



UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE  
ELECTROMAGNETISMO Y RADIACIÓN



**IMPLEMENTACIÓN DE UN RADAR DE APERTURA SINTÉTICA DE  
ONDA CONTINUA CON MODULACIÓN LINEAL DE FRECUENCIA  
PARA LA CAPTURA DE IMÁGENES**

GUSTAVO PEREZ  
ROBERT RIVERA

Bárbula, 14 de enero del 2018



UNIVERSIDAD DE CARABOBO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIONES  
DEPARTAMENTO DE  
ELECTROMAGNETISMO Y RADIACIÓN



**IMPLEMENTACIÓN DE UN RADAR DE APERTURA SINTÉTICA DE  
ONDA CONTINUA CON MODULACIÓN LINEAL DE FRECUENCIA  
PARA LA CAPTURA DE IMÁGENES**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE  
CARABOBO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

GUSTAVO PEREZ  
ROBERT RIVERA

Bárbula, 14 de enero del 2018

# Dedicatoria

*Quiero dedicar en vida:  
a mis padres y mi hermana  
/  
y en la eternidad:  
a mi abuelo Ismael y Francisco Jesús.*

**GUSTAVO PEREZ**

*A Dios primero,  
A mis padres y hermanas,  
A mi tía Martha*

**ROBERT RIVERA**

# Agradecimientos

Todo lo que soy hoy en día y seré alguna vez, se lo agradezco a mi padre Gustavo Pérez, mi madre Ismelda Armada y mi hermana Sofia Pérez. Espero mis acciones puedan retribuirles el amor tan incansable que me han dado a lo largo de todo mi viaje. Ustedes son mi hogar.

A mi compañero Robhert, quien coprotagoniza esta película y con quien he compartido un largo, paciente e incansable camino de éxitos y fracasos. A mis amigos Omar Araujo y Jose Daniel Noguera, pilares fundamentales en el desarrollo de nuestro radar, guardo muchísimos recuerdos e historias de nuestros días.

A nuestro tutor Alfonso Zozaya, por ser ejemplo de exigencia y excelencia. Al profesor Cesar Ruiz, por su presencia, escucharnos y apoyarnos.

A mi amante Katherine Gomes, quien hace la vida más bonita. Agradezco su amor, comprensión y ternura. Por compartir conmigo lo cotidiano y lo irrepetible.

Mención familiar especial a mis madres Gladys Armada, Ingrid Armada, Maritza Pérez y Diana Pérez. Mis tíos Jose Ismael Figueredo y Esmeralda Armada. A mis pequeños primos hermanos Jorge Isaza y Andres David Mirabal. Finalmente, al mejor vecino de todos, Luigi Frassato.

Por depositar su confianza en mi, ayudarme sin condición, acompañarme en la incertidumbre, ser mi apoyo en la nada, escuchar mis convicciones y banalidades, aconsejarme sin saberlo, sacudir las inseguridades y, de una forma u otra, siempre estar presente en los días más importantes de mi vida, mis amigos: David Jimenez, Benjamin Ochoa, Karina Ávila, Isabel Nieves, Aurimar Perez, Ricardo Castaño, Alfonso Giura, Gustavo Carrasco, Nelson Parra, Ornella Montes, Carlos Eduardo Parra, Eliangel Carbonell, Raúl Rodriguez, Maria Daniela Belandria, Luis Miguel Milazzo, Jesus Osorio, Alfonzo Lopez, Daniel Villamizar, Joaquin Quirós, Estefania Jeréz, Juan Carpio, Miguelangel Chang, Sevein Lozada, Felipe Laboren, Alexander Barreto y Miguel Diaz.

**Gust.**

Agradezco a Dios primeramente por ser mi guía en todo mi tiempo de vida, siempre de primero en todos mis actos. Entre mis familiares agradezco a Freddy y Mery, mis padres, que han sido y serán un ejemplo a seguir y un apoyo incondicional en todos los aspectos de mi vida, muy agradecido a ellos. Adicionalmente a mi tía Martha, que fué mi segunda madre durante toda mi carrera universitaria dando un apoyo incondicional sin igual.

A mi compañero Gustavo Perez, que estuvo conmigo en todos los momentos de alegría y tristeza durante todo el proyecto de investigación, así como en el transcurso de mi vida universitaria.

A Omar Araujo, Ricardo Tinoco y José Daniel Noguera, que aportaron en el financiamiento del proyecto de investigación logrando la totalidad de los componentes necesarios.

A mi tutor Alfonso Zozaya que nos guió en todo momento en la realización del trabajo especial de grado.

A Martín y Yuande, por prestarnos todo el apoyo necesario en la Fundación Instituto de Ingeniería en cuanto la caracterización de los componentes de RF.

A todos mis compañeros de la universidad que prestaron su tiempo para ayudarme en situaciones difíciles, que estuvieron allí tendiendo su mano. Este logro también es de ustedes.

**Robhert.**

# Índice general

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas	XV
Acrónimos	XVII
Constantes Físicas	XIX
Símbolos	XXI
Resumen	XXIII
<b>I. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. MOTIVACIÓN	1
1.2. OBJETIVOS	3
1.2.1. Objetivo General	3
1.2.2. Objetivos Específicos	3
1.3. ALCANCES	3
<b>II. Marco conceptual</b>	<b>5</b>
2.1. Radar de apertura sintética	5
2.2. Arquitectura de un radar SAR-FMCW	6
2.3. Antena de un radar SAR-FMCW	10
2.4. Geometría y adquisición SAR	11
2.4.1. Información de reflectancia	12
2.4.2. Información de distancia y <i>azimuth</i>	13
2.5. Estructura de los datos crudos	14
2.6. Algoritmo de enfoque $\omega - K$	15
<b>III. Procedimientos de la investigación</b>	<b>19</b>
3.1. Investigación	19
3.2. Implementación y caracterización de la etapa de frecuencias intermedias (IF)	19

3.3.	Implementación y caracterización de la etapa de radiofrecuencias (RF)	20
3.3.1.	Parámetro $S_{11}$	22
3.3.2.	Parámetro $S_{21}$	22
3.4.	Implementación y caracterización de la etapa de antenas	23
3.4.1.	Cálculo de las dimensiones	23
3.4.2.	Simulación	24
3.4.3.	Construcción	24
3.4.4.	Caracterización	25
3.5.	Ensamblaje	27
3.6.	Pruebas de campo	30
3.6.1.	Calibración del radar y parámetros iniciales	30
3.6.2.	Toma de datos crudos	32
3.6.3.	Enfoque de los datos crudos	33
<b>IV.</b>	<b>Análisis, interpretación y presentación de los resultados</b>	<b>35</b>
4.1.	Etapa de frecuencias intermedias (IF)	35
4.2.	Etapa de radiofrecuencias (RF)	37
4.2.1.	Ancho de Banda	38
4.2.2.	Parámetro $S_{11}$	39
4.2.3.	Parámetro $S_{21}$	40
4.3.	Antenas	41
4.3.1.	Cálculo de las dimensiones	42
4.3.2.	Parámetro $S_{11}$	42
4.3.3.	Relacion de onda estacionaria ROE	43
4.3.4.	Impedancia de entrada	43
4.3.5.	Patrón de radiación	44
4.3.6.	Apertura de haz ( $\Delta\theta$ )	46
4.3.7.	Ganancia	46
4.4.	Pruebas de campo	47
4.4.1.	Calibración del radar y parámetros iniciales	47
4.4.2.	Enfoque de los datos crudos: imagen final	51
<b>V.</b>	<b>Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>55</b>
5.1.	Conclusiones	55
5.2.	Recomendaciones	56
<b>A.</b>	<b>Diseño y construcción de los circuitos impresos</b>	<b>59</b>
1.1.	Introducción a KiCad	59
1.2.	Dibujar el esquemático	62
1.3.	Diseñar el circuito impreso	66
1.4.	Guardar los ficheros Gerber y construir la placa de circuito impreso	72

Índice general	IX
----------------	----

---

<b>B. Códigos de sectorización y enfoque</b>	<b>75</b>
2.1. Generar la matriz de datos crudos . . . . .	75
2.2. Algoritmo de enfoque . . . . .	77

<b>Referencias Bibliográficas</b>	<b>79</b>
-----------------------------------	-----------

Anexos

- A. Lista de Materiales
- B. Datasheet Oscilador controlado por voltaje (ZX95-2536C+)
- C. Datasheet Atenuador (VAT-3+)
- D. Datasheet Amplificador de bajo ruido (ZX60-272LN-S+)
- E. Datasheet Divisor de potencia (ZX10-2-42+)
- F. Datasheet Mezclador (ZX05-43MH-S+)

# Índice de figuras

2.1. Diagrama de bloques del modelo SAR-FMCW a implementar . . . . .	7
2.2. Estudio del VCO ZX95-2536C+. Izquierda: Frecuencia y sensibilidad vs. Voltaje de entrada. Derecha: Respuesta en frecuencia de dos ondas triangulares con distintas componentes DC como entrada - Fuente: propia . . . . .	8
2.3. Efectos de una señal FMCW amplificada por el amplificador ZX60-272LN+ cuya entrada supera el punto de 1dB de compresión - Fuente: propia . . . . .	9
2.4. Antena de apertura a implementar - $L1 = \lambda_0/4$ , $L2 = \lambda_g/4$ . . . . .	11
2.5. Geometría de adquisición SAR . . . . .	12
2.6. Proceso de sectorización del archivo de audio .wav para la obtención de la matriz de datos crudos ( <i>rawdata</i> ). Se almacenan muestras del canal de los datos crudos (C1) en sincronía con cada $\tau_p$ del canal de pulsos cuadrados asociados a cada posición en <i>azimuth</i> (C2) . . . . .	15
2.7. Diagrama de bloques del algoritmo $\omega - K$ . . . . .	16
3.1. Esquemáticos para los circuitos impresos. Fuente: MIT [8] . . . . .	20
3.2. Esquema de montaje para la medición del generador de funciones y el VCO. . . . .	21
3.3. Esquema de montaje para la medición del parámetro $S_{11}$ - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - Fuente: propia . . . . .	22
3.4. Esquema de montaje para la medición del parámetro $S_{21}$ - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - Fuente: propia . . . . .	23
3.5. Alineación de la antena patrón con la antena receptora usando un teodolito (instrumento amarillo con negro) - medición de parámetro $S_{21}$ . . . . .	26
3.6. Antena receptora <i>Open Boundary Quad-Ridged Horn</i> en el interior de la cámara anecóica de la Fundación Instituto de Ingeniería - medición de parámetro $S_{21}$ . . . . .	27
3.7. Estructura de los circuitos de IF indicando su orden de ubicación. Los puertos de entrada y salida (en azul) se ubican en un lado en común. . . . .	28
3.8. Cadena de componentes encapsulados de RF. . . . .	29

3.9. Conexiones requeridas para ensamblar. 1) Rojo: 12V, 2) Amarillo: 5V, 3) Negro: Tierra, 4) Azul: onda triangular (V-tune), 5) Verde: salida (C1), 6) Turquesa: onda rectangular (C2).	29
3.10. Radar de apertura sintética ensamblado.	31
3.11. Montaje para estudiar el filtro de video AV	32
3.12. Escena real	33
3.13. Diagrama de bloques del proceso de sectorización del archivo de audio.	34
3.14. Diagrama de bloques del algoritmo de enfoque.	34
4.1. Fuente de alimentación DC	36
4.2. Generador de funciones	36
4.3. Filtro de video	37
4.4. Espectro en frecuencia de la señal FMCW generada por el oscilador controlado por voltaje - resultado de la caracterización - equipo de medición: Anritsu S332B.	38
4.5. Relación de onda estacionaria de entrada del LNA ZX60-272LN-S+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	40
4.6. Relación de onda estacionaria de entrada del divisor de potencia ZX10-2-42+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	40
4.7. Ganancia del LNA ZX60-272LN-S+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	41
4.8. Pérdidas totales en los puertos de salida P1 y P2 del divisor de potencia ZX10-2-42+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	42
4.9. Parámetro $S_{11}$ de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	43
4.10. Relación de onda estacionaria (ROE) de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	44
4.11. Impedancia de entrada ( $Z_{11}$ ) de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8	44
4.12. Plano E de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - rango de medición: 2GHz a 3GHz - pasos en grados para la medición = $10^\circ$ - $f_0=2.4\text{GHz}$	45
4.13. Plano H de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - rango de medición: 2GHz a 3GHz - pasos en grados para la medición = $10^\circ$ - $f_0=2.4\text{GHz}$	46
4.14. Lectura del osciloscopio. Parámetros de interés: $\tau_p$ y $V_{pp}$	47
4.15. Respuesta en frecuencia del filtro AV - Software utilizado: Octave	50
4.16. Escena captada por el radar - Programa utilizado: Octave	51
4.17. Vista lateral de la escena - Programa utilizado: Octave	52

---

4.18. Vista frontal de la escena - Programa utilizado: Octave . . . . .	52
4.19. Corte transversal de la imagen en la ubicación de los reflectores . . . . .	53
1.1. Flujo de trabajo en KiCad. Fuente: Documentación de KiCad [23]. . . . .	61
1.2. Gestor de proyectos de KiCad. . . . .	62
1.3. Ventana principal de Eeschema. . . . .	63
1.4. Añadir y conectar componentes. . . . .	64
1.5. Segmento con valores y referencias. . . . .	64
1.6. Ventana de CvPcb . . . . .	65
1.7. Esquemático de la fuente de alimentación. . . . .	66
1.8. Ventana de Pcbnew. . . . .	67
1.9. Distribución de los componentes. . . . .	68
1.10. Componentes dentro de la placa. . . . .	69
1.11. Trazado de pistas. . . . .	70
1.12. Rellenar el plano de tierra. . . . .	70
1.13. Diseño del circuito impreso completo. . . . .	71
1.14. Vistas en 3D de las capas superior e inferior. . . . .	72
1.15. Vista en 3D. . . . .	72
1.16. Vista superior del circuito impreso final. . . . .	74
1.17. Vista inferior del circuito impreso final. . . . .	74

# Indice de tablas

4.1. Tabla comparativa asociada al cálculo del ancho de banda. . . . .	39
4.2. Dimensiones y parámetros de diseño de la antena de apertura . . . . .	42
4.3. Apertura de haz de la antena de apertura medida vs. simulada . . . . .	46
4.4. Ganancia de la antena de apertura medida vs. simulada . . . . .	47
4.5. Parámetros iniciales para el enfoque de la imagen. . . . .	48
4.6. Tabla comparativa de las coordenadas de los reflectores de esquina. . . . .	51
4.7. Coordenadas en <i>azimuth</i> de los marcadores ubicados en la Figura 4.19 . . . . .	54

# Acrónimos

<b>AV</b>	<i>Amplificador de Video</i>
<b>BYU</b>	<i>Brigham Young University</i>
<b>CW</b>	<i>Continuous Wave</i>
<b>DUT</b>	<i>Device Under Test</i>
<b>FFT</b>	<i>FOURIER Fast Transform</i>
<b>FII</b>	<i>Fundación Instituto de Ingeniería</i>
<b>FMCW</b>	<i>Frequency Modulated Continuous Wave</i>
<b>IF</b>	<i>Intermediated Frequency</i>
<b>LABEMA</b>	<i>LABoratorio de ElectroMagnetismo Aplicado</i>
<b>LNA</b>	<i>Low Noise Amplifier</i>
<b>MIT</b>	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
<b>PRI</b>	<i>Pulse Repetition Interval</i>
<b>RADAR</b>	<i>RADio Detection And Ranging</i>
<b>RCS</b>	<i>Radar Cross Section</i>
<b>RF</b>	<i>Radio Frequency</i>
<b>ROE</b>	<i>Relación de Onda Estacionaria</i>
<b>Rx</b>	<i>Recepción</i>
<b>SAR</b>	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
<b>Tx</b>	<i>Transmisión</i>
<b>UC</b>	<i>Universidad de Carabobo</i>
<b>VCO</b>	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
<b>VNA</b>	<i>Vector Network Analyzer</i>

# Constantes Físicas

$$\text{Velocidad de la luz } c = 2,997\,924\,58 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$$

# Símbolos

$f_0$	Frecuencia central de operación del radar	Hz
$f_r$	Frecuencias en <i>range</i>	Hz
$f_d$	Frecuencia en <i>azimuth</i>	Hz
$f_s$	Frecuencia de muestreo	Hz
$P_{rx}$	Potencia recibida	W ( $J s^{-1}$ )
$P_{Tx}$	Potencia transmitida	W
$l$	Longitud horizontal de la antena	m
$D$	Diámetro de la antena	m
$B$	Ancho de banda de la señal transmitida	Hz
$K$	Tasa de modulación lineal de frecuencia ( <i>chirp rate</i> )	Hz/s
$A(v)$	Sensibilidad del VCO	Hz/V
$G$	Ganancia de la antena	dB
$L$	Pérdidas en el medio de propagación	dB
$R$	Distancia entre el radar y el blanco	m
$R_0$	Rango cercano	m
$L_{RCS}$	Longitud de la arista del blanco	m
$V_r$	Velocidad relativa del radar	m/s
$E_r$	Campo eléctrico reflejado	V/m
$E_i$	Campo eléctrico incidente	V/m
$\omega$	Frecuencia angular	$\text{rads}^{-1}$
$\Phi_{xx}$	Densidad espectral de potencia	$(\text{WHz}^{-1})$
$\tau_p$	Duración del pulso (tiempo lento)	s
$\tau_s$	Período de muestreo. Tiempo rápido	s

---

$\delta_r$	Resolución en distancia	m
$\delta_{cr}$	Resolución en <i>azimuth</i>	m
$\Delta\theta$	Apertura de haz	°
$\lambda_0$	Longitud de onda de operación del radar	m
$\lambda_c$	Longitud de onda de corte	m
$\lambda_g$	Longitud de onda de guía circular	m
$\sigma$	Sección transversal del radar ( <i>Radar Cross Section</i> )	m <sup>2</sup>
$\alpha_{os}$	Factor de sobremuestreo	
$\theta_{2Df}(f_r, f_d)$	Fase para un blanco puntual	rad

# **IMPLEMENTACIÓN DE UN RADAR DE APERTURA SINTÉTICA DE ONDA CONTINUA CON MODULACIÓN LINEAL DE FRECUENCIA PARA LA CAPTURA DE IMÁGENES**

por

GUSTAVO PEREZ y ROBERT RIVERA

Presentado en el Departamento de Electromagnetismo y Radiación  
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones  
el 14 de enero del 2018 para optar al Título de  
Ingeniero de Telecomunicaciones

## **RESUMEN**

Un radar de apertura sintética se caracteriza principalmente por la capacidad de registrar muestras de cierta zona de interés, mientras se desplaza en una trayectoria rectilínea, y del procesamiento de dichas muestras para generar imágenes de alta resolución. La inexistencia de un SAR de corto alcance en la Escuela de Ingeniería de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo es motivo fundamental para la realización de este proyecto.

La presente investigación tiene como finalidad la implementación de un radar de apertura sintética (SAR) de corto alcance de onda continua (CW) con modulación lineal en frecuencia (LFM) para la captura de imágenes. Mediante la cual, el

LABEMA fundaría una línea de investigación en SARs con el objetivo de desarrollar, de forma especializada, el conocimiento científico en este campo de la ingeniería y en sus distintas áreas de aplicación.

Este proyecto consiste de cinco grandes procesos: el primer proceso es el estudio del radar LFM-CW del MIT [8]; el segundo proceso consiste en la implementación de los circuitos de frecuencias intermedias (IF), los circuitos de radiofrecuencias (RF) y las antenas; el tercer proceso comprende la prueba de los circuitos de IF, la medición de los parámetros de dispersión de los elementos de RF y la caracterización de las antenas; la cuarta etapa consiste en la programación, en Octave, del algoritmo  $\omega - K$  para enfocar los datos crudos; el último proceso consiste en la ejecución de pruebas de campo mediante el sondeo de un área de interés para comprobar el funcionamiento global del radar.

La implementación del radar se realizó satisfactoriamente, cada etapa fue implementada y caracterizada, se construyeron dos blancos con forma de reflectores de esquina para las pruebas de campo y la toma de datos crudos fue correcta. El archivo de audio de dos canales fue almacenado para luego ser procesado por el algoritmo de enfoque. La imagen obtenida correspondió a un mapa de reflectancias en 2D de la escena real con los reflectores posicionados correctamente.

Palabras Claves: Radar de apertura sintética, Modulación lineal en frecuencia, Onda continua, Algoritmo  $\omega - K$

Tutor: ALFONSO ZOZAYA

Profesor del Departamento de Electromagnetismo y Radiación

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería adscrito al LABEMA

# Capítulo I

## Introducción

### 1.1. MOTIVACIÓN

Un radar de apertura sintética, abreviado SAR (*Synthetic Aperture Radar*) por sus siglas en inglés, es un radar caracterizado por su capacidad de construir imágenes de alta resolución de un área de interés [1][2]. Los SARs trabajan en la banda de las microondas y, con una selección adecuada de la frecuencia, sus aplicaciones varían y pueden ser independientes a las condiciones meteorológicas [2].

El radar es instalado a bordo de un vehículo, aéreo o espacial, que recorre una trayectoria rectilínea a una determinada velocidad y altura e ilumina el suelo con cierto ángulo de inclinación. Durante su recorrido, el SAR adquiere y almacena muestras en sus diferentes posiciones de la zona a sondear con una antena pequeña y sintetiza una apertura de haz semejante a un arreglo de mayor longitud. Las muestras obtenidas finalmente son procesadas por un algoritmo de enfoque que construye la imagen final de la escena bajo estudio [1][3].

La aplicación principal de los radares de apertura sintética es la observación remota de la Tierra. Esta disciplina comprende las siguientes áreas de investigación: exploración de lugares desconocidos, prevención de inundaciones, planificación regional, detección de barcos, movimientos de placas tectónicas, oceanografía, topografía, aplicaciones militares, entre otros [4].

A través de los años, varias instituciones y agencias espaciales han implementado SARs para llevar a cabo actividades de investigación en las distintas áreas de aplicación anteriormente mencionadas [5][6][7]. A su vez, distintas universidades han diseñado e implementado radares de apertura sintética de corto alcance con fines académicos, por mencionar algunos: el MIT dispone de un curso en línea para construir un sistema de radar FMCW [8], el grupo de sensado remoto de *Brigham Young University* (BYU) tiene en su haber proyectos como el *BYU microSAR* [9][10] y en Sudáfrica, se desarrolló el *SASAR II* [11] de parte del grupo de sensado remoto en *University of Cape Town*.

A diferencia de los SARs para sensado remoto, los SARs de corto alcance realizan su recorrido en un riel o vehículo con una altura respecto al suelo mucho menor. Por ende, las imágenes obtenidas corresponden a una escena de menor tamaño. Estos modelos de pequeña escala también son de gran utilidad en mediciones de RCS, obtención de imágenes a través de paredes, simulación de arreglos de antenas de mayor tamaño, entre otros [1]. Por consiguiente, la implementación de SARs de corto alcance puede servir de base para la investigación en numerosas aplicaciones en escuelas de ingeniería de telecomunicaciones y afines.

La inexistencia de un SAR de corto alcance en la Escuela de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Carabobo es motivo fundamental para la realización de este proyecto. Esta investigación será desarrollada en el Laboratorio de Electromagnetismo Aplicado (LABEMA) y se enmarcará en la línea de investigación de telecomunicaciones.

El presente proyecto consiste en implementar un radar de apertura sintética de onda continua con modulación lineal en frecuencia para la captura de imágenes. La ejecución de dicha implementación es factible al tratarse de un modelo de corto alcance, de pequeña escala y de bajo costo en comparación con los sistemas convencionales de radar. Los procesos comprendidos en la implementación tales como la caracterización, el ensamblaje y el procesamiento de los datos crudos pueden ser ejecutados en un ambiente de laboratorio y las pruebas de campo en espacios abiertos con las condiciones físicas necesarias.

Por medio del presente proyecto, el Laboratorio de Electromagnetismo Aplicado (LABEMA) fundaría una línea de investigación en radares de apertura sintética con el objetivo de desarrollar, de forma especializada, el conocimiento científico en este campo de la ingeniería. Además, dicho instrumento significaría un incentivo importante para introducir estudiantes en el desarrollo de la teledetección y aplicaciones de sistemas de radar en Venezuela.

## **1.2. OBJETIVOS**

### **1.2.1. Objetivo General**

Implementar un radar de apertura sintética de onda continua de corto alcance con modulación lineal de frecuencia.

