



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

DISEÑO Y EVALUACIÓN DE RADAR DE NUBES DE ONDA CONTINUA
MODULADO EN FRECUENCIA DE BAJO COSTO A 35 GHZ

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA
INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

ROBERTO JAVIER AGUIRRE DUERY

PROFESOR GUÍA:
MARCOS DÍAZ QUEZADA
PROFESOR CO-GUÍA:
ROBERTO RONDANELLI ROJAS

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
NICOLÁS REYES GUZMÁN
RAFAEL RODRÍGUEZ OLIVOS

SANTIAGO DE CHILE
2020

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR
AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA Y
AL TÍTULO DE INGENIERA CIVIL ELÉCTRICA
POR: ROBERTO JAVIER AGUIRRE DUERY
FECHA: 2020
PROF. GUÍA: SR. MARCOS DÍAZ QUEZADA
PROF. CO-GUÍA: SR. ROBERTO RONDANELLI ROJAS

DISEÑO Y EVALUACIÓN DE RADAR DE NUBES DE ONDA CONTINUA MODULADO EN FRECUENCIA DE BAJO COSTO A 35 GHZ

Las nubes cubren más del 50 % de la tierra, alterando el albedo del planeta y transportando grandes cantidades de agua. Es por esto que el mejoramiento de los modelos climáticos nacionales y globales, requiere monitorear la variabilidad de la cantidad de agua líquida de las nubes y su estructura interna. Los radares de nubes tienen la capacidad de obtener perfiles de alta resolución de reflectividad y velocidad de hidrometeoros durante periodos extensos de tiempo. Y la reflectividad, que es dependiente del número y tamaño de gotas, permite encontrar un perfil del contenido de agua líquida de las nubes y la visibilidad a través de ellas.

Se contaba con un radar de nubes en banda Ka (~ 35 GHz) de bajo costo que fue construido utilizando componentes reciclados de radiotelescopios y radios definidas por software (SDR). Este radar pretendía ser del tipo frecuencia modulada de onda continua (FM-CW), pero debió ser utilizado como un radar de onda continua no modulada (CW) por problemas de sensibilidad, lo que imposibilitó su uso en observación de nubes. Se presenta un análisis por componente y subsistema del radar CW, donde se identifica que las principales limitantes del rango máximo son las fuentes de pérdidas de potencia, dadas principalmente por los mezcladores de frecuencia del radar, que en conjunto reducían en 62 dB el presupuesto de potencia del radar.

Se diseña un radar de nubes FM-CW de bajo costo de 35 GHz, reciclando el radar CW, que con menos componentes, aumenta la potencia de transmisión en 57 dB, y disminuye las pérdidas del receptor en 11 dB. También se presenta un *software* para la adquisición de datos y se presentan algoritmos para estimar el rango, la reflectividad y velocidad Doppler de los objetivos. Se evalúa el diseño de radar de nubes FM-CW en banda Ka, observando un dron de fotografía mientras este se movía a distintas alturas por sobre el radar. En este experimento se valida que el radar es capaz de detectar el aeronave y seguir su trayectoria hasta 400 metros de altura. También se presentan observaciones de nubes con altitudes entre 400 y 600 metros, y una comparación de la reflectividad del radar con el perfil de retrodispersión de un LIDAR.

La principal limitación del radar FM-CW es la variabilidad de algunos componentes con la temperatura. Este fenómeno imposibilitó la medición de velocidad Doppler y añadió una incertidumbre a la estimación de rango de más de 100 m. La adición de un *phased-locked loop* en el transmisor debería ser suficiente para reducir la incertidumbre, para que sea igual a la resolución de rango del radar de 30 m. Otra limitación, más fácil de resolver, es la distancia mínima de medición, que se vio afectada por alimentar amplificadores de radiofrecuencias con una fuente de alimentación conmutada. Una prueba rápida demostró que con fuentes lineales no se tiene el mismo problema.

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR
AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA Y
AL TÍTULO DE INGENIERA CIVIL ELÉCTRICA
POR: ROBERTO JAVIER AGUIRRE DUERY
FECHA: 2020
PROF. GUÍA: SR. MARCOS DÍAZ QUEZADA
PROF. CO-GUÍA: SR. ROBERTO RONDANELLI ROJAS

DISEÑO Y EVALUACIÓN DE RADAR DE NUBES DE ONDA CONTINUA
MODULADO EN FRECUENCIA DE BAJO COSTO A 35 GHZ

The clouds cover more than 50% of the earth, altering the planet's albedo and transporting large amounts of water. That is why the improvement of national and global climate models requires monitoring the variability of the amount of liquid water in the clouds and their internal structure. Cloud radars have the ability to obtain high resolution profiles of reflectivity and speed of hydrometeors for extended periods of time. And the reflectivity, which is dependent on the number and size of drops, makes it possible to find a profile of the liquid water content of the clouds and the visibility through them.

There was a low-cost Ka-band (~ 35 GHz) cloud radar that was built using recycled radio telescope components and software-defined radios. This radar was intended to be of the frequency-modulated continuous-wave (FM-CW) type, but it had to be used as an unmodulated continuous wave radar (CW) due to sensitivity problems, which made it impossible to use it in cloud observations. An analysis by component and subsystem of the CW radar is presented, where it is identified that the main limitations of the maximum range are the sources of power losses, given mainly by the radar frequency mixers, which together reduced the power budget of the radar by 62 dB.

A low cost 35 GHz FM-CW Cloud Radar is designed, recycling the CW radar, which with fewer components, increases the transmission power by 57 dB, and decreases the receiver losses by 11 dB. It is also presented software for data acquisition and algorithms to estimate the range, reflectivity and Doppler Speed of targets. The FM-CW Radar is evaluated, observing a photography drone while it was moving at different heights above the radar. This experiment shows that the radar is capable of detecting the aircraft and following its trajectory up to 400 meters high. Observations of clouds with altitudes between 400 and 600 meters are also presented, and a comparison of the radar reflectivity with the backscatter profile of a LIDAR.

The main limitation of the FM-CW Radar is the variability of some components with temperature. This phenomenon introduced error in Doppler speed and added uncertainty to the range estimate of more than 100 m. The addition of a phased-locked loop in the transmitter should be sufficient to reduce this uncertainty to be equal to the radar range resolution of 30 m. Another limitation, easier to solve, is the minimum measurement distance, which was affected by feeding radio frequency amplifiers with a switching power supply. A quick test showed that with linear power sources, the problem is not present.

*Dedico mi tesis a mis padres, con quien aprendo cosas nuevas todos los días:
Anita Duery por siempre dar todo de sí por su familia,
y Francisco Aguirre por enseñarme a perseguir grandes metas.*

Agradecimientos

Esta tesis hubiera sido imposible sin el apoyo de mucha gente:

- Gracias a **Marcos Díaz** por enseñarme circuitos electrónicos y analógicos, e ingeniería de satélites; y por motivarme a perseguir el magíster y participar en este proyecto, siendo mi profesor guía y dejando espacio para que genere hábitos de autarquía.
- Gracias a **Roberto Rondanelli** por promover un punto de vista científico-aplicado, recomendarme literatura científica relevante y por remover barreras instrumentales.
- Gracias a **Nicolás Reyes** por enseñarme: principios de instrumentación; ingeniería de microondas; antenas, receptores y señales; y por sus consejos de procesamiento de señales.
- Gracias a **Rafael Rodríguez** por compartir conmigo su maestría en instrumentación y sistemas de microondas; y por guiarme en el diseño, optimización y construcción del acoplador direccional.
- Gracias a **Felipe Toledo** por introducirme a la ciencia y al proyecto, por recomendarme literatura científica relevante, y por aconsejarme según su experiencia con el radar de 35 GHz de onda continua.
- Gracias a **Andrés Arriagada** de Meteodata por apoyar la innovación tecnológica en la meteorología, proporcionando un nefobasímetro de más de 40 millones de pesos.
- Gracias también a mi familia, a todas mis amigas y amigos, tanto de la universidad como de la vida, especialmente a **Ian Wolde** y a **Cristóbal Beltrán**, por acompañarme durante toda mi carrera universitaria.

Fue fundamental el apoyo recibido de:

- Departamentos de Ingeniería Eléctrica y Geofísica de la **Universidad de Chile**
- **SPEL**: Space and Planetary Exploration Laboratory
- **MWL**: Millimeter-Wave Laboratory
- **SIRTA**: Site Instrumental de Recherche Par Télédétection Atmosphérique

Este proyecto ha contado con financiamiento del Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico (FONDECYT), FONDECYT Regular: 1151125, 1161356 y 1151476.

Tabla de Contenido

1	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Definición del Problema	1
1.3	Estado del Arte	2
1.3.1	Transmisor	2
1.3.2	Sistema de Antenas	3
1.3.3	Receptor	3
1.3.4	Procesador de Señales	4
1.3.5	Evaluación de Radares	4
1.4	Objetivos	4
1.5	Hipótesis	5
1.6	Estructura del documento	5
2	Contexto Teórico	6
2.1	Radiación Electromagnética	6
2.1.1	Interacción con la Atmósfera	6
2.2	Ecuación de Radar	7
2.2.1	Relación de σ con Reflectividad	8
2.2.2	Ecuación de Radar Meteorológico	9
2.3	Sistemas de Microondas	9
2.3.1	Matriz de Dispersión	9
2.3.2	Parámetros Fundamentales de Antenas	10
3	Evaluación de Radar de Onda Continua (CW) de 35 GHz	12
3.1	Diagrama de Bloques	12
3.2	Desempeño	13
3.2.1	Antenas	13
3.2.2	Radios Definidas por Software (SDR)	14
3.2.3	Oscilador <i>Gunn</i>	15
3.2.4	Mezcladores de Frecuencia	16
3.2.5	Elementos Pasivos en Guía de Onda	19
3.3	Discusión	25
3.3.1	Transmisor	25
3.3.2	Sistema de Antenas	26
3.3.3	Receptor	26

4	Diseño de Radar de Onda Continua Modulado en Frecuencia (FM-CW) de 35 GHz	28
4.1	Diagrama de Bloques	29
4.2	Principio de Medición	30
4.3	Sistemas de Radiofrecuencias	32
4.3.1	Transmisor	32
4.3.2	Sistema de Antenas	33
4.3.3	Receptor	33
4.4	Sistema de Alimentación	33
4.5	Procesamiento de Señales	34
4.5.1	Sistema de Adquisición Digital (DAS)	34
4.5.2	Sistema de Procesamiento Digital	36
5	Evaluación de Radar de Nubes Onda Continua Modulado en Frecuencia (FM-CW) en Banda Ka	38
5.1	Materiales	38
5.2	Metodología	39
5.2.1	Observación de Dron	39
5.2.2	Observación de Nubes junto a LIDAR	40
5.3	Expectativas	41
5.3.1	Observación de Dron	41
5.3.2	Observación de Nubes	42
5.4	Resultados	43
5.4.1	Detección de Dron	43
5.4.2	Detección de Nubes	44
5.5	Discusión	47
5.5.1	Error en Estimación de Rango	47
5.5.2	Resolución de Rango	47
5.5.3	Velocidad Doppler	47
5.5.4	Fuentes de Ruido	48
6	Conclusión	49
6.1	Hipótesis	49
6.2	Objetivos	49
6.3	Limitaciones del Estudio	50
6.4	Limitaciones del Radar FM-CW	50
6.5	Recomendaciones	51
6.6	Trabajo Futuro	52
	Apéndice A Lista de Materiales del radar FM-CW	53
	Apéndice B Diseño de Acoplador Direccional	54
B.1	Medidas de Desempeño	54
B.2	Diseño de Acoplador	55
B.3	Simulación y Optimización	57
B.4	Construcción	58
B.5	Resultados	59

Apéndice C Caracterización de Mezclador de Frecuencias	64
Apéndice D Detalles de Segunda Etapa de Alimentación de Radar FM-CW	65
Apéndice E Software de Adquisición Digital	68
Apéndice F Cálculo de Reflectividad y Velocidad Doppler en MATLAB	70
Bibliografía	74

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Las nubes cubren más del 50 % de la tierra [1], alterando el albedo del planeta y transportando grandes cantidades de agua. Es por esto que el mejoramiento de los modelos climáticos nacionales y globales, requiere monitorear la variabilidad de la cantidad de agua líquida de las nubes y su estructura interna, frente a distintas condiciones. A nivel nacional, la comunidad científica ha expresado interés en emplear radares de nubes en observatorios atmosféricos para estudiar el balance hídrico y radiativo en los bosques costeros del norte de Chile [2]; A nivel mundial, existe un interés creciente en desarrollar redes globales de radares para observar fenómenos de gran escala [3].

Los radares meteorológicos basados en tierra tienen la capacidad de obtener perfiles de alta resolución de reflectividad y velocidad de hidrometeoros durante periodos extensos de tiempo [4]. La reflectividad, que es dependiente del número y tamaño de gotas, permite encontrar un perfil del contenido de agua líquida [5] de las nubes y la visibilidad a través de ellas.

Estos radares poseen ventajas importantes en la observación de nubes comparados con otros instrumentos meteorológicos como los LIDARs o radiómetros. LIDAR, por ejemplo, posee más atenuación debido al gran incremento en la reflectividad de las nubes en longitudes de onda de la luz. Los radiómetros pueden obtener información del contenido total de agua de una nube, pero son incapaces de adquirir información acerca de la disposición vertical de esta [6]. A pesar de las ventajas de los radares de nubes, actualmente no son desplegados en redes coordinadas, como es el caso de radiómetros y LIDARs [7]. El motivo de esto es que los radares de nubes disponibles comercialmente son muy caros (sobre \$ 500.000 USD [8]).

1.2 Definición del Problema

Existe un tipo especial de niebla costera, denominada Camanchaca, que se forma en la costa norte de Chile, junto al desierto más árido del planeta. Estos bancos de nubes penetran ecosistemas terrestres, posibilitando la presencia de bosques costeros donde se pueden encontrar especies típicas de climas mucho más húmedos. Esta niebla es también aprovechada por comunidades locales para la obtención de agua potable y de regadío [9] [10]. Análisis de tendencias de la niebla a lo largo de varias décadas son reportadas en la literatura para cientos de estaciones a lo largo del mundo, la mayoría muestra una reducción considerable

de niebla, lo que se atribuye al cambio climático [11], es por esto que la disponibilidad futura de la Camanchaca como recurso hídrico es incierta.

Con el objetivo de estudiar el balance hídrico en los bosques de niebla de la costa norte de Chile, se desarrolló, en la universidad de Chile, un radar de nubes de onda continua (CW) de 35 GHz (banda Ka), reciclando componentes de radiotelescopio [16] [17] y radios definidas por software (SDR), lo que resultó en un instrumento de bajo costo. El radar CW, sirvió como prueba de concepto, pero sufrió de baja sensibilidad, incapacitando su uso en el estudio de nubes.

1.3 Estado del Arte

Los radares meteorológicos son ampliamente utilizados para la predicción del tiempo [18] [19], aviso temprano de condiciones climáticas extremas [8] y seguridad de aeronaves en aeropuertos [20]. Estos pueden ser desplegados en tierra [8], embarcación [21], aeronaves [22] [23] o satélites [14] [24] [25].

El término radar de nubes es actualmente utilizado para referirse a los radares meteorológicos de ondas milimétricas. Un radar meteorológico moderno consiste, principalmente, de los siguientes subsistemas [18]:

1. Transmisor
2. Sistema de antenas
3. Receptor
4. Procesador de señales

1.3.1 Transmisor

El transmisor genera la forma de onda que es transmitida por el radar. Su potencia puede ir desde los mW hasta los MW. La potencia promedio es mejor indicador de la capacidad de rendimiento de un radar que su potencia máxima [26].

Forma de Onda: Radares de nubes pulsados son los más comunes, y suelen transmitir al espacio una serie de pulsos rectangulares, con una gran cantidad de radiación (del orden de KW [8]) en un breve periodo de tiempo, lo que influye considerablemente el costo del desarrollo de radares meteorológicos, que usualmente va desde los cientos de miles de dólares, hasta varios millones de dólares [8].

Gracias a avances tecnológicos en transmisores de estado sólido, ha surgido una técnica, donde una menor cantidad de radiación es transmitida continuamente (CW). Este método tiene la ventaja de requerir una arquitectura y hardware más simple y si se considera una señal de emisión modulada (FM-CW), se puede obtener información del rango de objetivos [27]. Este enfoque tiene la ventaja de obtener mejores resoluciones de distancia que los pulsados, pero cuentan con la desventaja que requieren un procesamiento de datos más complejo [27]. Esta técnica es usada en radares de corto alcance para automóviles [28], radares para el control de tráfico [29] y radares para sistemas de evasión de obstáculos [30], pero se ha visto pocos desarrollos enfocados en la caracterización de nubes y niebla [4] [31] [32].

Lejos, la modulación más implementada en radares FM-CW es la lineal (también conocida como *up-chirp*), siendo la modulación de menor dificultad de procesamiento [33].

Frecuencia de Radar: La mayoría de los radares meteorológicos usan transmisores en las bandas de frecuencia S ($\sim 3GHz$), C ($\sim 5,5GHz$) o X ($\sim 10GHz$).

Mientras la frecuencia de operación aumenta, un radar es capaz de detectar partículas más pequeñas [12]. Partículas de nube con diámetros entre 5 a 10 μm , son usualmente muy pequeñas para su detección con radares centimétricos [13]. Son convenientes las bandas de frecuencia Ka ($\sim 35 GHz$) y W ($\sim 94 GHz$), porque allí se encuentran ventanas de absorción atmosférica debido a gases [14]. Las ondas milimétricas tienen la desventaja que están sujetas a gran atenuación en caso de lluvia, pero pueden seguir siendo usadas, siempre y cuando la atenuación sea corregida y no sea muy intensa [15].

1.3.2 Sistema de Antenas

Las antenas de un radar son responsables de transmitir energía electromagnética hacia el ambiente y recibir la energía que fue reflejada desde un objetivo distante. Para cumplir estas tareas eficientemente, las antenas deben proveer una transición acoplada entre transmisor, receptor y espacio libre, y proveer selectividad angular para la energía siendo transmitida y recibida por el radar.

A menos que se desee portabilidad, se prefiere el uso de antenas de gran directividad, lo que reduce el ancho del haz principal en el patrón de radiación, requiriendo menor potencia de transmisión para alcanzar el mismo rango [33].

Tipos de Antenas: Existe una gran diversidad de tipos de antena, principalmente se clasifican en cuatro tipos: antenas de cable, antenas de apertura, antenas impresas y antenas reflectoras.

En radares meteorológicos estándares son comunes las antenas del tipo reflector o matriz en fase (*phased array* en inglés) [33]. En frecuencias de microondas, las antenas de apertura son las más utilizadas. Estas consisten en estructuras tridimensionales terminadas en una apertura.

Cantidad de Antenas: La mayoría de los radares meteorológicos utilizan una sola antena para transmitir y para recibir. Esto es posible gracias al uso de duplexores, que permiten aislar el receptor mientras el transmisor está encendido, y redirigir la señal del eco hacia el receptor, en vez de al transmisor.

En radares FM-CW de corto alcance con una sola antena, es común el uso de circuladores. Para radares modulados de largo alcance, se prefieren acopladores direccionales y dos antenas, debido a que poseen mejor aislación entre puertos que la requieren.

1.3.3 Receptor

El receptor amplifica la señal recibida a un nivel donde su presencia puede ser detectada. Porque el ruido es la limitación fundamental en la habilidad de un radar para hacer una detección segura y extraer información sobre el objetivo, se toma cuidado para asegurar que el receptor produce muy poco ruido por su cuenta. En las frecuencias de microondas, donde se encuentran la mayoría de los radares, el ruido que afecta el desempeño de un radar es usualmente el primer elemento del receptor, por lo que se suele preferir como primer elemento un amplificador de bajo ruido (LNA).

1.3.4 Procesador de Señales

Desarrollar radares con una configuración homodina, donde el oscilador de microondas sirve a la vez de transmisor y oscilador local, para la de-modulación en el receptor [34], permite disminuir los costos de construcción (utilizando menos componentes), pero se han visto limitadas aplicaciones en radares de nubes [35] [36].

1.3.5 Evaluación de Radares

La validación de radares meteorológicos generalmente se realiza en un proceso de calibración, donde un objetivo con una reflectividad del radar conocida, generalmente un reflector de esquinas de triedro, se coloca a cierta distancia del radar y se mide la potencia de eco recibida para la ganancia de conversión de reflectividad [4] [16] [17]. Este proceso tiene muchas complicaciones, como múltiples rutas de onda y requisitos de alineación, que a veces se ven agravados por la larga distancia de medición mínima de radares de grandes antenas. Una mejor calibración para radares FM-CW requiere caracterizar el radar para cada rango operativo, para considerar las no linealidades de componentes del radar.

El uso de aeronaves no tripuladas puede reducir la dificultad de validar radares meteorológicos. Los ahora abundantes drones desarrollados para fotografía aérea, incluyen muchos sensores que permiten el uso de los filtros Kalman para rastrear con precisión la trayectoria y controlar su posición 3D [37]. Se han utilizado drones para validar radares colgando objetivos de calibración. Un estudio ha utilizado un dron de fotografía como objetivo para una validación rápida de radar en banda W [38], pero no se conoce algún caso similar en banda Ka.

LIDARs también pueden servir para validar las mediciones de nubes por radar, porque la diferencia en los retornos de instrumentos ampliamente separados en longitud de onda mantiene información sobre los tamaños y formas característicos del objetivo [39]. Es por esto que la reflectividad de radar está relacionada con parámetros derivados de LIDAR, como la profundidad óptica [40].

1.4 Objetivos

El desarrollo de redes nacionales y globales de radares de nubes se ve afectado por el gran costo de estos instrumentos. El trabajo presentado en esta tesis consiste en el desarrollo de un radar de nubes FM-CW en banda Ka de bajo costo, reciclando el radar CW, que se basa en componentes de radiotelescopios. Para este trabajo se reconocen los siguientes objetivos específicos:

- Identificar factores que limitan la sensibilidad del radar CW.
- Diseñar un radar de nubes del tipo FM-CW en banda Ka, reciclando componentes del radar CW.
- Evaluar el radar de nubes FM-CW en banda Ka.

1.5 Hipótesis

□ Es posible construir, a bajo costo, un radar de nubes FM-CW en banda Ka, reciclando el radar CW, que sea capaz de detectar nubes y medir su altura, hasta al menos 100 metros de rango.

1.6 Estructura del documento

Esta tesis está organizada como sigue: En el capítulo 2 se presenta el contexto teórico en el que se insertan los radares de nubes y sus sistemas de microondas; En el capítulo 3 se analizarán las limitaciones del radar CW y se discutirán formas de mejorar su desempeño; En el capítulo 4 se presenta el diseño del radar FMCW en Banda Ka; El capítulo 5 presenta la evaluación del nuevo radar; El capítulo 6 presenta las conclusiones que resumen los hallazgos de esta tesis.

Capítulo 2

Contexto Teórico

2.1 Radiación Electromagnética

Todos los objetos emiten radiación electromagnética. Los objetos también pueden absorber o reflejar radiación que ha sido emitida por otros objetos. Al registrar la radiación emitida o reflejada y aplicando conocimiento de su comportamiento mientras pasa por la atmósfera e interactúa con otros objetos, se puede obtener información sobre las características de los objetos intersectados. La interpretación de señales de radar depende de un buen entendimiento de la radiación electromagnética y su interacción con la atmósfera.

2.1.1 Interacción con la Atmósfera

Dispersión: Dispersión es la redirección de energía electromagnética por partículas suspendidas en la atmósfera o por grandes moléculas de gases atmosféricos. La cantidad de dispersión que ocurre depende de los tamaños de estas partículas, su abundancia, la longitud de onda de la radiación y la profundidad de la atmósfera que atraviesa la energía que viaja.

Se diferencian tres regímenes de dispersión dependiendo de la relación entre el diámetro (D) de las partículas atmosféricas comparados con la longitud de onda de radiación (λ) [6]

$$x = \frac{D}{\lambda}. \quad (2.1)$$

Cuando $x \ll 1$ se dice que se está en el régimen de dispersión de Rayleigh, donde la cantidad de dispersión es proporcional al inverso de la cuarta potencia de la longitud de onda. Si $x \approx 1$, se dice que se está en el régimen de dispersión de Mie, donde la dispersión es proporcional al cuadrado del diámetro de la partícula. Cuando $x \gg 1$ se está en el régimen de dispersión no selectivo, donde la dispersión es independiente de la longitud de onda.

Absorción: La absorción de radiación ocurre cuando la atmósfera previene, o atenúa fuertemente, la transmisión de radiación o su energía a través de la atmósfera. La atenuación atmosférica total (dB) hasta el rango r (ida y vuelta) se puede expresar como [14]

$$A(r) = \exp[-0,2 \cdot \ln 10 \int_0^r (k_g + k_c + k_p) ds], \quad (2.2)$$

donde k_c y k_p son la atenuación específica de nubes y precipitación en dB/km, respectivamente. k_g es la atenuación específica asociada a gases. Tanto k_c como k_p dependen de

la cantidad de agua líquida en la nube, de la distribución de gotas, frecuencia de radar y la temperatura atmosférica. Para frecuencias inferiores a 350 GHz, la absorción de gases que no son vapor de agua y oxígeno molecular es insignificante.

En la figura 2.1 se muestra la atenuación y absorción atmosférica de radar (ida y vuelta), en función de la frecuencia, debido a gases (k_g), nubes (k_c) y precipitación (k_p). Se ve que en las vecindades de 35 GHz y 94 GHz se encuentran mínimos locales de absorción debido a gases.

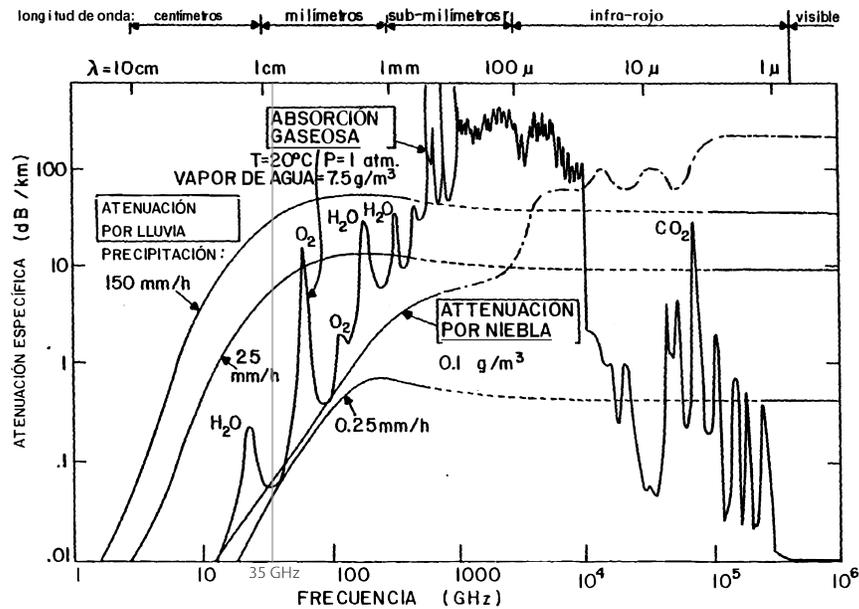


Figura 2.1: Atenuación y absorción específica debido a gases y precipitación para la transmisión dentro de la atmósfera. Se destaca la banda de frecuencia de 35 GHz, donde opera el radar desarrollado en esta tesis. Imagen traducida y editada desde [14].

