestra galaxia.
- Realizar mediciones de ganancia, ruido y reflexiones para las tres cadenas que conforman el receptor, utilizando el *Vector Network Analyzer* (VNA) y el analizador de espectro disponibles en el Laboratorio de Ondas Milimétricas ubicado en el Observatorio Astronómico Nacional.
- Caracterizar la señal final que va a ser entregada al procesador de señales ROACH-2, para así asegurar su correcto procesamiento.

# Capítulo 2

## Marco Teórico y Estado del Arte

Para poder realizar el proyecto, es necesario conocer los principios científicos subyacentes a las materias a analizar, así como también el estado del arte. Es por esto que en este capítulo se sientan los cimientos base y se estudia el contexto científico de la detección de ráfagas rápidas de radio para el desarrollo del sistema receptor.

### 2.1. Ráfagas rápidas de radio o *Fast radio bursts* (FRB)

Las ráfagas rápidas de radio, o FRB en inglés, son pulsos brillantes de emisión en radio frecuencias, cuya duración es de orden igual o menor a milisegundos. Estos se han presentado hasta ahora en frecuencias desde 100 MHz hasta 1.5 GHz y con densidades de flujo entre 50 mJy y 100 Jy [5].

Las principales características de las FRB, que las hacen tan interesantes para el estudio astronómico en la actualidad son: la distancia extragaláctica a la que ocurren, la energía que liberan (que puede ser del orden de lo que nuestro sol libera en cien años) y su origen incierto. De hecho, hasta ahora pareciera ser que las FRBs pueden aparecer en cualquier lugar del cielo y en cualquier instante.

En general, solamente se pueden observar cuatro propiedades a partir de una medición de una FRB: Su posición en el cielo, su densidad de flujo, el ancho del pulso y la medida de dispersión o DM.

La densidad de flujo de una FRB, medida en Jansky o Jy, es la potencia recibida por unidad de área y por unidad de frecuencia. El Jansky se define tal que

$$1 \text{ Jy} = 10^{-26} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$$

El ancho del pulso corresponde al tiempo de exposición del fenómeno y la medida de dispersión corresponde al retraso en la medición de las frecuencias bajas con respecto a las altas, producido por efecto de los medios dispersivos y se mide en  $\text{pc}/\text{cm}^3$ . A partir de estas propiedades se pueden estimar, entre otras, la energía liberada en una FRB y la distancia a la que ocurren.

En la Figura 2.1 se observa el gráfico de frecuencia en función del tiempo, con la potencia

recibida en color negro, para la primera FRB detectada, denominada *Lorimer Burst*.

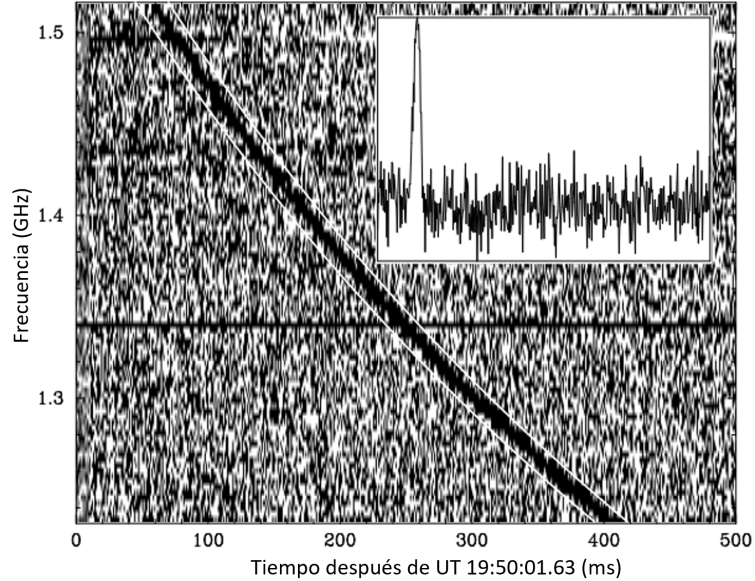


Figura 2.1: Gráfico de frecuencia en función del tiempo, con la potencia recibida en color negro, para la FRB denominada *Lorimer Burst*[1].

En el gráfico de la Figura 2.1, se puede observar cómo se presenta un retraso en la medición de las frecuencias bajas con respecto a las altas. Esto es debido a la dispersión causada principalmente por el plasma en el medio interestelar, pues corresponde a un medio dispersivo, y en estos medios la velocidad de una onda electromagnética depende de su frecuencia. La duración de las FRB corresponde al ancho del pulso, sin considerar el fenómeno de dispersión.

A partir de la información representada en gráficos como el de la Figura 2.1, se puede calcular la medida de dispersión, que finalmente permite estimar la distancia a la FRB. Una vez conocida la distancia, y conociendo la densidad de flujo de energía recibida por el instrumento, se puede también estimar la energía liberada por la FRB, si se asume que radia isotrópicamente.

Una aproximación útil, que relaciona el tiempo  $\Delta t$ , en el que la FRB cruza la banda en la que se observa, con la medida de dispersión DM es

$$\Delta t \approx 4.15 \left( \nu_{lo}^{-2} - \nu_{hi}^{-2} \right) \text{DM ms} \quad (2.1)$$

la cual es válida cuando la frecuencia más alta  $\nu_{hi}$  y la más baja  $\nu_{lo}$ , en la que se observa la FRB, están en unidades de GHz [5].

### 2.1.1. FRB 200428

El 28 de Abril del 2020, se detectó la primera FRB proveniente de la Vía Láctea. Su origen corresponde a un magnetar, es decir, a una estrella de neutrones con fuertes campos magnéticos, y que en este caso es el vestigio de una estrella que fue, probablemente, entre 40 y 50 veces más masiva que el Sol [7, 8]. La primera detección la realizó el telescopio del *Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment* (CHIME), especializado en detectar emisiones de

radio de corta duración. Luego, la detección fue comprobada también por el telescopio del *Survey for Transient Astronomical Radio Emission 2* (STARE2).

Lo importante de esta detección, es que la energía liberada en este suceso coincide con la energía de una FRB tenue ubicada en una galaxia lejana, por lo que un origen posible para las FRB podrían ser los magnetares en otras galaxias.

Sin embargo, este suceso sigue siendo menos energético que la mayoría de las FRB observadas, por lo que no se puede llegar aún a alguna conclusión sobre el origen de estos fenómenos. De todas formas, esta detección es un paso importante para entender el verdadero origen de las FRB. Para lograr este objetivo, es necesario detectar más de estos eventos en nuestra galaxia, lo que es el rol del proyecto ARTE.

## 2.2. Fundamentos de microondas

### 2.2.1. Líneas de transmisión

Los circuitos operando a bajas frecuencias se pueden estudiar utilizando la teoría de circuitos concentrados, esto pues sus componentes son demasiado pequeños comparados a la longitud de onda de los voltajes y corrientes circulando en él. Sin embargo, para estudiar circuitos operando a altas frecuencias, en donde la longitud de onda asociada es comparable al tamaño de los componentes, es necesario utilizar la teoría de líneas de transmisión.

Al utilizar tanto las ecuaciones de Maxwell como las leyes de Kirchhoff en una línea de transmisión, se concluye que el voltaje y la corriente corresponden a ondas viajeras. Así, el voltaje y la corriente viajan a través de las líneas de transmisión. En la Figura 2.2 se muestra una esquematización de una línea de transmisión de largo  $\Delta z$ , en donde la dirección  $z$  positiva es hacia la derecha y los voltajes y corrientes dependen de su posición en  $z$  y del tiempo, y están representados por las letras  $v$  e  $i$ , respectivamente.

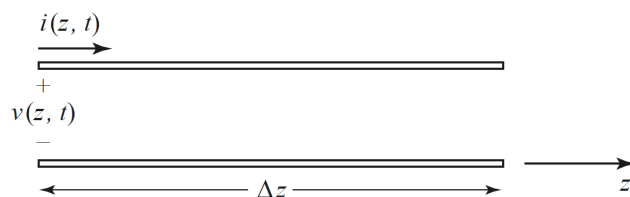


Figura 2.2: Línea de transmisión esquematizada [9].

Los voltajes y corrientes viajando en la línea se pueden expresar, utilizando representación fasorial, como

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.2a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.2b)$$

donde  $V_0^\pm$  e  $I_0^\pm$  son los voltajes y corrientes complejos, en la posición  $z$ , viajando en sentido  $\pm z$ , y  $\gamma$  es la constante de propagación de la línea, que será explicada en la siguiente sub-

sección. El término  $e^{\mp\gamma z}$  representa que la onda está viajando en sentido  $\pm z$ .

### 2.2.1.1. Constante de propagación

Una propiedad importante de una línea de transmisión es su constante de propagación compleja  $\gamma$ . Esta constante representa cómo cambia la onda de voltaje o corriente a medida que avanza por la línea de transmisión. Esta se separa en su parte real e imaginaria de la siguiente manera:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.3)$$

en donde  $\alpha$ , la parte real, corresponde a las pérdidas en la línea y  $\beta$ , la parte imaginaria, al cambio de fase en la onda viajera, a medida que avanza la onda, producto de la línea de transmisión.

La parte imaginaria  $\beta$  se conoce como la constante de fase, y una expresión para ella es la siguiente:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.4)$$

en donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la onda viajera.

### 2.2.1.2. Impedancia característica

Existe una importante relación entre el voltaje y la corriente que viajan por una línea de transmisión: la impedancia característica  $Z_0$ . La relación entre los voltajes y corrientes viajando en la línea, con la impedancia característica, es la siguiente:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \quad (2.5)$$

en donde  $V_0^+$  y  $V_0^-$  son los voltajes viajando en un sentido y el opuesto en la línea de transmisión, e  $I_0^+$  e  $I_0^-$  son las corrientes, también viajando en un sentido y el opuesto.

### 2.2.1.3. Microcinta

Las líneas de transmisión de tipo microcinta consisten en una línea conductora separada por un material dieléctrico de un plano a tierra. En la Figura 2.3 se observa una microcinta, con un ancho de conductor de  $W$ , un espesor de dieléctrico de  $d$  que posee una constante dieléctrica de  $\epsilon_r$ .

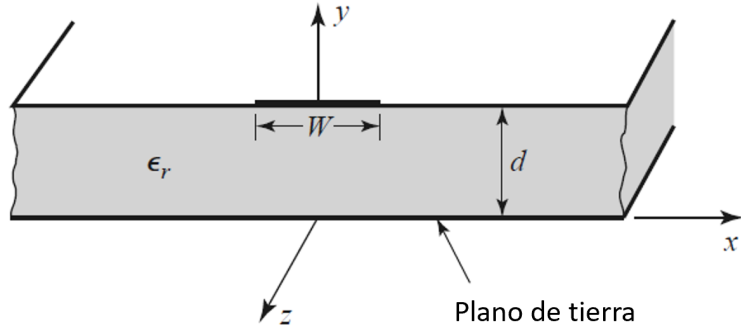


Figura 2.3: Línea de transmisión tipo microcinta [9].

#### 2.2.1.4. Coeficientes de reflexión y transmisión

Se define el coeficiente de reflexión, para una línea de transmisión, como la razón entre el voltaje complejo reflejado y el incidente, como se muestra en (2.6).

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.6)$$

Si la línea está terminada en una carga, el coeficiente de reflexión en la carga también puede ser expresado en función de la impedancia de entrada de la carga, de la siguiente manera:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.7)$$

en donde  $Z_{in}$  corresponde a la impedancia de entrada viendo hacia la carga y  $Z_0$  a la impedancia característica de la línea de transmisión. Así, para una carga adaptada (con impedancia igual a la impedancia característica de la línea), el coeficiente de reflexión es cero y no existe voltaje reflejándose desde ella.

También es posible definir el coeficiente de transmisión, que corresponde a la razón entre el voltaje complejo transmitido y el voltaje incidente. Se relaciona con el coeficiente de reflexión de la siguiente manera:

$$T = 1 + \Gamma \quad (2.8)$$

A partir de estos dos coeficientes, es útil definir las pérdidas de reflexión (2.9a) y las pérdidas de inserción (2.9b). Estos coeficientes son la razón, en dB, entre las potencias entrantes y reflejadas, o entrantes y transmitidas, entre dos puntos de un circuito.

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (2.9a)$$

$$IL = -20 \log |T| \quad (2.9b)$$

### 2.2.2. Matriz y parámetros de dispersión

La matriz de dispersión es una herramienta que provee una descripción completa de una red, o elemento de microondas, vista desde sus  $N$  puertos [9], pues relaciona los voltajes salientes desde los puertos de la red, con los voltajes que inciden a la red desde todos los puertos. Así, para una red de  $N$  puertos como la de la Figura 2.4, se cumple con la ecuación



2.10, en la cual los  $S_{ij}$  se conocen como los parámetros de dispersión.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & & \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

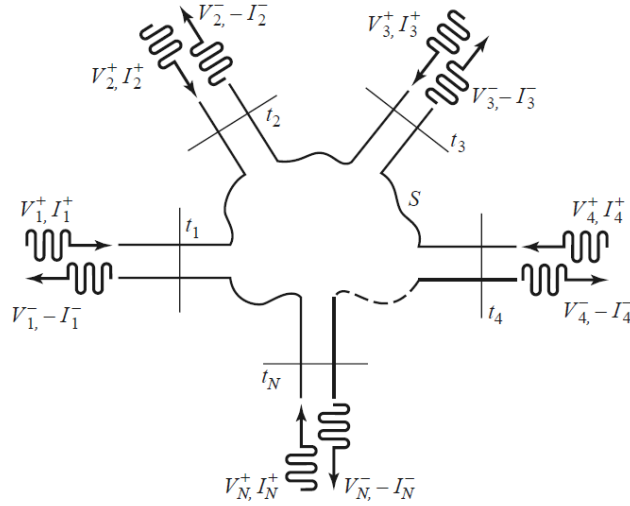


Figura 2.4: Red de microondas de N puertos [9].

Los parámetros de dispersión se definen de la siguiente manera:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.11)$$

Así,  $S_{ij}$  es la razón entre el voltaje que sale por el puerto  $i$  y el voltaje que entra por el puerto  $j$ , cuando no entra voltaje por ningún otro puerto, lo que ocurre solamente si los otros puertos están adaptados. Se habla de puertos adaptados cuando su impedancia es igual a la impedancia característica de la red (o la del puerto en algunos casos).

Cuando los puertos están adaptados, el parámetro  $S_{ij}$  es equivalente al coeficiente de transmisión entre los puertos  $i$  y  $j$ , y el parámetro  $S_{ii}$  corresponde al coeficiente de reflexión del puerto  $i$ . Generalmente, se habla de este último parámetro como reflexiones.

### 2.2.3. Filtros de microondas

Los filtros de microondas son componentes pasivos que buscan permitir o rechazar cierta banda de frecuencias en una señal. Así, a la entrada de un filtro se tiene la señal a filtrar y a su salida se tiene la señal filtrada. Se pueden diferenciar por el tipo de función que realizan:

- Pasa-banda: Permite el paso de una banda de frecuencia objetivo mientras rechaza el resto.

- Pasa-bajo: Permite el paso de frecuencias bajo una frecuencia de corte.
- Pasa-alto: Permite el paso de frecuencias sobre una frecuencia de corte.
- Rechaza-banda: Rechaza una banda de frecuencia indeseada y permite el paso del resto.

Estos componentes se estudian utilizando las pérdidas de inserción. En microondas, estas pérdidas corresponden al valor negativo del parámetro  $S_{21}$ , en dB, cuando ambos puertos del componente están adaptados.

En la Figura 2.5 se muestra, a modo de ejemplo, un gráfico de atenuación en función de la frecuencia para un filtro pasa-banda con frecuencia central en 1 GHz.

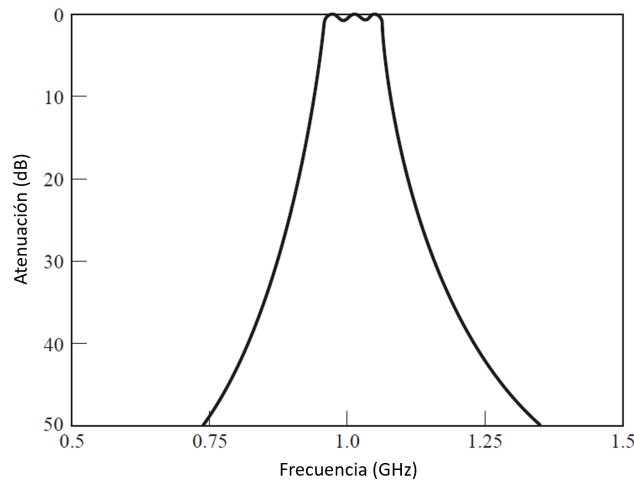


Figura 2.5: Filtro pasa-banda centrado en 1 GHz [9].

Un concepto importante para describir filtros es su frecuencia de corte, la que corresponde a la frecuencia a la cual la potencia de salida se reduce a la mitad de su potencia en la banda de paso. Esto se traduce en que la frecuencia de corte es la frecuencia a la que las pérdidas de inserción del filtro son de 3 dB respecto a las de su banda de paso. Así, se definen los extremos de la banda de paso como las frecuencias de corte del filtro.

El ancho de banda se define como la resta entre la frecuencia de corte superior y la inferior. Este parámetro se puede expresar porcentualmente al dividirlo por la frecuencia central del filtro, correspondiente al promedio de las frecuencias de corte.

### 2.2.3.1. Diseño de filtros de microondas

En microondas, los filtros pueden ser creados utilizando solamente líneas de transmisión y corresponden, en ese caso, a estructuras periódicas, las cuales pueden tomar diferentes formas y ser modeladas como impedancias agrupadas en serie o en paralelo.

Existen métodos de diseño para filtros, como el de parámetros de imagen o el por pérdidas de inserción, siendo este último el más utilizado pues permite un alto grado de control sobre

el comportamiento del filtro. Las pérdidas de inserción se pueden definir a partir de la razón de pérdida de potencia  $P_{LR}$ , que corresponde a

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible desde la fuente}}{\text{Potencia entregada a la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.12)$$

en donde  $\Gamma(\omega)$  es el coeficiente de reflexión a la entrada del filtro, en función de la frecuencia angular  $\omega$  a la que se opera. Esta expresión considera que el origen de las pérdidas de la señal a filtrar son las reflexiones en el filtro. Se tiene que la pérdida de inserción, en dB, es

$$IL = 10 \log P_{LR} \quad (2.13)$$

Si se diseña el filtro utilizando el método de pérdidas de inserción, se puede elegir la respuesta que tendrá el filtro en su banda de paso. Existen los filtros de máximo aplanamiento, que poseen una respuesta binomial o *Butterworth*, los filtros de rizado uniforme o *Chebyshev* polinomial, y los filtros de fase lineal.

La razón de pérdida de potencia para un filtro pasa-bajo con respuesta de máximo aplanamiento es

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.14)$$

mientras que la razón de pérdida de potencia para un filtro pasa-bajo con respuesta de rizado uniforme es

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.15)$$

en donde  $N$  es el orden del filtro,  $\omega_c$  es la frecuencia angular de corte,  $k$  es una constante que permite definir las pérdidas en la frecuencia de corte (generalmente se escoge  $k = 1$  para tener 3 dB de pérdidas en la frecuencia de corte) y  $T_N$  corresponde al  $N$ -ésimo polinomio de Chebyshev. El orden del filtro representa su complejidad y tamaño y, para los tipos de filtros que se estudian en este trabajo, corresponde a la cantidad de elementos reactivos que posee.

En la Figura 2.6 se puede observar el comportamiento de la razón de potencia de un filtro pasa-bajo de orden 3, utilizando una respuesta de máximo aplanamiento y una de rizado uniforme.

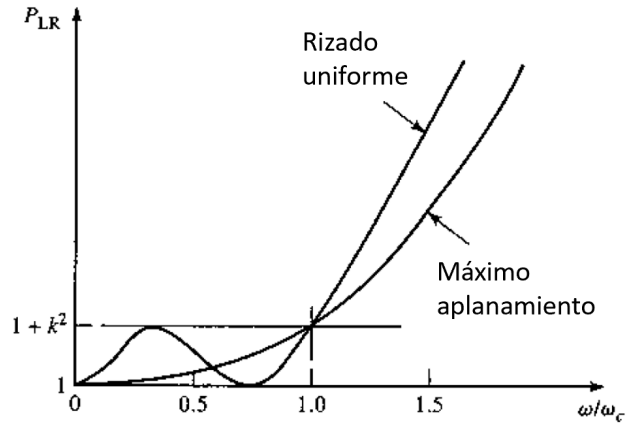


Figura 2.6: Comportamiento de la razón de potencia para un filtro de orden 3 con respuesta de máximo aplanamiento y de rizado uniforme [9].

Se observa, a partir de la Figura 2.6, que la respuesta de máximo aplanamiento presenta, para frecuencias menores a la de corte, una razón de pérdida de potencia más plana que la respuesta de rizado uniforme. Sin embargo, para frecuencias mayores a la de corte, la razón de pérdida de potencia presenta un corte menos pronunciado para la respuesta de máximo aplanamiento que para la respuesta de rizado uniforme. Así, la elección de cuál tipo de respuesta utilizar depende principalmente de la aplicación.

En la Figura 2.7 se observa la atenuación en función de la frecuencia normalizada a la frecuencia de corte para un filtro con rizado homogéneo, para distintos órdenes.

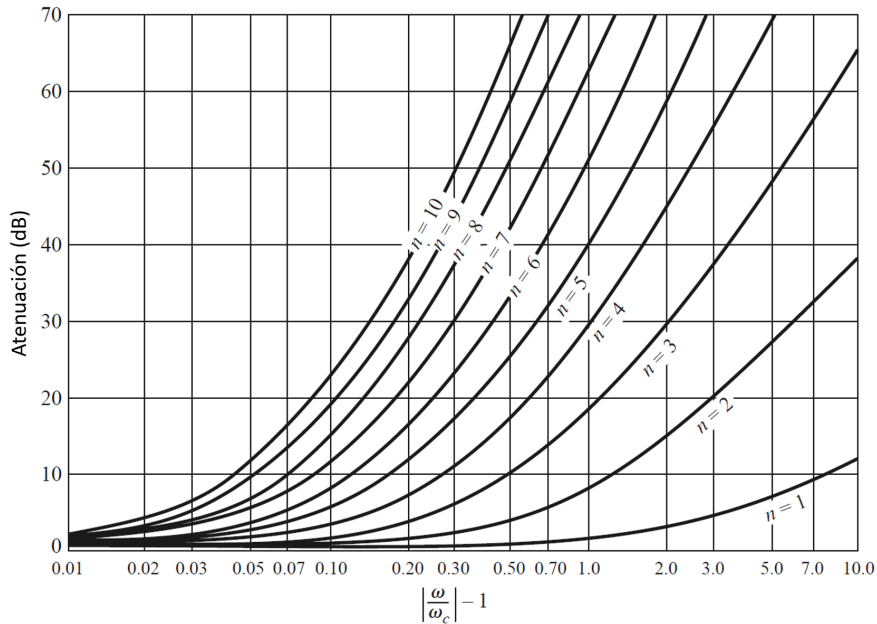


Figura 2.7: Atenuación en función de la frecuencia normalizada para un filtro con rizado homogéneo, para distintos órdenes [9].

Para una frecuencia normalizada fija, la atenuación aumenta a medida que aumenta el orden del filtro y la pendiente de atenuación es más pronunciada para filtros de mayor orden.

Sin embargo, un filtro de mayor orden posee mayores pérdidas en su banda de paso y además posee mayor tamaño y complejidad de construcción.

Existen transformaciones para convertir los filtros pasa-bajos, hasta ahora analizados, a filtros pasa-altos, pasa-banda y rechaza-banda, manteniéndose el comportamiento según la respuesta escogida.

