



Universidad Nacional de La Plata  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Electrotecnia

Cátedra de Trabajo Final

## Desarrollo e Implementación de RADAR de Baja Potencia

Por:

Matías Ezequiel Amoia (N°65691/5)

Directores:

Dr. Juan Ignacio Fernández Michelli

Dr. Sebastián Pazos

La Plata, Buenos Aires, Argentina

# Cátedra de Proyecto Final Ing. en Electrónica



Modalidad con director  
Departamento de Electrotecnia  
Facultad de Ingeniería  
Universidad Nacional de La Plata



Título del Proyecto Final:

Desarrollo e Implementación de RADAR de baja potencia.  
.....

Alumnos integrantes del grupo de trabajo:

Nro. de Alumno	APELLIDO, Nombres	Calificación
65691/5	Amoia, Matías Ezequiel	

Lugar de Realización: Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI).....

Director/ra: Dr. Juan Ignacio Fernández Michelli.  
.....

Codirector/ra: Dr. Sebastián Pazos.  
.....

Integrantes de la mesa examinadora (Firma, aclaración)  
.....

Calificación:.....

Comentarios  
.....

Fecha: .....

## Agradecimientos

A mi familia, por acompañarme en cada una de mis decisiones y apoyarme en los momentos más difíciles.

A mis amigos, por estar siempre a mi lado y ser mi cable a tierra.

A Eugenia, por ser mi mayor sostén, mi confidente, mi todo.

A Eugenio, Marisa, Laureana, Gabriela y Micaela por ser mi segunda familia.

A Francesca y Valentina, por ser mi motor.

A Ezequiel, Joaquín, Manuel y Tomás, quienes lograron que, juntarse a estudiar, sea sencillamente una reunión con amigos.

A León, simplemente por ser quien es.

A Guillermo, por ayudarme a redescubrir quién soy.

A Julián, porque siempre estuvo dispuesto a ayudarme, en todo momento.

Al Dr. Juan Ignacio Fernández Michelli, por su infinita paciencia y acompañamiento durante todo el proyecto, por todo el conocimiento que me brindó.

Al Dr. Sebastián Pazos, quien indudablemente ha dejado una marca en nuestros corazones.

Y, por último, a la Universidad Nacional de La Plata y a la Facultad de Ingeniería, por ser pública, gratuita y de calidad; por abrirnos las puertas a todos, sin excepción. A todas las personas que formamos esta hermosa comunidad, de corazón, GRACIAS.

## Resumen

La motivación principal de este proyecto es desarrollar e implementar un sistema de radar de onda continua y frecuencia modulada (FMCW), de baja potencia, con el propósito de relevar la posición y velocidad de determinados objetivos.

Se realizó el estudio teórico de los distintos tipos de sistemas de radar, profundizando únicamente en el radar FMCW. Se realizaron mediciones, pruebas y simulaciones de los distintos elementos y módulos que componen el radar; luego, se realizó el diseño y construcción de este, el cual fue puesto a prueba realizando varios experimentos hasta obtener los resultados deseados.

## Abstract

The main motivation of this Project is to develop and implement a low-power 'Frequency Modulated Continuous Wave' (FMCW) radar system, with the purpose of relaying the position and speed of certain targets.

The theoretical study of the different types of radar systems was carried out, delving only into the FMCW radar. Measurements, tests and simulations of the different elements and modules that make up the radar, were made; then, it was made the design and construction of the radar, which was put to the test by performing various experiments until obtaining the desired results.

## Tabla de contenido

1.	Introducción .....	7
1.1.	Motivación y objetivos .....	7
1.2.	Características del Proyecto .....	7
2.	Marco teórico .....	8
2.1.	Historia, aplicaciones y concepto básico de radar .....	8
2.2.	Generación de la señal .....	9
2.3.	Características de las antenas a utilizar.....	9
2.4.	Transmisión de la señal .....	10
2.5.	Recepción de la señal .....	11
2.6.	Sistema de RADAR pulsado .....	12
2.7.	Radar de onda continua (CW RADAR) .....	12
2.8.	Radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave): .....	16
2.9.	Procesamiento digital de la señal.....	22
3.	Diseño e Implementación del Radar de Onda Continua .....	24
3.1.	Diagrama de bloques del Radar FMCW.....	24
3.2.	Caracterización de los módulos de RF.....	25
3.2.1.	VCO (Voltage Controlled Oscillator) .....	25
3.2.1.1.	Funcionamiento.....	25
3.2.1.2.	Caracterización del VCO .....	25
3.2.1.3.	Distorsión armónica del VCO.....	27
3.2.2.	Atenuador.....	27
3.2.2.1.	Funcionamiento.....	27
3.2.2.2.	Caracterización del atenuador .....	27
3.2.3.	LNA (Low Noise Amplifier).....	29
3.2.3.1.	Funcionamiento.....	29
3.2.3.2.	Medición de la performance del LNA.....	30
3.2.4.	Splitter (divisor de potencia) .....	31
3.2.4.1.	Funcionamiento.....	31
3.2.4.2.	Caracterización del divisor de potencia.....	32
3.2.5.	Mixer (mezclador de frecuencias).....	34
3.2.5.1.	Funcionamiento.....	34
3.2.5.2.	Caracterización del mixer .....	34

3.2.6.	Diseño de las antenas.....	34
3.3.	Diseño y simulación de la etapa de baja frecuencia .....	36
3.3.1.	Funcionamiento de la etapa de amplificación y filtrado .....	36
3.3.2.	Simulación del filtro activo .....	38
3.3.3.	Diseño del PCB.....	40
3.3.4.	Caracterización de la etapa de baja frecuencia.....	42
3.3.4.1.	Etapa de ganancia.....	42
3.3.4.2.	Etapa de modulación.....	45
4.	Funcionamiento del radar .....	49
4.1.	Construcción del radar .....	49
4.2.	Mediciones .....	51
4.2.1.	Cambio en el tipo de procesamiento .....	52
4.2.2.	Rango vs Tiempo .....	53
4.2.3.	Velocidad vs tiempo .....	65
4.2.4.	Escenarios de medición .....	71
4.2.5.	Objetivos de medición.....	75
5.	Conclusiones.....	78
Anexo A – Deducción de ecuaciones presentadas en este informe .....		80
Anexo B – Descomposición en fase y cuadratura.....		85
Referencias .....		87

## 1. Introducción

### 1.1. Motivación y objetivos

Desde sus inicios en 1950, la tecnología de RADAR no ha cesado de crecer hasta la actualidad. Inicialmente pensada para uso militar, hoy en día encuentra aplicaciones en las más diversas áreas del sensado remoto como: vigilancia, meteorología, agricultura, exploración espacial, alerta ante catástrofes naturales, entre otras. En sus versiones de corto alcance, se encuentran en aplicaciones automotrices, sensores de velocidad, y monitoreo en escenarios “indoor”.

Este proyecto surgió de la necesidad de disponer de un equipo económico y configurable para realizar pequeños ensayos de señales de radar. Se basa en el proyecto descrito en [1], donde el equipo es utilizado como herramienta en un curso de grado. El objetivo del equipo es recolectar reflexiones del entorno con el fin de caracterizarlo y poder tomar decisiones a través del procesamiento de estos datos; en particular, se espera poder realizar ensayos para validar algunos esquemas de procesamiento de datos para determinar posición y velocidad de objetivos. El objetivo general de esta propuesta, entonces, consiste en desarrollar e implementar un sistema RADAR de onda continua de baja potencia y corto alcance, capaz de determinar posición y velocidad de un objetivo o relevar la zona.

### 1.2. Características del Proyecto

El RADAR es un sistema de sensado remoto, que utiliza técnicas de procesamiento estadísticos de señales para obtener información de interés de la señal recibida [2]. Los radares convencionales son sistemas activos, que operan transmitiendo energía en forma de ondas electromagnéticas y recibiendo las señales reflejadas por la región y los objetos iluminados. Mediante la adquisición y el procesamiento de estas señales, el sistema puede determinar parámetros de interés que caracterizan la zona iluminada por el RADAR y, en base a ellos, tomar decisiones.

El sistema de RADAR se compone, principalmente, de un subsistema de alta frecuencia utilizado para transmitir las ondas electromagnéticas y un subsistema de baja frecuencia para controlar al anterior y procesar las señales en banda base. Las señales se adquieren en una computadora que procesa los datos mediante algoritmos adecuados para obtener parámetros de interés.

El subsistema de radiofrecuencia consiste en un par de antenas que convierten la señal electromagnética en una señal eléctrica y un cabezal de RF, que procesa analógicamente estas señales y traslada su espectro a banda base. La señal transmitida se genera modulando un oscilador sinusoidal cuya salida es amplificada por un amplificador de potencia. Esta señal pasa posteriormente por un divisor de potencia, que provee la señal para la antena transmisora; y una copia de ésta, que se utiliza como señal de referencia local para la cadena de recepción. La señal recibida es acondicionada por un amplificador de bajo ruido (LNA) y luego mezclada con la señal de referencia para trasladar el espectro a banda base. Posteriormente es amplificada por un amplificador de video y filtrada antes de ingresar a la placa de audio de la PC para su posterior muestreo y

procesamiento. Los componentes del cabezal de RF (oscilador, atenuador, amplificadores de potencia y video, divisor, mezclador y LNA) se implementaron con módulos comerciales con prestaciones acordes a las características del proyecto. En cuanto a la implementación de las antenas, se utilizaron un par de latas de café de dimensiones adecuadas para mantener la identidad y simplicidad del proyecto original que se presenta en [1].

El subsistema de baja frecuencia se compone de dos partes. Una etapa de filtrado, encargada de acondicionar la señal proveniente de la rama receptora antes de ingresar a la PC. Consiste en un filtro activo pasa-bajos que se encarga de las tareas de eliminar la componente del doble de la frecuencia de portadora y de actuar como filtro anti-replicado previo al muestreo. La otra parte del subsistema consiste en el modulador, encargado de proveer la señal de control al oscilador controlado por tensión (VCO). Es un generador de rampa que incrementa linealmente la frecuencia de la señal sinusoidal del oscilador (señal de “chirp”). Adicionalmente, provee una señal de sincronismo a la etapa de procesamiento para establecer el inicio del período de transmisión.

La señal filtrada de banda base ingresa en la PC donde es muestreada por la placa de sonido para obtener su versión digital y luego ser procesada en MATLAB. En este trabajo, el procesamiento está orientado a obtener las señales de Rango y Doppler en función del tiempo correspondientes al objetivo bajo observación, a partir de las cuales se puede determinar su distancia y velocidad.

En conclusión, en este proyecto se abordaron temas generales vistos durante la carrera de grado relacionados con las cátedras de Señales y Sistemas, Comunicaciones y Mediciones en Alta Frecuencia, aplicados en la implementación de cada una de las etapas descritas, para la construcción de un sistema RADAR de baja potencia (~20mW) en la banda de 2.4 GHz, de uso demostrativo, que permite determinar posición y velocidad del objetivo de interés

## 2. Marco teórico

### 2.1. Historia, aplicaciones y concepto básico de radar

La palabra “RADAR” fue originalmente un acrónimo del inglés para “radio detection and ranging”. El desarrollo de los primeros sistemas de radar estuvo enfocado en el ámbito militar, con la aparición de los radares pulsados, impulsados por Estados Unidos, Gran Bretaña, Francia, Alemania, Rusia, Italia y Japón. Actualmente, las aplicaciones para los sistemas de radar crecen constantemente. Ejemplos de dichas aplicaciones son: control policial de velocidad del tránsito de automóviles, control de tránsito aéreo, meteorología, medición de velocidad en deportes (como el tenis o el béisbol), control de procesos industriales, mapeo de la topología terrestre, etc.

Un sistema de radar consiste básicamente en un transmisor y un receptor de radiofrecuencia. El transmisor envía pulsos en forma de ondas electromagnéticas, las cuales se reflejan en un cierto objetivo que está alejado del radar, vuelven y son capturadas por éste, como muestra la figura 1 [1].

Midiendo el tiempo transcurrido entre que se transmite el pulso y se recibe su reflexión, y teniendo en cuenta que la onda que viaja por el aire lo hace aproximadamente a la velocidad de la luz, se puede determinar la distancia a la que se encuentra el objetivo.



## 2.2. Generación de la señal

Las ondas electromagnéticas pueden ser generadas, en una primera instancia, mediante un oscilador conectado a una antena. La antena emite una onda electromagnética que se propaga en el espacio a la

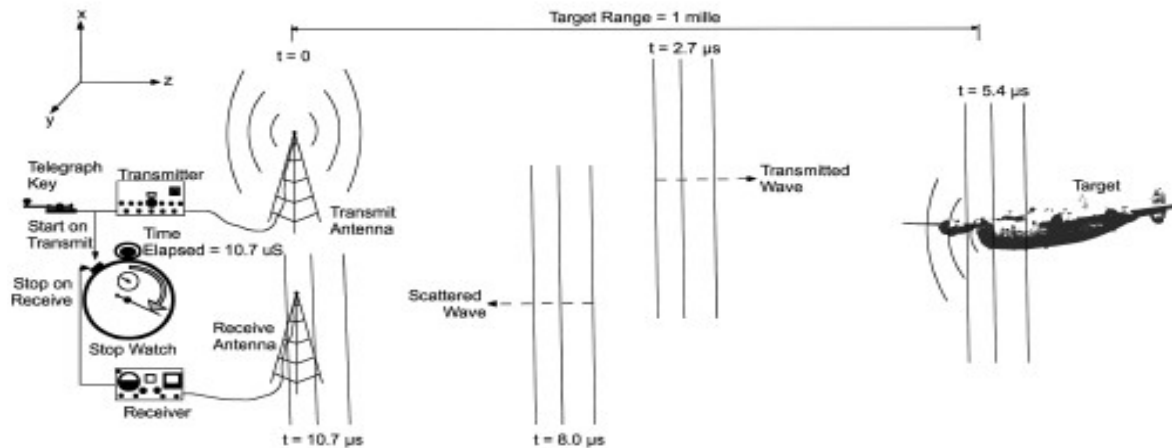


Figura 1: Esquema simplificado de un sistema de radar donde se visualizan la transmisión, la recepción y la propagación de la señal, así como el objetivo fijado [1]

velocidad de la luz (aproximadamente) y en donde las componentes de campo eléctrico y magnético están en fase.

En ciertas ocasiones, no es posible o simplemente no es conveniente conectar el oscilador de forma directa a la antena, por lo que se utilizan tanto guías de onda como líneas de transmisión para transportar la potencia desde el generador hasta la antena transmisora.

## 2.3. Características de las antenas a utilizar

Las antenas direccionales concentran la radiación y la recepción en un campo de vista estrecho, donde la mayor parte de la ganancia se encuentra en una única dirección. Por el contrario, las antenas omnidireccionales reciben y emiten en un campo amplio de visión.

Para los sistemas de radar de baja potencia, lo conveniente es utilizar antenas direccionales para poder concentrar la escasa potencia que maneja. Se debe prestar primordial atención a la frecuencia de trabajo, el ancho de banda, la ganancia y la apertura efectiva de la antena

- I. Se define la apertura efectiva de radiación [3] como el punto en el cual la potencia del lóbulo principal de radiación cae a la mitad (3 dB) del máximo.

$$A_{eff} = G \lambda^2 / 4\pi \quad (2.3.1)$$

Dónde:

$G$ : Ganancia de la antena

$\lambda$ : Longitud de onda de la señal

- II. La ganancia de una antena en una dada dirección es la relación entre la intensidad de radiación que ésta emite y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. Debe entenderse que el concepto de “ganancia” en una antena es distinto al mismo en un componente activo, ya que la antena es un componente pasivo y no incrementa la potencia de entrada que recibe, sino que, simplemente, la redirecciona para un mayor aprovechamiento de ésta.
- III. La frecuencia de trabajo indica para qué frecuencia la antena es capaz de emitir una señal, atenuando lo mínimo posible. Para frecuencias alejadas de ésta, la antena no emitirá ningún tipo de señal pese a estar siendo excitada.
- IV. El ancho de banda (-3dB) indica cuán alejadas pueden estar las frecuencias presentes en la señal de excitación para poder ser emitidas por la antena sin ser atenuadas más de la mitad de su potencia.

## 2.4. Transmisión de la señal

La potencia transmitida es un factor muy importante para tener en cuenta. Es limitada (ya que no se puede disponer de una fuente de potencia infinita), y si bien se pueden obtener grandes cantidades de potencia, el objetivo de este radar es el aprovechamiento de la poca potencia que se puede obtener de, por ejemplo, un conjunto de pilas alcalinas.

Es por ello por lo que es necesario analizar con cuánta potencia se debe transmitir, cuánta se perderá por el camino y cuál es la mínima potencia que el receptor puede distinguir del ruido. Este conjunto de elementos definirá la potencia puesta en juego en el funcionamiento del radar.

### Ecuación de transmisión de Friis

La ecuación de transmisión de Friis [3] estima la potencia transferida desde una antena transmisora hasta una antena receptora para una dada potencia de entrada.

$$P_{Rx} = P_{Tx} (\lambda / 4\pi R)^2 G_{Tx} \quad (2.4.1)$$

Dónde:

$P_{Tx}$  = Potencia transmitida

$G_{Rx}$  = Ganancia de la antena receptora

$G_{Tx}$  = Ganancia de la antena transmisora

$\lambda$  = Longitud de onda de la señal

$R$  = Distancia entre antenas

## 2.5. Recepción de la señal

La señal transmitida por el radar y las señales reflejadas en los distintos objetivos, coexisten con el ruido. El ruido es un conjunto de señales indeseadas, que son captadas por el receptor del radar y dificultan la medición de la señal de interés. El ruido puede provenir de diferentes fuentes como son, por ejemplo, el ruido térmico propio de los componentes del radar, o señales espurias de la misma frecuencia que la señal de interés que también son captadas por el receptor.

Como se mencionó anteriormente, una parte importante del ruido existente es inherente a los componentes del mismo radar. Todos los componentes introducen ruido térmico al sistema. Un parámetro importante para poder cuantificar cuánta potencia de ruido adiciona una red de dos puertos es la figura de ruido.

El objetivo del análisis de ruido en un sistema es el de ser capaz de conocer qué potencia de ruido está presente en la señal recibida y cuánta más potencia de señal se necesita para que ésta pueda ser distinguida con claridad.

### Figura de ruido

La figura de ruido [4] es una medida de cuánto degrada la relación señal a ruido (SNR) un dispositivo de dos puertos desde su entrada hasta su salida.

$$F = (S_i/N_i)/(S_0/N_0) \quad (2.5.1)$$

Para un sistema en cascada, la figura de ruido equivalente para el sistema equivalente puede obtenerse con la fórmula de Friis [4]:

$$F_{sys} = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1G_2 + \dots + (F_n - 1)/\prod_{j=1}^{n-1} G_j \quad (2.5.2)$$

Donde  $F_i$  corresponde a la figura de ruido de la  $i$ -ésima etapa conectada en cascada, y  $G_i$  corresponde a la ganancia de ésta.

### Sensibilidad del receptor

Se define la mínima señal detectable (MSD) cómo:

$$MSD = 10 \log(kT_0/1mW) + F_{sys} [dB] + 10 \log(BW) + SNR_{out} [dB] \quad (2.1.3)$$

La MSD representa la mínima potencia capaz de ser percibida como señal en el receptor, para una dada relación SNR especificada.

## 2.6. Sistema de RADAR pulsado

Es el sistema de radar más común. Genera pulsos de microondas de corta duración y alta potencia. Se alimenta a través de un diplexor que termina en una antena. Ésta irradia dicho pulso hacia el objetivo para luego captar la onda reflejada por el mismo. La onda reflejada generalmente se muestra en el indicador de posición (PPI), el cual es una pantalla que muestra el radio y el ángulo que distan desde el radar hasta el objetivo. La figura 2 [1] muestra un esquema del funcionamiento del radar de pulsos.

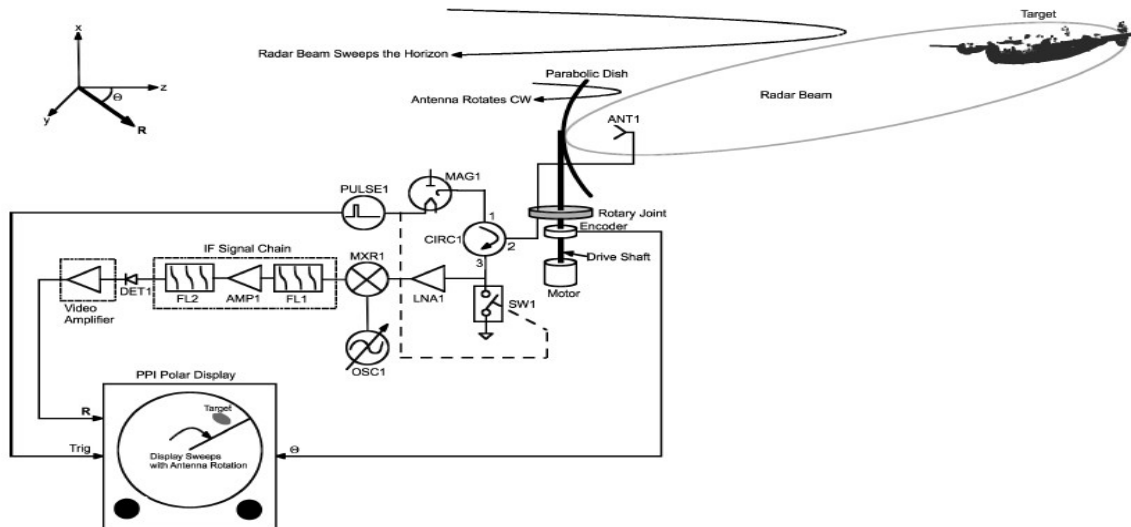


Figura 2 Diagrama en bloques de un sistema de radar pulsado [1]

## 2.7. Radar de onda continua (CW RADAR)

### Motivación

El radar de pulsos implica la necesidad de emitir picos de gran cantidad de potencia. Es por esta razón, principalmente, por la que se tiene la necesidad de modificar la arquitectura del radar, para poder ser fabricado a un menor costo y dentro de un ámbito académico. La utilización de un radar de onda continua permite el funcionamiento del sistema mediante el uso de poca potencia, a costa de una merma en el alcance de medición.