2.2 Ecuación de Radar

La ecuación de rango de radar relaciona la potencia recibida (P_r) desde un objetivo con los parámetros del radar y características del objetivo [26]. Esta ecuación es aplicable para radares en general.

$$P_r = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \right) \cdot \left(\frac{\sigma}{4\pi r^2} \right) \cdot (A_e). \quad (2.3)$$

El lado derecho de la ecuación está separado en 3 términos para representar los procesos físicos que actúan en un radar. El primero representa la densidad de potencia en una distancia r desde el radar que radia una potencia P_t a través de una antena con ganancia G_t . La potencia devuelta por el objetivo hacia el radar es proporcional a σ , la sección transversal de radar del objetivo (RCS) en metros cuadrados. La multiplicación de los primeros 2 términos representa la potencia de regreso al radar. Esta potencia es interceptada por una antena que absorbe una cantidad de potencia según su apertura efectiva (A_e), la cual se relaciona con su ganancia (G) según

$$A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi}. \quad (2.4)$$

2.2.1 Relación de σ con Reflectividad

Es en el cálculo de σ para objetivos meteorológicos distribuidos que la ecuación de radar difiere en relación a objetivos puntuales. Para objetivos distribuidos, la sección transversal de radar se puede escribir como

$$\sigma = \eta V, \quad (2.5)$$

donde η es la reflectividad de radar en unidades de área de sección transversal por unidad de volumen y V es el volumen iluminado por el radar. η se puede escribir como

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i, \quad (2.6)$$

donde N es el número de reflectores por unidad de volumen y σ_i es la sección transversal del reflector i -ésimo. Cuando se está en el régimen de dispersión de Rayleigh, σ se relaciona con el diámetro D de la esfera como [26]

$$\sigma = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^6, \quad (2.7)$$

donde D_i es el diámetro de la gota i -ésima, K depende del índice de refracción complejo de la esfera, el cual depende de la temperatura, longitud de onda y composición. Para las longitudes de onda utilizadas en radares meteorológicos y en el rango meteorológico de temperaturas, $|K|^2 \approx 0,93$ para agua líquida y 0.21 para hielo [43].

La ecuación [2.6] ahora se puede escribir como

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^n D_i^6. \quad (2.8)$$

Desde esta expresión se define el factor de reflectividad Z como

$$Z = \sum_{i=1}^N D_i^6. \quad (2.9)$$

En meteorología es común usar milímetros para el diámetro de las gotas. Por este motivo la unidad convencional de Z es mm^6/m^3 . Dado que un valor de Z puede resultar de infinitas combinaciones de gotas de distintos diámetros, es conveniente tratar a la distribución del tamaño de gotas como una función continua con una densidad $N(D)$, donde $N(D)$ es el número de gotas por unidad de volumen con diámetros entre D y $D + dD$. En este caso, Z está dado por el sexto momento de la distribución del tamaño de partículas,

$$Z = \int_0^{\infty} N(D) D^6 dD. \quad (2.10)$$

Se han observado los rangos de reflectividades en dBZ (decibelio relativo a Z) que posee cada tipo de nube [14]. Dentro de las nubes que tienen ocurrencia a alturas inferiores a 2000 m: Stratocumulus (-50 dBZ a -22 dBZ), Stratus (-50 dBZ a -20 dBZ), Nimbostratus (-45 dBZ a -17 dBZ), Cumulus (-37 dBZ a -13 dBZ) y Cumulonimbus (del orden de 0 dBZ). El límite entre nubes precipitantes y no precipitantes se encuentra alrededor de los 15 dBZ.

2.2.2 Ecuación de Radar Meteorológico

Si el haz del radar está lleno de reflectores, el volumen iluminado por el radar está dado aproximadamente por

$$V \approx \frac{\pi\theta\phi r^2 c\tau}{8}, \quad (2.11)$$

donde θ y ϕ son los anchos del haz en azimut y elevación, c es la velocidad de la luz y τ es el ancho del pulso. Luego combinando ecuaciones [2.5](#), [2.7](#), [2.9](#), y [2.11](#) y sustituyendo el resultado en [2.3](#) resulta

$$P_r = \frac{\pi^3 c}{1024 \ln 2} \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \theta^2}{\lambda^2} \right] \left[|K|^2 \frac{Z}{r^2} \right]. \quad (2.12)$$

Agrupando los términos constantes y expresando la ecuación en forma logarítmica, se puede relacionar la potencia recibida con el factor de reflectividad como

$$10 \log(P_r) = 10 \log(Z) - 20 \log(r) + C, \quad (2.13)$$

donde C es una constante determinada por los parámetros del radar y la característica dieléctrica del objetivo, el término $10 \log P_r$ es la potencia recibida en dBm, $10 \log Z$ es el factor de reflectividad en dBZ. La constante C es llamada constante de radar meteorológico, o constante de calibración. Esta puede ser medida para un radar que emite una potencia P_r , posicionando un reflector de reflectividad Z (previamente caracterizado) a una distancia r .

Esta ecuación puede ser usada para medir el factor de reflectividad cuando el haz de la antena está lleno, cuando la aproximación de *Rayleigh* es válida, y cuando los reflectores están en la fase líquida o sólida. Dado que todas estas condiciones no siempre se cumplen, es común usar el término Z_e , el factor de reflectividad efectivo, en vez de Z .

2.3 Sistemas de Microondas

Para el desarrollo de radares meteorológicos, se emplean elementos en circuitos de microondas. En estos circuitos, las dimensiones de los elementos suelen ser grandes comparadas con la longitud de onda, por lo que no es posible aplicar las simples técnicas de análisis que rigen para circuitos de baja frecuencia.

2.3.1 Matriz de Dispersión

La matriz de dispersión de un dispositivo de N puertos provee una descripción completa de la red de microondas vista desde cada puerto. Esta matriz relaciona las ondas de voltaje incidente en cada puerto con las reflejadas en cada puerto.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

Estos parámetros pueden ser obtenidos a través de simulaciones de las ecuaciones de *Maxwell* o midiéndolos directamente con un analizador vectorial de redes. Un elemento específico de la matriz S se puede determinar por [44]

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \quad \text{para } k \neq j} \quad (2.14)$$

En otras palabras, S_{ij} es encontrado manejando el puerto j con una onda de voltaje V_j^+ , y midiendo la amplitud de voltaje reflejada V_i^- , saliendo del puerto i . Las ondas incidentes en todos los puertos excepto el puerto j -ésimo se configuran como cero, lo que significa que todos los puertos deben terminar en cargas acopladas para evitar reflexiones.

Se infiere que cuando se utiliza un VNA, se requiere que los puertos bajo prueba tengan la misma impedancia que los puertos del analizador vectorial. En esta tesis se utilizará un VNA con una impedancia de puertos de 50Ω .

2.3.2 Parámetros Fundamentales de Antenas

Una antena es un dispositivo capaz de convertir una onda electromagnética que se propaga en una línea de transmisión en una onda plana que se propaga en el espacio libre.

A menos que una antena posea materiales no recíprocos, posee la propiedad de reciprocidad, lo que significa que sus características eléctricas tales como su patrón de radiación, directividad, ganancia, ancho de banda, etc. son idénticas para cuando la antena se usa para transmisión o para recepción.

Patrón de radiación: El patrón de radiación de una antena es una representación de la intensidad relativa de radiación para diferentes ángulos de azimuth y elevación. Este se puede caracterizar completamente a través de un gráfico tridimensional de potencia, o parcialmente a través de gráficos polares de distintas secciones transversales.

Cuando una antena tiene una o más direcciones de radiación de preferencia se dice que la antena tiene lóbulos. Según la dirección y magnitud relativa de cada lóbulo se habla de lóbulos principales o lóbulos laterales. En antenas directivas, el lóbulo principal es el más importante y apunta en la dirección de máxima directividad, mientras que los laterales usualmente representan radiación no deseada.

Directividad: La directividad se define, según los estándares IEEE para antenas, como la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección desde una antena con la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones [45]. La directividad depende de las características geométricas de la antena, la dirección y la frecuencia.

Ganancia: La ganancia es el producto de la directividad de una antena con su eficiencia eléctrica.

Región de Campo Lejano: El espacio alrededor de una antena se subdivide en 3 regiones según la estructura de los campos en cada una, estas son campo cercano, campo intermedio (Fresnel) y campo lejano (Fraunhofer).

La zona de campo lejano es aquella donde la estructura del campo es independiente de la distancia a la antena. El campo lejano es la zona donde la potencia radiada toma la forma

de una onda plana. Para antenas donde el tamaño físico es mayor a media longitud de onda, la distancia de campo lejano se define por el siguiente criterio [\[46\]](#)

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.15)$$

Donde r es la distancia de Fraunhofer, D es el diámetro de la antena y λ es la longitud de onda.

Capítulo 3

Evaluación de Radar de Onda Continua (CW) de 35 GHz

Para el desarrollo de un nuevo radar, es importante comenzar con una revisión de las limitaciones del radar CW, desarrollado previamente como parte de la tesis de Felipe Toledo [17], porque los materiales disponibles para el desarrollo de esta tesis son principalmente los materiales utilizados por el radar CW. Este prototipo además servirá como de punto de comparación respecto al nuevo instrumento.

El prototipo pretendía ser del tipo frecuencia modulada de onda continua (FM-CW), pero debido a su baja sensibilidad junto a limitaciones en la resolución de distancia, debió ser utilizado como un radar de onda continua (CW), sin obtener información de la distancia de los objetivos.

3.1 Diagrama de Bloques

El radar transmite continuamente una señal de frecuencia constante y mide la potencia total en el receptor. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del radar.

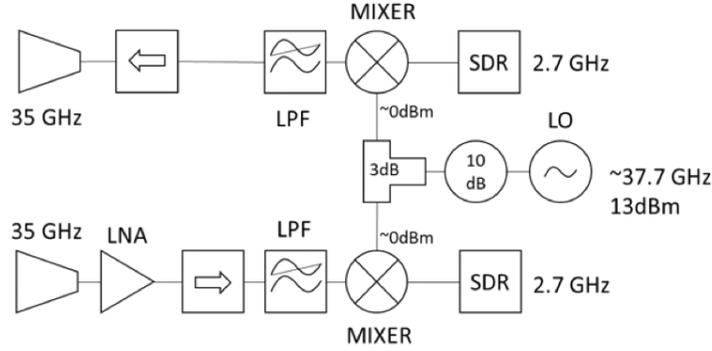


Figura 3.1: Diagrama de bloques del radar CW [17]. **Transmisor:** El transmisor utiliza una radio definida por software (SDR) para generar una señal de 2.775 GHz. Esta es mezclada con otra señal de 37.775 GHz proveniente de un oscilador *Gunn* que actúa como oscilador local (LO) de los mezcladores (*mixers*). De esta operación y luego de un filtro pasa bajos (LPF), resulta una señal de 35 GHz que es transmitida por una antena. **Receptor:** El eco es coleccionado por otra antena idéntica a la usada en la transmisión. Un amplificador de bajo ruido amplifica la señal recibida antes de aplicar una conversión hacia la frecuencia intermedia (IF) de 2.775 GHz. La señal IF es luego amplificada y procesada por otra SDR.

3.2 Desempeño

El radar CW fue capaz de detectar un objetivo de calibración de radares con reflectividad de 103.8 dBZ (100-150 dBZ más que una nube Stratus) hasta una distancia de 10 m, mientras que la mínima resolución de distancia que se podía implementar, modulando la señal de radar, era de 16.7 m [17].

Los factores que influyen en el rango máximo en que el radar puede detectar un objetivo con sección transversal de radar σ , se pueden obtener desde la ecuación [2.3] cuando la potencia recibida P_r por un radar es igual a la mínima señal detectable por el receptor S_{min} , es decir,

$$r_{max}^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}. \quad (3.1)$$

La potencia transmitida (P_t) se encuentra descontando las pérdidas de la cadena de transmisión a la potencia generada por la SDR de transmisión.

A continuación se analizan las características de los componentes presentes en el radar, para identificar su contribución a la ecuación [3.1].

3.2.1 Antenas

Las antenas son del tipo bocina cónica corrugada, originalmente construidas para alimentar las antenas principales del radiotelescopio Cosmic-Background-Imager (CBI) [48].

Medir con precisión las características radiativas de las antenas requiere una configuración de medición compleja, utilizando una antena caracterizada para la misma frecuencia de operación, dentro de una cámara anecoica de un tamaño superior a la distancia de campo lejano (Fraunhofer) de ambas antenas, y mecanismos de movimiento controlado. Sin embargo, con las dimensiones físicas se puede inferir sus características radiativas a 35 GHz.

Las bocinas tienen una apertura de 8.1 cm y un ángulo de apertura de 15°. No se logró medir con precisión la separación entre corrugaciones ni el ancho de cada una, sin embargo, se ha demostrado que el efecto de las corrugaciones en el patrón de radiación de una antena cónica es disminuir los lóbulos laterales [47].

Región de Campo Lejano. Con la ecuación ecuación 2.15 se estima que para 35 GHz, la distancia de campo lejano es de 1.53 m.

Ganancia. Dado que las antenas tipo bocina cónica presentan pocas pérdidas, su ganancia puede ser aproximada a su directividad. La ecuación de directividad para una antena bocina cónica está dada por 47

$$D(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left[\varepsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right], \quad (3.2)$$

donde a es el radio de la apertura de la bocina, y ε_{ap} es la eficiencia de apertura.

Con la ecuación 3.2 se obtiene que la ganancia está entre 20.39 dB y 23.4 dB (con eficiencias de apertura de 0.4 y 0.8).

Patrón de Radiación. Se simuló el patrón de radiación, en campo lejano, para una antena idéntica, pero sin corrugaciones, en ANSYS HFSS. En la simulación (véase figura 3.2), se obtiene una ganancia de 22.7 dB, similar a la estimación de la ecuación 3.2. Se observa también que la antena presenta bajos lóbulos laterales.

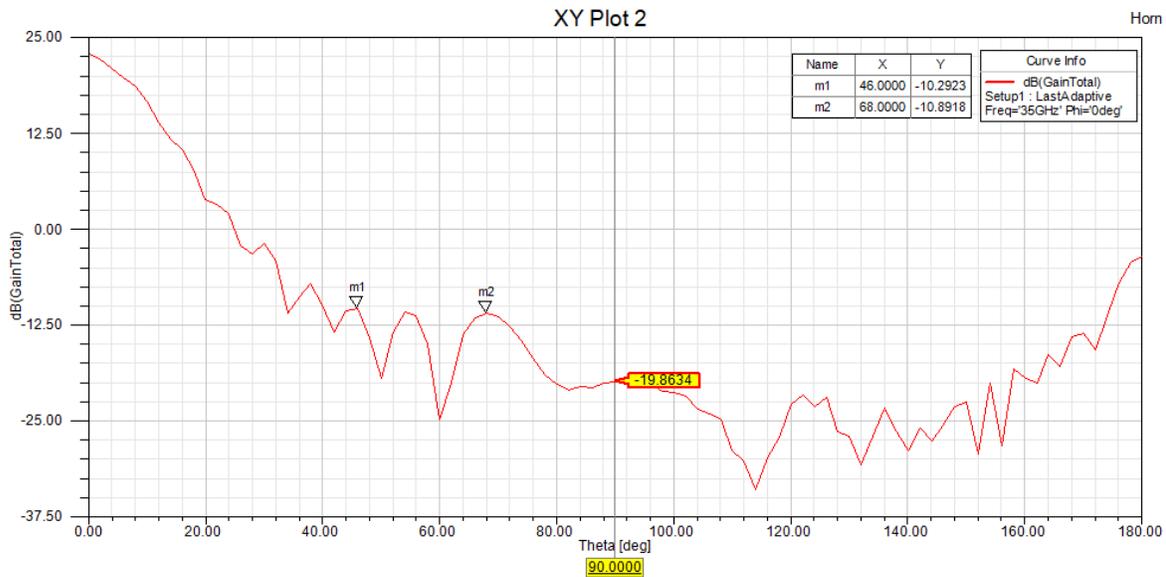


Figura 3.2: Sección transversal de la ganancia de la antena tipo bocina cónica.

3.2.2 Radios Definidas por Software (SDR)

Las radios definidas por software (SDR) corresponden a dos *HackRF One*. La documentación de estas radios se puede encontrar en [49]. La SDR de transmisión fue configurada para emitir una potencia de 0 dBm [17]. Cuando la SDR de recepción fue conectada directamente a un generador de señales, su mínima señal detectable fue de -95 dBm [17].

3.2.3 Oscilador *Gunn*

El oscilador *Gunn* proviene del radiotelescopio CBI [48]. En su configuración original, empleaba un *Phased-Locked-Loop* (PLL), pero en esta tesis no se cuenta con él, por lo que se espera que la frecuencia de salida del oscilador, varíe con la temperatura. Con un analizador de espectro, se midió que la potencia de salida del oscilador es de 13 dBm.

Estabilidad del Oscilador

Se realizó un experimento para analizar la variación de la frecuencia del oscilador *Gunn* con la temperatura. En este experimento se conectó el oscilador a un analizador de espectro a través de un acoplador direccional y un mezclador en el puerto LO (véase esquema de medición en figura 3.3). El puerto RF del mezclador fue alimentado con una señal de 38.6 GHz.

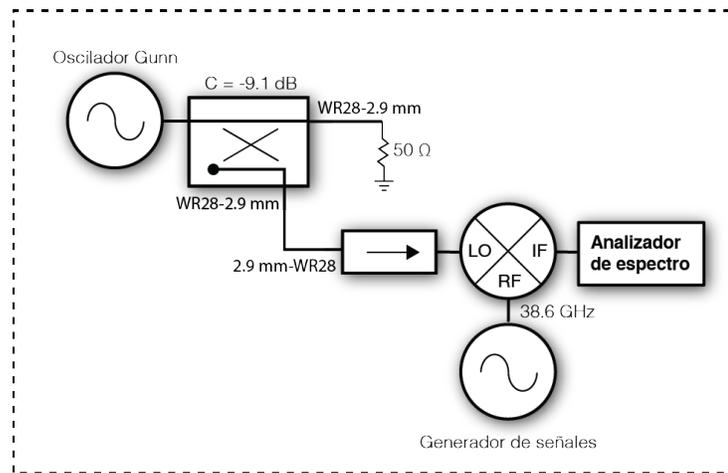


Figura 3.3: Esquema del experimento.

Con un voltaje de control de 0 V (lo que debería traducirse en una frecuencia de salida constante, cercana a 38.6 GHz por configuración), y cuando el oscilador se encontraba a temperatura ambiente, se conectó la salida del oscilador al analizador de espectro en modo “AVG|Hold”, y se observó la variación en la frecuencia de salida durante 10 minutos, esperando que el oscilador alcance una temperatura estable. Durante el periodo de observación, se notó una variación de casi 14 MHz (ver figura 3.4).

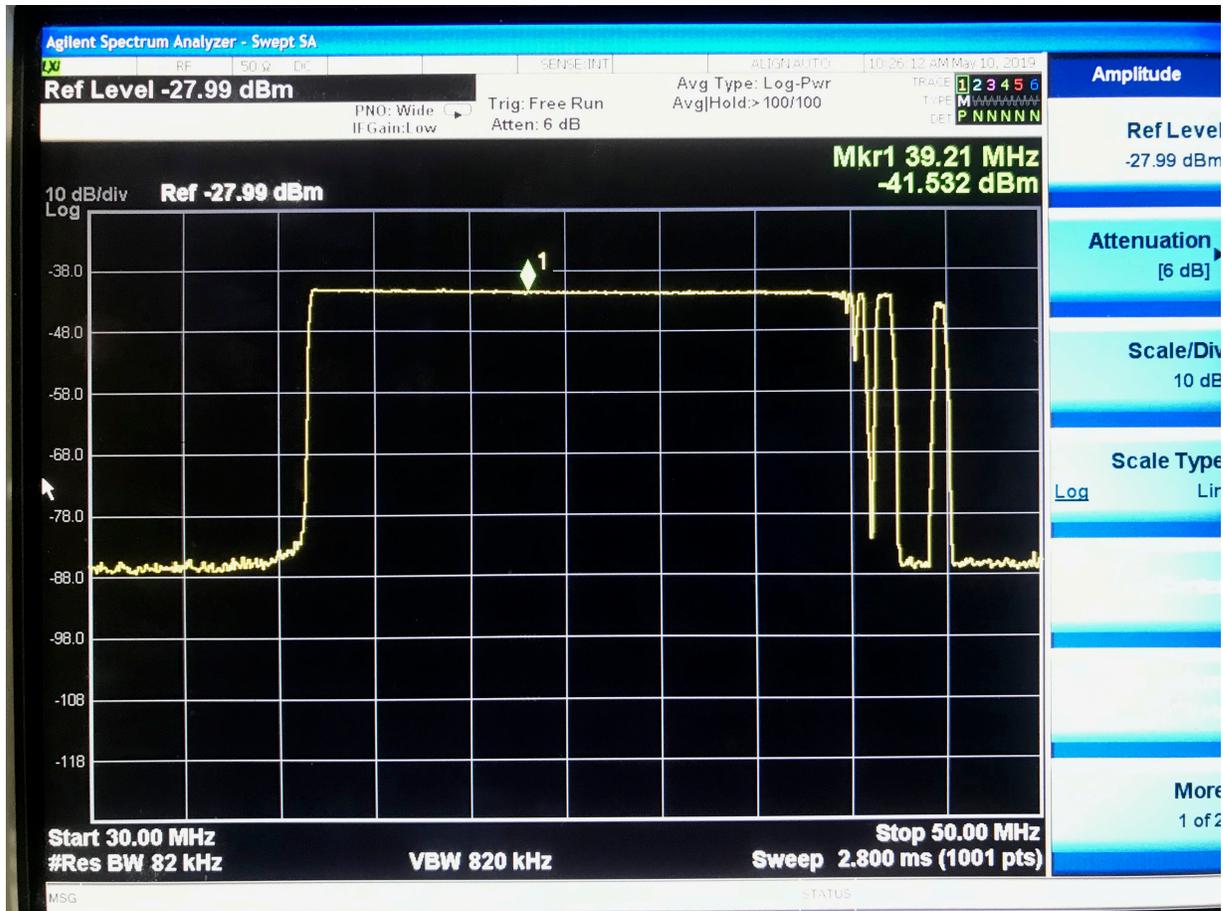


Figura 3.4: Captura de pantalla del analizador de espectro, en modo “AVG|Hold”, luego de 10 minutos de conectar el oscilador *Gunn*. A medida que la temperatura del oscilador aumentó, la frecuencia del oscilador disminuyó, un total de aproximadamente 14 MHz.

Con respecto a la estabilidad del oscilador, para un voltaje de control fijo y luego de permitir que el oscilador alcance una temperatura estable, se observó una variación fue menor a 8 KHz en un periodo de 80 μ s.

3.2.4 Mezcladores de Frecuencia

El radar utiliza mezcladores *SPACEK LABS* modelos: 7F03 y 7F02. Sus hojas de datos carecen de mucha información, estas se pueden encontrar en [17]. En la figura 3.5 se muestra un esquema del montaje experimental para la caracterización de los mezcladores. Para caracterizar las pérdidas de los mezcladores se necesita generar dos señales de hasta 40 GHz para los puertos LO y RF. Se disponía de un solo generador de señales que alcanza estas frecuencias, el cual fue conectado al puerto LO. Para la señal RF se empleó un generador de hasta 20 GHz junto a un multiplicador de frecuencia x2. La salida IF se midió con un analizador de espectro (*Keysight Signal Analyzer N9000A CXA*, 9 KHz – 26.5 GHz). Se polarizan los mezcladores con 2.5 V, tal como indica la hoja de datos del fabricante.

Para determinar la potencia de LO que recibe el mezclador de manera precisa, se empleó un acoplador direccional previamente caracterizado que fue conectado entre el multiplicador x2 y el mezclador (ver figura 3.6), además se consideró las pérdidas de los cables que fue-

ron previamente caracterizados. La señal acoplada fue medida en un analizador de espectro (*Keysight PXA N9030A*, 3 Hz - 50 GHz).

En cada medición, se inyecta al mezclador bajo estudio señales LO y RF con una potencia de 0 dBm. Se elige la frecuencia de estas señales y se anota la diferencia en dB entre la señal RF e IF. Pérdidas por conversión para diversas configuraciones de interés se muestran en el cuadro 3.1 El radar opera los mezcladores con una señal LO de 35 GHz y una señal RF de 37.775 GHz. En estas condiciones, el conjunto de los mezcladores reduce 62 dB en la potencia de radar.

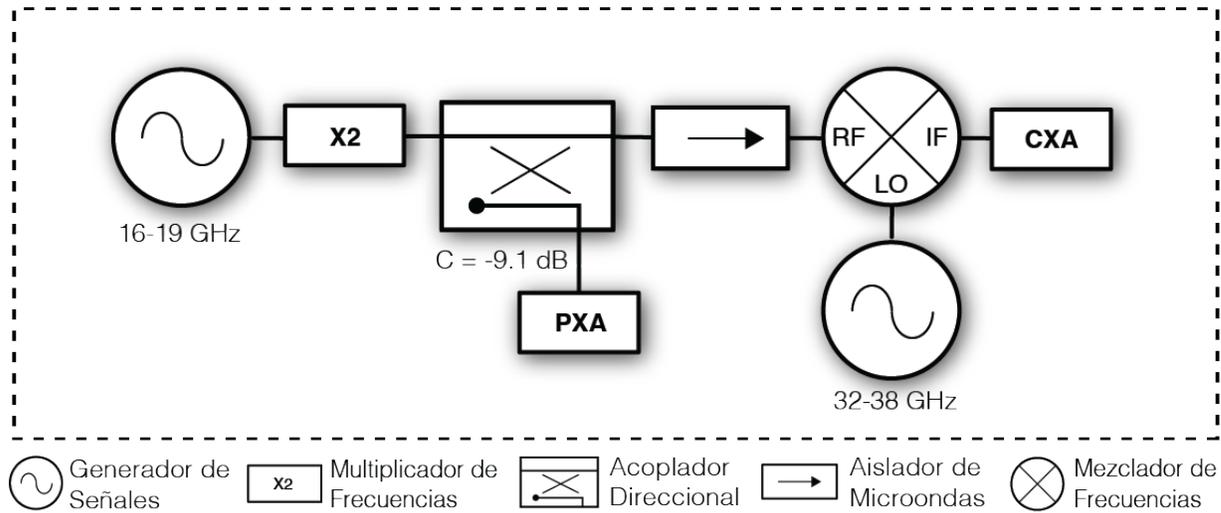


Figura 3.5: Esquema del montaje experimental para medir las pérdidas de los mezcladores. PXA y CXA son los analizadores de espectro.