Para convertir el filtro pasa-bajos a un filtro pasa-banda, se utiliza la siguiente transformación:

$$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.16)$$

en donde  $\omega_1$  y  $\omega_2$  son los límites de frecuencia del filtro y  $\Delta$  es el ancho de banda fraccional, que se define tal que

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.17)$$

La frecuencia central corresponde a  $\omega_0$  y generalmente se escoge como la media geométrica entre los extremos de la banda, es decir,

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.18)$$

Utilizando las ecuaciones 2.7 y 2.12 se puede obtener la impedancia necesaria para lograr un filtro con la respuesta y características deseadas. Existen programas, como **AWR Design Environment** (Cadence, San Jose, [www.awr.com](http://www.awr.com)), que simplifican el proceso de diseño, ya que solo requieren las especificaciones del filtro y estos entregan un diseño preliminar.

### 2.2.3.2. Filtros de Líneas Acopladas

Los filtros de líneas acopladas consisten en acoplar secciones de línea de transmisión con largo eléctrico de  $\pi/2$  a la frecuencia central. Tienen un muy buen rendimiento para anchos de banda porcentuales menores al 15 %, pero se puede aumentar su ancho de banda hasta más del 30 % dependiendo de las tolerancias al momento de construir. En la Figura 2.8 se muestra un ejemplo de un filtro de líneas acopladas ya construido.

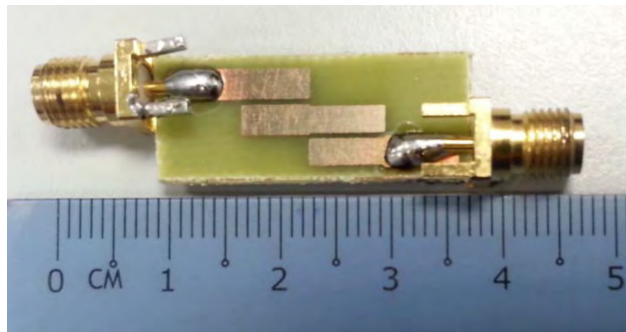


Figura 2.8: Ejemplo de filtro de líneas acopladas [10].

### 2.2.3.3. Filtros Horquilla

Los filtros horquilla son filtros de líneas acopladas pero más compactos, en donde los resonadores tienen forma de U. El problema de este tipo de filtros es que su geometría puede introducir acoples indeseados. A modo de ejemplo, en la Figura 2.9 se muestra un filtro horquilla construido.

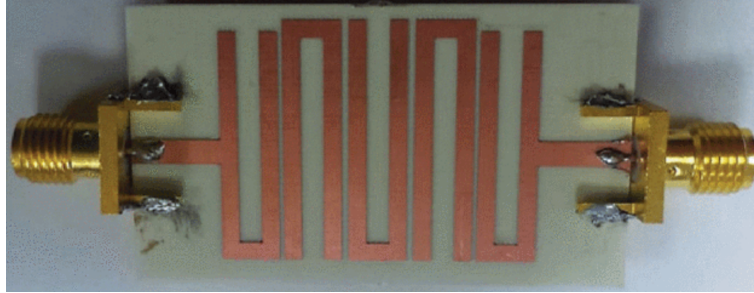


Figura 2.9: Ejemplo de filtro horquilla [11].

### 2.2.3.4. Filtros Interdigitales

Los filtros interdigitales son filtros pasabanda que consisten en resonadores de líneas de transmisión, de largo eléctrico  $\pi/2$  a la frecuencia central, abiertos en uno de sus extremos y cortocircuitados a tierra en el otro. La conexión a tierra se puede realizar directamente a un plano de tierra a la misma altura que los resonadores, o mediante vías al plano de tierra inferior. En la Figura 2.10 se observa un ejemplo de un filtro interdigital construido, con un extremo de los resonadores conectado a un plano a tierra a la misma altura que los resonadores.

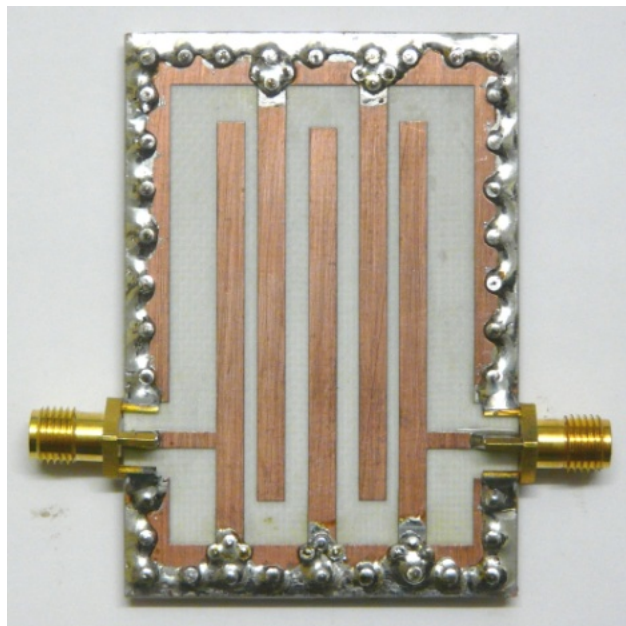


Figura 2.10: Ejemplo de filtro interdigital [12].

## 2.2.4. Amplificadores

Los amplificadores son dispositivos activos que, como su nombre indica, amplifican la potencia de la señal de entrada. Uno de sus principales parámetros de interés es la ganancia de potencia, pues representa la razón entre la potencia que es entregada en su salida y la potencia en su entrada.

Para un amplificador, la ganancia de potencia se expresa como

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.19)$$

en donde  $P_L$  es la potencia entregada a la carga,  $P_{in}$  es la potencia entregada al amplificador,  $\Gamma_L$  es el coeficiente de reflexión en la carga,  $\Gamma_{in}$  es el coeficiente de reflexión en la entrada del amplificador.  $S_{21}$  y  $S_{22}$  corresponden a los parámetros de dispersión del dispositivo, en donde se considera que el puerto 1 es la entrada y el puerto 2 es la salida [9].

Si la entrada y la salida de un amplificador están adaptadas, la ganancia de potencia queda

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = |S_{21}|^2 \quad (2.20)$$

que es expresada generalmente en dB.

## 2.2.5. Divisores de potencia y combinadores

Los divisores de potencia son dispositivos pasivos de microondas que dividen la potencia de una señal, no necesariamente en partes iguales. En cambio, los combinadores de potencia suman la potencia de distintas señales en una sola. En la Figura 2.11.a se observa una esquematización para un divisor de potencia, que divide la potencia de una señal de entrada en dos señales, no necesariamente equitativamente, mientras que en la Figura 2.11.b se observa un combinador que recibe dos señales y las combina en una. Generalmente, uno de estos dispositivos puede cumplir la función tanto de divisor, como de combinador.

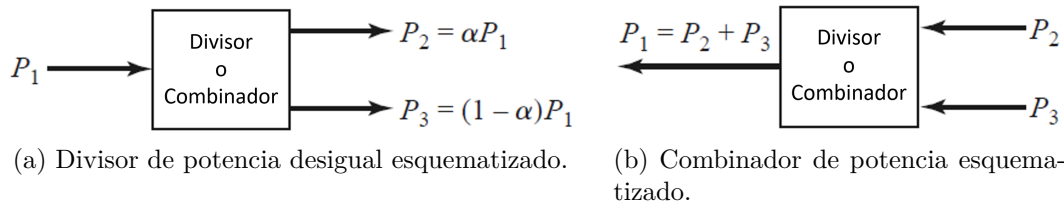


Figura 2.11: Divisor y combinador de potencia [9].

## 2.2.6. Ecualizadores

Las sistemas de microondas pueden presentar una respuesta en frecuencia no plana, lo que es indeseado al momento de realizar mediciones. Los ecualizadores de ganancia, o solamente ecualizadores, son componentes pasivos que tienen una pendiente en su respuesta

en frecuencia, la cual busca nivelar la respuesta no plana de una cadena de componentes de microondas.

### 2.2.7. Ruido

El ruido es la potencia indeseada que se presenta en los circuitos de microondas. Puede ser de origen interno al circuito, como es el caso del ruido termal, o de origen externo, como por ejemplo el ruido producido por la atmósfera al observar el espacio.

La potencia de ruido generada por componentes y sistemas de microondas, y entregada a una carga adaptada a su salida, se puede modelar, como se observa en la Figura 2.12, como una resistencia adaptada a una temperatura equivalente, tal que

$$T_e = \frac{N_o}{kB} \quad (2.21)$$

en donde  $T_e$  es la temperatura equivalente del ruido,  $N_o$  es la potencia entregada a la carga de su salida,  $k$  es la constante de Boltzmann y  $B$  es el ancho de banda considerado. Esta expresión es una aproximación válida solo para frecuencias de microondas.

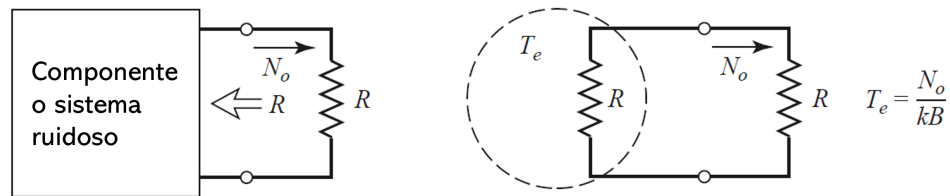


Figura 2.12: Componente o sistema ruidoso y su resistencia equivalente [9].

Si se considera un amplificador ruidoso, operando en un ancho de banda  $B$  y con ganancia  $G$ , con cargas adaptadas en su salida y en su entrada, pero estando esta última a  $0\text{ K}$ , es decir, sin aportar potencia de ruido, entonces todo el ruido a la salida corresponde al del amplificador. Esta potencia de ruido a la salida es la misma que genera una carga a temperatura  $T_e$  en la entrada de un amplificador sin ruido, en donde

$$T_e = \frac{N_o}{GkB} \quad (2.22)$$

Así, en ambos casos la potencia de ruido a la salida es  $N_o = GkT_eB$ .  $T_e$  entonces corresponde a la temperatura de ruido equivalente del amplificador [9]. Esta equivalencia se puede observar en la Figura 2.13.



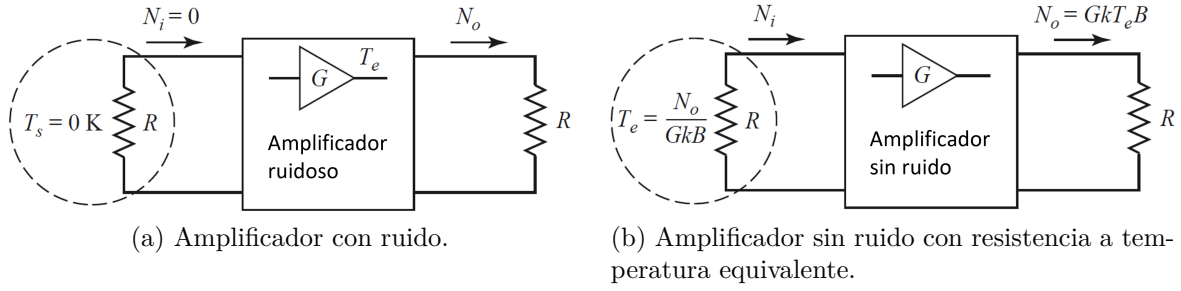


Figura 2.13: Equivalencia entre amplificador ruidoso y uno sin ruido con una resistencia caliente [9].

La equivalencia de un amplificador ruidoso, con un amplificador sin ruido y una resistencia a temperatura equivalente a su entrada, se puede extender a una cadena de componentes. Así, una cadena de componentes con ruido, equivale a una cadena de componentes sin ruido con una resistencia a temperatura equivalente en su entrada.

### 2.2.7.1. Figura de ruido

La figura de ruido  $F$  es una medida de cómo cambia la razón de señal a ruido cuando se pasa por un componente ruidoso, y se define tal que

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.23)$$

con  $S_i$  y  $N_i$  las potencias de la señal y el ruido de entrada, y  $S_o$  y  $N_o$  las potencias de la señal y ruido en la salida. Por definición, se asume que la potencia del ruido de entrada es producida por una resistencia adaptada a una temperatura de 290 K ( $T_0$ ) [9]. La figura de ruido es siempre mayor o igual a 1, y en la práctica se traduce en que la razón señal a ruido siempre empeora al pasar por un componente.

Se tiene que, para una línea con pérdidas, la figura de ruido es

$$F = 1 + (L - 1) \frac{T}{T_0} \quad (2.24)$$

en donde  $T$  es la temperatura de la línea y  $L$  son las pérdidas definidas como  $1/G$ , con  $G$  la ganancia. Es posible obtener también su temperatura equivalente de ruido:

$$T_e = (L - 1)T \quad (2.25)$$

### 2.2.7.2. Componentes en cadena

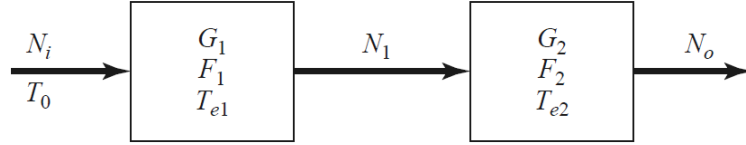
Para una red compuesta por distintos elementos en cadena, se tienen las siguientes expresiones generales de la temperatura equivalente de ruido y la figura de ruido del sistema completo:

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.26)$$

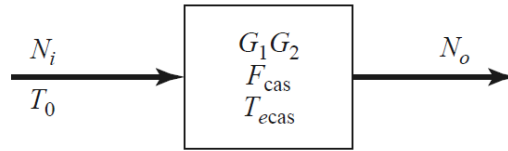
$$F_{cas} = F_{e1} + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (2.27)$$

en donde los subíndices de las expresiones indican a qué etapa o componente corresponde el parámetro. La ganancia de los elementos en cascada es la multiplicación de las ganancias individuales.

Para el caso de dos elementos, como se muestra en la Figura 2.14, se tiene que las cadenas 2.14.a y 2.14.b son equivalentes al utilizar las ecuaciones mencionadas.



(a) Cadena con elementos separados.



(b) Cadena con elementos juntos.

Figura 2.14: Cadena de dos elementos [9].

### 2.2.7.3. Método del factor $Y$

Un método práctico para medir la temperatura equivalente de ruido de un receptor es el método del factor  $Y$ . Este consiste en tener dos cargas (carga 1 y carga 2) adaptadas, a distintas temperaturas (una caliente y otra fría), las cuales se conectan a la entrada del receptor para luego medir la potencia de salida de este. Se define el factor  $Y$  tal que [9]

$$Y = \frac{N_1}{N_2} = \frac{T_1 + T_e}{T_2 + T_e} > 1 \quad (2.28)$$

En esta ecuación,  $N_1$  corresponde a la potencia de salida del receptor para la carga 1 en la entrada, y  $N_2$  a la potencia de salida para la carga 2 en la entrada.

Luego, la temperatura equivalente de ruido del sistema es

$$T_e = \frac{T_1 - Y T_2}{Y - 1} \quad (2.29)$$

en donde  $T_1$  corresponde a la temperatura de la carga 1 y  $T_2$  a la de la carga 2.

En la Figura 2.15 se muestra un diagrama de la configuración para realizar el método del factor  $Y$ , para el caso de la medición de temperatura de un amplificador con ganancia  $G$  y operando en un ancho de banda  $B$ , con cargas adaptadas de impedancia  $R$ .

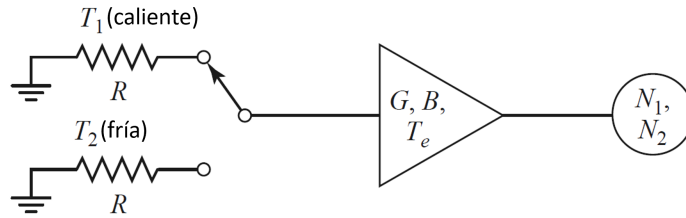


Figura 2.15: Diagrama para método del factor  $Y$  para un amplificador [9].

#### 2.2.7.4. Temperatura de ruido de un sistema receptor

Para un sistema receptor que posee una antena, el ruido total considera la potencia de ruido de salida de la antena y la potencia de ruido de entrada del receptor. Así, se tiene que la temperatura de ruido total de un sistema receptor  $T_{sys}$  es la siguiente:

$$T_{sys} = T_A + T_r \quad (2.30)$$

en donde  $T_A$  es la temperatura de ruido que observa la antena y  $T_r$  es la temperatura de ruido del receptor.

Si la antena observa el cielo, se pueden utilizar gráficos como el de la Figura 2.16, para estimar la temperatura de la antena en función de la frecuencia de la señal a observar, la elevación de la antena y también dependiendo de la región de la galaxia que se esté observando.

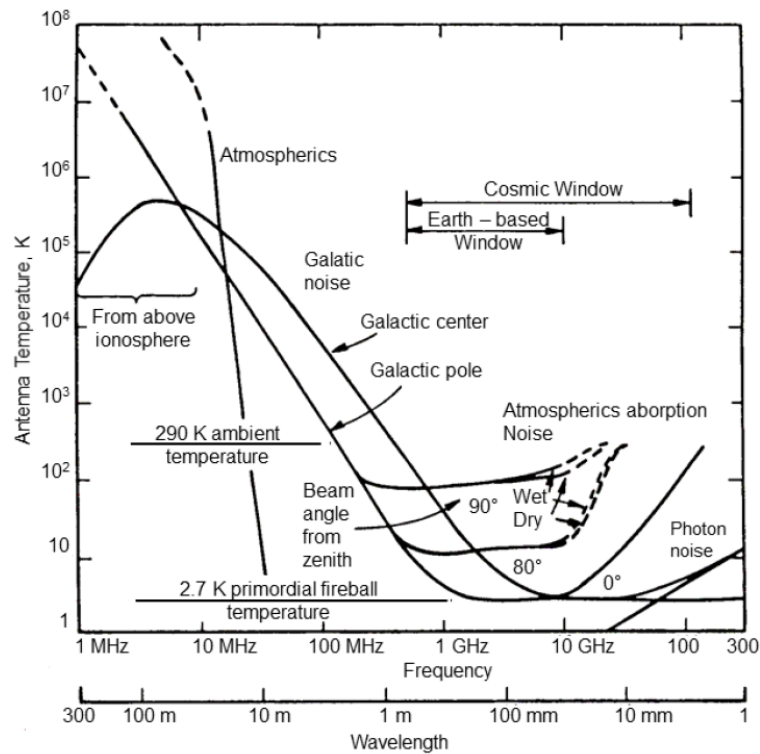


Figura 2.16: Temperatura de antena para distintas observaciones del cielo en función de la frecuencia [13].

## 2.2.8. Antenas

Las antenas son dispositivos diseñados para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Éstas están presentes en los sistemas receptores y existen muchos tipos. Para este trabajo, es necesario comprender dos de sus características principales: la directividad y la ganancia.

La directividad de una antena describe cuánta energía concentra en una dirección radiativa de preferencia y es igual a la ganancia si la antena radia toda la potencia aceptada (esto es, la potencia que es inyectada a la antena y no es reflejada debido a desadaptaciones). Sin embargo, en la realidad las antenas pierden cierto porcentaje de la potencia que aceptan debido a pérdidas óhmicas [9].

La ganancia describe la energía concentrada en una dirección radiativa de preferencia considerando las pérdidas óhmicas que se producen en la antena y se relaciona con la directividad mediante la siguiente ecuación:

$$G = e_r D \quad (2.31)$$

en donde  $G$  es la ganancia de la antena,  $D$  su directividad y  $e_r$  la eficiencia de radiación.

La eficiencia de radiación se define como la razón entre la potencia radiada por la antena y la potencia aceptada por ella. Así,

$$e_r = \frac{P}{P_{in}} = \frac{P}{P + P_o} \quad (2.32)$$

en donde  $P$  es la potencia radiada por la antena,  $P_o$  es la potencia disipada en pérdidas óhmicas de la antena y  $P_{in}$  la potencia aceptada por la antena.

Otro parámetro de interés de las antenas es su área efectiva  $A_e$ , que corresponde al área equivalente de recolección de la antena que recibe las densidades de potencia viajando en el espacio, e incluye las pérdidas óhmicas en ella [14]. Se puede calcular de la siguiente manera:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (2.33)$$

en donde  $G$  es la ganancia de la antena y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal a recibir.

## 2.2.9. Sensibilidad

Existen diversas maneras de definir la figura de mérito para la sensibilidad de un sistema de microondas. Una de ellas es la densidad de flujo equivalente del sistema o *System Equivalent Flux Density* (SEFD), la cual se relaciona de manera sencilla con la densidad de flujo recibida, que es un parámetro típico para FRB.

### 2.2.9.1. Densidad de flujo equivalente del sistema (SEFD)

La SEFD es una medida proporcional a la temperatura de ruido total del sistema  $T_{sys}$ , sobre el área efectiva  $A_e$  de la antena que va a recibir las señales en el sistema, como se

muestra en la siguiente ecuación [15]:

$$SEFD = \frac{2kT_{sys}}{A_e} \quad (2.34)$$

en donde  $k$  es la constante de Boltzmann. La SEFD se suele expresar en Jy, por lo que se debe realizar la conversión a Jy para la ecuación 2.34.

### 2.2.9.2. Razón señal a ruido a partir de SEFD

Al tomar muestras digitales de la señal, tal que cada muestra sea independiente de la anterior, y luego integrarlas, se cumple con la siguiente ecuación para la razón de señal a ruido o *Signal to Noise Ratio* (SNR):

$$SNR = \frac{S_{in}}{SEFD} \sqrt{t \cdot \Delta f_{BW}} \quad (2.35)$$

en donde  $S_{in}$  es la densidad de flujo que recibe el receptor,  $t$  es el tiempo que se integra y  $\Delta f_{BW}$  es el ancho de banda considerado. Esta expresión es una derivación de la Ecuación del Radiómetro Ideal. Se puede inferir de ella que una menor SEFD implica mejor sensibilidad.

### 2.2.9.3. Ley de Rayleigh-Jeans

La ley de Rayleigh-Jeans permite obtener la temperatura de brillo  $T$  de un evento astronómico a partir de un flujo recibido  $S$ . Una de sus formas es la siguiente [16]:

$$T = \frac{\lambda^2}{2k\Omega} S \quad (2.36)$$

en donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la observación,  $k$  es la constante de Boltzmann y  $\Omega$  el ángulo sólido del haz de la antena con la cual se observa el fenómeno. Todas las unidades deben estar en MKS.

El ángulo sólido del haz de la antena tiene la siguiente relación [14]:

$$\Omega = \frac{4\pi e_r}{G} \quad (2.37)$$

en donde  $G$  es la ganancia de la antena utilizada y  $e_r$  es su eficiencia de radiación.

## 2.3. Matriz de Puertas Programable en Campo (FPGA)

Las Matrices de Puertas Programables en Campo o *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) son dispositivos semiconductores que están basados en una matriz de bloques lógicos configurables, conectados mediante interconexiones programables [17]. Se pueden reprogramar, a diferencia de la mayoría de los circuitos integrados, para cumplir con alguna aplicación. Una de sus principales características es que permite procesamiento paralelo a gran velocidad,

lo que hace que las FPGA sean dispositivos muy útiles cuando se quieren realizar muchos cálculos en paralelo, como es el caso del proyecto ARTE.

### **2.3.1. *Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware 2 (ROACH-2)***

ROACH-2 [18] es un dispositivo que utiliza una FPGA, entre otros componentes, para digitalizar y procesar señales de microondas. Este dispositivo va a estar encargado de muestrear digitalmente la señal trabajada por el receptor, dentro del rango de frecuencias de 1200 MHz a 1800 MHz, para luego procesarla. El convertor análogo-digital que utiliza la ROACH-2 para muestrear satura alrededor de los -3 dBm en su entrada, por lo que es necesario mantener un margen respecto a esta potencia para medir correctamente la señal.