### Principios básicos

Este radar emite una onda continuamente de modo tal de que, si se interpone algún objetivo en el camino de la onda que está siendo emitida, ésta se reflejará y volverá hacia el radar. Puede utilizar el mismo oscilador para transmitir y recibir, o bien puede utilizar dos distintos pero que están sincronizados en fase. Debido a esto, este tipo de radar es capaz de medir los cambios de fase por reflexión relativas a su propio transmisor. La variación de fase es proporcional a la distancia al objetivo

El funcionamiento de este tipo de radar está representado en la figura 3 [1]

La variación de fase en la onda reflejada puede escribirse como:

$$\phi_R = 4\pi(f_c/c)R \tag{2.7.1}$$

Si el objetivo está en movimiento, existirá una variación de frecuencia en la onda reflejada con respecto a la onda emitida por acción del efecto Doppler. En ese caso, la variación de frecuencia está dada por:

$$\Delta f_D = 2(v/\lambda) \tag{2.7.2}$$

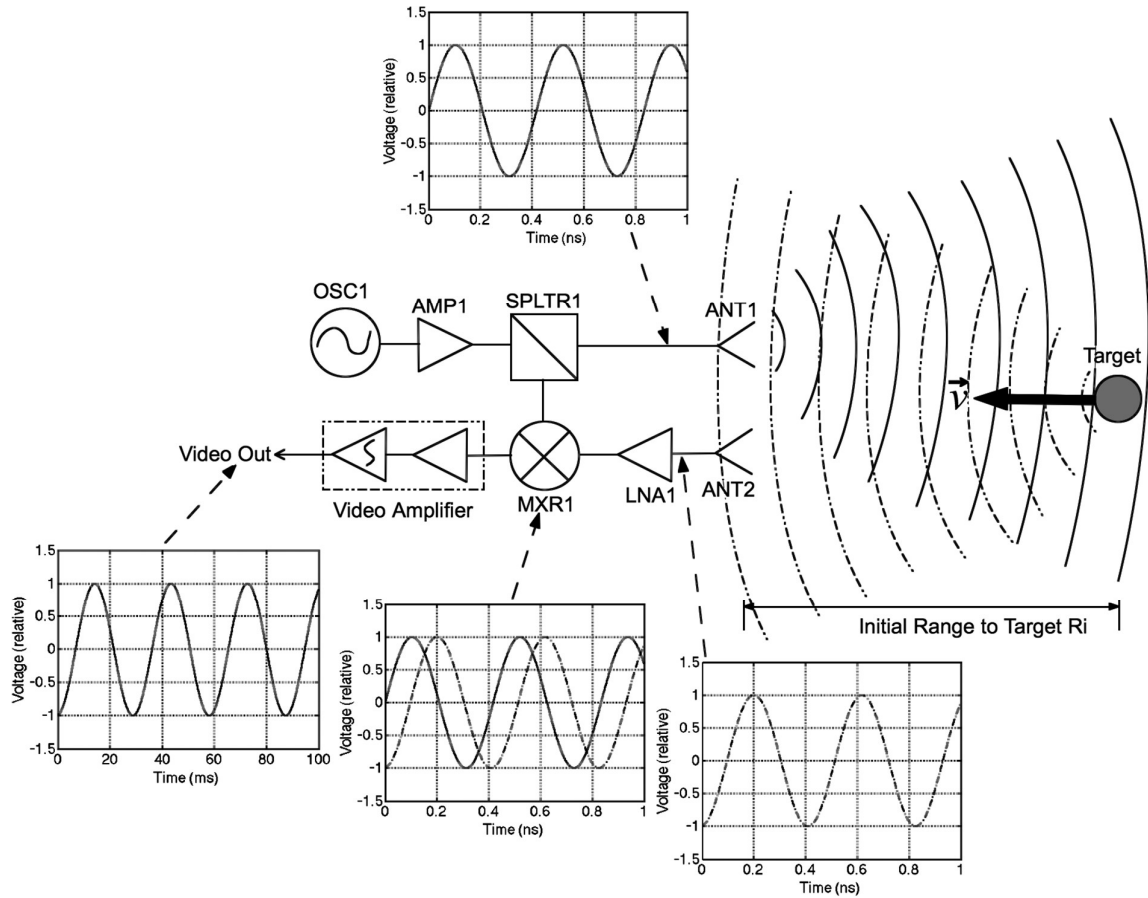


Figura 3 Esquema de radar Doppler de onda continua y fase coherente [1]

Midiendo la diferencia de fase entre la onda transmitida y reflejada, puedo obtener la distancia ‘R’ hacia el objetivo. Del mismo modo, midiendo la diferencia de frecuencias entre ambas frecuencias, puedo obtener la velocidad ‘v’ que tiene el objetivo.

Las deducciones de estas expresiones se desarrollan en el Apéndice A.

El radar está conformado por las partes que se muestran en el esquema en bloques simplificado, donde:

OSC1: Genera la señal a emitir.

AMP1: Amplifica la señal generada.

SPLTR1: Divide la potencia. La mitad es destinada a la emisión y la otra mitad a la comparación.

ANT1: Emite la señal recibida desde SPLTR1.

ANT2: Recibe la onda reflejada por el objetivo

LNA1: Amplifica la onda recibida que se atenuó en el recorrido sin degradar notablemente la relación entre señal y ruido.

MXR1: Recibe la onda generada por OSC1 desde una de las salidas de SPLTR1 en su puerto 'LO'. En su puerto de 'RF', recibe la onda reflejada captada por ANT2. Las multiplica entre sí, y por su puerto de 'IF' emite una señal que resulta de la combinación lineal de la suma y la resta de las frecuencias puestas en juego en sus otros puertos.

Video Amplifier: Amplifica la señal recibida y mediante un filtro elimina la componente de alta frecuencia generada por MXR1, dejando así solo la componente de baja frecuencia.

#### Limitación en el sentido de movimiento del objetivo

Aunque se puede medir con precisión la magnitud de la velocidad, es indistinguible el sentido en el que se está moviendo el objetivo. Esto ocurre porque si bien la variación de la frecuencia dada por el efecto Doppler será positiva o negativa según el sentido en el que se mueva el objetivo (mayor frecuencia si el objetivo se acerca y menor frecuencia si el objetivo se aleja), la estructura del radar hace que sea imposible saberlo.

La solución consiste en utilizar un mixer en cuadratura, como se muestra en la figura 4 [1]

Como se puede observar en ésta, este tipo de radar aprovecha la posibilidad de descomponer la señal emitida y la recibida en fase y cuadratura para poder distinguir con claridad cuál es el sentido de la velocidad que tiene el objetivo, además de su magnitud.

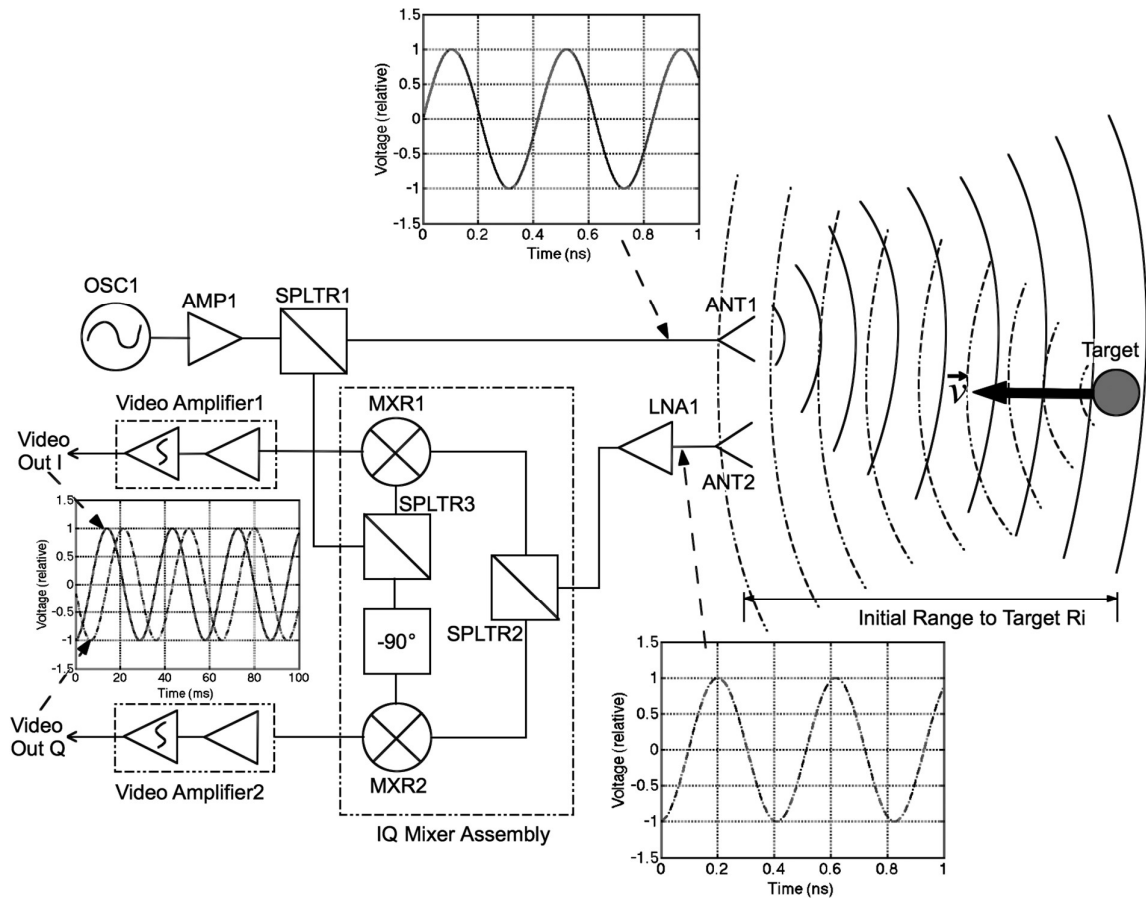


Figura 4 Radar de onda continua con descomposición de la señal en fase y cuadratura [1]

Ecuación de radar (CW radar)

La ecuación de radar provee un método para estimar el desempeño de un sistema de radar. Combina los parámetros claves que definen la distancia máxima a la cual se puede transmitir señal.

$$R_{max}^4 = P_t G_{Tx} A_{Rx} \rho_{Rx} \sigma e^{2\alpha R_{max}} / [(4\pi)^2 k T_0 F_{Rx} B_N SNR L_s] \tag{2.7.3}$$

Dónde:

$R_{max}$  = Rango máximo del radar [m]

$P_t$  = Potencia promedio transmitida [w]

$G_{Tx}$  = Ganancia de la antena transmisora

$A_{Rx}$  = Apertura efectiva de la antena [m<sup>2</sup>]

$\rho_{Rx}$  = Eficiencia de la antena receptora

$\sigma$  = Sección equivalente de radar del objetivo de interés [m<sup>2</sup>]

$k$  = Constante de Boltzmann (1.38×10<sup>-23</sup> [J/K])

$T_0$  = Temperatura estándar de 290°K

$F_{Rx}$  = Figura de ruido del receptor

$B_N =$  Ancho de banda de ruido [Hz]

$SNR =$  Relación señal a ruido de la señal recibida

$L_s =$  Pérdidas diversas del sistema

### Procesamiento digital de la señal

Transformada Discreta de Fourier (TDF) [4]:

Cuando existen múltiples objetivos moviéndose, se presentan varios corrimientos de frecuencias por acción del efecto Doppler que son medidas por el radar. Este espectro puede ser analizado digitalizando la señal entrante y aplicando la TDF.

La TDF convierte la señal digital que se encuentra en el dominio del tiempo, al dominio de la frecuencia. Esto reduce el ancho de banda de ruido al ancho de banda en el cual se aplica la TDF ( $B_N = 1/\tau$ ; donde  $\tau$  es la duración de tiempo de la señal durante la cual es aplicada la TDF).

La representación en el dominio de la frecuencia de una señal muestreada en el dominio del tiempo mediante la TDF puede calcularse cómo:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi kn/N} ; 0 \leq k \leq N - 1 \quad (2.7.4)$$

Cuando se calcula la TDF es necesario saber que sólo se proveen N puntos, la misma cantidad de valores muestreados por el conversor A/D del radar. Para determinar las frecuencias que son representadas por estos puntos, uno debe conocer el tiempo de muestreo empleado por el conversor.

Cuando el radar funciona en modo Doppler, capta ondas reflejadas por los distintos objetivos que se mueven en el alcance del radar. Todas estas señales captadas por el radar, aparecen simultáneamente en la antena receptora. Esta sumatoria de señales constituye una señal única que se multiplica en el mixer. En esta señal única, conformada por la reflexión de la onda emitida en cada uno de los objetivos, son indistinguibles todas las pequeñas señales que la componen. La transformada de Fourier permite migrar desde el dominio del tiempo hacia el dominio de la frecuencia y poder ver qué componentes de frecuencia se encuentran presentes en la señal recibida, para así poder individualizar las señales que la componen y distinguir con claridad los varios objetivos que están presentes en el alcance del radar.

## 2.8. Radar FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave):

### Motivación

Como se ha visto en la sección anterior, por la medición del corrimiento Doppler de frecuencia, el radar de onda continua es capaz de medir velocidades de objetivos en movimiento. También, es capaz de medir la posición relativa de un objetivo con respecto al radar, si éste está en reposo.



La principal limitación que existe para el radar CW es que es incapaz de medir la posición absoluta de un objetivo que se encuentra en movimiento. Esto, ocurre porque no poseen la rapidez en el procesamiento de la información para medir las variaciones de fase y convertirlas en rango en la medida en la que el objetivo se mueve.

El rango (distancia al objetivo) se obtiene modulando en frecuencia al oscilador de onda continua del radar CW, de manera tal que la frecuencia de la sinusoide generada cambie linealmente a lo largo del tiempo.

#### Características

El radar de onda continua de frecuencia modulada ofrece una solución para un diseño de sistema radar de banda ancha y corto alcance:

- No necesita emitir pulsos de onda, sino que transmite y recibe continuamente a baja potencia.
- El análisis por Fourier de la información recibida garantiza una buena sensibilidad.
- Este procesamiento se realiza a baja frecuencia, por lo cual simplifica la realización de los circuitos de procesamiento.
- Alta precisión en la medición de rango.
- No se necesita en su arquitectura más que un oscilador local y un mixer, y luego una etapa de procesamiento.
- Es de bajo costo debido a su arquitectura simple.
- Puede medir simultáneamente la distancia al objetivo y su velocidad relativa

La figura 5 muestra un diagrama en bloques simplificado de un radar FMCW

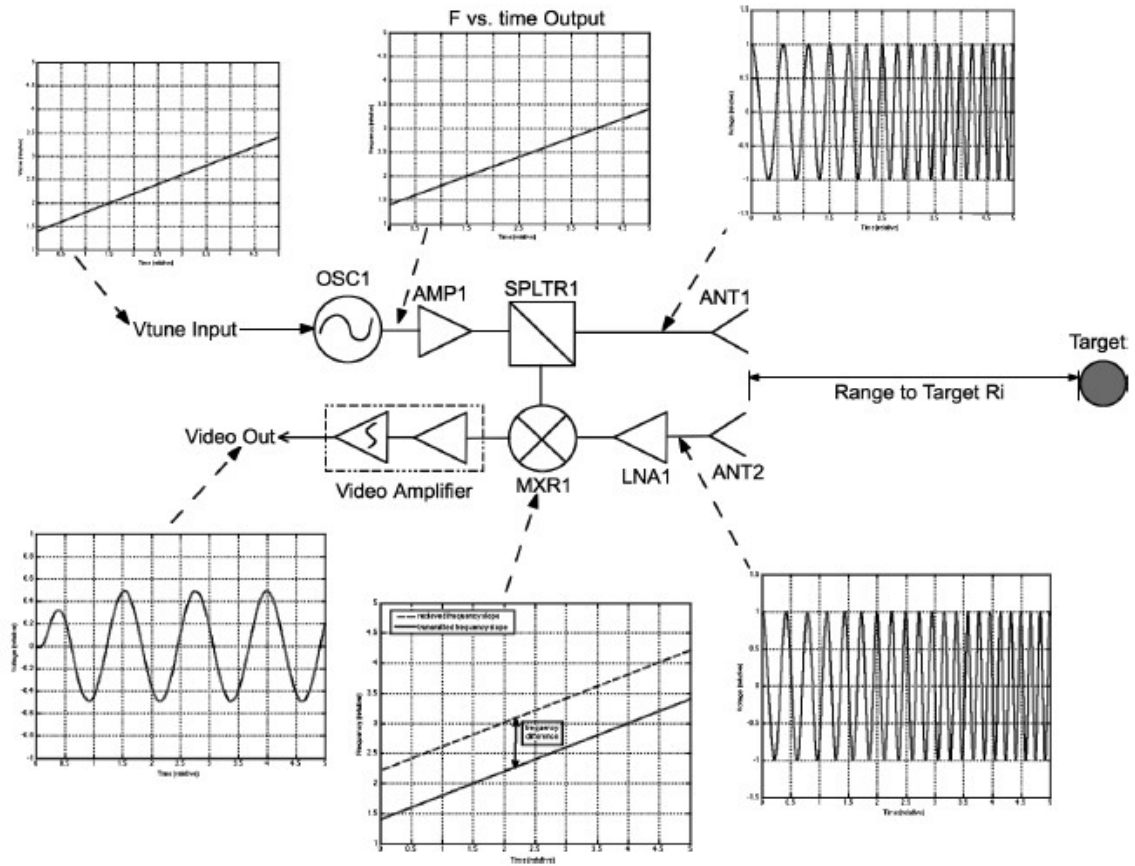


Figura 5 Diagrama en bloques simplificado de un radar FMCW [1]

### Funcionamiento

Como muestra la figura 5, se puede observar en un principio que OSC1 es un oscilador controlado por tensión (VCO), el cual entrega una señal sinusoidal a una frecuencia que es linealmente proporcional a la tensión que existe en su entrada de control (*Vtune Input*). Por lo cual, la modulación en frecuencia de la señal del radar se consigue cambiando el valor de tensión en la entrada del VCO a lo largo del tiempo. En este caso, la modulación está dada por una señal de tipo rampa, por lo cual la salida del VCO OSC1 será una forma de onda sinusoidal que incrementará linealmente su frecuencia.

La salida del VCO es amplificada por AMP1 para alimentar luego a SPLTR1.

SPLTR1 es un divisor de potencia. La señal de entrada se divide entre sus dos puertos de salida, pero en cada uno de ellos existirá la mitad de la potencia que se encontraba en la entrada.

La primera salida es ANT1, por donde la señal se emitirá en forma de radiación electromagnética hacia el objetivo del radar.

La segunda salida funcionará como Oscilador Local para alimentar la entrada LO del mixer MXR1.

La onda irradiada por la antena ANT1 luce como una forma de onda “acordeón”, es decir, una onda sinusoidal que va aumentando su frecuencia con el paso del tiempo. Esta forma de onda se

propaga en el espacio, se refleja en el objetivo y regresa de nuevo hacia el radar, donde una porción de la potencia es captada por la antena ANT2. Debe tenerse en cuenta que, la señal captada por ANT2, será una versión atenuada y retardada de la forma de onda que emitió previamente ANT1.

La señal captada en ANT2, es amplificada por el amplificador de bajo ruido LNA1 para luego alimentar el puerto de RF del mixer MXR1. Dentro, la señal con retardo captada por ANT2 se multiplica con la forma de onda transmitida por ANT1.

Considerando los gráficos de frecuencia instantánea versus tiempo de ambas señales, uno puede hacerse la idea de que, al multiplicarse, ambas señales tienen una diferencia de frecuencias que es constante, ya que la tasa de crecimiento de la frecuencia en ambas señales es el mismo, pero una está retrasada respecto de la otra. Ésta diferencia de frecuencia entre ambas señales es directamente proporcional a la distancia entre el radar y el objetivo (range to target:  $R_i$ ) y mientras más grande sea, más distancia habrá hasta el objetivo.

Para lograr medir esta frecuencia de desplazamiento entre ambas señales, lo que se debe hacer es amplificar y filtrar (low-pass filter) la señal de salida de MXR1.

Si existen múltiples objetivos presentes, entonces existirán las mismas cantidades de frecuencias de desplazamiento distintas entre las señales de entrada y de salida, todas ellas superpuestas en la salida de vídeo (Video Out). Utilizando el análisis de Fourier, puede determinarse la distancia hasta cada uno de los objetivos.

### Resolución de rango

La resolución de rango [1] es una medida de cuán bien puede el radar distinguir entre dos objetivos en un rango similar. Es la mínima distancia a la que deben estar separados dos objetivos distintos para poder ser diferenciados por el radar. La resolución de rango esperada se define como:

$$\rho_r = cK_r/2BW \quad (2.8.1)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $K_r$  es el factor de exceso de ancho de banda, un factor que depende de la función de peso aplicada antes de realizar la TDF. Esta estimación para la resolución de rango no toma en cuenta efectos de mayor orden, tal como la linealidad del VCO, la superposición de pulsos o el ancho de banda de procesamiento del receptor.

### Modelo de señal

**Señal transmitida:** Como se presentó previamente, el sistema de radar FMCW utiliza dos antenas, una para la transmisión y una para la recepción. La señal transmitida posee un barrido lineal de frecuencia llamado “chirp rate”. Ésta tiene inicialmente un valor  $f_0$  y aumenta en forma lineal hasta llegar al valor  $f_0 + B$  (siendo  $B$  el ancho de banda de barrido), que luego se reinicia para realizar un nuevo barrido. Podemos llamar  $T$  al tiempo (medido en segundos) que tarda el barrido en completarse para iniciarse nuevamente. La tasa de barrido determinada es constante y vale  $\frac{df}{dt} = B/T$ . Es probable que exista un “tiempo muerto” entre el final de un barrido y el comienzo del siguiente que puede ser relevante y por eso debe ser considerado. El tiempo total de un barrido en esta consideración es  $G$ . Naturalmente se cumple que  $G > T$

Se define  $t_n$  como el tiempo transcurrido desde el comienzo del  $n$ -ésimo barrido. De este modo, la variable tiempo ( $t$ ) puede ser escrita como:

$$t = n G + t_n \quad (2.8.2)$$

Donde  $n$  es el número de barridos realizados desde un tiempo de referencia arbitrario denominado  $t = 0$ . Por lo tanto, si

$$n G < t < (n + 1) G \quad (2.8.3)$$

Significa que el  $n$ -ésimo barrido está transcurriendo.

Utilizando esta convención, el modelo de la señal transmitida [5] que se plantea es:

$$S_T(n, t_n) = A \cos\{2\pi[(f_0 + (B/2T) t_n) t_n + \phi_n]\}; \text{ para } 0 \leq t_n \leq T \quad (2.8.4)$$

Donde  $\phi_n$  es la fase inicial de la señal. Se debe notar que  $S_T(n, t_n)$  es idéntica para cualquier  $n$ .