### **1.2.2. Objetivos Específicos**

- Analizar el radar diseñado por el MIT para la comprensión del mismo.
- Caracterizar las etapas de frecuencias intermedias (IF), radiofrecuencias (RF) y antenas para validar su funcionamiento, tomando como referencia el radar diseñado por el MIT.
- Ensamblar las etapas de IF, RF y antenas para la construcción del radar.
- Evaluar el funcionamiento del radar para la generación de imágenes, programando el algoritmo  $\omega - K$  para el procesamiento de los datos crudos.

## **1.3. ALCANCES**

La implementación del radar de apertura sintética con modulación lineal en frecuencia será capaz de obtener imágenes a una distancia de hasta 750 metros de un blanco en reposo.

Las etapas de IF, RF y antenas correspondientes a la cadena de transmisión serán caracterizadas con instrumentos propiedad del Laboratorio de Electromagnetismo Aplicado (LEA) de la Fundación Instituto de Ingeniería (FII). El prototipo será ensamblado sobre una base de madera para su fácil traslado.

Para finalizar, se llevarán a cabo pruebas de campo: el radar será desplazado en línea recta con vista lateral sobre un área a sondear en un espacio abierto, el alcance máximo en distancia así como el tamaño de la escena quedará sujeto a las condiciones del experimento, y los datos crudos se almacenarán en un archivo de audio (.wav). Finalmente, el archivo de audio se procesará mediante Octave por el algoritmo de enfoque  $\omega - K$ , de fuente propia, para construir la imagen.

## Capítulo II

# Marco conceptual

### 2.1. Radar de apertura sintética

Este tipo de radar está instalado en un móvil (espacial, aéreo o terrestre) que se desplaza sobre una trayectoria, a una determinada velocidad y altura, iluminando el terreno con cierto ángulo de inclinación [3]; es conocido por sus siglas en inglés como SAR (*Synthetic Aperture Radar*). En su trayectoria, el radar emite una sucesión de pulsos de duración  $\tau_p$  de forma continua y registra muestras de los ecos por cada posición en *azimuth*, sintetizando un arreglo de antenas de mayor tamaño [12]. Dichas muestras (denominadas «datos crudos») se van almacenando en forma de matriz para luego ser procesadas por un algoritmo de enfoque que genere la imagen final.

La imagen que genera este tipo de radar consiste en una gráfica 2D de reflectancias del área sondeada. Ahora bien, la resolución de esta imagen consiste de dos parámetros: la resolución en *azimuth* y en distancia. La resolución en *azimuth* ( $\delta_{cr}$ ), para SARs de corto alcance, es dependiente de la longitud horizontal de la antena transmisora  $l$  si la antena es de apertura y altamente directiva, la relación matemática es de la forma  $\delta_{cr} = \frac{l}{2}$ . Para el caso de la resolución en distancia ( $\delta_r$ ), investigaciones han mostrado que ésta se puede mejorar empleando un método denominado compresión de pulsos [13][14]. La resolución en distancia para un radar en

general está definida por  $\delta_r = \frac{c}{2B}$ ; donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $B$  es el ancho de banda de la señal transmitida. En el presente proyecto, se utiliza la modulación lineal en frecuencia (LFM) que está definida por la siguiente ecuación 2.1.

$$S(t) = w\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \cos\left[2\pi\left(f_0 - \frac{B}{2}\right)t + \pi Kt^2\right] \quad (2.1)$$

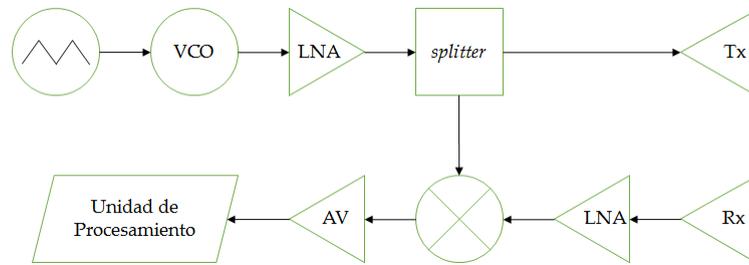
Donde  $w$  es una ventana rectangular de duración  $\tau_p$  segundos,  $\tau_p$  es la duración del pulso,  $f_0$  es la frecuencia de operación del radar,  $B$  es el ancho de banda y  $K$  es la tasa de modulación lineal de la frecuencia (*chirp rate*). En el SAR a implementar, la señal  $S(t)$  se transmitirá continuamente en intervalos de duración  $\tau_p$ . Estos SARs se denominan de onda continua con modulación lineal en frecuencia o FMCW (*Frequency Modulated Continuous Wave*) por sus siglas en inglés.

Las ventajas de los SAR-FMCW es que pueden obtener información acerca de la distancia del blanco, así como relacionar de forma lineal la duración del pulso transmitido con el ancho de banda de la señal, en consecuencia, obtener una buena resolución en distancia mediante pulsos de larga duración [1][15]. La ecuación matemática que muestra dicha relación es  $B = K \cdot \tau_p$ .

Varias técnicas para generar la señal FMCW han sido propuestas en las últimas décadas. Generalmente, las técnicas pueden ser clasificadas en el enfoque analógico y el enfoque digital [16]. En el enfoque analógico, un oscilador controlado por voltaje (VCO) es utilizado para generar la señal modulada en frecuencia y fue utilizado en la presente implementación. En la siguiente sección se describe la arquitectura del radar SAR-FMCW implementado en el presente proyecto.

## 2.2. Arquitectura de un radar SAR-FMCW

El SAR analizado e implementado durante el presente estudio ha sido desarrollado en el contexto del curso del MIT «Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging» [8]. El diagrama de bloques del sistema se muestra en la Figura 2.1 y se describe a continuación.



**Figura 2.1:** Diagrama de bloques del modelo SAR-FMCW a implementar

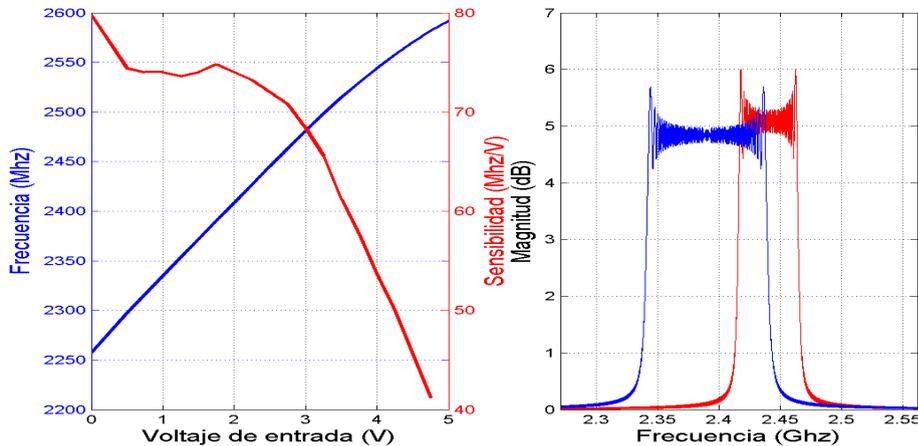
El radar se divide en dos grandes etapas, a saber: la etapa de transmisión y recepción. En la etapa de transmisión como se aprecia en la Figura 2.1, el primer módulo arriba y a la izquierda del radar es un generador de funciones, el cual genera dos formas de onda: una rectangular y otra triangular. La onda rectangular es utilizada para sincronizar los ecos que llegan a la unidad de procesamiento mientras que la onda triangular se utiliza para modular la frecuencia del oscilador controlado por voltaje o VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) por sus siglas en inglés. La onda triangular proveniente del generador permitirá que la salida del VCO sea una señal modulada linealmente en frecuencia cuya forma queda descrita por la Ecuación 2.1.

Como se observa en la Fig. 2.1, el primer bloque a la izquierda es un oscilador controlado por voltaje o VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) por sus siglas en inglés. Consiste de un dispositivo que tiene como salida una señal senoidal controlada por un voltaje continuo de entrada. Este bloque es la transición entre la etapa de frecuencia intermedias y la etapa de radiofrecuencias. En el caso particular del SAR implementado, el voltaje de entrada es una onda triangular proveniente del generador de funciones (véase Fig. 2.1) que permite que la salida del VCO sea una señal modulada linealmente en frecuencia (FMCW), el espectro de la señal FMCW tiene una forma semejante a las mostradas en la Fig. 2.2.

Ahora bien, uno de los parámetros principales que caracteriza a un VCO es su sensibilidad que se define como la variación de la frecuencia de salida en función del voltaje continuo de entrada (véase Figura 2.2), su unidad es de Hz/V. La sensi-

bilidad  $A(v)$  viene dada por la siguiente ecuación:

$$A(v) = \frac{df}{dv} \quad (2.2)$$



**Figura 2.2:** Estudio del VCO ZX95-2536C+. Izquierda: Frecuencia y sensibilidad vs. Voltaje de entrada. Derecha: Respuesta en frecuencia de dos ondas triangulares con distintas componentes DC como entrada - Fuente: propia

Donde  $f$  es la frecuencia de salida del VCO y  $v$  el voltaje continuo de entrada. En el mismo orden de ideas, las variaciones de la sensibilidad pueden afectar el ancho de banda de la señal modulada si la componente DC de la onda triangular sufre variaciones, en la Fig. 2.2 (gráfica de la derecha) se muestra un ejemplo particular que consta de dos situaciones: la primera tiene como entrada una onda triangular que oscila de 2 a 3 V (espectro rojo) y la segunda de una que oscila de 1.75 a 2.75 V (espectro azul), ambas ondas tienen el mismo voltaje pico a pico pero distinta componente DC, se puede observar la distinción entre el ancho de banda de ambos espectros mostrando así la importancia de mantener la componente DC fija en la onda triangular. Este ancho de banda se calcula de la siguiente forma:

$$B = f_{sup} - f_{inf} \quad (2.3)$$

Donde  $f_{sup}$  y  $f_{inf}$  son las frecuencias de corte de 3dB superior e inferior respectivamente. El ancho de banda es fundamental para obtener la resolución en dis-

tancia ( $\delta_r$ ), la tasa de modulación de la señal FMCW ( $K$ ) y la sensibilidad de forma experimental por medio de las siguientes ecuaciones:

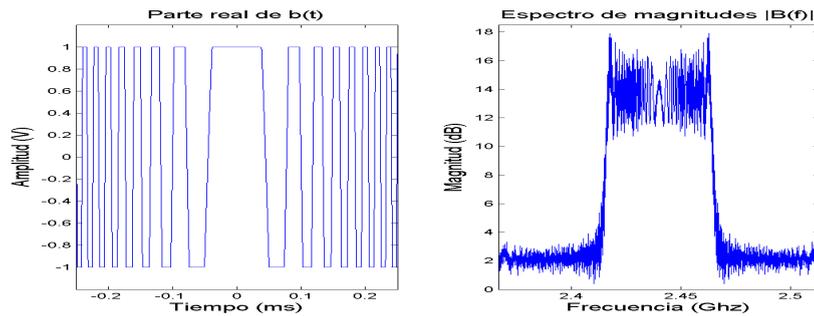
$$\delta_r = \frac{c}{2B} \quad (2.4)$$

$$K = \frac{B}{\tau_p} \quad (2.5)$$

$$\text{Sensibilidad} = \frac{B}{V_{pp}} \quad (2.6)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $\tau_p$  el período de la onda triangular y  $V_{pp}$  la amplitud pico a pico de la onda triangular.

La señal modulada luego pasa por un atenuador de 3dB, para evitar que la señal no supere el punto de 1dB de compresión del siguiente bloque: el amplificador de potencia. Este dispositivo tiene la función de aumentar el nivel de potencia de la señal modulada. Los efectos de no utilizar un atenuador de 3dB antes de amplificar la señal modulada se ilustran en la Fig. 2.3 usando un amplificador en particular.



**Figura 2.3:** Efectos de una señal FMCW amplificada por el amplificador ZX60-272LN+ cuya entrada supera el punto de 1dB de compresión - Fuente: propia

Como se observa en la Figura 2.3, la señal FMCW amplificada en el dominio del tiempo se recorta, por lo tanto, en el dominio frecuencial, se generan armónicos que se traducen en distorsión. Se debe aclarar que el uso del atenuador es un caso particular de la arquitectura desarrollada en esta investigación y no una generalización

para todas las arquitecturas que generen una señal FMCW.

El siguiente dispositivo al amplificador de potencia es un divisor de potencia, encargado de bifurcar en partes iguales la potencia de la señal amplificada donde una de las partes va hacia un mezclador (en la etapa de recepción) y la restante va hacia una antena de apertura para ser transmitida.

### 2.3. Antena de un radar SAR-FMCW

La antena de apertura analizada e implementada en la presente investigación es una del tipo *Cantenna* que consiste de una guía de onda circular conductora y de un monopolo de cuarta longitud de onda. El funcionamiento básicamente cambia de una guía coaxial a un guía circular las ondas de voltaje y corriente provenientes del divisor de potencia para ser radiadas al medio de propagación. Generalmente, su uso es en aplicaciones de la banda de Wi-Fi (2.4GHz). Se caracteriza por su bajo costo y fácil construcción [8].

Para su construcción se deben tomar en cuenta los siguientes parámetros iniciales de diseño: apertura de haz ( $\Delta\theta$ ) y la longitud de onda de operación en espacio libre ( $\lambda_0$ ). Estos parámetros están relacionados con el diámetro de la guía circular (D) por medio de la siguiente ecuación:

$$D = \frac{58\lambda_0}{\Delta\theta} \quad (2.7)$$

Donde las unidades de  $\lambda_0$  y  $\Delta\theta$  son metros y grados respectivamente. En el mismo orden de ideas, el diámetro de la guía circular se relaciona con la longitud de onda de corte ( $\lambda_c$ ) que se define como la longitud de onda máxima a partir de la cual no habrá propagación en guía circular, el modo a propagarse generalmente es el modo TE<sub>11</sub> (modo fundamental para guías circulares). La ecuación matemática asociada es la siguiente:

$$\lambda_c = 1,705D = \frac{98,89\lambda_0}{\Delta\theta} \quad (2.8)$$

A su vez, la longitud de onda de operación en el espacio libre y la longitud de onda de corte está relacionada con la longitud de onda de guía circular ( $\lambda_g$ ) de la siguiente manera:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\Delta\theta}{98,89}\right)^2}} \quad (2.9)$$

Las ecuaciones 2.7, 2.8 y 2.9 definirán las medidas necesarias para construir la antena tales como: diámetro de la guía circular, longitud del monopolo y ubicación del monopolo en la guía circular en función de los parámetros iniciales de diseño antes mencionados. Ahora bien, la longitud del monopolo es de un cuarto de longitud de onda en espacio libre ( $\lambda_0/4$ ) y la ubicación del monopolo es a un cuarto de la longitud de onda de la guía circular ( $\lambda_g/4$ ) de distancia de la pared posterior de la guía circular (véase Fig. 2.4).

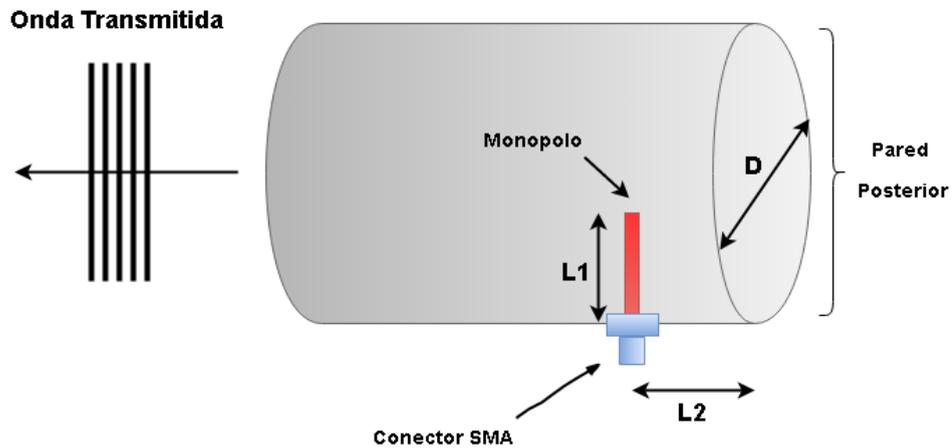


Figura 2.4: Antena de apertura a implementar -  $L1 = \lambda_0/4$ ,  $L2 = \lambda_g/4$

## 2.4. Geometría y adquisición SAR

La escena sondeada por el SAR es semejante a la mostrada en la Figura 2.5. La dirección de observación del radar recibe el nombre de distancia y la dirección de

desplazamiento del radar es llamada *azimuth*. La distancia más cercana se denomina rango cercano, así como la mayor distancia es el rango lejano. En *azimuth*, El SAR se desplaza de forma rectilínea, a una altura  $H$ , con una velocidad constante y ángulo de inclinación respecto al suelo al tiempo que emite continuamente pulsos FMCW de duración  $\tau_p$ . A través de la huella de la antena, estos pulsos iluminan una porción de la escena bajo estudio. Los ecos de los pulsos retornan al radar provenientes de elementos del terreno denominados blancos donde la distancia mínima que recorren estos ecos se llama «rango oblicuo».

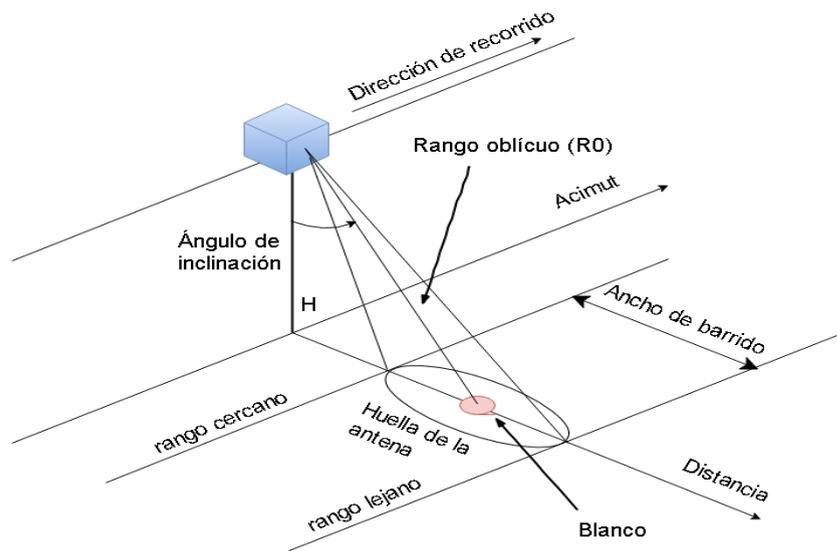


Figura 2.5: Geometría de adquisición SAR

Ahora bien, la información a extraer de los ecos recibidos son de tres tipos: información de reflectancia, distancia y *azimuth*. La imagen es generada a partir de esta terna de datos para cada píxel o blanco puntual. En las siguientes subsecciones se describen al detalle cada una de estas informaciones.

#### 2.4.1. Información de reflectancia

La información de reflectancia es aproximadamente la amplitud del eco recibido por el radar, se relaciona con la ecuación matemática que define la potencia recibida

( $P_{Rx}$ ) denominada ecuación de radar, esta es una suerte de presupuesto de potencia de la forma:

$$P_{Rx} = P_{Tx} \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (2.10)$$

Donde  $P_{Tx}$  es la potencia transmitida,  $G$  es la ganancia de la antena,  $\lambda$  es la longitud de onda de espacio libre asociada a la frecuencia central de operación del radar,  $R$  es la distancia entre el radar y el blanco,  $L$  son las pérdidas en el medio de propagación y  $\sigma$  es la sección transversal del radar o RCS por sus siglas en inglés (*Radar Cross Section*). El RCS es un área que determina la capacidad de un blanco de reflejar la energía hacia el receptor, indicando cuan detectable es por el radar. La ecuación matemática asociada es de la forma:

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_r}{E_i} \right|^2 \quad (2.11)$$

Donde  $E_r$  y  $E_i$  son los campos eléctricos reflejado e incidente respectivamente. Para verificar el funcionamiento global del radar, las pruebas de campo se realizan con el blanco más detectable posible, un reflector de esquina de material conductor es ideal por su geometría y movilidad, este se caracteriza por poseer un RCS bastante bueno y la capacidad de reflejar la totalidad de la onda incidente. El RCS máximo de un reflector de esquina es mostrado en la ecuación 2.12 donde  $L_{RCS}$  es la longitud de la arista. Cabe destacar que el reflector de esquina es el blanco utilizado en las pruebas de campo de esta investigación.

$$\sigma_{max} = \frac{4\pi L_{RCS}^2}{\lambda^2} \quad (2.12)$$

#### 2.4.2. Información de distancia y *azimuth*

En el caso de la información de distancia y *azimuth*, estas nos indican las coordenadas del blanco en la escena de estudio donde dichas coordenadas están contenidas en la fase del eco recibido. Para el análisis, primeramente definiremos, para un

blanco puntual, la ecuación que modela el eco de RF recibido que tiene la siguiente forma:

$$s(t) = A_{Rx} w \left( \frac{t - \Delta t}{\tau_p} \right) \cos[2\pi f_0(t - \Delta t) + K(t - \Delta t)^2] \quad (2.13)$$

Donde  $A_{Rx} \equiv \sqrt{P_{Rx}}$ ,  $w$  es una ventana rectangular que indica que  $s(t)$  es un pulso de duración  $\tau_p$  segundos,  $f_0$  es la frecuencia central de operación del radar y  $K$  es la tasa de modulación lineal de frecuencia de la señal FMCW. La señal  $s(t)$  es demodulada a través de la cadena de recepción obteniendo el pulso en banda base que se muestra a continuación:

$$s(t) = \underbrace{A_0}_{(1)} \underbrace{w \left( \frac{t - \Delta t}{\tau_p} \right) e^{j\pi K(t - \Delta t)^2}}_{(2)} \underbrace{e^{-j2\pi f_0 \Delta t}}_{(3)} \quad (2.14)$$

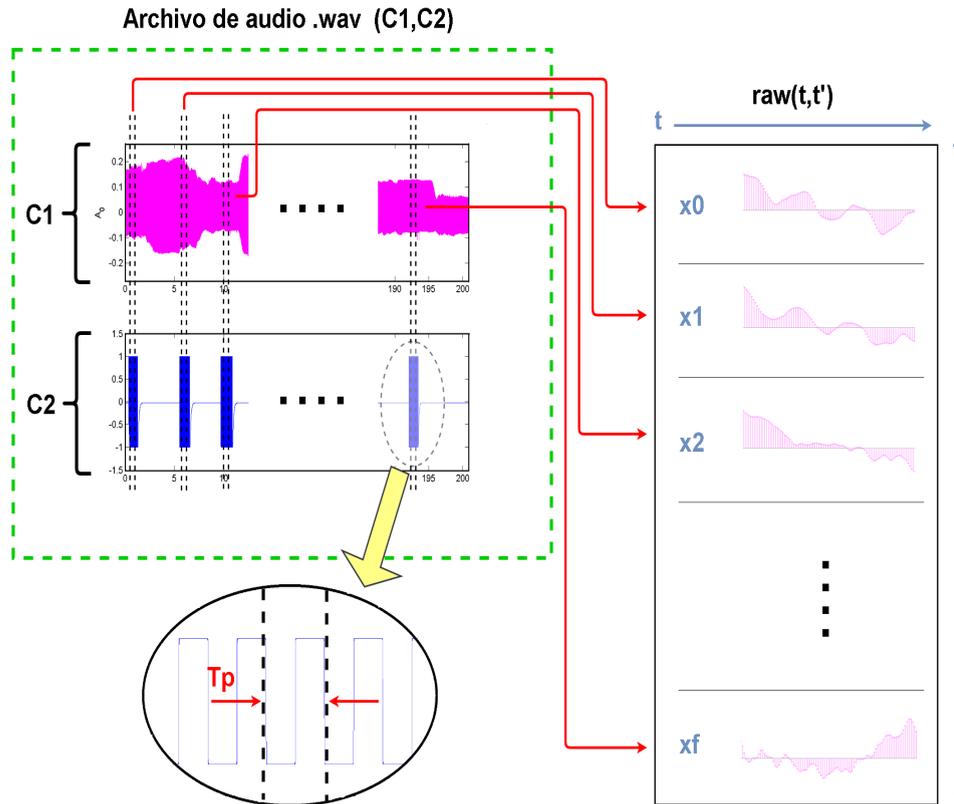
En la Ecuación 2.14 se muestran las tres informaciones: en la expresión (1) se encuentra la información de reflectancia del blanco, en la expresión (2) se encuentra la ubicación en distancia del blanco y en la expresión (3) se encuentra la ubicación en *azimuth* del blanco. En la siguiente sección se describe como se organizan los datos en la unidad de procesamiento.