#### **2.3.1.1. Solapamiento**

Si una señal a muestrear presenta componentes de frecuencia fuera del rango de muestreo del dispositivo que realiza este proceso, se introducen superposiciones indeseadas, ocasionando mediciones erróneas en la señal digital final. Este fenómeno se denomina solapamiento o *aliasing*. Por esta razón, es importante filtrar, de manera analógica, la banda de frecuencias fuera del rango de muestreo antes de muestrear.

## **2.4. Estado del Arte**

### **2.4.1. *Australian Square Kilometre Array Pathfinder (ASKAP)***

ASKAP [19] es un radio telescopio ubicado en Australia, el cual consiste en un arreglo de dos dimensiones de 36 platos parabólicos, cada uno de 12 metros de diámetro, y que en conjunto forman un área de recolección de aproximadamente 4000 metros cuadrados. Estos platos parabólicos, alimentados por arreglos de antenas tipo *phased array*, permiten un amplio campo de visión y una rápida realización de un *survey*, o imagen de una región del cielo.

En la Figura 2.17 se observa una fotografía del telescopio ASKAP. Este telescopio ha realizado cerca de 28 detecciones de FRB hasta la fecha.



Figura 2.17: Fotografía del telescopio ASKAP [19].

#### 2.4.2. *Canadian Hydrogen Intensity Mapping Experiment (CHIME)*

CHIME [20] es un telescopio interferométrico de radio ubicado en Canadá. Consiste en cuatro reflectores cilíndricos adyacentes de 20 metros por 100 metros. El eje focal de cada cilindro está alineado con 256 antenas de doble polarización. Esta configuración permite un amplio campo de visión del cielo, lo que hace este telescopio ideal para la detección de FRB.

En la Figura 2.18 se observa una fotografía del telescopio CHIME. Este telescopio ha realizado cerca de 30 detecciones de FRB hasta la fecha.



Figura 2.18: Fotografía del telescopio CHIME [20].

### 2.4.3. *Survey for Transient Astronomical Radio Emission 2 (STARE2)*

STARE2 [6] es un proyecto, realizado en el Instituto Tecnológico de California (*Caltech*), cuyo fin es observar la Vía Láctea para poder detectar FRB. Este telescopio consiste en un sistema de tres antenas, separadas entre ellas por 300 km aproximadamente, las cuales permiten eliminar, utilizando coincidencia temporal, las interferencias de radio o *Radio Frequency Interferences* (RFI). Este sistema busca detectar FRB en la banda de 1280 a 1530 MHz, con un ancho de banda efectivo de 188 MHz, y es sensible a señales de 1 milisegundo de duración y con una densidad de flujo sobre los 300 kJy.

Este proyecto es una de las principales motivaciones para el presente Trabajo de Título, pues no necesita una gran infraestructura, como en el caso de CHIME o ASKAP, para lograr el estudio de las FRB.

En la Figura 2.19 se observa una de las antenas tipo *choke-ring* utilizadas en el sistema STARE2. Esta antena está instalada sobre un plato parabólico para protegerla de señales indeseadas provenientes del horizonte. El patrón de radiación de esta antena posee una proyección circular en el cielo, pero la forma de la Vía Láctea, en el cielo, es elíptica, lo que causa observaciones de regiones no pertenecientes a nuestra galaxia. Esto puede introducir interferencias y mediciones no deseadas al sistema. La forma de la Vía Láctea se puede observar en la Figura 2.22, y corresponde a la zona agrisada de la carta galáctica.



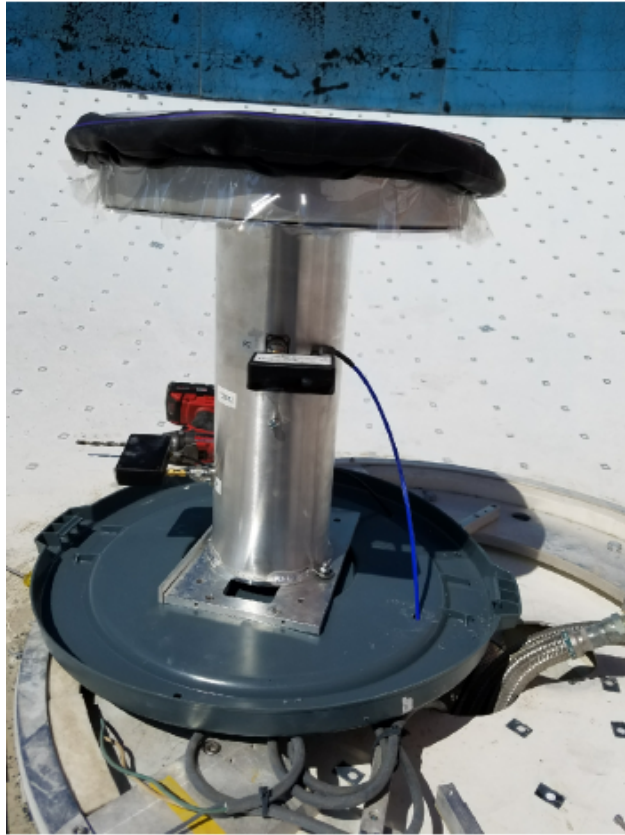


Figura 2.19: Una de las antenas utilizadas en el STARE2 sobre un plato parabólico [6].

#### **2.4.4. *Astronomical Radio Transients Experiment (ARTE)***

ARTE es un proyecto astronómico puesto en marcha en el Observatorio Astronómico Nacional, dirigido por la Universidad de Chile. Su objetivo es observar la Vía Láctea para detectar y analizar FRB que ocurran en ella. En el sistema receptor a diseñar y construir en el proyecto ARTE se pretenden realizar mejoras con respecto al proyecto STARE2. Las principales son: mejorar el ancho de banda observable de la señal, y utilizar tres arreglos de cuatro antenas de microcinta, en donde cada arreglo posee un patrón de radiación tal que su proyección en el cielo es elíptica, ajustándose a la forma de la Vía Láctea. Además, este proyecto, al estar ubicado en otro hemisferio que STARE2, permite observar partes del cielo que este último no puede.

En la Figura 2.20 se puede observar un diagrama de los componentes del proyecto, en el que se incluyen, dentro de otros, la antena de referencia, los tres arreglos de antenas, las cadenas de recepción y un diagrama del procesamiento digital de las señales captadas.

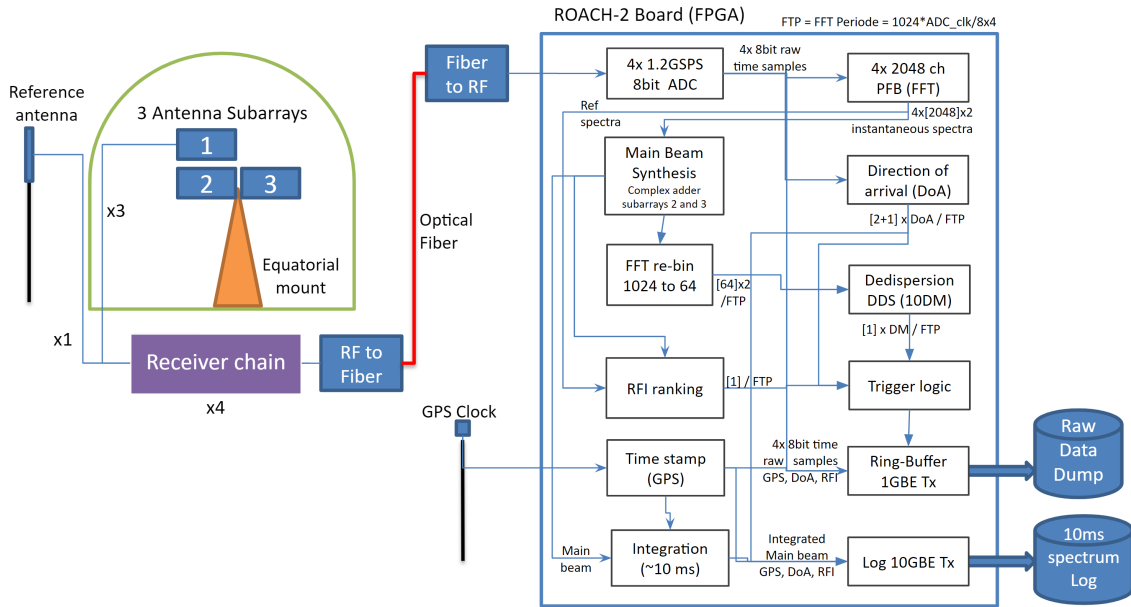


Figura 2.20: Diagrama de componentes del proyecto ARTE.

En la Figura 2.21 se observa un modelo del arreglo de cuatro antenas de microcinta a utilizar en el proyecto ARTE. La proyección de este arreglo sobre una carta galáctica, para las frecuencias de 1 GHz, 1.5 GHz y 2 GHz y comparada con la proyección de la antenna utilizada por STARE2, se puede observar en la Figura 2.22.

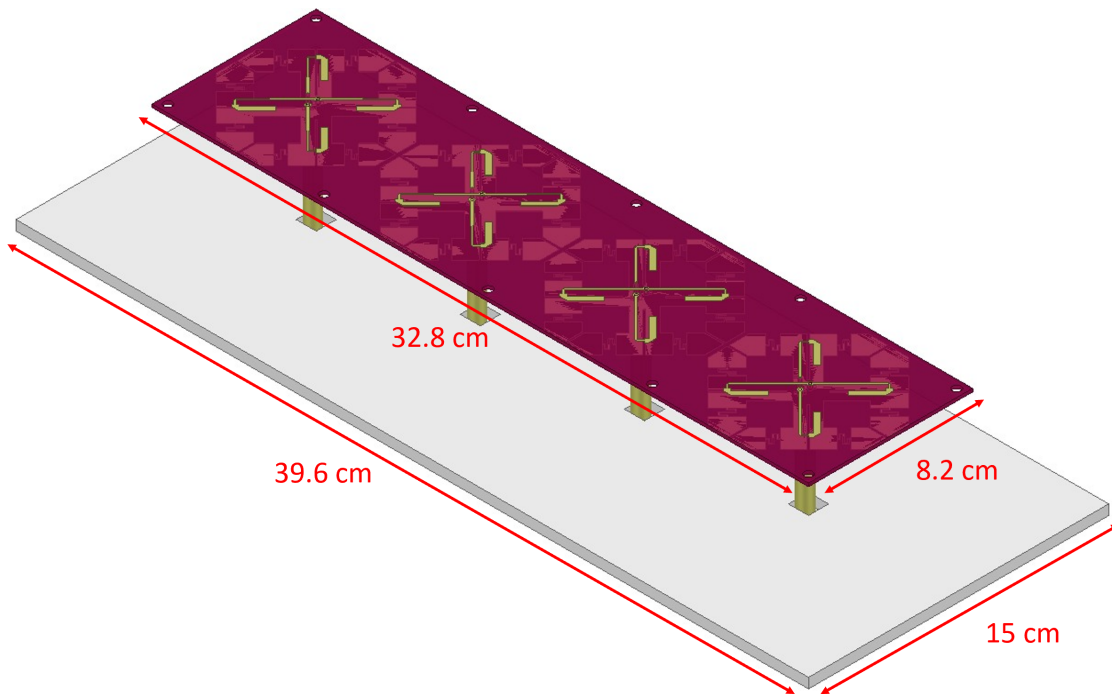
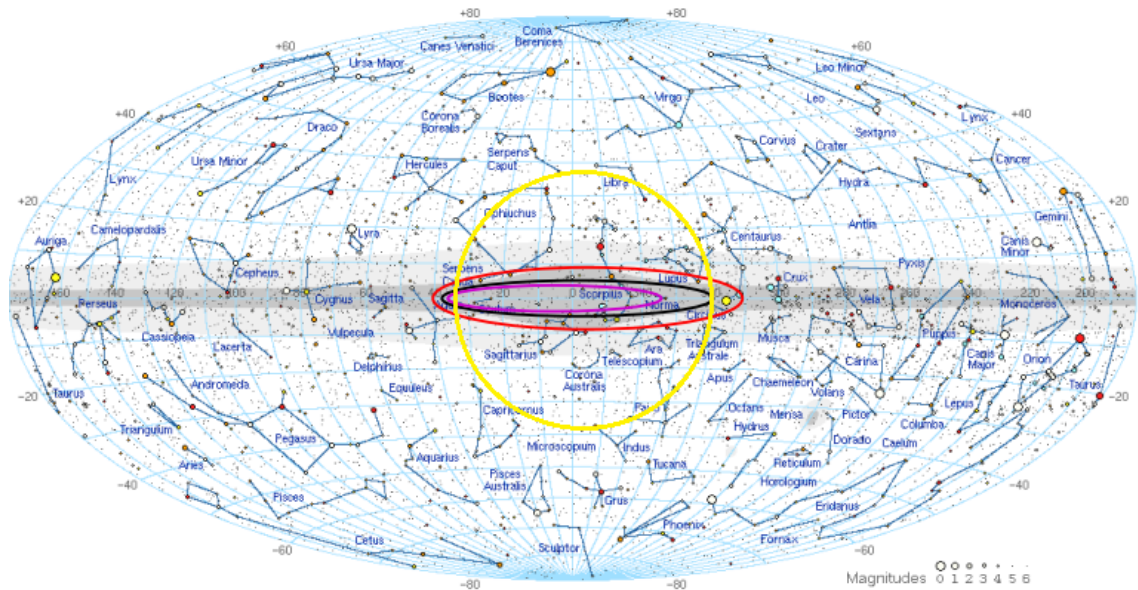


Figura 2.21: Modelo del arreglo de cuatro antenas de microcinta a utilizar en el proyecto ARTE.



- 1 GHz: 89°
- 1.5 GHz: 78°
- 2 GHz: 60°

Figura 2.22: Carta galáctica de la Vía Láctea [21], superpuesta la proyección del patrón de radiación de la antena diseñada en el Observatorio de Cerro Calán, para distintas frecuencias (colores rojo, negro y morado), y la proyección de la antena utilizada en STARE2 (color amarillo).

# Capítulo 3

## Diseño e implementación

En este capítulo se presenta el proceso de diseño e implementación del receptor de microondas, incluyendo el diseño y construcción del filtro pasa-banda utilizado. Además, se incluyen las configuraciones experimentales para los experimentos realizados y las consideraciones por la localización de la puesta en marcha del proyecto ARTE.

### 3.1. Consideraciones por interferencias

El proyecto ARTE será puesto en marcha en una instalación acondicionada para las observaciones y ubicada en el Observatorio Astronómico Nacional de Cerro Calán. El principal problema de esta localización, es que se tienen antenas de telecomunicaciones en las cercanías, las cuales emiten señales en las bandas de celular alrededor de 900 MHz y 1900 MHz. En la Figura 3.1 se observa la potencia medida, en función de la frecuencia, para una medición de ruido en el Patio de Cerro Calán.

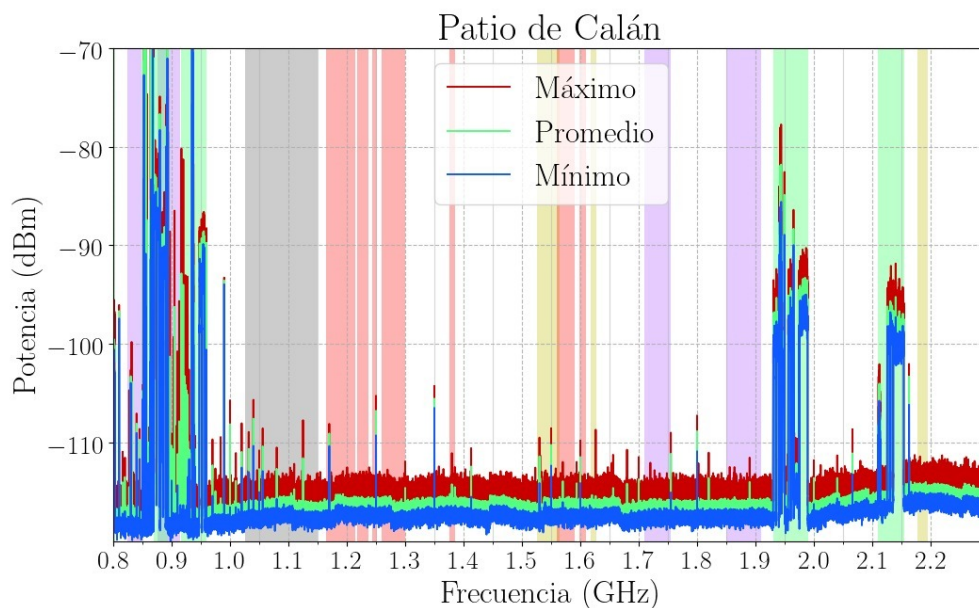


Figura 3.1: Potencia recibida en el patio del Observatorio de Cerro Calán.

Es posible observar, a partir de la Figura 3.1, que la banda de observación propuesta para este proyecto, entre 1.2 GHz y 1.8 GHz, presenta un piso de ruido bajo, alrededor de -115 dBm, con algunos máximos que llegan hasta -105 dBm aproximadamente, siendo ésta una banda con poca contaminación. Sin embargo, entre 0.8 GHz y 0.95 GHz, se presentan señales indeseadas con alta potencia, las cuales están aproximadamente 50 dB sobre la potencia de ruido de la banda de interés. De la misma forma, entre 1.9 GHz y 2 GHz, y entre 2.1 GHz y 2.2 GHz, se presentan señales indeseadas con potencia de hasta 40 dB, aproximadamente, por sobre el piso de ruido de la banda de observación.

Para realizar mediciones correctas y evitar solapamiento al muestrear con el procesador de señales ROACH-2, es necesario filtrar esta potencia indeseada. Por esta razón, se define como objetivo de diseño que el receptor tenga más de 50 dB de rechazo para frecuencias entre 800 MHz y 950 MHz, y entre 1900 MHz y 2200 MHz.

## 3.2. Diseño preliminar del receptor

El proyecto ARTE plantea utilizar tres arreglos de antenas de microcinta, desarrollados en el Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile, para observar las FRB en el cielo, por lo que se construyeron tres cadenas de componentes de microondas para el receptor desarrollado en esta memoria. El primer paso fue realizar un diseño preliminar del receptor, que cumpliera con las especificaciones requeridas.

Se plantea, como objetivo de diseño, que la potencia de la señal de salida del receptor sea de 0 dBm (ajustable luego con atenuadores para ser muestreada por los conversores análogo-digital del procesador de señales ROACH-2), existiendo en un rango de frecuencias entre 1250 y 1760 MHz y con un corte abrupto en los extremos de la banda, para así eliminar señales indeseadas de bandas de celular cercanas a 900 MHz y 1900 MHz. En estas frecuencias el receptor debe presentar un alto rechazo (mayor a 50 dB) respecto a la banda de paso. Además, razón señal a ruido (SNR) para la señal final debe ser mayor a 10 para una FRB ocurriendo en nuestra galaxia,

Es importante mencionar que el rango de frecuencias objetivo inicial, para el filtro, era de 1200 a 1800 MHz, pero para evitar problemas de solapamiento al muestrear la señal con el procesador de señales ROACH-2, se redujo a un rango de frecuencias de 1250 a 1760 MHz, con el objeto de tener por lo menos 10 dB de rechazo entre los extremos de 1200 y 1800 MHz y la banda de paso del filtro.

El arreglo de antenas parche posee una ganancia aproximada de 10 dB y una eficiencia de radiación cercana a 1. Se asumió, como primera aproximación a la señal a observar por este arreglo, una FRB con una duración de 1 ms, que genere una densidad de flujo entrante de 300 kJy en el receptor, con una medida de dispersión, o DM, de 300 pc/cm<sup>3</sup> y que se presente en una banda de 1250 a 1760 MHz. Este valor de la densidad de flujo y duración de la FRB corresponden al valor mínimo que el proyecto STARE2 es capaz de detectar, y el DM utilizado es un valor estándar para FRB.

Considerando una longitud de onda de observación como el centro de la banda de observación (aproximadamente 1500 MHz), además de las características ya mencionadas de la

antena, se utilizaron las ecuaciones 2.37 y 2.36 para una densidad de flujo entrante de 300 kJy, y se obtuvo una temperatura aproximada de 3.5 K para una FRB ocurriendo en nuestra galaxia.

A esta temperatura se le sumó una temperatura de ruido de la antena de aproximadamente 40 K, obtenida a partir de la Figura 2.16, considerando que se observa el centro galáctico hacia el cenit, lo que dio una temperatura en conjunto de 48 K, que corresponde a una aproximación de la temperatura de ruido de la antena observando una FRB.

Luego, suponiendo que el sistema a construir tendrá una temperatura de 100 K, se utilizó la ecuación 2.21, considerando un ancho de banda de 510 MHz, y se obtuvo que la potencia de ruido a la entrada del sistema era de -90 dBm aproximadamente. Así, para cumplir con una potencia de salida de 0 dBm, se aproximó la ganancia necesaria del sistema como 90 dB.

En la Figura 3.2 se presenta un diagrama de bloques del primer diseño preliminar del receptor, el cual considera una entrada, correspondiente a la señal de uno de los arreglos de antenas a utilizar. Luego, la señal es amplificada por amplificadores de bajo ruido o *Low Noise Amplifiers* (LNAs en la Figura 3.2) y filtrada por un filtro pasa-banda, para finalmente ser entregada al procesador de señales ROACH-2 para su análisis.

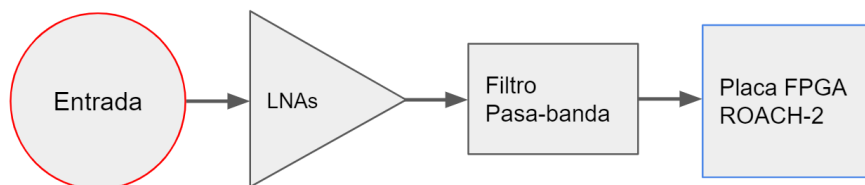


Figura 3.2: Diagrama de bloques de primer diseño preliminar.

### 3.3. Elección de componentes

Para diseñar el receptor, se escogieron componentes comercialmente disponibles, tal que, puestos en cadena, logran una potencia aproximada de 0 dBm a su salida y que además filtren el rango de frecuencias indeseado.

Luego de estudiar distintas opciones de filtros comercialmente disponibles, no se encontró ninguna que logre una banda de paso aproximada de 1250 a 1760 MHz y posea un corte abrupto en los extremos de esta banda, por lo que se decidió diseñar y construir un filtro que cumpla esto.

Después de analizar la oferta de proveedores especializados en componentes de microondas, se escogieron los amplificadores ZX60-P33ULN+ y ZX60-2534MA (*Mini-Circuits*, New York, [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)). El primero de éstos es elegido porque presenta una baja figura de ruido, con un valor típico de 0.38 dB, por lo que se decidió usar como primer componente de la cadena, después del combinador. El segundo de estos amplificadores se escogió porque presenta una alta ganancia, de aproximadamente 42 dB en la banda de paso, y permite dis-

minuir costos, pues disminuye la cantidad de amplificadores a comprar.

Para lograr la ganancia requerida de 90 dB, en la cadena se utilizó un amplificador ZX60-P33ULN+ y dos amplificadores ZX60-2534MA, y se decidió incluir un ecualizador a la cadena pues el conjunto de estos amplificadores presenta una pendiente indeseada en la ganancia. Se escogió el ecualizador ZEQ-8-222S+ (*Mini-Circuits*) ya que posee una pendiente adecuada para ecualizar la ganancia del conjunto final de amplificadores.

Finalmente, los componentes seleccionados y su cantidad utilizada se pueden resumir en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Componentes seleccionados y su cantidad.

Componente	Cantidad por cadena	Cantidad total
ZX60-P33ULN+ ( <i>Mini-Circuits</i> )	1	3
ZX60-2534MA ( <i>Mini-Circuits</i> )	2	6
ZEQ-8-222S+ ( <i>Mini-Circuits</i> )	1	3

Se puede observar un diagrama de la cadena preliminar con los componentes escogidos en la Figura 3.3. Nuevamente, la entrada de la cadena de recepción es la señal del arreglo de antenas de microcinta.