Esto da como resultado la misma señal repetida cada  $G$  segundos, lo que es crítico a la hora de resolver la información de velocidad del objetivo

**Señal recibida:** Una parte de la señal transmitida se refleja en un objetivo y es recolectada por la antena receptora. La señal recibida debido a la reflexión no es más que la señal transmitida retrasada en el tiempo y atenuada en potencia en algún factor. La expresión para la señal recibida será entonces

$$S_R(n, t_n) = \hat{A} \cos\{2\pi[(f_0 + (B/2T) (t_n - \tau)) (t_n - \tau) + \phi_n]\}; \text{ para } 0 \leq t_n \leq T \quad (2.8.5)$$

La clave a tener en cuenta de esta señal recibida es el retardo respecto a la señal transmitida, ya que es éste el que contiene la información de rango y velocidad al objetivo. En general,  $\tau$  es una función del tiempo y puede ser aproximada por  $\tau \simeq 2R/c$ , donde  $R$  es la distancia hasta el objetivo y  $c$  es la velocidad de la luz. El hecho de que  $\tau$  sea una función del tiempo es consecuencia de la relación que tiene con el movimiento del objetivo. Si asumimos que el movimiento del objetivo es a velocidad constante, durante el intervalo de observación tenemos que:

$$R = R_0 + vt \quad (2.8.6)$$

Donde  $R_0$  es la distancia inicial al objetivo (en  $t = 0$ ) o cuando inicia el primer barrido de frecuencia. Por lo cual:

$$\tau = 2R_0/c + (2v/c)t \quad (2.8.7)$$

Es una función de la distancia inicial al objetivo y de la velocidad del objetivo.

Cuando  $t$  se expresa en términos de  $t_n$  utilizando la Ec. (2.8.2), queda dado por:

$$\tau = 2R_0/c + (2v/c)n G + (2v/c)t_n \quad (2.8.8)$$

Puede verse que esta ecuación cambia constantemente en cada barrido de frecuencia debido al último término, y da un salto entre barrido y barrido debido al segundo término. El primer término, es constante para todo el proceso. Para determinar la velocidad que tiene el objetivo, debemos medir

la variación de  $\tau$  a lo largo de dos barridos diferentes. Conociendo esta variación, podemos determinar la velocidad que tiene el objetivo.

Consideramos un instante en el que podemos medir  $\tau$ , y llamaremos  $\tau_{n+1}$  al retardo de propagación medido en el  $n$ -ésimo barrido. En el instante siguiente, mediremos nuevamente el retardo de propagación. Lo llamaremos  $\tau_{n+1}$ . De esta manera:

$$\tau = 2R_0/c + (2v/c)nG + (2v/c)t_n \quad (2.8.9)$$

$$\tau_{n+1} = 2R_0/c + (2v/c)(n+1)G + (2v/c)t_{n+1} \quad (2.8.10)$$

Ya se definió el tiempo  $t_n$  como el tiempo de barrido transcurrido en el instante  $n$ . Si medimos la variación del retardo de propagación en un instante de barrido determinado, entonces  $t_n$  y  $t_{n+1}$  serán iguales. Por lo cual:

$$\Delta\tau = t_{n+1} - t_n = (2v/c)G \quad (2.8.11)$$

Despejando la ecuación anterior, podemos obtener la velocidad del objetivo.

Conociendo esta velocidad, el cálculo de  $R_0$  se deriva nuevamente de la ecuación (2.8.9)

Habiendo realizado el anterior análisis, podemos darnos cuenta de que la recuperación del rango y la velocidad del objetivo en cuestión se basa únicamente en la medición de  $\tau$ . En la fig. 5 vemos que existe una diferencia de frecuencias entre la señal transmitida y la señal recibida. Esta diferencia de frecuencias ( $\Delta f$ ) es la que permite conocer  $\tau$ . Para conocer el valor de  $\Delta f$ , planteamos el modelo de señal obtenida después de la mezcla de las señales transmitida y recibida. La señal obtenida en la salida de Video luego del filtrado pasa-bajos puede ser modelada como:

$$x(n, t_n) = \cos(2\pi\{[f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)]t_n + n f_0(2v/c)G + f_0(2R_0/c)\}) \quad (2.8.12)$$

1. La frecuencia dado un determinado barrido es

$$f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)$$

2. Existe un cambio de fase constante entre barridos dado por la velocidad del objetivo

$$n f_0(2v/c)G$$

3. Hay un término de fase constante

$$f_0(2R_0/c)$$

De esta forma, la velocidad puede ser obtenida encontrando el cambio de fase de un barrido a otro. Por esta razón, es importante que  $f_0$  no cambie abruptamente entre barridos, de manera que el término de fase constante pueda ser desafectado fácilmente.

Como se mencionó anteriormente, para obtener la información de la velocidad debemos medir la señal en distintos barridos, pero en el mismo instante de cada barrido. Esto quiere decir, que el valor  $t_n = k$  es una constante. Por lo tanto, la señal ahora puede ser escrita como:

$$x(n, t_n = k) = \cos [2\pi (n f_0(2v/c) G + \theta)] \quad (2.8.13)$$

Donde

$$\theta = [f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)] k + f_0(2R_0/c) \quad (2.8.14)$$

Es igual sin importar el barrido en el que se mida.

La Ec. (2.8.12) no es más que una señal de tiempo discreto, o la versión muestreada de la señal de tiempo continuo

$$x(t) = \cos [2\pi(f_0(2v/c)t + \theta)] \quad (2.8.15)$$

Para la cual  $n$  es el índice de muestreo,  $G$  el período de muestreo y  $f_0(2v/c)$  es la frecuencia de la señal. Teniendo en cuenta esto, se puede utilizar la TDF (Transformada Discreta de Fourier) para obtener el espectro (y así la información de la velocidad) de la señal de tiempo discreto.

En resumen:

1. La tasa de cambio de fase de la señal entre dos barridos de frecuencia consecutivos se debe a la velocidad que tiene el objetivo
2. La distancia al objetivo puede obtenerse sabiendo la tasa de cambio de fase de la señal en un barrido de frecuencia

## 2.9. Procesamiento digital de la señal

Luego de obtener la señal representada por la Ec. (2.8.12) en la salida de video, se procede a obtener la información de distancia y velocidad del objetivo captado por el radar. En general, este procesamiento se hace de manera digital. Por eso, la señal obtenida es muestreada para obtener una señal de tiempo discreto, una señal digital. La señal es muestreada en valores discretos de  $t_n$ . La frecuencia de muestreo se define como  $f_s$ , por lo que la señal es muestreada cada  $1/f_s$  segundos, y  $m$  será el índice de muestreo.

La señal muestreada es, entonces:

$$x(n, m) = \cos (2\pi \{ [f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)](m/f_s) + n G f_0(2v/c) + f_0(2R_0/c) \}) \quad (2.8.16)$$

$$x(n, m) = x(n, t_n) = m/f_s ; \text{ con } 0 \leq n \leq N - 1 ; 0 \leq m \leq M - 1$$

Por conveniencia, la señal puede ser escrita como

$$x(n, m) = \cos [2\pi(m\omega^r + n\omega^v + \theta)] \quad (2.8.17)$$

Donde

$$\omega^r = [f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)]/f_s,$$

$$\omega^v = G f_0(2v/c),$$

$$\vartheta = f_0(2R_0/c),$$

Y los superíndices  $r$  y  $v$  fueron elegidos para resaltar la dependencia de estos términos con el rango y la velocidad respectivamente.

#### Consideraciones de muestreo:

La función representada por la Ec. (2.8.16) es generada tomando muestras de una función continua en el dominio del tiempo. Debido al Teorema del Muestreo, es sabido que la frecuencia de muestreo debe ser superior al doble del ancho de banda (la componente de mayor frecuencia) de la señal muestreada. Esto implica que  $1/f_s$  y  $G$  la Ec. (2.8.15) determinan el rango y la velocidad máximos que puede tener un objetivo para que el radar lo pueda seguir detectando. Las relaciones son las siguientes

$$1/G > 2f_0(2v/c) \Rightarrow v < c/4Gf_0$$

$$f_s > 2[f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)]$$

En la práctica, la segunda inecuación puede ser garantizada de manera sencilla cuando la señal de tiempo continuo es filtrada por el filtro pasa-bajos a la salida del mezclador. Esto sería justo antes del muestreo de dicha señal. La primera inecuación, en cambio, no es tan fácil de garantizar. El radar reúne información cada cierto intervalo de tiempo, lo que hace que la señal sea discreta. Por lo cual, no hay ninguna señal continua que filtrar previamente. Esto hace que la señal pueda poseer componentes altas de frecuencia que no podemos eliminar y que harán más exigente el requerimiento de la frecuencia de muestreo. Cuando se elige una determinada  $G$ , la máxima velocidad esperable del objetivo se convierte en una restricción.

#### Múltiples objetivos:

Como se ha visto previamente, analizando el espectro de frecuencias medido es posible determinar el rango y la velocidad de un objetivo único. Si existen múltiples objetivos, el espectro en frecuencias que se pueden observar en un barrido dará información del rango que existe entre el radar y dichos objetivos. De la misma forma, si se observa en un instante  $t_n$  constante cada barrido, se pueden calcular las velocidades que estos presentan. El problema yace en poder relacionar cada velocidad con cada rango de los objetivos; es decir que, si bien podremos conocer todas las velocidades y todas las distancias, no podremos asociar un par a un solo objetivo. Por ello, es necesario idear algún método que permita saber qué velocidad y qué rango le corresponden a cada objetivo en particular.

#### Métodos de procesamiento

##### *Procesamiento Bidimensional:*

Consiste en tratar a la función obtenida como una matriz de información de  $N \times M$ , donde  $n$  es el índice que determina la fila y  $m$  el índice que determina la columna. El primer paso del método consiste en aplicar la TDF a cada fila de la matriz y reemplazar cada una por los correspondientes valores obtenidos. El resultado de hacer esto, es una matriz compleja. Luego, se aplica la TDF a cada columna de la matriz y se reemplaza de la misma manera. A partir de este arreglo de filas y columnas puede obtenerse información sobre el rango, la velocidad e incluso la sección equivalente de radar de cada objetivo en particular.

La TDF bidimensional consiste en aplicar la TDF a la señal en una variable considerando la otra variable como constante, y luego al resultado aplicarle nuevamente la TDF, pero en la variable que resta. El orden de aplicación es irrelevante.

*Procesamiento unidimensional:*

A diferencia del método anterior, en éste se conforma un arreglo unidimensional de NM-puntos, el cual consiste en ordenar la información de los distintos barridos de frecuencia, poniendo uno detrás del otro y conformando un único vector que contenga toda la información. Luego se le debe aplicar la TDF a este vector y luego tomar la magnitud al cuadrado. Este resultado es la potencia espectral del total de la secuencia. Una vez más, a partir de esta información puede conocerse el rango, la velocidad y la sección equivalente de radar de cada objetivo.

### 3. Diseño e Implementación del Radar de Onda Continua

#### 3.1. Diagrama de bloques del Radar FMCW

La figura 6 muestra el diagrama de bloques del Radar de Onda Continua y Frecuencia Modulada (FMCW) indicando cual es la etapa que corresponde a la transmisión y la señal de chirp y cuál es la etapa que corresponde a la recepción de las reflexiones de ésta.

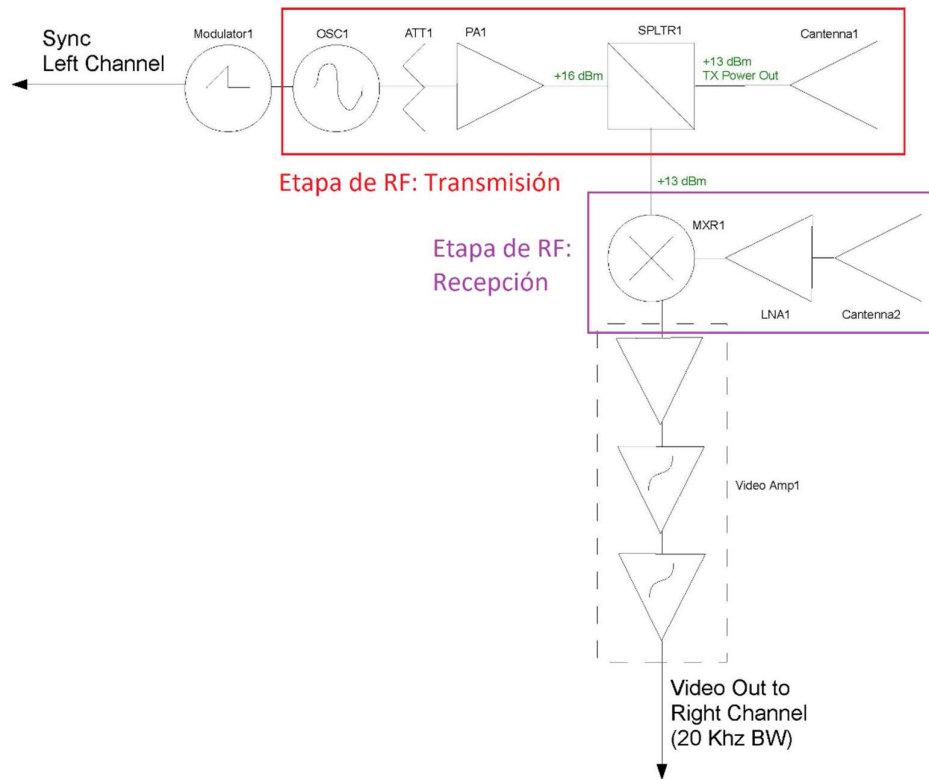


Figura 6 Diagrama en bloques del radar FMCW, indicando las etapas de transmisión y recepción de RF [1]



## 3.2. Caracterización de los módulos de RF

### 3.2.1. VCO (Voltage Controlled Oscillator)

#### 3.2.1.1. Funcionamiento

El módulo utilizado es el VCO **ZX95-2536C-S+** de **Mini-circuits**. Este módulo entrega una señal de salida sinusoidal cuya frecuencia es proporcional al valor de tensión que exista en la entrada *Vtune*. La banda de trabajo de este módulo es de 2315MHz a 2536MHz. La figura 7 muestra los datos proporcionados por el fabricante. Particularmente, en este radar **FM-CW**, se necesita que la salida (señal emitida por la antena), sea una senoide modulada en frecuencia. Para ello, la señal de entrada al puerto *Vtune* del VCO será una rampa de tensión.

#### 3.2.1.2. Caracterización del VCO

Se excitó al VCO con tensiones continuas de entre 0 y 5V, con pasos de 0.25V y se analizó el espectro y la potencia de la señal de salida utilizando un analizador de espectro. La tabla 1 muestra los resultados obtenidos.

### Performance Data & Curves\*

### ZX95-2536C-S+

V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz)			POWER OUTPUT (dBm)			I <sub>cc</sub> (mA)	HARMONICS (dBc)			FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets				FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 2432 MHz (dBc/Hz)
		-55°C	+25°C	+85°C	-55°C	+25°C	+85°C		F2	F3	F4			1kHz	10kHz	100kHz	1MHz		
0.00	81.90	2267.6	2257.4	2249.2	5.54	5.14	4.51	36.63	-21.7	-19.0	-36.6	2.44	3.28	-77.7	-104.8	-127.5	-147.0	1.0	-75.73
0.50	74.61	2306.7	2297.3	2289.5	5.76	5.23	4.62	37.11	-30.5	-20.4	-35.5	1.96	0.44	-76.2	-105.1	-128.0	-147.9	2.0	-84.74
0.75	73.96	2325.2	2315.9	2308.2	5.87	5.27	4.67	37.29	-36.1	-21.6	-35.4	1.65	1.90	-76.2	-105.7	-128.6	-148.2	3.5	-93.54
1.00	73.76	2344.0	2334.4	2326.4	5.86	5.32	4.77	37.45	-32.0	-22.3	-36.4	1.49	2.67	-75.5	-105.6	-128.2	-147.6	6.0	-99.82
1.25	73.75	2362.7	2352.9	2344.6	5.86	5.38	4.83	37.57	-28.6	-22.4	-37.9	1.42	2.27	-77.8	-105.5	-128.7	-148.3	8.5	-103.77
1.50	74.01	2381.6	2371.3	2362.6	5.87	5.43	4.92	37.67	-25.6	-22.5	-39.9	1.37	1.25	-77.6	-105.5	-128.7	-148.4	10.0	-105.41
1.75	74.71	2400.7	2389.8	2380.6	5.87	5.52	5.03	37.73	-23.5	-23.3	-41.2	1.38	1.27	-76.5	-105.6	-128.9	-148.5	20.8	-113.60
2.00	74.15	2419.7	2408.5	2398.9	5.89	5.58	5.12	37.80	-22.2	-23.5	-44.0	1.41	2.83	-77.1	-105.6	-128.9	-148.4	35.5	-118.96
2.25	73.21	2438.5	2427.0	2417.2	5.90	5.62	5.21	37.87	-20.8	-23.5	-43.4	1.51	2.86	-76.1	-105.9	-128.8	-148.6	60.7	-124.10
2.50	71.91	2456.9	2445.3	2435.4	5.92	5.69	5.28	37.92	-20.0	-23.9	-43.5	1.75	1.53	-76.5	-105.6	-128.7	-148.8	85.2	-127.31
2.75	70.82	2475.0	2463.3	2453.3	6.00	5.73	5.33	37.95	-19.5	-24.7	-43.9	2.12	1.51	-75.3	-104.9	-128.6	-148.1	100.0	-128.68
3.00	68.45	2492.6	2481.0	2471.1	6.01	5.80	5.40	37.97	-18.5	-25.3	-44.9	2.58	3.12	-76.0	-104.4	-128.3	-148.6	142.9	-131.46
3.25	65.44	2509.4	2498.1	2488.3	6.09	5.87	5.44	37.99	-17.9	-25.3	-45.0	3.09	2.95	-74.7	-104.6	-128.1	-148.7	167.8	-133.29
3.50	61.36	2525.2	2514.5	2504.9	6.16	5.91	5.54	38.02	-17.3	-27.7	-46.3	3.65	1.69	-76.0	-104.2	-128.2	-148.0	200.6	-134.52
3.75	57.60	2540.3	2529.8	2520.7	6.18	5.97	5.58	38.06	-16.8	-27.5	-47.3	4.08	1.15	-75.5	-103.9	-128.4	-147.5	281.6	-137.84
4.00	53.56	2554.4	2544.2	2535.4	6.26	6.01	5.66	38.06	-16.3	-30.1	-48.7	4.52	2.96	-77.2	-103.4	-128.0	-147.9	330.7	-138.85
4.25	50.01	2567.6	2557.6	2549.0	6.30	6.08	5.70	38.06	-16.1	-31.4	-49.8	4.84	3.53	-77.3	-103.2	-127.7	-147.8	464.2	-141.63
4.50	45.62	2579.9	2570.1	2561.7	6.33	6.10	5.76	38.05	-15.6	-33.0	-49.1	5.01	3.11	-77.3	-103.3	-127.8	-148.3	554.9	-143.78
4.75	41.10	2591.0	2581.5	2573.3	6.38	6.15	5.79	38.05	-15.5	-37.8	-50.1	5.07	2.11	-76.0	-103.0	-127.6	-148.2	914.6	-147.64
5.00	36.26	2601.0	2591.8	2583.8	6.40	6.17	5.83	38.06	-15.2	-35.9	-51.1	4.89	0.87	-75.8	-103.4	-128.1	-148.4	1000.0	-148.33

\*at 25°C unless mentioned otherwise

Figura 7 Hoja de datos del fabricante del VCO

Observando la tabla 1, se puede ver que la linealidad del VCO se da para tensiones de no más de 3.75 V en la entrada *Vtune*. Para tensiones más elevadas, la curva comienza a achatarse cada vez más y la frecuencia de salida ya no crece de la misma forma. Esto se condice perfectamente con la información provista por el fabricante, que establece que el rango de trabajo del VCO es hasta los 2536MHz, valor en el cual es notable que comienza a perderse la linealidad. La figura 8 muestra esta característica.

Vtune [V]	Frecuencia [MHZ]	Salto de frecuencia [MHz]	Potencia de señal [dBm]	
0	2254,75	-	3,3	
0,25	2272,25	17,5	3,4	
0,5	2292,25	20	3,5	Referencias
0,75	2309,75	17,5	3,6	
1	2327,25	17,5	3,6	Linealidad
1,25	2344,75	17,5	3,7	Pérdida de linealidad
1,5	2362,25	17,5	3,6	Pequeña desviación
1,75	2379,75	17,5	3,5	
2	2397,25	17,5	3,6	
2,25	2414,75	17,5	3,5	Pot. promedio [dBm]
2,5	2434,75	20	3,2	3,63
2,75	2452,25	17,5	3,7	
3	2469,75	17,5	3,7	
3,25	2487,25	17,5	3,8	
3,5	2504,75	17,5	3,7	
3,75	2522,25	17,5	3,8	
4	2537,25	15	3,4	
4,25	2552,25	15	3,8	
4,5	2567,25	15	3,8	
4,75	2579,75	12,5	3,9	
5	2592,25	12,5	4,1	

Tabla 1 Resultado de la caracterización del VCO

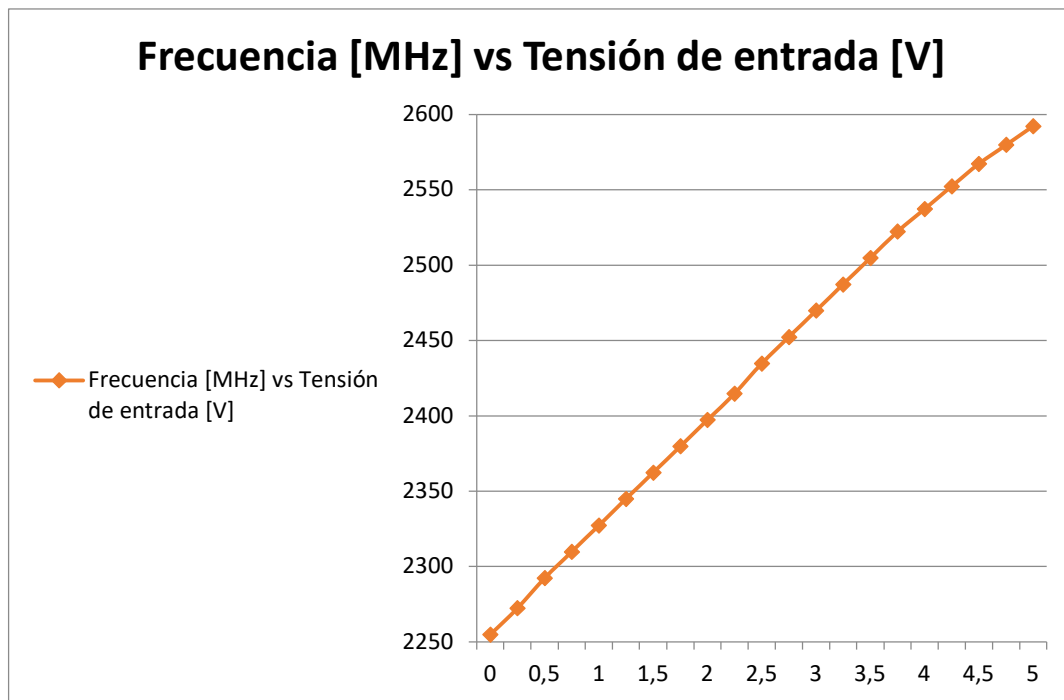


Figura 8: Característica Tensión de entrada vs frecuencia de salida del oscilador controlado por tensión (VCO)

### 3.2.1.3. Distorsión armónica del VCO

Al generar señales sinusoidales (tonos) con el VCO, se generan con dichas ellas sus armónicos de todo orden en los múltiplos de la frecuencia fundamental. En esta etapa, utilizando un analizador de espectro, se midió la frecuencia y la potencia que acarrearán estos armónicos. La tabla 3 muestra los datos recopilados en este ensayo. Como se puede observar en la tabla, los armónicos de todo orden están presentes en la salida del VCO, sin embargo, la potencia de estos cae abruptamente (el armónico más cercano en potencia a la fundamental está a más de 16dB).