## 2.5. Estructura de los datos crudos

Los datos crudos provenientes de la cadena de recepción son muestreados y almacenados en un archivo de audio .wav (véase Figura 2.6). Luego, dichas muestras se organizan en forma de matriz que se va llenando fila por fila cada duración del pulso  $\tau_p$  (denominado «tiempo lento») con las muestras de cada eco equiespaciadas  $\tau_s$  (denominado «tiempo rápido») que se define en la siguiente ecuación donde  $\alpha_{os}$  es el factor de sobremuestreo.

$$\tau_s = \frac{1}{\alpha_{os} \cdot B} \quad (2.15)$$

La cantidad de columnas corresponde con el total de muestras contenidas en un período de pulso  $\tau_p$  (eje de distancia) y la de filas con la cantidad de ecos recibidos (eje de *azimuth*) [17].



**Figura 2.6:** Proceso de sectorización del archivo de audio .wav para la obtención de la matriz de datos crudos (*rawdata*). Se almacenan muestras del canal de los datos crudos (C1) en sincronía con cada  $\tau_p$  del canal de pulsos cuadrados asociados a cada posición en *azimuth* (C2)

## 2.6. Algoritmo de enfoque $\omega - K$

La matriz de datos crudos contiene la información de los ecos obtenidos durante las diferentes posiciones del radar y, en si misma, no constituye una imagen. Distintos algoritmos se han desarrollado para realizar el enfoque de los datos crudos, entre ellos vale la pena mencionar los algoritmos *Range-DOPPLER*, *Chirp-Scaling* y  $\omega - K$  [18][19][17], este último es el utilizado en el presente proyecto. La compresión mediante el algoritmo  $\omega - K$  consiste en un conjunto de operaciones realizadas en

el dominio de la frecuencia. Las principales operaciones del algoritmo  $\omega - K$  son: la multiplicación por una función de referencia para el enfoque general y la interpolación de STOLT para el enfoque diferencial; como se muestra en la Figura 2.7.

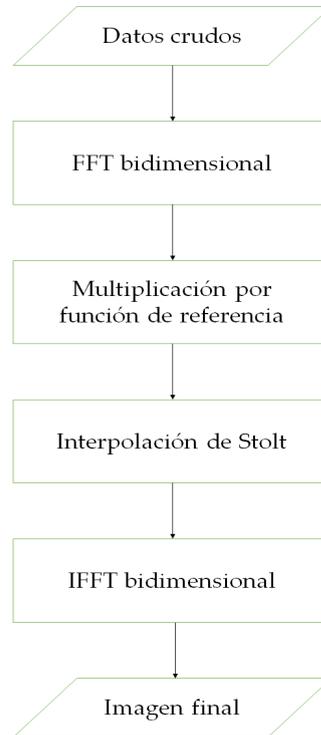


Figura 2.7: Diagrama de bloques del algoritmo  $\omega - K$

En correspondencia con el diagrama de la Figura 2.7, el primer paso es realizar la transformada de FOURIER (FFT) bidimensional para transformar los datos crudos en el dominio bidimensional de frecuencias. La fase para un blanco puntual en el dominio 2D tiene la siguiente forma:

$$\theta_{2Df}(f_r, f_d) = -\frac{4\pi R_0}{c} \sqrt{(f_0 + f_r)^2 - \frac{c^2 f_d^2}{4V_r}} - \frac{\pi f_r^2}{K_r} \quad (2.16)$$

Donde  $f_r$  y  $f_d$  son las frecuencias en *range* y en *azimuth* respectivamente,  $R_0$  es el rango cercano,  $f_0$  es la frecuencia central de operación,  $K_r$  es la tasa de modulación de la señal FMCW,  $V_r$  es la velocidad relativa entre el blanco y el radar y  $c$  es

la velocidad de la luz.

El segundo paso es la multiplicación por una función de referencia (RFM). El objetivo de aplicar la RFM es eliminar el segundo término de la ecuación 2.16 y hacer cero el primer término para  $R_0 = R_{ref}$  debido a que la fase bidimensional es una función de la frecuencia en distancia y la frecuencia en *azimuth* y solo se anula en el rango de referencia. Para lograr la corrección se define una función que tenga la siguiente estructura:

$$\theta_{ref}(f_r, f_d) = + \frac{4\pi R_{ref}}{c} \sqrt{(f_0 + f_r)^2 + \frac{c^2 f_d^2}{4V_r}} + \frac{\pi f_r^2}{K_r} \quad (2.17)$$

Donde a  $R_{ref}$  se le asigna el valor medio en distancia de la escena a sondear. Cuando se multiplique la señal y la función de referencia, las fases se suman eliminando el segundo término debido a que tienen signos opuestos. Para el primer término, quedan fases residuales cuando  $R \neq R_{ref}$  que deben ser corregidas en el siguiente paso. La fase de un blanco puntual luego de aplicar la RFM es aproximadamente:

$$\theta_{RFM}(f_r, f_d) = - \frac{4\pi(R - R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_r)^2 + \frac{c^2 f_d^2}{4V_r}} \quad (2.18)$$

El tercer paso es realizar la interpolación de STOLT para corregir las fases residuales generadas por la aplicación de la RFM, por esta razón, la interpolación de STOLT también es denominada enfoque diferencial. Para ello, se modifica el eje de las frecuencias en rango por medio del siguiente cambio de variables:

$$\sqrt{(f_0 + f_r)^2 + \frac{c^2 f_d^2}{4V_r}} = f_0 + f'_r \quad (2.19)$$

La ecuación 2.19 transforma las frecuencias en rango originales en un nuevo rango de frecuencias  $f'_r$  de tal manera que la fase es ahora lineal en el nuevo rango.

La ecuación 2.20 muestra la fase resultante luego de aplicar el cambio de variables.

$$\theta_{\text{STOLT}}(f'_r, f_d) = -\frac{4\pi(R - R_{\text{ref}})}{c}(f_0 + f'_r) \quad (2.20)$$

Finalmente, se aplica la transformada inversa de FOURIER (IFFT) bidimensional a los datos interpolados para regresar los mismos al dominio del tiempo, donde la imagen aparecerá enfocada correctamente.

## Capítulo III

# Procedimientos de la investigación

Con base en los objetivos enunciados en el Capítulo I, a continuación se describe el procedimiento mediante el cual se llevó a cabo la implementación del radar de apertura sintética.

### 3.1. Investigación

En esta primera etapa se analizó el radar de corto alcance FMCW desarrollado y ampliamente documentado en el curso dictado por el Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT) titulado «Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging» [8].

### 3.2. Implementación y caracterización de la etapa de frecuencias intermedias (IF)

En esta etapa se diseñaron y construyeron los circuitos impresos correspondientes al generador de funciones, al amplificador de video (AV) y la fuente de alimentación DC; dichos circuitos se ilustran en la Figura 3.1. El diseño se realizó usando

KiCad [20] y la verificación del funcionamiento de cada circuito impreso se realizó en el Laboratorio de Electromagnetismo Aplicado (LABEMA).

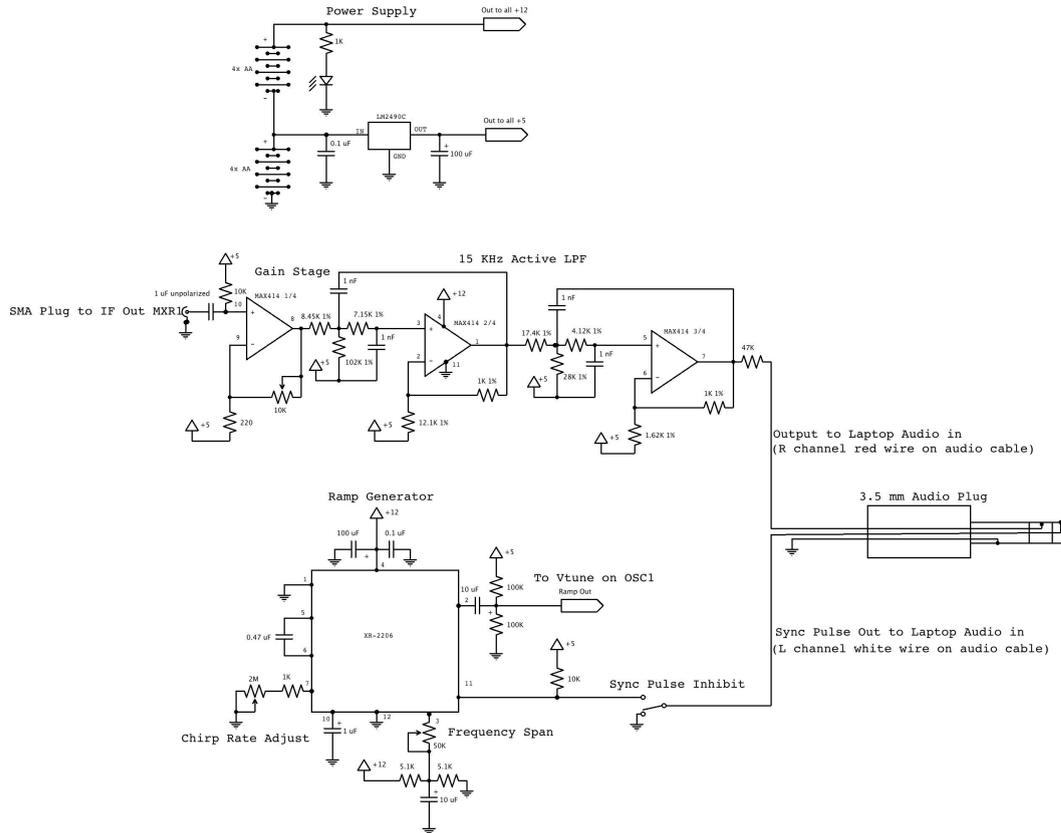


Figura 3.1: Esquemáticos para los circuitos impresos. Fuente: MIT [8]

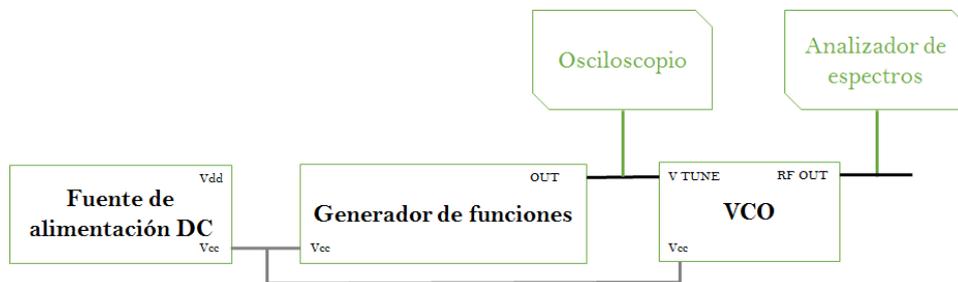
### 3.3. Implementación y caracterización de la etapa de radiofrecuencias (RF)

Los elementos de RF consisten en componentes encapsulados de *Mini-Circuits*. En esta etapa se midieron en el laboratorio, con el fin de comprobar sus parámetros circuitales principales, los elementos que se indican a continuación:

- Oscilador controlado por voltaje (ZX95-2536C+).

- Atenuador (VAT-3+).
- Amplificador de bajo ruido (ZX60-272LN-S+).
- Divisor de potencia (ZX10-2-42+)

En el caso del oscilador controlado por voltaje, se obtuvo el espectro de la señal modulada linealmente en frecuencia (FMCW), con el propósito de obtener experimentalmente el ancho de banda de la señal, en consecuencia, poder calcular la tasa de modulación en frecuencia, la sensibilidad y la resolución en distancia. Adicionalmente, son datos iniciales en el algoritmo de enfoque. El esquema de conexión para obtener el ancho de banda es el mostrado en la Figura 3.2.



**Figura 3.2:** Esquema de montaje para la medición del generador de funciones y el VCO.

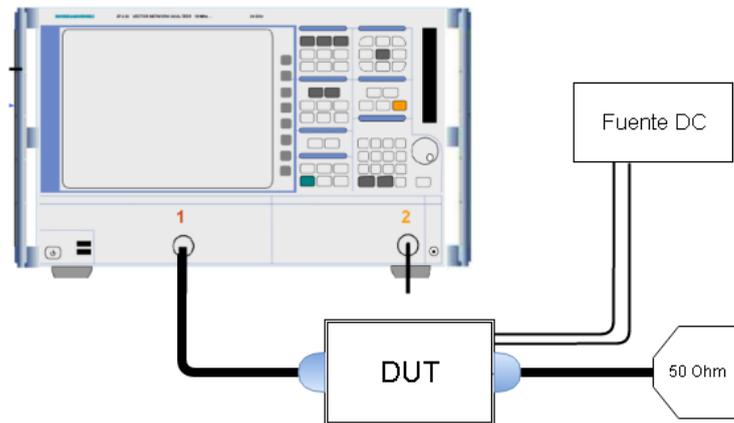
Como se puede apreciar en la Fig. 3.2, los bloques adicionales al VCO son los siguientes: la fuente de alimentación que energiza los dispositivos, el generador de funciones que modula la señal, el osciloscopio para verificar que la onda triangular esté ubicada de 2 a 3 V ( $1 V_{pp}$  de la onda triangular) y el analizador de espectros. Ahora bien, se colocaron dos marcadores en el analizador de espectros, cada uno en la frecuencia de 3dB superior ( $f_{sup}$ ) e inferior ( $f_{inf}$ ) para extraer sus lecturas. Finalmente se calculó el ancho de banda por medio de la Ecuación 2.3. Luego de calculado el ancho de banda experimental, se obtuvieron las medidas de la resolución en distancia ( $\delta_r$ ), la tasa de modulación en frecuencia (K) y la sensibilidad del VCO a través de las Ecuaciones 2.4, 2.5 y 2.6 respectivamente.

Para el resto de los componentes de RF (atenuador, LNA y *splitter*), estos fueron caracterizados por medio de sus parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  cuyo procedimiento de

medición se muestra a continuación. Cabe destacar que el VNA debe estar previamente ajustado en un rango de frecuencias más amplio que el ancho de banda de operación del radar implementado.

### 3.3.1. Parámetro $S_{11}$

La medición de la ROE en la entrada de los componentes se realiza a partir del parámetro  $S_{11}$ . Se llevó a cabo la medición mediante el montaje mostrado en la Figura 3.3. Se utilizó la herramienta de medición de ROE y finalmente se generó un archivo de datos .txt con las siguientes columnas: 1) frecuencia y 2) ROE.



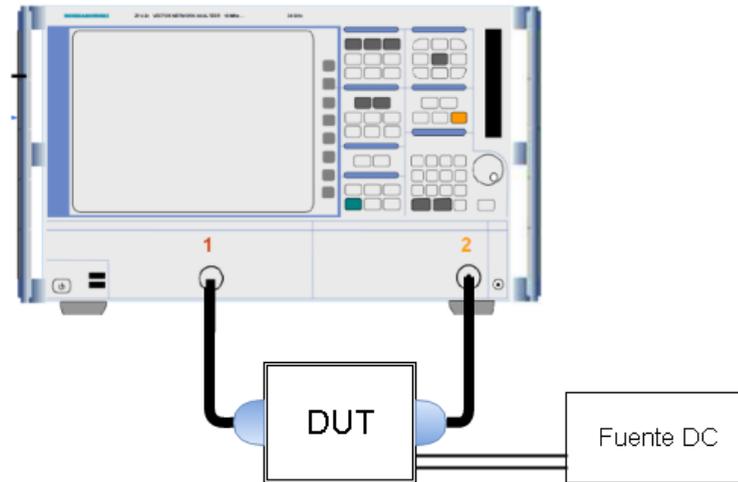
**Figura 3.3:** Esquema de montaje para la medición del parámetro  $S_{11}$  - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - Fuente: propia

Como se observa en el esquema, se colocó una carga adaptada en el puerto de salida. Para el caso del *splitter*, por ser una red de tres puertos, implicaría usar dos cargas adaptadas para el total de salidas.

### 3.3.2. Parámetro $S_{21}$

La medición de la ganancia del LNA, las pérdidas totales de los puertos de salida del *splitter* y la pérdidas del atenuador se realizan a partir del parámetro  $S_{21}$ . Se hizo el montaje mostrado en la figura 3.4, se seleccionó la opción para visualizar la magnitud y fase del parámetro  $S_{21}$ . Finalmente se generó un archivo de datos

.txt con las siguientes columnas: 1) frecuencia, 2) magnitud del  $S_{21}$  y 3) fase del  $S_{21}$ .



**Figura 3.4:** Esquema de montaje para la medición del parámetro  $S_{21}$  - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - Fuente: propia

En el caso del *splitter*, como en el apartado anterior, se coloca una carga adaptada en el puerto que esté libre al realizar la medición de las pérdidas de conversión de un determinado puerto.

### 3.4. Implementación y caracterización de la etapa de antenas

Una vez caracterizados los elementos de la etapa de RF correspondientes a la etapa de transmisión, se procedió al cálculo de las dimensiones, simulación, construcción y caracterización de las antenas de apertura.

#### 3.4.1. Cálculo de las dimensiones

A partir del desarrollo teórico en la Sección ??, el procedimiento para el diseño de las antenas de tipo *Cantenna* es el siguiente:

Una vez conocida la frecuencia de operación central del radar, se fija su longitud de onda y se calcula el diámetro (D) del cilindro conductor partiendo de la Ecuación 2.7.

Seguidamente se calcula la longitud del monopolo (L1) correspondiente a cuarto de longitud de onda en espacio libre ( $\lambda_0/4$ ). Por último, la posición del monopolo respecto al fondo del cilindro reflector (L2), que corresponde a un cuarto de la longitud de onda de la guía circular ( $\lambda_g/4$ ). La antena se ilustra en la Figura 2.4.

### 3.4.2. Simulación

A partir de las dimensiones calculadas, se procedió a simular la antena a construir para estimar parámetros de interés. Esto se hizo a través del programa CST 2014, donde se establecieron los valores de frecuencia ( $f_0$ , rango de frecuencias, etc.) y longitud (L1, L2, D, etc.) para crear el monopolo en conjunto con la lata conductora. Finalmente se extrajeron los siguientes archivos de datos (.txt): 1)  $S_{11}$ , 1) ROE, 2) Impedancia de entrada, 3) Plano E, 4) Plano H y 5) Ganancia.

### 3.4.3. Construcción

Simulada la antena, se procedió a su construcción cuyo procedimiento se llevó a cabo en los siguientes pasos:

1. Se hizo un agujero a L2 metros de la pared posterior de la lata conductora por donde se colocará el monopolo de  $\lambda/4$  con un taladro.
2. Se cortó un alambre de cobre de longitud  $\lambda/4$  (L1).
3. Se soldó el alambre cortado en el conector SMA usando un caudín y estaño.
4. Finalmente se enroscó el conector soldado por el agujero hecho en la lata de tal manera que quedara totalmente perpendicular a su superficie.

### 3.4.4. Caracterización

A continuación, se describen los pasos necesarios para la caracterización de las antenas previamente construidas.

El primer paso fue ajustar el VNA a un rango más grande que el ancho de banda de operación del radar. Luego, se conectó la antena dentro de la cámara anecoica y se seleccionó la opción para visualizar la magnitud del  $S_{11}$ . Finalmente, se generó un archivo de datos (.txt) que contiene dos columnas: 1) frecuencia y 2) magnitud del  $S_{11}$ .

El siguiente paso es la medición del patrón de radiación y la ganancia mediante el parámetro  $S_{21}$ . La medición del patrón de radiación se realizó en un número determinado de pasos en grados, por cada uno se generó un archivo de datos .txt. Estos archivos se importaron a un código en Octave, se normalizaron y se graficó el patrón de radiación. Para el cálculo de la ganancia se realizaron dos montajes: el primer montaje consistió en medir el parámetro  $S_{21}$  de una antena patrón (AP), resultando la Ecuación 3.1.

$$S_{21AP} = P_{c1} + G_{AP} + P_{EL} + G_{AR} + P_{c2} \quad (3.1)$$

Donde  $S_{21AP}$  pertenece a la AP1,  $P_{c1}$  y  $P_{c2}$  representan las pérdidas en la línea de transmisión 1 y 2 respectivamente,  $P_{EL}$  indica las pérdidas de espacio libre y  $G_{AP}$  y  $G_{AR}$  indican la ganancia de la AP1 y la ganancia de la antena receptora respectivamente. Luego, se procedió a realizar el segundo montaje, el cual consistió en reemplazar la antena patrón por la antena bajo estudio (A1), obteniendo así la Ecuación 3.2.

$$S_{21A1} = P_{c1} + G_{A1} + P_{EL} + G_{ar} + P_{c2} \quad (3.2)$$

Si se restan ambas ecuaciones y se despeja  $G_{A1}$ , resulta:

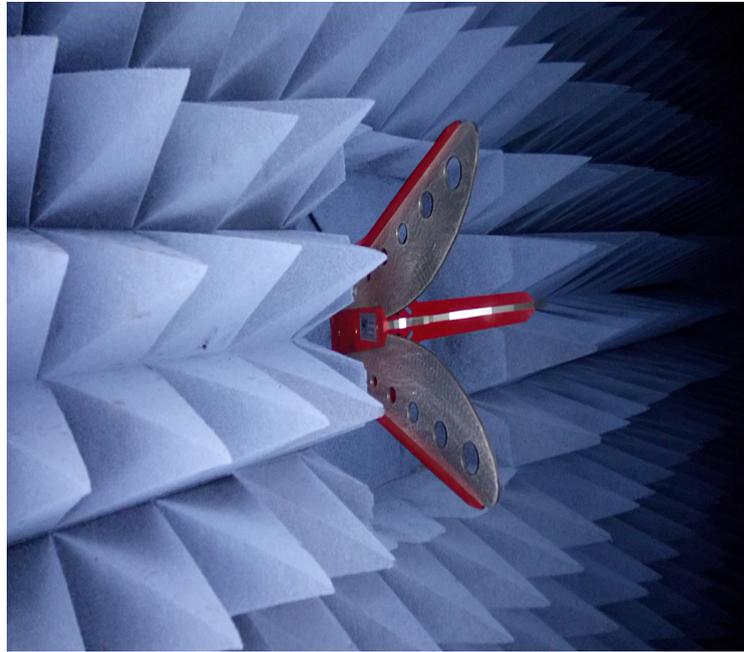
$$G_{A1} = S_{21A1} - S_{21AP} + G_{AP} \quad (3.3)$$

donde  $G_{A1}$  es la ganancia de la antenna bajo medición (A1) en la dirección de máxima radiación, por lo tanto, en la Ecuación 3.3 se debe usar  $G_{AP}$  en esa misma dirección, siendo este último parámetro un dato proporcionado por el fabricante.

La antenna bajo prueba A1 y la antenna patrón AP, dentro de la cámara anecoica, deben estar alineadas con la antenna receptora, para llevar a cabo esto se usa un teodolito, que es un equipo mecánico-óptico que permite tener ángulos verticales y horizontales con precisión (véase Fig. 3.5).



**Figura 3.5:** Alineación de la antenna patrón con la antenna receptora usando un teodolito (instrumento amarillo con negro) - medición de parámetro  $S_{21}$



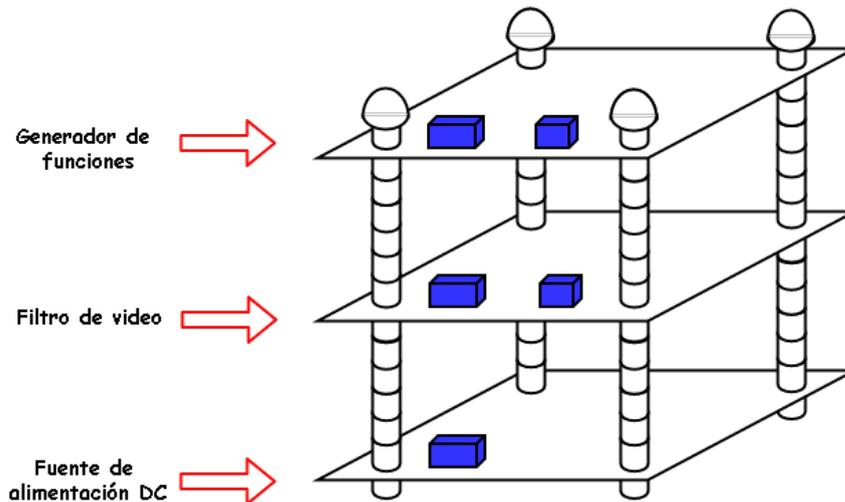
**Figura 3.6:** Antena receptora *Open Boundary Quad-Ridged Horn* en el interior de la cámara anecoica de la Fundación Instituto de Ingeniería - medición de parámetro  $S_{21}$ .