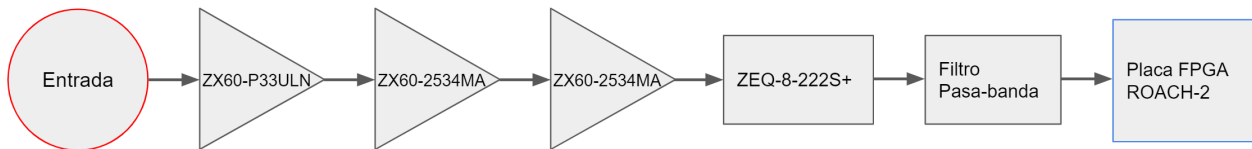


Figura 3.3: Diagrama de bloques del diseño preliminar con componentes seleccionados.

### 3.3.1. Cálculo de SNR

Una vez que se escogieron los componentes de la cadena preliminar, se comprobó que esta lograra un SNR mayor a 10. Se mantuvo la primera aproximación de una FRB, ésta supone una densidad de flujo de 300 kJy, una DM de 300 pc/cm<sup>3</sup> y que se presenta en una banda de 1250 a 1760 MHz.

A partir de la información de las hojas técnicas de los componentes, provistas por *Mini-Circuits* y suponiendo que el filtro a construir va a tener aproximadamente 1 dB de pérdidas, la temperatura equivalente de ruido de la cadena de la Figura 3.3, considerando una frecuencia de 1500 MHz y utilizando la ecuación 2.26, es de 36 K aproximadamente. Como la temperatura de ruido de la antena es de aproximadamente 40 K al observar el centro de la galaxia hacia el cenit, se tiene que la temperatura del sistema es de 76 K.

Como se conocía la ganancia de la antena, se utilizó la ecuación 2.33 para obtener su área efectiva a una frecuencia central aproximada de 1500 MHz y posteriormente, con la ecuación

2.34 se obtuvo el SEFD del sistema. Luego, para calcular el SNR utilizando la ecuación 2.35, se consideró la duración de 1 ms de la FRB y un ancho de banda de observación de 510 MHz.

Así, se obtuvo que el SNR del sistema preliminar, utilizando componentes reales, es de 32.5, cumpliéndose con el SNR mínimo requerido.

## 3.4. Filtro pasa-banda

### 3.4.1. Diseño del filtro

El filtro fue diseñado en microcinta utilizando la herramienta *iFilter* del programa **AWR Design Environment** (Cadence, San José, [www.awr.com](http://www.awr.com)). Para lograr una banda de paso desde 1250 a 1760 MHz, se probaron distintos tipos de filtros de microcinta y sustratos. También, para lograr el corte abrupto necesario en los extremos de la banda, se utilizaron filtros de alto orden, de orden 8 en particular.

En primer lugar, se probó un filtro de líneas acopladas sobre un sustrato de FR4, el cual presenta pérdidas considerables (alrededor de 4 dB) en la banda de paso, y además la longitud es cercana a 40 cm, lo que dificulta en gran medida su construcción y posterior integración con el resto de los componentes. Luego, se diseñó otro filtro de líneas acopladas, pero utilizando un sustrato Rogers TMM 13i (Rogers Corporation, Chandler, EE. UU.), el cual posee una constante dieléctrica de 12.85, mayor a la del FR4 (4.4 aproximadamente) y además presenta menores pérdidas a la frecuencia que se quiere operar. Así, se lograron reducir tanto las pérdidas como el tamaño físico del filtro a 18 cm aproximadamente. Sin embargo, se observó que el tamaño seguía siendo demasiado grande para ser construido e implementado.

Tras la evaluación de estos modelos, se descartó el filtro de líneas acopladas y se probó un filtro tipo horquilla sobre un sustrato Rogers TMM 13i. Esta primera iteración, sin embargo, presentaba altas reflexiones, por lo que se decidió, finalmente, evaluar la utilización de un filtro tipo interdigital.

Se diseñó el filtro interdigital, sobre un sustrato Rogers TMM 13i, y se obtuvo una solución inicial. Esta solución luego se replicó en el programa **HFSS** (Ansys, Canonsburg, [www.ansys.com](http://www.ansys.com)), que permite una simulación electromagnética más fidedigna que **AWR**. Se ajustaron distintos parámetros hasta llegar a una solución que cumplió con el ancho de banda y no tuviera grandes pérdidas.

Esta última solución posee el funcionamiento deseado, sin embargo, no se encontraron fabricantes que trabajen con el sustrato Rogers TMM 13i, por lo que se decidió rediseñar el filtro pero utilizando un sustrato comercial que sí estuviese disponible. Se escogió el sustrato Rogers 4003C (Rogers Corporation), el cual fabricantes como PCBCart<sup>1</sup> sí suelen utilizar.

Finalmente, el diseño final del filtro pasa-banda corresponde a un filtro interdigital, en microcinta, con dieléctrico Rogers 4003C de 1.524 mm de espesor y con capas de cobre de

<sup>1</sup> PCBCart, Hangzhou, [www.pcbcart.com](http://www.pcbcart.com)



0.35 mm de espesor. Se utilizó la función *iFilter* del programa **AWR** para lograr un diseño inicial de filtro interdigital, utilizando una respuesta tipo Chebyshev con rizado de 0.1 dB, donde se escogió la frecuencia central de 1490 MHz, un ancho de banda de 450 MHz y orden 8.

Una vez que **AWR** entregó el diseño inicial, éste se replicó y ajustó en el programa **HFSS**. En la Figura 3.4 se tiene una vista superior del filtro interdigital final, ya modelado y ajustado en HFSS para conseguir el comportamiento objetivo. Para lograr el ancho de banda deseado se ajustaron, a partir del diseño entregado por **AWR**, el ancho de las pistas centrales de microcinta que conforman el filtro ( $W$  en Figura 3.4), el largo de la transición entre la línea de transmisión de microcinta y donde comienza el filtro ( $L_{taper}$ ), y el ancho del segmento final de la transición ( $L_{tee} + L_{mid}$ ).

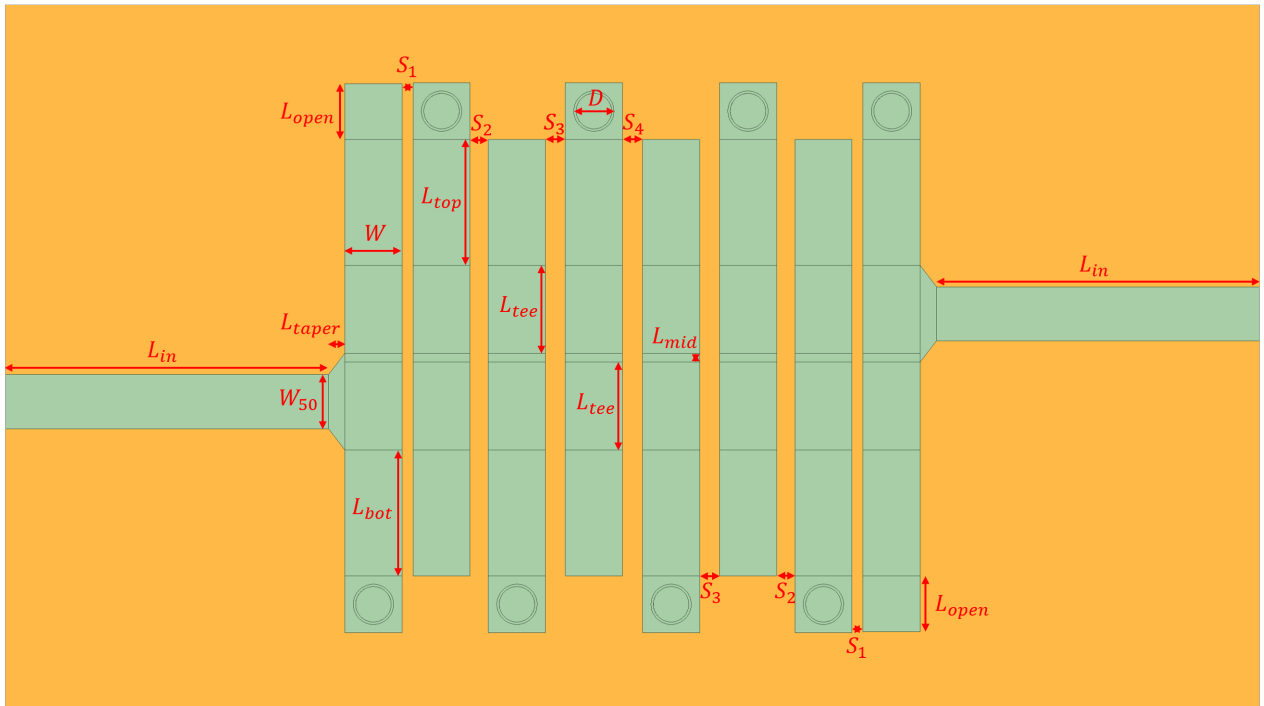


Figura 3.4: Parámetros del filtro interdigital.

Las medidas del filtro, utilizando los parámetros de la Figura 3.4, son las que se muestran en la Tabla 3.2. El espesor para las vías a tierra utilizadas, cuyo diámetro exterior corresponde a  $D$  en la Figura 3.4, es de 0.15 mm. En la Figura 3.5 se tiene una vista del filtro completo modelado en **HFSS**.

Tabla 3.2: Medidas finales para los parámetros del filtro interdigital.

Parámetro	Medida [mm]
$L_{in}$	20
$L_{taper}$	1.017
D	2.5
$S_1$	0.6829
$S_2$	1.1361
$S_3$	1.2276
$S_4$	1.2472
$L_{tee}$	6
$L_{bot}$	7.529
$L_{top}$	7.529
$L_{mid}$	0.5492
$L_{open}$	3.4735
W	3.54
$W_{50}$	3.3476

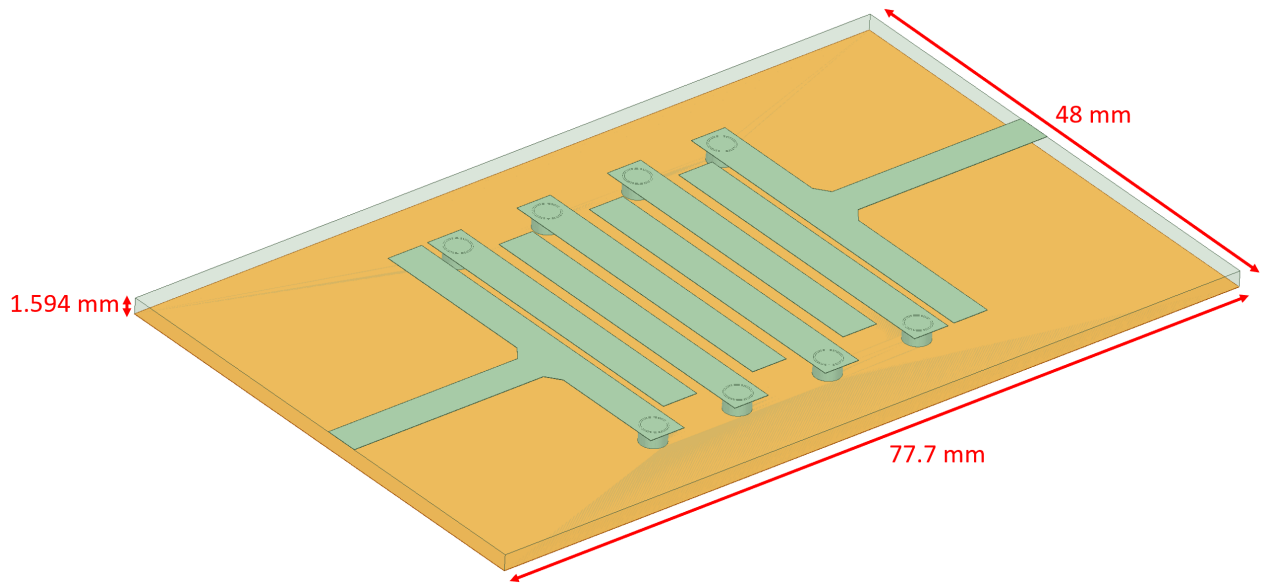


Figura 3.5: Modelo de filtro interdigital final en **HFSS**.

El filtro interdigital final fue enviado a construir a PCBCart, para ello se exportó el modelo de **HFSS** en formato 'dxf', para luego importarlo en el programa **Altium Designer** (Altium, Chatswood, [www.altium.com](http://www.altium.com)), que permite diseñar *Printed Circuit Boards* o PCB.

Se incluyeron *pads* en la parte superior e inferior del filtro, los que permiten soldar conectores SMA tipo montura de borde, como los que aparecen en la Figura 3.6. Además, se incluyeron los agujeros para las vías a tierra del filtro.

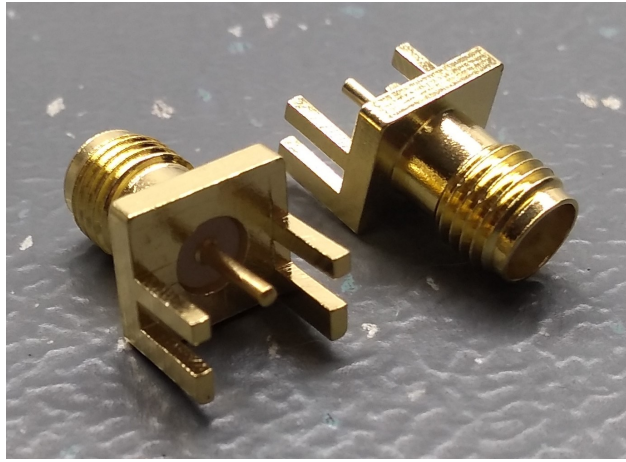
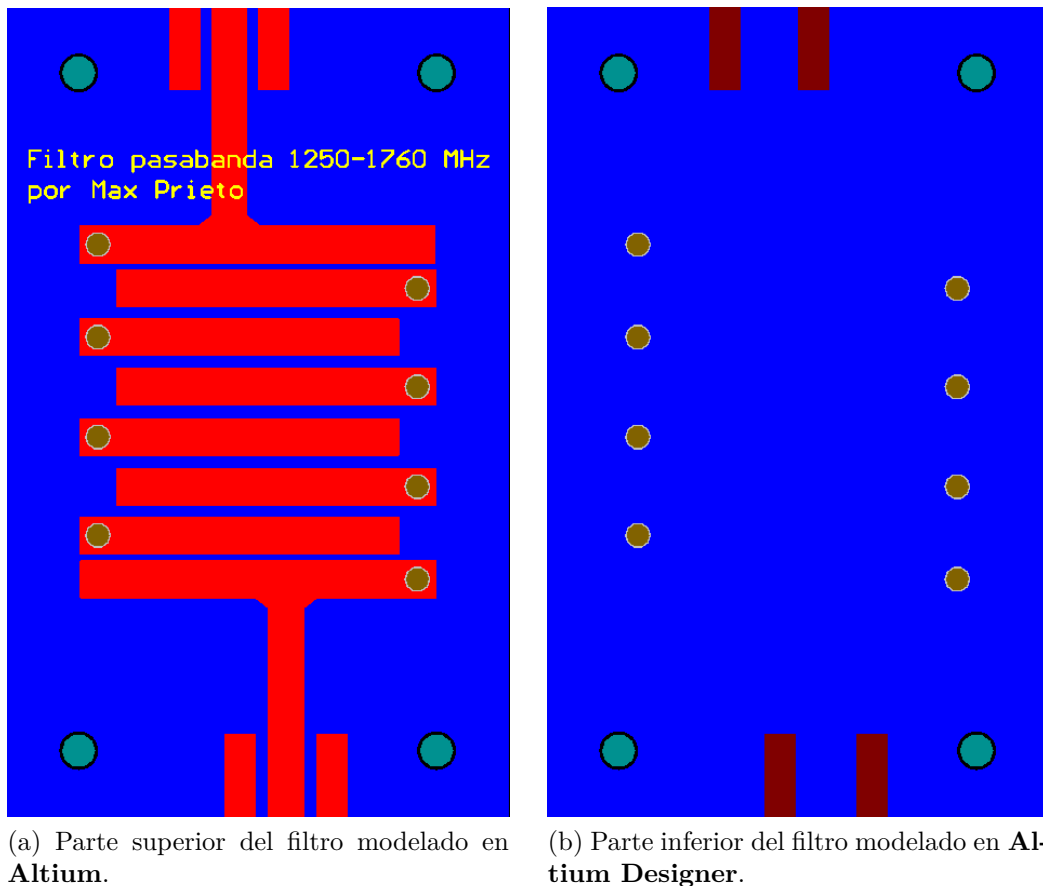


Figura 3.6: Conectores SMA tipo montura de borde.

En la Figura 3.7 se pueden observar la parte superior e inferior del modelo del filtro en **Altium Designer** que fue enviado a construir. Este modelo fue exportado a formato 'Gerber' y fue enviado, junto a un archivo formato 'NCDrills' que incluye los agujeros del filtro, a PCBCart para su construcción.



(a) Parte superior del filtro modelado en **Altium**.

(b) Parte inferior del filtro modelado en **Altium Designer**.

Figura 3.7: Filtro modelado en **Altium**, listo para ser enviado a construir.

### 3.4.2. Implementación del filtro

Una vez se tuvo el filtro, se soldaron los conectores SMA en sus extremos, para así poder incluirlo en la cadena. El filtro, construido por PCBCart y ya con los conectores SMA soldados en sus extremos, se observa en la Figura 3.8.

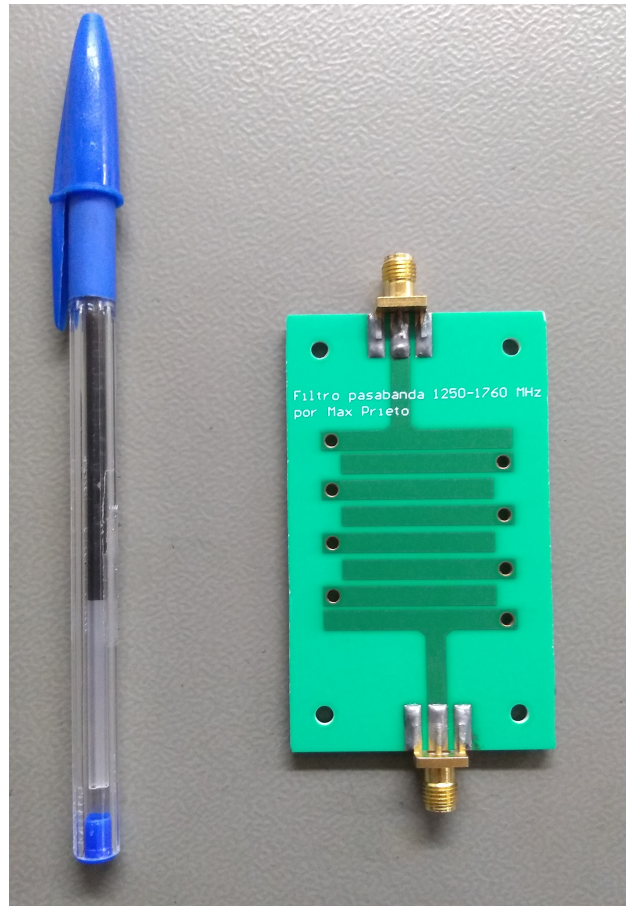


Figura 3.8: Filtro construido y con conectores SMA soldados.

A modo de protección y para aislación electromagnética, el filtro se introdujo en una caja de aluminio de 80x50x20 mm. Para eliminar los efectos de las resonancias que induce la caja, se adhirió una cinta absorbente de ondas electromagnéticas, modelo 3M AB5100HF (3M, Two Harbours, [www.3m.com](http://www.3m.com)), en la parte interior de la tapa superior de la caja. Se observa el filtro en la caja abierta, previo a su ensamble final y con la cinta absorbente ya adherida a una de las tapas, en la Figura 3.9.

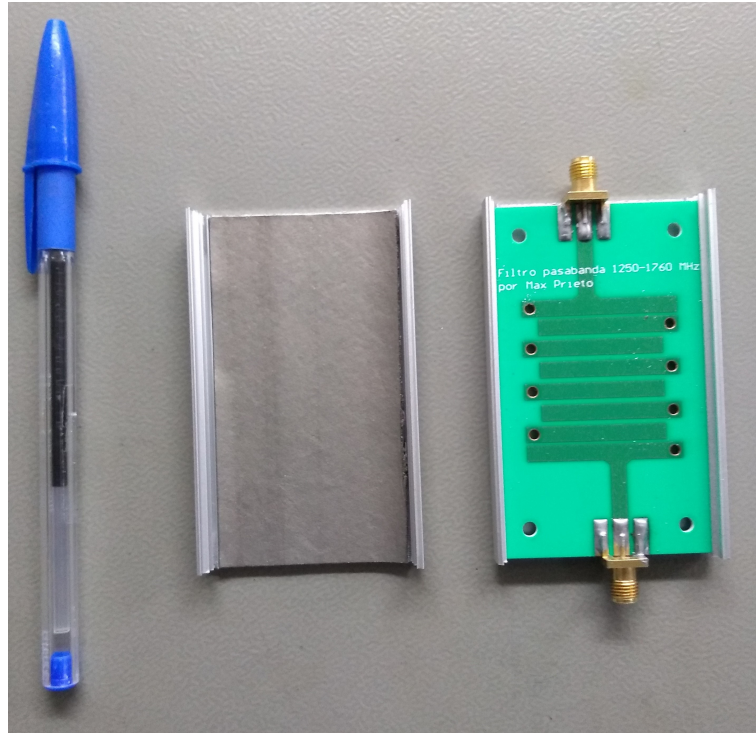


Figura 3.9: Filtro construido en caja abierta.

El ensamble final del filtro en su caja se observa en la Figura 3.10. Fue necesaria la construcción de seis de estos filtros para la implementación del receptor.



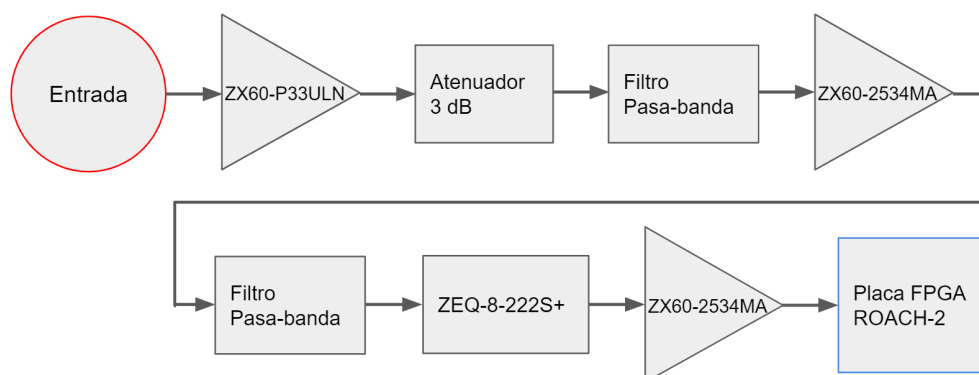
Figura 3.10: Ensamble final del filtro.