Vtune	Fundamental		2do armónico		3er armónico		4to armónico	
	Frec [GHz]	Pot [dBm]	Frec [GHz]	Pot [dBm]	Frec [GHz]	Pot [dBm]	Frec [GHz]	Pot [dBm]
1	2,32	3,4	4,64	-26	6,95	-18	9,28	-33
1,5	2,35	3,8	4,7	-26	7,05	-18	9,32	-33
2	2,39	3,8	4,78	-22	7,17	-19	9,56	-37
2,5	2,42	3,7	4,84	-20	7,28	-20	9,71	-42
3	2,46	4,1	4,92	-16	7,38	-20	9,85	-45
3,5	2,49	4,1	4,98	-15	7,49	-22	9,94	-47
4	2,53	4,1	5,06	-14	7,59	-24	10,12	-47
4,5	2,56	4,3	5,12	-13	7,68	-26	10,24	-45
5	2,58	4,4	5,16	-12	7,76	-27	10,34	-43

Tabla 2: Resultados de la medición de armónicos en el VCO

## 3.2.2. Atenuador

### 3.2.2.1. Funcionamiento

El atenuador utilizado es el **VAT-3+** de **Mini-circuits**. Éste atenúa la potencia de la señal del VCO que ingresa al amplificador de bajo ruido (LNA), llevándola a la mitad. La figura 9 muestra la característica de atenuación provista por el fabricante.

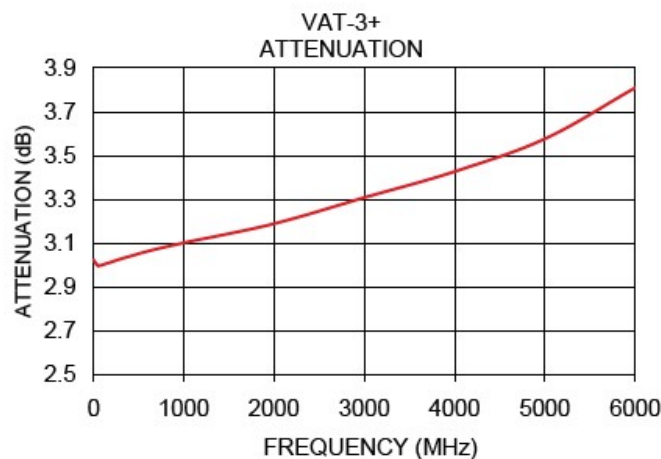


Figura 9: Atenuación dada a cada frecuencia

### 3.2.2.2. Caracterización del atenuador

Se excitó al VCO con una tensión aproximada de 1.2V y se observó el espectro de salida. La salida del VCO entregó una señal sinusoidal de 2.325 GHz y una potencia de 3.43dBm (figura 10). Luego, se conectó el atenuador a la salida del VCO y se midió la señal atenuada. Observando el datasheet del atenuador, a esa frecuencia la atenuación debería ser de 3.2dB. La figura 11 muestra la atenuación medida por el analizador de espectro.

La señal de salida incorporando el atenuador fue de aproximadamente 0.2dBm, por lo cual, efectivamente, la señal del VCO se atenuó en 3.22dB, llevando la potencia aproximadamente a la mitad. Se verificó así el correcto funcionamiento del atenuador.

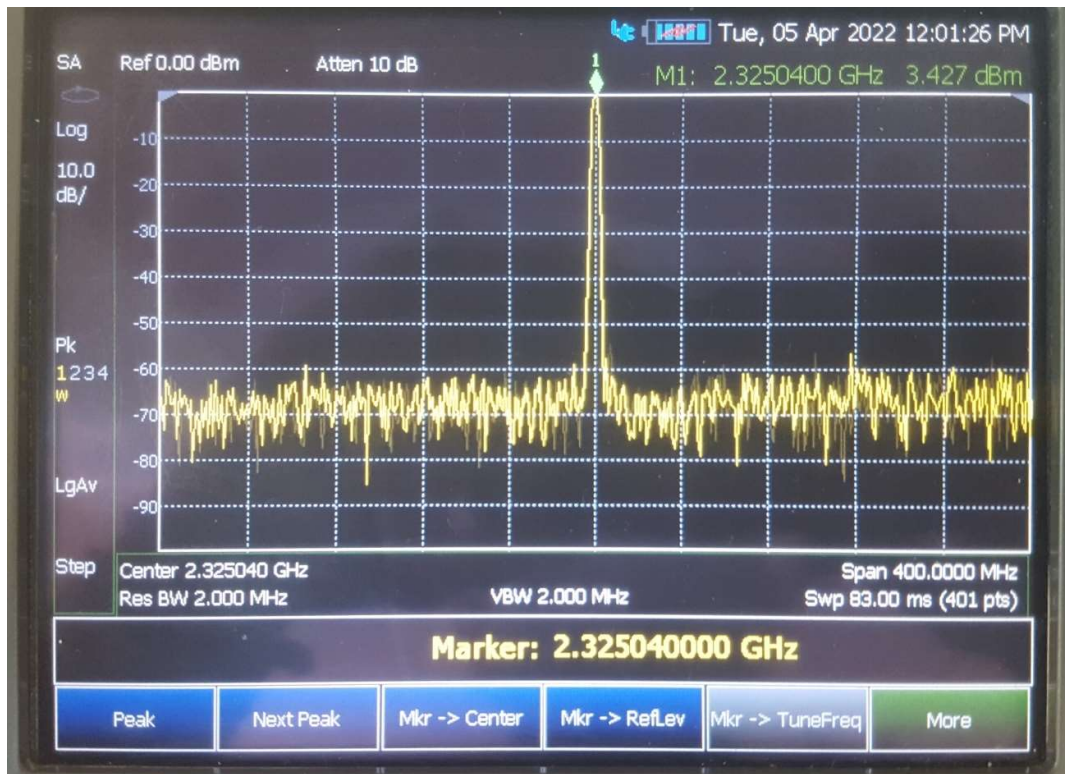


Figura 10: Señal de salida del VCO sin atenuar

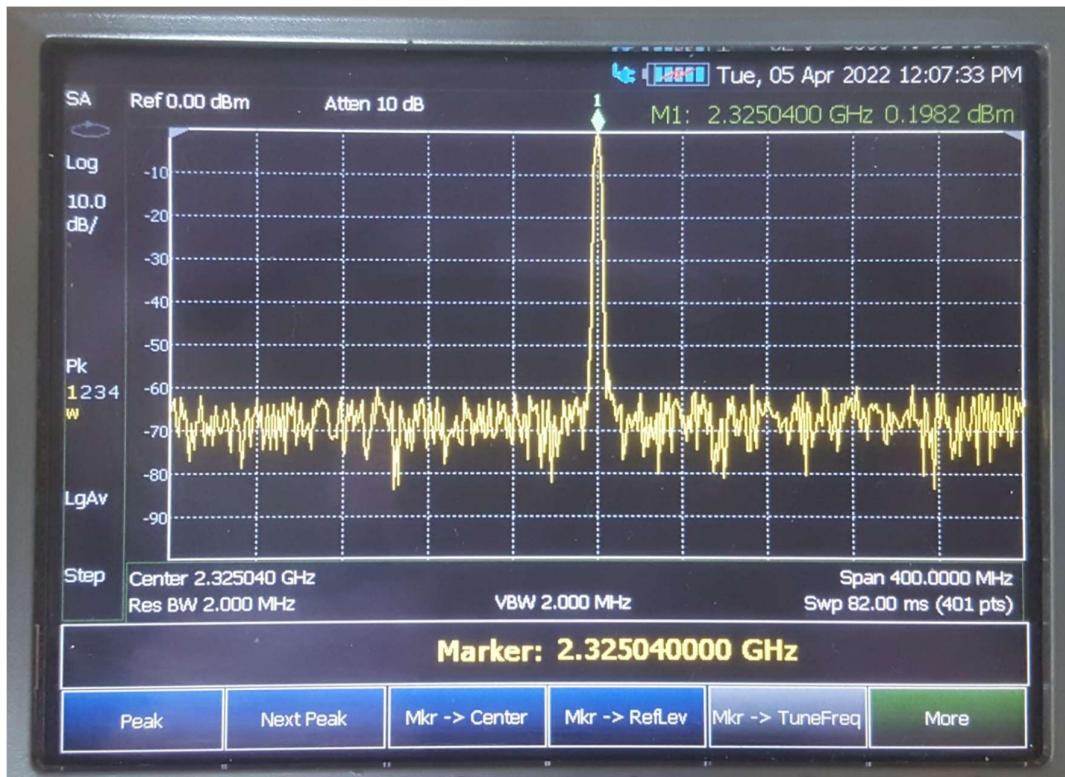


Figura 11: Señal del VCO a la salida del atenuador

### 3.2.3. LNA (Low Noise Amplifier)

#### 3.2.3.1. Funcionamiento

El amplificador utilizado es el **ZX60-272LN-S+** de **Mini-circuits**. Amplifica la señal que proviene del VCO y que luego será emitida por la antena. Este amplificador se caracteriza por introducir bajo ruido al sistema, degradando poco su figura de ruido. La figura 12 muestra la característica de amplificación del LNA, en tanto que la figura 13 muestra la figura de ruido de este, ambas en relación con la frecuencia de la señal de entrada.

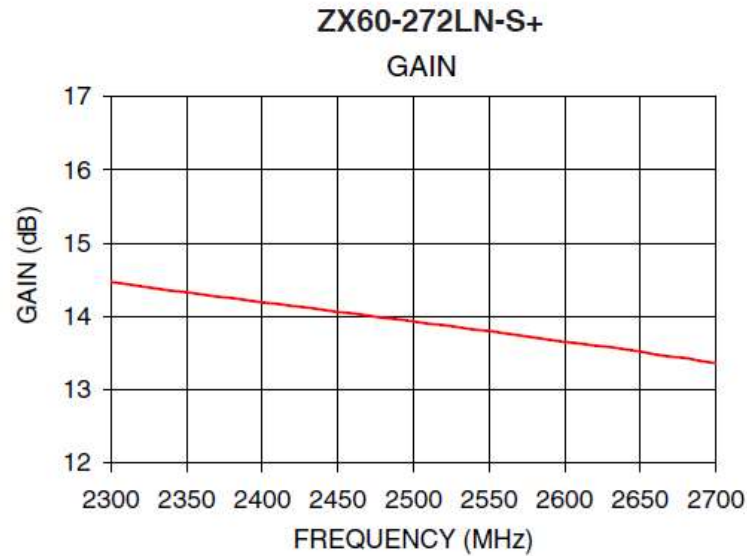


Figura 12: Ganancia del LNA

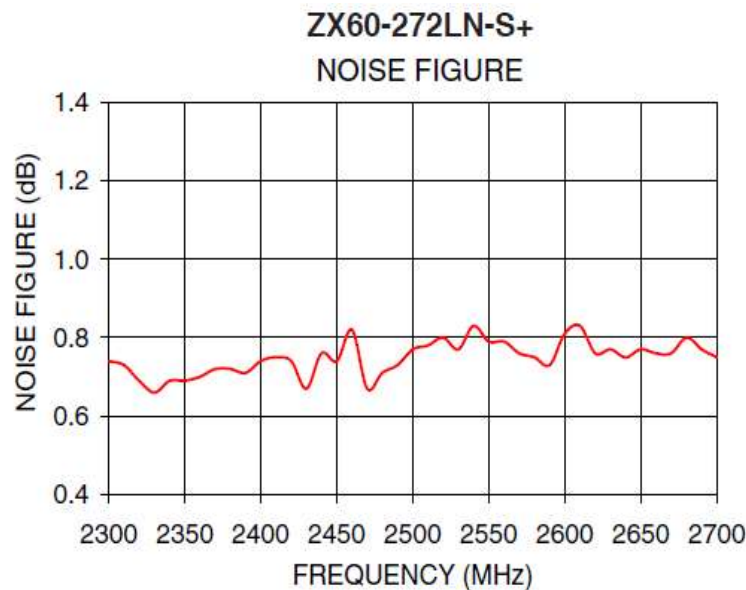


Figura 13: Figura de ruido del LNA

### 3.2.3.2. Medición de la performance del LNA

Luego de haber introducido la señal y de haberla atenuado, se acopló el LNA al sistema. A la frecuencia de trabajo dada, la amplificación debería ser de unos 14.5 dB. Se puede observar que la amplificación es muy cercana a este valor, unos 14.3 dB. El LNA cumple con esta condición.

Es factible también observar que el piso de ruido creció mucho también a la salida del amplificador, pasando de tener, aproximadamente, de una media de -70 dBm a una de -48 dBm.

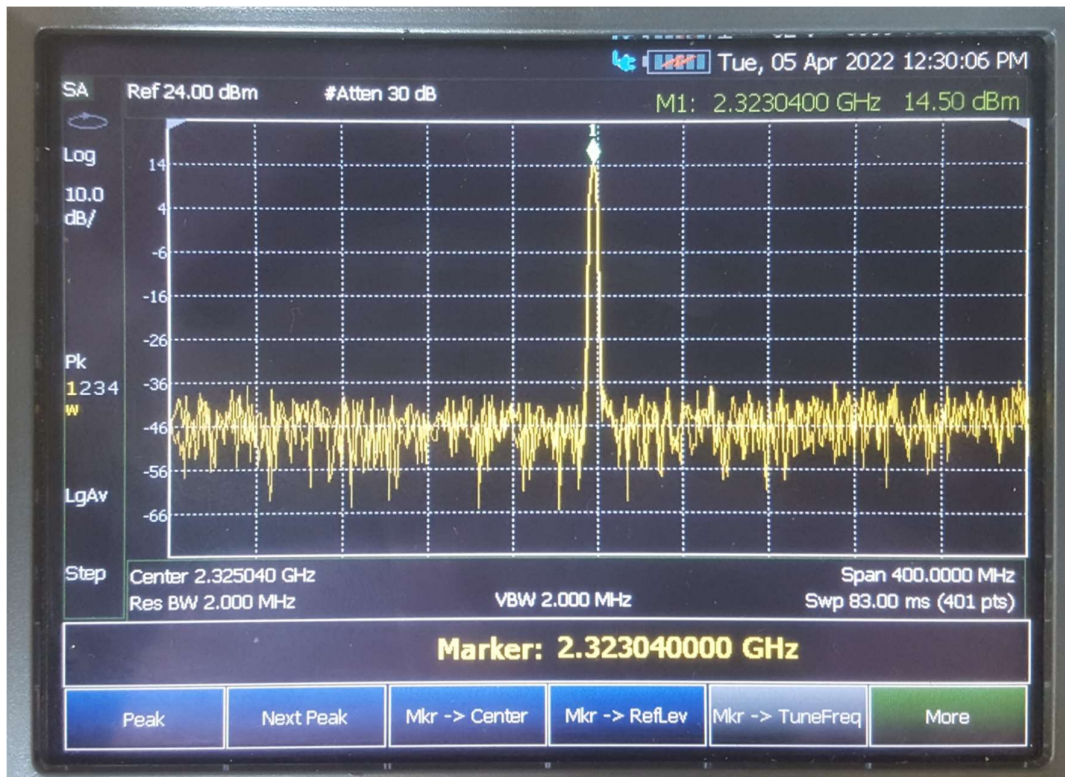


Figura 14: Señal de salida del LNA

### 3.2.4. Splitter (divisor de potencia)

#### 3.2.4.1. Funcionamiento

El divisor de potencia utilizado es el **ZX10-2-42-S+** de **Mini-circuits**. Este splitter es utilizado para dividir la potencia de la señal a la mitad en dos salidas, una para transmitir y la otra para comparar con la señal recibida en el mixer y procesar la señal. La figura 15 muestra la característica de ambas salidas del divisor de potencia.

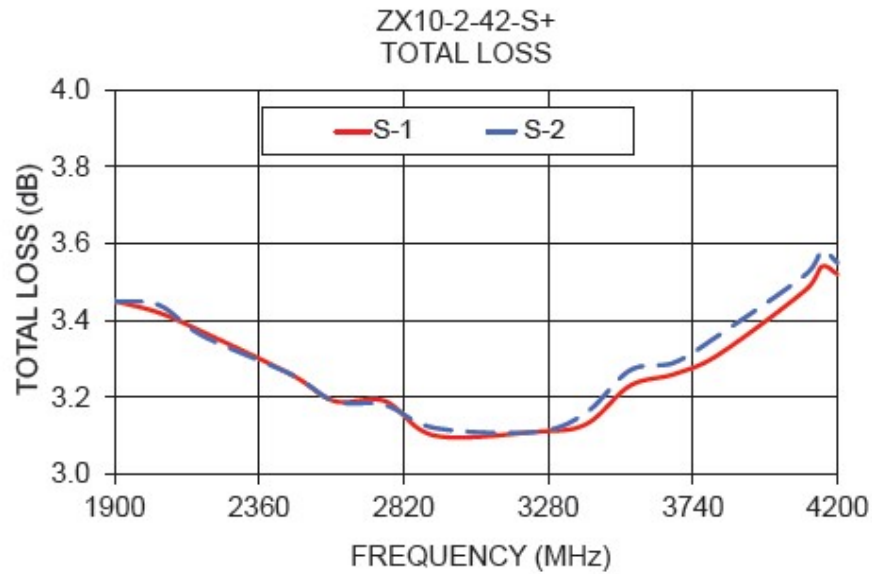


Figura 15: Características de ambas salidas del divisor de potencia en función de la frecuencia de la señal de entrada

### 3.2.4.2. Caracterización del divisor de potencia

Luego de la etapa de amplificación, se adicionó un divisor de potencia y se midieron por separado ambas salidas, con el objetivo de comprobar que la misma señal se presente en ambos puertos y que su potencia sea en ambas la mitad de la potencia de la señal de entrada. En ambas salidas se obtuvo una potencia de 10.54 y 10.49 respectivamente, las cuales son razonablemente similares. La pérdida de potencia en los puertos de salida S1 y S2 fue de 3.96 dB y 4.01 dB que, si bien es algo más de lo esperado, sigue siendo un resultado coherente.



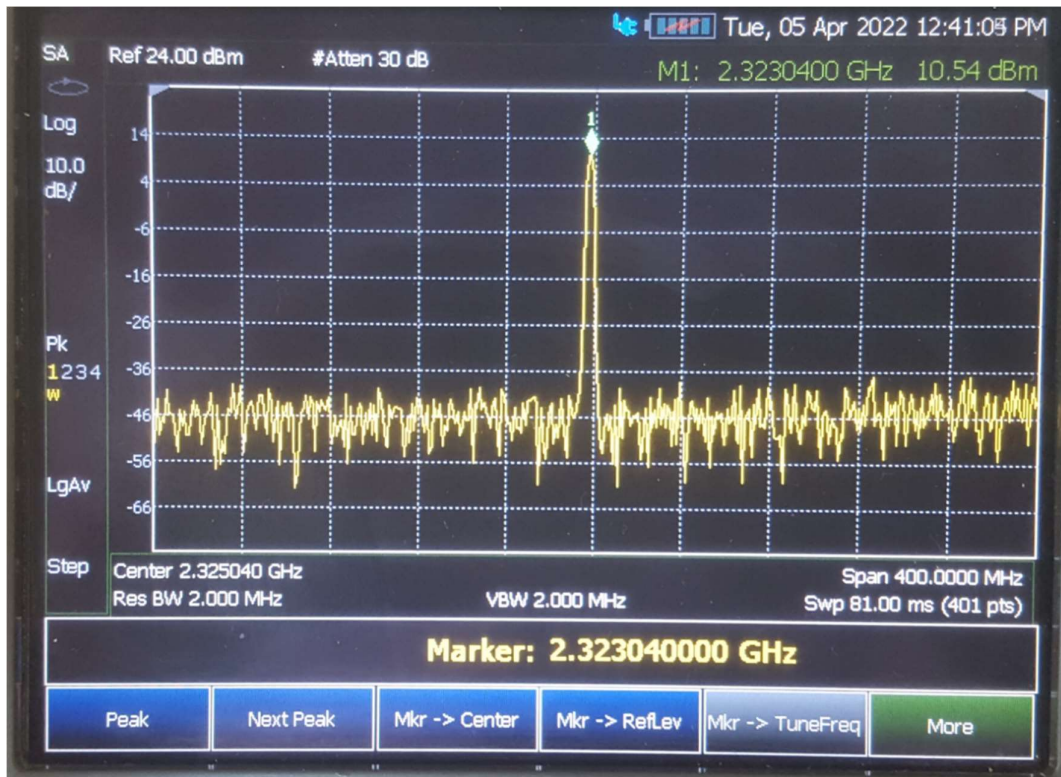


Figura 16: Salida del puerto S1 del divisor de potencia

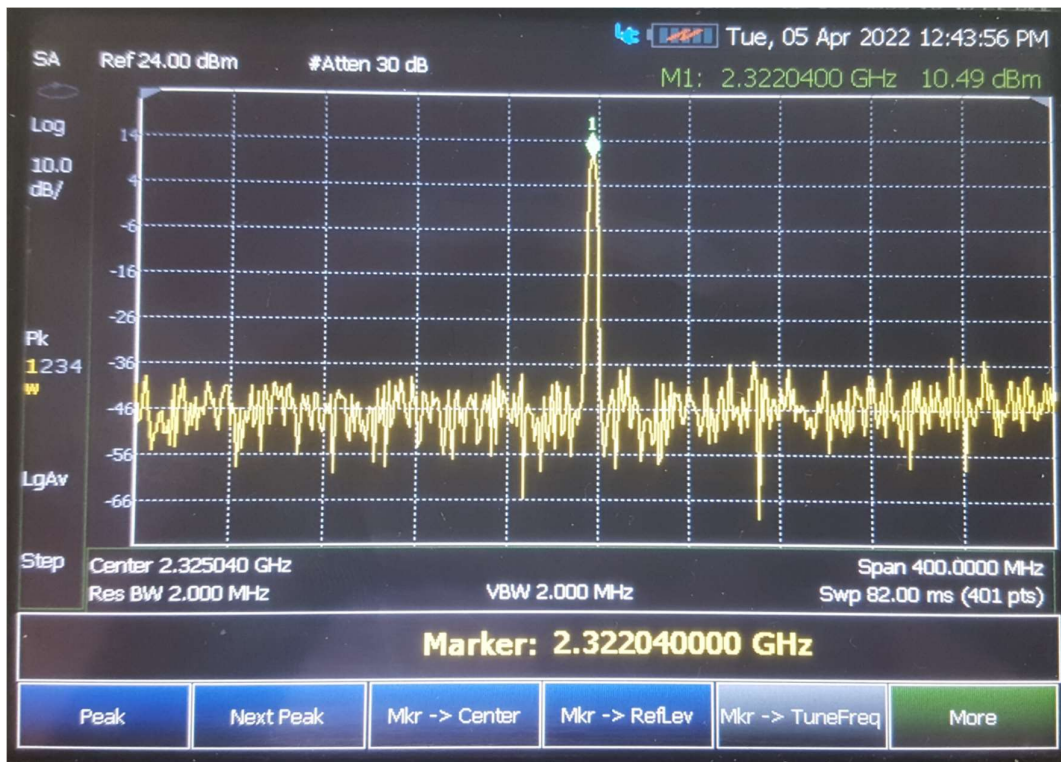


Figura 17: Salida del puerto S2 del divisor de potencia

### 3.2.5. Mixer (mezclador de frecuencias)

#### 3.2.5.1. Funcionamiento

El mixer utilizado es el **ZX05-43MH-S+** de **Mini-circuits**. Este mezclador compara la señal emitida con la reflejada, obteniendo a la salida señales sinusoidales que resultan de la suma y la diferencia de los argumentos de estas. Así, filtrando las componentes dadas por la suma, se obtienen señales en una banda muy inferior (del orden de las decenas de MHz) que contienen información acerca de las diferencias de fase y frecuencia entre ellas. Luego de recibir y comparar ambas señales, se ingresa a la etapa de filtrado y amplificación para el procesamiento de la señal, por lo tanto, además de comparar las señales anteriores, el mezclador acondiciona la señal para ingresar en la etapa de filtrado y amplificación llevándola a una banda de frecuencia menor.