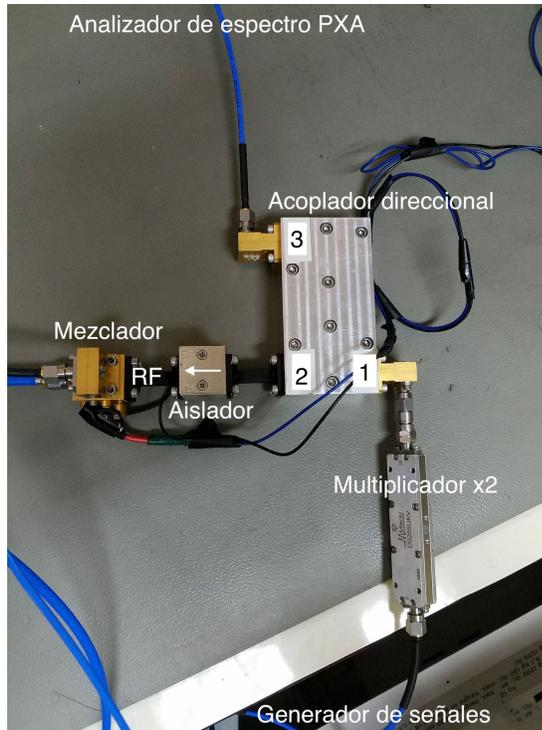


Figura 3.6: Parte del montaje experimental para medir las pérdidas de los mezcladores. En el centro se ve el acoplador direccional. En su puerto de entrada (1) está conectado el multiplicador de frecuencia x2. La señal transmitida (puerto 2) se conecta al mezclador. El puerto acoplado (3) se conecta al analizador de espectro *Keysight PXA*.

Cuadro 3.1: Pérdidas por conversión de los mezcladores del radar CW. La potencia de las señales LO y RF es de 0 dBm. La fila destacada corresponde a las condiciones de operación.

		Mezclador 7F12	Mezclador 7F03		
RF (GHz)	LO (GHz)	Pérdidas por conversión (dB)		Total (dB)	
33	32	26	25	51	
32	33	24	23	47	
34	33	24	27	51	
36	35	31	30	61	
37	35	25	25	50	
35.01	35	43	35.5	78.5	
35.005	35	46	38.5	84.5	
37.775	35	18	44	62	
29	38	13.8	15	28.8	
32	38	14.3	22	36.3	
35.1	35	43	36	79	

Según las hojas de datos del fabricante, se esperaban pérdidas menores a 7.9 dB en cada mezclador. Buscando fuentes de pérdidas, se notó que el puerto RF de los mezcladores correspondía a una guía de onda del tipo WR28 donde su dimensión B mide 2.2 mm en vez de 3.556 mm. Esto podía estar aumentando las pérdidas por conversión. Se simularon los parámetros S en la transición entre la guía de onda del puerto RF y una guía de onda

WR28. Según la simulación (ver figura 3.7), a 35 GHz la transición no presenta pérdidas significativas.

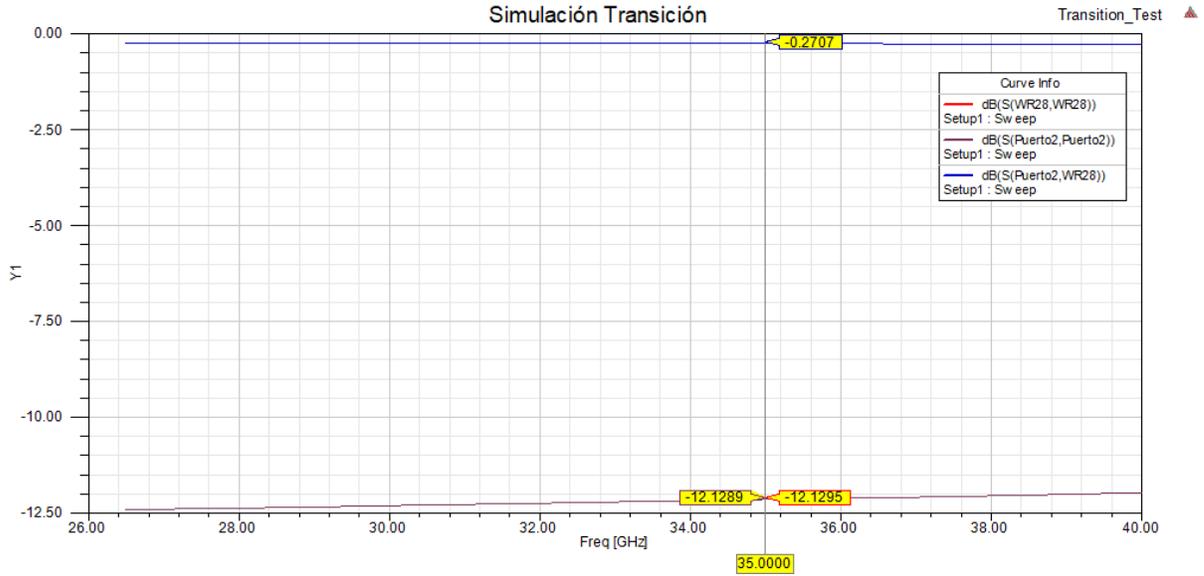


Figura 3.7: Resultado de simulación de parámetros S de transición entre puerto RF del mezclador y guía de onda WR28.

3.2.5 Elementos Pasivos en Guía de Onda

Finalmente, con un VNA, se midieron los parámetros S de los componentes pasivos que aún no contaban con documentación. Se utilizó cables coaxiales 2.9 mm y transiciones de guía de onda a 2.9 mm para realizar las mediciones. Estos elementos extra fueron caracterizados previamente, y su contribución fue descontada en MATLAB, para cada medición.

Los elementos pasivos incluyen: transición de WR28 a WR22 (véase figura 3.8), transición de WR28 a circular (véase figura 3.9), filtro en WR28 (véase figura 3.10), aislador en WR28 (véase figura 3.11) y atenuador de 10 dB en WR28 (véase figura 3.12).

Se puede ver que la magnitud de algunos parámetros S llegan sobre 0, lo que no es posible en la realidad. Para entender este fenómeno hay que considerar tres factores: (1) los componentes en guía de onda poseen muy pocas pérdidas de transmisión, entonces algunos de sus parámetros S pueden llegar muy cerca de cero; (2) Los cables usados para la medición, presentan mayor variabilidad en sus parámetros S con la temperatura y en como están flexionados, pudiendo mejorar o empeorar sus parámetros S; (3) En el experimento no se controló la temperatura ni la flexión de los cables coaxiales, los parámetros S pueden ser mejores que en la medición usada para descontar el efecto de los cables.

Observando las figuras, se confirma que los componentes presentan pérdidas de transmisión y reflexión despreciables.

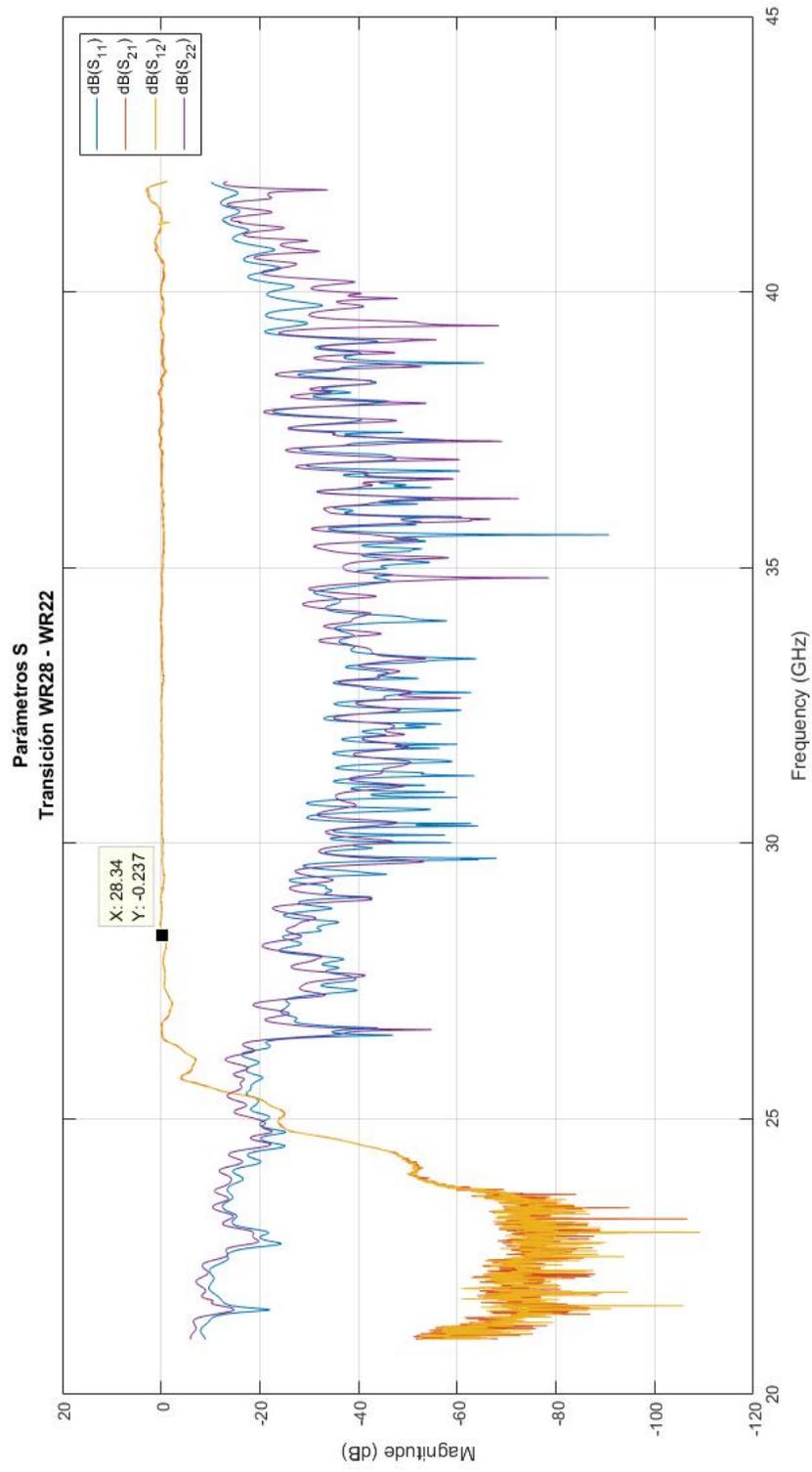


Figura 3.8: Parámetros S de transición entre WR28 y WR22.

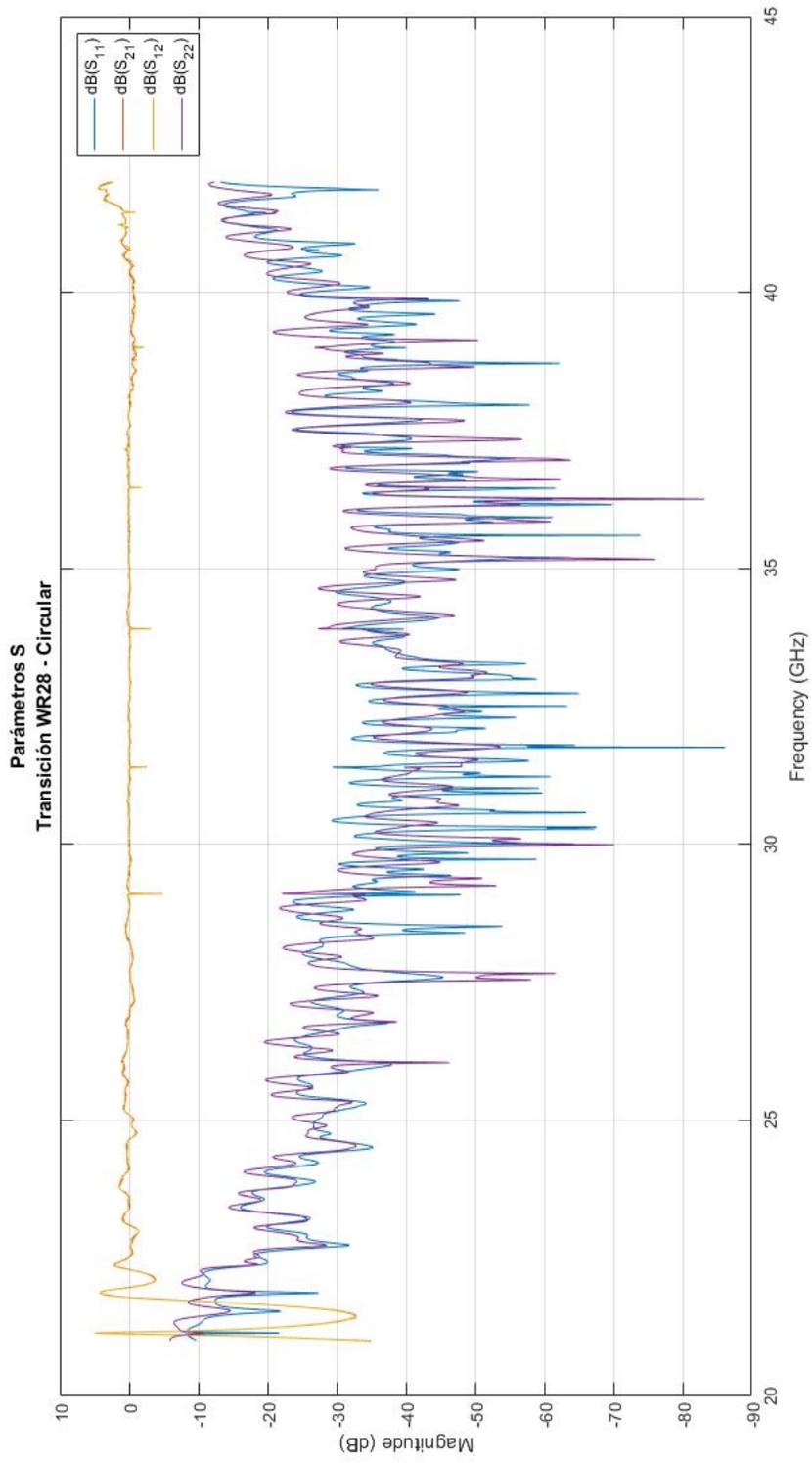


Figura 3.9: Parámetros S de transición entre WR28 y guía de onda circular.

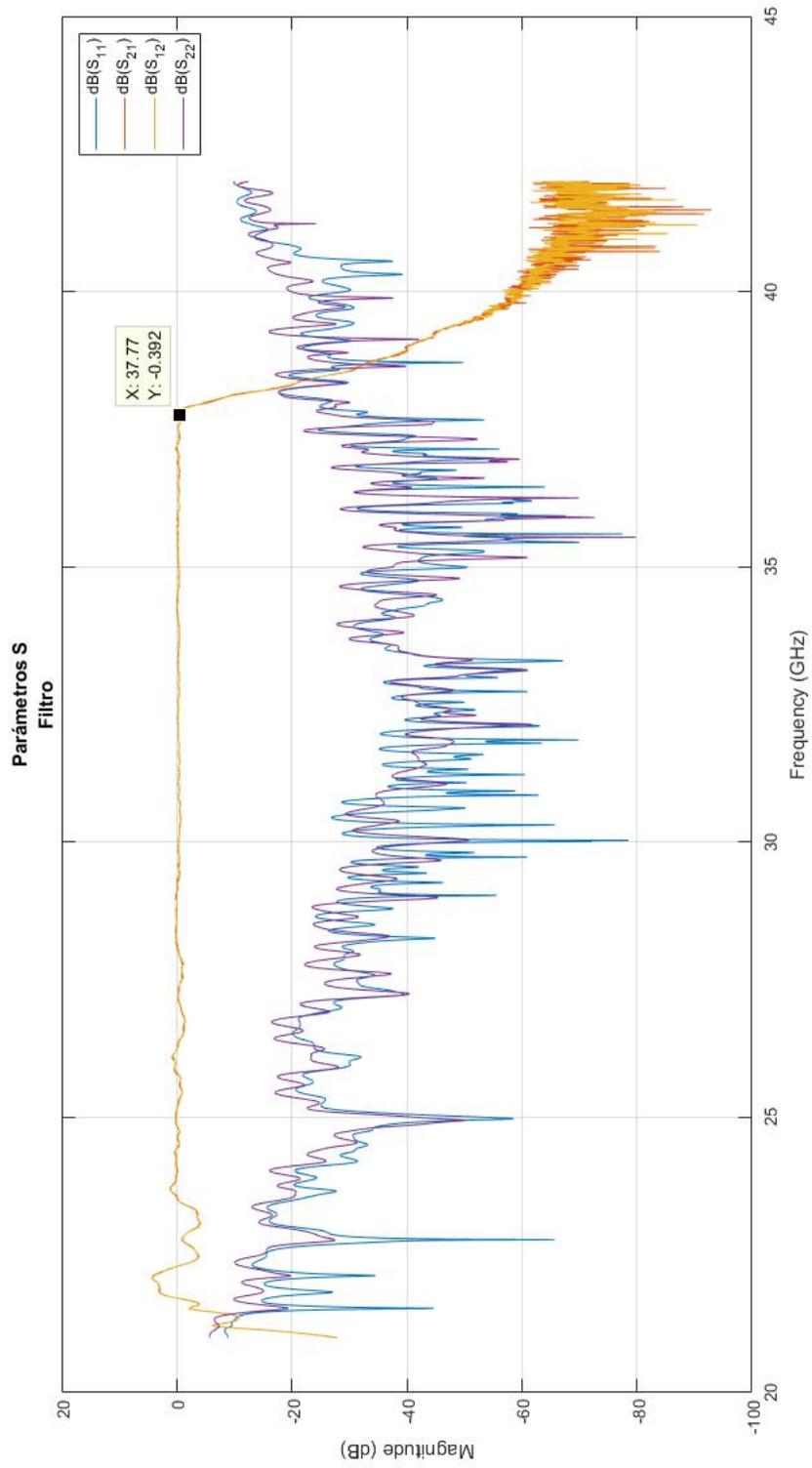


Figura 3.10: Parámetros S Filtro pasa bajos.

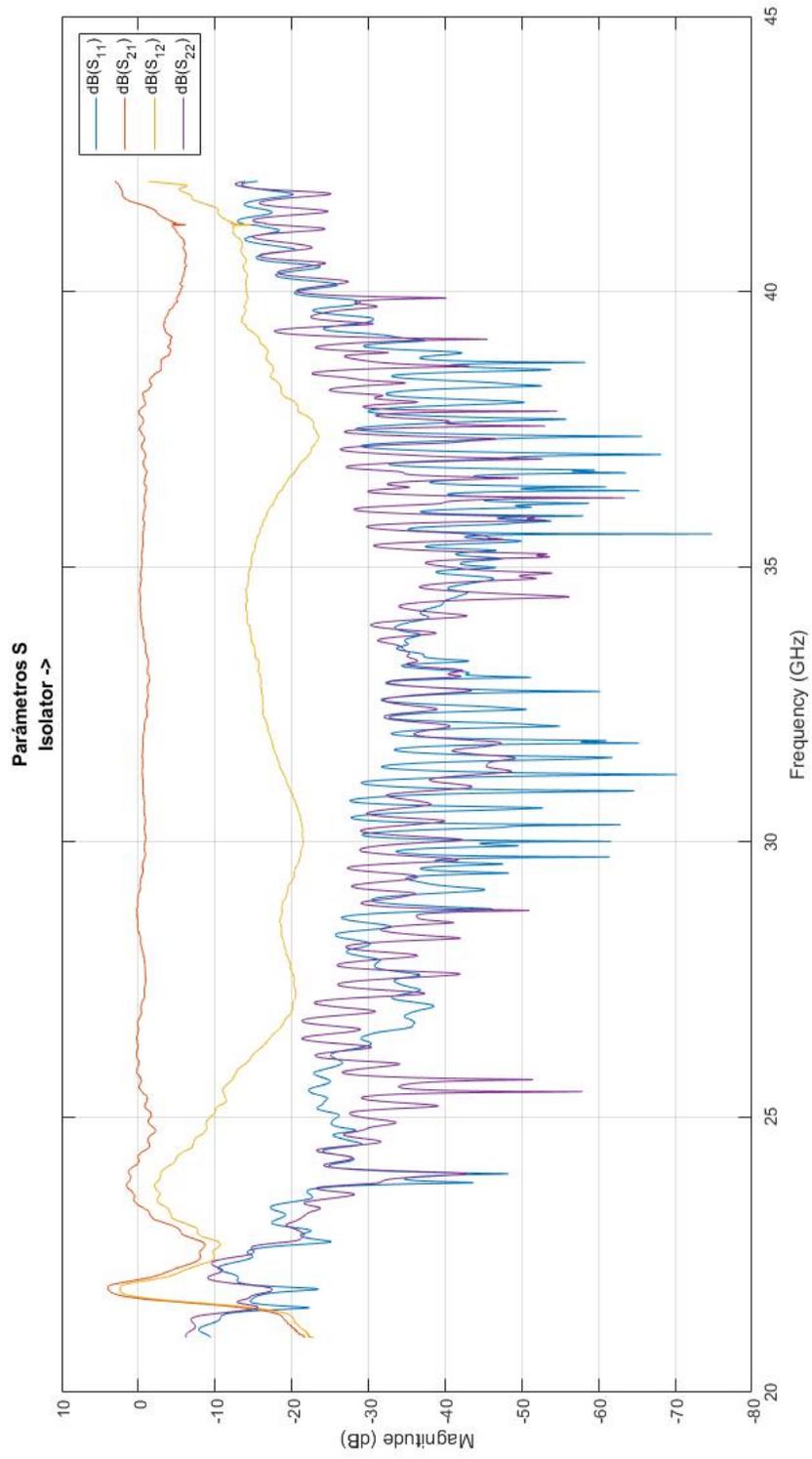


Figura 3.11: Parámetros S de Aislador.

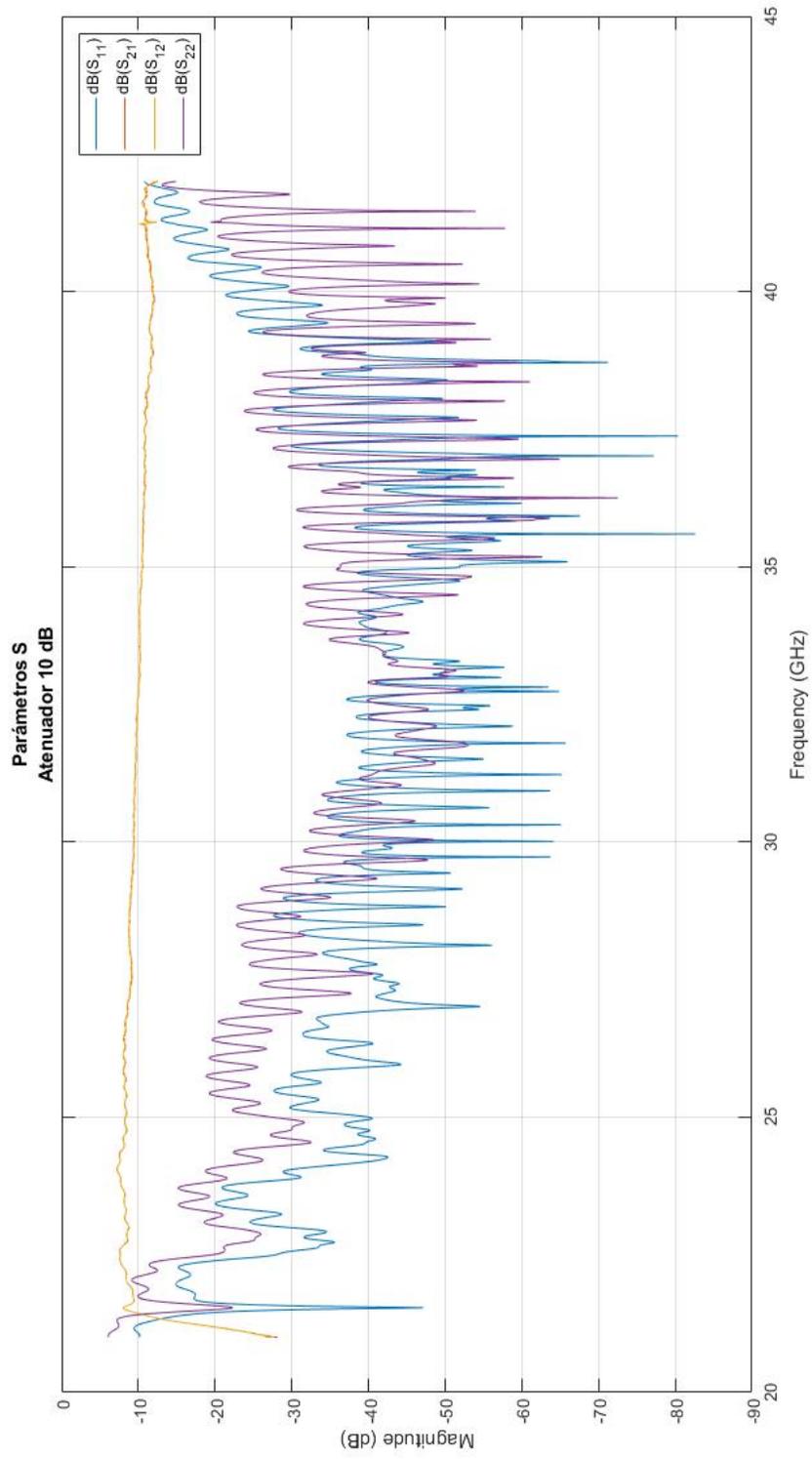


Figura 3.12: Parámetros S de Atenuador de 10 dB.