### 3.5. Diseño final de la cadena del receptor

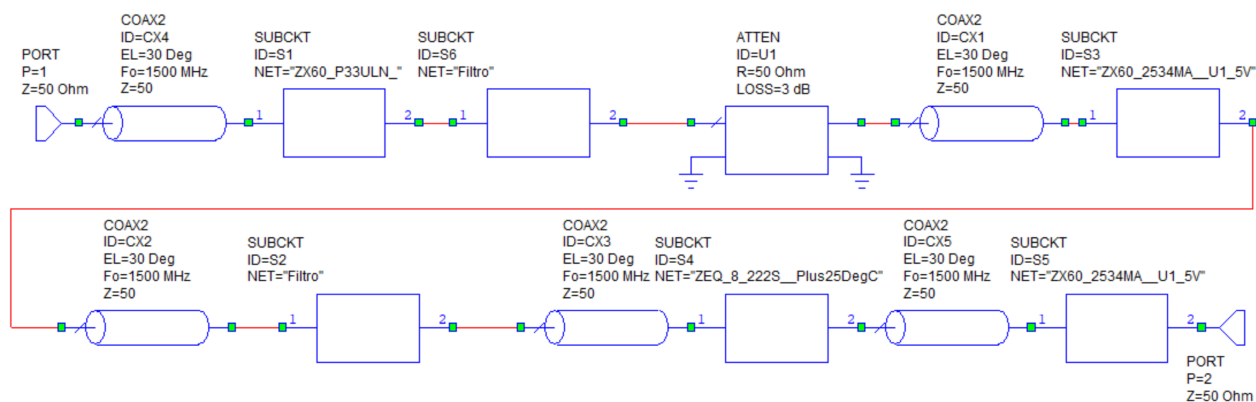
Para el diseño final de la cadena se utilizaron dos filtros, a diferencia del diseño preliminar, para así asegurarse de filtrar las señales de bandas de celular cercanas al rango de frecuencias a estudiar. El segundo filtro se ubicó entre el primer y segundo amplificador, para así evitar posibles saturaciones en el segundo amplificador por señales indeseadas de las estaciones base.

Se incluyó también un atenuador de 3 dB entre el primer y segundo amplificador para evitar posibles ondas estacionarias, producidas por reflexiones a la salida y entrada de los amplificadores, entre estos dos componentes. De la misma manera, el ecualizador se ubicó entre el segundo filtro y el tercer amplificador para así evitar ondas estacionarias entre el segundo y tercer amplificador.

El diagrama del diseño final de la cadena del receptor se puede observar en la Figura 3.11.a, y la cadena final, modelada en **AWR**, se puede observar en la Figura 3.11.b.



(a) Diagrama de la cadena final.



(b) Cadena final modelada en **AWR**.

Figura 3.11: Cadena final del receptor.

En la Figura 3.11.b, el puerto 1 corresponde a la entrada y el puerto 2 a la salida. Para ambos casos, la entrada corresponde a la señal del arreglo de antenas de microcinta y la salida corresponde a la entrada del procesador de señales ROACH-2.

## 3.6. Implementación del receptor

Fue necesario instalar las cadenas del receptor en una caja metálica para así protegerlas de interferencias y retroalimentaciones con las antenas a utilizar, que pueden introducirse por los circuitos de polarización y por los componentes mismos de la cadena. Se dispuso de una caja de alto 1U para gabinete de 19 pulgadas, en la que se instalaron las tres cadenas del receptor.

### 3.6.1. Circuitos de polarización

Como los amplificadores ZX60-P33ULN+ necesitan alimentación de 3 V y los ZX60-2534MA de 5 V, se construyeron dos circuitos de polarización por cadena, uno encargado de alimentar un amplificador ZX60-P33ULN+ y el otro encargado de alimentar dos amplificadores ZX60-2534MA.

En la Figura 3.12 se puede observar el esquemático del circuito de polarización y en las Figuras 3.13.a y 3.13.b se observa el circuito ya construido y montado en la caja a utilizar para montar el receptor. Estos circuitos de polarización cuentan con un conector BNC, como se puede ver en la Figura 3.13.a, en el cual se conecta una fuente de alimentación exterior de 3 o 5 V, dependiendo del componente que se alimente.

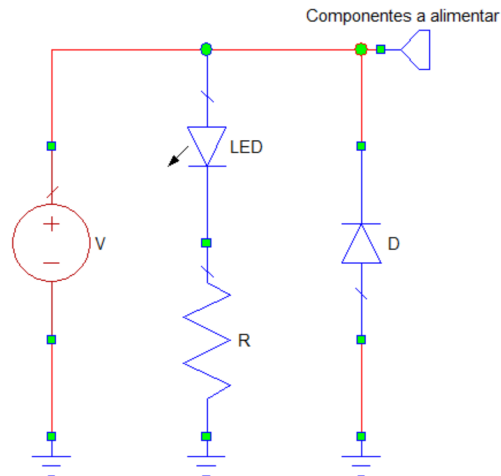
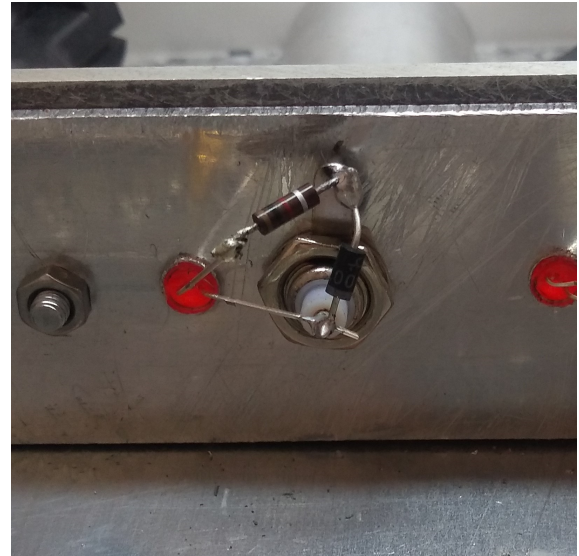


Figura 3.12: Esquemático del circuito de polarización.



(a) Vista frontal del circuito de polarización.



(b) Vista trasera del circuito de polarización.

Figura 3.13: Circuito de polarización construido e instalado en la caja metálica.

El circuito consiste en un LED (LED en Figura 3.12), para indicar que el circuito está siendo alimentado, una resistencia ( $R$ ) en serie a él, para limitar la corriente que pasa por el LED y, lo más importante, un diodo en reversa ( $D$ ) a modo de protección ya que, de esta manera, si al momento de alimentar el circuito se conecta un cable BNC polarizado erróneamente, la corriente va a circular por el diodo y no por los componentes activos.

Los cables de polarización, utilizados para conectar los circuitos de polarización con los componentes activos, son cables multiconductores con una capa de aluminio, la cual protege que filtraciones electromagnéticas entren a los cables y se propaguen por ellos. También se incluyen ferritas, como las que se observan en la Figura 3.14, para evitar contaminación de posibles señales indeseadas propagándose por los cables hacia los componentes.



Figura 3.14: Ferritas utilizadas en los cables de polarización.



### 3.6.2. Ensamble de las cadenas

Las cadenas se ensamblaron utilizando conectores y codos SMA, los que permiten cambiar la orientación de la cadena en 90 grados, para así poder ordenarlas correctamente en el espacio disponible en la caja metálica a utilizar.

En la Figura 3.15 se observa una cadena para recepción de FRB ya ensamblada, con todos los componentes conectados y lista para ser instalada en la caja para gabinete. La entrada de esta cadena corresponde a la señal del arreglo de antenas y la salida a la entrada del procesador de señales ROACH-2.

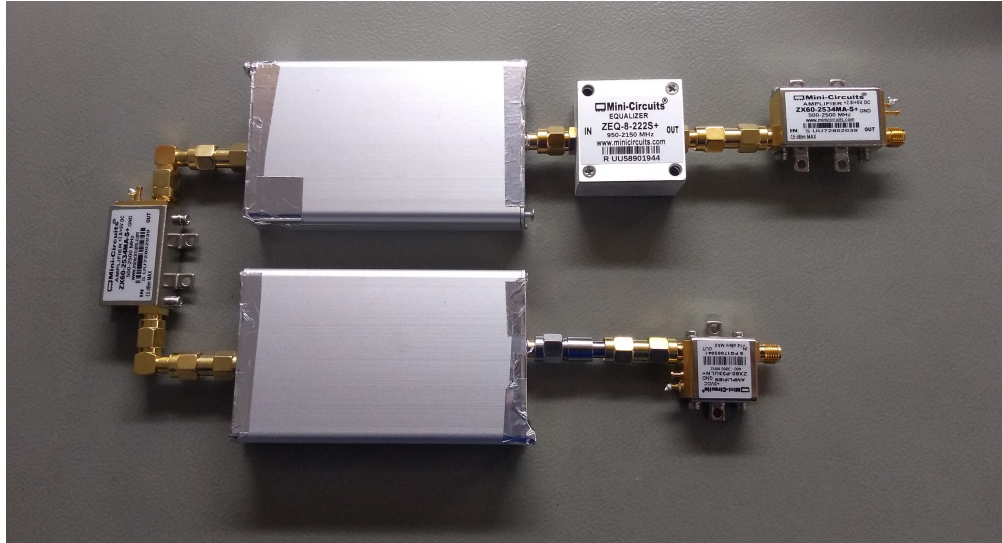


Figura 3.15: Cadena de recepción ensamblada.

Se incluyó también cinta de aluminio en las tapas laterales de los filtros, para evitar cualquier tipo de filtración electromagnética en ellos.

### 3.6.3. Instalación en caja metálica

Se taladraron agujeros en el panel trasero de la caja para poder instalar conectores SMA hembra-hembra, los que permiten conectar la señal de los arreglos de antenas con su respectiva cadena al interior de la caja. En el panel frontal de esta caja se taladraron agujeros para instalar conectores BNC a pin, en los cuales se montó el circuito de polarización y permiten conectar la alimentación externa para las cadenas. Además, se utilizaron placas separadoras entre las tres cadenas pertenecientes a la caja, para así evitar interferencia por posibles filtraciones entre ellas.

También se taladró la base de la caja para anclar los componentes, y se utilizan elevaciones de aluminio en algunos de ellos para igualar las alturas de todos los conectores, y así evitar que su conexión aplique torque innecesario en los componentes.

En la Figura 3.16 se observa la caja, sin tapa, con las tres cadenas de recepción de FRB

ya instaladas, incluyendo las placas separadoras. En las Figuras 3.17.a y 3.17.b se muestran las partes frontal y trasera de la caja.

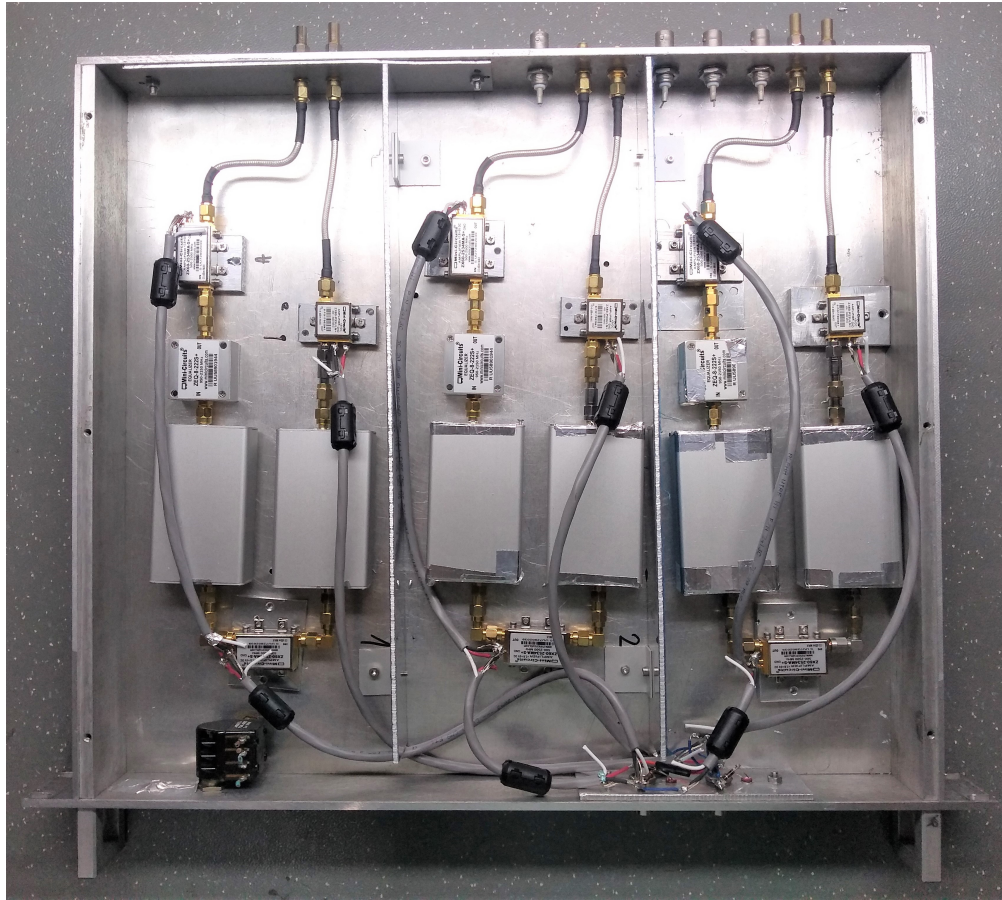


Figura 3.16: Caja metálica de 1U para recepción de FRB sin tapa, con todas las cadenas receptoras ya instaladas y con placas separadoras entre ellas. De derecha a izquierda se tienen la cadena 1, cadena 2 y cadena 3, enumeradas para los resultados del capítulo de Resultados y Discusión.



(a) Vista frontal de la caja metálica.



(b) Vista trasera de la caja metálica.

Figura 3.17: Receptor de FRB en la caja metálica.

En el panel trasero de la caja se observan cuatro conectores BNC, los cuales están en desuso en este proyecto y provienen de la aplicación anterior de la caja.

## 3.7. Configuraciones experimentales

Para realizar las mediciones de las cadenas y el filtro construido, se utilizaron dos configuraciones distintas.

### 3.7.1. Configuración para medición de parámetros S de filtro y receptor

Las mediciones de parámetros S se realizaron utilizando un *Vector Network Analyzer* (Agilent, Santa Clara, EE. UU.), o VNA. Este instrumento permite, entre otras funciones, medir los parámetros S de un dispositivo de microondas conectado entre sus dos puertos y, de esta manera, permite obtener una descripción completa del dispositivo visto desde sus puertos.

Para medir los parámetros S del filtro y del receptor construidos, se conectó la entrada y la salida de cada dispositivo al puerto 1 y al puerto 2 del VNA, respectivamente.

En la Figura 3.18 se observa la configuración experimental utilizada para medir los parámetros S de las cadenas del receptor. Una fuente de poder fue utilizada para alimentar los circuitos de polarización del receptor. El VNA fue calibrado previo a las mediciones y se utilizó una potencia de  $-75$  dBm para los barridos de frecuencia en las mediciones. Para esta calibración no se consideraron los cables que van desde los puertos del VNA al receptor, pues en el laboratorio no se cuenta con el kit de calibración adecuado para realizar las calibración incluyendo estos cables.

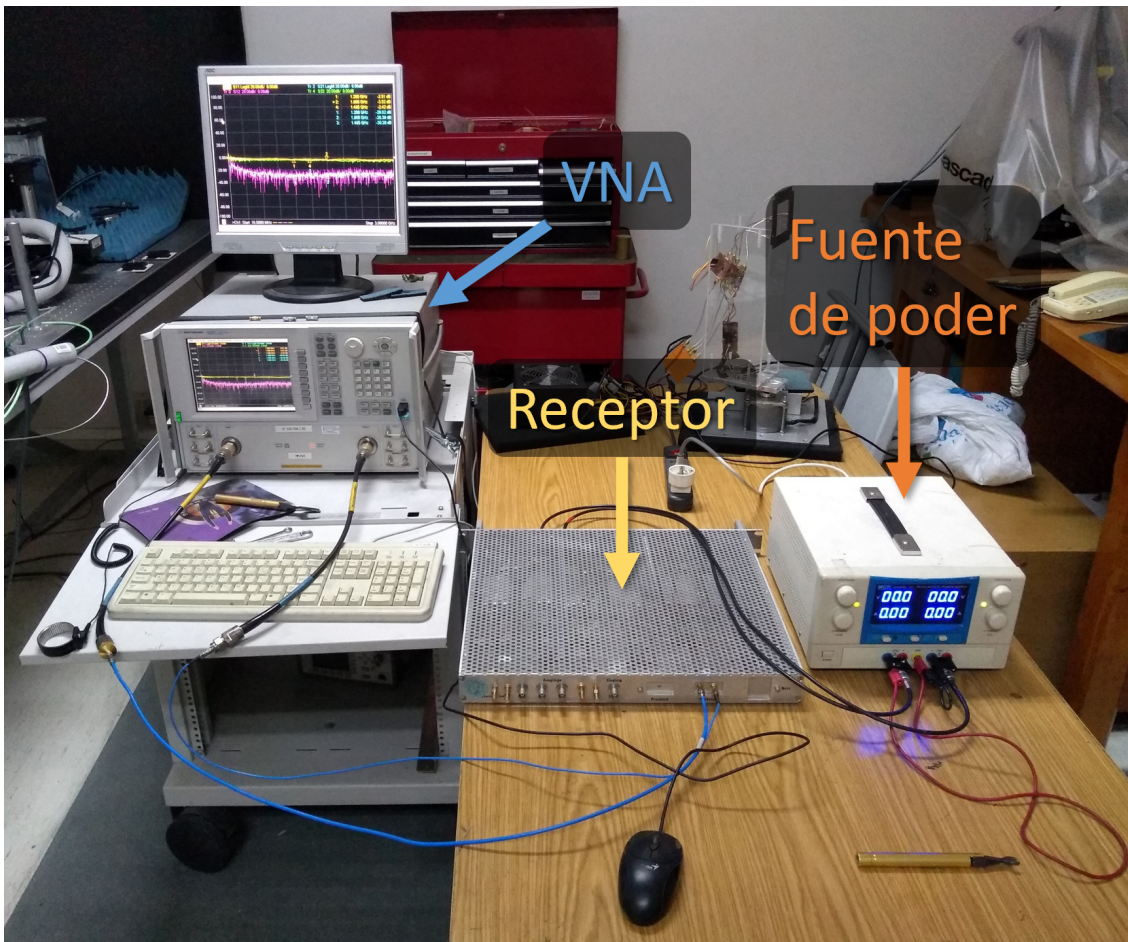


Figura 3.18: Configuración experimental para medición de parámetros S.

### 3.7.2. Configuración para medición de temperatura de ruido del receptor

Para medir la temperatura de ruido de las cadenas del receptor, se utilizó el método de factor  $Y$ . Como carga caliente se utilizó una fuente de ruido Agilent 346B, que se puede observar en la Figura 3.19. La fuente de ruido apagada se utilizó como carga fría, lo que corresponde a una carga a temperatura ambiente. Además, se utilizó un atenuador variable configurado en 10 dB de atenuación, luego de la fuente de ruido, para disminuir la potencia a la entrada del receptor, evitando así saturaciones. Esta fuente de ruido requiere alimentación de 28 V.

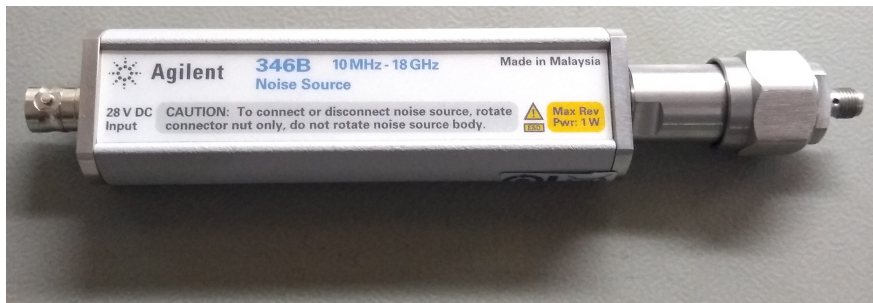
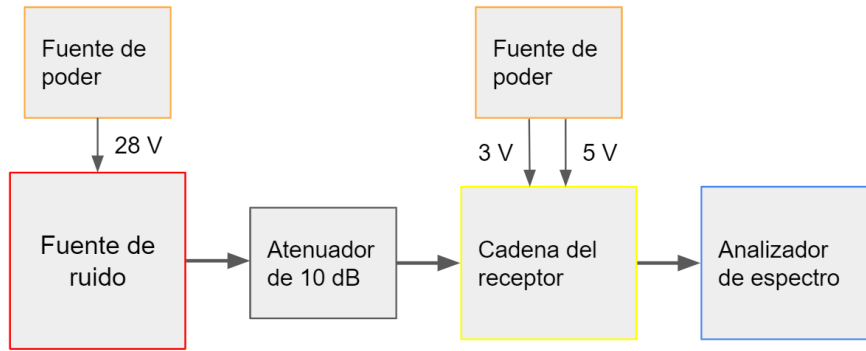
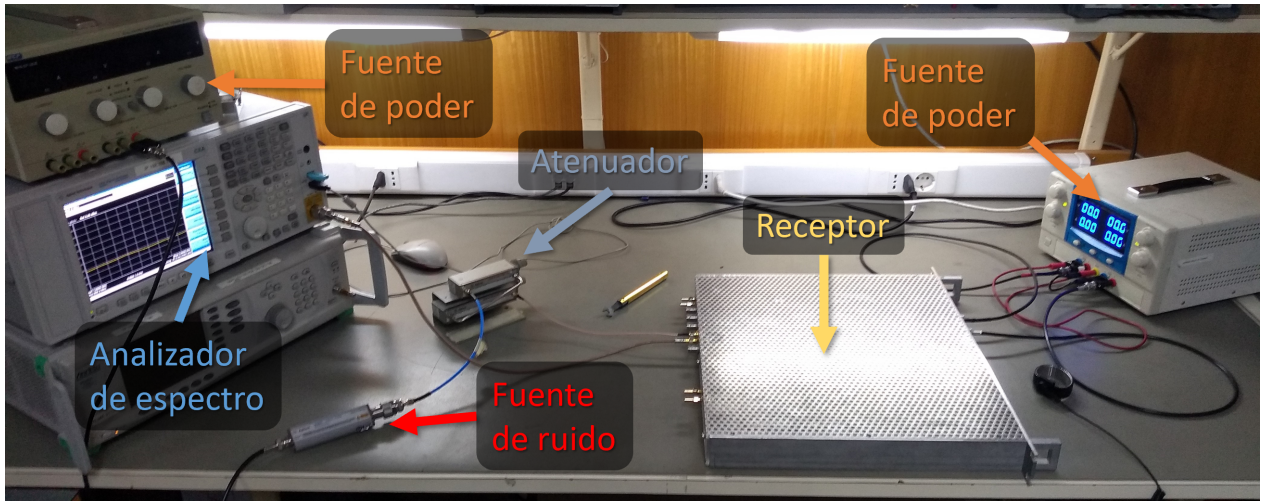


Figura 3.19: Fuente de ruido Agilent 346B, utilizada para medición de temperatura de ruido del receptor.

Para medir la potencia de ruido a la salida del receptor se utilizó un analizador de espectro; éste permite medir la potencia recibida en su entrada, para un rango de frecuencias. Un diagrama de la configuración se puede observar en la Figura 3.20.a, mientras que una fotografía de la configuración se puede observar en la Figura 3.20.b. Se utilizaron dos fuentes de poder, una para alimentar el receptor y otra para alimentar la fuente de ruido.



(a) Diagrama de la configuración para medición de ruido.



(b) Fotografía de la configuración para medición de ruido.

Figura 3.20: Configuración experimental para medición de temperatura de ruido.

Para cada una de las tres cadenas del receptor se midió la potencia de ruido, recibida por el analizador de espectro, utilizando la carga caliente y la fría. Estas mediciones de potencia fueron exportadas en formato 'csv', mediante un dispositivo de almacenamiento USB, a un computador. Luego, mediante la implementación del método del factor  $Y$  en un código<sup>2</sup> de **Matlab** (Mathworks, Natick, [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)), se calculó la temperatura de ruido para cada una de las cadenas.

<sup>2</sup> Este código se puede encontrar en la sección de Anexos.

# Capítulo 4

## Resultados y Discusión

En este capítulo se presentan los resultados y las discusiones del filtro interdigital simulado y construido, en todas sus configuraciones, y del receptor desarrollado, con todas sus cadenas.

### 4.1. Filtro interdigital

#### 4.1.1. Filtro simulado y construido

En la Figura 4.1 se observa el parámetro  $S_{21}$  medido para el filtro interdigital simulado en **HFSS** y el construido. El filtro es simétrico, así que los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  presentaron el mismo comportamiento, al igual que los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , por lo que no se incluyen figuras presentando esos parámetros.