#### 3.2.5.2. Caracterización del mixer

Haciendo uso de dos de los VCO tratados anteriormente, se alimentaron los puertos RF y LO del mixer con distintos tonos y se analizó la señal resultante y las distintas frecuencias presentes en el espectro de salida. La tabla 2 muestra los resultados obtenidos. Observándola puede verse el comportamiento lineal del mixer y su fidelidad en la mezcla de tonos.

Es importante destacar que para mezclas de tonos con diferencias menores a 1MHz, fue imposible distinguir una señal diferencia. Esto se debe tanto a los armónicos cercanos, como al ruido presente en la medición.

VCO 1 [RF]	VCO 2 [LO]	Señal diferencia [IF]	Señal suma [IF]	Armónico [IF]
Frecuencia [MHz]	Frecuencia [MHz]	Frecuencia [MHz]	Frecuencia [MHz]	Frecuencia [GHz]
2318	2322	4	4640	2,36
2420	2358	62	4778	2,42
2420	2393	27	4813	2,42
2419	2429	10	4848	2,42
2420	2465	45	4885	2,42
2420	2502	82	4922	2,42
2420	2534	114	4954	2,42
2420	2565	145	4985	2,42
2420	2590	170	5010	2,42
2570	2591	21	5161	2,57

Tabla 3: Resultados de la mezcla de tonos en el mixer<sup>1</sup>

### 3.2.6. Diseño de las antenas

Las antenas utilizadas para el diseño del radar son dos latas de café de forma aproximadamente cilíndrica; se aprovechó esta forma particular para construir dos antenas a partir de ellas. Tanto la antena emisora como la receptora son idénticas, y consisten en un monopolo  $\lambda/4$  en el interior, construido a partir de un trozo de cobre obtenido de un cable RG58, y una lata funcionando

<sup>1</sup> Los resultados fueron redondeados al entero más cercano para visualizar más fácilmente el comportamiento del componente.

como guía de onda aproximadamente cilíndrica, de modo tal de hacer que la radiación producida por el monopolo tenga cierta direccionalidad y así hacer más efectiva la radiación de potencia del sistema de radar de onda continua.

Las latas de café elegidas tienen un diámetro de 8,8 cm y un largo de 13,4cm

### Cálculo de diseño de las antenas

Para los siguientes cálculos es conveniente recordar que la longitud de onda de las ondas electromagnéticas irradiadas por una antena en el espacio libre puede calcularse como:

$$\lambda = \frac{c}{f} [m]$$

Dónde:

$$c = \text{velocidad de la luz [m/s]}$$

$$f = \text{frecuencia de propagación [Hz]}$$

Para el caso de nuestro radar de onda continua, la frecuencia de trabajo va de 2,4 GHz a 2,5 GHz, por lo que podemos considerar una frecuencia central de 2,45 GHz. De esta manera, la longitud de onda central de la onda electromagnética irradiada será:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} = 0,1224 [m] \approx 12,24 [cm]$$

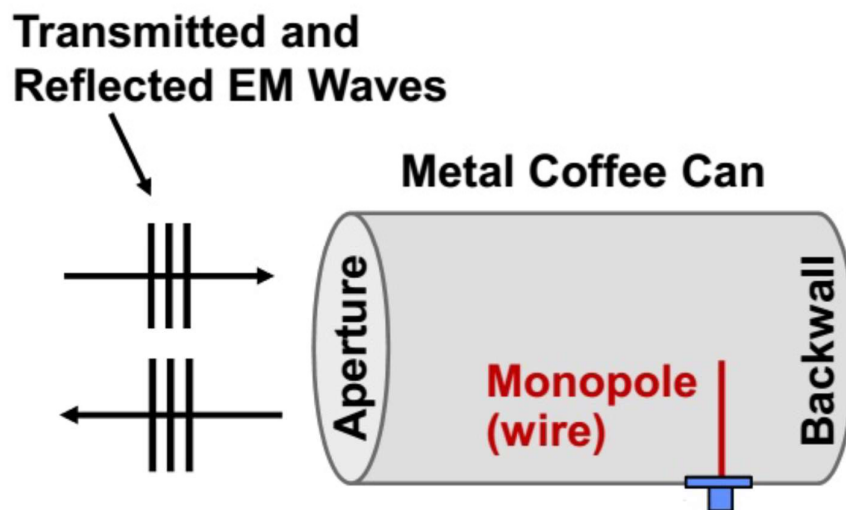


Figura 18: Diseño de antena a partir de un monopolo y una lata de café funcionando como guía de onda cilíndrica [1]

En una guía de onda cilíndrica, el modo dominante es el  $TE_{11}$ , cuya longitud de onda de corte está dada por:

$$\lambda_c = 1,705D = 1,705 \cdot 8,8 \approx 15 [cm] \quad (3.2.1)$$

Donde D es el diámetro de la guía de onda cilíndrica.

La longitud de onda de propagación dentro de la guía de onda cilíndrica está dada por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \approx 21,18 \text{ [cm]} \quad (3.2.2)$$

Se puede observar a partir de la ecuación anterior que la longitud de onda dentro de la guía de onda cilíndrica es mayor que la longitud de onda en el espacio libre.

Una vez calculada esta longitud de onda, es necesario colocar el monopolo donde se tenga un máximo de tensión dentro de la guía de onda. Sabiendo que la pared trasera de la lata es un cortocircuito, el próximo máximo estará a una distancia de  $\lambda_g/4$  desde este punto. Por lo cual, el monopolo deberá colocarse a una distancia:

$$d = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{21,18}{4} = 5,3 \text{ [cm]}$$

Al mismo tiempo, el largo del monopolo necesario para irradiar es  $\lambda/4$ , donde ahora  $\lambda$  es la longitud de onda en el vacío calculada previamente. De esta forma, el largo del monopolo será:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{12,24}{4} = 3,06 \text{ [cm]}$$

Finalmente, se puede demostrar que, para una antena cilíndrica, la ganancia con respecto a un radiador isotrópico dada por la directividad que posee, se puede calcular como:

$$G_{dB} = 20 \log \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right) \approx 7,07 \text{ [dB]} \quad (3.2.3)$$

Es necesario aclarar que la ganancia calculada anteriormente es la **máxima** esperable, pero de ninguna manera será la real de la antena; ya que estos cálculos implican una antena ideal, de material perfectamente conductor y dimensiones regulares. Las antenas elegidas, si bien fueron seleccionadas por facilidad de obtención y para aliviar la carga de tener que diseñar y construir una antena para el proyecto, claramente distan de la condición de “ideales”, por lo que la ganancia real esperable de estas antenas es menor a la mostrada en la ecuación 3.2.3.

### 3.3. Diseño y simulación de la etapa de baja frecuencia

#### 3.3.1. Funcionamiento de la etapa de amplificación y filtrado

En un radar de onda continua y frecuencia modulada (FM-CW Radar), la señal emitida es modulada mediante un VCO, obteniendo así una señal sinusoidal de frecuencia linealmente creciente en el tiempo. Esta señal, por obvias razones, no puede crecer indefinidamente en frecuencia, por lo que la señal se divide en distintos “barridos” para los cuales se tiene siempre una frecuencia inicial  $f_0$  que crece linealmente dado un ancho de banda  $B$  hasta una frecuencia máxima  $f_0 + B$  en un dado intervalo de tiempo  $T$ , que una vez finalizado, vuelve a comenzar modulando nuevamente desde la frecuencia inicial  $f_0$ . La señal recibida por el radar se compara con la señal emitida, la primera estará atenuada con respecto a la segunda (debido principalmente a las pérdidas por propagación en el

espacio libre y los posibles rebotes) y entre ellas existirá una diferencia de fase dada por el retardo que existe en el viaje de la onda, la cual se emite desde la antena emisora, se refleja en un objetivo (generando un “eco”) y vuelve hacia el radar para ser captada por la antena receptora. Esta diferencia de fase será proporcional a la distancia entre el radar y el objetivo, y dependerá al mismo tiempo de la frecuencia de modulación de la onda. En caso de que el objetivo esté en movimiento relativo respecto al radar, existirá además una diferencia de frecuencia entre la señal emitida y la señal recibida. Esta diferencia de frecuencia está dada por el efecto Doppler. En caso de haber más de un objetivo, distintas componentes de fase y frecuencia estarán presentes en la señal recibida. La comparación entre ambas señales se realiza a través de un mixer (que las multiplica entre sí), el cual entrega a la salida una nueva señal que contiene distintas componentes de frecuencia, correspondientes a las diferencias de frecuencia entre las componentes de señal recibida y la señal emitida. Esta señal debe ser acondicionada para luego ser procesada digitalmente por software. Para ello, debe pasar por una etapa de amplificación y filtrado pasa-bajos, con un ancho de banda  $W = 15\text{KHz}$ . Este ancho de banda es adecuado para el procesamiento de la PC a través de una placa de audio estándar, la cual es capaz de muestrear a una frecuencia  $f_s = 44.1\text{KHz}$ , de manera que  $f_s > 2W$ , cumpliendo así con el teorema de Nyquist. De esta forma, se pueden obtener las diferencias de fase y frecuencia entre las señales y resolver cuantos objetivos capturó el radar y a que distancia se encuentran. La fig. 19 muestra un diagrama de bloques correspondiente al radar donde se señalan estas etapas

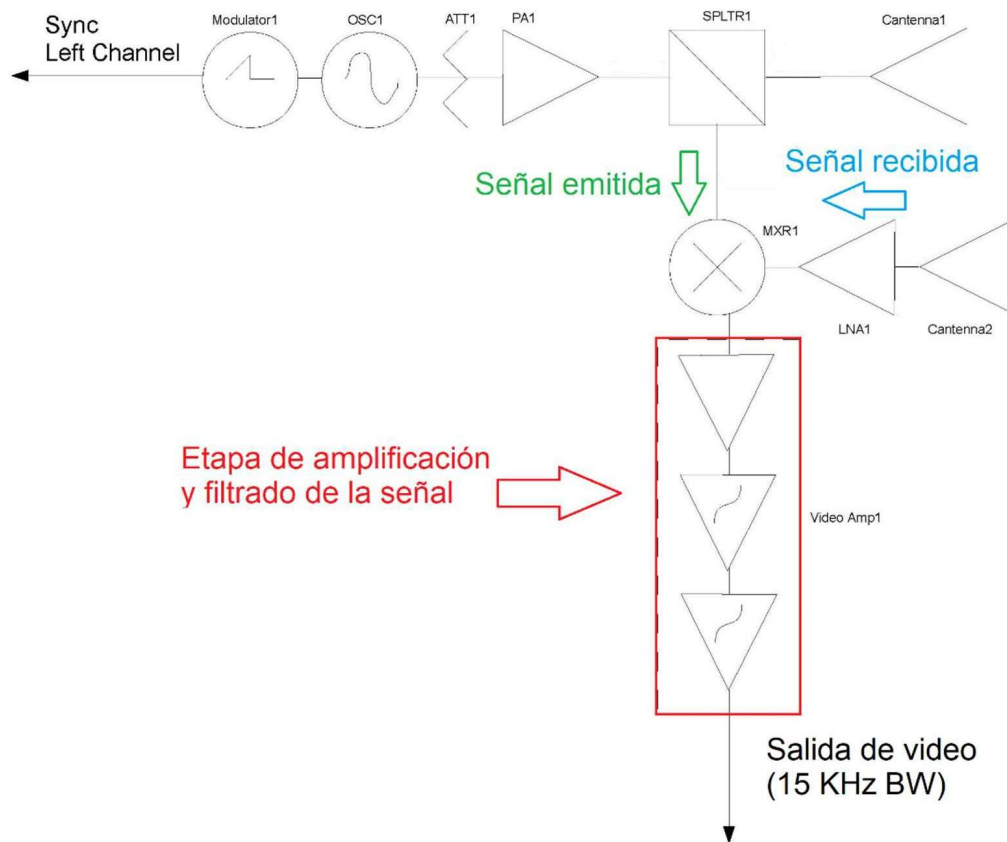


Figura 19: Diagrama en bloques que ilustra la multiplicación de la señal emitida y la señal recibida y el acondicionamiento de la señal resultante mediante un filtro pasa-bajos activo [1]

### 3.3.2. Simulación del filtro activo

Una vez realizada la modificación de los valores de los resistores, se realizó la simulación del filtro activo para comprobar el correcto funcionamiento de éste y verificar como actúan las etapas mencionadas anteriormente. Se presentó un inconveniente a la hora de utilizar el modelo SPICE del integrado MAX414. Se obtuvo el modelo de la página oficial de Maxim Integrated Products, pero la simulación arrojó un error en el modelo que no se pudo subsanar. En consecuencia, se obtuvo un modelo SPICE del MAX410 que es equivalente para la simulación, ya que el éste solo considera los amplificadores operacionales embebidos en el integrado, y no el integrado completo. Teniendo en cuenta que el MAX410 es idéntico al MAX414 con la diferencia de que este último presenta más operacionales idénticos, es posible utilizar el modelo del MAX410 sin mayores complicaciones.

La figura 22 muestra el circuito de simulación para el filtro de la figura 21.

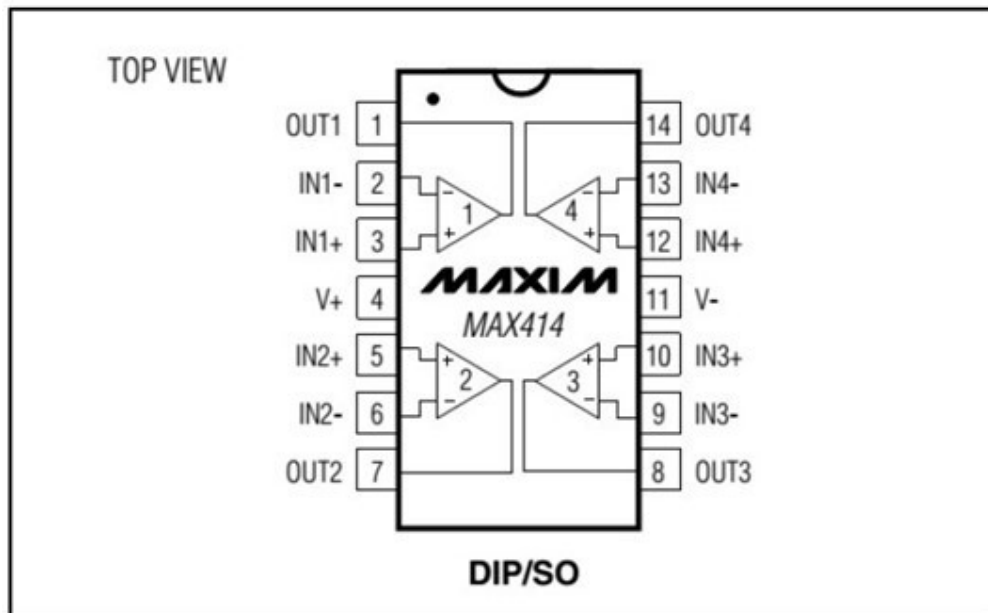


Figura 20: Diagrama de pines del integrado MAX414 de Maxim Integrated Circuits

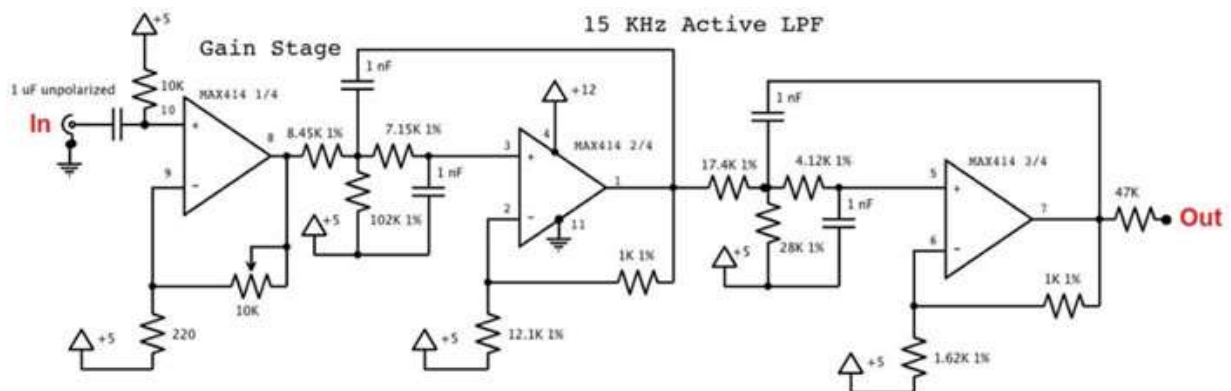


Figura 21: Circuito esquemático del filtro activo implementado a partir del integrado MAX414 [1]

Puede observarse que, a la salida de la primera etapa, se obtiene una señal amplificada de gran ganancia (mayor a 27dB) para todas las frecuencias presentes. Debido a que el MAX414 es un integrado de bajo ruido y su primera etapa presenta una alta ganancia, podemos inferir que se obtendrá una buena relación señal a ruido (SNR) de todo el sistema.

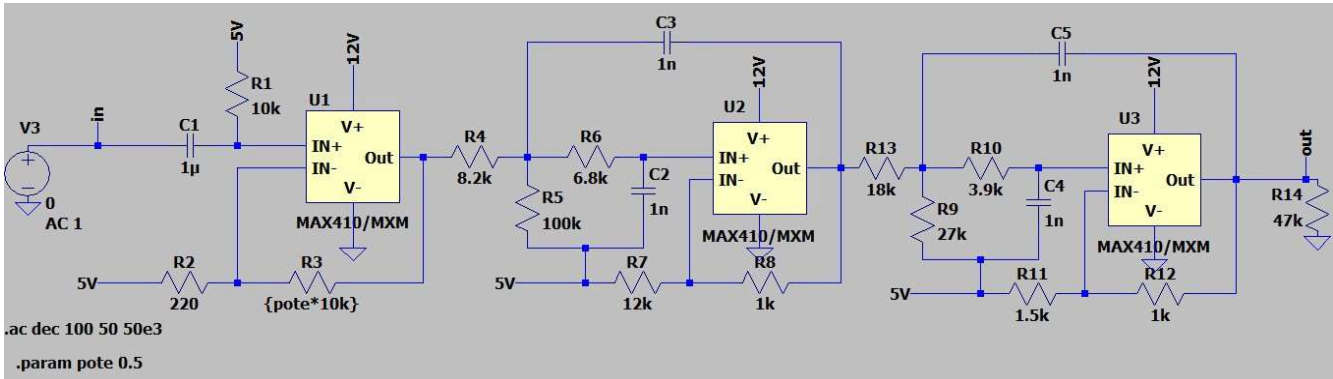


Figura 23: Simulación del filtro activo pasa-bajos utilizando resistores de la serie E12

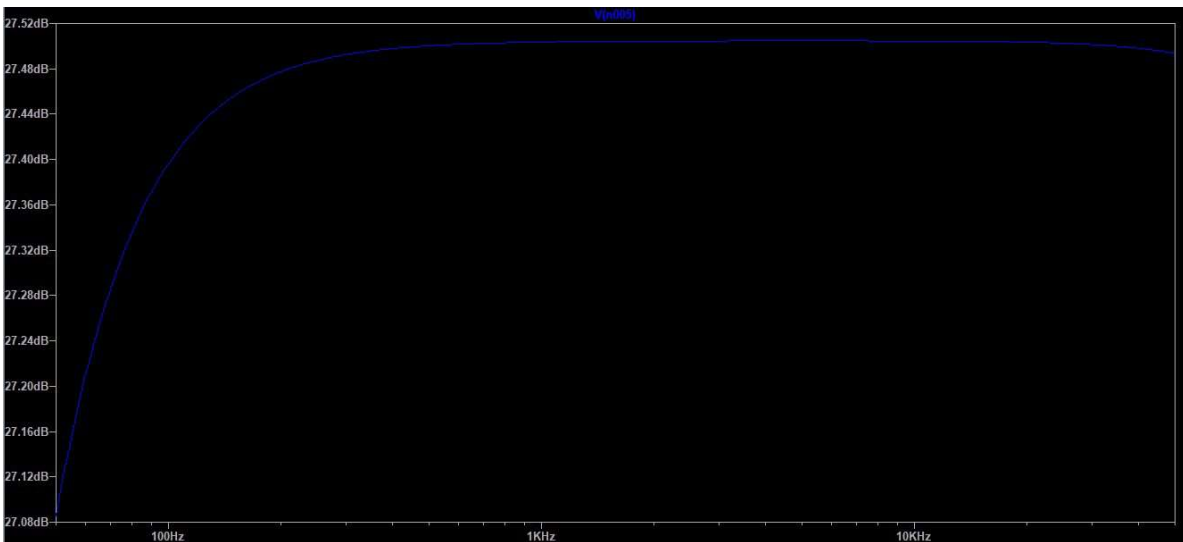


Figura 22: Ganancia de tensión [dB] de la etapa de ganancia del filtro activo para el rango de frecuencias requerido

La figura 23 muestra la simulación de la primera etapa del filtro de la figura activo de la figura 21, correspondiente a la etapa de ganancia únicamente, en tanto que la figura 24, por su parte, detalla la simulación completa del filtro, por lo que podemos ver cómo actúan las dos etapas finales del circuito, las cuales atenúan las altas frecuencias de la señal de entrada. Se obtiene una señal que mantiene el nivel de tensión que presentaba a la entrada (por lo cual, se ve que toda la ganancia del filtro la provee la primera etapa) pero filtra la señal obtenida de manera pasa-bajos, estableciendo la frecuencia de corte en 15KHz.