3.3 Discusión

Es conveniente recordar la ecuación de rango máximo de un radar (ecuación 3.1):

$$r_{max}^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}.$$

En esta ecuación vemos que, manteniendo la frecuencia de operación, es posible para mejorar el rango máximo del radar, de tres formas, donde cada una se relaciona con un subsistema de radar:

1. **Transmisor:** Aumentando la potencia transmitida (P_t)
2. **Sistema de Antenas:** Utilizando antenas con mayor ganancia (G_t y G_r)
3. **Receptor:** Disminuyendo la mínima señal detectable (S_{min})

Podemos ver en la ecuación anterior que P_t , G_t , G_r y S_{min} tienen el mismo orden, es decir, la mejora de cada uno de estos parámetros afecta de igual manera el rango máximo en que el radar es capaz de detectar un objetivo con una sección transversal de radar σ .

Ejemplo

En 2.2.1, analizamos la relación entre σ y la reflectividad (Z) de las nubes, allí podemos notar que σ es directamente proporcional a Z , el cual es proporcional a la sexta potencia del diámetro de las gotas de agua.

A modo de ejemplo: si S_{min} disminuye a la mitad, mientras el resto de los parámetros de la ecuación 3.1 se mantienen constantes, el radar sería capaz de detectar un objetivo con $\sigma/2$. En términos meteorológicos, si antes del cambio, el radar era capaz de detectar un objetivo con reflectividad Z , el radar sería capaz de detectar un objetivo con un $Z/2$ (en escala lineal).

En términos de rango, si S_{min} disminuye a la mitad, mientras el resto de los parámetros del radar y σ se mantienen constantes, el radar sería capaz de detectar el mismo objetivo, a una distancia $\sqrt[4]{2} \cdot r_{max}$. En términos meteorológicos, se podría detectar el mismo Z a una distancia $\sqrt{2} \cdot r_{max}$ (recordar que Z es proporcional a r^2).

3.3.1 Transmisor

La potencia de transmitida (P_t) se puede mejorar disminuyendo las pérdidas del transmisor, empleando un oscilador de mayor potencia y/o añadiendo un amplificador de potencia en el transmisor.

Pérdidas. El mezclador que sigue a la radio SDR en el transmisor, introduce 44 dB de pérdidas por conversión, las cuales se pueden suprimir descontinuuando su uso.

Potencia del oscilador. Se puede utilizar el oscilador *Gunn* como fuente de la señal de radar en vez de una SDR, el oscilador tiene una potencia que es 13 dB mayor a la radio.

Amplificador de potencia. Si se utiliza el oscilador *Gunn* como generador de la señal de radar, añadir un amplificador de potencia estándar no aumentaría en gran medida la potencia de transmisión, pero sí aumentaría considerablemente el costo del instrumento. Por ejemplo, amplificadores de potencia en banda K_a con una potencia de salida máxima de 20 dBm cuestan alrededor de 5000 - 7000 USD, y si la potencia de salida sin amplificador de potencia es cercana a 13 dB, se podría ganar, en un caso optimista, 7 dB de transmisión con uno de estos amplificadores.

3.3.2 Sistema de Antenas

Para aumentar las ganancias G_t y G_r , para la misma longitud de onda (λ), se debe incrementar las dimensiones físicas de las antenas, pero esto disminuiría la portabilidad del radar, además, las antenas presentes en el radar presentan bajos lóbulos laterales, característica deseable para una implementación de radar FM-CW.

3.3.3 Receptor

La mínima señal detectable (S_{min}) está dada por la relación señal a ruido ($\frac{S}{N}$) requerida para una detección, multiplicada por el ruido del receptor ($N_{receptor}$).

$$S_{min} = \frac{S}{N} \cdot N_{receptor}. \quad (3.3)$$

Relación Señal a Ruido ($\frac{S}{N}$). El término $\frac{S}{N}$ es literalmente la potencia de señal (S) dividida en la potencia de ruido (N).

La relación señal a ruido requerida para una detección depende principalmente de las pérdidas del receptor. La principal fuente de pérdidas en el receptor es el mezclador de frecuencias, que introduce pérdidas por conversión de 18 dB.

Ruido del Receptor. El ruido en el espectro de microondas es principalmente ruido térmico, el cuál está dado por kTB , donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura y B es el ancho de banda. El ruido de un dispositivo de microondas es igual al ruido térmico multiplicado por el factor de ruido (F). El ruido se mide relativo a la temperatura de referencia $T_0 = 290$ K (temperatura ambiente) y el factor kT_0 , según

$$N_{receptor} = kT_0BF, \quad (3.4)$$

Se puede mejorar $N_{receptor}$ disminuyendo el ancho de banda (B) y/o el factor de ruido del receptor (F).

Ancho de Banda. Se puede disminuir el ancho de banda aumentando el tiempo de integración (lo que efectivamente disminuye la frecuencia de medición).

Factor de Ruido del Receptor. El factor de ruido del receptor se puede calcular con la fórmula de *Friis* utilizando la ganancia y factores de ruido de cada componente en la cadena del receptor [50] como

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdots G_n}, \quad (3.5)$$

donde F es el factor de ruido de una cadena de n componentes, $F_{1..n}$ son los factores de ruido y $G_{1..n}$ son ganancias de cada componente de la cadena, en orden. se puede ver en esta fórmula que el primer componente en la cadena del receptor es el principal contribuidor a F_n . Se recomienda entonces mantener un amplificador de bajo ruido como primer componente en el receptor.

Capítulo 4

Diseño de Radar de Onda Continua Modulado en Frecuencia (FM-CW) de 35 GHz

En este capítulo se presenta el diseño de un radar de onda continua modulado en frecuencia (FM-CW) de 35 GHz, que con respecto al radar de onda continua (CW) (analizado en capítulo [3](#)), ofrece las siguientes ventajas:

1. **Mayor potencia de transmisión:** Se implementa un esquema de detección homodino, el cual permite discontinuar el uso de elementos que introducen pérdidas de transmisión, y emplear un transmisor de mayor potencia.
2. **Menos pérdidas en el Receptor:** Se disminuyen las pérdidas del receptor, se reduce el *cross-talk* proveniente del transmisor, y se implementa la integración de datos.
3. **La señal de radar es continua y modulada en frecuencia (FM-CW):** La modulación en la señal transmitida permite estimar el tiempo que demora la señal de radar en ir y volver desde el radar hasta un objetivo.
4. **Utiliza menos dispositivos de microondas:** La nueva arquitectura permite discontinuar el uso de un mezclador de frecuencias, dos atenuadores, dos filtros pasa bajo, y las dos radios definidas por software (SDR).

Los puntos (1) y (2) permiten que el nuevo radar mejore su rango de detección; (3) permite extraer información sobre el rango de objetivos, y potencialmente su velocidad Doppler; y (4) posibilita duplicar el diseño de radar con un menor costo de implementación.

La implementación del radar utiliza principalmente elementos reciclados del radar CW, los que provenían primordialmente de radiotelescopios en desuso. Se estima que empleando substitutos comerciales, se estima tendría un costo de materiales menor a 15 millones de pesos chilenos (lista de los materiales principales en anexo [A](#)). El instrumento es portátil y flexible en la elección de la forma de onda de radar, la configuración de la adquisición de datos y en el procesamiento de señales.

4.1 Diagrama de Bloques

La figura 4.1 ilustra el diagrama de bloques del radar. La figura 4.2 muestra la implementación de la cadena del transmisor, la cadena del receptor y las fuentes de alimentación.

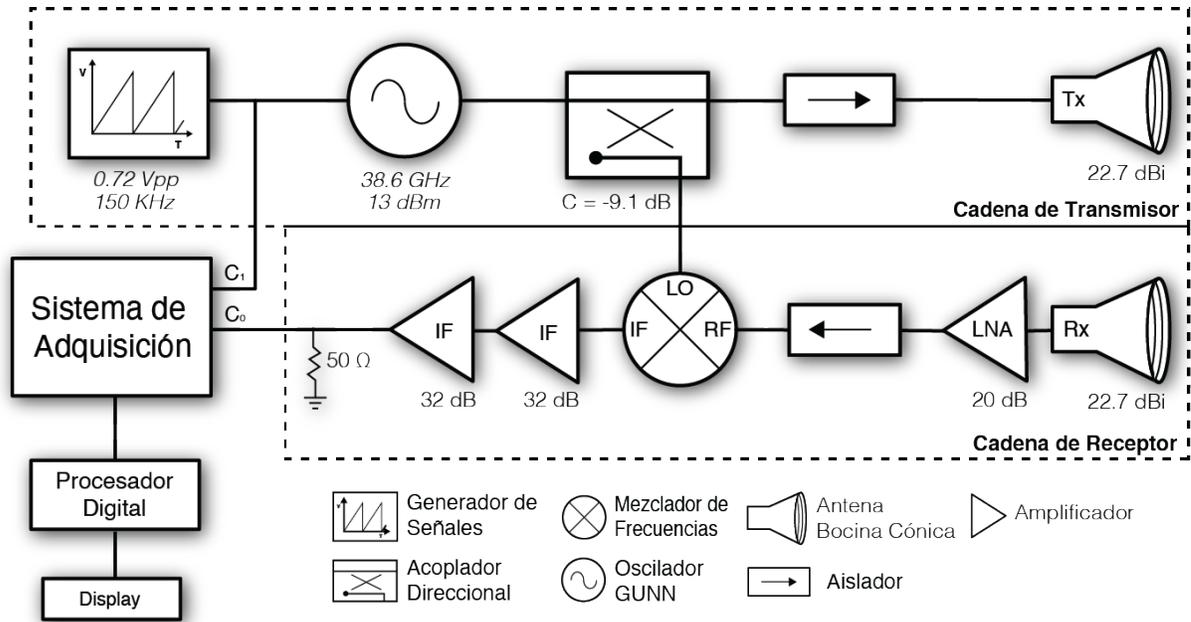


Figura 4.1: El transmisor alimenta continuamente a la antena Tx una forma de onda modulada en frecuencia con una potencia de 12.6 dBm . La forma de onda es un *up-chirp* con una frecuencia de repetición de 150 KHz , donde la frecuencia de la onda portadora es de $38,6 \text{ GHz}$ (ver sección 4.3.1) y el ancho de banda de modulación es cercano a 10 MHz . El primer amplificador después de la antena Rx es de bajo ruido (LNA). El mezclador del receptor multiplica las señales LO y RF. La señal IF resultante es multiplicada por una cadena de amplificadores y terminada en una carga acoplada. El sistema de adquisición almacena las señales análogas de C_0 y C_1 en memoria digital, para un posterior procesamiento en MATLAB, donde se estima la reflectividad y velocidad Doppler.

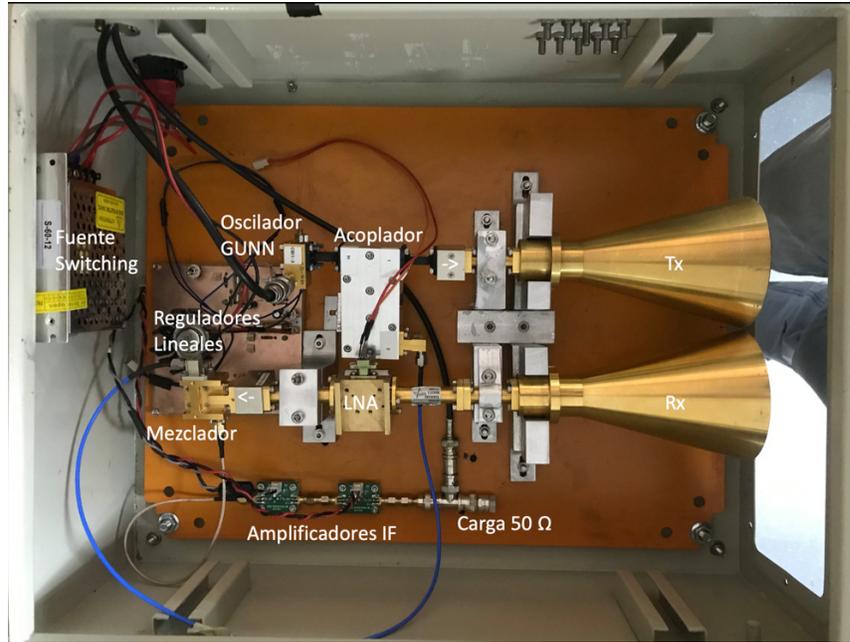


Figura 4.2: Cadena del transmisor, cadena del receptor y sistema de alimentación del radar. Las antenas Tx y Rx, el amplificador LNA, el oscilador *Gunn*, y las transiciones fueron analizados en la sección 3.2 La caja conductora es un material utilizado comúnmente en la implementación de paneles eléctricos. Esta provee protección contra señales indeseadas y el clima. Durante la operación, la apertura de la derecha es tapada con un material que es prácticamente transparente en la banda Ka

4.2 Principio de Medición

La potencia recibida por el receptor está dada por la ecuación de radar Meteorológico (ecuación 4.1 derivada en sección 2.13),

$$P_r(\text{dBm}) = Z_e(\text{dBZ}) - 20\log(r) + C. \quad (4.1)$$

El rango (r) de cualquier objeto puede ser calculado en base al tiempo que demora una señal en ir y volver desde el radar hasta el blanco. Considerando que la velocidad de la señal transmitida es igual a la velocidad de la luz (c), se puede encontrar el rango con la ecuación 4.2. El término $1/2$ aparece debido a que la señal tiene que recorrer dos veces la misma distancia (viaje de ida y vuelta), es decir,

$$r = c \cdot \frac{t}{2}. \quad (4.2)$$

Cuando la señal de radar es reflejada, la forma de onda devuelta es la misma que la transmitida, pero con un retardo temporal que depende de la distancia entre el radar y el blanco. Si se asume que frente al radar se encuentra un solo objetivo inmóvil, la figura 4.3 representa la señal emitida y recibida por el radar en función del tiempo, en frecuencia.

aproximadamente 233 Hz, sin embargo, existen alternativas, como el algoritmo de procesamiento de par de pulsos (conocido como *PPP*), para medir la velocidad basándose en la diferencia de fase entre un pulso y el siguiente [52].

4.3 Sistemas de Radiofrecuencias

4.3.1 Transmisor

La onda emitida por el radar es continua y en frecuencia tiene la forma de un diente de sierra ascendente (*up-chirp*, en inglés). Se elige esta modulación por su facilidad de implementación y procesamiento de señales.

Generador de Señales: El generador de señales modula la frecuencia de salida del oscilador *Gunn* con una señal de voltaje de diente de sierra ascendente de 150 KHz. Se elige esta frecuencia de repetición para obtener una distancia no ambigua de 500 m (procesando solo la mitad de los datos por cada periodo de repetición).

La amplitud del diente de sierra se establece en 0.72 V_{pp} para obtener un ancho de banda de 10 MHz alrededor de la frecuencia central. Esto permite teóricamente una resolución de rango analógica de 15 m, procesando solo la mitad de los datos por cada periodo de repetición se obtendría una resolución de rango digital de 30 m.

Oscilador *Gunn*: El oscilador *Gunn*, que proviene del CBI, genera la forma de onda del radar que se transmite al espacio a través de la antena Tx. La frecuencia del oscilador se controla con resonadores electrónicos en forma de una cavidad de microondas sintonizable y una esfera YIG (*Yttrium iron garnet* o YIG es un filtro controlable magnéticamente para frecuencias de microondas). La cavidad de microondas se configura para seleccionar la frecuencia central de la onda portadora, y la esfera YIG se usa para modular la frecuencia de salida con una entrada de voltaje. Ajustando la cavidad, 38.6 GHz fue la frecuencia estable más cercana a los deseados 35 GHz, afortunadamente, esta frecuencia todavía está dentro de la ventana de la banda Ka de absorción debido a gases atmosféricos.

El oscilador, al no contar con un PLL, tiene variaciones aleatorias en su frecuencia de salida, estas variaciones tienen una fuerte dependencia en la temperatura (véase sección 3.2.3).

Acoplador Direccional: El acoplador direccional después del oscilador *Gunn* permite el uso de la forma de onda transmitida como oscilador local (LO) para el mezclador del receptor. La descripción del funcionamiento, el diseño, la optimización, construcción y caracterización del acoplador se encuentran en el anexo B. Se prefirió usar un acoplador direccional en vez de un circulador ya que por lo general los circuladores tienen una aislación no mayor a 40 dB (20 dB típica.).

Aislador de Microondas: El aislador de microondas después del acoplador rechaza posibles reflexiones de potencia ingresando a través de la antena Tx.

4.3.2 Sistema de Antenas

El diseño utiliza las mismas antenas que se empleaban en el radar CW. En el capítulo 3, se analizó su patrón de radiación, donde se estimó que su lóbulo principal tiene una ganancia de 22.7 dBi. Según sus dimensiones se estimó una distancia de campo lejano de 1.53 m.

4.3.3 Receptor

La potencia disipada en la carga terminal de 50Ω (véase figura 4.1), está dada por la propagación de la potencia P_r a través de la cadena del receptor, según la ecuación 4.6, donde G_{LNA} es la ganancia del amplificador de bajo ruido, L_{Mix} son las pérdidas del mezclador y G_{IF} es la ganancia de los amplificadores IF,

$$P_{end}(dBm) = P_r + G_{LNA} + L_{Mix} + 2 \cdot G_{IF}. \quad (4.6)$$

Amplificador de Bajo Ruido: Como se concluyó en 3.3, es importante que el primer elemento del receptor sea de bajo ruido para mejorar el rango máximo de un radar. El primer componente del receptor después de la antena Rx es el amplificador de bajo ruido (LNA) de 20 dB del radar CW (véase capítulo 3).

Mezclador de Frecuencias: La señal amplificada se multiplica con la forma de onda transmitida utilizando un mezclador de frecuencia equilibrado doble que posee pérdidas por conversión menores a 7 dB (caracterizado en anexo C). Las frecuencias de la salida IF tiene frecuencias iguales a la resta de las frecuencias de RF y LO. Las señales LO y RF tienen una diferencia de frecuencia que varía desde C.C (DC, en inglés) hasta B (véase figura 4.3), en las condiciones de operación $B=10$ MHz. Dado que el mezclador del receptor resta la frecuencia de las señales RF y LO, donde RF tiene la forma de onda del eco y LO tiene la forma de onda emitida, la onda resultante tendrá componentes en frecuencias proporcionales al rango de los objetivos (véase ecuación 4.3).

Amplificadores en Frecuencia Intermedia (IF): La salida de IF (DC - 10 MHz) del mezclador pasa por una cadena de amplificadores con una ganancia conjunta de 64 dB. Estos amplificadores llevan la señal IF a un nivel que se adapta mejor al rango dinámico del ADC del sistema de adquisición digital (DAS). La potencia de salida máxima del último amplificador cumple la función de proteger al DAS de su voltaje de entrada máximo ($\pm 15V$). Si la potencia ingresando al amplificador es muy alta, este se saturará en una potencia que depende del voltaje de polarización.

Carga de Terminación: La carga de terminación acoplada de 50Ω , permite el muestreo de la señal IF con un sistema de adquisición digital con alta impedancia de entrada.

4.4 Sistema de Alimentación

La figura 4.4 ilustra el sistema de alimentación del radar.

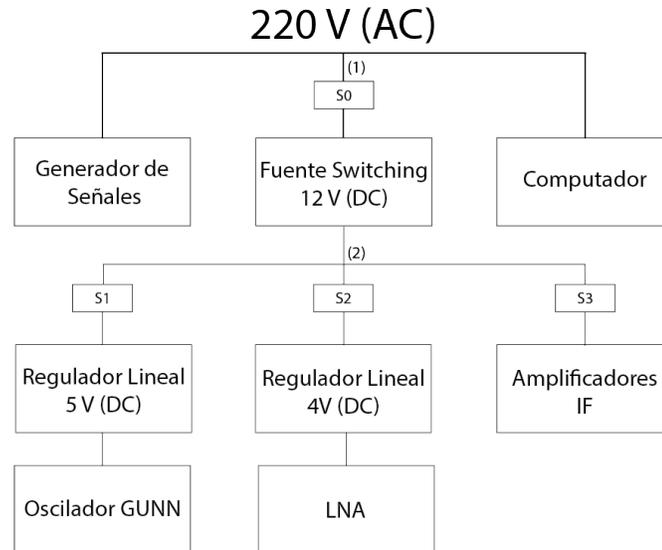


Figura 4.4: Sistema de alimentación de los componentes del Radar. La energía es proporcionada por una fuente de alimentación de dos etapas. En la entrada de la primera etapa (1), se conecta el generador de señales, el computador y una fuente conmutada (*switching*), esta transforma los 220 V (50 Hz) de la red eléctrica Chilena a 12 V DC. En la entrada de la segunda etapa (2) se conectan reguladores lineales y los amplificadores IF en paralelo. Se emplean reguladores de voltaje lineales para lograr los requisitos específicos de polarización del oscilador y el LNA. La fuente de alimentación incluye circuitos de protección en ambas etapas. Los *switches* (S) incluyen un circuito LED en serie para identificar si la polarización es adecuada. El detalle de la etapa 2, y sus componentes se puede ver en el anexo [D](#).

4.5 Procesamiento de Señales

4.5.1 Sistema de Adquisición Digital (DAS)

El sistema de adquisición digital está basado en la tarjeta de adquisición PCI-DAS-4020, de *Measurement Computing*. En la figura [4.5](#) se muestra la interfaz de usuario en LABVIEW (Véase detalles del programa en anexo [E](#)).

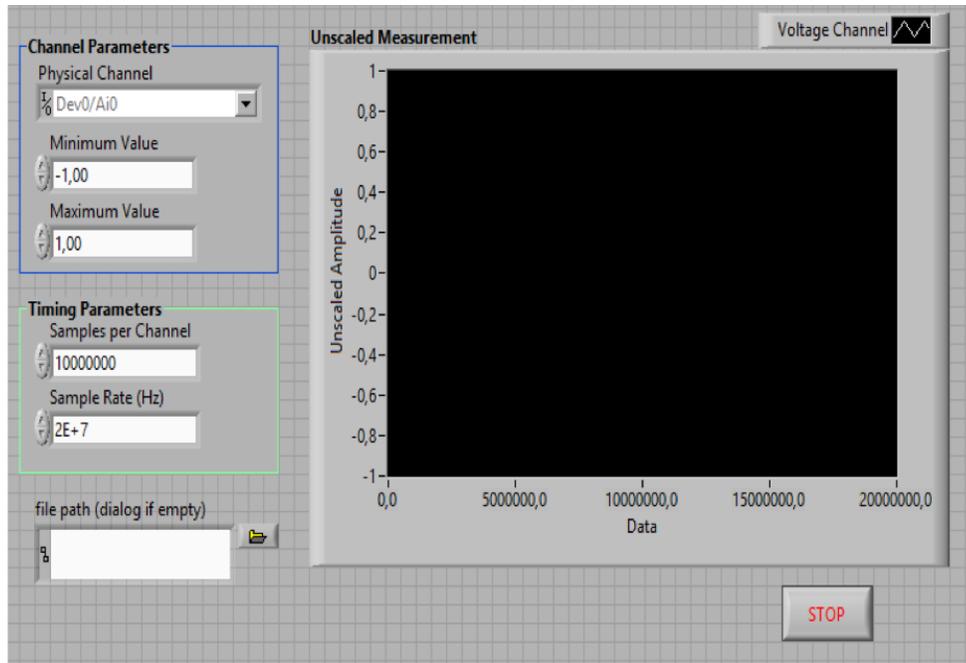


Figura 4.5: Interfaz del programa de adquisición digital en LABVIEW. Consideraciones de uso: Se pueden seleccionar hasta 4 canales físicos; La tarjeta PCI-DAS-4020 tiene dos rangos de operación: ± 1 V y ± 5 V; Con 4 GB de memoria RAM no es posible adquirir más de 20 MS por canal; La tasa de muestreo máxima de la tarjeta es de 20 MHz; El archivo de salida no requiere extensión.

Conexión: Los puertos de la tarjeta PCI-DAS-4020 tienen conectores BNA. El canal 0 está conectado en paralelo a la carga de terminación del receptor. El canal 1 se conecta entre el generador de señales arbitrarias y un divisor de potencia (*splitter*, en inglés). El DAS posee un ancho de banda analógico de 17 MHz que actúa como un filtro pasa bajo (en la entrada).

Rango: Los convertidores analógico/digital se configuran con un rango de ± 1 V.

Frecuencia de Muestreo: Se configuran los ADC con una frecuencia de muestreo de 20 MHz. Esta frecuencia fue seleccionada de acuerdo al teorema del muestreo de *Nyquist* y *Shannon* ($B = 10$ MHz).

Se notó que cuando se utiliza el sistema de adquisición a la máxima tasa de muestreo (20 MHz), en ocasiones y por algunos instantes, se pueden adquirir señales extremadamente ruidosas.

Bitrate: Considerando la adquisición simultánea por 2 canales, a 20 MHz, de forma continua, y considerando 2 Bytes por muestra (según los 12 bit de precisión de los ADC), se estima que se generarían menos de 80 MB/s. Bajo estas condiciones, el sistema de adquisición genera alrededor de 150 MB/s. La tarjeta de adquisición almacena 4 Bytes por muestra (en formato float), aunque solo logra una precisión de 12 bit. Se piensa que esto puede ser modificado editando el driver del DAS.

Intervalos de Muestreo: Se configura el DAS para que luego de que cada convertidor analógico a digital (ADC) adquiera 10^7 muestras (10 MS), se escriba en un archivo binario

primero las muestras del canal 0 y luego las del canal 1. Las mediciones se repiten cada 10 segundos hasta que el usuario decida detener el proceso.

Almacenamiento: El archivo binario donde se escriben las muestras se encuentra dentro de una unidad de disco duro (HDD). Un HDD típico de 7200 RPM suele tener velocidades de escritura entre 80 y 160 MB/s. Se eligió utilizar un HDD en vez de un disco de estado sólido por su menor costo y porque inicialmente se estimó que se almacenarían menos de 80 MB/s.

Como referencia del volumen de datos almacenados, adquirir datos durante 45 minutos crea un archivo de más de 30 GB.

4.5.2 Sistema de Procesamiento Digital

A continuación se describe el procesamiento de señales digitales implementado en MATLAB para estimar la reflectividad, y velocidad Doppler (programa utilizado se encuentra en anexo [F](#)).

La señal disipada en la carga de terminación se relaciona con la distancia del objetivo. En caso de múltiples objetivos y cuando la potencia del eco es mayor al ruido del receptor, la señal en la carga de terminación poseerá una distribución de potencia en frecuencia que estará relacionada con la distribución de reflectividad en rango del ambiente. La densidad espectral de potencia puede ser encontrada a través de procesamiento en Fourier. La respuesta al impulso en frecuencia (R) es la transformada rápida de Fourier (FFT) de la señal de voltaje de terminación, multiplicada por una ventana de Hanning, es decir,

$$R = FFT(V_{end} \cdot Hann). \quad (4.7)$$

Para evitar mediciones de rango ambiguas, solo se procesa la segunda mitad de los datos de cada período de repetición (véase figura [4.3](#)). De esta forma la distancia no ambigua será 500 m. Objetos reflectantes a distancias superiores pueden ser presentados en una distancia errónea (véase figura [4.3](#)). Utilizar la mitad de los datos de cada periodo empeora la resolución de vídeo al doble de la resolución analógica.