## Parámetro S<sub>21</sub> de filtro construido y de simulación

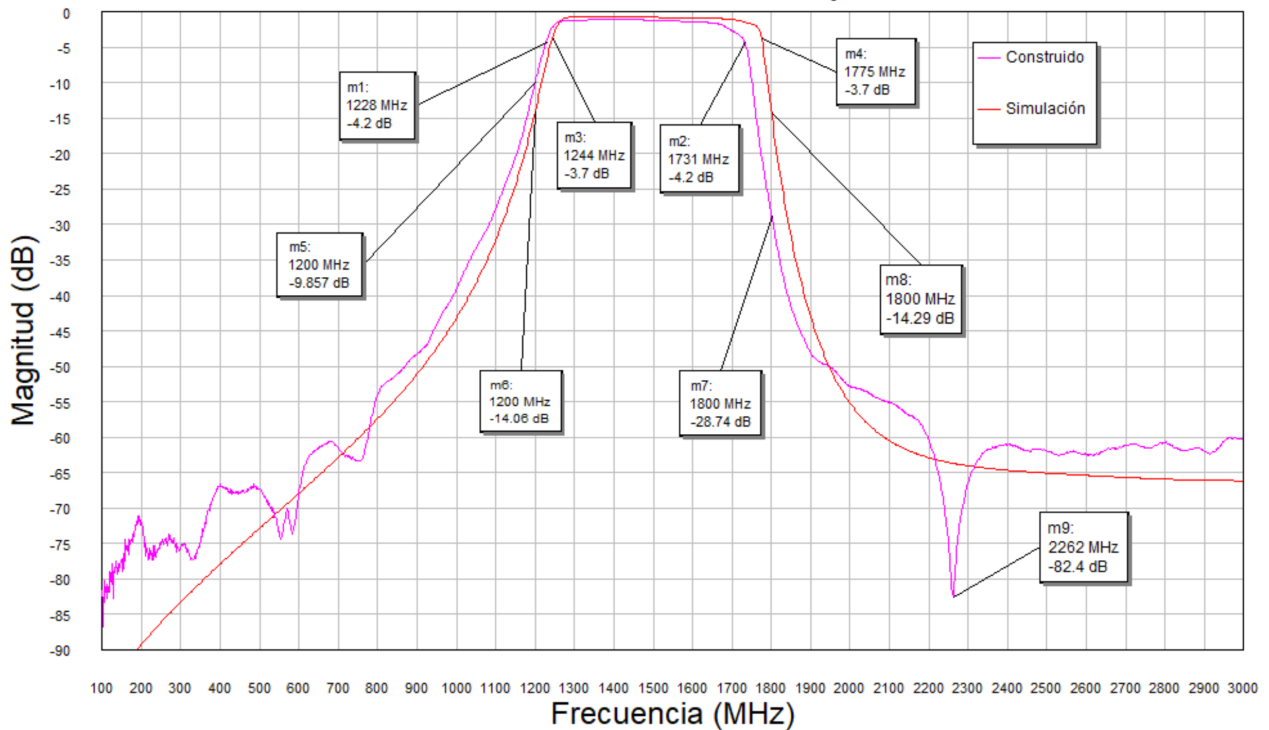


Figura 4.1: Parámetro  $S_{21}$  de filtro construido y de simulación.

Se observa, a partir de la Figura 4.1, que el filtro simulado alcanzó pérdidas de inserción aproximadas de 0.7 dB en su banda de paso, presentando un comportamiento bastante plano hasta llegar a 1700 MHz, aproximadamente, donde comenzó a presentar una leve curvatura hasta llegar a su frecuencia de corte. Sus frecuencias de corte inferior y superior, correspondiente a 3 dB de pérdidas respecto a las pérdidas de inserción en la banda de paso, estuvieron en las frecuencias de 1244 MHz (m3) y 1775 MHz (m4), alcanzando un ancho de banda de 531 MHz (correspondiente a un ancho de banda porcentual del 35.2 %). Además, obtuvo 14 dB de pérdidas de inserción en la frecuencia de 1200 MHz (m6) y 14.3 dB de pérdidas de inserción en la frecuencia de 1800 MHz (m8).

Por otro lado, el filtro construido presentó pérdidas de inserción promedio de 1.2 dB en la banda de paso, también presentó una leve curvatura en frecuencias cercanas su frecuencia de corte superior, la que corresponde a 1731 MHz (m2), mientras que su frecuencia de corte inferior fue de 1228 MHz (m1), alcanzando, de esta manera, un ancho de banda de 503 MHz (34 %). Alcanzó 28.7 dB de pérdidas de inserción en la frecuencia de 1800 MHz (m7) y de 9.9 dB en la frecuencia de 1200 MHz (m5). Es posible observar un máximo de rechazo en la frecuencia de 2262 MHz (m9).

Así, analizando las pérdidas de inserción, la simulación y el filtro construido presentaron comportamientos similares, siendo las principales diferencias que su comportamiento y las frecuencias de corte se desplazaron hacia frecuencias menores. La frecuencia de corte superior del filtro bajó de 1775 MHz a 1731 MHz y la inferior bajó de 1244 MHz a 1228 MHz, además, se redujo el ancho de banda desde 531 MHz (35.2 %) a 503 MHz (34 %). Las pérdidas de inserción en la frecuencia de 1800 MHz aumentaron de 14.3 dB a 28.7 dB, y en la frecuencia



de 1200 MHz disminuyeron de 14 dB a 9.9 dB.

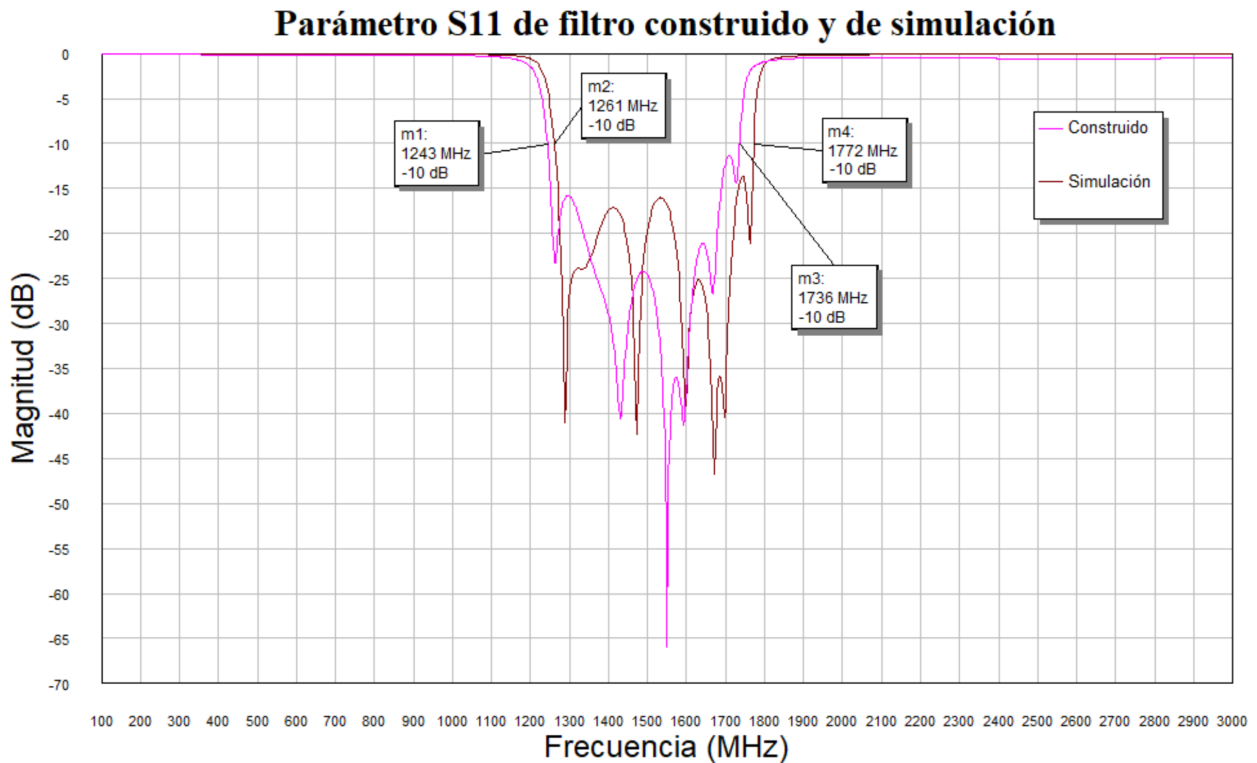


Figura 4.2: Parámetro  $S_{11}$  de filtro construido y de simulación.

A partir de la Figura 4.2, se puede observar que el filtro simulado obtuvo reflexiones menores a -10 dB entre las frecuencias de 1261 MHz (m2) y 1772 MHz (m4), alcanzando un ancho de banda, definido por reflexiones menores a -10 dB, de 511 MHz (33.7%). Para el filtro construido, se obtuvieron reflexiones menores a -10 dB entre las frecuencias de 1243 MHz (m1) y 1736 MHz (m3), alcanzando un ancho de banda, para reflexiones, de 493 MHz (33.1%). En ambos casos se presentó una pendiente abrupta para las reflexiones al momento de acercarse a la banda de paso, definida por las pérdidas de inserción, y además se presentaron bajas reflexiones en la mayor parte de ésta.

A pesar del pequeño cambio en el comportamiento del filtro construido al simulado, este siguió siendo adecuado para la implementación del receptor, pues el rango de frecuencias que deja pasar el filtro solo fue levemente modificado.

## 4.1.2. Filtro construido en distintas configuraciones

### 4.1.2.1. Filtro en caja de aluminio

En la Figura 4.3 se observa el parámetro  $S_{21}$  del filtro interdigital final construido dentro de la caja de aluminio de protección y sin la caja.

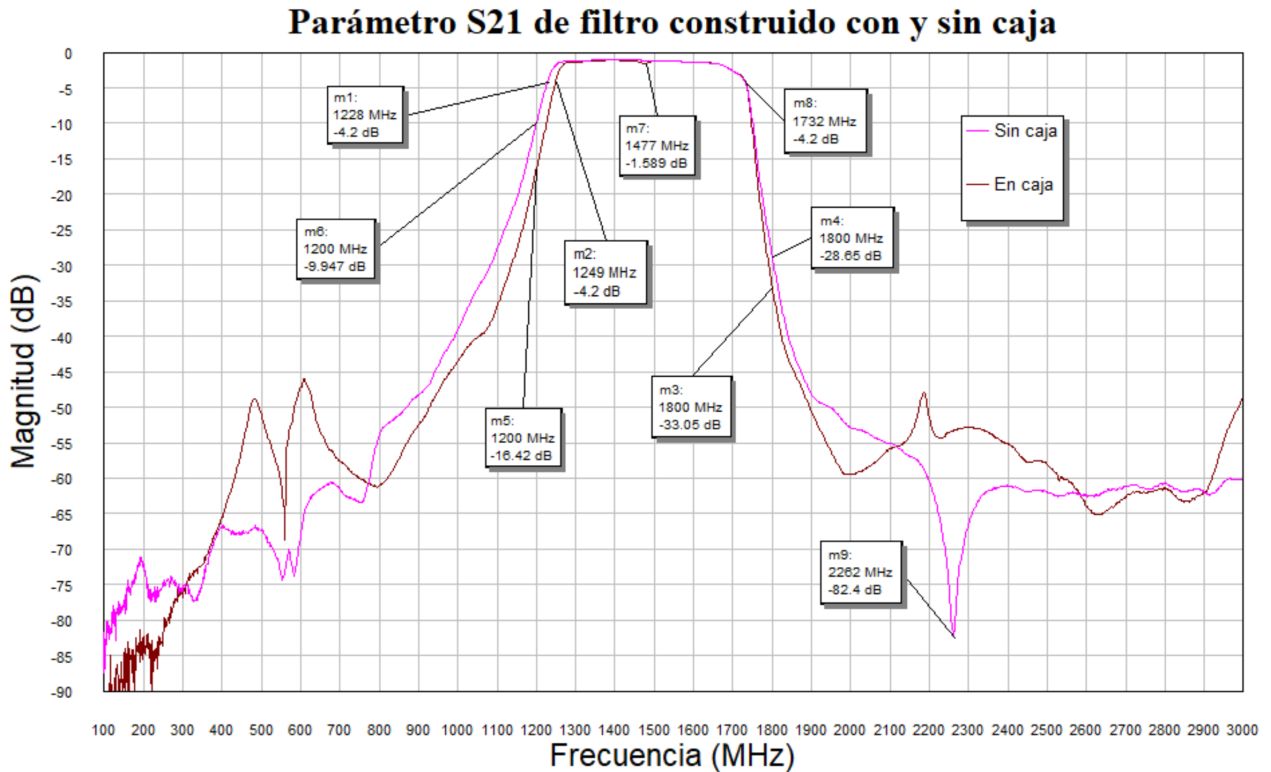


Figura 4.3: Parámetro  $S_{21}$  de filtro construido en caja de aluminio y sin caja.

De acuerdo a lo que se observa en la Figura 4.3, introducir el filtro a la caja no cambió en gran medida las pérdidas de inserción en su banda de paso ni su frecuencia de corte superior, que aumentó de 1731 MHz a 1732 MHz (m8). Se observó también un aumento de la frecuencia de corte inferior, que pasó de 1228 MHz (m1) a 1249 MHz (m2). Así, el ancho de banda disminuyó de 503 MHz (34 %) a 483 MHz (32.4 %) al introducir el filtro a la caja. Además, la pendiente en las pérdidas de inserción, bajo la frecuencia de corte inferior del filtro, fue más pronunciada al introducir la caja, ocurriendo lo mismo en frecuencias sobre la frecuencia de corte superior.

Las pérdidas de inserción, en la frecuencia de 1200 MHz, aumentaron de 9.9 dB (m6) a 16.4 dB (m5), mientras que las pérdidas en 1800 MHz aumentaron de 28.7 dB (m4) a 33.1 dB (m3).

Una diferencia importante, es que al introducir la caja, aparecieron resonancias en el comportamiento del filtro. En las frecuencias cercanas a 500 MHz, 600 MHz y 2200 MHz se puede observar resonancias que no estaban en el filtro sin caja. Se presenta también, en la frecuencia de 1477 MHz (m7), una pequeña resonancia que empeoró las pérdidas de inserción a 1.6 dB. Desapareció también el máximo de rechazo de 2262 MHz (m9).

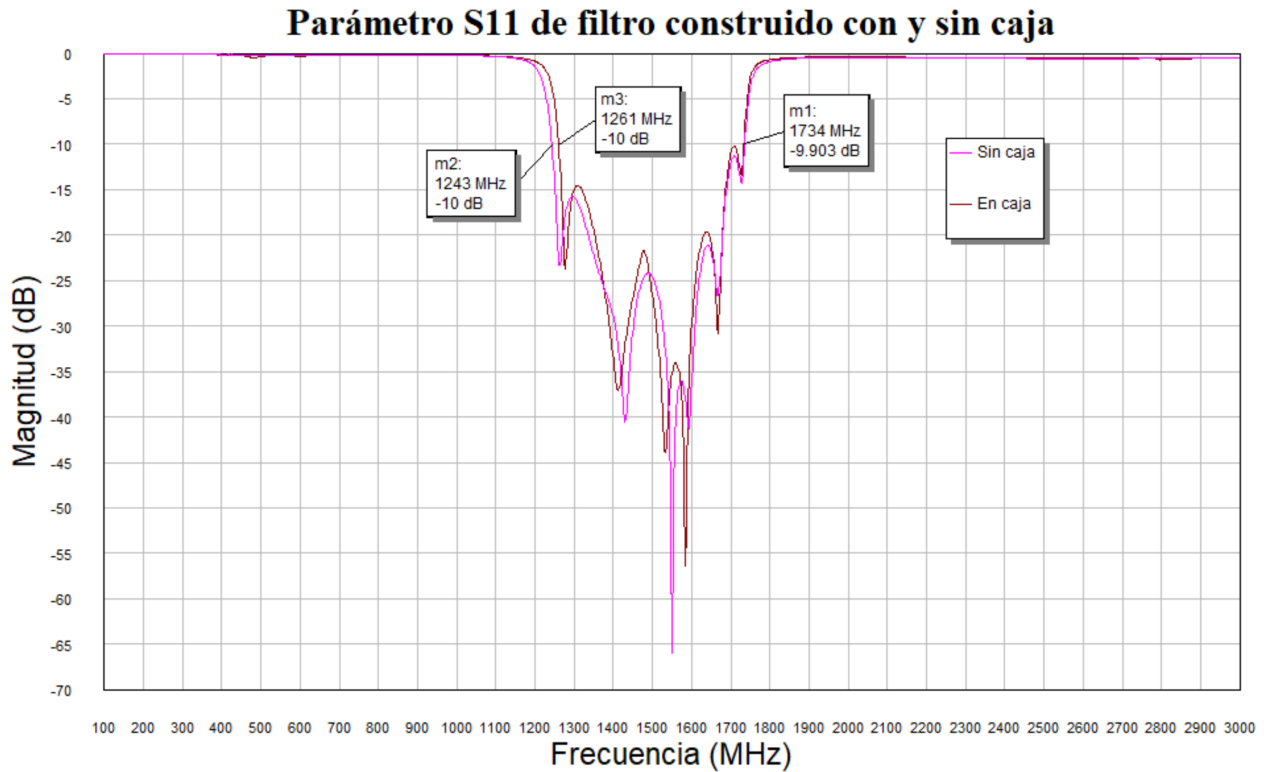


Figura 4.4: Parámetro  $S_{11}$  de filtro construido en caja de aluminio y sin caja.

Al comparar los parámetros  $S_{11}$ , observados en la Figura 4.4, se tiene que la frecuencia superior, que define la banda de reflexiones menores a -10 dB, se redujo de 1736 MHz a 1734 MHz (m1), mientras que la frecuencia inferior aumentó de 1243 MHz (m2) a 1261 MHz (m3) al introducir la caja. De esta manera, el ancho de banda, definido para reflexiones menores a -10 dB, se redujo de 493 MHz (33.1 %) a 473 MHz (31.6 %) al introducir el filtro en la caja.

#### 4.1.2.2. Filtro en caja de aluminio con absorbente

Para poder atenuar las resonancias que se presentaron en el filtro al introducir la caja, se adhirió la cinta absorbente de ondas electromagnéticas en la parte interior de la tapa superior del filtro. Esto introdujo cambios en los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{11}$  del filtro. El primero de estos parámetros se puede observar en la Figura 4.5, con un acercamiento a su banda de paso en la Figura 4.6.

### Parámetro $S_{21}$ de filtro construido en caja con y sin absorbente

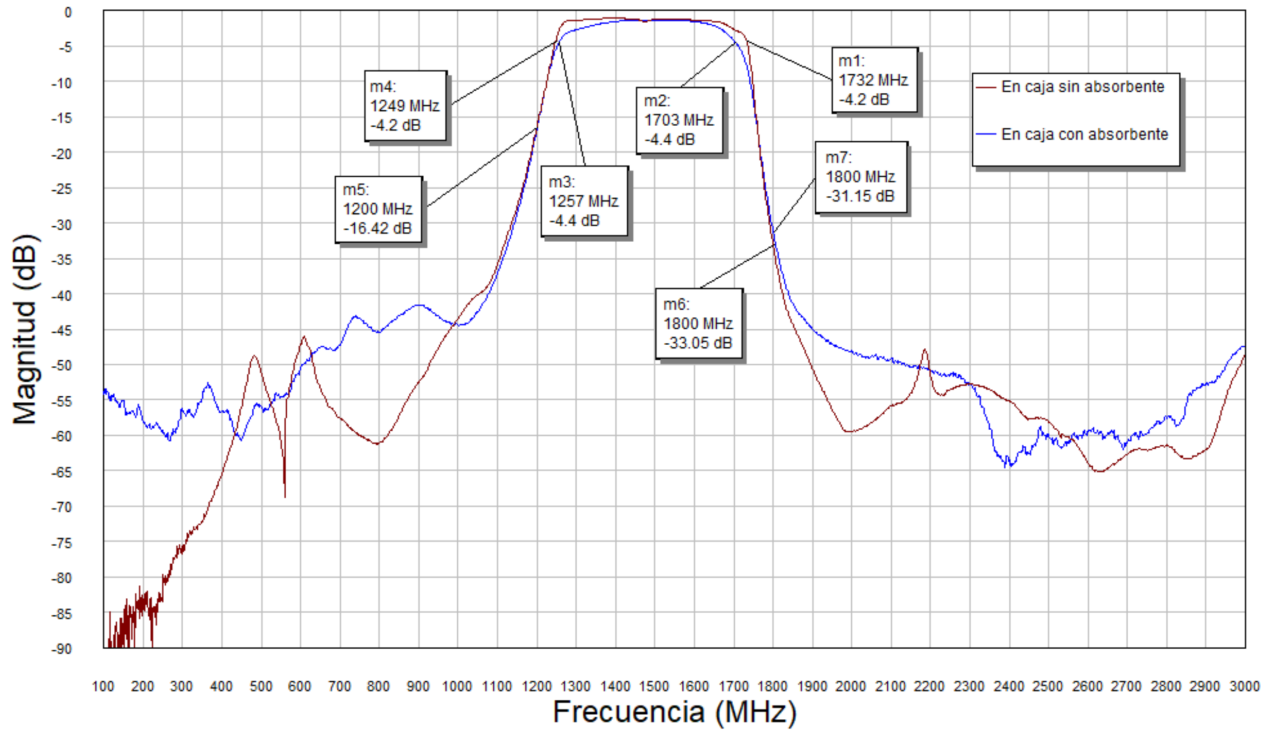


Figura 4.5: Parámetro  $S_{21}$  de filtro construido en caja de aluminio con y sin absorbente.

### Parámetro $S_{21}$ de filtro construido en caja con y sin absorbente

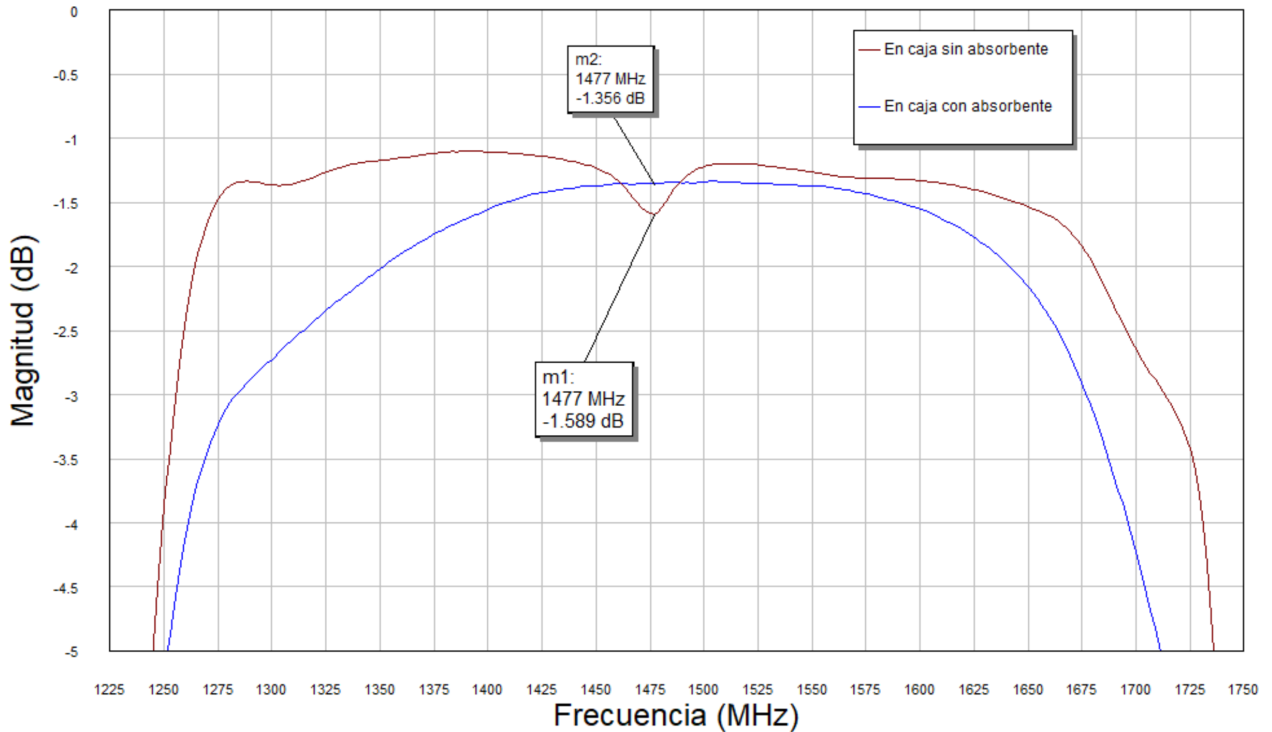


Figura 4.6: Acercamiento al parámetro  $S_{21}$  de la banda de paso del filtro en caja con y sin absorbente.