De esta manera, concluimos en que es posible implementar el filtro activo utilizando el integrado MAX414

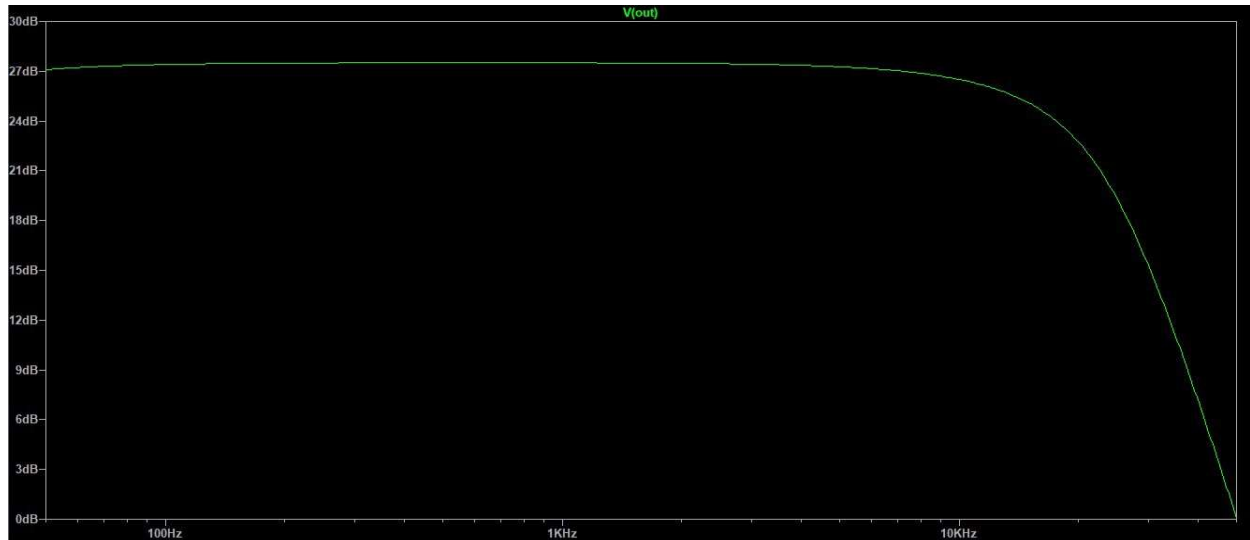


Figura 24: Característica del filtro pasa-bajos activo, donde puede visualizarse su ganancia y su frecuencia de corte cercana a los 15KHz

### 3.3.3. Diseño del PCB

Se obtuvieron las librerías con los modelos esquemáticos de Altium Designer de los componentes utilizados y se procedió a realizar el diseño esquemático de las etapas de alimentación, modulación, amplificación y filtrado, el cual se detalla en la figura 25

Luego del diseño esquemático, se realizó el ruteo de las pistas para poder fabricar el PCB. Se buscó obtener un diseño en el que los tres subcircuitos (alimentación, modulación y filtro-amplificación) pudieran caber cómodamente. De este modo, se fabricó una placa de tamaño relativamente pequeño para construir un sistema de radar lo más compacto posible, transportable y cómodo a la hora de realizar los experimentos y mediciones deseadas. La figura 26 y 27 muestran el ruteo finalizado en ambas caras del PCB.



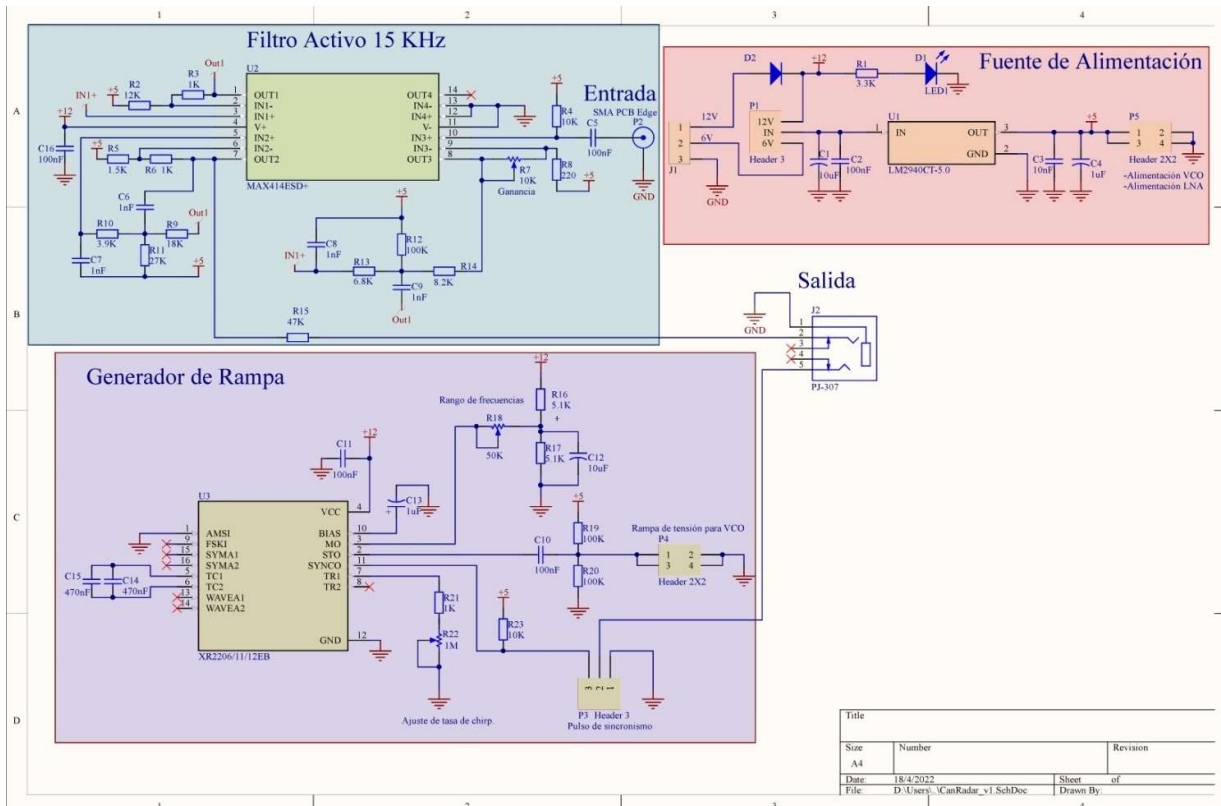


Figura 25: Diseño esquemático del PCB utilizando Altium Designer

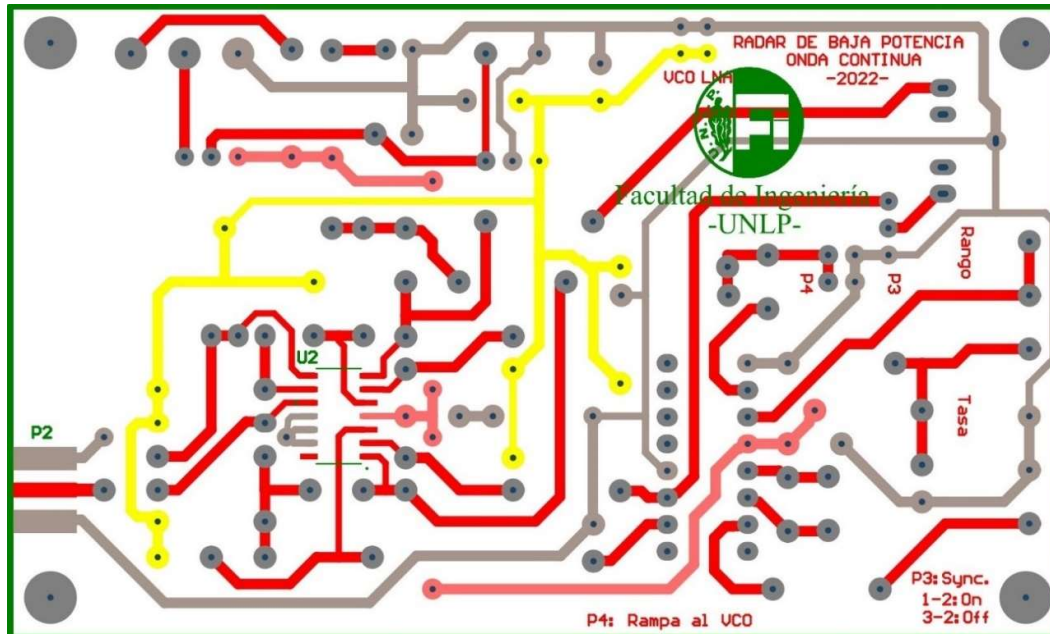


Figura 26: Ruteo del PCB, vista inferior

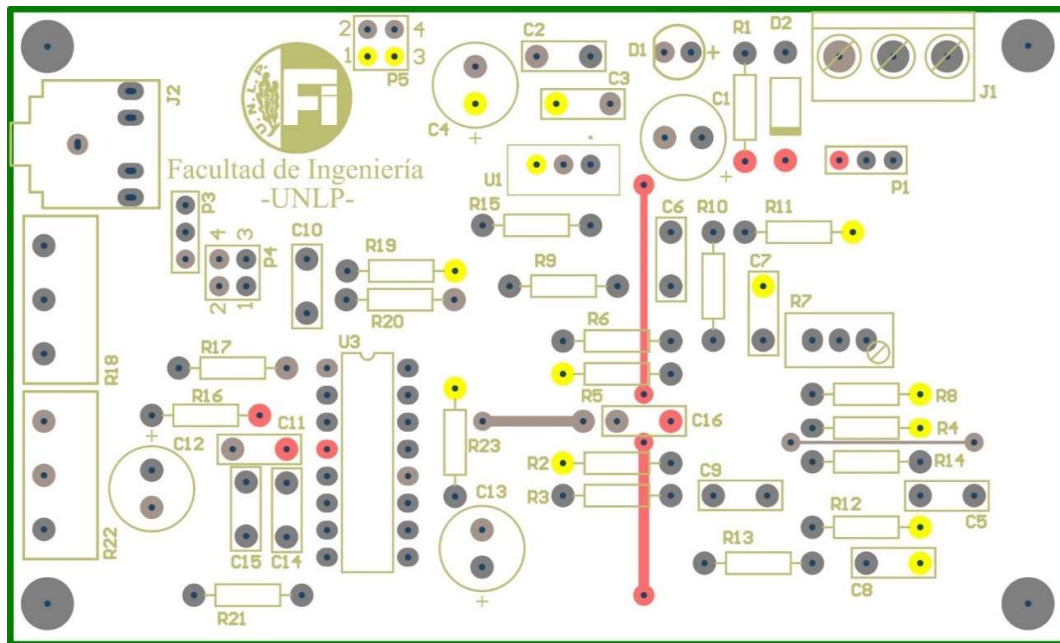


Figura 27: Ruteo del PCB, vista superior

### 3.3.4. Caracterización de la etapa de baja frecuencia

#### 3.3.4.1. Etapa de ganancia

La primera etapa del filtro activo corresponde a la etapa de ganancia. Para verificar su comportamiento, basta con introducir en el filtro una señal sinusoidal de amplitud conocida utilizando un generador de funciones y medir el nivel de ésta la salida. Es necesario tener en cuenta que el comportamiento de este filtro es de tipo pasa-bajos con una frecuencia de corte  $W = 15\text{KHz}$ , de este modo la señal de entrada deberá ser sinusoidal y de frecuencia menor a  $W$ , de modo tal de no verse afectada por el filtro. El cociente de amplitudes determina la ganancia de tensión de la etapa.

Conocido el comportamiento del filtro, se realiza la medida de la siguiente manera: se introduce una señal sinusoidal de aproximadamente 0,25 Volt pico a pico de amplitud y de 5 KHz de frecuencia, las cual está lejos de la frecuencia de corte del filtro y no debería verse afectada por éste. Luego de verificar cual es la señal de entrada aplicada al filtro, se mide la salida de éste modificando el valor del potenciómetro que regula la ganancia, para ver cómo evoluciona la forma de onda a la salida. A continuación, se muestran algunas distintas formas de onda de salida modificando el valor de ganancia del filtro, comparándolas con la señal de entrada.

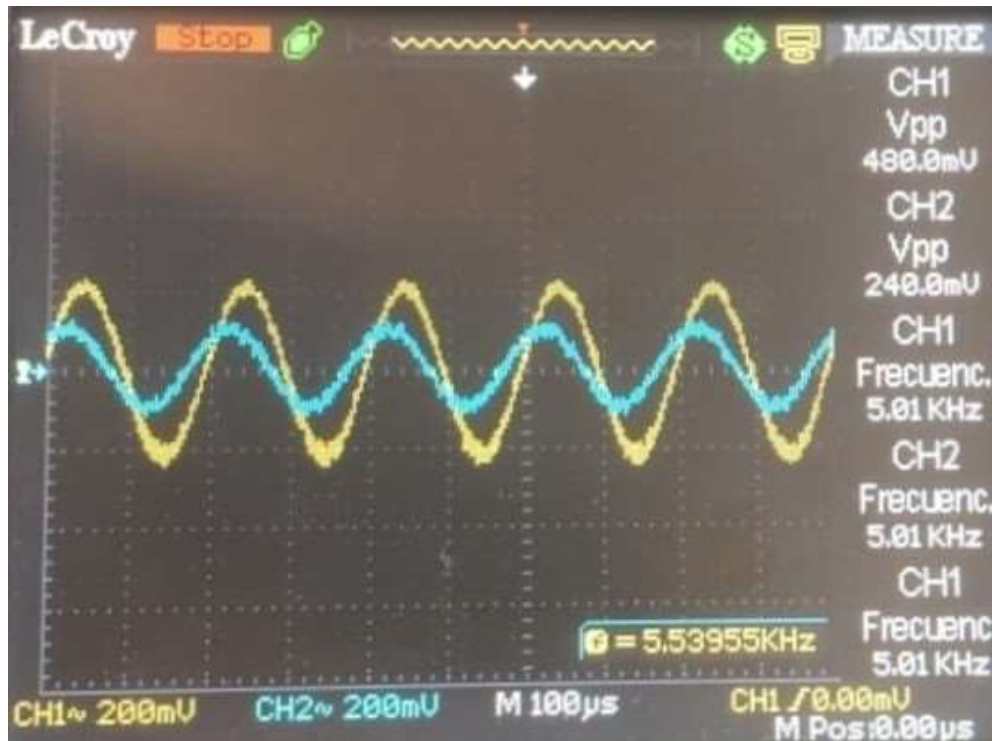


Figura 28: Señales de entrada (azul) y salida (amarillo) del filtro activo para una ganancia de dos



Figura 29: Señales de entrada (azul) y salida (amarillo) del filtro activo aumentando el valor de ganancia

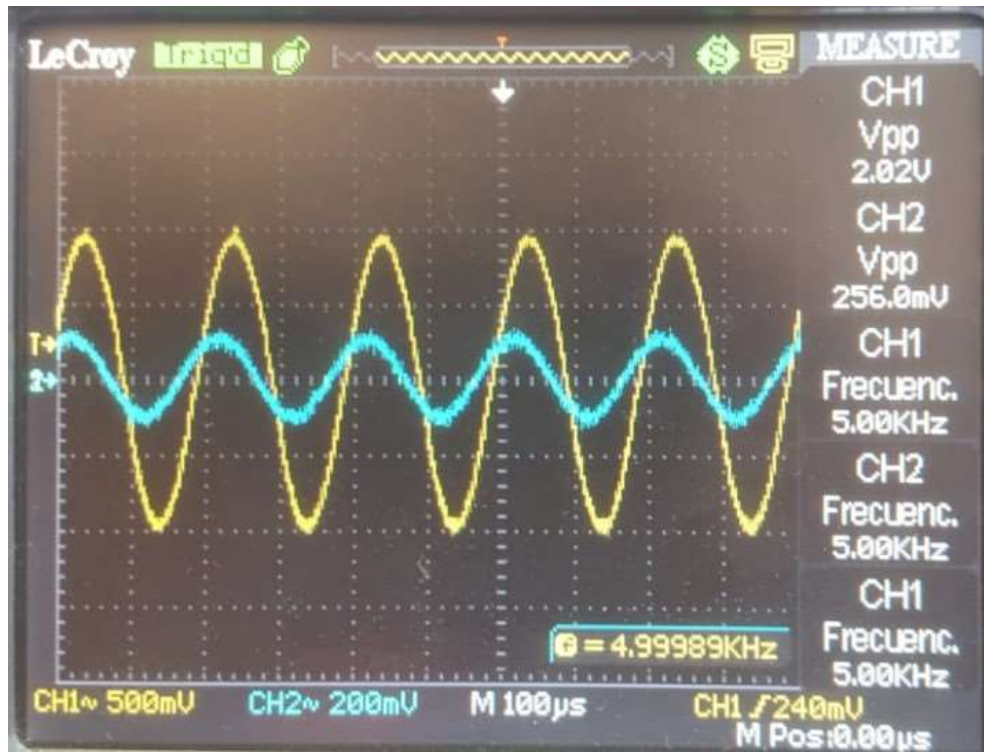


Figura 30: Señales de entrada (azul) y salida (amarillo) del filtro activo aumentando aún más el valor de ganancia



Figura 31: Señales de entrada (azul) y salida (amarillo) del filtro activo aumentando el valor de ganancia hasta producir la saturación debido a que la señal de salida supera el valor de alimentación

### 3.3.4.2. Etapa de modulación

La etapa de modulación se implementó haciendo uso del integrado **XR-2206**, un generador de funciones que se utiliza para generar la señal de modulación triangular para el VCO. Esta señal es la que ingresa al pin *Vtune* del VCO de modo de obtener la señal de chirp de tipo “acordeón” que es irradiada por el radar. La figura 32 muestra el circuito esquemático de la etapa de modulación diseñada a partir del integrado **XR-2206**.

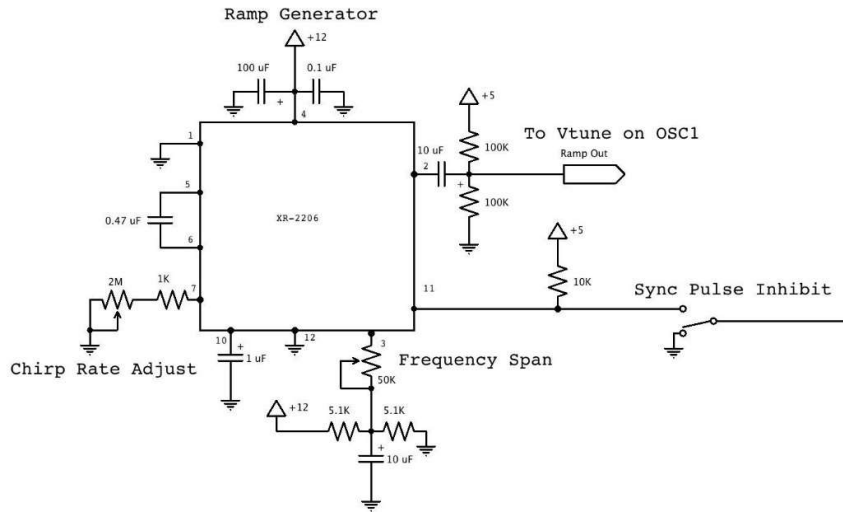


Figura 32: Diagrama esquemático de la etapa de modulación a partir del integrado **XR-2206**

Como es posible observar, el circuito de la figura 32 presenta dos salidas. La primera es la salida del pin 2, por donde sale la señal triangular que va conectada al pin *Vtune* del VCO. La segunda es la salida del pin 11, que es la señal rectangular de sincronismo. Esta señal rectangular tiene sus flancos de subida sincronizados con el comienzo de la subida de la forma de onda triangular, de modo tal que midiendo los flancos de la señal de sincronismo es posible saber siempre dónde está comenzando la señal de chirp y así determinar cuándo comienza y cuando termina cada barrido de frecuencia de ésta. Las figuras 33 y la tabla 4 muestran el diagrama de pines del integrado **XR-2206** y el pin-out de éste.

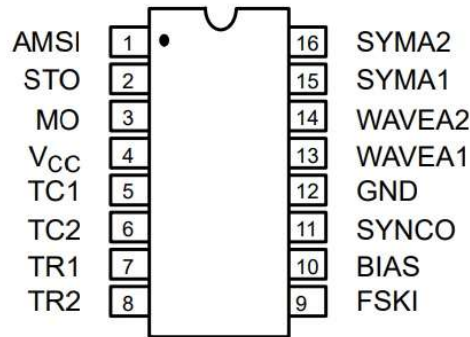


Figura 33: Diagrama de pines del integrado **XR-2206**

**PIN DESCRIPTION**

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V <sub>CC</sub>		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V <sub>CC</sub> .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

Tabla 4: Pin-out del integrado XR-2206

La etapa de modulación es capaz de generar la señal triangular y la señal de sincronismo y de modificar dos parámetros importantes: el primero es el período de la señal de modulación (onda triangular); el período de la señal de modulación está directamente relacionado con la tasa de cambio de la frecuencia de la señal de chirp. Al aumentar el período, la señal de chirp evolucionará más lentamente entre su frecuencia inicial y su frecuencia final. De la misma manera, al disminuir dicho período, la señal de chirp realizará el barrido en frecuencia más rápidamente. Sabemos ya que es posible modificar la tasa de cambio entre la frecuencia inicial y final de la señal de chirp, pero ¿cómo es posible seleccionar estas frecuencias? El segundo parámetro de importancia es, entonces, el nivel de tensión de la señal de modulación. El valor pico a pico de la señal triangular es el que determina tanto la frecuencia inicial de la chirp como la frecuencia final. Por lo tanto, para valores pico a pico pequeños de la señal de modulación, la excursión en frecuencia de la señal de chirp será de unos pocos MHz, pero para una señal triangular que va de 0 a 5V, tendremos la excursión en frecuencia máxima soportada por el VCO, que es de unos 330MHz aproximadamente.

Testeo de la etapa de modulación

Mediante el uso de un osciloscopio, se midieron la salida de la señal de modulación y de sincronismo respectivamente, a fin de corroborar su sincronización y la respuesta del circuito ante las modificaciones en sus parámetros.

La figura 34 muestra una primera medición de la etapa de modulación. En amarillo se ve la onda triangular, variando entre 2 y 3,2 V. Estos valores no son tomados al azar. La hoja de datos de la figura 7 nos muestra que, si quisiéramos permanecer dentro de la banda ISM de frecuencias (una chirp barriendo la banda de 2.4GHz – 2.5GHz) la tensión que debe haber en el pin *V<sub>tune</sub>* del VCO es 2 y 3,2V respectivamente.