Los índices de inicio y final de cada periodo se encuentran diferenciando el voltaje de modulación del oscilador *Gunn*, la pendiente se compara con umbrales para determinar si la rampa está creciendo o disminuyendo, luego se encuentran los bordes ascendentes del diente de sierra buscando transiciones de una pendiente negativa a una pendiente positiva.

Con los inicios de cada rampa, el programa además corrobora la frecuencia de repetición de pulsos configurada en el generador de señales.

Se obtiene la función de densidad espectral integrando la multiplicación en pares de la secuencia de N pulsos de radar, en frecuencia, siguiendo la ecuación [4.8](#) (donde R_i representa la respuesta al impulso del periodo i). El módulo de X representará la densidad espectral de potencia y la velocidad Doppler será proporcional al argumento complejo de X [4](#).

$$X = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \text{conj}(R_i) \cdot R_{i+1}. \quad (4.8)$$

Se toma un umbral de detección como algunos decibelios sobre la potencia promedio proveniente del penúltimo rango, en ese rango se espera que la potencia de eco esté por

debajo de la mínima señal detectable por el radar. Combinando las ecuaciones [4.6](#) y [4.1](#), y agrupando los términos constantes en un solo término (C_2), se encuentra que la potencia disipada en la carga de terminación cumple la relación

$$P_{end}(dBm) = Z_e(dBZ) - 20\log(r) + C_2, \quad (4.9)$$

desde esta ecuación y para las celdas de rango donde la potencia de eco es mayor que el umbral de detección, se encuentra un valor proporcional a la reflectividad (Z_p) con la ecuación [4.10](#) además se encuentra un valor proporcional a la velocidad, con la ecuación [4.11](#)

$$Z_p = |X| + 20\log(r). \quad (4.10)$$

$$V_p = \arg|X|. \quad (4.11)$$

Capítulo 5

Evaluación de Radar de Nubes Onda Continua Modulado en Frecuencia (FM-CW) en Banda Ka

Para evaluar el radar de nubes FM-CW (presentado en el capítulo 4), se realizarán los siguientes experimentos:

1. Se observará un dron de fotografía aérea que será desplazado entre distintos rangos del radar.
2. Se observarán nubes de baja altitud (< 600 m), junto a un LIDAR.

5.1 Materiales

Xiaomi MI Drone

Xiaomi Mi Drone, presentado en la figura 5.1, es un dron de fotografía para consumidores. La posición de la aeronave es controlada de forma remota mediante una aplicación de teléfono inteligente. La aplicación muestra información relevante como la altitud¹ y video en tiempo real desde la cámara del dron.



Figura 5.1: *Xiaomi Mi Drone* es el aeronave utilizada como objetivo de prueba. El exterior es plástico y sus dimensiones son 37 x 47 x 17 cm.

¹La altitud del dron es determinada por GPS y GLONASS

Nefobasímetro VAISALA CL31 (LIDAR)

El nefobasímetro VAISALA CL31 emplea tecnología LIDAR de láser de diodo pulsado, donde se envían pulsos láser cortos y potentes en una dirección vertical o casi vertical. El reflejo de la luz, la retrodispersión (causada por la neblina, la niebla, la precipitación y las nubes) se mide a medida que los pulsos láser atraviesan el cielo. El perfil de retrodispersión es la intensidad de esta señal frente a la altura. El tiempo de retraso entre el lanzamiento del pulso láser y la detección de la señal de retrodispersión indica la altura de la base de una nube.

El nefobasímetro incluye el *software* CL-VIEW [54], el cual sirve como interfaz para controlar el instrumento y adquirir el perfil de retrodispersión.

5.2 Metodología

En los siguientes experimentos, las antenas del radar son apuntadas al cenit. Además, se procura encender el radar por un tiempo antes de adquirir datos (al menos 10 minutos), para permitir que los componentes del radar alcancen una temperatura estable, en especial el oscilador *Gunn* y la tarjeta de adquisición digital.

5.2.1 Observación de Dron

Se comenzó la adquisición de datos y el dron fue posicionado sobre el radar. El aeronave fue entonces desplazado entre distintas altitudes por sobre el radar según se indica en la figura 5.2.

Para mantener al objetivo dentro del volumen iluminado del radar, la cámara del dron apuntó al nadir y la posición del radar se mantuvo en el centro de la imagen durante todo el experimento (véase figura 5.3).

Se procuró mantener una velocidad constante mientras se variaba la altitud del dron.

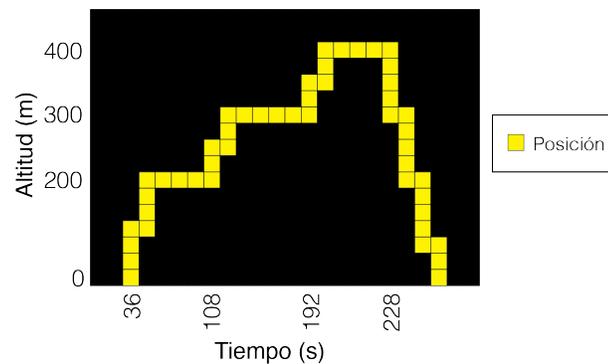


Figura 5.2: Posición del dron a lo largo del tiempo, según el indicador de altitud de la aplicación de control remoto, el cuál se basa en GPS y GLONASS.



(a) Al inicio del experimento. Al centro se ve el radar apuntando sus antenas al cenit.



(b) Al centro se marca con un círculo rojo la posición del radar.

Figura 5.3: Fotos capturadas por el dron durante el experimento.

5.2.2 Observación de Nubes junto a LIDAR

Se realizan observaciones de nubes en el borde costero de Papudo² el día 20 de enero de 2019, desde las 11:07 a.m., hasta las 11:42 a.m. La figura 5.4 muestra la ubicación del experimento y las nubes observadas, desde la cámara de un dron.



Figura 5.4: Foto tomada con un dron que muestra la ubicación del experimento. Arriba a la izquierda se ven nubes que se desplazan hacia el mar. Abajo a la derecha se marca con un círculo rojo la posición del radar.

Se dispone el radar FM-CW y el nefobasímetro VAISALA CL31 apuntando al cenit, como se muestra en la figura 5.5

²Ubicación del experimento en coordenadas GPS: 32°30'09,7"S, 71°27'35,6"O



Figura 5.5: Configuración experimental. Los instrumentos fueron nivelados utilizando un medidor de nivel de agua y las tablas que se ven bajo los instrumentos.

Los componentes del radar, el nefobasímetro y los computadores se alimentan con un generador a gasolina que tiene una salida de 220 V AC.

El nefobasímetro registra una medición cada 9 segundos, mientras que el radar es configurado para obtener datos cada 10 segundos.

5.3 Expectativas

5.3.1 Observación de Dron

En la figura [5.6](#), se muestra la expectativa de la reflectividad estimada a lo largo del tiempo. En la figura [5.7](#) se muestra la expectativa en cuánto a la velocidad Doppler estimada a lo largo del tiempo.

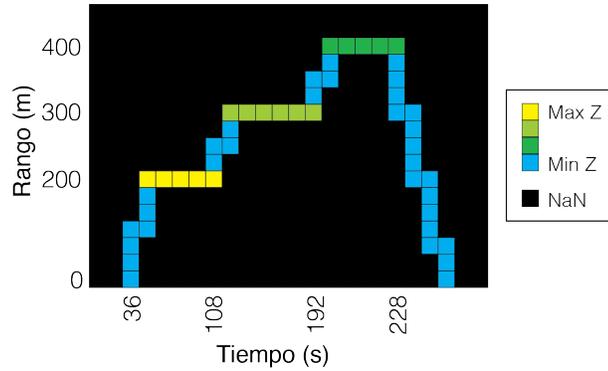


Figura 5.6: Expectativa de la reflectividad medida por el radar a lo largo del tiempo. Se espera que mientras el dron cambia su altura la reflectividad sea mínima, porque esta es repartida entre las distintas celdas de rango por donde se desplaza en el periodo de medición. Se espera también que la reflectividad sea menor a mayor rango, porque la sección transversal de radar de objetivos puntuales depende de r^2 , mientras que la reflectividad depende de r^4 . NaN son las celdas de rango excluidas por el umbral de detección del radar.

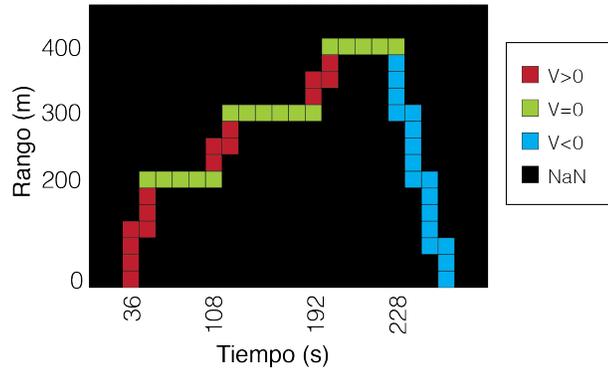


Figura 5.7: Expectativa de estimación de velocidad Doppler. Se espera que mientras el dron asciende se obtenga una velocidad positiva, nula en caso estacionario, y negativa mientras el dron se acerca al radar. NaN son las celdas de rango excluidas por el umbral de detección del radar.

5.3.2 Observación de Nubes

Tanto los radares milimétricos como los LIDAR permiten inferir propiedades de las nubes, por lo que en diversas ocasiones han sido utilizados en conjunto [39] [40] [22] [41]. La principal diferencia entre ambos instrumentos es la longitud de onda, lo que provoca los siguientes efectos:

- Las señales LIDAR son más sensibles a altas concentraciones de hidrometeoros, mientras que las mediciones de radar son más sensibles al tamaño de las partículas.
- Las nubes ópticamente delgadas a menudo se pierden con radar, pero se perfilan fácilmente con LIDAR.
- Las nubes ópticamente gruesas extinguen rápidamente la señal LIDAR, pero se sondean fácilmente con radar.

5.4 Resultados

5.4.1 Detección de Dron

En la figura 5.8 se muestra Z_p (proporcional a la reflectividad), medido por el radar a lo largo del experimento.

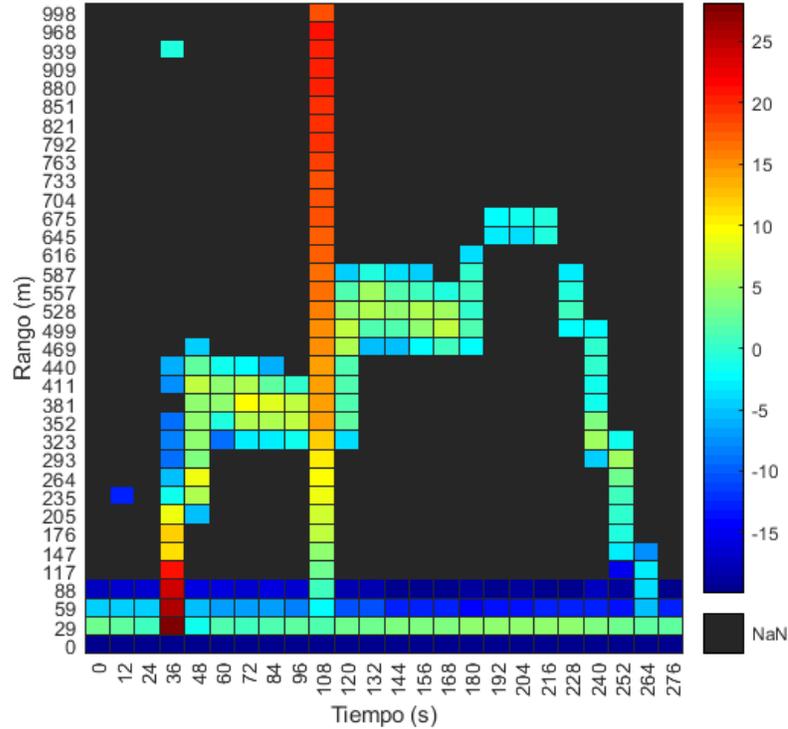


Figura 5.8: Z_p en dB (Z_p es proporcional a la reflectividad), en colores, medido por radar a lo largo del experimento. NaN son las celdas de rango excluidas por el umbral de detección del radar.

En la figura anterior se pueden realizar las siguientes observaciones:

- El radar es capaz de detectar el dron y seguir su trayectoria a lo largo de todo el experimento.
- Se estima una mayor reflectividad mientras el dron está quieto, que mientras se mueve.
- Cuando el dron está quieto, se tiene una incertidumbre en el rango de ± 75 m, excepto en el rango máximo, allí el objetivo solo ocupa solo 2 celdas de rango.
- Comparando el rango de detección del dron con la posición del dron (ilustrada en la figura 5.2), se ve que el rango estimado por el radar es igual a la altitud del dron por un factor que está entre 1.6 y 1.9.
- Mientras mayor es el rango del dron, existe una tendencia a estimar una menor reflectividad.
- Existe una contaminación persistente en las primeras cuatro celdas de rango, y una contaminación temporal en todas las celdas a los 108 segundos.

Velocidad Doppler

En la figura [5.9](#) se muestra V_p (proporcional a la velocidad Doppler), medido por el radar a lo largo del experimento.

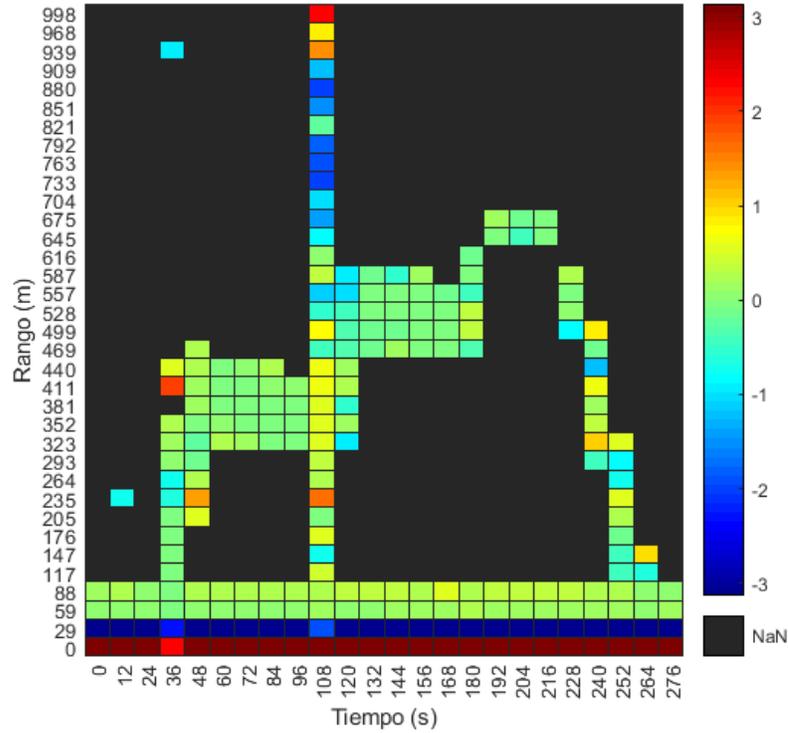


Figura 5.9: V_p (proporcional a la velocidad Doppler), en colores, medido por radar a lo largo del experimento. NaN son las celdas de rango excluidas por el umbral de detección del radar.

En la figura anterior se pueden realizar las siguientes observaciones:

- Se presenta contaminación en las mismas celdas de rango que en la medición de reflectividad.
- Cuando el dron está quieto, V_p mantiene un valor cercano a cero.
- Cuando el dron cambia su altura, hay incrementos en la velocidad Doppler, pero no es claro el sentido del movimiento.

5.4.2 Detección de Nubes

En la figura [5.10](#) se muestran las mediciones de nubes por el radar y LIDAR, durante el mismo periodo.

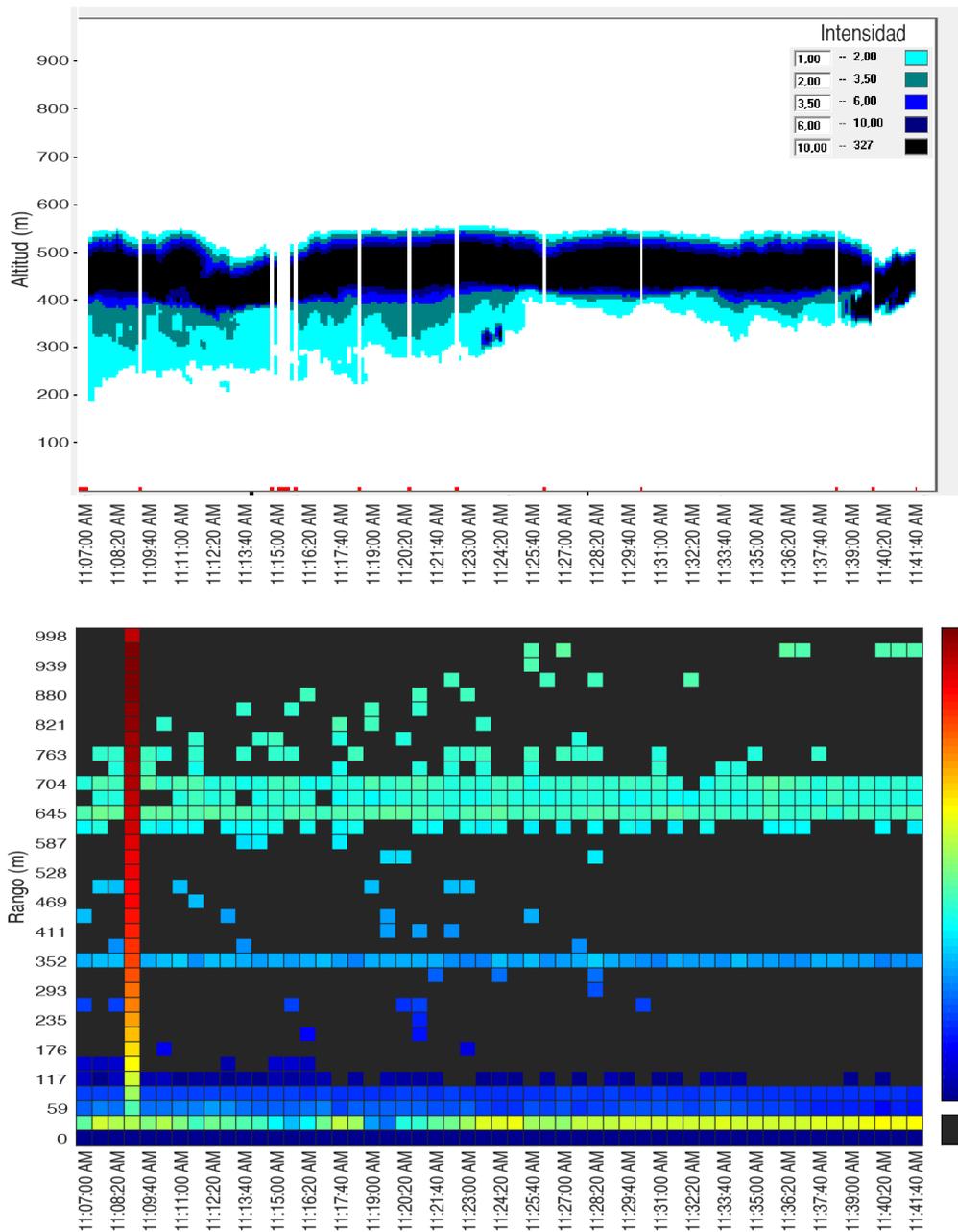


Figura 5.10: En la parte superior se muestra la intensidad de retrodispersión medida por el nefobasímetro, y en la parte inferior se muestra Z_p en dB (Z_p es proporcional a la reflectividad) medido por el radar. Z_p se muestra en colores, y los píxeles negros (NaN) representan celdas de rango donde la señal de eco tiene menor potencia que el umbral de detección.

En la figura anterior se pueden realizar las siguientes observaciones:

- Al igual que en la detección del dron, existe contaminación persistente en las primeras celdas de rango, además hay una contaminación temporal en todas las celdas, un minuto luego de comenzar las mediciones.

- El radar detecta la base de la nube en aproximadamente 600 m de altitud. El LIDAR detecta la base de la nube desde los 400 m de altitud. El error en la detección es por un factor de 1.5.
- El radar muestra una detección persistente a 352 m de rango. Dado que el LIDAR no detecta objetos a tal altitud, y la nube sobrepasa la distancia no ambigua del radar (500 m reales), es probable que se deba a un aliasing.
- El LIDAR muestra algunos elementos de baja intensidad desde 250 m de altitud que no son detectados por el radar.
- El rango de la nube detectada por el radar se mantiene relativamente constante, de igual forma que la altitud medida por el nefobasímetro.
- Tanto la reflectividad como la intensidad de retrodispersión son uniformes dentro de la nube.
- El radar detecta algunos objetivos por sobre la nube que el LIDAR no detecta.

Velocidad Doppler

En la figura [5.11](#), se muestra V_p (proporcional a la velocidad Doppler), medido por el radar a lo largo del experimento.

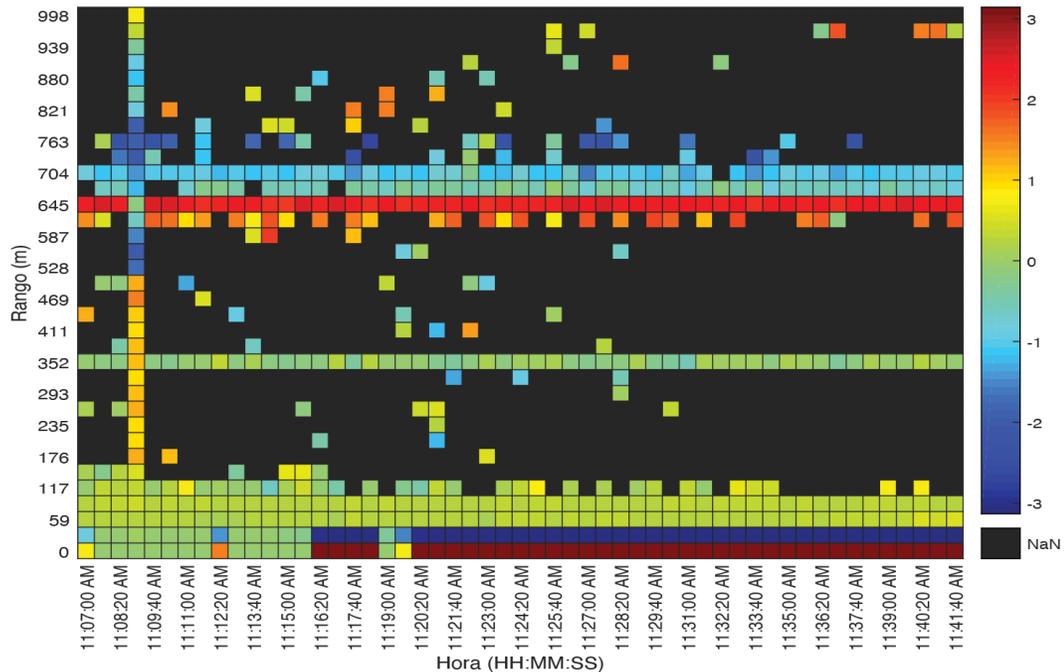


Figura 5.11: V_p (proporcional a la velocidad Doppler), en colores, medido por radar a lo largo del experimento. NaN son las celdas de rango excluidas por el umbral de detección del radar.

En la figura anterior se pueden realizar las siguientes observaciones:

- Nuevamente se presenta contaminación en las mismas celdas de rango que en la medición de reflectividad.

- La velocidad Doppler de la nube es positiva en su base y negativa en la parte superior.
- La línea vertical a los 352 m posee una velocidad cercana a 0.

Es posible y común en la práctica que la base de la nube ascienda y partes superiores desciendan, como lo sugiere la medición del radar, pero no hay forma de comprobar esta observación, ya que el LIDAR empleado no mide velocidad.

5.5 Discusión

5.5.1 Error en Estimación de Rango

En ambos experimentos se encontró que el rango estimado correspondió a el rango real por un factor que varió entre 1.5 y 1.9. Para entender el origen de este error, es conveniente recordar la ecuación [4.3](#)

$$r = \frac{F_d T_{rep} c}{2B},$$

se ve que existen 3 factores que pueden alterar el rango estimado: F_d , T_{rep} y B . F_d proviene de la resta de las frecuencias de RF y LO del mezclador del receptor, cuyo correcto funcionamiento es verificado; y T_{rep} es verificado por el procesador digital. Se concluye entonces que B es 55 % ($\pm 5\%$) del valor configurado inicialmente.

5.5.2 Resolución de Rango

El radar FM-CW presenta una resolución de rango de 30 m, pero en el experimento del dron se tiene una incertidumbre de más de 100 m, la cual puede explicarse por la inestabilidad en frecuencia del oscilador *Gunn* (véase sección [3.2.3](#)). Considerando que la incertidumbre en rango es 100 m, y que el ancho de banda fuera 5.5 MHz (según [5.5.1](#)), se encuentra con la ecuación [4.3](#) que la frecuencia del oscilador *Gunn* varía hasta 1 MHz en cada periodo de observación.

En el rango máximo existe menos incertidumbre, pero es posible que se deba a que la señal proveniente de celdas superiores llegue al radar con una potencia menor al umbral de detección.

5.5.3 Velocidad Doppler

En el experimento del dron, la velocidad Doppler es cero cuando el dron está quieto, y hay incrementos en la velocidad Doppler cuando el aeronave cambia su rango, pero no es claro el sentido del movimiento. El algoritmo utilizado para determinar el factor V_p (proporcional a la velocidad Doppler) se basa en la variación de fase entre un pulso y el siguiente para encontrar la velocidad Doppler, el oscilador *Gunn* varía su fase entre pulsos, lo que provoca un error estimando la velocidad Doppler con este método. Como se menciona en [26](#):

“The use of Doppler in a radar generally places greater demands on the stability of the radar transmitter.”

5.5.4 Fuentes de Ruido

Las contaminaciones verticales, presentes en ambos experimentos, se deben probablemente a los artefactos del sistema de adquisición de señales mencionados en la sección [4.5.1](#). Estos artefactos, cuando ocurren, imposibilitan la detección de inicios y finales de cada periodo de repetición con el algoritmo implementado.