Al comparar los parámetros  $S_{21}$  del filtro en caja sin absorbente y el filtro en caja con cinta absorbente, se tiene que las resonancias de 500 MHz, 600 MHz y 2200 MHz fueron atenuadas, al igual que la resonancia que se encontraba en 1477 MHz (m1 en Figura 4.6), que es lo que se quería lograr introduciendo el absorbente. Sin embargo, las pérdidas de inserción disminuyeron en la banda de rechazo, particularmente desde las frecuencias de 900 MHz hacia abajo y de 1900 MHz hacia arriba, lo que es indeseado, pues se busca maximizar las pérdidas de inserción en la banda de rechazo.

Las pérdidas de inserción en la frecuencia de 1200 MHz se mantuvieron en 16.4 dB (m5 en Figura 4.5) al adherir la cinta absorbente pero, para la frecuencia de 1800 MHz, disminuyeron de 33.05 dB (m6) a 31.2 dB (m7).

Al adherir la cinta absorbente a la caja, las pérdidas de inserción en el máximo de la banda de paso del filtro aumentaron en 0.2 dB, aproximadamente, quedando ahora las pérdidas en esta banda en 1.4 dB. Su frecuencia de corte inferior también aumentó, desde 1249 MHz (m4) a 1257 (m3), mientras que la frecuencia de corte superior disminuyó desde 1732 MHz (m1) a 1703 MHz (m2). Así, el ancho de banda del filtro disminuyó de 482 MHz (32.4 %) a 446 MHz (30.1 %) al adherir el absorbente a la caja.

Otra diferencia observada, entre el filtro en caja sin absorbente y el filtro en caja con absorbente, fue que el comportamiento de las pérdidas de inserción en la banda de paso es menos plano al introducir el absorbente, y se aproxima a las frecuencias de corte con cierta curvatura, lo que no es ideal.

En la Figura 4.7 se muestra el parámetro  $S_{11}$  obtenido por el filtro en caja con absorbente, comparado con el filtro en caja sin absorbente.

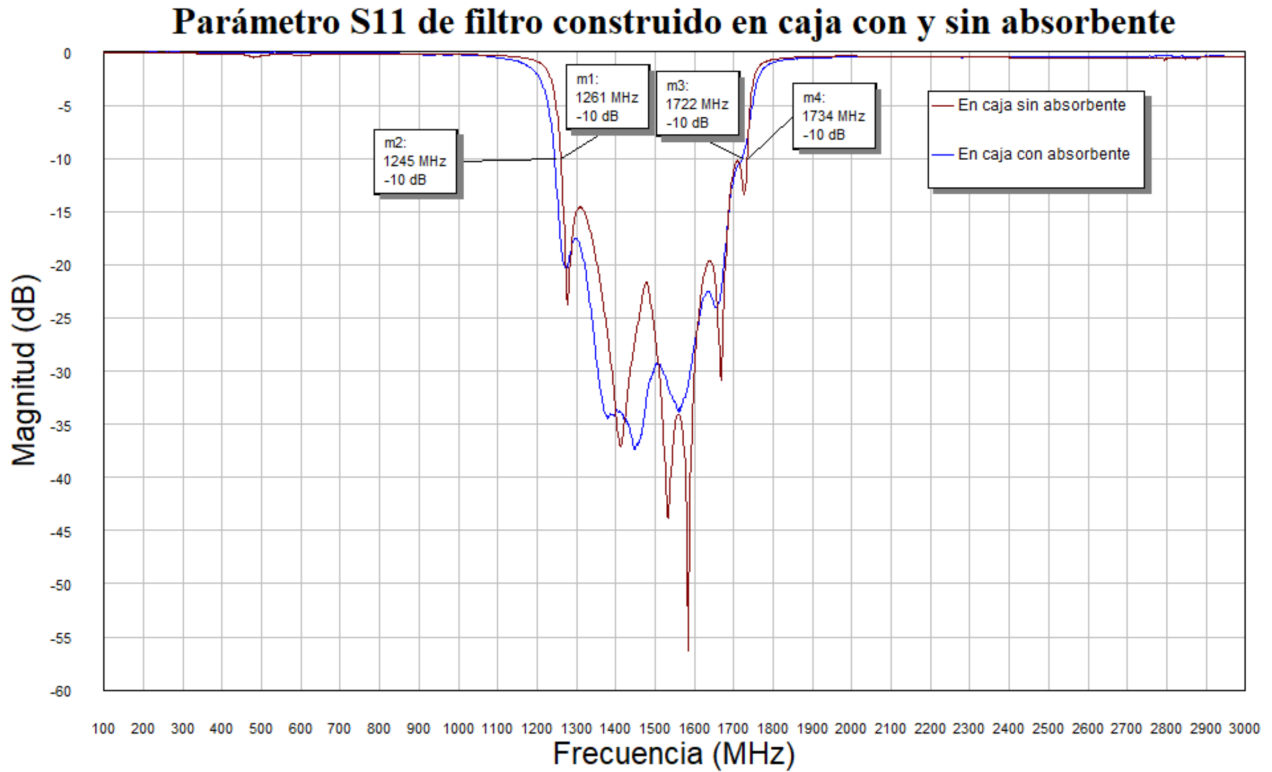


Figura 4.7: Parámetro  $S_{11}$  de filtro construido en caja de aluminio con y sin absorbente.

Al comparar los parámetros  $S_{11}$  del filtro en caja con y sin cinta absorbente (ver Figura 4.7), se tiene que la frecuencia de corte superior, que define la banda con reflexiones bajo -10 dB, disminuyó de 1734 (m4) MHz a 1722 MHz (m3). La frecuencia de corte inferior, para esta misma banda, disminuyó de 1261 MHz (m2) a 1243 MHz (m1). Así, el ancho de la banda de reflexiones bajo -10 dB, aumentó de 473 MHz (31.6%) a 479 MHz (32.3%). También se puede observar que para la banda de paso, definida por las pérdidas de inserción, las reflexiones son menores a -10 dB.

### 4.1.3. Filtro utilizado en el receptor

Al introducir el filtro a la caja, las bandas de paso y rechazo se vieron levemente afectadas, siendo el principal problema las resonancias que generaba la caja en el comportamiento del filtro, las cuales podían llegar a provocar un comportamiento indeseado. Pero, como la caja es necesaria para la protección contra señales electromagnéticas indeseadas, se decidió mantener.

El absorbente fue introducido para solucionar las resonancias de la caja, aunque éste generó cambios más notorios en el comportamiento del filtro, como por ejemplo empeorar el rechazo en la banda de rechazo y generar curvatura en las partes de la banda de paso cercanas a las frecuencias de corte. Aún así, el comportamiento del filtro era adecuado para la aplicación.

Se cumple con el requisito de tener por lo menos 10 dB de pérdidas de inserción, con respecto a la banda de paso, en las frecuencias de 1200 MHz y 1800 MHz, en donde se tienen

15.02 dB y 29.7 dB de pérdidas respecto a la banda de paso, respectivamente. Esto evitará un posible solapamiento al momento de muestrear la señal con el procesador de señales ROACH-2. Además, las reflexiones del filtro con absorbente están bajo -10 dB para toda su banda de paso, lo que es un buen valor para reflexiones.

Finalmente, filtros en caja de aluminio con absorbente adherido a la parte interior de la tapa superior fueron utilizados en las cadenas de recepción. Las mediciones de un filtro con absorbente fueron utilizadas para simular la cadena completa en la próxima sección.

En la Tabla 4.1 se puede observar un resumen en donde se presentan las pérdidas de inserción en 1200 MHz, 1800 MHz y en la banda de paso, las frecuencias de corte superior e inferior y el ancho de banda (BW, con el ancho de banda porcentual en paréntesis), definidos por las pérdidas de inserción, para cada una de las configuraciones del filtro.

Tabla 4.1: Resumen de los resultados obtenidos para cada configuración del filtro.

Configuración	Pérdidas de inserción (dB)			Frecuencia de corte (MHz)		BW (MHz)
	1200 MHz	1800 MHz	Banda de paso	Inferior	Superior	
Filtro simulado	14.0	14.3	0.7	1244	1775	531 (35.2 %)
Filtro construido	9.9	28.7	1.2	1228	1731	503 (34.0 %)
Filtro construido en caja	16.4	33.1	1.2	1249	1731	483 (32.4 %)
Filtro construido en caja y con absorbente	16.4	31.2	1.4	1257	1703	446 (30.1 %)

## 4.2. Cadenas del receptor

### 4.2.1. Parámetros S

En la Figura 4.8 se muestra el parámetro  $S_{21}$  de de la cadena simulada en **AWR**, a partir del modelo de la Figura 3.11.b, y de las tres cadenas construidas.

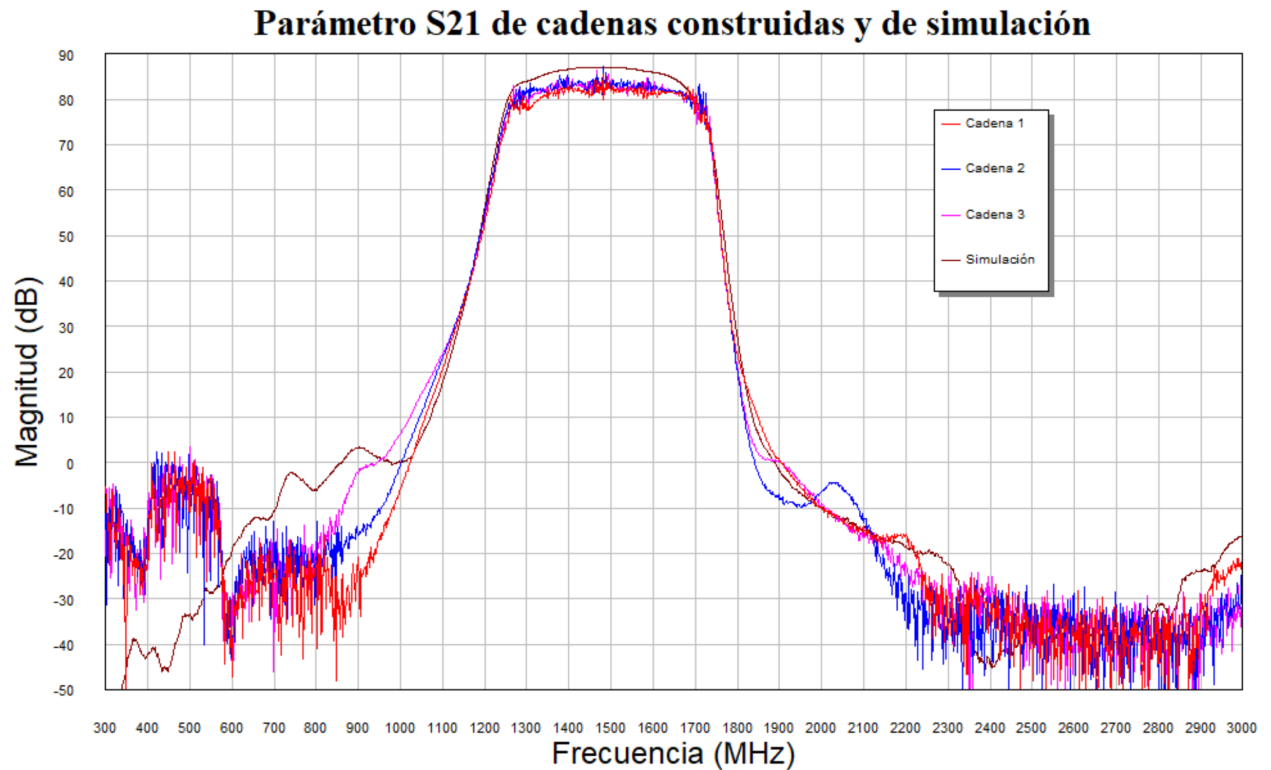


Figura 4.8: Parámetro  $S_{21}$  de cadenas construidas y de simulación.

A partir de la Figura 4.8, se observa que el comportamiento medido de las tres cadenas construidas fue bastante similar, y se asemejaron en gran medida al comportamiento de la cadena simulada. La principal diferencia observable es en la banda de paso, pues las cadenas construidas presentaron una menor ganancia que la cadena simulada.

Se observa que las cadenas construidas presentaron más de 75 dB de rechazo, respecto a la banda de paso, en las frecuencias entre 800 MHz y 950 MHz, y entre 1900 MHz y 2200 MHz, en donde se encuentran las bandas de celular cercanas. Esto permite rechazar correctamente estas señales indeseadas. Además, las cadenas presentaron más de 20 dB de rechazo en las frecuencias de 1200 MHz y 1800 MHz, lo que evita problemas de solapamiento en el procesador de señales ROACH-2.

La medición de parámetros  $S_{21}$  en la banda de paso de las cadenas, utilizando el VNA, presentó un rizado importante. Esto se debe a que el VNA debe correlacionar las potencias de entrada y de salida de sus dos puertos para medir y, como la ganancia de la cadena es muy alta y el estímulo utilizado muy bajo (para no quemar ni los componentes ni el instrumento), la correlación entrada y salida fue ruidosa. Este comportamiento no se presentó al realizar las



mediciones de temperatura utilizando la fuente de ruido y el analizador de espectro, por lo que se utilizaron estas mediciones para calcular las ganancias de las cadenas, en su banda de paso, de manera más precisa. Un acercamiento a las ganancias de las cadenas en la banda de paso, calculada a partir de las mediciones para ruido utilizando la carga caliente, se observa en la Figura 4.9.

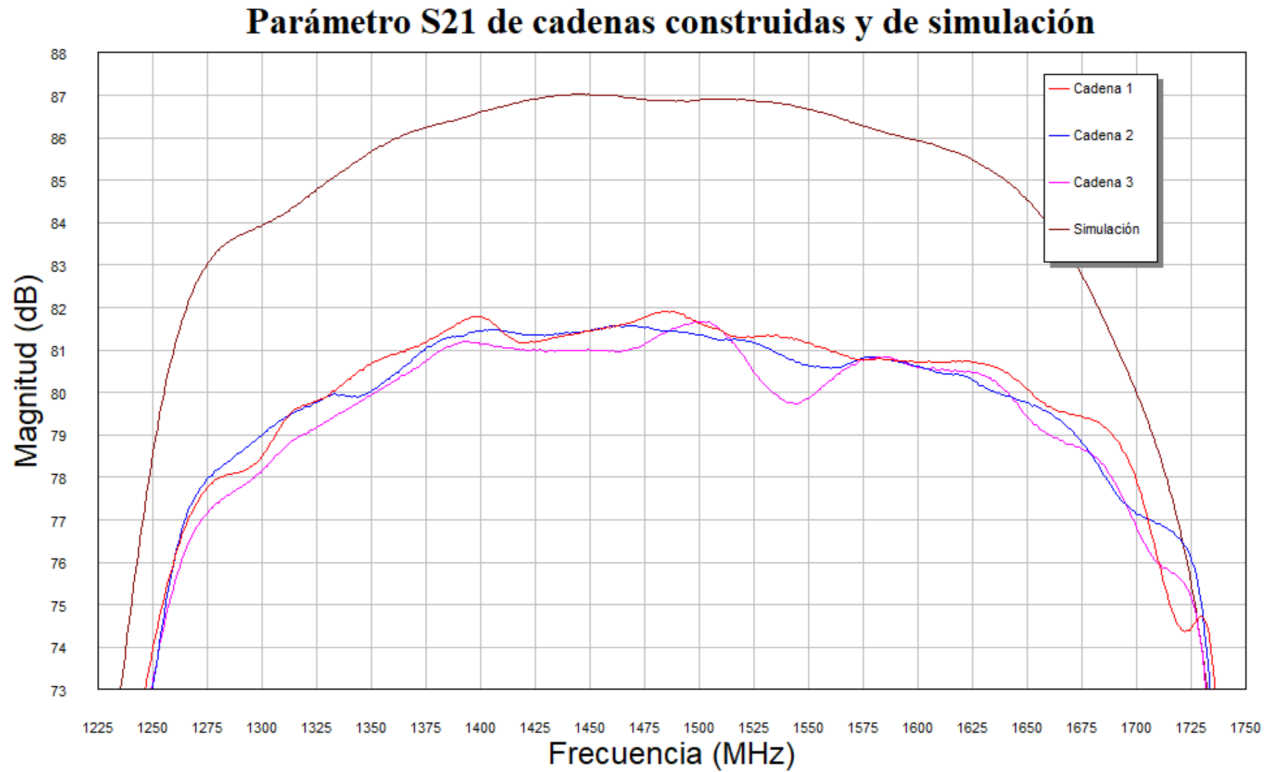


Figura 4.9: Acercamiento al parámetro  $S_{21}$  en la banda de paso de las cadenas construidas y la simulada, a partir de mediciones para ruido en el analizador de espectro, utilizando una carga caliente.

Así, a partir de la Figura 4.9, se observa que la cadena simulada alcanzó una ganancia aproximada de 87 dB en su banda de paso, mientras que las tres cadenas construidas presentan una ganancia aproximada de 81.5 dB para esta banda.

Las diferencias de ganancia entre cadenas se pueden explicar por leves diferencias entre los filtros utilizados, los atenuadores o el resto de los componentes. En cambio, la diferencia de ganancia entre las cadenas construidas y la cadena simulada se puede explicar debido a los cables utilizados para las mediciones, pues inevitablemente introducen pérdidas. De la misma forma, los conectores SMA hembra-hembra instaladas en el panel trasero del *rack*, para permitir la conexión entre los cables y la entrada de la cadena, introducen pérdidas.

A partir de las ganancias en la banda de paso para cada una de las cadenas, se pueden definir sus frecuencias de corte como las frecuencias cuya ganancia se encuentra a 3 dB de la ganancia de la banda de paso. De esta manera, en la Tabla 4.2 se muestran las frecuencias de corte y el ancho de banda (BW), obtenidos a partir de la Figura 4.9, para cada una de las cadenas.

Tabla 4.2: Resultados para bandas de paso de cada una de las cadenas de recepción.

Cadenas	Frecuencia de corte (MHz)		BW (MHz)	Ganancia (dB)
	Inferior	Superior		
Simulada	1300	1658	358	87.0
Cadena 1	1300	1695	395	81.5
Cadena 2	1287	1680	393	81.5
Cadena 3	1306	1680	374	81.5

El ancho de banda presentado por la cadena simulada, levemente menor al de las cadenas construidas, se piensa que es debido a que la simulación se realizó con un filtro que posiblemente presentaba mayor curvatura que el resto de los utilizados, por lo que, al incluirse dos veces en la cadena, generó una mayor curvatura en la ganancia de la cadena simulada.

Se pueden aproximar las frecuencias de corte inferior y superior del receptor como 1306 MHz y 1680 MHz, respectivamente, ya que todas las cadenas construidas presentaron su banda de paso dentro de esta banda. De esta manera, el receptor alcanza un ancho de banda de 374 MHz, correspondiente a un ancho de banda porcentual de 25.1 %.

El parámetro  $S_{11}$  para las cadenas construidas y la cadena simulada se observa en la Figura 4.10.

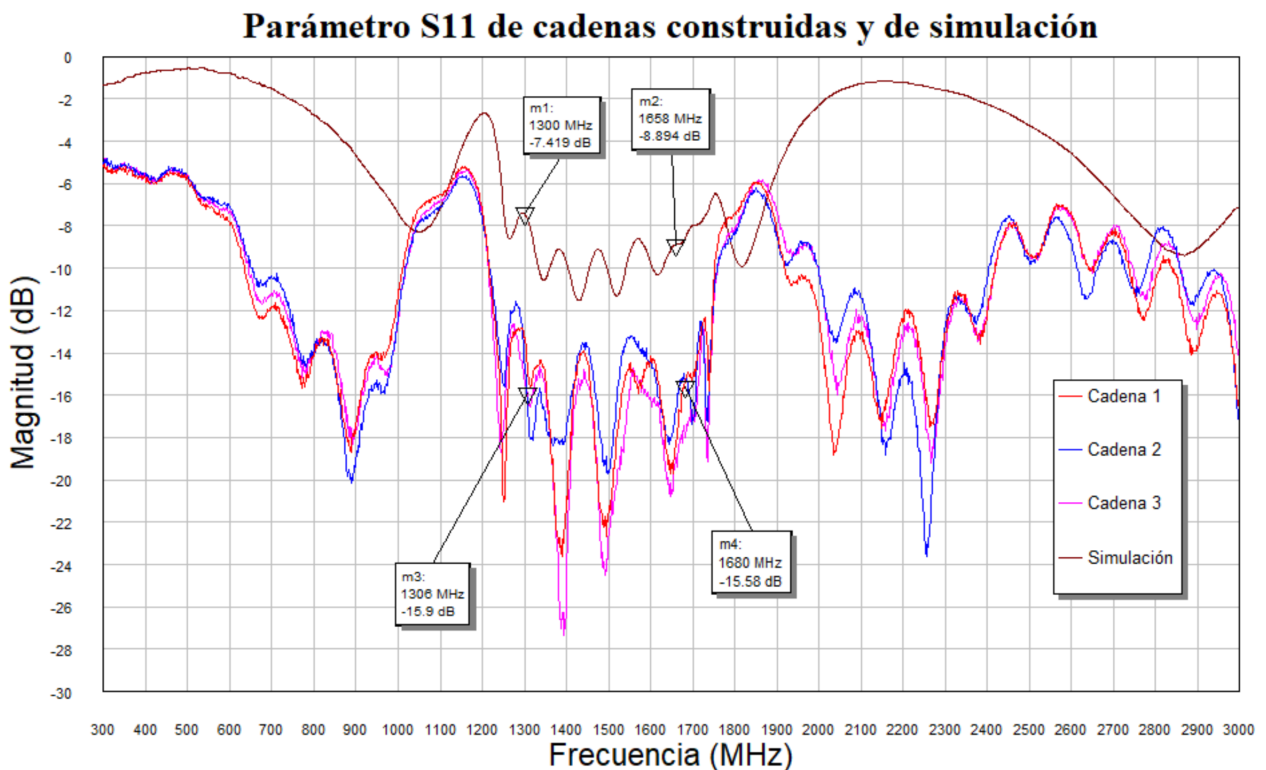


Figura 4.10: Parámetro  $S_{11}$  de cadenas construidas y de simulación.

Se observa, a partir de la Figura 4.10, que el comportamiento de las reflexiones fue prácti-

camente el mismo para todas las cadenas construidas. Además, las reflexiones disminuyeron en las cadenas construidas, respecto a la cadena simulada, para casi toda la banda estudiada. Se alcanzaron reflexiones bajo -13 dB entre las frecuencias de corte de las tres cadenas construidas (aprox. m3 y m4), mientras que para la cadena de simulación se alcanzaron reflexiones bajo -7 dB entre sus frecuencias de corte (m1 y m2).