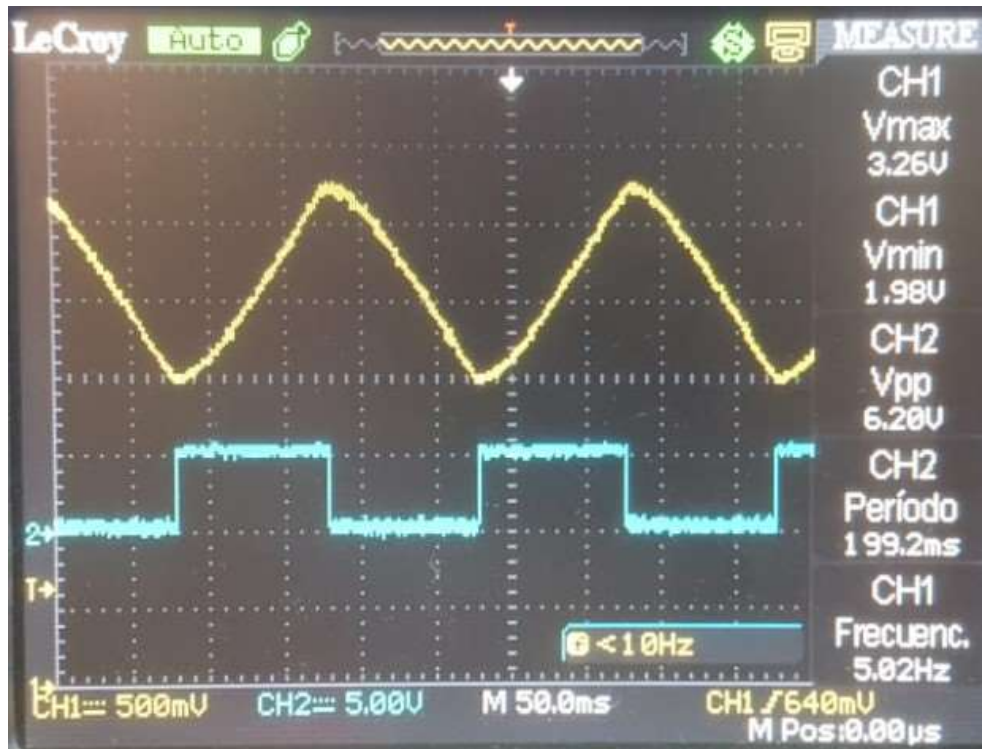


Figura 34: Señales de modulación (amarillo) y sincronismo (azul) para la banda ISM

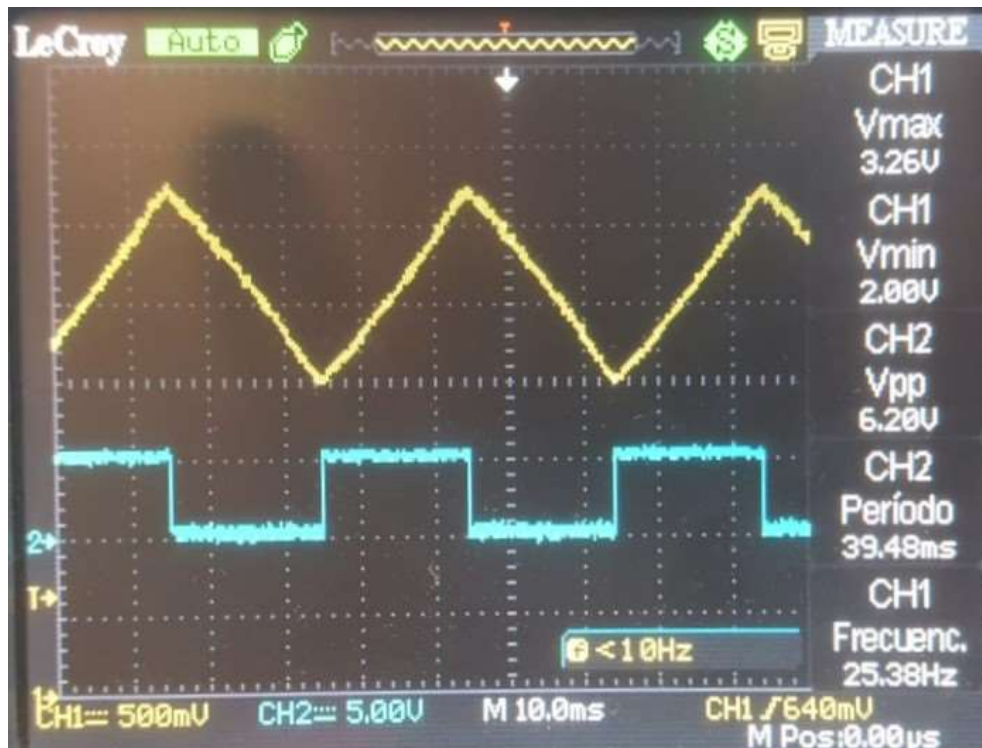


Figura 35: Señales de modulación (amarillo) y sincronismo (azul) modificando el período, pero manteniendo el nivel de tensión

La figura 35 muestra cómo es posible modificar el período de la señal de modulación (y por lo tanto de la señal de sincronismo, lógicamente) sin modificar sus niveles de tensión, por lo que

podemos mantenernos en la banda de frecuencia que seleccionemos, pero haciendo la transición más rápida o más lentamente.

También es posible, por supuesto, mantener la tasa de cambio de frecuencia, pero modificar los niveles para seleccionar otra banda de frecuencia dentro de las posibilidades, obviamente, del VCO. Para ello, se mantuvo el período de la señal de modulación de la figura 35 y se modificó su nivel de tensión, haciendo que el ancho de banda de chirp sea mayor (por lo tanto, saliéndonos de la banda ISM indicada anteriormente. La figura 36 muestra esta medición.

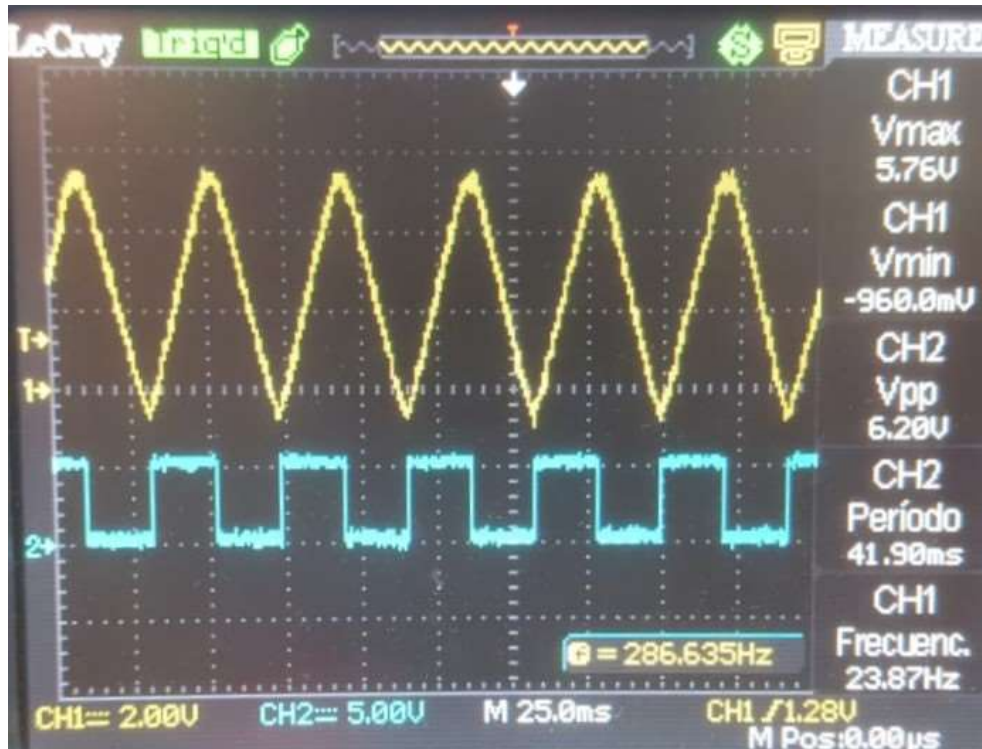


Figura 36: Señales de modulación (amarillo) y sincronismo (azul) modificando el nivel de tensión, pero manteniendo el período

No es posible seguir aumentando los niveles de tensión más allá de los valores que muestra la figura 36, ya que comienza a producirse la saturación de la señal de modulación, generando a su vez que se pierda el sincronismo entre ambas señales, lo que perjudicaría el desempeño del radar. La figura 37 muestra un ejemplo de esto.

Luego de realizadas las mediciones mostradas en esta sección, se concluyó que la etapa de modulación funciona correctamente, pudiendo obtener las señales de modulación deseadas y conservando siempre el sincronismo de las señales en tanto no se eleven los niveles por encima de los 5V, produciendo la saturación.



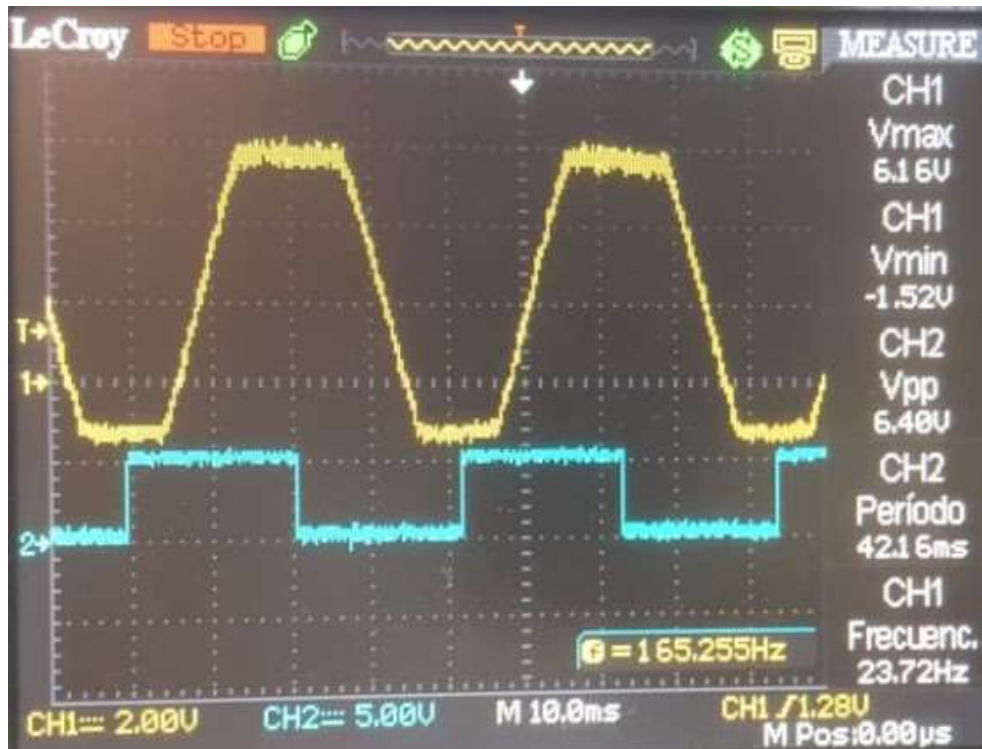


Figura 37: Señal de modulación (amarillo) en saturación. Se pierde el sincronismo entre ambas señales

## 4. Funcionamiento del radar

### 4.1. Construcción del radar

La construcción del radar comenzó montando la etapa de RF, con el conexionado de los componentes integrados de **Mini-Circuits**. Estos componentes de RF se unen a través de conectores del tipo **SMA**. La figura 38 muestra algunos de estos componentes interconectados. Luego de interconectar todos los componentes de RF, se los montó sobre una tabla utilizando tornillos de medida M3 y quedaron fijos a ésta. Al mismo tiempo, se montó de igual forma la placa que contiene las etapas de alimentación, modulación y filtrado. La figura 39 muestra todos los componentes presentados en la placa, a punto de ser montados. Finalmente, se colocaron las latas de café utilizando las pequeñas ménsulas puestas en la madera que muestra la figura 39. Así, el radar quedó completamente montado. Es necesario aclarar que, a la hora de ponerlo en funcionamiento, lógicamente hay que interconectar las etapas entre sí. El conexionado implica:

- Conectar la fuente de alimentación tanto a la placa como a los componentes de RF
- Conectar la salida de la señal de modulación de la placa a la entrada  $V_{tune}$  del VCO
- Conectar la salida del splitter a la antena emisora
- Conectar la entrada del LNA de recepción a la antena receptora
- Conectar la salida del mixer a la placa para recibir la señal en banda base
- Conectar la salida del filtro de la placa a la placa de audio de la PC



Figura 38: Etapa de transmisión montada. De izquierda a derecha se pueden ver el VCO, el atenuador pasivo, el LNA y el Splitter

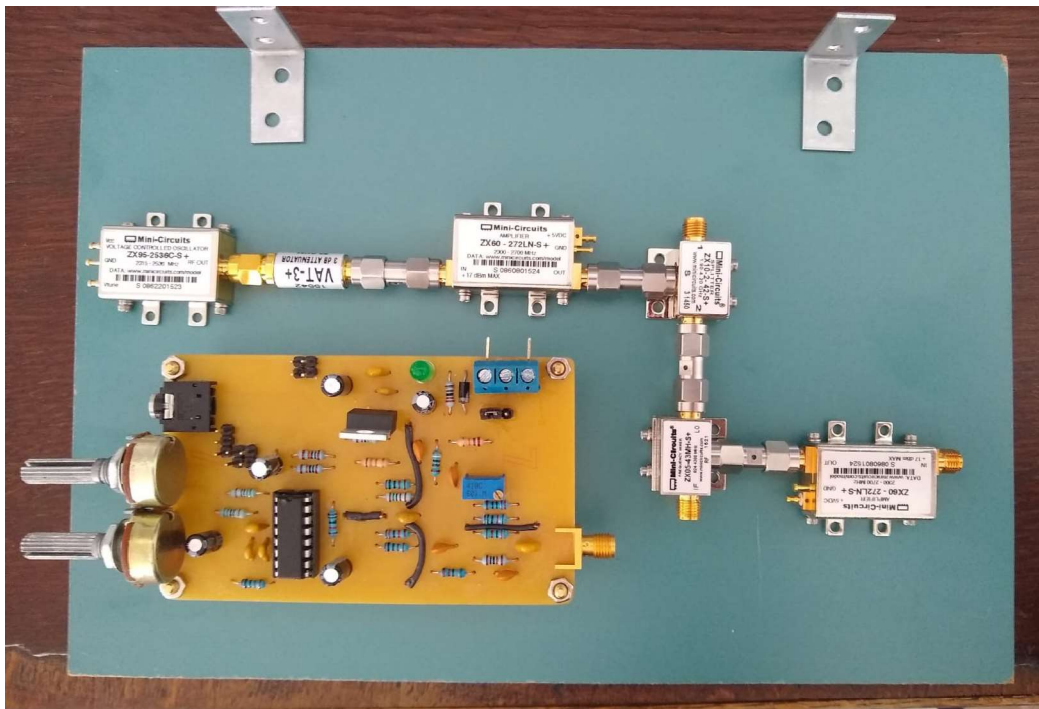


Figura 39: Todos los componentes previos a ser montados. Tanto la etapa de RF como la de baja frecuencia

La figura 40 muestra todos los componentes montados. Se agregaron dos piezas de acrílico para elevar el nivel de los componentes de RF, ya que había una pequeña diferencia de altura entre ellos y las conexiones quedaban algo forzadas. De esta manera los componentes quedaron todos a la misma altura y las conexiones quedaron bien hechas.

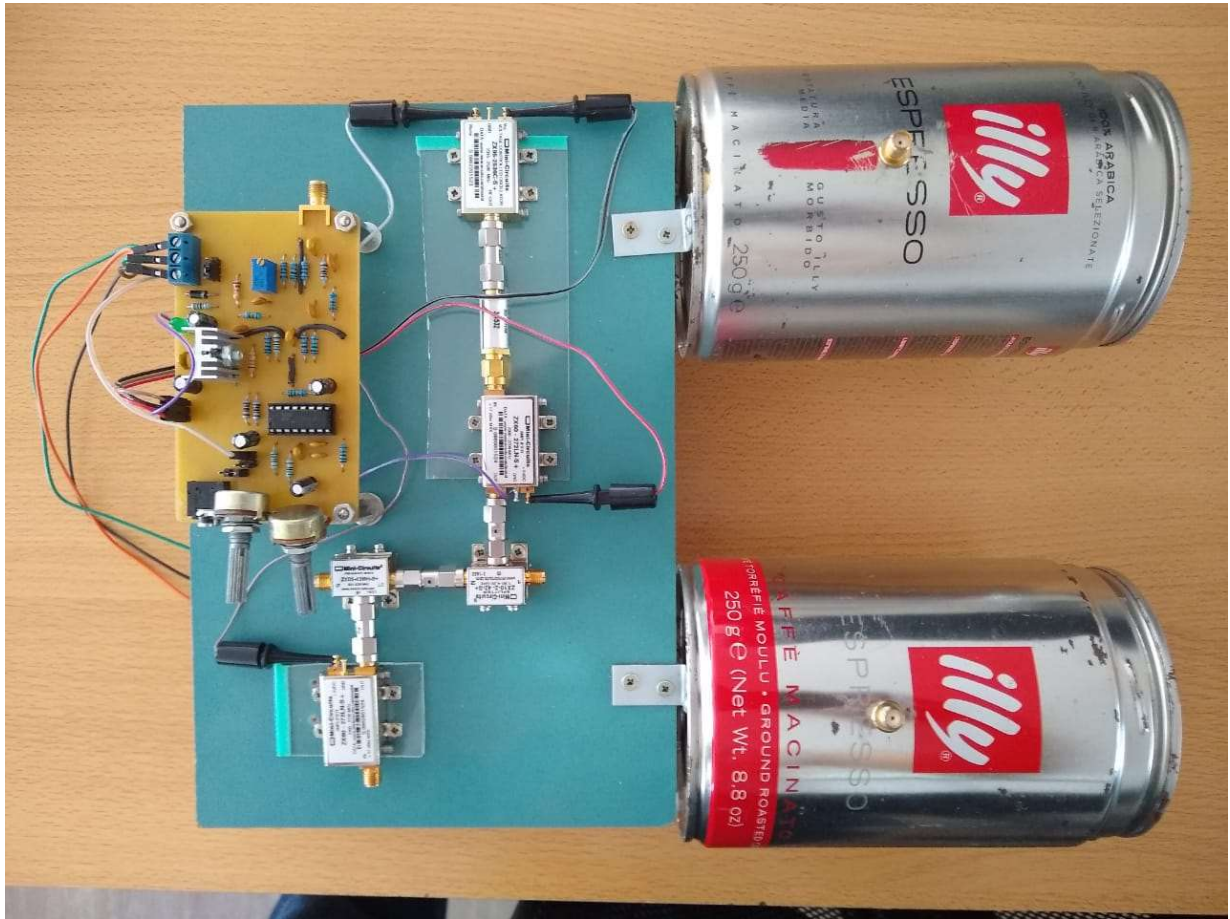


Figura 40: Todos los componentes del radar ya montados

## 4.2. Mediciones

Una vez finalizada la construcción del radar, se comenzó con las mediciones dadas. Se enfocó por un lado en la medición de rango y por otro lado en la medición de velocidad para distintos objetivos y en distintos lugares dentro de la facultad.

Se adquirieron y procesaron todos los datos en MATLAB a partir del muestreo de la placa de audio de la PC, guardando las respectivas muestras en archivos con formato .wav.

#### 4.2.1. Cambio en el tipo de procesamiento

En las secciones 2.8 y 2.9, se explicó que el procesamiento de las señales de este tipo de radar puede realizarse en forma bidimensional, es decir, que se lleva a cabo utilizando la Transformada Discreta de Fourier en dos dimensiones (2D), para representar rango y tiempo, y se grafican conjuntamente.

Durante el desarrollo del proyecto, se observó que este tipo de procesamiento es difícil de realizar utilizando el prototipo actual; esto ocurre debido a que, el radar, tiene notables limitaciones en cuanto a los parámetros máximos de velocidad y rango que puede medir. El rango máximo medible por el radar tiene su principal limitante en la potencia transmitida. Al ser un radar de muy baja potencia, las distancias máximas alcanzables son pequeñas. La velocidad máxima, por otro lado, se ve limitada por las características constructivas del radar. La rampa moduladora de frecuencia, por razones físicas obvias, no puede hacer un barrido de frecuencia instantáneo y pasar de la frecuencia mínima a la frecuencia máxima en un diferencial de tiempo; el tiempo de barrido mínimo, está determinado por el circuito integrado utilizado para generar esta rampa de frecuencia. Este tiempo mínimo, es el que limita la velocidad máxima. Para conseguir velocidades máximas más grandes, el radar debería ser capaz de realizar el barrido de frecuencia más rápidamente.

El principal problema reside en que, las variables que se desean medir, están relacionadas entre sí por los parámetros del radar; constituyendo una relación de compromiso entre ellas, en la que, al mejorar una, empeora la otra.

Este problema se soluciona cuando las mediciones se realizan por separado, es por eso que, en los experimentos realizados, en vez de hacer un procesamiento de rango versus velocidad, se hicieron procesamientos de rango versus tiempo y velocidad versus tiempo.

## 4.2.2. Rango vs Tiempo

La primera etapa de experimentación consistió en medir rango de ciertos objetivos a lo largo del tiempo, para relevar la posición de estos durante toda la adquisición de datos. Una vez adquiridos los datos, se procesaron en MATLAB donde se obtuvieron los siguientes gráficos para cada medición:

- Uno para el nivel de la señal de chirp a lo largo del tiempo
- Otro para la potencia de señal en rango vs tiempo
- Un último gráfico de potencia de señal en rango vs tiempo, pero aplicando también un algoritmo básico de supresión, cancelación o rechazo de clutter para tener una mejor observación de las medidas realizadas

### Experimentación N°1

Lugar: Oficina del LEICI

La primera prueba consistió en, simplemente, encender el radar y pasar la mano cerca del radar reiteradas veces para corroborar que realmente reciba potencia. Es esperable notar varios picos de potencia en distancias cercanas a los cero metros en varios instantes de tiempo a lo largo de toda la adquisición de datos. La figura 41 muestra la señal recibida a lo largo del tiempo.