### 3.5. Ensamblaje

El ensamblaje comprende la realización de una estructura de niveles para los circuitos impresos, la distribución de los componentes encapsulados de RF y las antenas, así como las conexiones entre todos los bloques de la arquitectura. Para ensamblar el radar SAR-FMCW, se ha procedido como se describe a continuación.

1. Se ha hecho un agujero en cada esquina de cada uno de los circuitos impresos de IF con un taladro para insertar los soportes de la estructura.
2. Se insertó un tornillo largo (también pudo ser una barra roscada) por los agujeros de una esquina común de los circuitos IF y se usaron tuercas para fijar la posición de cada esquina en el tornillo con distancia entre placas de 5cm. Nota: tómese en cuenta que los puertos de entrada y salida de todos los circuitos deben orientarse a una misma dirección.

3. El paso anterior se repitió para el resto de las esquinas. El resultado es la estructura mostrada en la Figura 3.7.



**Figura 3.7:** Estructura de los circuitos de IF indicando su orden de ubicación. Los puertos de entrada y salida (en azul) se ubican en un lado en común.

4. Se han perforado cuatro agujeros en la base de madera con un taladro para fijar la estructura de la Figura 3.7.
5. Se conectaron los componentes encapsulados de RF en cadena como se muestra en la Figura 3.8 usando conectores SMA. El orden es el siguiente:
- VCO (salida) - Atenuador (entrada)
  - Atenuador (salida) - LNA/Tx (entrada)
  - LNA/Tx (salida) - *Splitter* (puerto S)
  - *Splitter* (puerto P2) - *Mixer* (puerto LO)
  - *Mixer* (puerto RF) - LNA/Rx (salida)
6. Se fijó la cadena de componentes encapsulados de RF en la base de madera con tornillos.
7. Las antenas se fijaron en el lado superior de la base de madera separadas 25cm entre sí, tomando en cuenta que ambas queden paralelas a la base.

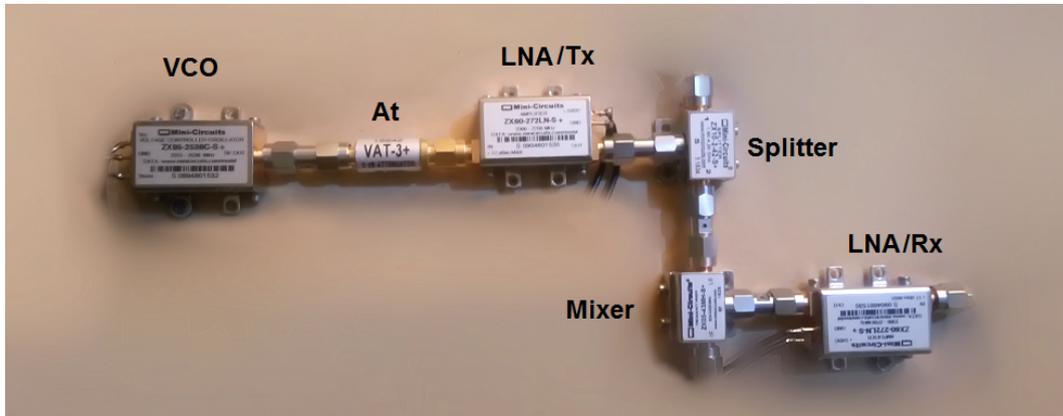


Figura 3.8: Cadena de componentes encapsulados de RF.

8. Se ha conectado la fuente de alimentación DC hacia los bloques que requieren energía DC con cables de cobre (véase Figura 3.9). La conexión de los puertos de alimentación de los componentes encapsulados de RF fueron soldados con cautín y estaño.

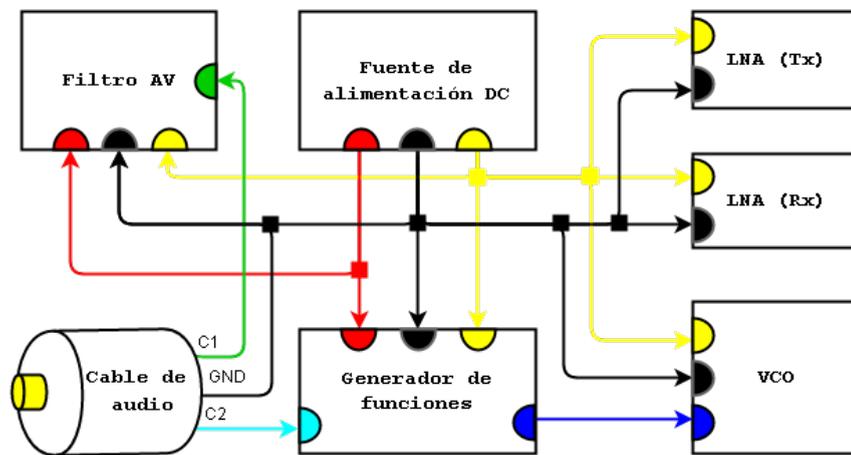


Figura 3.9: Conexiones requeridas para ensamblar. 1) Rojo: 12V, 2) Amarillo: 5V, 3) Negro: Tierra, 4) Azul: onda triangular (V-tune), 5) Verde: salida (C1), 6) Turquesa: onda rectangular (C2).

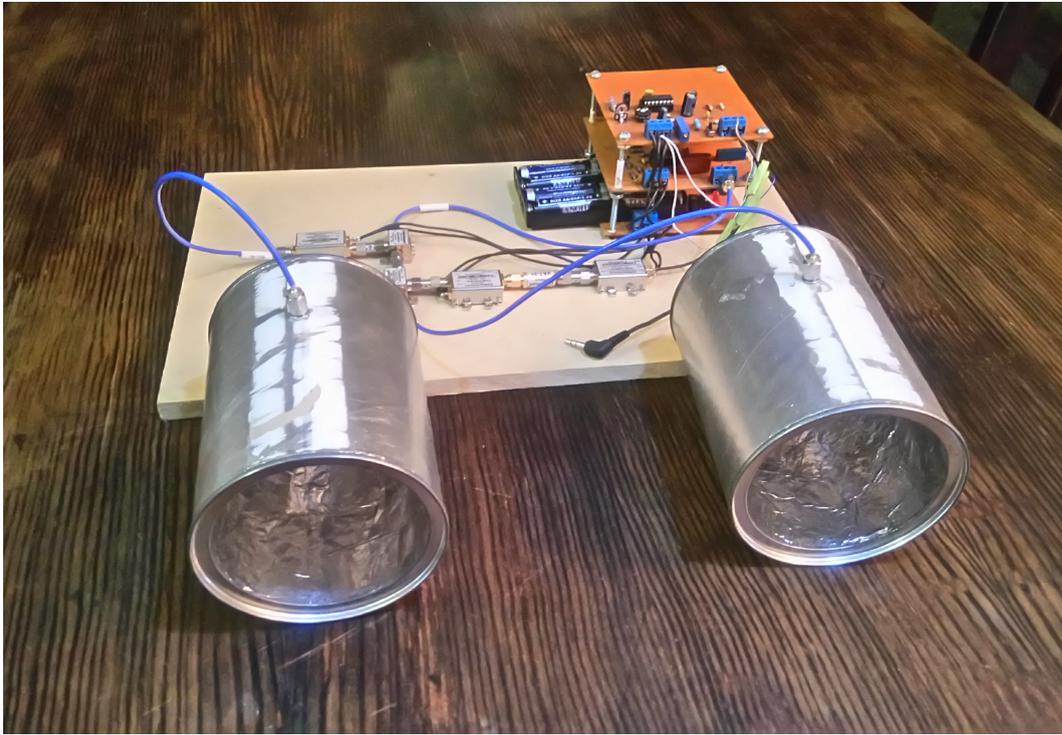
9. El cable de audio estéreo 3.5mm se conectó de acuerdo a los siguientes puertos: el primer canal (C1) con la salida del filtro de video, el segundo canal (C2) con la salida de la onda rectangular del generador de funciones y la tierra (GND) a un puerto común (véase Figura 3.9).

10. Se conectó la salida restante del *splitter* (puerto P1) con el conector SMA de la antena transmisora con un cable coaxial SMA-SMA.
11. La antena receptora se ha conectado con la entrada del LNA de la cadena de recepción usando un cable coaxial SMA-SMA.
12. Se ha conectado el puerto IF del *mixer* con el puerto INPUT del filtro AV. Para la conexión en el puerto del filtro AV, se debe soldar un trozo de alambre de cobre en la punta del cable SMA.
13. Se introdujeron 8 pilas alcalinas AA en el banco de baterías de la fuente de alimentación DC. El radar está ensamblado luego de finalizado este paso.
14. Se encendió el radar y se calibró el generador de funciones para obtener como salida una onda triangular que oscile de 2V a 3V y tenga un periodo de aproximadamente 20ms usando un osciloscopio.
15. El ancho de banda del espectro de la señal a transmitir (salida del puerto P1) se ha medido usando un analizador de espectros.
16. El radar finalmente puede operar y se puede observar en la Figura 3.10.

## 3.6. Pruebas de campo

### 3.6.1. Calibración del radar y parámetros iniciales

En esta sección se describe el procedimiento utilizado para la calibración del radar y se muestran los parámetros iniciales necesarios para ejecutar el algoritmo de enfoque. De esta manera es posible obtener información como: la duración del pulso, la frecuencia central de operación del radar, el ancho de banda de la señal modulada, la tasa de modulación lineal en frecuencia, el ancho de banda del amplificador de video y la velocidad de la plataforma. La calibración del radar se realizó previamente a la toma de los datos crudos.



**Figura 3.10:** Radar de apertura sintética ensamblado.

El esquema de conexión utilizado para el estudio temporal de la función generada y el estudio espectral de la señal modulada RF es el mostrado en la Figura 3.2.

Con el período del pulso extraído del osciloscopio, es posible estimar la velocidad de la plataforma que se trabajó como una velocidad ficticia debido al método de captura de los datos crudos utilizado (*stop and go*), ésta se calculó en base a una velocidad media estimada definida en la Ecuación 3.4 donde  $X[m]$  es el paso espacial del recorrido del radar, que se fijó en 0.5m, y  $\tau_p[s]$  es la duración del pulso.

$$v = \frac{X[m]}{\tau_p[s]} \quad (3.4)$$

Por último, se caracterizó el filtro de video para estimar su ancho de banda real ( $B_{av}$ ), valor necesario para la estimación de el rango de distancias que el radar puede detectar en la escena bajo estudio. El montaje para realizar la medición se

observa en la Figura 3.11.



**Figura 3.11:** Montaje para estudiar el filtro de video AV

Como se aprecia en la figura 3.11, se conectó un generador de señales en la entrada del filtro y se introdujo una onda senoidal y se varió su frecuencia hasta encontrar las dos frecuencias de corte de 3dB. Adicionalmente, se obtuvieron otros puntos variando nuevamente la frecuencia de la onda senoidal con fines de modelado de la gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro.

### 3.6.2. Toma de datos crudos

La escena bajo estudio seleccionada fue una hacienda ubicada en el Sector Barrera, Municipio Libertador, Estado Carabobo. Los dos reflectores de esquina utilizados fueron construidos con láminas de acero galvanizado con medida de 1.25m de longitud por cada lado y se ubicaron a 10m de distancia de la trayectoria del móvil y 10m separados entre sí en el eje de *azimuth* como se observa en la Figura 3.12. El terreno estaba libre de señal Wi-Fi para evitar interferencias en la banda de operación del radar.

Con respecto a la trayectoria del radar, se utilizó una cinta métrica para marcar los 60 pasos separados entre sí 0.5m. En cuanto a la ubicación de los blancos, se ubicaron los mismos en el terreno con la cinta métrica tomando como referencia la trayectoria previamente marcada.

Con lo descrito en el párrafo anterior, la escena se preparó para realizar la captura de los datos crudos. El software utilizado para grabar el audio .wav en el computador portátil fue Audacity[21]. El método para el desplazamiento del radar es denominado *stop and go*[8] y se describe a continuación.



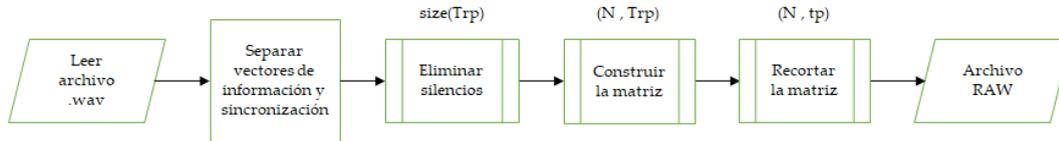
**Figura 3.12:** Escena real

- Se ubicó el prototipo en conjunto con un computador portátil en la posición inicial, a una altura de 2.25m sobre el nivel del suelo.
- Se encendió el radar y en conjunto se puso en marcha la grabadora del computador portátil.
- Se tomó una muestra de la señal recibida accionando el switch de la señal cuadrada en la posición inicial.
- Se desplazó el radar 0.5m en el eje de *azimuth*, y se accionó el *switch* para tomar la muestra correspondiente a esa posición.
- Se repitió el paso descrito en el renglón anterior hasta completar todo el recorrido, correspondiente a 30m.
- Se guardó el archivo de audio generado para su posterior procesamiento.

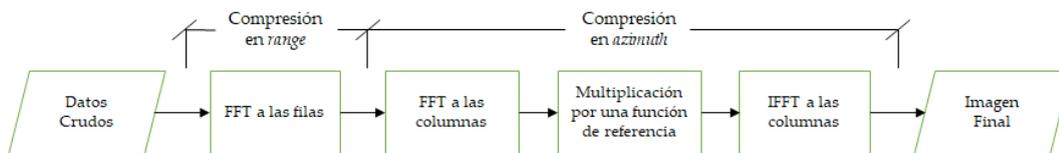
### 3.6.3. Enfoque de los datos crudos

Luego de haber generado el archivo de audio con los datos crudos, se procedió a escribir dos códigos en Octave: el primero fue para sectorizar el archivo de audio

para tener los datos crudos en forma de matriz y el segundo fue para realizar el enfoque de los datos contenidos en dicha matriz para obtener la imagen final. Ambos diagramas de bloque se ilustran en las Figuras 3.13 y 3.14 respectivamente.



**Figura 3.13:** Diagrama de bloques del proceso de sectorización del archivo de audio.



**Figura 3.14:** Diagrama de bloques del algoritmo de enfoque.

Una vez realizada la toma de los datos crudos, sectorizado el archivo de audio y ejecutado el algoritmo de enfoque descrito en el Capítulo 2, se obtuvo el resultado final correspondiente al mapa de reflectancias de la escena bajo estudio.

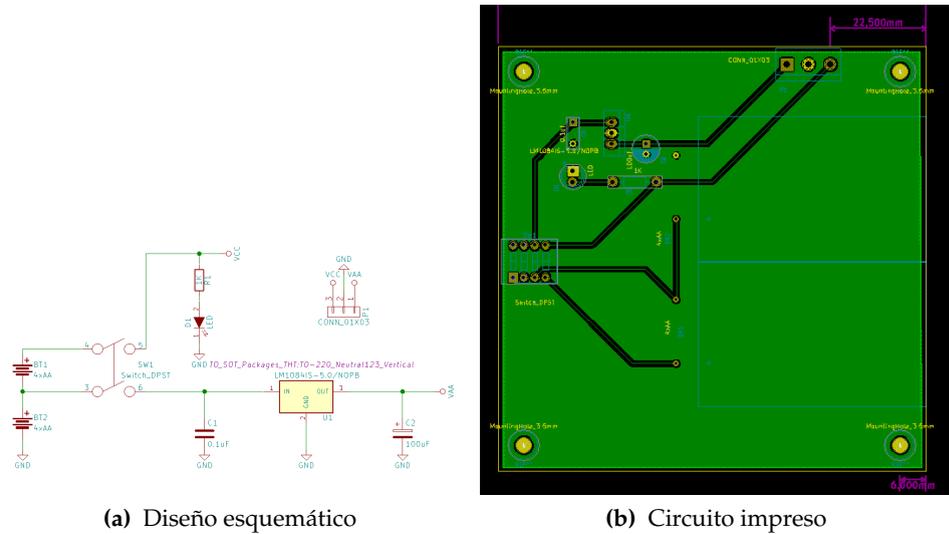
## Capítulo IV

# Análisis, interpretación y presentación de los resultados

En correspondencia con el procedimiento metodológico antes expuesto, los resultados obtenidos se muestran a continuación.

### 4.1. Etapa de frecuencias intermedias (IF)

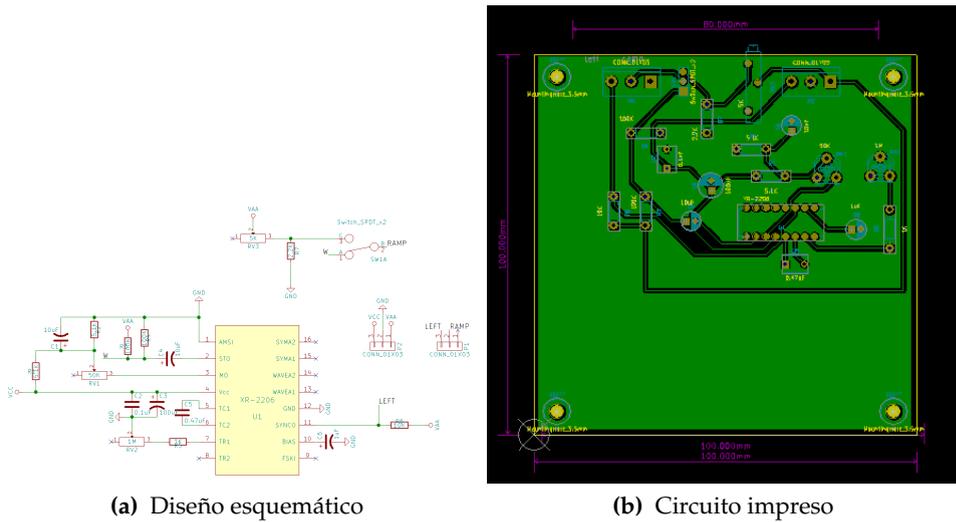
Los diseños de los esquemáticos y circuitos impresos, elaborados en KICAD, asociados a la fuente de alimentación DC, el generador de funciones y el filtro de video se muestran en las Figuras [4.1](#), [4.2](#) y [4.3](#) respectivamente. Información más detallada en cuanto al diseño y construcción de los circuitos impresos es mostrada en el Apéndice [A](#). En cuanto a la caracterización, es mostrada en la Sección [4.4.1](#) que describe los parámetros iniciales del algoritmo de enfoque.



(a) Diseño esquemático

(b) Circuito impreso

Figura 4.1: Fuente de alimentación DC



(a) Diseño esquemático

(b) Circuito impreso

Figura 4.2: Generador de funciones

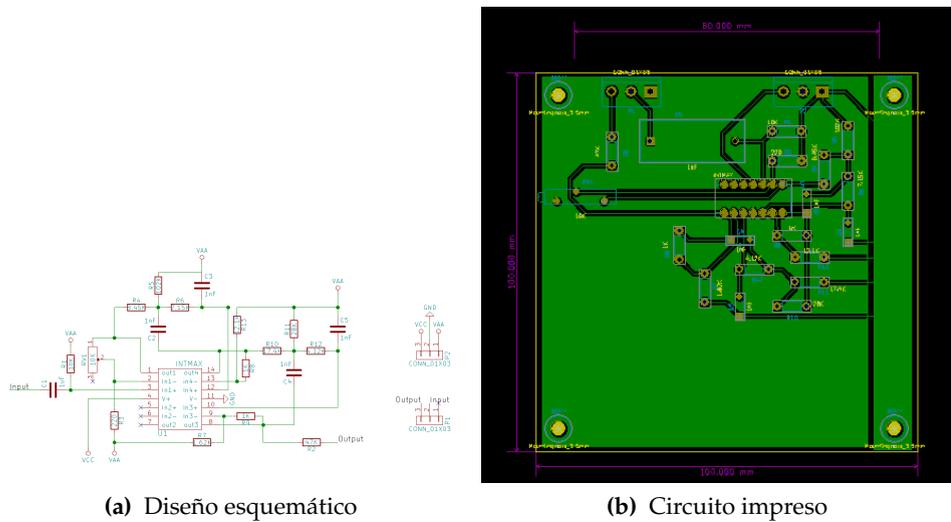
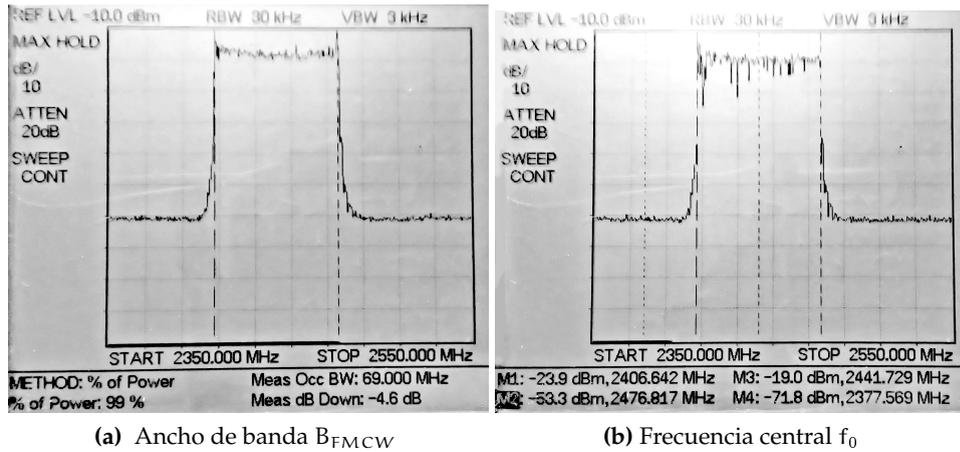


Figura 4.3: Filtro de video

## 4.2. Etapa de radiofrecuencias (RF)

En esta sección se muestran los resultados de la caracterización de los componentes encapsulados de la etapa de RF correspondientes a la etapa de transmisión, evaluando los siguientes parámetros: el ancho de banda de la señal transmitida por el radar por medio del espectro de la señal modulada y los parámetros de dispersión de los componentes encapsulados de RF que son comparados con los datos del fabricante. Algunas gráficas del fabricante tienen tendencia lineal debido a que se interpolaron los datos a un número de puntos equivalentes a los resultados experimentales.

### 4.2.1. Ancho de Banda



**Figura 4.4:** Espectro en frecuencia de la señal FMCW generada por el oscilador controlado por voltaje - resultado de la caracterización - equipo de medición: Anritsu S332B.

El espectro de la señal transmitida se muestra en la figura 4.4 y los resultados numéricos asociados a ancho de banda, resolución en distancia, tasa de modulación en frecuencia y sensibilidad se presentan en la tabla 4.1. En la Fig. 4.4 se observa que el espectro está ligeramente desplazado en referencia a los datos del fabricante (véase Anexo B), debido a que la onda triangular, en el momento que se realizó la medición, no pudo ubicarse de 2 a 3V usando baterías nuevas. Se presume que las razones son las siguientes: 1) las baterías no tenían un voltaje exacto de 1.5V, por lo tanto, impide que el voltaje de salida en la fuente de alimentación sea de 5 y 12V, como consecuencia, es afectada la componente DC en la salida del generador de funciones que desplaza la onda triangular, 2) las caídas de voltaje en las pistas de los circuitos impresos y las pérdidas en los cables afectan las salidas de 5 y 12V.

Por otro lado, de la tabla 4.1 se puede concluir que la banda de operación del radar aproximada es desde 2406.642MHz hasta 2476.817MHz. En el caso del ancho de banda, el experimental resultó más amplio que el teórico debido a la tendencia "no lineal" de la sensibilidad del VCO. En cuanto a la resolución en distancia, la medida experimental nos indica que la distancia mínima que pueden estar dos blancos en *range* para que el radar los distinga entre sí es de 2.173m, este resultado

Parámetro	Medida teórica (o fabricante)	Medida experimental	Error porcentual	Unidades
$f_{inf}$	2408.5	2406.642	0.0771 %	Mhz
$f_{sup}$	2481.0	2476.817	0.168 %	Mhz
B	72.5	70.175	3.206 %	Mhz
$\delta_r$	2.06	2.173	5.529 %	m
K	3.020	2.863	3.227 %	Ghz/s
Sens	72.5	70.175	3.206 %	Khz/mV

**Tabla 4.1:** Tabla comparativa asociada al cálculo del ancho de banda.

fue de utilidad cuando se hicieron las pruebas de campo en cuanto a la ubicación los blancos. La tasa de modulación en frecuencia fue mayor que la teórica debido a su directa proporcionalidad con el ancho de banda. En el caso de la sensibilidad, observamos que es alta mostrando que cada milivoltio que pierden la baterías se desplaza la frecuencia central de operación 70.175KHz.