Esta mejora en las reflexiones en las cadenas construidas, respecto a la cadena simulada, se pudo deber a las pérdidas introducidas por el cable entre el puerto 1 del VNA y la entrada del receptor, que atenúa la potencia reflejada en la entrada del receptor que finalmente llega al puerto 1, afectando de esta manera el parámetro  $S_{11}$  medido.

Se presentó una diferencia importante entre las reflexiones de las cadenas construidas y la cadena simulada para frecuencias cercanas a los 2200 MHz, siendo cerca de 12 dB menores para las cadenas construidas que para la simulada. En frecuencias cercanas a 900 MHz también se presentó una diferencia importante, de alrededor de 10 dB, entre las reflexiones de las cadenas construidas y la simulada.

Las reflexiones alcanzadas, tanto en la simulación como en las cadenas construidas, son adecuadas para el receptor.

#### **4.2.2. Temperatura de ruido**

En la Figura 4.11 se observa la temperatura de ruido de la cadena simulada en **AWR** y de las tres cadenas construidas.

## Temperatura del sistema de cadenas construidas y de simulación

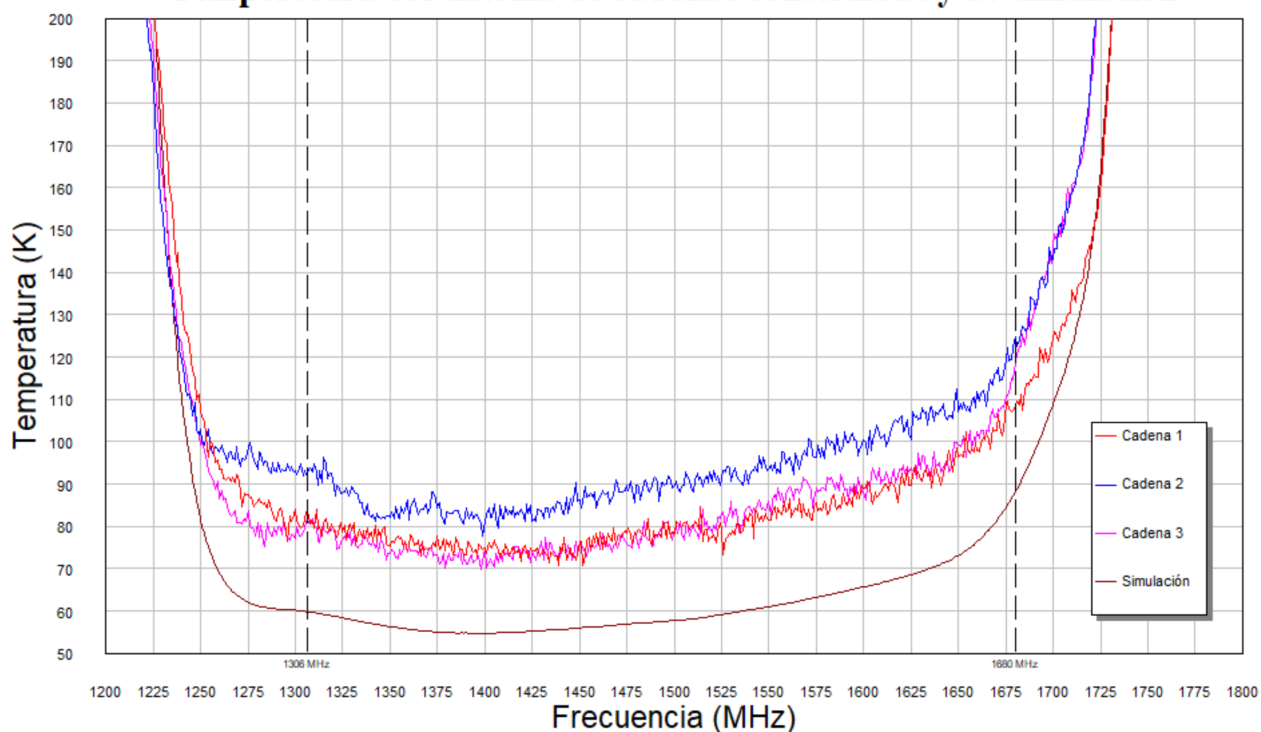


Figura 4.11: Temperatura de ruido de cadenas construidas y de simulación.

A partir de la Figura 4.11, se observa que las temperaturas de las cadenas construidas fueron bastante semejantes a la de la cadena simulada, siendo la principal diferencia una brecha de 20 K, aproximadamente, para banda de paso del sistema, entre las cadenas 1 y 3, y la cadena simulada, y una brecha de 30 K entre la cadena 2 y la cadena simulada.

Las cadenas presentaron un comportamiento casi idéntico: para la banda de paso, el máximo de la temperatura estuvo cerca de los extremos de la banda y el mínimo en la parte central, tendiendo hacia las frecuencias menores. En el extremo inferior de la banda se tuvo una menor temperatura que en el extremo superior. La temperatura en la banda de paso difirió, en las cadenas construidas, por una brecha aproximada de 10 K entre las cadenas 1 y 3, y la cadena 2. Luego de los 1675 MHz, la temperatura de la cadena 3 aumentó hasta acercarse a la temperatura de la cadena 2.

Alrededor de la frecuencia de 1275 MHz la cadena 1 presentó una temperatura alrededor de 5 K mayor que la cadena 3, y alrededor de la frecuencia de 1575 MHz la cadena 3 presentó una temperatura alrededor de 4 K mayor a la cadena 1.

Es posible observar que, alrededor de 1250 MHz las cadenas construidas y la simulada presentaron una pendiente muy similar, estando la cadena 1 alrededor de 10 K sobre las otras. Sin embargo, en el otro extremo de la banda, alrededor de la frecuencia de 1700 MHz, la temperatura de la cadena 1 tendió a ser la misma que la cadena simulada, mientras que las cadenas 2 y 3 estuvieron alrededor de 20 K sobre ellas, teniendo ambas un comportamiento prácticamente idéntico. Estas diferencias entre los comportamientos de las curvas de temperatura se pueden explicar por leves diferencias en los componentes de las cadenas.

En la Tabla 4.3 se muestran temperaturas del sistema obtenidas para cada una de las cadenas, en las frecuencias de 1306 MHz, 1493 MHz y 1680 MHz. Además, se muestra el promedio de temperatura del sistema para la banda de paso del receptor, obtenido a partir de la curva de temperatura integrada de cada cadena.

Tabla 4.3: Resultados de temperatura del sistema para todas las cadenas.

Cadenas	Temperatura del sistema (K)			
	1306 MHz	1493 MHz	1680 MHz	Promedio en banda de paso
Simulada	59	78	88	60.2
Cadena 1	83	77	108	82.0
Cadena 2	92	90	125	92.9
Cadena 3	81	80	119	82.6

Así, se tiene que para la cadena simulada se obtuvo una temperatura del sistema promedio de 60.2 K, para la cadena 1 un promedio de 82 K, para la cadena 2 un promedio de 92.9 K y para la cadena 3 un promedio de 82.6 K, siendo todas un poco más del doble que la temperatura estimada de antena de 40 K, por lo que se tendría una temperatura máxima de sistema completo estimada, considerando la antena, de 132.9 K.

Si bien la diferencia entre la temperatura promedio en la banda de paso de la cadena simulada y de las cadenas construidas no supera los 33 K, esta corresponde a una diferencia porcentual de 50 % aproximadamente. Aún así, las temperaturas de las cadenas construidas están bajo los 150 K propuestos como especificación.

### 4.3. Evaluación y caracterización de la señal final del receptor

Se calculó la potencia de entrada del receptor, suponiendo nuevamente que el receptor observaba una FRB de 1 ms de duración, que genera una densidad de flujo entrante de 300 kJy, posee una medida de dispersión de 300 pc/cm<sup>3</sup>, pero que ahora se presenta entre el ancho de banda del receptor: 1306 MHz a 1680 MHz. Esta FRB, dadas las condiciones de la antena y como se calculó en la sección 3.1, posee una temperatura aproximada de 3.5 K.

Además, se consideró que la antena observaba el cenit, por lo que, utilizando el gráfico de la Figura 2.16, la temperatura de antena fue de 40 K. A esta temperatura se le sumaron la temperatura de sistema promedio obtenida para cada una de las cadenas y la temperatura de la FRB, para luego utilizar las ecuaciones 2.22 y 2.30 y así obtener las potencias de salida de cada una de las cadenas, al observar una FRB. Estas potencias obtenidas se muestran en la Tabla 4.4.

Se calculó el SNR para la señal observada por cada cadena, utilizando las mismas condiciones de la FRB, las propiedades conocidas de la antena a utilizar, operando a una frecuencia

de 1500 MHz, y el nuevo ancho de banda de 374 MHz. Se utilizaron nuevamente las ecuaciones 2.33, 2.34 y 2.35 y se obtuvo el SNR, que se muestra en la Tabla 4.4, para cada cadena al observar una FRB.

Tabla 4.4: Potencia de salida y SNR de cada cadena construida, al observar una FRB.

Cadena	Potencia de salida (dBm)	SNR
1	-10.38	17.3
2	-10.02	15.9
3	-10.36	17.3

Se obtuvieron -10.38 dBm, -10.02 dBm y -10.36 dBm de potencia para las cadenas 1, 2 y 3 respectivamente. Si bien estas potencias son menores a los 0 dBm de salida planteados al momento de realizar el diseño preliminar, son potencias adecuadas para el procesador de señales ROACH-2, cuyo convertidor análogo-digital satura a -3 dBm y no tiene problemas para trabajar potencias integradas alrededor de -10 dBm. Así, se comprueba que la ganancia obtenida por las cadenas es adecuada para procesar la señal en el procesador de señales ROACH-2.

El SNR obtenido por las cadenas construidas es menor que el obtenido por el diseño preliminar (igual a 32.5), al observar ambas una FRB con las mismas características. Esto es debido a que los resultados de la temperatura de ruido y ancho de banda del diseño preliminar fueron ideales, pues este diseño no poseía consideraciones prácticas, como el cambio de orden de componentes, el segundo filtro añadido y la inclusión de un atenuador extra en la cadena para evitar ondas estacionarias entre componentes. Además, este diseño preliminar no consideraba el filtro real con atenuador y caja.

El SNR obtenido por todas las cadenas cumple y supera el SNR, igual a 10, propuesto como objetivo de diseño para el receptor.

Finalmente, en la Tabla 4.5 se muestra la caracterización final del receptor, en donde se incluye su ganancia, su frecuencia de corte inferior y superior, su ancho de banda y su temperatura de sistema (sin incluir antena). Se utilizó el ancho de banda definido en la sección 4.2.1 y la temperatura de sistema más alta obtenida por las cadenas.

Tabla 4.5: Caracterización del receptor construido.

Parámetro	Valor
Ganancia	81.5 dB
Frecuencia de corte inferior	1306 MHz
Frecuencia de corte superior	1680 MHz
Ancho de banda	374 MHz
Ancho de banda porcentual	25.1 %
Temperatura del sistema	92.9 K

La banda de paso del receptor construido se acotó respecto a la banda de paso objetivo preliminar, pasando de un ancho de banda de 510 MHz a uno de 374 MHz. Esto se debe a la

necesaria inclusión de un segundo filtro en las cadenas, que aseguró el rechazo de las bandas de celular cercanas, logrando un rechazo mayor a 75 dB en estas bandas (entre 800 MHz y 950 MHz, y entre 1900 MHz y 2200 MHz), y evitando el solapamiento al momento de utilizar el procesador de señales ROACH-2, al presentar un rechazo mayor a 20 dB en los extremos de la banda de muestreo (1200 MHz y 1800 MHz). Sin embargo, este nuevo ancho de banda permite de todas formas el estudio de las FRB, pues estas se presentan en la banda de paso final del receptor.

# Capítulo 5

## Conclusiones

En esta memoria se logró diseñar e implementar correctamente un receptor astronómico para la detección de FRB ocurriendo en nuestra galaxia. Este receptor presentó una ganancia de 81.5 dB, con una diferencia de ganancia menor a 3 dB entre 1306 MHz y 1680 MHz, alcanzando una temperatura de sistema promedio de 92.9 K y un SNR mayor a 15 en todas sus cadenas.

Se obtuvo un muy buen rechazo, mayor a 75 dB, para las bandas de celular adyacentes, ubicadas en las frecuencias entre 800 MHz y 950 MHz, y entre 1900 MHz y 2200 MHz. Así como también se evita el solapamiento en el procesador de señales ROACH-2, al presentarse un rechazo mayor a 20 dB en los extremos de su banda de muestreo, en 1200 MHz y 1800 MHz. Esto se logró al incluir un segundo filtro en la cadena que disminuyó el ancho de banda, pero aún así siguió siendo adecuado para el estudio de FRB.

Si bien la ganancia y el ancho de banda difieren a los del objetivo de diseño, los resultados de estos parámetros, junto con la baja temperatura de ruido y bajas reflexiones, permitirán sin problemas el posterior análisis con el procesador de señales ROACH-2.

El filtro pasa-banda interdigital de orden 8, construido sobre un sustrato Rogers 4003C y ensamblado en una caja de aluminio protectora con absorbente electromagnético, permitió filtrar el rango de frecuencias indeseadas, con pérdidas bajo 1.5 dB y reflexiones bajo -10 dB en la banda de paso, siendo clave para el correcto funcionamiento del receptor. Se concluye así que los filtros interdigitales son capaces de filtrar correctamente frecuencias en un ancho de banda porcentual de 35.2%, a la vez que presentan bajas reflexiones y pérdidas.

A partir del proceso de diseño y posterior construcción del filtro, se concluye que la herramienta *iFilter* del programa **AWR** entrega una buena solución preliminar y punto de partida para un filtro, que luego se puede perfeccionar mediante ajuste de parámetros en el programa **HFSS**, el cual permite una simulación fidedigna del comportamiento electromagnético del dispositivo.

Si bien existió una diferencia porcentual aproximada del 50% entre las temperaturas de las cadenas construidas y la simulada, esta correspondía solamente a 33 K y el comportamiento de las curvas de temperatura fue muy similar. De la misma manera, existió una diferencia aproximada de 6.5 dB entre las ganancias de las cadenas construidas y la simulada, pero el



comportamiento de las curvas de ganancia fue casi idéntico. Así, se comprueba y concluye, luego de simular y medir el sistema completo del receptor, que es posible predecir, sujeto a algunas diferencias, los parámetros S y la temperatura de ruido equivalente de una cadena de componentes de microondas, a partir de sus parámetros S individuales y del uso de programas de simulación como **AWR**.

Una de las mayores dificultades, en el proceso de construcción y medición del receptor, fue lograr una buena aislación entre las distintas etapas de las cadenas, ya que, debido a la alta ganancia de estas, eran susceptibles a oscilaciones por acoplamiento. Se concluye, de esta manera, que existen fenómenos que no siempre es posible considerar mediante simulaciones, y solo se presentan durante el proceso de construcción y pruebas.

La implementación del receptor de microondas logró un ancho de banda de 374 MHz, superior al de 188 MHz alcanzado en el proyecto STARE2, lo que hace posible un mejor estudio de las características espectrales de las FRB. Además, el patrón de radiación de las antenas diseñadas previamente en el Laboratorio de Ondas Milimétricas, al ajustarse mejor a la forma de nuestra galaxia, permite reducir las mediciones no deseadas del sistema y mejorar la observación.

Se concluye que el receptor diseñado e implementado en este trabajo de título satisface todas las necesidades del proyecto ARTE, de forma eficiente y costo-efectiva, cumpliéndose así con los objetivos generales y particulares de este trabajo.

## 5.1. Trabajo Futuro

Luego del desarrollo de esta memoria, que incluye el diseño, construcción y ensamble del filtro pasa-banda y el receptor, se desprenden las siguientes tareas a realizar como trabajo futuro:

- Realizar nuevas pruebas del receptor, utilizando una fuente sintética de FRB. De esta manera, se puede caracterizar con mayor precisión el funcionamiento del receptor y comprobar que está listo para su puesta en servicio.
- Construir otra cadena de recepción, que esté dedicada a observar interferencias de radiofrecuencias. Esto va a permitir, gracias a los algoritmos desarrollados en el Laboratorio de Ondas Milimétricas, descartar posibles falsos positivos causados por estas interferencias.
- Implementar el sistema completo de recepción, que incluye las antenas, el receptor y una montura ecuatorial que esté programada para permitir que las antenas observen en todo momento nuestra galaxia. Es decir, la puesta en servicio final de todo el sistema de recepción.
- Un posible rediseño del filtro, teniendo en cuenta cómo cambia su comportamiento, predicho por las simulaciones, al ser construido. Esto permitiría optimizar su ajuste a la banda disponible entre 1200 MHz y 1800 MHz, lo que se traduce en un mayor ancho de banda para el estudio de las características espectrales de las FRB.

# Bibliografía

- [1] D. R. Lorimer, M. Bailes, M. A. McLaughlin, D. J. Narkevic, and F. Crawford, “A Bright Millisecond Radio Burst of Extragalactic Origin,” *Science*, vol. 318, p. 777–780, Nov 2007.
- [2] E. Petroff, E. D. Barr, A. Jameson, E. F. Keane, M. Bailes, M. Kramer, V. Morello, D. Tabbara, and W. van Straten, “FRBCAT: The Fast Radio Burst Catalogue,” *Publications of the Astronomical Society of Australia*, vol. 33, p. e045, 2016.
- [3] E. Platts, A. Weltman, A. Walters, S. Tendulkar, J. Gordin, and S. Kandhai, “A living theory catalogue for fast radio bursts,” *Physics Reports*, vol. 821, p. 1–27, Aug 2019.
- [4] Atel, “Insight-HXMT’s continued observation plan for SGR J1935+2154.” <http://www.astronomerstelegram.org/?read=137290>. Accedido: 21-03-2021.
- [5] E. Petroff, J. W. T. Hessels, and D. R. Lorimer, “Fast Radio Bursts,” *The Astronomy and Astrophysics Review*, vol. 27, May 2019.
- [6] C. D. Bochenek, D. L. McKenna, K. V. Belov, J. Kocz, S. R. Kulkarni, J. Lamb, V. Ravi, and D. Woody, “STARE2: Detecting Fast Radio Bursts in the Milky Way,” *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, vol. 132, p. 034202, Jan 2020.
- [7] N. Drake, “‘Magnetic Star’ Radio Waves Could Solve the Mystery of Fast Radio Bursts.” <https://www.scientificamerican.com/article/magnetic-star-radio-waves-could-solve-the-mystery-of-fast-radio-bursts/>. Accedido: 21-03-2021.
- [8] Bochenek, C. D. and Ravi, V. and Belov, K. V. and Hallinan, G. and Kocz, J. and Kulkarni, S. R. and McKenna, D. L., “A fast radio burst associated with a Galactic magnetar,” *Nature*, vol. 587, p. 59–62, Nov 2020.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th ed.* John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [10] M. A. Othman, M. Sinnappa, M. N. Husain, M. Z. Abd Aziz, and M. Ismail, “Development of 5.8 GHz Microstrip Parallel Coupled Line Bandpass Filter for Wireless Communication System,” *International Journal of Engineering and Technology*, vol. 5, pp. 3227–3235, 08 2013.
- [11] H. Sajjad, A. Altaf, S. Khan, and L. Jan, “A Compact Hairpin Filter with Stepped Hairpin Defected Ground Structure,” in *2018 IEEE 21st International Multi-Topic Conference (INMIC)*, pp. 1–5, 2018.
- [12] C. Kikkert, “A Design Technique for Microstrip Filters,” in *2nd International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, pp. 1 – 5, 01 2009.
- [13] S. Rochat, B. Agnus, E. Asphaug, M. Barucci, J. Bellerose, J. Biele, P. Bousquet, L. Bruzzone, M. Mütze, I. Carnelli, A. Cheng, V. Ciarletti, M. Delbo, J. Du, P. Schaffer, C. Ey-

- raud, W. Fa, J. Fernandez, S. Green, and S. Zine, “Direct Observation of Asteroid Interior and Regolith Structure: Science Measurement Requirements,” *Advances in Space Research*, vol. 62, 11 2017.
- [14] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design, 3th ed.* John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [15] J. Flygare and M. Pantaleev and B. Billade and M.Dahlgren and L. Helldner and R. Haas, “Sensitivity and Antenna Noise Temperature Analysis of the Feed System for the Onsala Twin Telescopes,” *23rd European Very Long Baseline Interferometry Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting, EVGA2017*, pp. 10–14, 2017.
- [16] G. Van Moorsel, J. Ott, “Flux Density - Brightness Temperature Conversion.” <https://science.nrao.edu/facilities/vla/proposing/TBconv>. Accedido: 21-03-2021.
- [17] Xilinx, “What is an FPGA?.” <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/what-is-an-fpga.html>. Accedido: 27-04-2021.
- [18] CASPER, “ROACH-2.” <https://casper.ssl.berkeley.edu/wiki/ROACH2>. Accedido: 27-04-2021.
- [19] Australian Telescope National Facility, “ASKAP Telescope.” <https://www.atnf.csiro.au/projects/askap/index.html>. Accedido: 21-03-2021.
- [20] CHIME, “CHIME Telescope.” <https://chime-experiment.ca/>. Accedido: 21-03-2021.
- [21] R. Powell, “An Atlas of The Universe.” <http://www.atlasoftheuniverse.com/>. Accedido: 21-03-2021.

# Anexo A

## Códigos

### A.1. Cálculos de temperatura, en Matlab, utilizando el método del factor $Y$

```
1      clear all
2      % Se leen las mediciones hechas en el analizador de espectro
3      N_cold = csvread('cadena3cold.csv',45,0);
4      N_hot = csvread('cadena3hot.csv',45,0);
5
6      % Se define la constante de Boltzmann
7      k=1.38064*10^-23;
8
9      % Se define la atenuación utilizada, con su pendiente medida, y se calculan
10     % las pérdidas
11     m = -0.19/(600*10^6);
12     freq = linspace(1*10^9, 2*10^9, 1000);
13     attdB = m.*freq-m*1200*10^6-9.73;
14     L = 10.^(-attdB/10);
15
16     % Se calcula la temperatura de la fuente de ruido a partir de su ENR,
17     % también su potencia y la que aporta la atenuación
18     T_hotNS = 10^(14.68/10)*290+290;
19     dBmHz_NS= 10*log10(T_hotNS*k/10^(-3));
20     dBmHz_att= 10*log10((L-1)*290*k/10^(-3));
21
22     % Se calcula temperatura de la carga caliente a partir de la potencia de la
23     % fuente de ruido y la potencia termal del atenuador.
24     % La carga fría corresponde a temperatura ambiente.
25     for i = 1:length(freq)
26         T_hot(i)=(10^((dBmHz_NS+attdB(i))/10)+10^((dBmHz_att(i)+attdB(i))/10))
↪ /10^3/k;
27     end
28     T_cold=290;
29
30     % Se definen vectores para el cálculo
31     T_e = zeros(length(N_hot(:,2)),1);
32     N_lin_hot = 10.^(N_hot(:,2)/10);
```

```

33 N_lin_cold = 10.^(N_cold(:,2)/10);
34 Y = zeros(length(N_lin_hot));
35
36 % Se calcula el factor Y
37 for j = 1:length(N_lin_hot)
38     Y(j) = N_lin_hot(j)/N_lin_cold(j);
39 end
40
41 % Se calcula la temperatura equivalente
42 for i = 1:length(T_e)
43     T_e(i) = (T_hot(i)-Y(i)*T_cold)/(Y(i)-1);
44 end
45
46 % Se grafica la temperatura equivalente del receptor
47 hold on
48 plot(N_hot(:,1), T_e)
49 xlim([1*10^9 1.9*10^9])
50 ylim([0 200])
51 title('Temperatura de ruido del receptor')
52 xlabel('Frecuencia [Hz]')
53 ylabel('Temperatura [K]')
54
55 % Se guarda la temperatura de ruido en un archivo
56 csvwrite('tempruido.csv',[N_hot(:,1), T_e])
57

```