En un análisis posterior se descubrió que la contaminación presente en las primeras cuatro celdas de rango es introducida por la fuente conmutada (*switching*) a través de los amplificadores IF. Se notó que alimentando los amplificadores con una fuente lineal, mientras el resto de los componentes se operan en iguales condiciones, las primeras celdas no presentan tal contaminación.

Capítulo 6

Conclusión

El desarrollo de redes nacionales y globales de radares de nubes se ve afectado por el gran costo de estos instrumentos. En este trabajo se presenta un diseño de radar de nubes FM-CW de 35 GHz, con un costo que se estima es inferior a 15 millones de pesos chilenos, que es capaz de detectar nubes y estimar su rango, hasta al menos 500 metros de altura.

6.1 Hipótesis

✓ Es posible construir, a bajo costo, un radar de nubes FM-CW en banda Ka, reciclando el radar CW, que sea capaz de detectar nubes y medir su altura, hasta al menos 100 metros de rango.

6.2 Objetivos

✓ **Identificar factores que limitan el rango máximo del radar CW:** En el capítulo [3](#) se presentó un análisis por componente y subsistema del radar CW, donde se identificó que las principales limitantes del rango máximo son las fuentes de pérdidas de potencia, dadas principalmente por los mezcladores de frecuencia, que en conjunto reducían en 62 dB el presupuesto de potencia del radar.

✓ **Diseñar un radar de nubes del tipo FM-CW en banda Ka, reciclando componentes del radar CW:** En el capítulo [4](#) se presentó un diseño de radar FM-CW que, con menos componentes que el radar del capítulo [3](#) aumentó la potencia de transmisión en 57 dB, y disminuyó las pérdidas del receptor en 11 dB. En el capítulo [4](#) también se presentó el software para la adquisición de datos y se presentaron los algoritmos para estimar el rango, la reflectividad y velocidad Doppler.

✓ **Evaluar el diseño de radar de nubes FM-CW en banda Ka:** En el capítulo [5](#) se observó un dron de fotografía mientras se movía a distintas alturas por sobre el radar. En este experimento se observó que el radar fue capaz de detectar el aeronave y seguir su trayectoria hasta 400 metros de altura. En el capítulo [5](#) también se presentaron observaciones de nubes con altitudes entre 400 y 600 metros, y se comparó la reflectividad del radar con el perfil de retrodispersión de un LIDAR.

6.3 Limitaciones del Estudio

1. **Presupuesto:** Para disminuir el costo del prototipo del radar FM-CW, se prefirió en primera instancia reciclar componentes del radar CW, en segunda instancia diseñar y construir los componentes requeridos, y cómo última opción adquirirlos en el mercado, aumentando, naturalmente, el tiempo de desarrollo.
2. **Calibración:** El radar FM-CW no fue calibrado, porque no se contó con objetivos de calibración de radares para la banda Ka, lo que dificulta obtener medidas de reflectividad efectiva.
3. **Atenuación Atmosférica:** En este trabajo se despreció la atenuación atmosférica. Si el radar es calibrado, puede ser importante corregir la atenuación para obtener mediciones de reflectividad precisas.

6.4 Limitaciones del Radar FM-CW

- **Frecuencia de Radar:** Es deseable que la frecuencia de radar sea de 35 GHz, para minimizar las pérdidas de transmisión por gases atmosféricos, pero debido a inestabilidades del oscilador *Gunn* del transmisor, se radió a 38.6 GHz, sin embargo, esta frecuencia todavía está dentro de la ventana de absorción atmosférica de la banda Ka.
- **Resolución de rango:** El radar FM-CW presenta una resolución de rango de 30 m, pero en el experimento del dron se tiene una incertidumbre de más de 100 m. Esta disyuntiva es atribuida a la inestabilidad en frecuencia del transmisor.
- **Error en Estimación de Rango:** El rango de detección de un objetivo tiene un factor de error que varió entre 1.5 y 1.9 veces el rango real. Esta variación se atribuye a que varios de los componentes del radar varían su comportamiento con la temperatura, sobre la cual no se tiene control.
- **Resolución temporal:** El volumen de datos a adquirir y procesar limitan la resolución temporal del radar, especialmente porque el computador encargado tiene más de 10 años de antigüedad. En un periodo de adquisición de 45 minutos, los datos adquiridos superan los 30 GB. Aunque el sistema de procesamiento digital implementado permitió más libertad que uno con más procesamiento análogo, la cantidad de datos dificultó el análisis.
- **Reflectividad:** El radar FM-CW no fue calibrado, por lo que no es capaz de medir la reflectividad efectiva.
- **Velocidad Doppler:** La estimación de la velocidad Doppler, a través del algoritmo de procesamiento de par de pulsos (PPP), no pareció relacionarse directamente con la velocidad radial del objetivo.
- **Control de Temperatura:** El radar no cuenta con control de temperatura interna, y muchos de los componentes del radar, como el oscilador *Gunn* o la tarjeta de adquisición varían su comportamiento con la temperatura.
- **Fuentes de Ruido:** Utilizar una fuente de alimentación conmutada para alimentar los amplificadores IF añadió ruido en las mediciones de Reflectividad y Velocidad Doppler.

6.5 Recomendaciones

En base a las limitaciones del radar FM-CW, se recomienda tomar las siguientes medidas:

- **Calibrar el Radar FM-CW:** Se recomienda desarrollar o adquirir objetivos de calibración en banda Ka. El objetivo permitiría encontrar la reflectividad efectiva de las nubes y caracterizar de mejor manera el comportamiento del radar. Con la reflectividad efectiva se podrá encontrar la cantidad de agua líquida de las nubes y otras propiedades como la visibilidad a través de ellas.
- **Añadir un Sistema de Control de Temperatura:** Se recomienda añadir un sistema de control de temperatura interna, para mantener los elementos del radar a una temperatura constante, esto además podría ayudar a conocer a priori el ruido del sistema para cualquier momento de operación.
- **Añadir un PLL:** La incertidumbre de rango introducida por el oscilador GUNN se puede reducir con la adición de un *Phased-locked Loop* (PLL) en el transmisor. El PLL también permitiría mejorar la estimación de la velocidad Doppler.
- **Corregir el Rango:** En las mediciones realizadas, el rango medido por el radar tiene un factor de error que está entre 1.5 y 1.9. El error tuvo poca variación, durante periodos prolongados de tiempo. Caracterizar mejor tal variación permitiría corregir la estimación de rango.
- **Reemplazar Fuente de Alimentación:** Se recomienda no utilizar fuentes de alimentación conmutadas, utilizando solo fuentes lineales para alimentar componentes de radiofrecuencia, y así mejorar el rango de medición mínimo del radar.
- **Disminuir la Frecuencia de Repetición (T_{rep}):** El radar detectó objetos por sobre la distancia no ambigua configurada (500 m). Disminuir la frecuencia de repetición (de 150 KHz) permitirá aumentar esta distancia no ambigua.

Recomendaciones para el Desarrollo de Radares de Nubes

El desarrollo de radares de nubes, resulta ser un proceso iterativo donde cada etapa de desarrollo aporta conocimiento, y que la perfección de estos sistemas requiere múltiples etapas de desarrollo. A continuación se comparten algunas recomendaciones para el desarrollo, basadas en este trabajo:

Modelo de desarrollo: La descripción del comportamiento del radar FM-CW por subsistema presentado en esta tesis, sugiere que es posible aplicar un modelo de desarrollo colaborativo, donde varios investigadores trabajan desarrollando componentes independientes.

Instrumentación: A veces no existe la documentación apropiada de todos los componentes de microondas, especialmente si son reciclados. Un analizador vectorial de redes (VNA) de al menos dos puertos es capaz de cubrir la mayoría de las necesidades de medición. En el desarrollo también se puede requerir, y es conveniente, contar con: analizadores de espectro, generadores de señales, medidores de temperatura, voltímetros, osciloscopios, medidores de nivel, y objetivos de calibración de radares.

Precauciones: Se recomienda emplear siempre pulseras antiestáticas al manipular componentes de radar. Especial cuidado es requerido cuando se manipulan componentes de microondas, son los más costosos de un radar y muchos no cuentan con sistemas de protección.

Se recomienda tener cuidado al unir guías de onda, buscando reducir las pérdidas se puede cometer el error de apretar mucho los pernos de los *flanges*, y rodarlos, dificultando su manipulación.

6.6 Trabajo Futuro

Aquí se describen algunos trabajos que originalmente no eran parte de mi estudio, pero que esta investigación sugiere que se pueden hacer.

- **Modernización de Componentes:** La mayoría de los componentes del radar FM-CW son reciclados de radiotelescopios en desuso. En la actualidad existen componentes y tecnologías que pueden ser incorporadas al radar FM-CW, por ejemplo el uso de componentes en circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC) [58], para aumentar la portabilidad del radar.
- **Procesamiento de Señales:** Es posible realizar parte del procesamiento de señales en circuitos análogos o circuitos digitales especializados para disminuir el flujo de datos, y, en consecuencia, la carga del procesador digital del radar FM-CW.
- **Procesamiento de Datos:** Las mediciones del radar FM-CW tienen un formato similar a un archivo de audio. Se puede explorar esta similitud, especialmente porque existen librerías de lenguajes de programación dedicadas a procesamiento de señales de audio. Además existen algoritmos que permiten comprimir señales de audio, sin pérdida de información.

Apéndice A

Lista de Materiales del radar FM-CW

A continuación se listan los principales materiales requeridos para implementar el diseño de Radar FM-CW:

- Generador de señales arbitrarias (hasta al menos 150 KHz).
- Oscilador *Gunn* en banda Ka.
- Acoplador direccional en banda Ka (se adjunta diseño en el anexo [B](#)).
- 2 Aisladores de microondas en guía de onda.
- 2 Antenas directivas con bajos lóbulos laterales para banda Ka (Se emplearon antenas bocina corrugada cónica de 22.7 dB, recicladas del radiotelescopio Cosmic Background Imager (CBI) [\[48\]](#)).
- Amplificador de bajo ruido en banda Ka (En esta tesis se empleó uno en banda Q, cuyo diseño fue presentado por [\[57\]](#)).
- Mezclador de frecuencias doblemente balanceado en banda Ka.
- 2 Amplificadores en el rango 0.1 KHz - 2 GHz.
- Sistema de adquisición digital con al menos 2 canales, y velocidad de muestreo de 20 MHz (PCI-DAS 4020).
- Computador (En esta tesis se empleó uno de 10 años de antigüedad, con cuatro núcleos y 4 GB de memoria RAM).
- Guías de onda WR28, transiciones, cables y conectores BNA, cables coaxiales, y cargas.
- Fuente de alimentación para alimentar los componentes activos del radar (especificaciones recomendadas dependen de cada caso de uso).

El prototipo del radar FM-CW implementado en esta tesis tuvo un costo inferior a 2 millones de pesos, porque casi todos los componentes pudieron ser reciclados, o construidos en el laboratorio de ondas milimétricas (MWL), excepto la tarjeta PCI-DAS 4020, y algunos materiales para construir la fuente de alimentación.

En caso de construir el radar FM-CW utilizando solo alternativas comerciales, el precio de cada componente y su disponibilidad pueden variar, sin embargo, una estimación gruesa sugiere un costo inferior a 15 millones de pesos.

Apéndice B

Diseño de Acoplador Direccional

El acoplador direccional es un elemento pasivo de cuatro puertos que divide la potencia de una señal que entra por un determinado puerto en dos puertos distintos, en una razón que se elige en su diseño. Estos acoplan el flujo de potencia en un solo sentido. Si una señal ingresa por el puerto de salida, la potencia acoplada se transmite a un puerto de aislación, donde se disipa su energía en una carga. En la figura [B.1](#) se representa la simbología y notación típica usada para los acopladores direccionales.

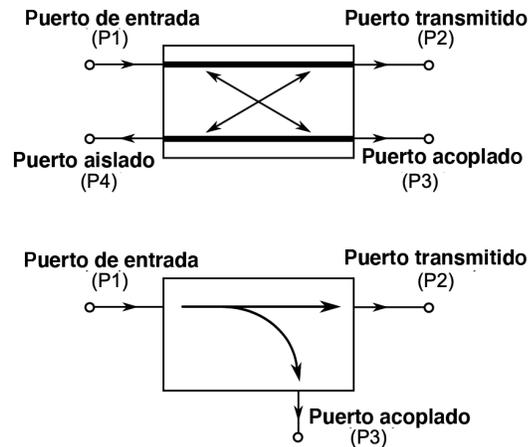


Figura B.1: Diagramas típicos de acoplador direccional. P1 es la entrada, P2 es el puerto transmitido, P3 es llamado puerto acoplado y P4 es el puerto de aislación (o puerto aislado). P4 es terminado en una carga y no es accesible por el usuario, por lo que es usualmente omitido en los diagramas. (traducido de [\[55\]](#))

B.1 Medidas de Desempeño

Factor de acoplamiento El factor de acoplamiento es la principal métrica de un acoplador direccional. Este es siempre negativo y relaciona la potencia que se transmite al puerto acoplado con la potencia de entrada del acoplador. Se relaciona el factor de acoplamiento C con el parámetro S_{31} de un acoplador direccional como

$$C = -10 \cdot \log(S_{31}^2) = dB(S_{31}). \quad (\text{B.1})$$

Pérdidas de inserción Las pérdidas de inserción desde el puerto 1 al puerto 2 se definen como

$$L_{i2,1} = 10 \cdot \log(S_{21}^2) = \text{dB}(S_{21}). \quad (\text{B.2})$$

Parte de estas pérdidas se deben al acoplamiento de potencia desde P_1 hacia P_3 , por este motivo se definen las pérdidas de acoplamiento como

$$L_{c2,1} = 10 \cdot \log(1 - S_{31}^2). \quad (\text{B.3})$$

Otras fuentes de pérdidas de inserción son las pérdidas en conductores, dieléctricos y pérdidas debido a ondas estacionarias.

Aislamiento Se define el aislamiento de un acoplador direccional como la relación entre la potencia en el puerto de entrada y la potencia en el puerto de aislación, cuando los puertos restantes están terminados en cargas adaptadas.

$$I_{4,1} = 10 \cdot \log(S_{41}^2) = \text{dB}(S_{41}). \quad (\text{B.4})$$

También se puede hablar de aislación entre ambos puertos de salida, si se utiliza uno de ellos como entrada y se mide la potencia de salida en el otro, mientras se terminan los puertos restantes en cargas adaptadas.

$$I_{3,2} = 10 \cdot \log(S_{32}^2) = \text{dB}(S_{32}). \quad (\text{B.5})$$

Directividad La directividad de un acoplador direccional indica la relación entre la potencia que se transmite al puerto acoplado con la potencia que se transmite al puerto de aislación y se define como

$$D_{3,4} = I_{4,1} - C_{3,1} \quad \text{dB}. \quad (\text{B.6})$$

B.2 Diseño de Acoplador

Se buscó diseñar un acoplador diferencial con un acoplamiento de -10 dB, utilizando 35 GHz como frecuencia central para el diseño. Se planificó utilizar una señal de radar con un ancho de banda de 10 MHz. Dado que la frecuencia de operación es relativamente alta (λ pequeño) y el ancho de banda requerido es pequeño comparado con la frecuencia de operación, se elige diseñar un acoplador de ramas periódico en guía de onda.

El Acoplador direccional de ramas en guía de onda [56] consiste en dos guías paralelas que son acopladas a través de dos o más ramas que las conectan físicamente (véase figura B.2). Estas ramas están separadas por un espacio correspondiente a $\lambda_g/4$ (λ en la guía). Las guías de onda también están separadas por esa misma distancia. Las dimensiones de cada tramo de las guías puede variar de sección a sección, permitiendo variar la impedancia de cada rama para mejorar las características eléctricas. El acoplador debe ser simétrico a lo largo de las guías de onda.

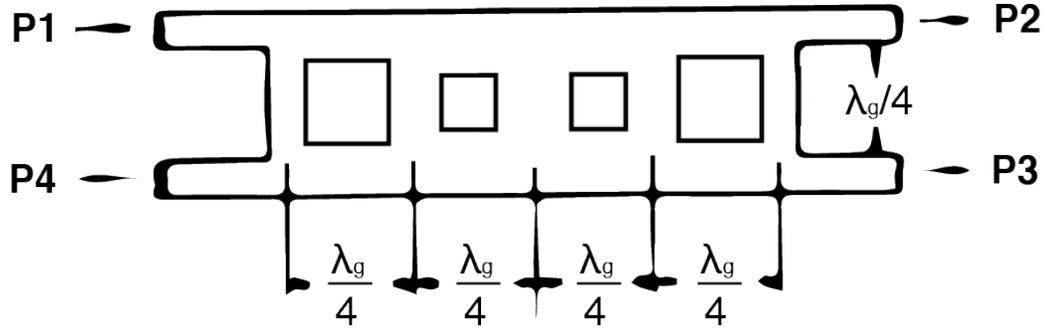


Figura B.2: Acoplador direccional de 5 ramas.

Los acopladores de ramas se pueden modelar en función de las impedancias características de cada sección y rama como se ve en la figura B.3. Las dimensiones físicas de cada rama afectan la impedancia característica de cada una de ellas. Las ramas con mayor impedancia poseen dimensiones angostas. La impedancia de las ramas transversales controla el acoplamiento entre ambas guías. Mayor es la cantidad de ramas, mayor el ancho de banda en torno a la frecuencia central y mayor deben ser las impedancias de cada rama para lograr el mismo factor de acoplamiento. Los acopladores con un número de ramas impar presentan un mejor desempeño que los que tienen una cantidad par. Las herramientas disponibles para la construcción limitan el tamaño mínimo de cada rama a 0.6 mm. Dado que no se requiere un gran ancho de banda, se limitó el diseño del acoplador a 3 ramas, para que cada rama adquiriera mayores dimensiones.

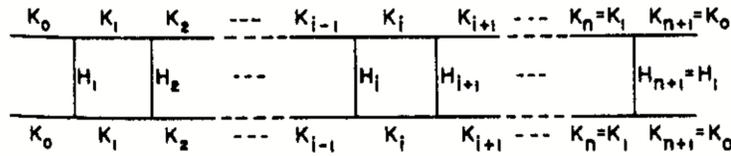


Figura B.3: Acoplador direccional de $n+1$ ramas en función de sus impedancias características [59]

Se normalizan las impedancias con respecto a las impedancias terminales

$$K_o = K_{n+1} = 1. \quad (B.7)$$

La dimensión b de una guía de onda puede ser tomada como proporcional a los respectivos valores de K y H . Se decide hacer ramas periódicas para facilitar el diseño, este caso agrega restricciones adicionales a K y H (ecuaciones B.8 y B.9). Además se elige $H_1 = H_{n+1}$ para obtener adaptación perfecta a la frecuencia central.

$$k_i = K_o, \quad i = 1, 2, \dots, n + 1. \quad (B.8)$$

$$H_i = H_2, \quad 2 \leq i \leq n. \quad (B.9)$$

La solución para K y H de un acoplador direccional involucra los polinomios de Tschebyscheff ($S_n(x)$). Se deben satisfacer las ecuaciones B.10 y B.11 [56], donde c_0^2 es la razón de

acoplamiento de potencia y se puede calcular con el factor de acoplamiento en dB con la ecuación [B.12](#)

$$S_{n-1}(-H_2) = \begin{cases} \sqrt{1 - c_0^2} & \text{Si } n \text{ es impar.} \\ c_0 & \text{Si } n \text{ es par.} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

$$H_1 = \left| \frac{|\sqrt{1 - S_{n-1}^2(-H_2)}| - |S_{n-2}(-H_2)|}{S_{n-1}(-H_2)} \right|. \quad (\text{B.11})$$

$$c_0^2 = \text{antilog}\left(-\frac{C}{10}\right). \quad (\text{B.12})$$

Con las ecuaciones [B.10](#) y [B.11](#) se eligen las dimensiones del acoplador de tres ramas, con 35 GHz como frecuencia central, en guía de onda WR28. Este estándar tiene dimensiones 7.112 cm (a) por 3.556 cm (b). Se utilizó WR28 porque el acoplador será usado entre componentes que utilizan este estándar, el cuál es común en banda Ka.

B.3 Simulación y Optimización

Se simuló el acoplador con el método de diferencias finitas en el software ANSYS HFSS, utilizando la parametrización de la figura [B.4](#)

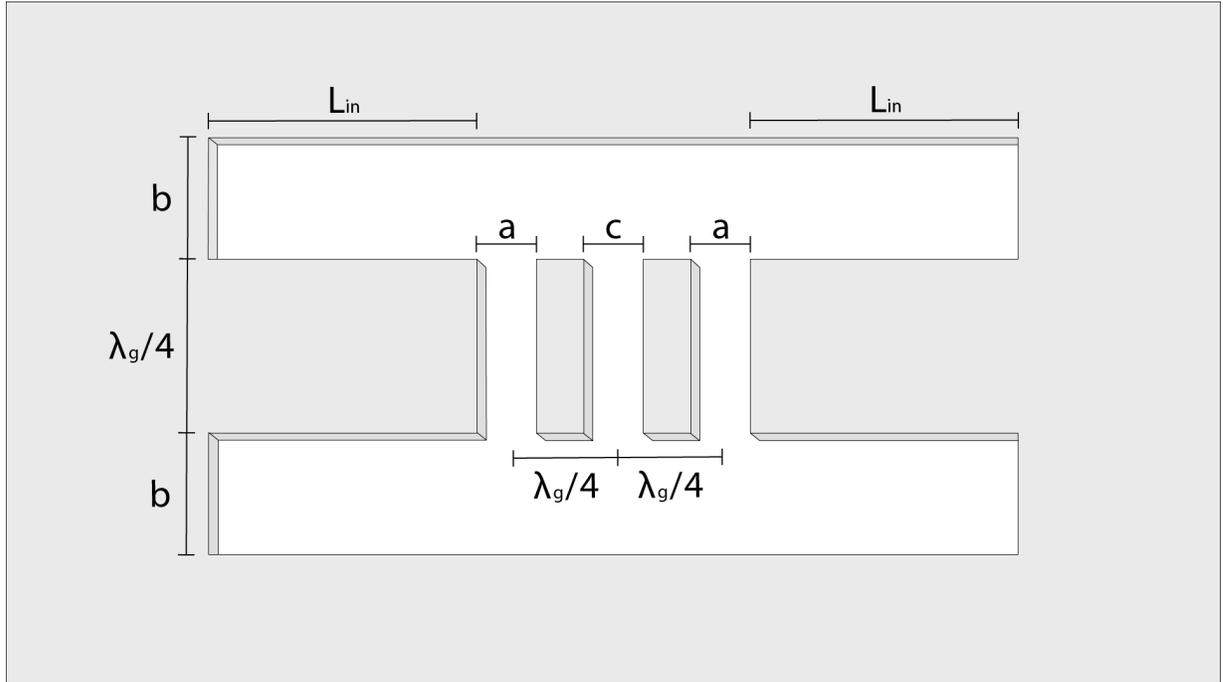


Figura B.4: Sección transversal en el plano E que muestra la parametrización del acoplador. El plano H mide igual a la dimensión a de la guía de onda WR28.

La dimensión b está dada por las dimensiones de WR28 y λ se calcula con la frecuencia central. L_{in} no tiene influencia en el rendimiento del acoplador.

Como punto de partida se utilizaron las ecuaciones de acopladores direccionales periódicos para calcular las dimensiones a y c en base a el factor de acoplamiento buscado, frecuencia

central, dimensiones de la guía de onda utilizada y el número de ramas. Luego a y c fueron modificados para mejorar el desempeño del acoplador en torno a 35 GHz. Dada la limitación de tamaño mínimo de rama de 0.6 mm, el diseño del acoplador estuvo limitado a un factor de acoplamiento mínimo de -9.1 dB.

El acoplador direccional tiene las guías de onda separadas por una distancia $\lambda_g/4$. Con esta separación es imposible conectarlo a cualquier componente estándar. Para solucionar esto se curvan las guías de onda en el plano E. Se curvan las guías en 90° y se añade un corte en 45° en el extremo contrario a una distancia que es optimizada con simulaciones. Se comprobó que a 35 GHz las pérdidas debido a las curvas son despreciables.

Luego se simuló el acoplador agregando una carga en el puerto 4, la que se agrega al construir para evitar reflexiones en ese puerto. La carga va en un ángulo que maximiza la transmisión entre la guía de onda y la carga. Se encuentra el ángulo óptimo con simulaciones.

Finalmente se agregan *fillets* en las esquinas con una circunferencia igual al tamaño de la broca más pequeña disponible para simular el error que tendrá la fabricación.

Las simulaciones muestran -0.55 dB de transmisión y -9.1 dB de acoplamiento. Se tiene una aislación de 26 dB entre puerto transmitido y puerto acoplado.

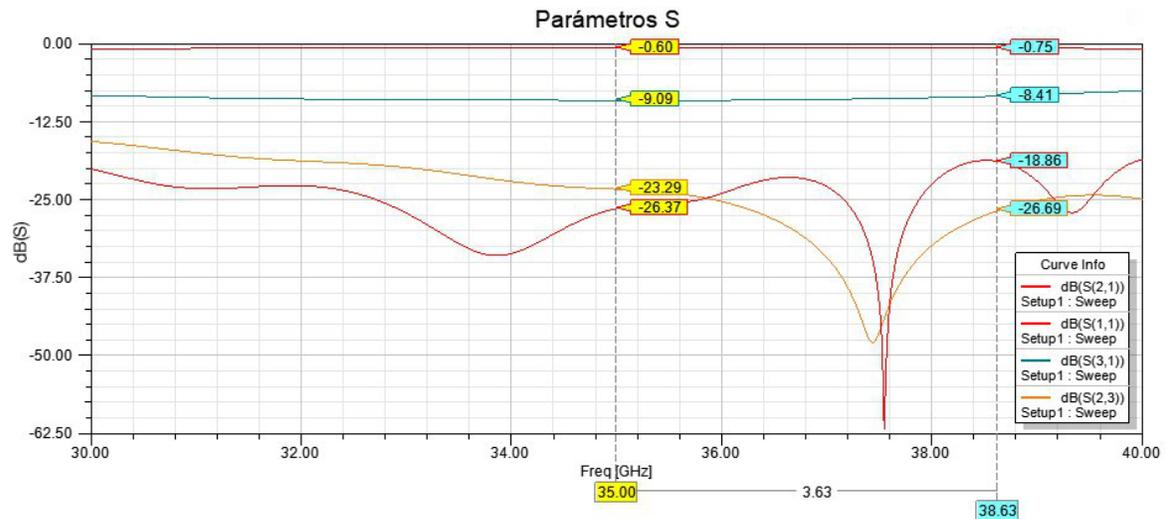
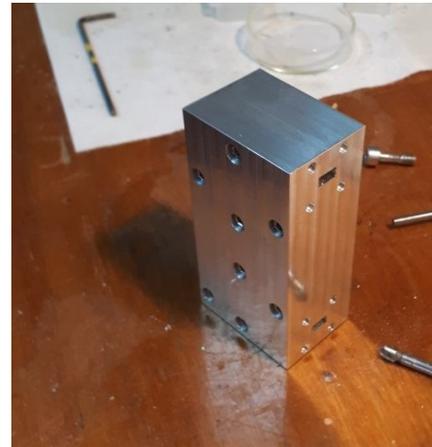
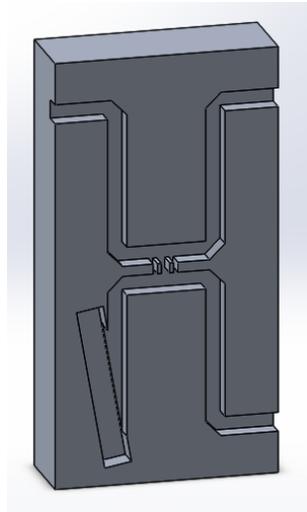


Figura B.5: Simulación parámetros S del acoplador direccional.