#### 4.2.2. Parámetro $S_{11}$

La ROE de entrada del LNA se muestra en la Figura 4.5. Como puede apreciarse, la relación de onda estacionaria del LNA se mantiene por debajo de 1.4 en todo el ancho de banda de operación mostrando una buena adaptación. La semejanza de la ROE proporcionada por el fabricante y la medida experimentalmente en  $f=2.4\text{Ghz}$  es otro aspecto característico con una desviación de apenas un 0.57 % respecto al valor del fabricante (1.2299).

En el caso del divisor de potencia, la ROE de entrada se ilustra en la figura 4.6. Se observa que la tendencia es decreciente a medida que aumenta la frecuencia dentro del ancho de banda, en este caso el resultado experimental fué mas eficiente que el resultado proporcionado por el fabricante. Se puede comentar también que el dispositivo posee buena adaptación en su puerto de entrada.

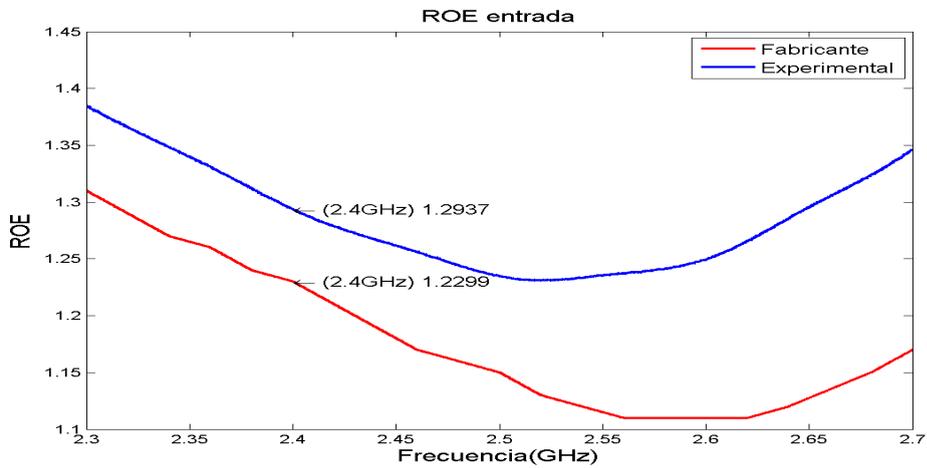


Figura 4.5: Relación de onda estacionaria de entrada del LNA ZX60-272LN-S+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

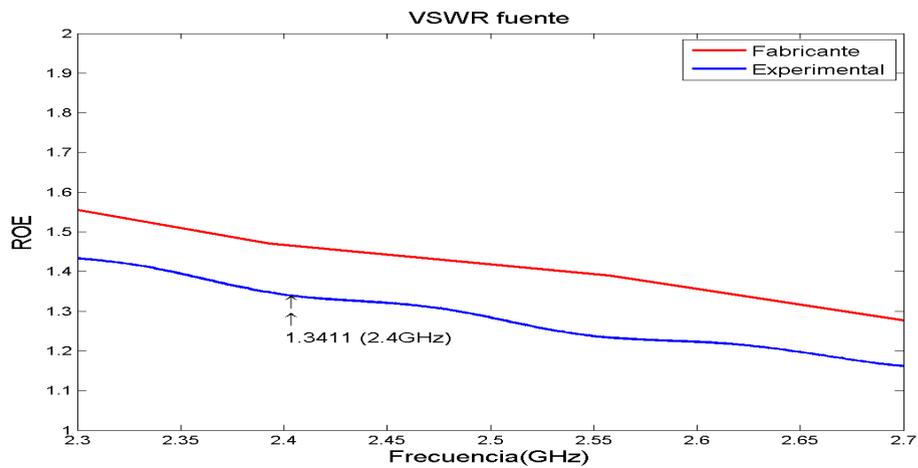


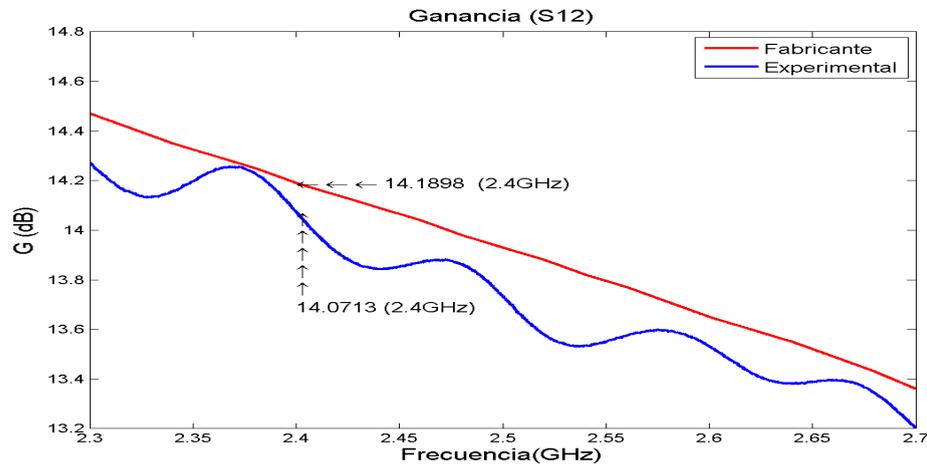
Figura 4.6: Relación de onda estacionaria de entrada del divisor de potencia ZX10-2-42+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

### 4.2.3. Parámetro $S_{21}$

Los cálculos asociados al parámetro  $S_{21}$  son la ganancia del LNA y las pérdidas totales de los puertos de salida del divisor de potencia.

El LNA muestra su ganancia en la figura 4.7. Se puede observar que tiene variación rápida entre los 2.35GHz y 2.45GHz y luego se mantiene relativamente hasta

los 2.47GHz aproximadamente, sin embargo, todo esto ocurre en un intervalo entre 13.8dB y 14dB, lo que equivale a una desviación de un 1.4% aproximadamente respecto a la ganancia en la frecuencia central (13.85dB). Esto nos indica que la ganancia es estable en el ancho de banda de operación.

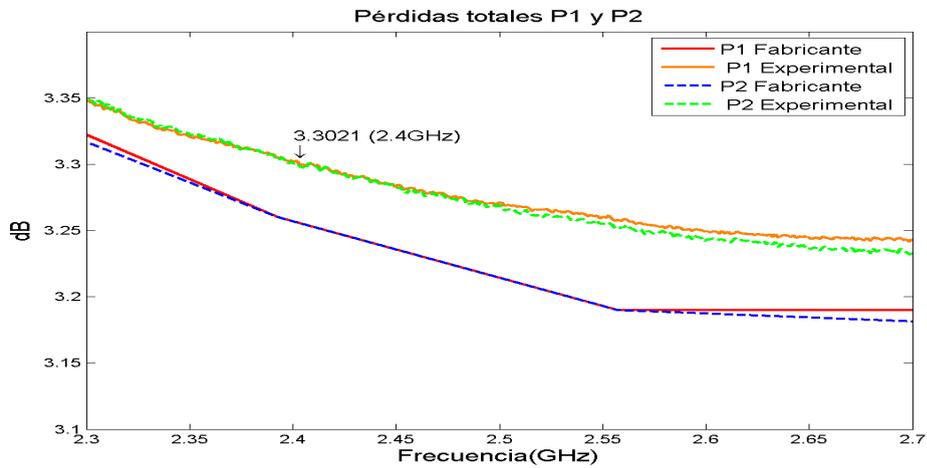


**Figura 4.7:** Ganancia del LNA ZX60-272LN-S+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

Para el divisor de potencia, las pérdidas totales en los puertos de salida P1 y P2 se ilustran en la Fig. 4.8. Estas corresponden a los 3dB adicionales a las pérdidas de inserción, por lo cual el caso mas ideal son pérdidas de 3dB que es la cota inferior en la gráficas. En ambas figuras se observa, además de la semejanza de las curvas experimentales con las proporcionadas por el fabricante, la tendencia de las curvas a mantenerse en un entorno a los 3.3dB entre 2.35GHz y 2.45GHz. Otra característica es la semejanza entre las curvas entre figuras mostrando la identidad entre los puertos de salida, es decir, igual comportamiento de la pérdidas.

### 4.3. Antenas

Los resultados del cálculo de las dimensiones así como los resultados de la simulación y resultados experimentales de la caracterización de la antena de apertura se muestran en este apartado, evaluando los parámetros  $S_{11}$ , ROE, impedancia de entrada, patrón de radiación, apertura de haz y ganancia.



**Figura 4.8:** Pérdidas totales en los puertos de salida P1 y P2 del divisor de potencia ZX10-2-42+ - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

#### 4.3.1. Cálculo de las dimensiones

Para el cálculo de las dimensiones de la antena de apertura se fijaron los parámetros iniciales, se usaron las ecuaciones 2.7 y 2.8, entre otras consideraciones antes mencionadas mostrando los siguientes resultados teóricos:

$\Delta\theta$	$\lambda_0$	D	$\lambda_c$	L1	L2
72.5°	12.5cm	10cm	17.05cm	3.125cm	4.26cm

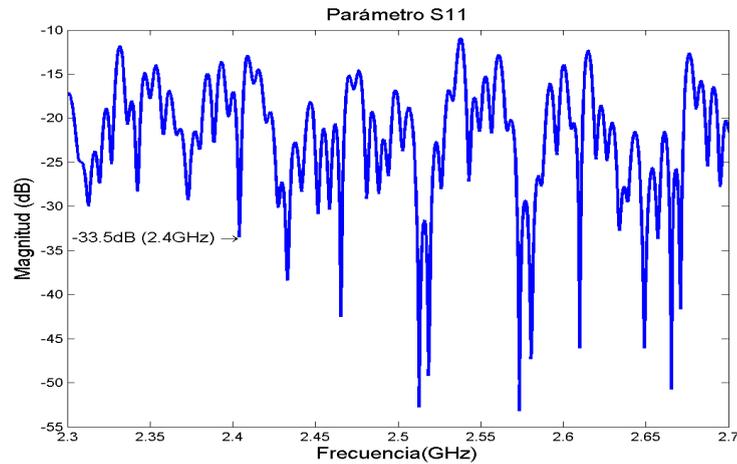
**Tabla 4.2:** Dimensiones y parámetros de diseño de la antena de apertura

Con los resultados mostrados en la tabla 4.2, se procede a simular, construir y caracterizar la antena de apertura. Los resultados de la caracterización por medio de simulación y medición experimental se muestran en los siguientes apartados.

#### 4.3.2. Parámetro $S_{11}$

La medición del parámetro  $S_{11}$  muestra que entre la banda de operación del radar la magnitud de las pérdidas de retorno oscilan entre los -15dB y -25dB aproximadamente (véase Fig. 4.9), en este caso, estas se encuentran dentro del intervalo

aceptable (pérdidas de retorno inferiores a  $-10\text{dB}$ ). La frecuencia con magnitud mínima dentro de la banda de operación se ubica en  $2.403\text{GHz}$  que equivale a unas pérdidas de retorno de  $-34.78\text{dB}$ .



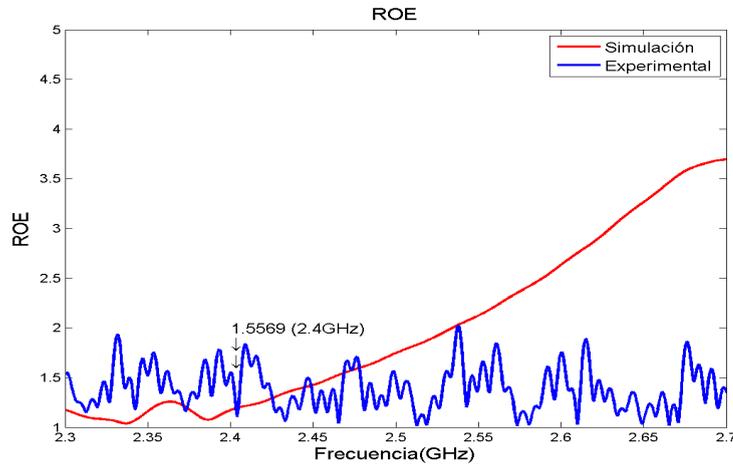
**Figura 4.9:** Parámetro  $S_{11}$  de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

### 4.3.3. Relación de onda estacionaria ROE

La relación de onda estacionaria es mostrada en la Fig. 4.10. Las pérdidas de retorno  $< -10\text{dB}$  se traducen en un ROE  $< 1,925$ , sin embargo, existe un criterio muy usado para el diseño de antenas, el cual establece que un ROE  $< 2$  es aceptable. En relación a la antena, al observar la figura, vemos que esta cumple con el criterio mencionado, a pesar de que en el intervalo de  $2.35\text{GHz}$  y  $2.45\text{GHz}$  (dentro de la banda de operación) se observen cambios bruscos de la ROE.

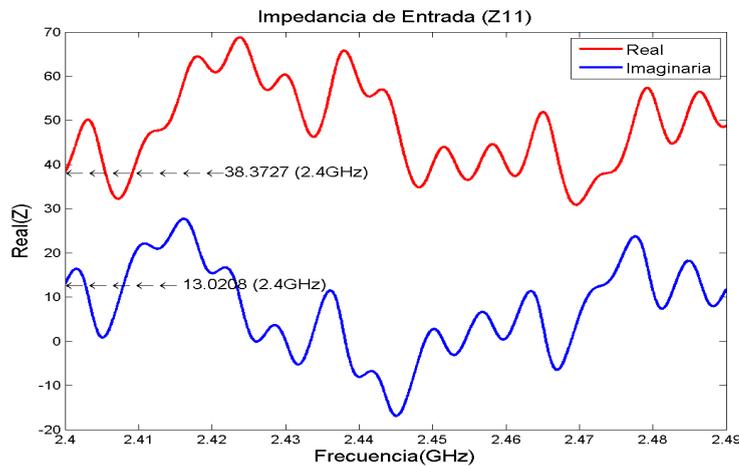
### 4.3.4. Impedancia de entrada

A continuación, se muestra en la Fig. 4.11 el comportamiento de la impedancia de entrada de la antena de apertura. En la misma se puede observar que la parte real de la impedancia de entrada tiene una desviación máxima de hasta  $20\Omega$  aproximadamente respecto a la ideal ( $50\Omega$ ), mostrando una media de  $48.5041\Omega$  entre



**Figura 4.10:** Relación de onda estacionaria (ROE) de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

2.4GHz y 2.49GHz. Para la parte imaginaria, esta tiende en gran parte a ser inductiva hasta los 2.43GHz.

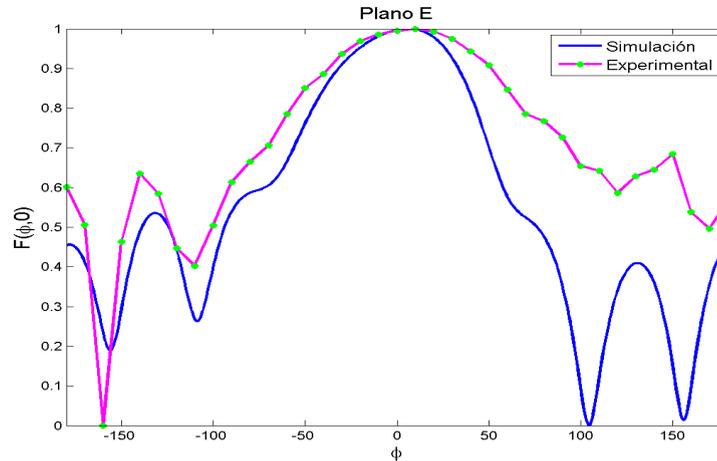


**Figura 4.11:** Impedancia de entrada ( $Z_{11}$ ) de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8

#### 4.3.5. Patrón de radiación

El patrón de radiación de la antena es mostrado a través las gráficas del plano E y plano H representados en las figuras 4.12 y 4.13 respectivamente. En el caso de la

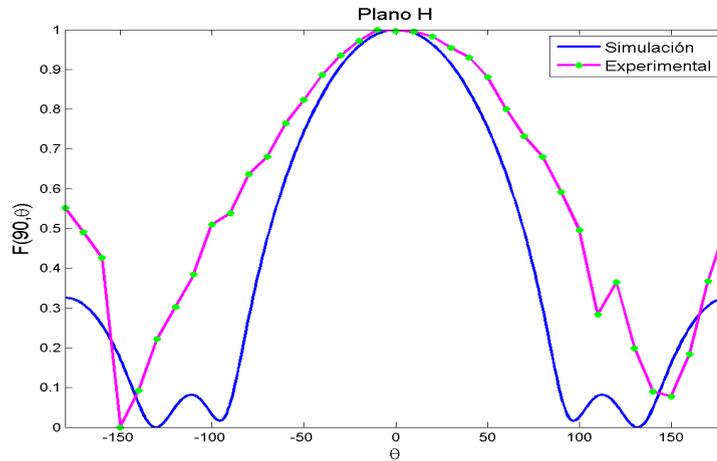
simulación, estas se hicieron en pasos de  $\phi = 1^\circ$ , por otro lado, las mediciones en la cámara anecoica se hicieron en pasos de  $\phi = 10^\circ$  por lo cual tuvo que interpolarse los datos en la figuras, motivo de las tendencias lineales en porciones de la curvas experimentales.



**Figura 4.12:** Plano E de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - rango de medición: 2GHz a 3GHz - pasos en grados para la medición =  $10^\circ$  -  $f_0=2.4\text{GHz}$

En el plano E mostrado en la figura 4.12, se puede observar que el máximo de radiación no se ubica como tal en el ángulo de  $0^\circ$  sino un poco desviado. En este caso, la simulación mostró un máximo en  $\phi = 6^\circ$ , sin embargo, en el resultado experimental mostró el máximo de radiación en  $\phi = 10^\circ$ . El lóbulo principal se ubica aproximadamente entre  $\phi = -100^\circ$  y  $\phi = 100^\circ$  y los lóbulos secundarios se aprecian con poca radiación en comparación con los de la simulación.

Para el caso del plano H mostrado en la figura 4.13, se observa que el máximo de radiación simulado coincide con el resultado experimental que se ubicó en  $\theta = 0^\circ$ . Nuevamente se observa que los lóbulos secundarios son mas bajos que los obtenidos en la simulación, sin embargo, en comparación con el plano E, el lóbulo principal es más amplio abarcando un intervalo de grados desde  $\theta = -150^\circ$  hasta  $\theta = 150^\circ$  aproximadamente.



**Figura 4.13:** Plano H de la antena de apertura - resultado de caracterización - equipo de medición: Rohde & Schwarz ZVB 8 - rango de medición: 2GHz a 3GHz - pasos en grados para la medición = 10° -  $f_0=2.4\text{GHz}$

#### 4.3.6. Apertura de haz ( $\Delta\theta$ )

Partiendo de las mediciones del plano E y plano H obtenidas en el apartado anterior, se calcula la apertura de haz correspondiente a cada plano. Los resultados se muestran en la tabla 4.3. Como las medidas fueron en pasos de 10 grados, los ángulos de 3dB se obtuvieron interpolando los datos de forma lineal. La apertura medida es mayor que la simulada en ambos planos.

$\Delta\theta$	Plano E	Plano H
Medida	76.82°	80.41°
Simulación	72.1	77.8

**Tabla 4.3:** Apertura de haz de la antena de apertura medida vs. simulada

#### 4.3.7. Ganancia

En la tabla 4.4 se muestra el valor de la ganancia máxima medida de la antena en la frecuencia de operación, ésta se calcula a través de la ecuación 3.3 expuesta en el procedimiento metodológico. En la tabla 4.4 se observa que la ganancia experimental es menor a la simulada.

$f_0=2.41\text{GHz}$	Medida	Simulación
Ganancia (dB)	7.122	8.11

Tabla 4.4: Ganancia de la antena de apertura medida vs. simulada

## 4.4. Pruebas de campo

### 4.4.1. Calibración del radar y parámetros iniciales

Inicialmente, se obtuvo la gráfica temporal de la onda triangular por medio del osciloscopio con el propósito de obtener experimentalmente la duración del pulso y la diferencia en la variación de voltaje de la señal. El resultado de la medición se ilustra en la Figura 4.14.

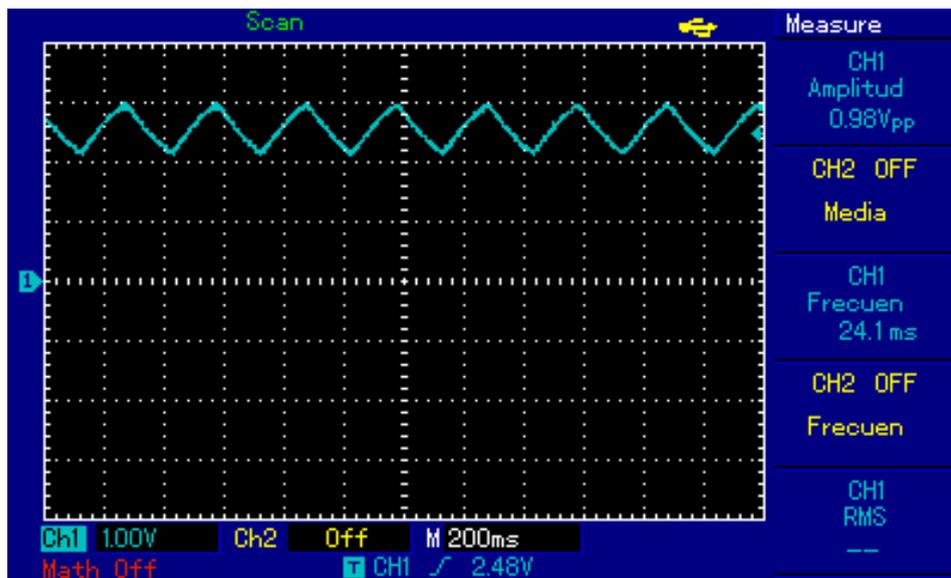


Figura 4.14: Lectura del osciloscopio. Parámetros de interés:  $\tau_p$  y  $V_{pp}$

Como se observa en la Figura 4.14, la onda triangular tiene un período de aproximadamente 24.1ms y oscila de 2V a 3V. Con el período del pulso se estimó la velocidad de la plataforma haciendo uso de la Ecuación 3.4:

$$v = \frac{X[\text{m}]}{\tau_p[\text{s}]} = 20,75\text{m/s} \quad (4.1)$$

Por otro lado, mediante el analizador de espectros se estudió la señal modulada linealmente en frecuencia (véase Figura 4.4a y 4.4b). Los valores medidos fueron la frecuencia central de operación ( $f_0$ ) y el ancho de banda ( $B_{FMCW}$ ) donde los resultados obtenidos ya fueron mostrados en la Sección 4.2. En el Cuadro 4.5 se muestran los nuevamente los resultados obtenidos por el analizador de espectros adicionando los obtenidos por el osciloscopio, así como el valor de  $K_r$ . Todos estos datos son necesarios para enfocar la imagen mediante el algoritmo.

V <sub>pp</sub> [V]	$\tau_p$ [ms]	B <sub>FMCW</sub> [MHz]	$f_{sup}$ [GHz]	$f_{inf}$ [GHz]	$f_0$ [GHz]	$K_r$ [GHz/s]
0.98	24.1	69	2.406	2.475	2.441	2.863

**Tabla 4.5:** Parámetros iniciales para el enfoque de la imagen.

Para validar que la velocidad de la plataforma y la ubicación de los blancos en distancia en la escena harán un filtrado adaptado «limpio» en la imagen, hay que considerar la Relación 4.3 [22], donde  $K_a$  es la tasa de incremento de la frecuencia DOPPLER y  $\tau_a$  es la duración del pulso *chirp* en el dominio del *slow-time*:

$$K_a(\tau_a)^2 \geq 100 \quad (4.2)$$

Donde:

$$K_a = \frac{2 \cdot v^2 \cdot f_0}{c \cdot R_0} = 700,459 \text{ Hz/s} \quad (4.3)$$

$$\tau_a = \frac{R_0 \cdot \Delta\theta}{v} = 552,7 \text{ ms} \quad (4.4)$$

Donde  $R_0$  es la distancia entre el blanco y el radar en rango, fijada en 10m;  $\Delta\theta$  es la apertura de haz horizontal, estimada en 80º y  $v$  es la velocidad de la plataforma,

que corresponde a la velocidad ficticia de 20.75 m/s. Si se desarrolla la Relación 4.2 por medio de las Ecuaciones 4.3 y 4.4, el resultado es el siguiente:

$$K_{\alpha}(\tau_{\alpha})^2 = \left( \frac{2 \cdot v^2 \cdot f_0}{c \cdot R_0} \right) \left( \frac{R_0 \cdot \Delta\theta}{v} \right)^2 = \frac{2R_0 f_0 (\Delta\theta)^2}{c} = 213,72 \geq 100 \quad (4.5)$$

El resultado mostrado nos indica que para la ubicación de los reflectores de esquina definidos, se cumplió la relación mostrada en la Ecuación 4.2, por lo tanto, el filtrado adaptado en *azimuth* dará lugar a un seno cardinal. Otra característica de la relación es la independencia con respecto a la velocidad de la plataforma. y que mientras el blanco esté más lejos del radar, la frecuencia central de operación sea más alta o la apertura de haz horizontal de la antena sea más grande el enfoque acimutal será más aceptable.