B.4 Construcción

Se hizo dibujo del acoplador direccional en SolidWorks para construirlo haciendo sacados en dos bloques de aluminio que luego se utilizan juntos para formar las guías de onda y los circuitos de microondas respectivos. El dibujo se separó en 2 piezas espejadas para hacer posible la construcción, estas dos piezas se apertan entre ellas para así lograr la geometría del acoplador. Se puede ver una de estas piezas en la figura B.6a y el acoplador construido en la figura B.6b.



(a) Dibujo en Solidworks de la mitad del acoplador direccional (b) Acoplador direccional construido en aluminio

Figura B.6: Modelo de SolidWorks y acoplador construido

B.5 Resultados

Un acoplador direccional se puede caracterizar completamente a través de sus parámetros S. Se puede encontrar los parámetros S para los 3 puertos que son accesibles si se conecta a un VNA de dos puertos a la vez, mientras el tercero es conectado a una carga adaptada. Cabe recordar que la frecuencia de diseño del acoplador es de 35 GHz y que actualmente se le inyecta una señal de 38.6 GHz ($B = 10$ MHz).

Primero se conecta P1 y P2 al puerto 1 y 2 del VNA respectivamente, mientras P3 es conectado a una carga de 50Ω (esquema de medición en figura B.7). El acoplador presenta pérdidas de inserción (ecuación B.2) de 0.72 dB en 35 GHz y 0.92 en 38.6 dB. Los S_{11} y S_{22} se mantienen bajo -29 dB en ambas frecuencias de interés (ver figura B.10).

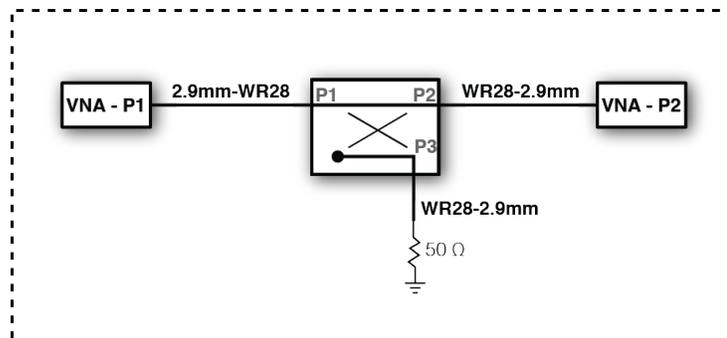


Figura B.7: Esquema de medición. Los puertos 1 y 2 del acoplador se conectan al VNA, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 3. Se emplean transiciones entre guía de onda WR28 y conector coaxial 2.9 mm.

Luego se conecta P1 y P3 a los puertos 1 y 2 del VNA, mientras P2 es conectado a una

carga de 50Ω (esquema de medición en figura B.8). El factor de acoplamiento (ecuación B.1) es -9.1 dB en 35 GHz y -8.7 dB en 38.6 GHz (véase figura B.11). Las pérdidas por reflexión en P3 son menores a -26 dB en ambas frecuencias de interés. Además se tiene que las pérdidas de acoplamiento (ecuación B.3) son de 0.57 dB en 35 GHz y 0.63 dB en 38.6 GHz .

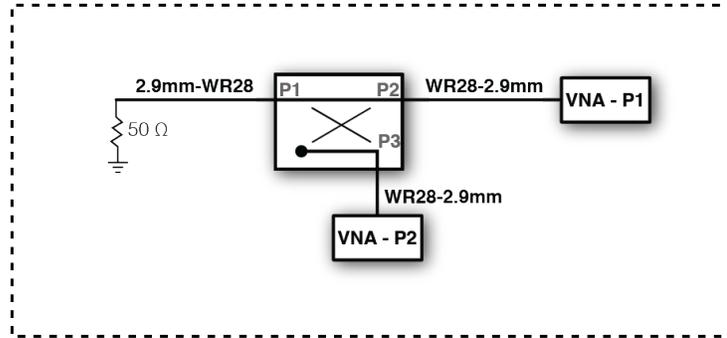


Figura B.8: Esquema de medición. Los puertos 2 y 3 del acoplador se conectan al VNA, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 1. Se emplean transiciones entre guía de onda WR28 y conector coaxial 2.9 mm.

Finalmente se conecta P2 y P3 al puerto 1 y 2 del VNA, mientras P1 es conectado a una carga de 50Ω (esquema de medición en figura B.9). Se mide una aislación entre los puertos 2 y 3 de 25.28 dB en 35 GHz y de 40.26 dB en 38.6 GHz (véase figura B.10).

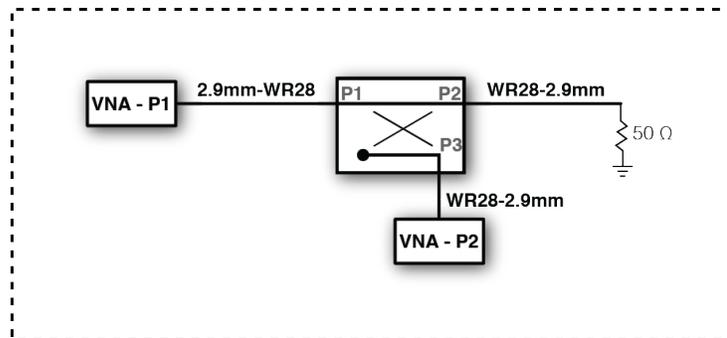


Figura B.9: Esquema de medición. Los puertos 1 y 3 del acoplador se conectan al VNA, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 2. Se emplean transiciones entre guía de onda WR28 y conector coaxial 2.9 mm.

Dado que el puerto 4 no es accesible, no es posible calcular la aislación entre P1 y P4.

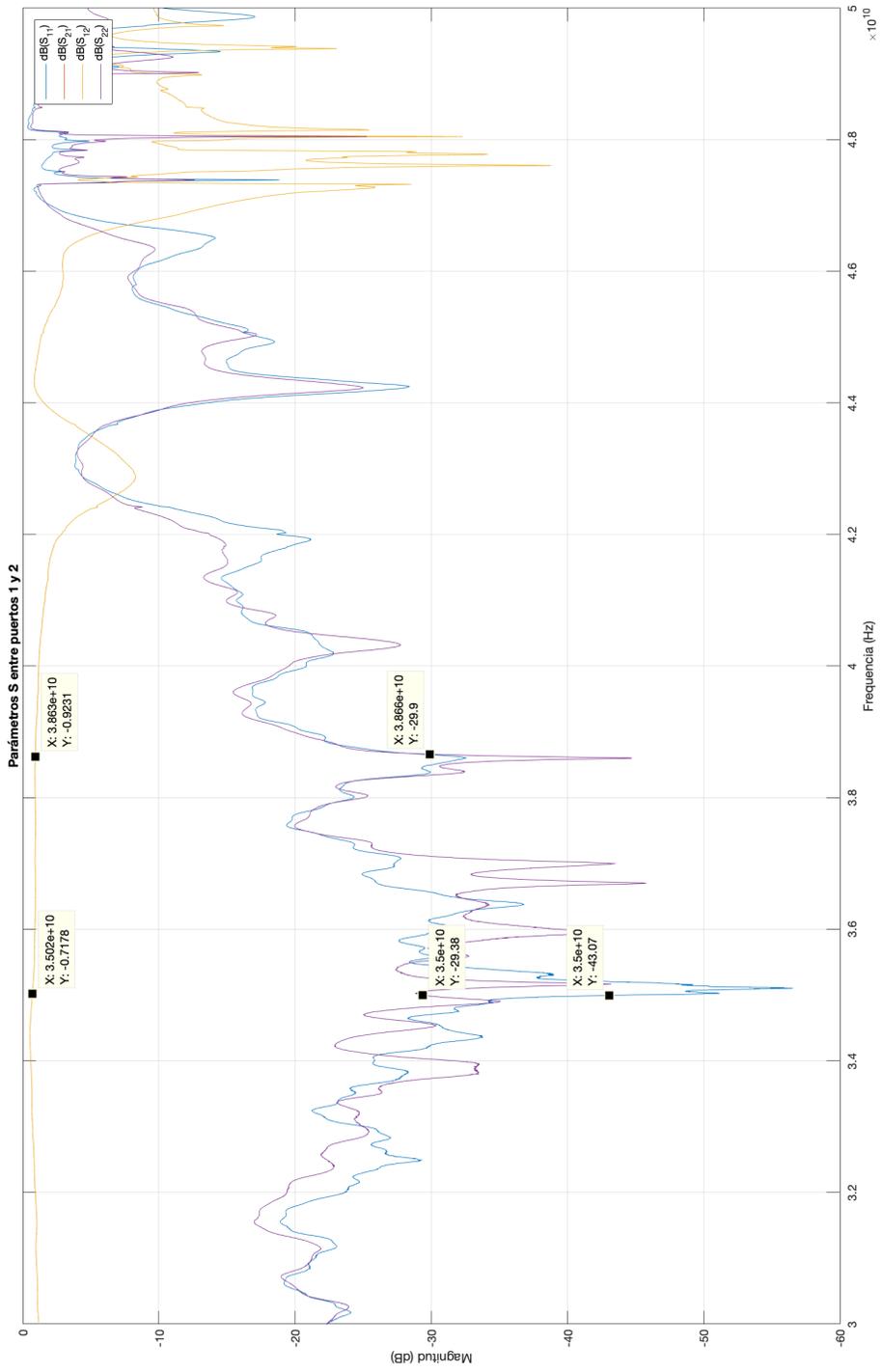


Figura B.10: Parámetros S del acoplador direccional entre los puertos 1 y 2, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 3

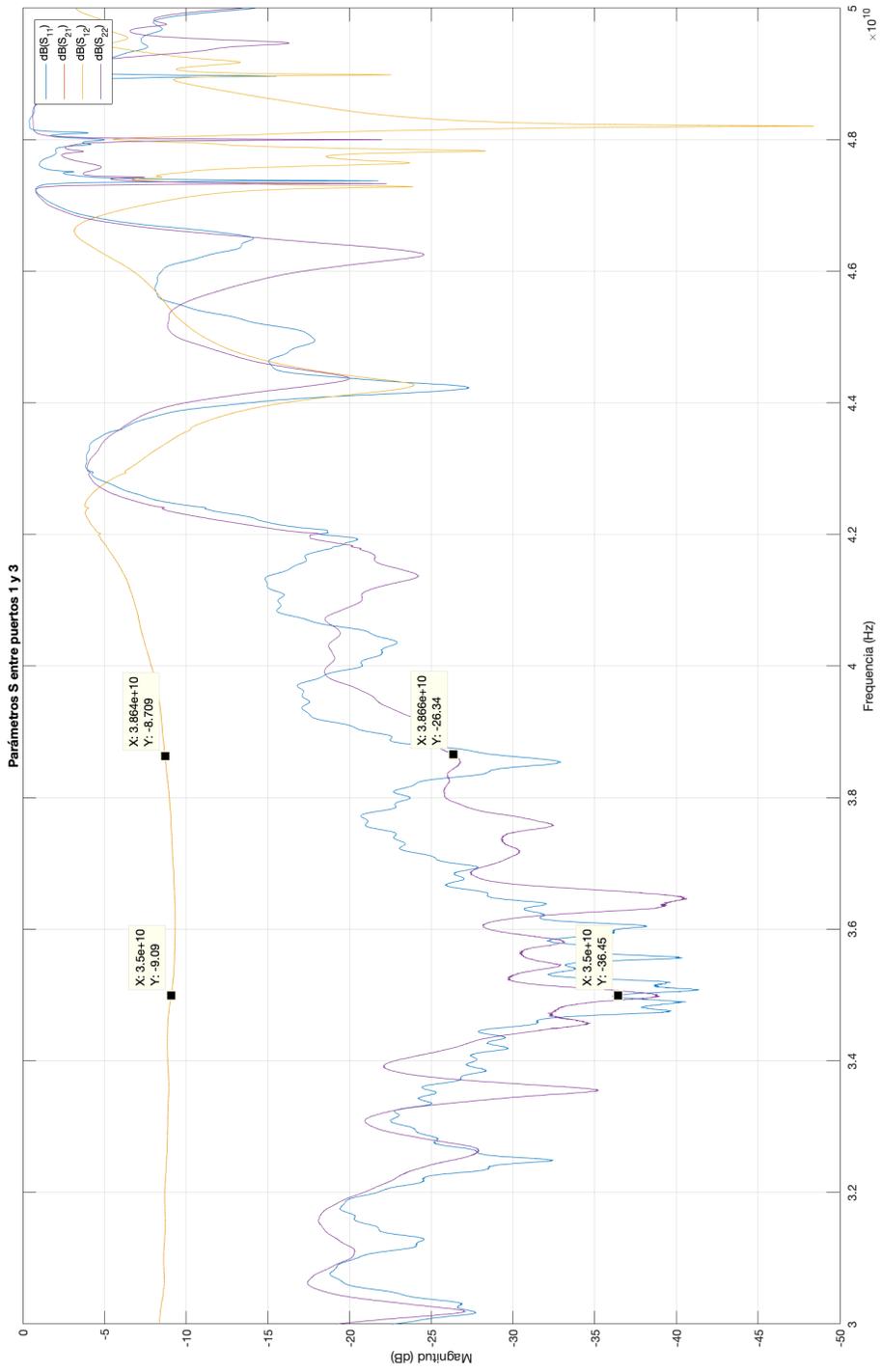


Figura B.11: Parámetros S del acoplador direccional entre los puertos 1 y 3, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 2

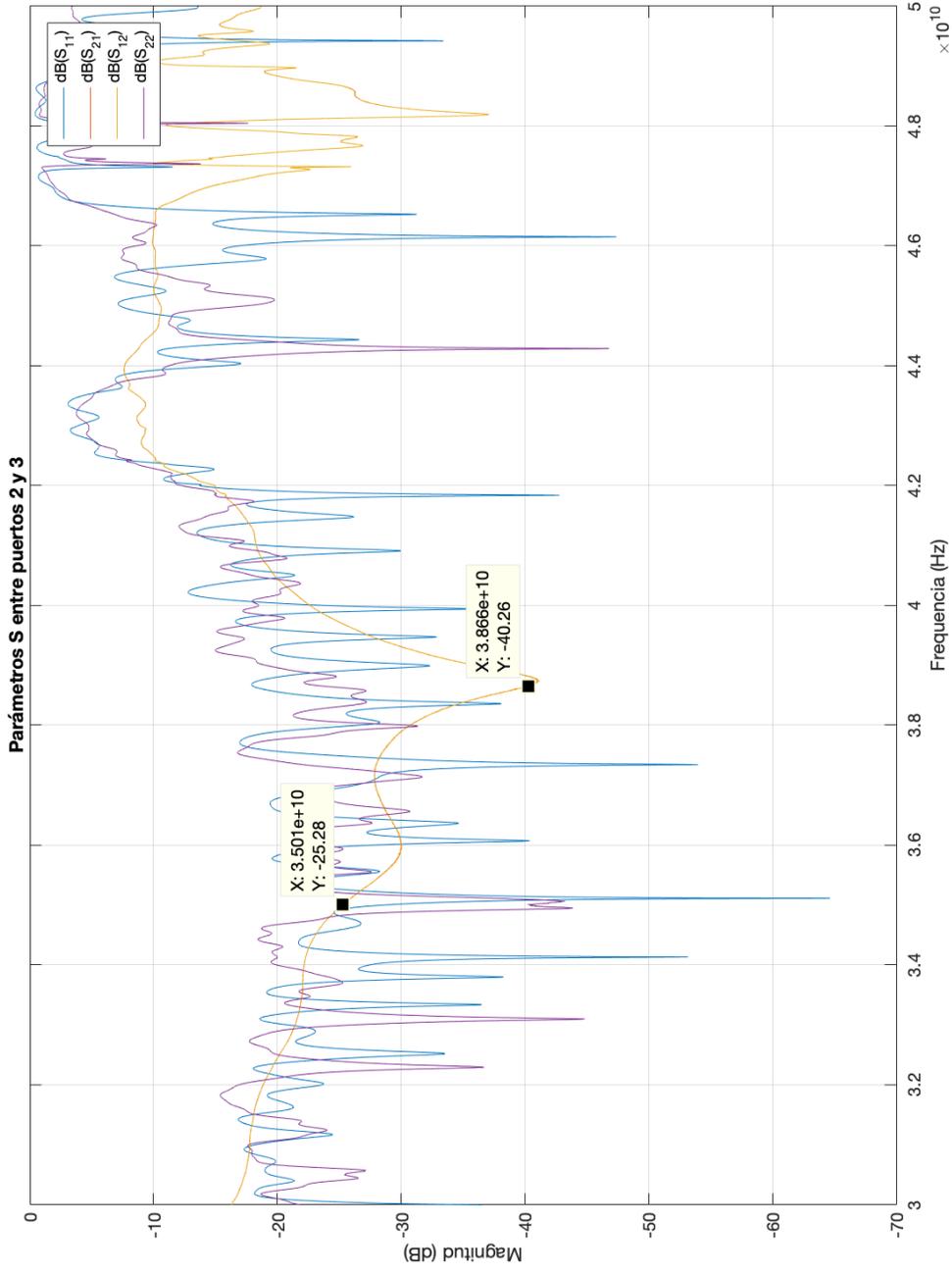


Figura B.12: Parámetros S del acoplador direccional entre los puertos 2 y 3, mientras se conecta una carga de 50Ω en el puerto 1

Apéndice C

Caracterización de Mezclador de Frecuencias

El nuevo mezclador de frecuencia fue caracterizado para distintas frecuencias de interés siguiendo el mismo procedimiento, y esquema de conexión que en la sección 3.2.4. Las pérdidas por conversión se muestran en el cuadro C.1

El mezclador no requiere voltaje de polarización, por lo que la energía requerida por el dispositivo es sustraída desde la potencia de LO. La hoja de datos del fabricante sugiere una potencia de LO de 11 dBm. La potencia de LO que llega al mezclador luego del acoplador direccional se estima que es de 4.57 dBm. Bajo condiciones normales se esperan pérdidas por conversión de 5.5 dB en un rango de operación entre 26.5 y 40 GHz. Se nota que la insuficiencia energética afecta principalmente el rango bajo de frecuencias (ver figura C).

Se estima que en las condiciones de operación, con RF de 38.6 GHz, las pérdidas por conversión deben ser menores a 7 dB.

Cuadro C.1: Pérdidas por conversión del nuevo mezclador del radar. La potencia de RF en todas las mediciones es de 0 dBm.

RF (GHz)	LO (GHz)	LO 12 dBm	LO 4.57 dBm
		Pérdidas por conversión (dB)	
33	32	7	8.5
32	33	8	30
34	33	8.1	30
36	35	7	6.7
37	35	7	6.7
35.01	35	6.8	7.6
35.001	35		5.5
35.005	35	6.8	7.3
35.1	35	6.3	6.8

Apéndice D

Detalles de Segunda Etapa de Alimentación de Radar FM-CW

En la figura [D.1](#) se muestra el circuito en Eagle Software que corresponde a la segunda etapa de alimentación del radar. El oscilador GUNN requiere un regulador lineal capaz de entregar hasta 1 A de corriente continua, esto fue posible utilizando un chip LM338T con empaquetado TO-3 y añadiendo un disipador de calor. El LNA no requiere tanta corriente como el oscilador, por lo que un regulador LM317T, sin disipador, fue suficiente.

Todos los circuitos incluyen interruptores con LEDs de encendido y fusibles. Los circuitos de los reguladores lineales incluyen además diodos para proteger los reguladores, el oscilador GUNN y el LNA en caso de corto-circuito o sobre-voltaje.

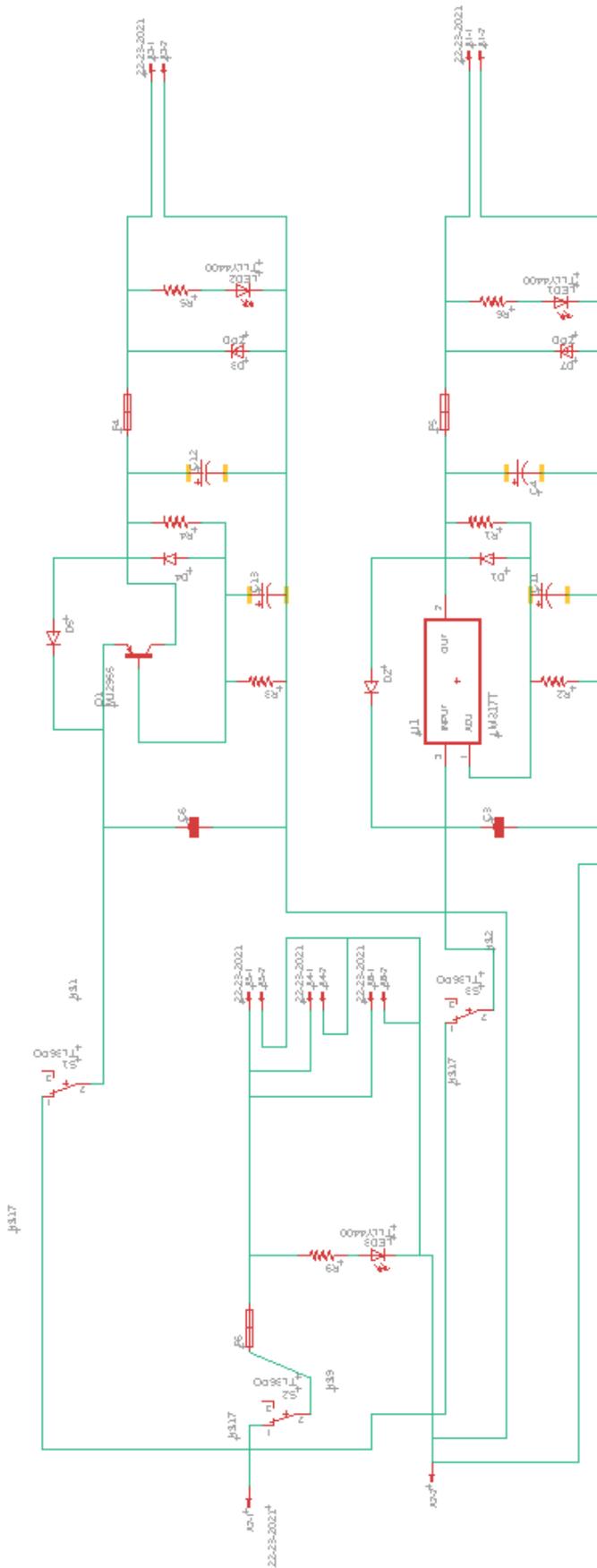


Figura D.1: Esquemático de la placa de alimentación con reguladores lineales. A la izquierda se conecta la salida de la primera etapa de alimentación, arriba a la derecha se conecta el oscilador *Gunn*, abajo a la derecha se conecta el LNA y el resto de pines corresponden a las conexiones para los amplificadores IF. El transistor MU2995 es un *place-holder* para el regulador LM338T. Este último no contaba con modelo en el software utilizado y MU2995 utiliza el paquete TO-3.

El circuito fue implementado en PCB. Las rutas eléctricas se muestran en la figura [D.2](#). Estas fueron encaminadas en la cara inferior de la placa (azul) para facilitar la construcción y soldado. La capa superior (rojo) mantuvo su plano de cobre. Se tuvo cuidado de dejar espacio suficiente para añadir un disipador al regulador LM338T.

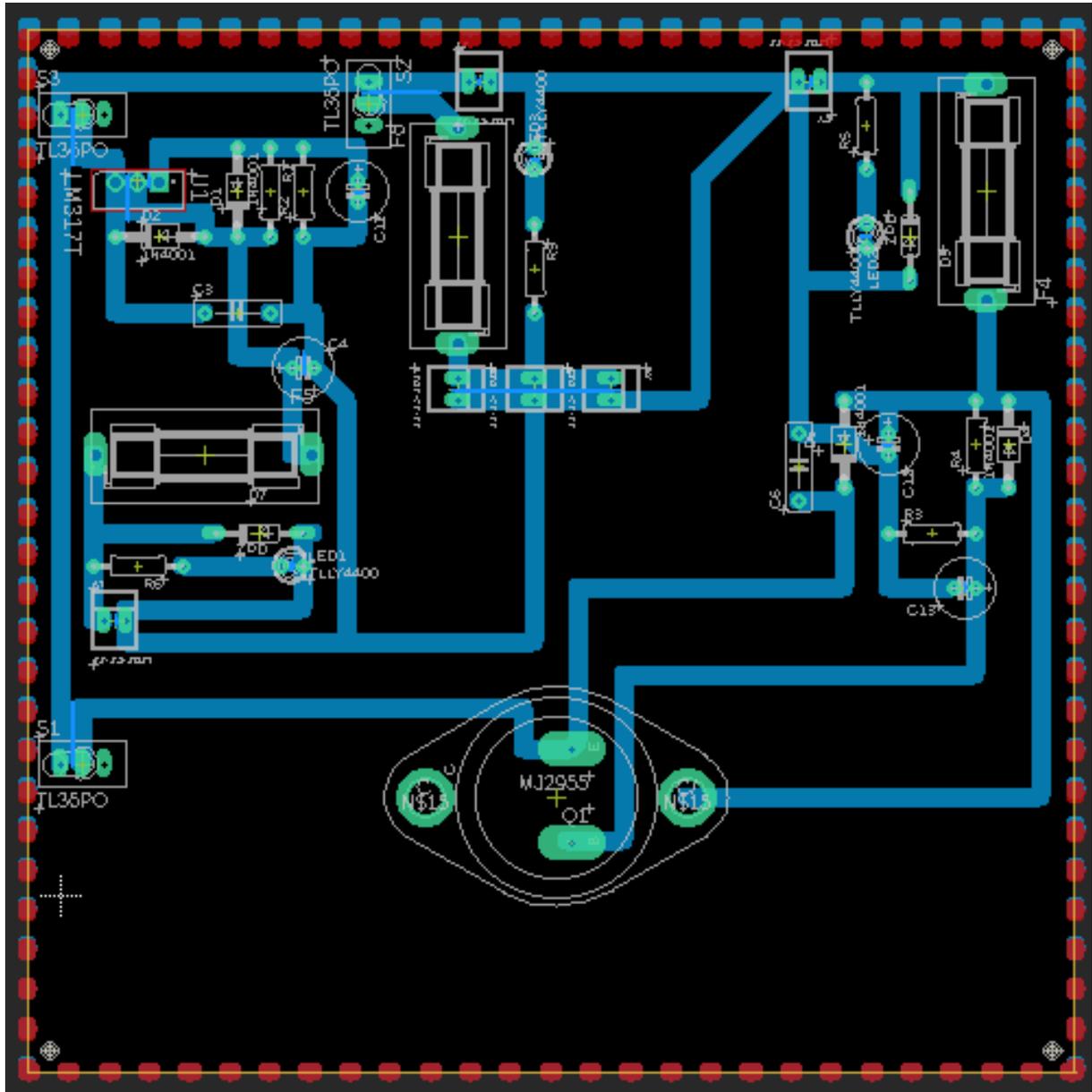


Figura D.2: Rutas y distribución de los componentes de la placa de alimentación con reguladores lineales

Apéndice E

Software de Adquisición Digital

El fabricante de la tarjeta de adquisición PCI-DAS4020 incluye TracerDAQ, un programa para adquirir, mostrar y generar señales. Este resultó tener limitada flexibilidad en la operación, por lo que se optó por crear programas personalizados. El fabricante provee librerías que incluyen drivers para Visual Studio y LabVIEW. Se decidió programar en LabVIEW por su aparente simplicidad.

Para utilizar el software desarrollado, se debe instalar MCC-DAQ y LabVIEW. MCC-DAQ incluye el programa InstaCal para realizar calibraciones y la librería ULx para LabVIEW.

Se desarrolló un programa en LabVIEW que mide una cantidad finita de muestras cada cierto intervalo de tiempo (ver figura [E.1](#)), utilizando los instrumentos virtuales de la librería ULx. El programa tiene una interfaz gráfica para que el usuario configure los parámetros de adquisición según sus necesidades y además muestra los datos que están siendo recopilados (véase figura [4.5](#)).

El tamaño de la RAM limita la cantidad máxima de muestras capturadas a la vez de modo intermitente y la velocidad de escritura del disco duro limita la adquisición continua de datos a altas tasas de muestreo.

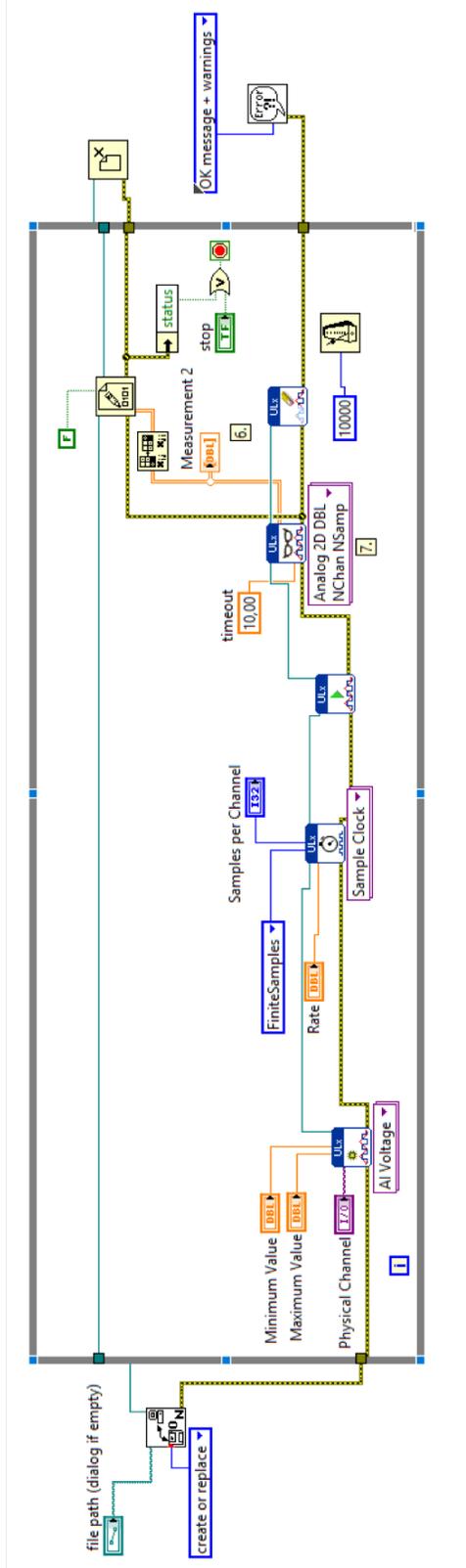


Figura E.1: Programa en LABVIEW que adquiere una cantidad de muestras finitas cada 1000 ms (1 s), añadiendo el resultado a un archivo binario.

Apéndice F

Cálculo de Reflectividad y Velocidad Doppler en MATLAB

Se usan dos archivos de MATLAB para procesar los datos. El primero es una clase llamada Datafile.m que se encarga de manejar los archivos binarios que son la salida del sistema de adquisición digital del radar. El segundo archivo se llama PPPDataFile.m y se encarga de de todo lo relacionado a aplicar el algoritmo de procesamiento de par de pulsos, detectar los inicios y finales de cada rampa, calcular la FFT, frecuencia de repetición, integración de video, etc.

```
1 classdef DataFile
2   %%Esta clase representa a un archivo que contiene datos medidos por el radar.
3   properties
4       fileName
5
6       FS=20E6; %(Samples/s)
7       SAMPLES_PERCHANNEL=10E6; %(Samples)
8       TIME_BETWEENMEASUREMENTS=10; %(s)
9
10      fileID %Used as a pointer to read Datasets (It indicates, where's the data)
11      cantidadDeDatasets
12  end
13  methods
14      function obj = DataFile(fileName)
15          obj.fileID=fopen(fileName);
16          s=dir(fileName);
17          size=s.bytes;
18          obj.cantidadDeDatasets=size/obj.SAMPLES_PERCHANNEL/8/2;
19      end
20      function dataset = getDataset(obj) %Carga los datos de un dataset como un objeto ↔
21          Data
22          %Obtiene siempre los datos que siguen.
23          dataset = fread(obj.fileID,[2 obj.SAMPLES_PERCHANNEL],'double','b');
24      end
25  end
end

1 clear all
2 clc
3 %% Constants
4 C=3E8; %(m/s)
5
6 % Radar Parameters
7 CENTER_FREQUENCY=38.6E9; %(Hz)
8 lambda=C/CENTER_FREQUENCY;
9 RADAR_BANDWIDTH=10E6; %(Hz)
```

```

10 CALIBRATION_CONSTANT=0; % Change if calibrated
11
12 %ADC Parameters
13 FS=20E6; % (S/s)
14 SAMPLES_PERCHANNEL=10E6; % (S)
15 TIME_BETWEENMEASUREMENTS=3; % (s)
16 BANDWIDTH=FS/2; % (Hz)
17 %% Open DataFile
18 fileName='Drone200my300my400m20MSs1V10MSCada3snieblatenué';
19 dataFile=DataFile(fileName);
20 %% Compute spectrum for the first DataSet % (W/Hz)
21 % Create IF and Sawtooth vectors
22 dataSet=getDataset(dataFile);
23 iF=dataSet(1,:);
24 sawtooth=(dataSet(2,:));
25
26 % Find The Rising Edge Indexes
27 dif=diff(sawtooth);
28 subida = 0.76 > dif & dif >= -0.1;
29 caida = dif < -0.1;
30 risingEdge = caida(1:end-1) & subida(2:end); % Una bajada y luego una subida
31 iRisingEdge=find(risingEdge)+5;
32
33 % Find the Repetition Frequency
34 Nperiods=length(iRisingEdge)-2; % Cantidad de rampas en el DataSet
35 SAWTOOTH_LENGTH=floor((length(sawtooth))/Nperiods); % (samples) ltimo periodo puede ←
    estar incompleto
36 SAWTOOTH_PERIOD=SAWTOOTH_LENGTH/FS; % (s)
37 SAWTOOTH_FREQUENCY=1/SAWTOOTH_PERIOD; % (Hz) % Solo para comprobar
38
39 % Parse Data
40 parsedData=ones(Nperiods,SAWTOOTH_LENGTH);
41 for j = 1:Nperiods
42     parsedData(j,:)=iF(iRisingEdge(j):iRisingEdge(j)+(SAWTOOTH_LENGTH-1));
43 end
44
45 %Apply Hann Window to the interval of crossing
46 stop=SAWTOOTH_LENGTH;
47 start=floor(SAWTOOTH_LENGTH/2);
48 conVentana=parsedData(:,start:stop).*hann(stop-start+1).';
49 L=stop-start+1;
50
51 % FFT
52 Y=fft(conVentana,[],2);
53
54 %PPP Algorithm
55 PPP=zeros(1,L);
56 for i=1:Nperiods-1
57     PPP=PPP+(Y(i+1,:).*conj(Y(i,:)));
58 end
59 PPP=PPP/Nperiods;
60
61 P2 = PPP/L;
62 P1 = P2(:,1:L/2+1);
63 P1(:,2:end-1) = 2.*P1(:,2:end-1);
64 power=abs(P1);
65 speed=angle(P1);
66 %speed=(lambda*FS/(4*pi))*angle(P1);
67
68 FREQUENCIES = FS*(0:(L/2))/L;
69 RANGES = (FREQUENCIES*SAWTOOTH_PERIOD*C)/(2*RADAR_BANDWIDTH); % (m)
70
71 %test
72 plot(RANGES,10*log10(power))
73 title('Power vs Range of IF over one Dataset')
74 xlabel('Range (m)')
75 ylabel('Power (dBW)')
76 %% Compute the spectrum for all of the DataSets in the File (W/Hz)
77 if dataFile.cantidadDeDatasets>1
78     espectroFile= zeros(dataFile.cantidadDeDatasets, size(power,2));
79     espectroFile(1,:)=power;

```

```

80 speedFile=zeros( dataFile.cantidadDeDatasets , size(power,2) );
81 speedFile(1,:)=speed;
82 for i= 2:dataFile.cantidadDeDatasets
83     dataSet=getDataset( dataFile);
84     iF=dataSet(1,:);
85     sawtooth=(dataSet(2,:));
86
87     %%Find The Rising Edge Indexes
88     dif=diff(sawtooth);
89     subida = 0.76 > dif & dif >= -0.1;
90     caida = dif < -0.1;
91     %Dos bajadas y una subida
92     risingEdge = caida(1:end-1) & subida(2:end);
93     iRisingEdge=find(risingEdge)+5;
94
95     %%Parse Data
96     Nperiods=length(iRisingEdge)-2; %
97     parsedData=ones(Nperiods,SAWTOOTH_LENGTH);
98     for j = 1:Nperiods
99         parsedData(j,:)=iF(iRisingEdge(j):iRisingEdge(j)+(SAWTOOTH_LENGTH-1));
100     end
101
102     stop=SAWTOOTH_LENGTH;
103     start=floor(SAWTOOTH_LENGTH/2);
104     conVentana=parsedData(:, start : stop).*hann(stop-start+1).';
105     L=stop-start+1;
106
107     %%FFT
108     Y=fft(conVentana,[],2);
109     PPP=zeros(1,L);
110     for j=1:Nperiods-1
111         PPP=PPP+(Y(j+1,:).*conj(Y(j,:)));
112     end
113     PPP=PPP/Nperiods;
114
115     P2 = PPP/L;
116     P1 = P2(:,1:L/2+1);
117     P1(:,2:end-1) = 2.*P1(:,2:end-1);
118     power=abs(P1);
119     speed=angle(P1);
120     %speed=(lambda*FS/(4*pi))*angle(P1);
121
122     % End
123     espectroFile(i,:)=power;
124     speedFile(i,:)=speed;
125     disp([num2str(i/dataFile.cantidadDeDatasets*100),'%'])
126 end
127 end
128 tiempo=0:TIME_BETWEENMEASUREMENTS:( dataFile.cantidadDeDatasets -1)*(←
    TIME_BETWEENMEASUREMENTS);
129
130 %%test
131 figure
132 heatmap(tiempo',fliplr(RANGES),fliplr(10*log10(espectroFile)'));
133 xlabel('Time (s)')
134 ylabel('Range (m)')
135 figure
136 heatmap(tiempo',fliplr(RANGES),fliplr(speedFile)');
137 xlabel('Time (s)')
138 ylabel('Range (m)')
139 %% Video Integration (optional)
140 NDATASETS_INTEGRACION=0;
141
142 if NDATASETS_INTEGRACION>1
143     cantidadDeDatasetsAgrupados=floor(size(espectroFile,1)/NDATASETS_INTEGRACION);
144     espectroIntegrado= zeros(cantidadDeDatasetsAgrupados, size(espectroFile,2));
145     for i = 1:cantidadDeDatasetsAgrupados
146         espectroAgrupado= zeros(NDATASETS_INTEGRACION, size(espectroFile,2));
147         espectroAgrupado(1:NDATASETS_INTEGRACION,:)=espectroFile(1+(i-1)*←
            NDATASETS_INTEGRACION:i*NDATASETS_INTEGRACION,:);
148         espectroIntegrado(i,:)=mean(espectroAgrupado,1);

```

```

149     end
150     tiempoIntegrado=0:TIME_BETWEENMEASUREMENTS*NDATASETS_INTEGRACION:(↔
        cantidadDeDatsetsAgrupados-1)*(TIME_BETWEENMEASUREMENTS*NDATASETS_INTEGRACION);
151 else
152     espectroIntegrado=espectroFile;
153     tiempoIntegrado=tiempo;
154 end
155
156 %test
157 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),fliplr(10*log10(espectroIntegrado)'));
158 xlabel('Time (s)')
159 ylabel('Range (m)')
160 %% power in (mW/Hz)
161 psdDB=10*log10(espectroIntegrado); % (dBW)
162
163 %test
164 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),(fliplr(psdDB)'));
165 xlabel('Time (s)')
166 ylabel('Range (m)')
167 %% Mask for Threshold
168 % El promedio de la potencia del pen ltimo rango + 1 dB se usar como m scara
169 mask=ones(size(psdDB,1),size(psdDB,2))*mean(psdDB(:,end-1)); % (mW/Hz)
170 maskDB=(mask)+4; %(dBm/Hz)
171
172 %test
173 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),(fliplr(maskDB)'));
174 %% Apply Threshold with mask to PSD
175 overThreshold=psdDB>maskDB;
176 thresholdedPsdDB=psdDB; %(dBm/Hz)
177 for i=1:size(psdDB,1)
178     for j=1:size(psdDB,2)
179         if ~overThreshold(i,j)
180             thresholdedPsdDB(i,j)=NaN;
181         end
182     end
183 end
184
185 %test
186 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),(fliplr(thresholdedPsdDB)'));
187 xlabel('Time (s)')
188 ylabel('Range (m)')
189 %% compute rcs with mask
190 rcs=thresholdedPsdDB+40*log10(RANGES);
191
192 %test
193 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),fliplr(rcs)');
194 xlabel('Time (s)')
195 ylabel('Range (m)')
196 %% compute z with mask
197 z=thresholdedPsdDB+20*log10(RANGES)+CALIBRATION_CONSTANT;
198
199 %test
200 heatmap(tiempoIntegrado',fliplr(RANGES),fliplr(z)');
201 xlabel('Time (s)')
202 ylabel('Range (m)')

```

£

Bibliografía

- [1] Stubenrauch, C., et al. “Assessment of global cloud data sets from satellites.” A Project of the World Climate Research Programme Global Energy and Water Cycle Experiment (GEWEX) Radiation Panel (2012).
- [2] Rondanelli, R. F. (2015). “Variability of cloud liquid water on the coastal fog forests of Northern Chile.” Retrieved from <http://repositorio.conicyt.cl/handle/10533/117437>
- [3] Bauer, Silke, et al. “From agricultural benefits to aviation safety: realizing the potential of continent-wide radar networks.” *BioScience* 67.10 (2017): 912-918.
- [4] Delanoë, Julien, et al. “Basta: a 95-GHz fmcw doppler radar for cloud and fog studies.” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 33.5 (2016): 1023-1038.
- [5] Fox, Neil I., and Anthony J. Illingworth. “The retrieval of stratocumulus cloud properties by ground-based cloud radar.” *Journal of Applied Meteorology* 36.5 (1997): 485-492.
- [6] Campbell, James B., and Randolph H. Wynne. “Introduction to remote sensing.” Guilford Press, 2011.
- [7] Illingworth, A. J., et al. “Cloudnet: Continuous evaluation of cloud profiles in seven operational models using ground-based observations.” *Bulletin of the American Meteorological Society* 88.6 (2007): 883-898.
- [8] Heiss, William H., David L. McGrew, and Dale Sirmans. “NEXRAD: next generation weather radar (WSR-88D).” *Microwave Journal* 33.1 (1990): 79-89.
- [9] Gischler, Christiaan. “The missing link in a production chain. Vertical obstacles to catch Camanchaca.” (2018).
- [10] Felipe Abreu y Luiz Felipe Silva. “Chile: Los Atrapanieblas Que Capturan Agua En Atacama, Uno De Los Lugares Más Secos Del Mundo - BBC News Mundo.” BBC News, BBC, 29 May 1970, www.bbc.com/mundo/noticias/2015/05/150521_atrapanieblas_chile_desierto_lp.
- [11] Klemm, Otto, and NengHuei Lin. “What causes observed fog trends: Air quality or climate change.” *Aerosol and Air Quality Research* 16.5 (2016): 1131-1142.
- [12] Lhermitte, Roger. “A 94-GHz Doppler radar for cloud observations.” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 4.1 (1987): 36-48.

- [13] Kollias, Pavlos, et al. “Millimeter-wavelength radars: New frontier in atmospheric cloud and precipitation research.” *Bulletin of the American Meteorological Society* 88.10 (2007): 1608-1624.
- [14] Meneghini, R., & Kozu, T. “Spaceborne weather radar.” (1990).
- [15] Lhermitte, R., 1990: “Attenuation and Scattering of Millimeter Wavelength Radiation by Clouds and Precipitation.” *J. Atmos. Oceanic Technol.*, 7, 464–479.
- [16] Toledo, Felipe, et al. “SDR Cloud Radar development with reused radio telescope components.” 2017 First IEEE International Symposium of Geoscience and Remote Sensing (GRSS-CHILE). IEEE, 2017.
- [17] Toledo Bittner, F. (2017). “Development of Low-Cost instruments for the measurement of atmospheric parameters.” Disponible en <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/150618>
- [18] Meischner, Peter, ed. “Weather radar: principles and advanced applications.” Springer Science & Business Media, 2005.
- [19] Doviak, Richard J. “Doppler radar and weather observations.” Courier Corporation, 2006.
- [20] Barbaresco, F., A. Jeantet, and U. Meier. “Wake vortex detection & monitoring by X-band Doppler radar: Paris Orly radar campaign results.” 2007 IET International Conference on Radar Systems. IET, 2007.
- [21] Moran, Kenneth P., et al. “An unattended cloud-profiling radar for use in climate research.” *Bulletin of the American Meteorological Society* 79.3 (1998): 443-456.
- [22] Delanoë, Julien, et al. “Comparison of airborne in situ, airborne radar–lidar, and spaceborne radar–lidar retrievals of polar ice cloud properties sampled during the POLARCAT campaign.” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 30.1 (2013): 57-73.
- [23] Mech, Mario, et al. “HAMP-the microwave package on the high altitude and long range research aircraft HALO.” *Atmospheric Measurement Techniques* 7 (2014): 4539-4553.
- [24] Marchand, Roger, et al. “Hydrometeor detection using CloudSat—An Earth-orbiting 94-GHz cloud radar.” *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 25.4 (2008): 519-533.
- [25] Illingworth, Anthony J., et al. “The EarthCARE satellite: The next step forward in global measurements of clouds, aerosols, precipitation, and radiation.” *Bulletin of the American Meteorological Society* 96.8 (2015): 1311-1332.
- [26] Skolnik, Merrill Ivan. “Radar handbook.” (1970).
- [27] Richards, Mark A. “Fundamentals of radar signal processing.” Tata McGraw-Hill Education, 2005.

- [28] Winkler, Volker. “Range Doppler detection for automotive FMCW radars.” 2007 European Radar Conference. IEEE, 2007.
- [29] Sundaresan, S., et al. “Real time implementation of FMCW radar for target detection using GNU radio and USRP.” 2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP). IEEE, 2015.
- [30] Piper, Samuel O. “Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep.” Proceedings International Radar Conference. IEEE, 1995.
- [31] Takano, T., Nakanishi, Y., Abe, H., Yamaguchi, J., Yokotek, S. I., Futaba, K. I., . . . Nakajima, T. (2007). “Performance of a developed low-power and high-sensitivity cloud profiling millimeter-wave radar: FALCON-I.” Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, (1), 0–3.
- [32] Thies, B., et al. “Fog monitoring using a new 94 GHz FMCW cloud radar.” 5th International Conference on Fog, Fog Collection and Dew, held 25-30 July, 2010 in Münster, Germany. <http://www.fogconference.org>, id. FOGDEW2010-103. 2010.
- [33] Nathanson, Fred E., J. Patrick Reilly, and Marvin N. Cohen. “Radar design principles-Signal processing and the Environment.” NASA STI/Recon Technical Report A 91 (1991).
- [34] Brooker, Graham M. “Understanding millimetre wave FMCW radars.” 1st international Conference on Sensing Technology. 2005.
- [35] Rubio-Cidre, Gorka, et al. “Design and preliminary results of a ground-based cloud profiling radar at 94 GHz.” 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf). IEEE, 2016.
- [36] Mead, James B., et al. “Compact airborne solid-state 95 GHz FMCW radar system.” 31st Int. Conf. on Radar Meteorology. 2003.
- [37] Santana, Lucas Vago, et al. “A trajectory tracking and 3d positioning controller for the ar. drone quadrotor.” 2014 international conference on unmanned aircraft systems (ICUAS). IEEE, 2014.
- [38] Rubio-Cidre, Gorka, et al. “Design and preliminary results of a ground-based cloud profiling radar at 94 GHz.” 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf). IEEE, 2016.
- [39] Intrieri, Janet M., et al. “A method for determining cirrus cloud particle sizes using lidar and radar backscatter technique.” Journal of Applied Meteorology 32.6 (1993): 1074-1082.
- [40] McGill, M. J., et al. “Combined lidar-radar remote sensing: Initial results from CRYSTAL-FACE.” Journal of Geophysical Research: Atmospheres 109.D7 (2004).
- [41] Comstock, Jennifer M., Thomas P. Ackerman, and Gerald G. Mace. “Ground-based lidar and radar remote sensing of tropical cirrus clouds at Nauru Island: Cloud statistics and radiative impacts.” Journal of Geophysical Research: Atmospheres 107.D23 (2002): AAC-16.

- [42] Bruder, J. A., et al. "IEEE standard for letter designations for radar-frequency bands." IEEE Aerospace & Electronic Systems Society (2003): 1-3.
- [43] Yau, Man Kong, and Roddy Rhodes Rogers. "A short course in cloud physics.." Elsevier, 1996.
- [44] Pozar, David M. "Microwave engineering." John Wiley & Sons, 2009.
- [45] "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas, in IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993) , vol., no., pp.1-50, 6 March 2014 doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443 URL: <http://ieeexplore.ieee.org.uchile.idm.oclc.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6758443&isnumber=6758442>
- [46] Balanis, C.A. (1997). "Antenna Theory Analysis and Design" (p. Second Edition). p. Second Edition.
- [47] Balanis, Constantine A. "Antenna theory: analysis and design." John Wiley & Sons, 2016.
- [48] Padin, S., et al. "The cosmic background imager." Publications of the Astronomical Society of the Pacific 114.791 (2001): 83.
- [49] "HackRF wiki", Retrieved October 2, 2019, from <https://github.com/mossmann/hackrf/wiki>
- [50] David Staelin. 6.661 "Receivers, Antennas, and Signals." Spring 2003. Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare, <https://ocw.mit.edu>. License: Creative Commons BY-NC-SA.
- [51] Mark, A. R., A. S. James, and A. H. William. "Principles of Modern Radar: Basic Principles." (2010).
- [52] Groginsky, Herbert L., et al. "Pulse pair estimation of Doppler spectrum parameters." RAYTHEON CO WAYLAND MA EQUIPMENT DEVELOPMENT LABS, 1972.
- [53] "Ceilometer CL31 for Cloud Height Detection." Retrieved November 15, 2019, from <https://www.vaisala.com/sites/default/files/documents/CL31-Datasheet-B210415EN-F.pdf>
- [54] "Vaisala Ceilometer CL31 User's Guide." Retrieved November 17, 2019, from https://www.google.com/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=2&cad=rja&uact=8&ved=2ahUKEwiSy8Cz2PH1AhW4FLkGHRmXAnIQFjABegQIAhAC&url=https%3A%2F%2Fa2e.energy.gov%2Fdata%2Fwip2%2Fattach%2Fcl31usersguide.pdf&usq=A0vVaw2UbSGL0Mzu3QFw_DvRT2fs
- [55] SpinningSpark. "Directional coupler symbols", 2011. Retrieved March 25, 2019, from https://en.wikipedia.org/wiki/File:Directional_coupler_symbols.svg
- [56] Wyndrum R.W., J. "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures." Proceedings of the IEEE, 53. 1965. <https://doi.org/10.1109/PROC.1965.4048>

- [57] JARUFE TRONCOSO, Claudio. Diseño y Fabricación de un Amplificador de Microondas de Bajo Ruido para la Banda de 31–45 GHz. 2010 [en línea]. [consulta: 29 de Noviembre 2019]. <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/103688>
- [58] JARUFE TRONCOSO, Claudio. Development of modular components for radio astronomical receivers in the bands Q (30-50 GHZ) and W (80-110 GHZ). 2018 [en línea]. [consulta: 29 de Noviembre 2019]. <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/164032>
- [59] Leo Young, “The Design of Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications,” Tech. Note 3 Contract AF 30(602)-2392, Stanford Research Institute , Menlo Park, California. RADC-TDR-62-130 (February 1962).