Para validar que la huella del radar entre y salga completamente de la posición de los blancos en azimuth, es necesario considerar el producto  $R_0 \cdot \Delta\theta$ , que es la longitud de la intersección entre el lóbulo principal de radiación y el plano del terreno a esa distancia. Si la ubicación de los blancos se fijó a  $R_0 = 10\text{m}$ , indica que la longitud del haz a esa distancia es de 14m.

Esta información nos permite calcular el recorrido mínimo que el radar tiene que desplazarse para que un reflector a 10m capture una historia acimutal con suficientes muestras de la fase de los blancos. La apertura mínima del radar tiene que ser de al menos 14m para que un objetivo pueda ser enfocado correctamente, si ambos reflectores están separados entre sí 10m, el mínimo recorrido del radar es de 24m. El recorrido utilizado fue de 30m.

En el caso del filtro de video, la respuesta en frecuencia del filtro AV se muestra en la Figura 4.15.

Como se puede observar en la Figura 4.15, la respuesta en frecuencia muestra el comportamiento de un filtro pasabanda donde se aprecia la banda de paso y las

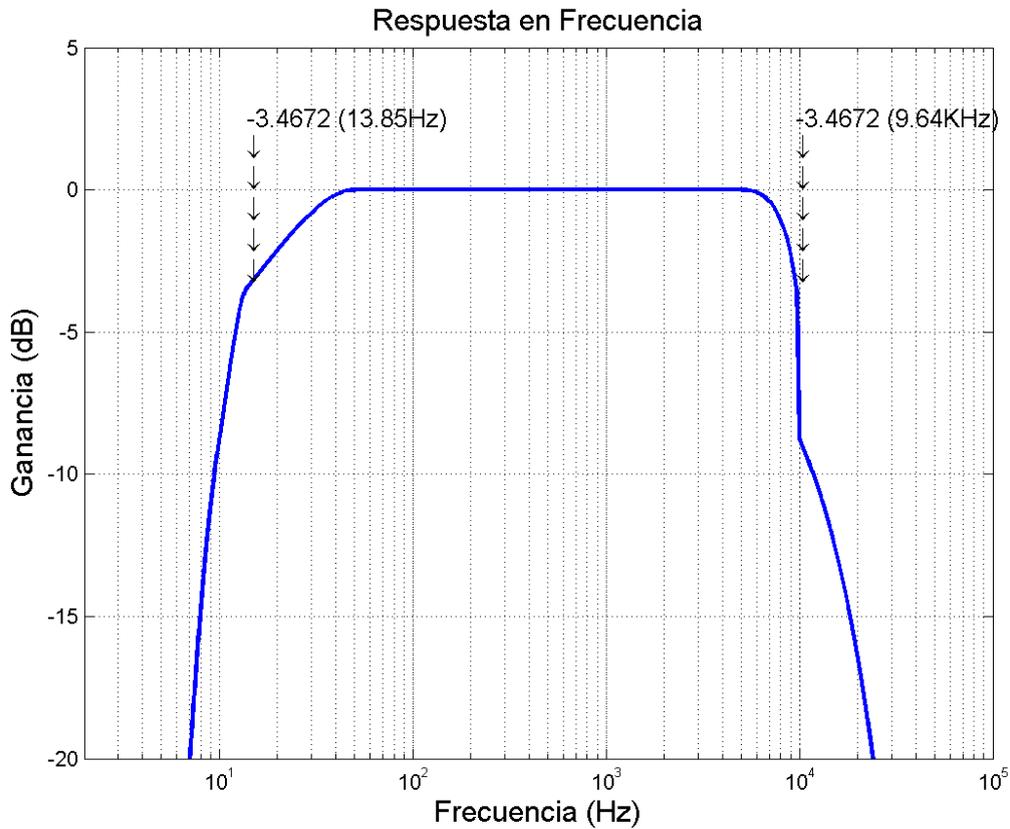


Figura 4.15: Respuesta en frecuencia del filtro AV - Software utilizado: Octave

frecuencias de corte inferior y superior que equivalen a 13.85Hz y 9.64KHz respectivamente. Ahora bien, con los valores obtenidos de las frecuencias de corte es posible estimar la distancia mínima y máxima que puede detectar el radar, para ello se tomó como referencia la Ecuación de la frecuencia en distancia[1]:

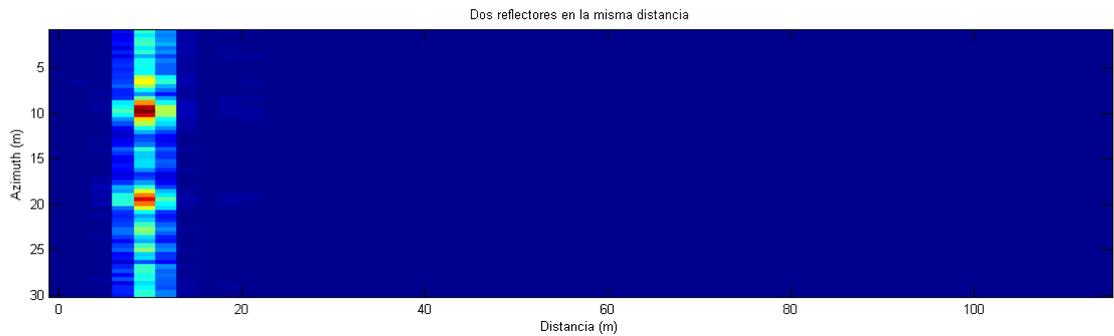
$$f_r = K_r \cdot \Delta t = K_r \cdot \frac{2r}{c} \quad (4.6)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia en distancia,  $K_r$  es la tasa de modulación lineal en frecuencia en distancia,  $\Delta t$  es el tiempo,  $r$  es la distancia del blanco al radar y  $c$  es la velocidad de la luz. Al evaluar los casos extremos, la distancia mínima que el radar puede detectar es de 0.73m y la distancia máxima es de 505.06m.

Luego de obtenidos los parámetros iniciales de forma experimental, se realizaron las pruebas de campo cuyos resultados se muestran en el siguiente apartado.

#### 4.4.2. Enfoque de los datos crudos: imagen final

Una vez realizada la toma de los datos crudos, sectorizado el archivo de audio y ejecutado el algoritmo de enfoque descrito en el Capítulo 2, se obtuvo el resultado que se muestra en la Figura 4.16. Esta es la imagen final obtenida por el radar.



**Figura 4.16:** Escena captada por el radar - Programa utilizado: Octave

Como se puede apreciar en la Figura 4.16, los reflectores fueron debidamente enfocados en su respectiva posición y, adicionalmente, se observa la diferencia en la información de reflectancia en la ubicación de los reflectores con respecto al resto del terreno. En el Cuadro 4.6 se muestra la comparación de los valores de ubicación reales contra los obtenidos mediante el radar, donde las lecturas obtenidas por el radar son aproximadas a las medidas reales de las posiciones de los reflectores en la escena estudiada.

Coordenadas	X real (m)	X captada (m)	Y real (m)	Y captada (m)
Reflector 1	10	9.176	10	9.048
Reflector 2	10	9.176	20	19.05

**Tabla 4.6:** Tabla comparativa de las coordenadas de los reflectores de esquina.

Por otro lado, para observar la compresión de los blancos tanto en distancia como *azimuth*, una representación 3D válida corresponde a las Figuras 4.17 y 4.18,

donde se observa la forma de la señal como un seno cardinal en ambas direcciones. La vista lateral (Figura 4.17) permite observar la compresión en distancia mediante la Transformada de FOURIER y la vista frontal (Figura 4.18) evidencia la compresión en *azimuth* mediante la técnica de *Matching Filtering*.

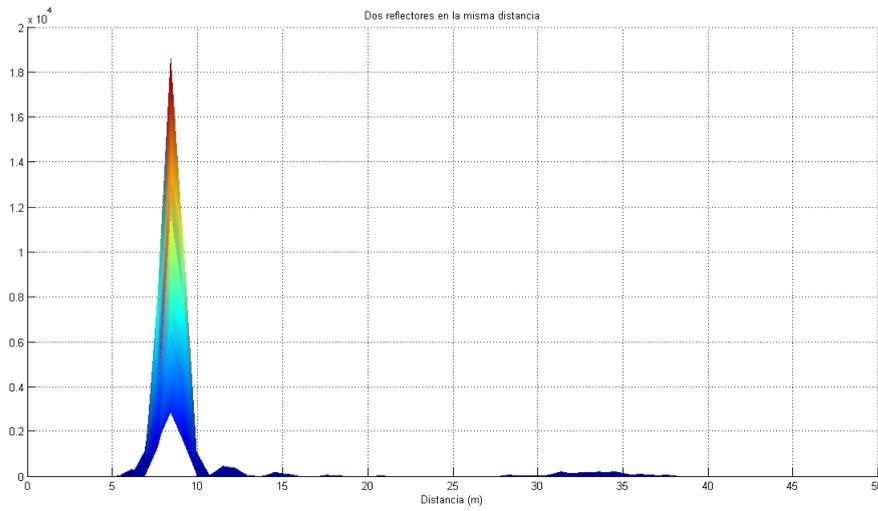


Figura 4.17: Vista lateral de la escena - Programa utilizado: Octave

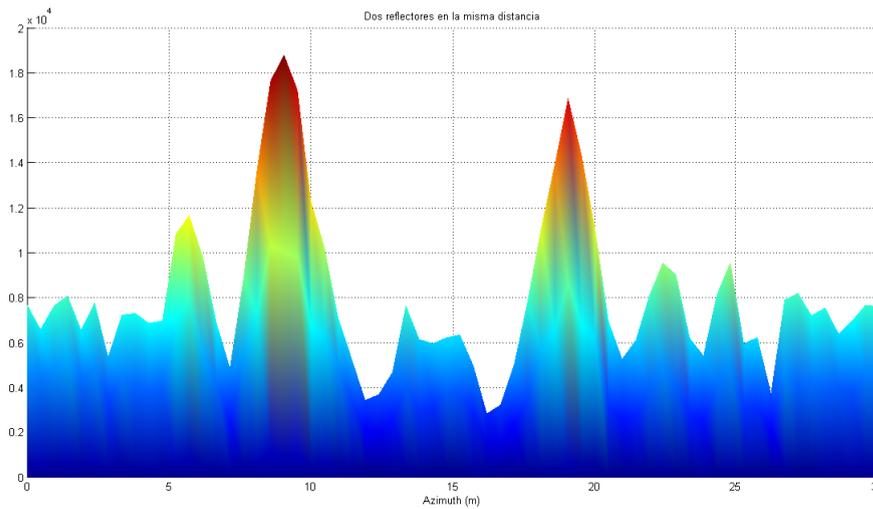
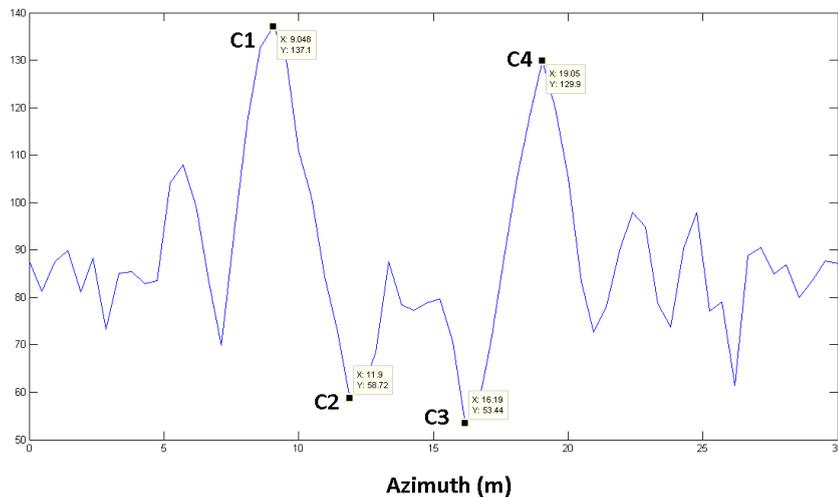


Figura 4.18: Vista frontal de la escena - Programa utilizado: Octave

Al comparar ambas compresiones, es posible apreciar que el enfoque en distan-

cia es mejor. Esto se debe a que en la compresión mediante FFT tiene menor incertidumbre ya que solo depende de la tasa de modulación lineal en frecuencia estimada ( $K_r$ ) y de la resolución en distancia. Por el contrario, la compresión acimutal representa un reto mayor y es menos precisa debido a que requiere el procesamiento de las muestras en cada distancia, dicha operación resulta sensible a variables como: la tasa de incremento de la frecuencia DOPPLER ( $K_a$ ), la estimación de la velocidad ( $v$ ), la frecuencia en distancia ( $f_r$ ), la frecuencia DOPPLER ( $f_d$ ) y la distancia ( $R_0$ ).

Por otro lado, la resolución en *azimuth* pudo ser estimada de la siguiente forma: se procedió a realizar un corte transversal al eje de distancia en la imagen mostrada en la Figura 4.16 obteniendo la curva que define el contorno de los reflectores (vease Figura 4.19).



**Figura 4.19:** Corte transversal de la imagen en la ubicación de los reflectores

Como se puede observar en la Figura 4.19, se ubicaron cuatro marcadores como referencia para realizar el cálculo correspondiente, estos se colocaron en los máximos (picos de los reflectores) y en los mínimos relativos. Por observación, las coordenadas en *azimuth* obtenidas por cada uno de los marcadores son las que se muestran en la Tabla 4.7:

C1(m)	C2(m)	C3(m)	C4(m)
9.048	11.9	16.19	19.05

**Tabla 4.7:** Coordenadas en *azimuth* de los marcadores ubicados en la Figura 4.19

El cálculo respectivo de la resolución en *azimuth* se basa la premisa de que hay una distancia mínima en la cual el radar puede distinguir dos blancos en esa dirección. Por consiguiente, el cálculo asociado a la resolución en *azimuth* es el que se muestra en la Ecuación 4.7:

$$\delta_a \approx |C1 - C4| - |C2 - C3| \approx 5,712\text{m} \quad (4.7)$$

El resultado obtenido nos muestra que dos blancos deben estar alejados 5.712 metros o más para que puedan ser distinguidos entre si por el radar en la dirección de *azimuth*. En la imagen es distinguible cada reflector en dicha dirección debido a que la separación es mayor a la resolución en *azimuth* aproximada. En caso de estar más cerca, estos se observarían solapados en la imagen y el radar percibiría un reflector y no dos.

En definitiva, el radar de apertura sintética implementado ha sido capaz de obtener una imagen de una escena bajo estudio con información de coordenadas (ubicación en distancia y *azimuth*) e información de reflectancia.

## Capítulo V

# Conclusiones y recomendaciones

### 5.1. Conclusiones

1. Se han caracterizado los componentes de RF correspondientes a la etapa de transmisión y la antena de apertura del radar de apertura sintética implementado, evaluando parámetros tales como ancho de banda, parámetros de dispersión, y los parámetros principales de la antena de apertura.
2. Se comprobó que el oscilador controlado por voltaje es bastante sensible, ya que por cada milivoltio que pierden las baterías desplaza la banda de operación 78.1KHz, por lo tanto, se ve afectado el ancho de banda y por consecuencia todos los parámetros dependientes de este. Se recomienda revisar los voltajes de salida de la fuente de alimentación.
3. Se concluye que la etapa de transmisión, en la banda de operación, está adaptada mostrando unas pérdidas de retorno enmarcadas dentro del intervalo aceptable mostrado en el análisis de los resultados del parámetro  $S_{11}$ .
4. Para el caso del parámetro  $S_{21}$ , se concluye que la ganancia del amplificador de bajo ruido (LNA) es relativamente estable en la banda de operación, también las pérdidas totales en los puertos de salida del divisor de potencia presentan una desviación de apenas un 6.67% respecto a los 3dB ideales mostrando la calidad de este componente encapsulado de RF, por lo tanto, el nivel

de potencia se mantiene sin fluctuar en los terminales de entrada de la antena transmisora.

5. Se comprobó la antena es de buena calidad y apta para la implementación por las siguientes razones: 1) las pérdidas de retorno y la relación de onda estacionaria están dentro del intervalo aceptable, por consecuencia, la impedancia de entrada gira en torno a los  $50\Omega$ ; 2) el patrón de radiación es característico de una antena de apertura: haz de radiación direccionado en un sentido; 3) la apertura de haz es amplia permitiendo abarcar un área iluminada relativamente grande.
6. El radar se calibró de manera satisfactoria. La señal modulante fue una onda triangular con amplitud de 2V a 3V y periodo de 24ms. De esta manera se generó la señal *Chirp* en la banda S, con el ancho de banda de 69 MHz y una frecuencia central de 2.441GHz.
7. La toma de datos crudos se realizó satisfactoriamente. El archivo de audio de dos canales fue almacenado para luego ser procesado por el algoritmo de enfoque.
8. Se escribió un código en Octave que realizó la sectorización del archivo de audio para generar la matriz de datos crudos y se realizó el enfoque de los datos contenidos en dicha matriz para obtener un mapa de reflectancias correspondiente a la escena sondeada. El enfoque en distancia fue realizado mediante la Transformada de FOURIER y el enfoque acimutal se realizó mediante la técnica de *Matching Filtering*.
9. Se comprobó el funcionamiento global del radar: la imagen obtenida corresponde a la escena real con los reflectores posicionados correctamente.

## 5.2. Recomendaciones

Con base en el estudio realizado y a los resultados obtenidos en el desarrollo de la investigación, se recomienda:

1. Realizar las pruebas de campo del mismo escenario bajo distintos parámetros iniciales: velocidad, altura, tiempo de pulso, tasa de modulación lineal en frecuencia, frecuencia central. Comparar resultados.
2. Utilizar objetivos de distintas formas geométricas, distintos tamaños y materiales, con el fin de evidenciar cambios en la reflectancia de los mismos.
3. Enfocar los mismos datos crudos obtenidos mediante otros algoritmos de enfoque, como *Range-DOPPLER* y *Chirp-Scaling*[18]. Comparar y comentar resultados.
4. Construir antenas de mayor directividad, con el fin de mejorar el alcance en distancia y evaluar el cambio de la resolución en *azimuth*.
5. Realizar la toma de los datos crudos mediante el desplazamiento continuo del radar sobre un móvil a velocidad constante. Comparar resultados.

## Apéndice A

# Diseño y construcción de los circuitos impresos

El siguiente apéndice explica el procedimiento de construcción de los circuitos impresos o PCBs (*Printed Circuit Board*) implementados en el Trabajo de Grado. Para ello, se realiza una introducción a el software de diseño utilizado (KiCad) y se ilustra mediante el ejemplo de la fuente de alimentación DC del radar. Para finalizar, se observa la placa del circuito impreso construido a partir de los ficheros Gerber generados en el programa.

### 1.1. Introducción a KiCad

KiCad () es una herramienta de software libre para la creación de diagramas electrónicos y diseño de placas de circuito impreso mediante la cual se han diseñado los circuitos electrónicos del presente Trabajo de Grado.

El software es capaz de crear los archivos necesarios para la construcción de placas de circuito impreso, archivos Gerber para fresadoras, archivos de taladrado y de ubicación de componentes. Además, no presenta limitaciones en cuanto al tamaño de la placa de circuito y puede gestionar fácilmente hasta 32 capas de cobre, hasta 14 capas técnicas y hasta 4 capas auxiliares [23].

Para llevar a cabo el diseño del circuito impreso, KiCad incorpora el conjunto de herramientas de software independientes mencionadas a continuación:

Programa	Función	Extensión de Archivo
KiCad	Gestionar proyectos	*.pro
Eeschema	Crear y editar el esquemático del circuito	*.sch, *.lib, *.net
CvPcb	Asignar huellas a los componentes	*.net
Pcbnew	Diseñar y editar la placa del circuito impreso	*.kicad_pcb
GerbView	Visualizar los ficheros Gerber	Varias extensiones Gerber

La lista de herramientas no está completa y solo contiene las cinco herramientas utilizadas de las ocho herramientas independientes: Eeschema, Schematic Library Editor, Pcbnew, PCB Footprint Editor, GerbView, Bitmap2Component, PCB Calculator y PL Editor. Para obtener mayor información se puede acceder a la documentación disponible en la página web oficial de KiCad [24].

El flujo de trabajo KiCad se compone de dos tareas principales: realizar el esquema electrónico y trazar la placa de circuito impreso. KiCad cuenta con dos amplias bibliotecas de componentes (para el esquemático) y de huellas (para el circuito impreso). En caso de no existir un componente o huella, KiCad también integra herramientas para editar o crearlas.

En la Figura 1.1, se observa un diagrama de flujo extraído de la documentación de iniciación de KiCad que representa el flujo de trabajo del programa. A partir de esta serie de pasos se diseñará y construirá el circuito en las siguientes secciones.

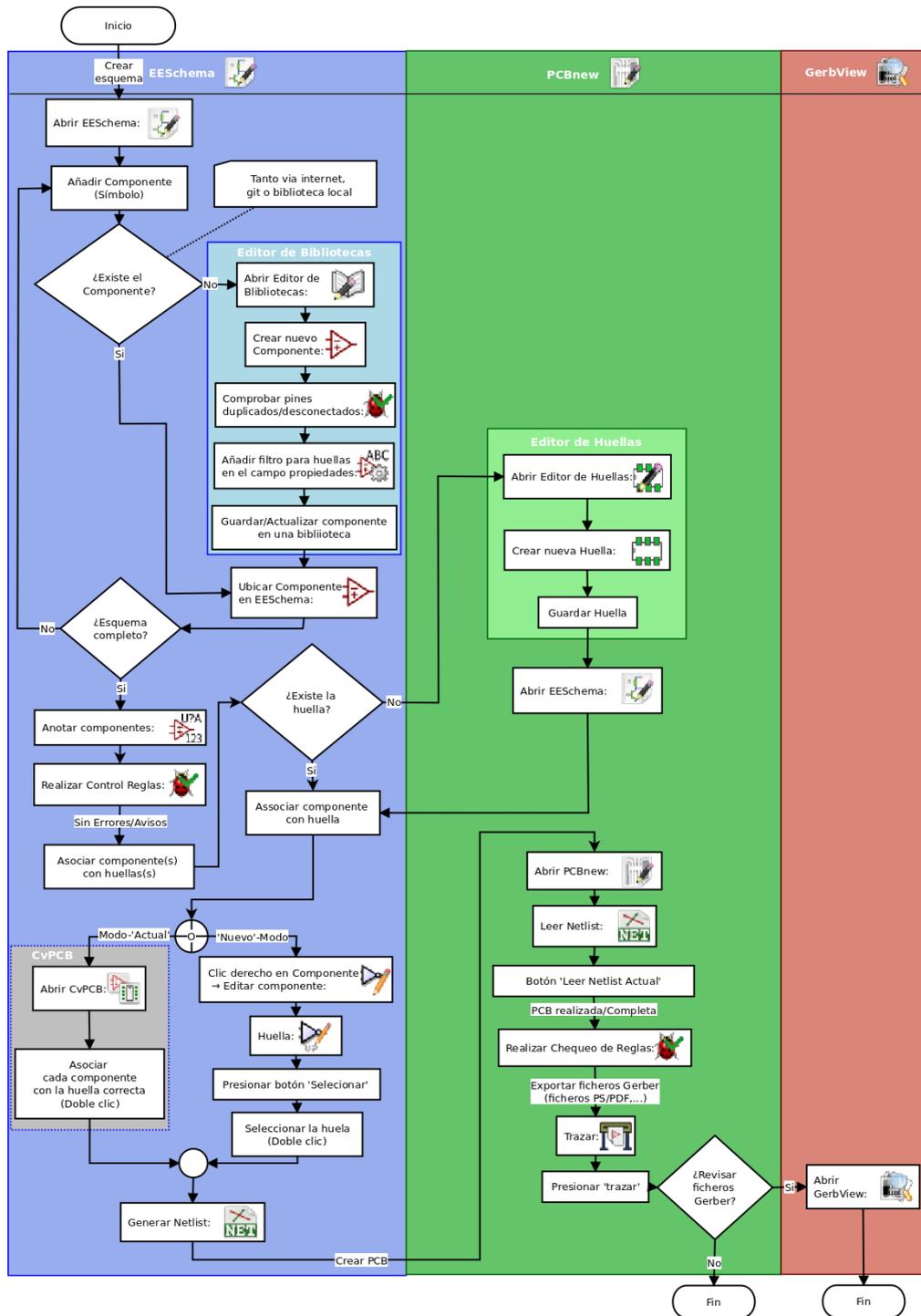


Figura 1.1: Flujo de trabajo en KiCad. Fuente: Documentación de KiCad [23].

## 1.2. Dibujar el esquemático

Esta sección describe los pasos para el diseño del esquema electrónico de la fuente de alimentación DC. La ventana principal del gestor del proyectos de KiCad se observa en la Figura 1.2. A partir de este gestor se puede acceder a ocho herramientas independientes (mencionadas en la primera sección): Eeschema, Schematic Library Editor, Pcbnew, PCB Footprint Editor, GerbView, Bitmap2Component, PCB Calculator y Pl Editor.

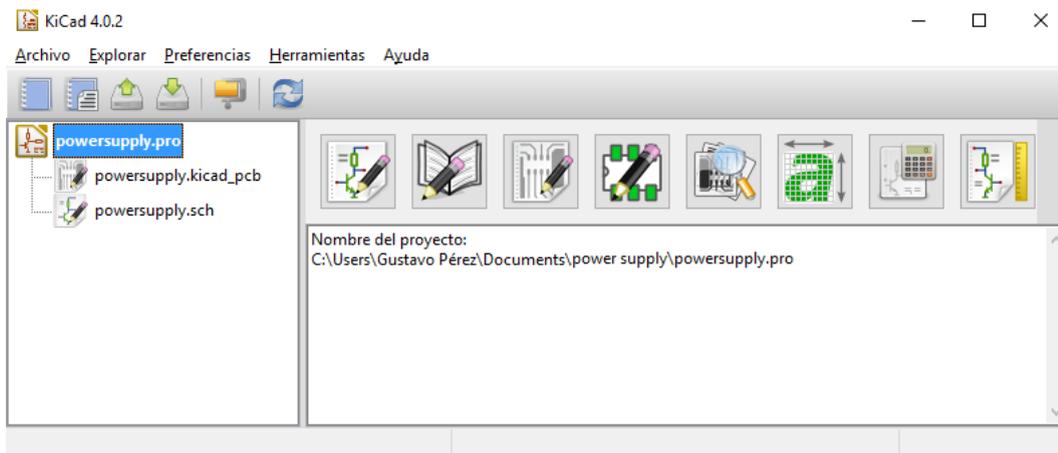


Figura 1.2: Gestor de proyectos de KiCad.

1. Se crea un nuevo proyecto en la barra de herramientas superior (📁) cuya extensión de archivo es .pro. Es ideal crear un directorio dedicado para guardar todos los archivos del proyecto.
2. Una vez creado el proyecto, lo siguiente es crear el esquema electrónico. El software editor de esquemas se llama Eeschema (🔌) y se accede en la barra de herramientas principal.

La ventana principal de Eeschema se observa en la Figura 1.3 y, en ella, se ubica la hoja de diseño principal para realizar el circuito. La extensión de archivo principal de trabajo es .sch, de igual manera es necesario generar el archivo .net para utilizar en la herramienta Pcbnew. Los ajustes de página (📄), como el tamaño y la información pueden ser modificados en la barra de herramientas superior. Eeschema posee una interfaz sencilla, con una barra

de herramientas muy útil a la derecha.

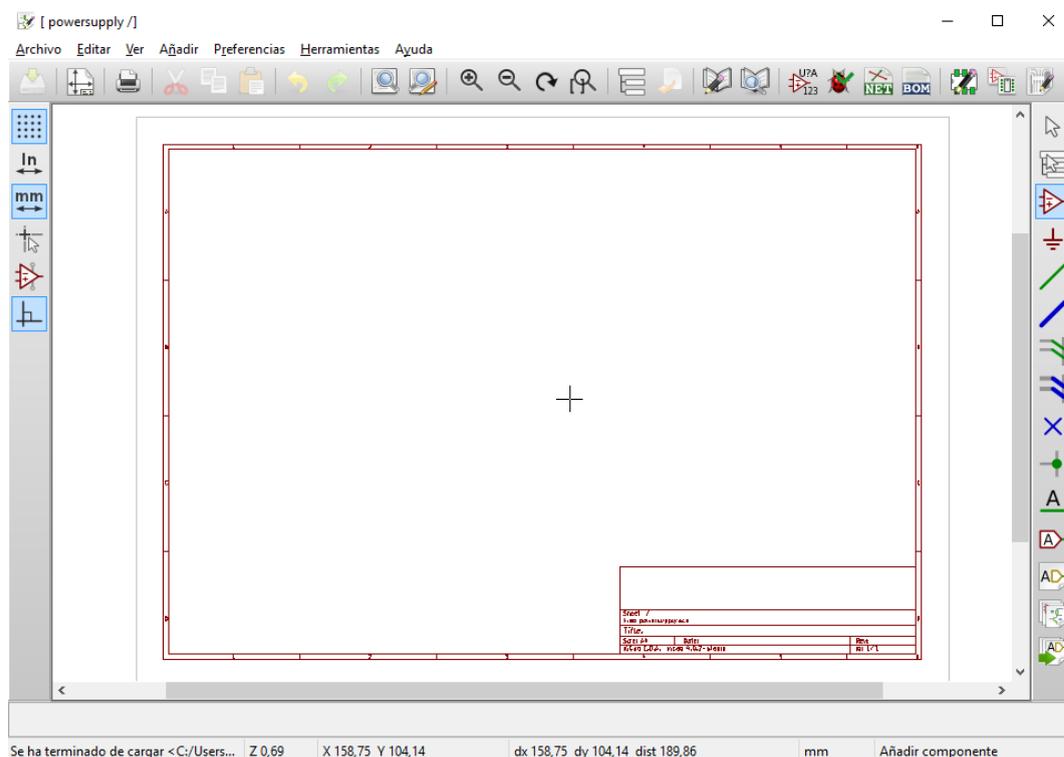


Figura 1.3: Ventana principal de Eeschema.

- Ahora se ubican los componentes mediante el ícono de Añadir componente (🔍) en la barra de herramientas derecha, KiCad cuenta con una extensa librería de componentes para la creación de circuitos, en caso de no existir uno, también puede ser creado en el Editor de Librerías (📁). Una vez fijados los componentes, las conexiones se realizan mediante la herramienta Añadir línea (✓) a la derecha, uniendo los terminales correspondientes. El progreso del diseño se muestra en la Figura 1.4.
- Una vez fijados todos los componentes, se le asigna el valor adecuado mediante clic derecho y la opción Editar componente. PD: No cambiar el campo referencia.

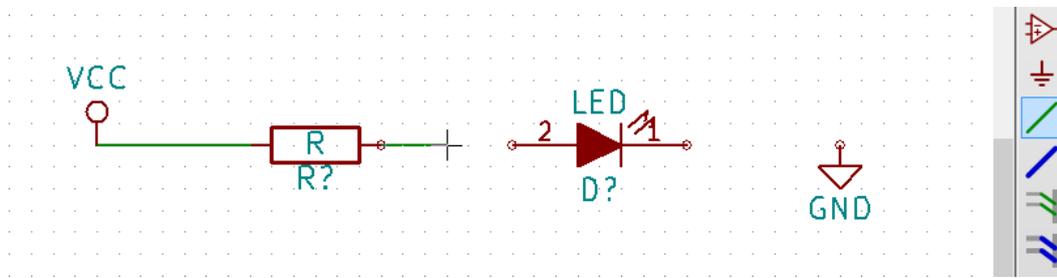


Figura 1.4: Añadir y conectar componentes.

5. Todos los componentes necesitan tener identificadores únicos. La asignación de un identificador se puede hacer de forma automática haciendo clic en el ícono Anotar esquema (U7A 123). Una vez pulsado el botón Anotar, cada componente posee su identificador único como se observa en la Figura 1.5.

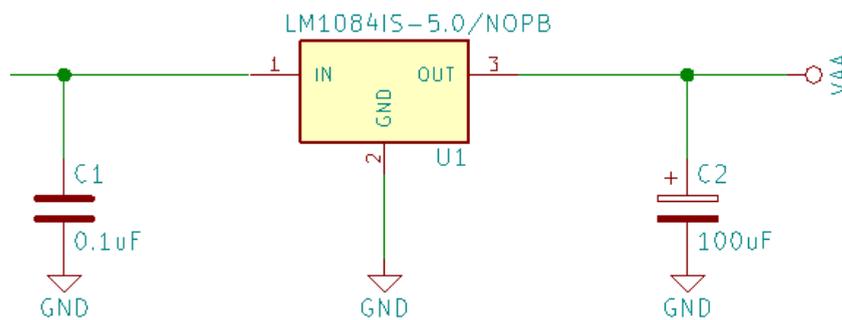


Figura 1.5: Segmento con valores y referencias.

6. El siguiente paso es la revisión de errores en el esquema. Mediante el ícono Comprobar reglas eléctricas (🐞) en la barra de herramientas superior. Luego de ejecutar, se genera un informe con la descripción de los errores y advertencias a tomar en cuenta.
7. El esquemático está listo. Para finalizar es necesario crear un archivo Netlist que contiene la información de las conexiones de cada componente y sus respectivas huellas. Se selecciona el ícono Generar Netlist (NET) en la barra de herramientas superior.
8. Después de generar el archivo de Netlist, se pulsa el ícono Ejecutar Cvpcb (🏠) en la barra de herramientas superior. Cvpcb permite enlazar todos los

componentes de su esquema con huellas de la biblioteca de KiCad, su ventana se observa en la Figura 1.6 y está dividido en tres columnas: La primera columna es la biblioteca de KiCad, la columna del centro muestra todos los componentes utilizados en el esquemático y la columna de la derecha es la búsqueda filtrada de huellas.

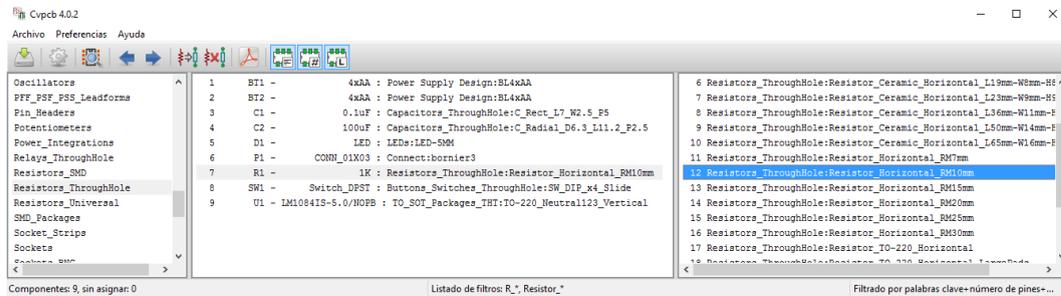


Figura 1.6: Ventana de CvPcb

La tarea de asignar huellas es importante y requiere ser precisa con respecto a las dimensiones del componente en físico. Las especificaciones de las huellas y sus detalle físicos se pueden observar en el ícono Ver huella () en la barra de herramientas superior. En caso de no existir en la librería de KiCad, se puede crear a partir de la herramienta Editor de huellas () desde Pcbnew o Eeschema.

- Ahora se requiere actualizar el archivo de netlist con todas las huellas asociadas. Cada vez que el archivo .net sea modificado por agregar un componente o cambiar una huella o conexión, es necesario guardar nuevamente.

El archivo de netlist ahora se ha actualizado con todas las huellas. Por último, Guardar esquema () completo del Proyecto en la barra de herramientas superior y el trabajo en Eeschema se ha finalizado. El diseño final de la fuente de alimentación se muestra en la Figura 1.7.

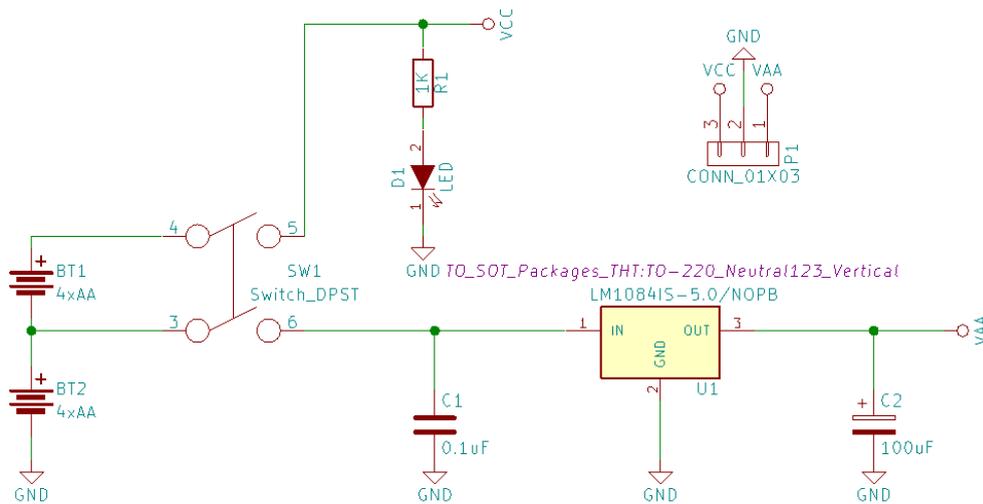


Figura 1.7: Esquemático de la fuente de alimentación.

### 1.3. Diseñar el circuito impreso

Esta sección explica los pasos para diseñar el circuito impreso del esquemático anteriormente creado. Para ello, es necesario abrir el programa Pcbnew (📁) desde el gestor del proyecto en KiCad o desde la barra de herramientas superior de Eeschema. La ventana del programa Pcbnew se muestra en la Figura 1.8.

1. Como se observa en la Figura 1.8, la herramienta Pcbnew abre la hoja de diseño cuya extensión es `.kicad_pcb`. Los ajustes de página (📄), como el tamaño y la información pueden ser modificados en la barra de herramientas superior.
2. Es necesario definir la separación y el ancho de pista mínimo a aquellas requeridas por el fabricante de la PCB. Si se desea modificar el valor establecido en la barra superior, se accede a la pestaña Reglas de diseño. El ancho de pista mínimo utilizado fue de 0.50mm y la separación de vía fue de 0.60mm/0.80mm.

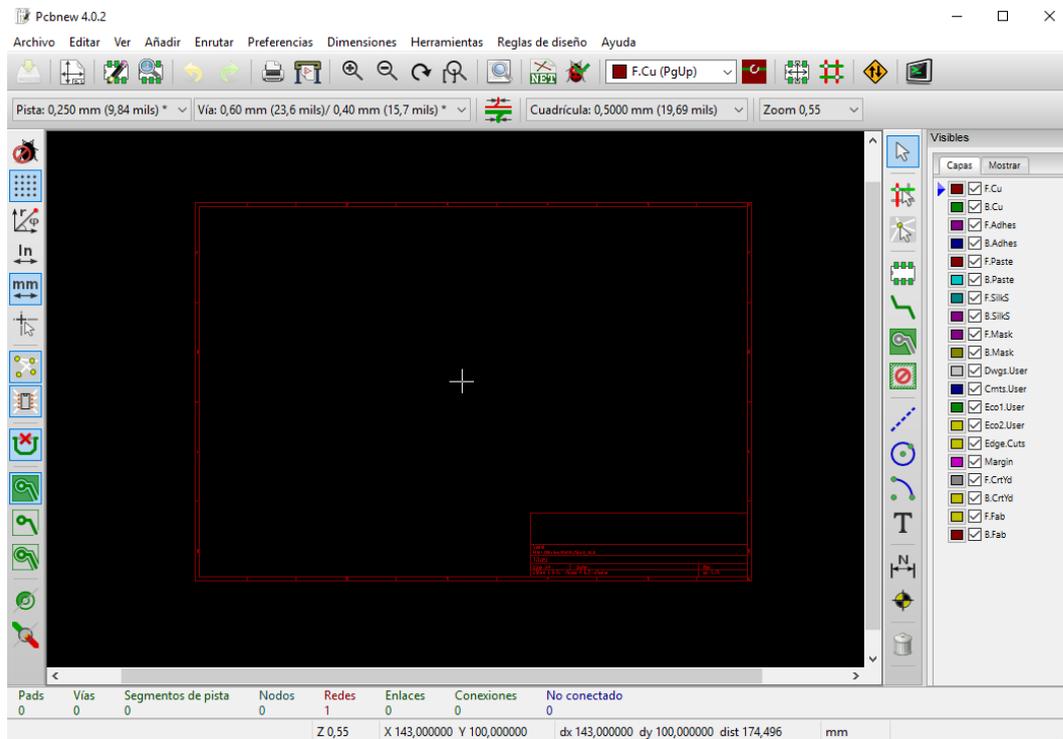


Figura 1.8: Ventana de Pcbnew.

3. Una vez verificadas las reglas de diseño iniciales, se importa el archivo de netlist creado en el programa Eeschema. En el ícono Leer Netlist (NET) en la barra de herramientas superior y el botón Leer lista de redes actual.
4. Luego de leer el netlist, los componentes deberían estar acumulados en la hoja de diseño. Todos los componentes están conectados, según el esquemático, a través de un conjunto de hilos llamados ratsnest. Para visualizar los hilos, se selecciona el ícono Ocultar ratsnest ( ) en la barra de herramientas izquierda.

Es necesario ubicar adecuadamente en el espacio cada componente, para mover cada elemento se señala y pulsa la tecla g. La distribución de los componentes debe minimizar el número de cruces de los hilos, además de seguir criterios basados en compatibilidad electromagnética. Si desea investigar a fondo sobre los criterios de diseño, consultar la fuente [25]. El resultado se ilustra en la Figura 1.9.

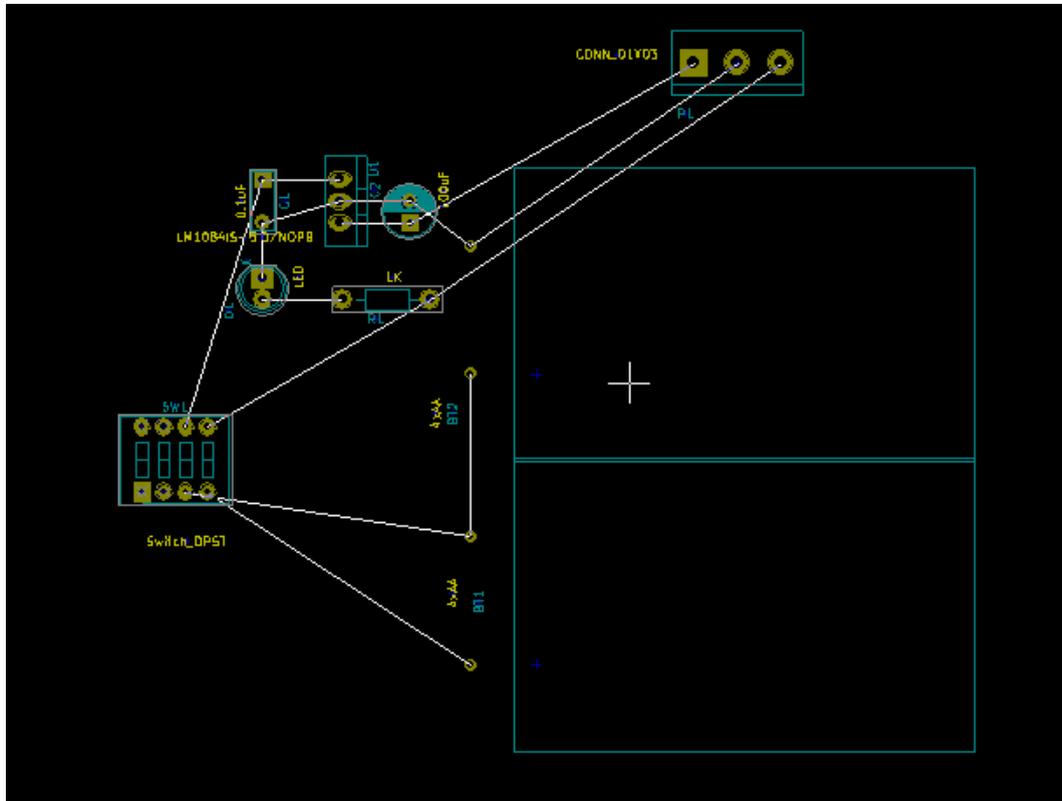


Figura 1.9: Distribución de los componentes.

5. El siguiente paso es definir el borde de la placa. En el menú desplegable de capas a la derecha se selecciona Edge. Cuts. Luego se selecciona el ícono Añadir línea (  ) en la barra de herramientas de la derecha. Se dibuja el contorno del borde de la placa deseada. PD: Las medidas de la placa y las huellas de las perforaciones son propias de este diseño. El resultado se muestra en la Figura 1.10.
6. A continuación, se conectan todos los hilos excepto el de GND. Esto se debe a que el nodo de GND se conecta usando un plano de tierra ubicado en la capa de cobre inferior (B.Cu). Se selecciona B.Cu en el menú de capas. Esta es la capa de cobre inferior (si se desea trazar en la capa de cobre superior se escoge la capa F.Cu). Si el diseño requiere un mayor número de capas, se puede cambiar en la pestaña Reglas de Diseño. Se selecciona el ícono Agregar pistas y vías (  ) en la barra de herramientas de la derecha. Las

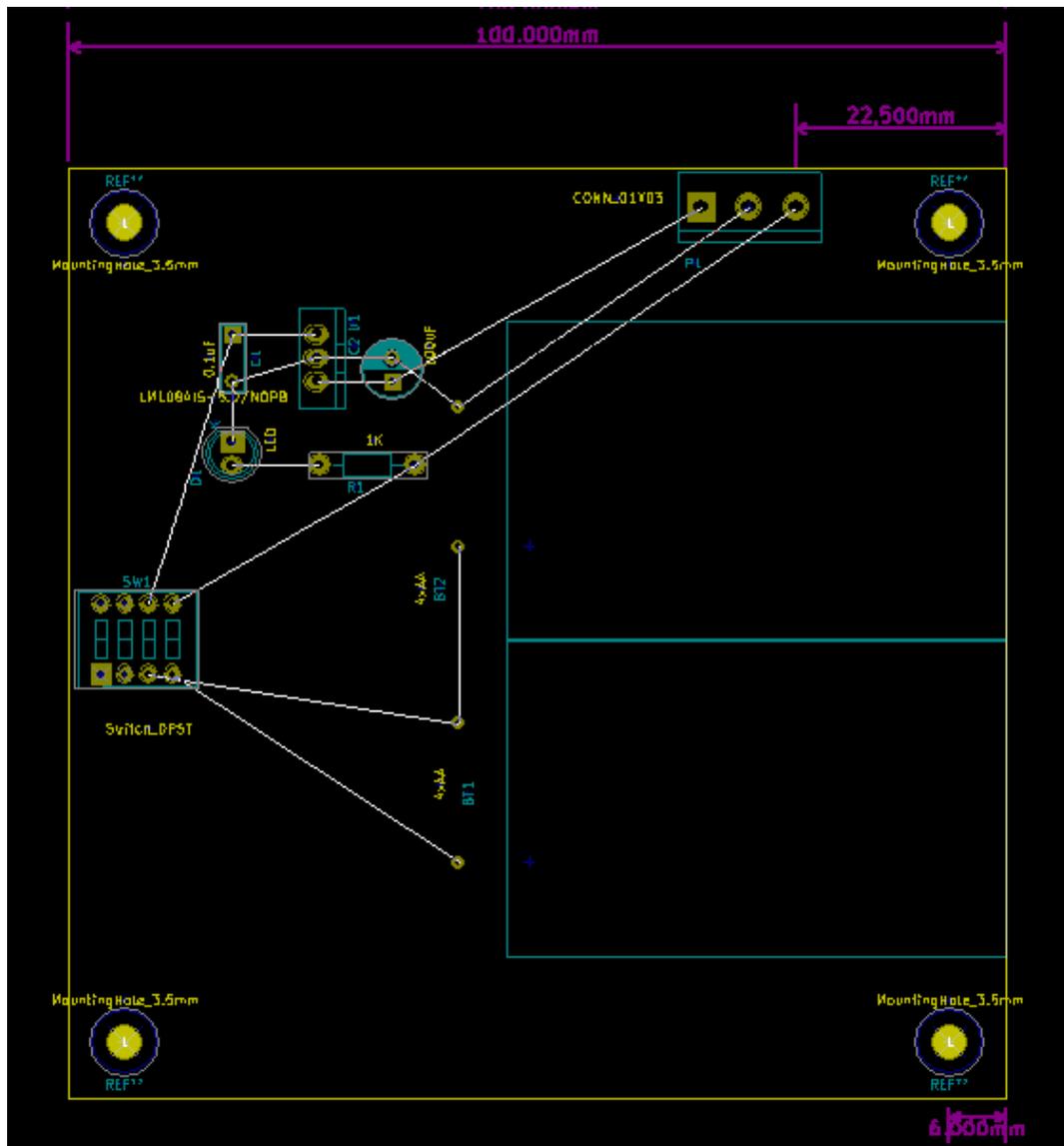


Figura 1.10: Componentes dentro de la placa.

pistas se trazan en cada conexión de nodo a nodo como se observa en la Figura 1.11.

- Ahora se crea el plano de tierra que conecta todos los nodos de tierra (GND) en el ícono Agregar zonas (🔌) en la barra de herramientas de la derecha. Se traza un rectángulo alrededor de la placa. Luego se hace clic derecho dentro del área trazada y se selecciona Rellenar todas las zonas como se observa en la Figura 1.12.

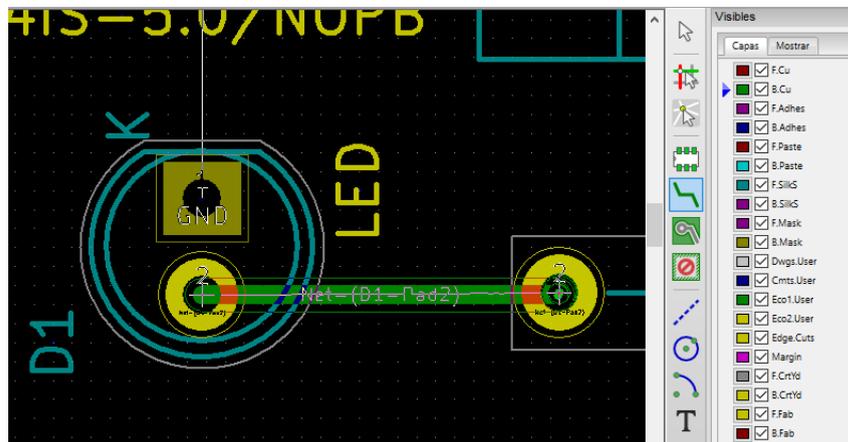


Figura 1.11: Trazado de pistas.

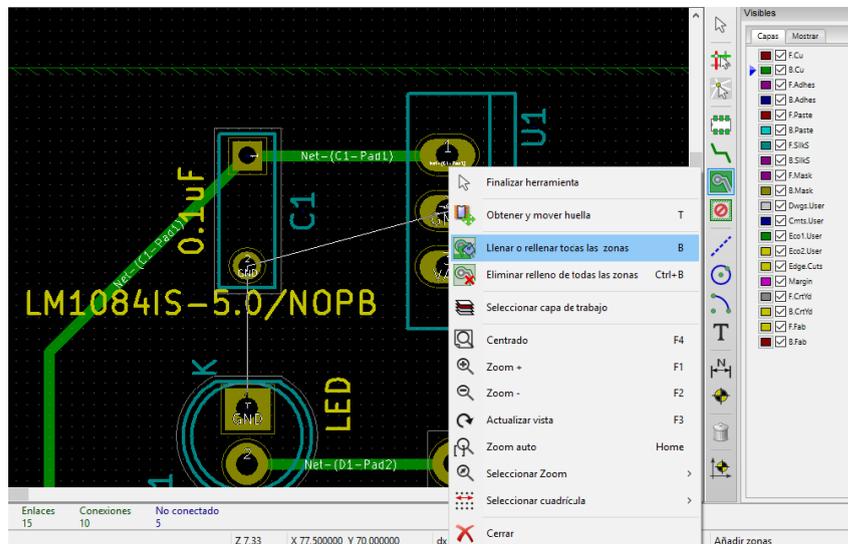


Figura 1.12: Rellenar el plano de tierra.

La placa finalizada debe rellenarse automáticamente y el resultado se observa en la Figura 1.13.

8. Se ejecuta el comprobador de reglas de diseño haciendo clic en el ícono Chequeo de reglas de diseño (🐛) en la barra de herramientas superior. Luego clic en Comenzar DRC. No debe haber ningún error.
9. Finalmente se guarda el archivo (.kicad\_pcb). Para apreciar la placa en 3D, se selecciona la pestaña Ver y se activa el Visor 3D (📁), los resultados finales se muestran en las Figuras 1.14 y 1.15. La placa está finalizada, para enviarla

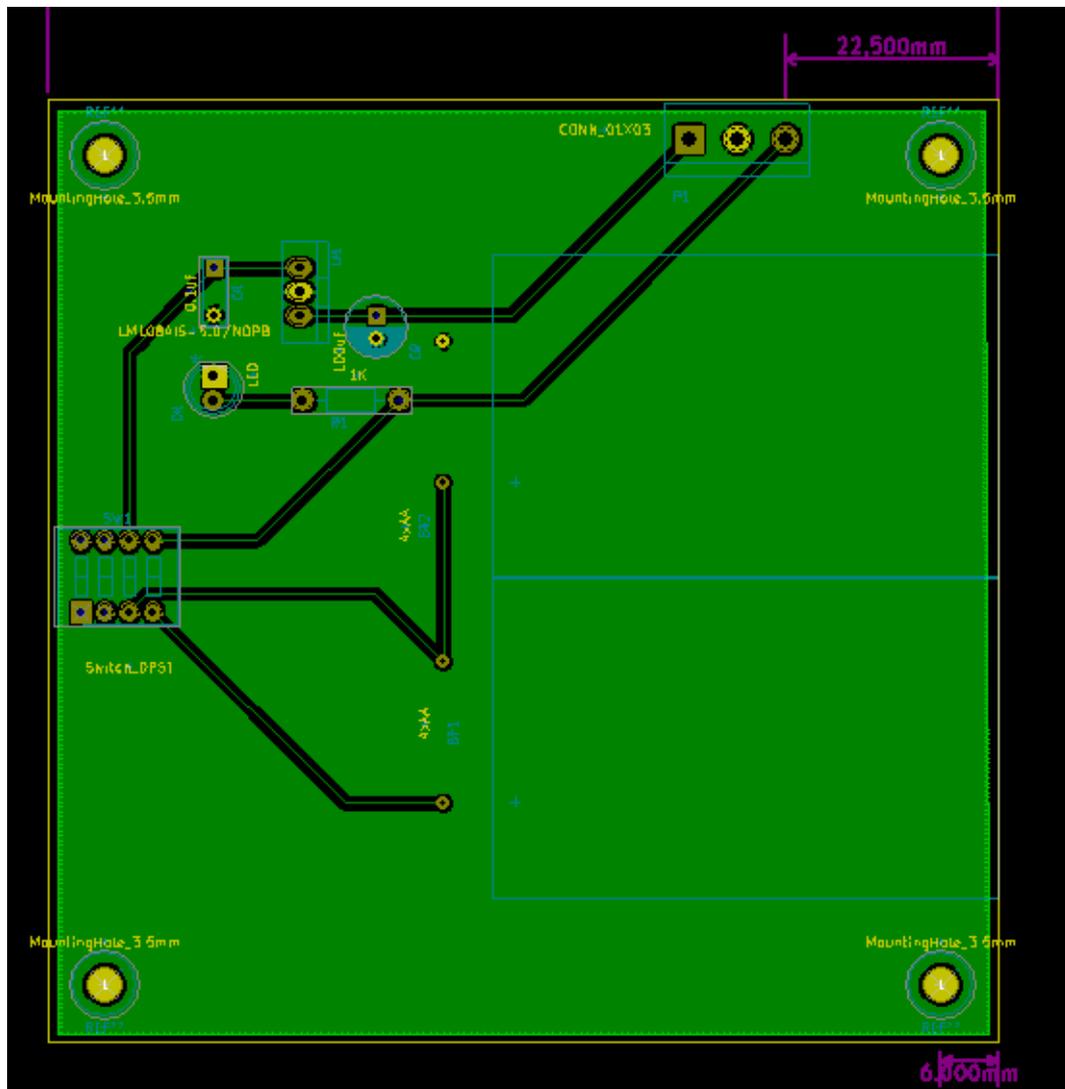


Figura 1.13: Diseño del circuito impreso completo.

a un fabricante es necesario generar todos los archivos Gerber que se indican en la siguiente sección.

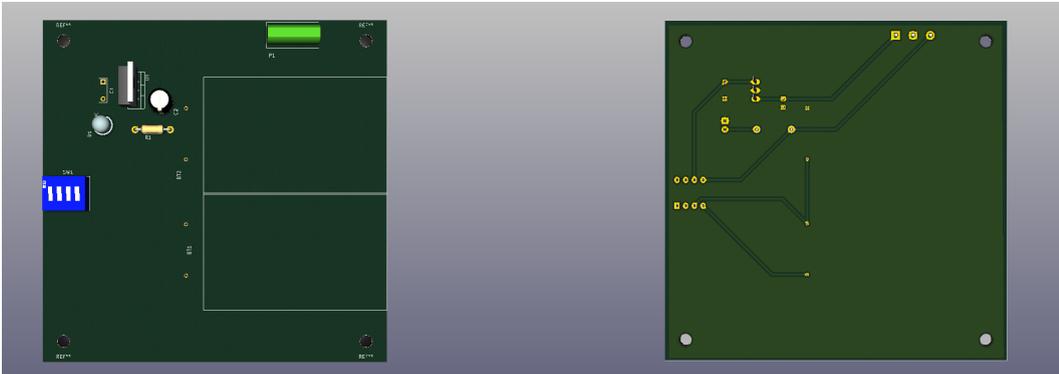


Figura 1.14: Vistas en 3D de las capas superior e inferior.

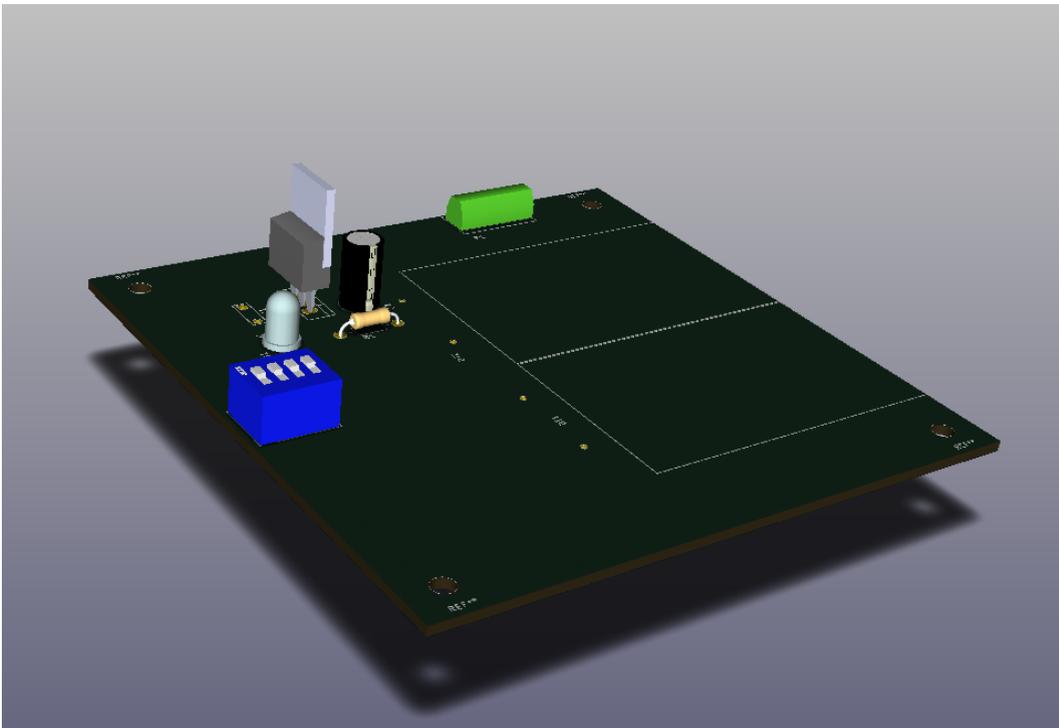


Figura 1.15: Vista en 3D.

#### 1.4. Guardar los ficheros Gerber y construir la placa de circuito impreso

Una vez finalizado el diseño de la PCB, es necesario generar los archivos Gerber para cada capa y enviarlos al fabricante para realizar la impresión, perforación, soldadura y taladrado de la placa.

En la barra de herramientas superior de Pcbnew se selecciona Trazar . Se selecciona Gerber como el formato de gráfico y se ubica la carpeta en la que se guardarán todos los archivos Gerber. Para finalizar, se pulsa el botón Trazar.

Las capas que se necesitan seleccionar para realizar una PCB de 2 capas típica son las siguientes:

Capa	Nombre	Extensión Protel
Capa inferior	B.Cu	*.GBL
Capa superior	F.Cu	*.GTL
Serigrafía superior	F.SilkS	*.GTO
Máscara de soldadura inferior	B.Mask	*.GBS
Máscara de soldadura superior	F.Mask	*.GTS
Bordes	Edge.Cuts	*.GM1

Los resultados finales de la construcción de la fuente de alimentación DC mediante las capas mencionadas anteriormente se observan en las Figuras 1.16 y 1.17.



Figura 1.16: Vista superior del circuito impreso final.

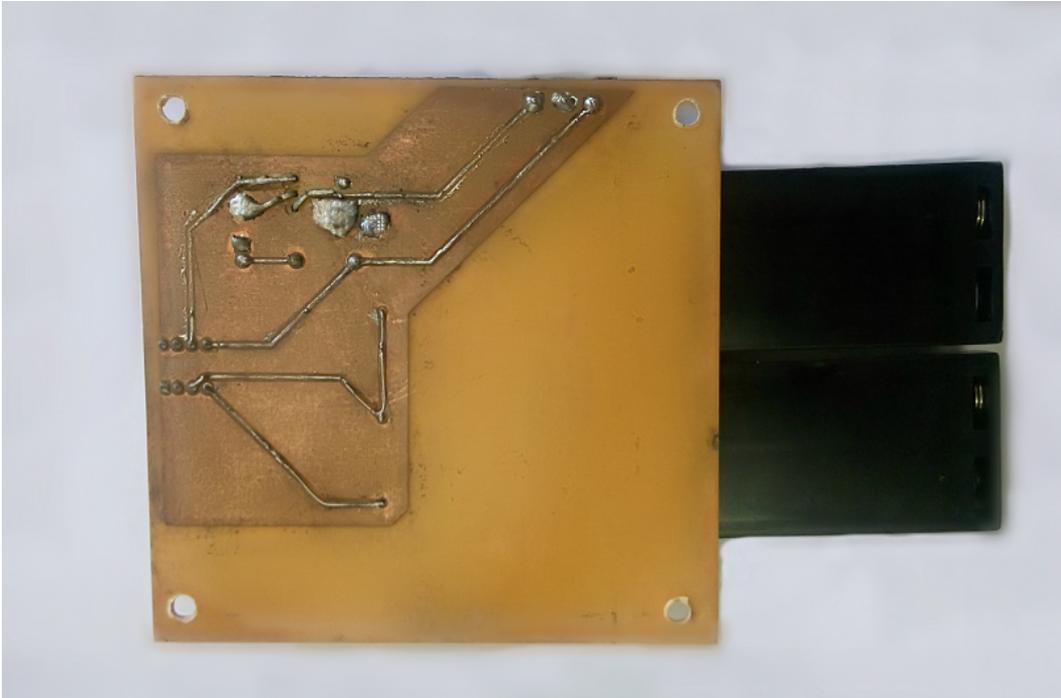


Figura 1.17: Vista inferior del circuito impreso final.

## Apéndice B

# Códigos de sectorización y enfoque

### 2.1. Generar la matriz de datos crudos

---

```
%%Sectorizacion del archivo .wav y generacion de la matriz de datos crudos
clear all;

%Leer datos del archivo de audio
[Y,FS,NBITS] = wavread('24JMismoA.wav');

%Parametros
Tp = 24E-3; %(s)Duracion del pulso
Trp = 0.25; %(s)Minimo rango de silencio entre pulsos cuadrados
N = round(Tp*FS); %# de muestras por pulso

%Invirtiendo datos y separando canales
trig = -1*Y(:,2);
s = -1*Y(:,1);
clear Y;

%%%%SEGMENTACION DE VECTOR A MATRIZ%%%%

%Datos por posici0n (Eliminar silencios)
```

---

```

Lx = abs(trig)>mean(abs(trig));
cumple = 0;
Nrp = Trp*FS; %# de muestras por rango de silencio

for i = Nrp+1:size(Lx,1)-Nrp %desde el primer rango de silencio hasta el ultimo, en p
if Lx(i) == 1 & sum(Lx(i-Nrp:i-1)) == 0
cumple = cumple + 1;
G(cumple,:) = s(i:i+Nrp-1);
H(cumple,:) = trig(i:i+Nrp-1);
end
end

%%%REDUCCION DE LA MATRIZ EN PULSOS%%%%

%Datos por pulso (22 ms)
cumple = 0;
thresh = 0.08;
clear i;

for j = 1:size(G,1)
%borrar SIF;
SIF = zeros(N,1);
inicio = (H(j,*)> thresh);
cumple = 0;

for i = 3*N:(size(inicio,2)-3*N)
[Y I] = max(H(j,i:i+2*N)); %Proporciona el maximo valor (Y) y la posicion del maximo (I)
if mean(inicio(i-10:i-2)) == 0 & I == 1 %Obtiene las muestras del ultimo ciclo
cumple = cumple + 1;
SIF = G(j,i:i+N-1);%' + SIF;
end
end
sif(j,:) = SIF;
end

%Eliminacion de los NaN (Not a Number)
sif(find(isnan(sif))) = 1E-30;

```

---

## 2.2. Algoritmo de enfoque

```
%%Algoritmo de enfoque Omega-K %%

%Se ejecuta luego de obtener la rawdata obtenida por MatrizDatos.m
%-----%
%%PARAMETROS INICIALES %%

PRI = 24E-3;
tp = PRI;
nfft1 = 64;
nfft2 = 2048;
fo = 2.442E9;
Fs = 44100;
c = 3E8;
Kr = (69E6)/tp;
v=0.5/tp;

%%COMPRESION EN DISTANCIA
C=sif;

%%FFT A LAS FILAS
Se = fft(C,nfft2,2);
Se = fftshift(Se);
[nf,nc] = size(Se);
Se = Se(:,nfft2*0.5+1:nc);
[nf,nc] = size(Se);

%EJE DE FILAS +-60
Dfaz= 1/tp;
faz=Dfaz/nfft1;
%fd= linspace(0,(Dfaz-faz),nfft1);
fd= linspace(-Dfaz/2,(Dfaz/2-faz),nfft1);

%EJE DE COLUMNAS +1024
fst=15E3/nfft2;
fr= linspace(0,(15E3-fst),nfft2*0.5);

r=(fr*c)/(2*Kr);
```

```
%% COMPRESION EN AZIMUTH

%% FFT A LAS COLUMNAS
Scc = fft(Se,nfft1,1);
Scc = fftshift(Scc);

%% RFM %%
for k=1:nc
    argRef = -((4*pi*r(k))/(c))*sqrt((fo+fr(k)).^2-((c*fd)/(2*v)).^2);
    argRef=argRef';
    Sol(:,k) = Scc(:,k).*exp(1i*argRef);
end

%% IFFT A LAS COLUMNAS
Sol1 = ifft(Sol,nfft1,1);
Sol1 = ifftshift(Sol1);

%% PLOTS
imagesc(r,az,abs(Sol1.^2));
axis([0 50 0 30]);
title('FInal Imagen');
xlabel('Distancia (m)');
ylabel('Azimuth (m)')
```

---

# Referencias Bibliográficas

- [1] Gregory L. Charvat. *Small and Short-Range Radar Systems*. Taylor & Francis group, 2014.
- [2] Merrill L. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. 3th. McGraw Hill, 2001.
- [3] Alfonso Zozaya. «Synthetic aperture radars: conceptual design procedure». En: *Revista Ingeniería UC* 23 (2016).
- [4] Alberto Moreira, Marwan Younis Pau Prats-Iraola, Gerhard Krieger, Irena Hajnsek y Konstantinos P. Papathanassiou. «A tutorial on synthetic aperture radar». En: *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine* 1 (2013), págs. 6-43.
- [5] Carl A. Wiley. *Pulsed Doppler Radar Methods and Apparatus*. Goodyear Aerospace Corporation. 1965.
- [6] Niklas Reinke y Rolf Werninghaus. *TerraSAR-X*. German Aerospace Center, 2007.
- [7] Qassim A. Abdullah, James J. Reis y David Firman. *An Investigation of Geo-SAR's Orthometric Height for Mount McKinley*. Fugro EarthData, 2012.
- [8] Gregory L. Charvat, Jonathan H. Williams, Alan J. Fenn, Steve Kogon y Jeffrey S. Herd. *Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging*. Massachusetts Institute of Technology. 2011.
- [9] Matthew C. Edwards. «Design of a continuous-wave synthetic aperture radar system with analog dechirp». Tesis doct. Brigham Young University, 2009.
- [10] Michael Israel Duersch. «BYU micro-SAR: a very small, low-power LFM-CW synthetic aperture radar». Tesis doct. Brigham Young University, 2004.

- [11] Georgie George. «Integration, Implementation and Testing of the X-Band SA-SAR II System». Tesis de mtría. University of Cape Town, 2007.
- [12] Roger J. Sullivan. *Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts*. Scitech Publishing Inc., 2004.
- [13] Christian Wolff. *Intrapulse Modulation*. 1998. URL: <http://www.radartutorial.eu/druck/Book7.pdf>.
- [14] Eduardo García Lebière. «Simulación de un Radar de Alta Resolución (SAR) Multicanal». Tesis de mtría. Universidad Politécnica de Catalunya, 2012.
- [15] Bu-Chin Wang. «Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing». En: John Wiley & Sons, Inc., 2008. Cap. 5.
- [16] A. Asensio J. E. Gonzalez J. M. Pardo y M. Burgos. «Digital signal generation for LPM-LPI radars». En: *Electronics Letter* 39 (2003).
- [17] Mirko Panozzo Zenere. «Focalización de Imágenes SAR Utilizando el Algoritmo Omega-K. Simulación y Validación». Tesis de mtría. Universidad Nacional de Córdoba, 2012.
- [18] I. G. Cumming, Y. L. Neo y F. H. Wong. «Interpretations of the Omega-K Algorithm and Comparisons with other Algorithms». En: IEEE International Geoscience y Remote Sensing Symposium. Toulouse: IGARSS'03, 2003.
- [19] Richard Bamler. «A Comparison of Range-Doppler and Wavenumber Domain SAR Focusing Algorithms». En: *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 30 (1992).
- [20] Jean-Pierre Charras, Dick Hollenbeck y Wayne Stambaugh. *KiCad EDA*. 1992. URL: <http://kicad-pcb.org/>.
- [21] Roger Dannenberg Dominic Mazzoni. *Audacity*. 2000. URL: [www.audacityteam.org/](http://www.audacityteam.org/).
- [22] Alfonso Zozaya. ««Algoritmo RANGE-DOPPLER (Tema 5)»». En: *Instituto Espacial Ecuatoriano (IEE), Escuela Politécnica Nacional (EPN)* (2017).

- 
- [23] Fabrizio Tappero Christina Jarron Melroy van den Berg David Jahshan Phil Hutchinson. «Essential and concise guide to mastering KiCad for the successful development of sophisticated electronic printed circuit boards». En: (2015).
- [24] Wayne Stambaugh Jean-Pierre Charras Dick Hollenbeck. *KiCad EDA: A Cross Platform and Open Source Electronics Design Automation Suite*. 2016. URL: <http://www.kicad-pcb.org/>.
- [25] Ron Schmitt. *Electromagnetics explained: a handbook for wireless/RF, EMC, and high-speed electronics*. Elsevier Science, 2002.

**Anexo A**

**Lista de Materiales**

**Anexo B**

**Datasheet Oscilador controlado  
por voltaje (ZX95-2536C+)**

**Anexo C**

**Datasheet Atenuador (VAT-3+)**

## **Anexo D**

# **Datasheet Amplificador de bajo ruido (ZX60-272LN-S+)**

**Anexo E**

**Datasheet Divisor de potencia  
(ZX10-2-42+)**

**Anexo F**

**Datasheet Mezclador  
(ZX05-43MH-S+)**