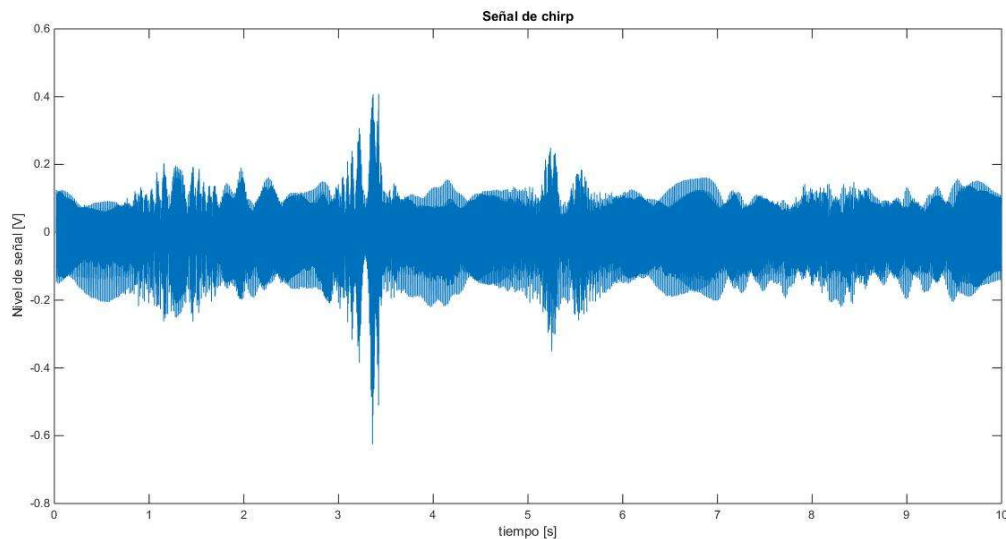


Figura 41: Señal de chirp recibida al pasar la mano cerca de las antenas del radar reiteradas veces

Es posible observar una señal que mantiene niveles de tensión relativamente constantes a lo largo de toda la adquisición salvo en ciertos puntos donde tenemos picos grandes de señal, por lo que se puede intuir que estos son los instantes de tiempo en los que la mano pasa cerca del radar, y se recibe una mayor cantidad de potencia reflejada. Las figuras 42 y 43 muestran el gráfico de niveles de potencia en rango versus tiempo para corroborar dicha suposición.

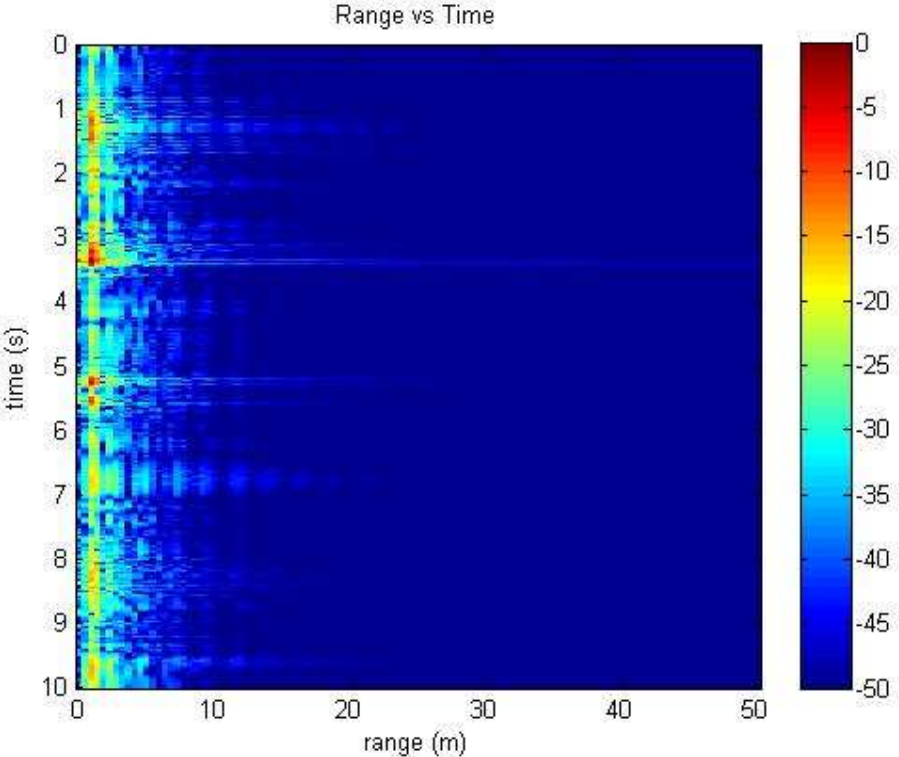


Figura 42: Gráfico rango vs tiempo de experimentación N°1

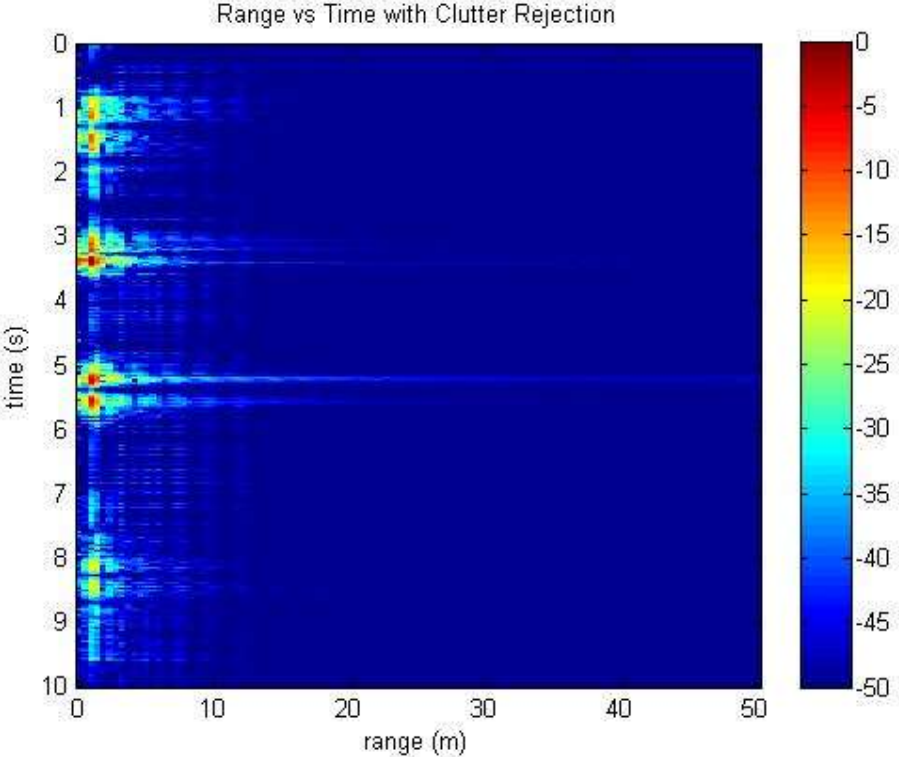


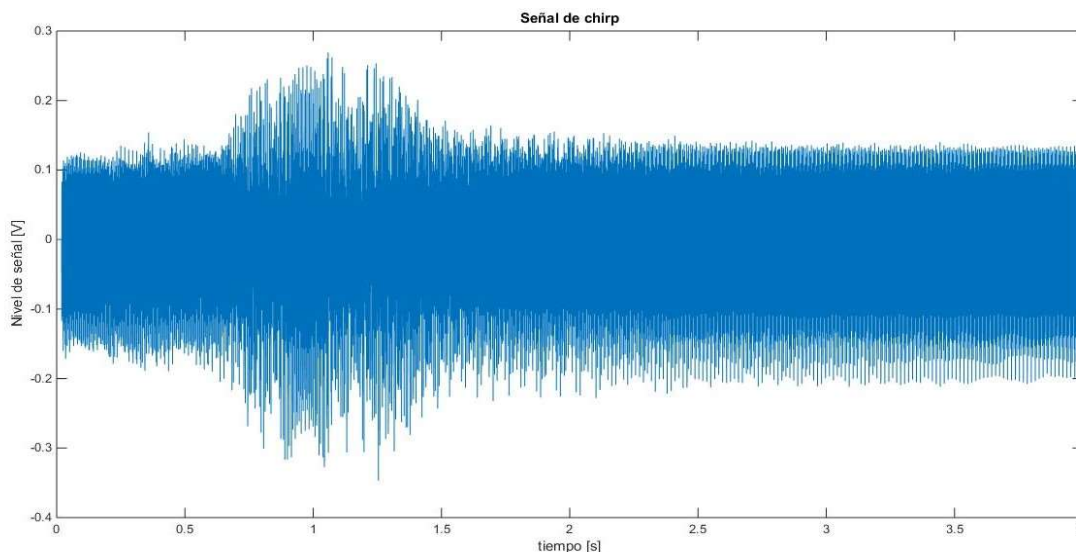
Figura 43: Gráfico rango vs tiempo de experimentación N°1 con supresión de clutter

Como es posible observar sobre todo en la figura 43 (que es más nítida por tener aplicado el algoritmo de supresión de clutter estático), cerca de los segundos 1; 3 y 5 de adquisición se pueden ver picos de potencia, que indican que la mano pasó cerca de las antenas del radar en esos instantes de tiempo. Si se compara con la figura 41, los picos de señal de chirp se encuentran en los mismos instantes de tiempo, por lo que se puede corroborar que sí se debían a esto y la detección fue exitosa.

### Experimentación N°2

Lugar: Oficina del LEICI

Para la segunda prueba, se pretende observar que sucede si se realiza el mismo experimento, pero con un objeto más refractante. La mano es un objetivo muy poco refractante, ya que presenta un área reducida y no es de un material conductor, eso hace que su sección cruzada de radar (Radar Cross Section) sea muy pequeña y exista poca reflexión. Por lo tanto, se utiliza un escudo fabricado a partir de una caja de cartón forrada en aluminio. Ese objetivo tiene una mayor área y, al ser conductor, mucha mayor reflectividad. La figura 44 muestra la señal de chirp recibida al realizar esta prueba



*Figura 44: Señal de chirp recibida al pasar el escudo refractante cerca de las antenas del radar*

Al igual que en el experimento anterior, se puede visualizar la señal de chirp con amplitud casi constante durante toda la adquisición, excepto entre los 0,5 y 1,5 segundos, fracción de tiempo durante la cual el escudo refractante se acerca a las antenas del radar. Luego, el escudo se saca del alcance del haz de radiación del radar y ya no puede verse.

De la misma forma, las figuras 45 y 46 muestran el diagrama rango vs tiempo, sin y con rechazo de clutter respectivamente, para el experimento N°2. Se puede observar nuevamente la recepción de potencia alrededor del segundo y como el escudo se va alejando (por lo que la potencia va siendo cada vez menor) hasta que sale del ancho del haz del radar hacia un costado por lo que no se puede observar más.

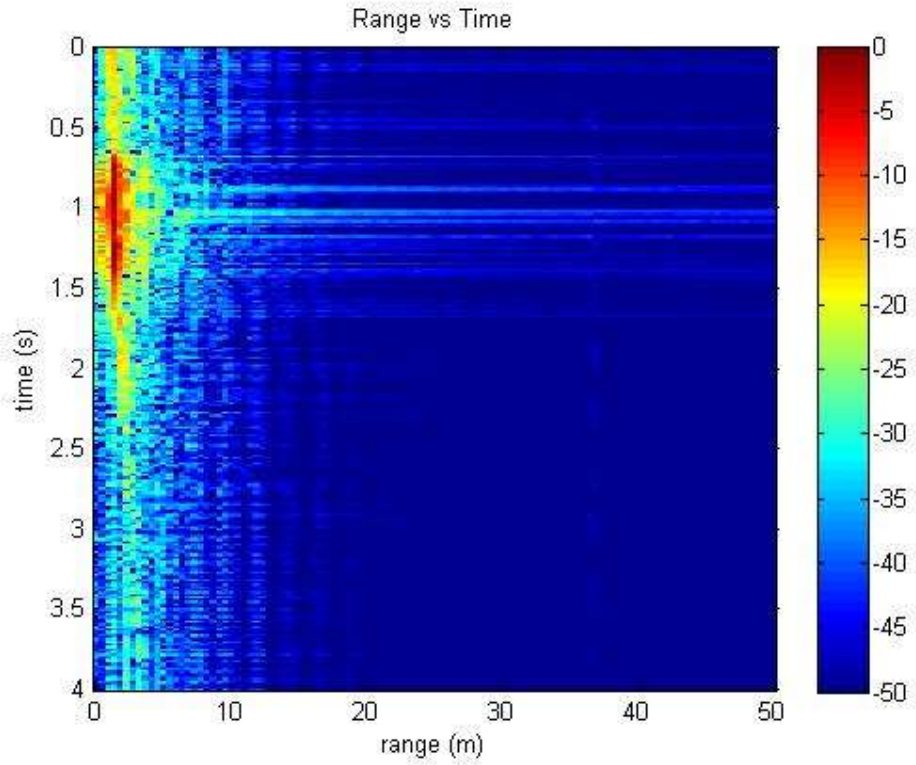


Figura 45: Gráfico rango vs tiempo de experimentación N°2

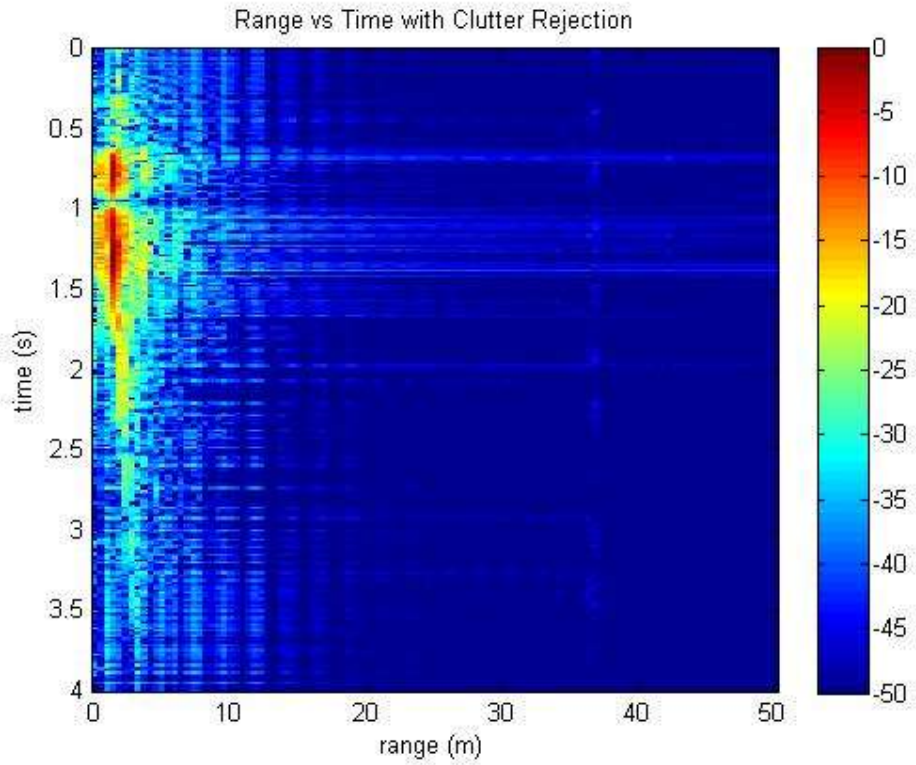


Figura 46: Gráfico rango vs tiempo de experimentación N°2 con supresión de clutter



Comparando con el experimento N°1, puede observarse tanto en el nivel de señal de la figura 44 como en el color del diagrama de las figuras 45 y 46 que la potencia que llega al radar en este experimento es mayor. Las distancias son las mismas, ya que el escudo se acercó casi hasta tocar el radar, de la misma forma que la mano en el experimento anterior. Además, lógicamente el radar irradia la misma potencia para todos los experimentos. Por estas razones se puede concluir que la razón por la cual se recibe más potencia es porque la sección cruzada de radar de este objeto es mucho mayor, eso aumenta la reflexión y, en consecuencia, la recepción de potencia en la adquisición.

### Experimentación N°3

#### Lugar: Pasillo LEICI

Habiendo terminado de corroborar el buen funcionamiento del radar, se experimenta con un objetivo en movimiento para ver la evolución del rango respecto del tiempo. La siguiente prueba consiste en tomar el escudo refractante y caminar hacia el radar para ver el movimiento relativo del objetivo respecto a este. Esta prueba se realizó en el pasillo del LEICI, de un largo aproximado de 15 metros. A continuación, se muestran los resultados obtenidos.

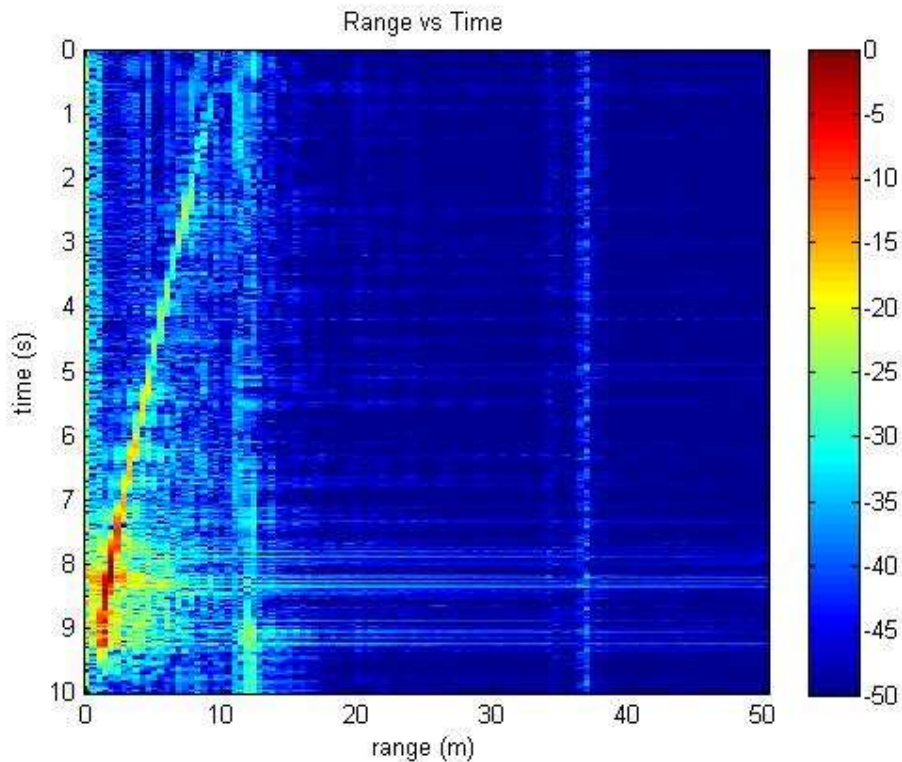


Figura 47: Gráfico rango vs tiempo para escudo refractante moviéndose en dirección al radar

La figura 47 muestra el diagrama de rango versus tiempo para el escudo refractante acercándose al radar desde el fondo del pasillo. Se puede observar cómo la potencia va creciendo a medida que el objetivo se acerca al radar y luego desaparece ya que el objetivo pasó la línea donde se encontraba este último. Es posible inferir también que el objetivo se acerca a velocidad aproximadamente constante debido a que el cambio de la posición respecto del tiempo es lineal, siendo la magnitud de esta velocidad la pendiente de la recta que se observa en el gráfico.

Se puede observar aquí que el radar empieza a detectar como un objetivo aislado al escudo cuando está aproximadamente a 10 metros del radar. Antes de esto, queda enmascarado con otro objetivo fijo que se puede ver a los 12 metros aproximadamente. Este objetivo es clutter estático, dado por alguna reflexión espuria en las paredes del pasillo que llegó hasta la antena receptora del radar. Dada la resolución del radar, que para este experimento es de un metro aproximadamente, no se puede resolver el escudo mientras no esté al menos a 11 metros del radar. Antes de eso, es indistinguible del clutter.

Se observa, también, una detección a los 38 metros aproximadamente. Esto no puede ser debido a clutter estático de un único objetivo ya que el pasillo donde se realizó la medición no tiene este largo. Esta detección puede deberse a varios posibles rebotes y combinación de estos, dados por las distintas reflexiones entre las paredes, el piso, el techo y el fondo del pasillo.

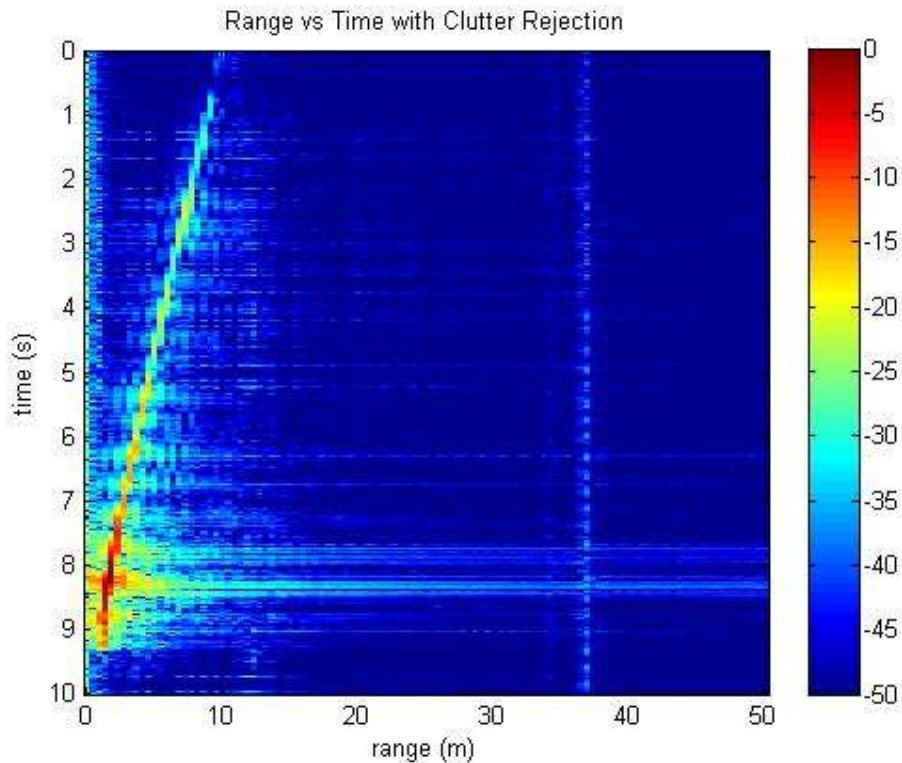


Figura 48: Gráfico rango vs tiempo para escudo refractante moviéndose hacia el radar con rechazo de clutter

La figura 48 muestra ahora la misma prueba que en la figura 47, pero ahora aplicando el algoritmo de cancelación de clutter. El clutter que existía antes se ve claramente reducido. Esto podría realizarse de manera mucho más eficiente con algoritmos de cancelación de clutter más sofisticados. El algoritmo aplicado es muy básico ya que sólo consiste en cancelar el clutter de una muestra con el de la muestra anterior. Aunque es demasiado sencillo, ya puede observarse que presenta una mejoría en el diagrama.

Experimentación N°4

Lugar: Pasillo LEICI

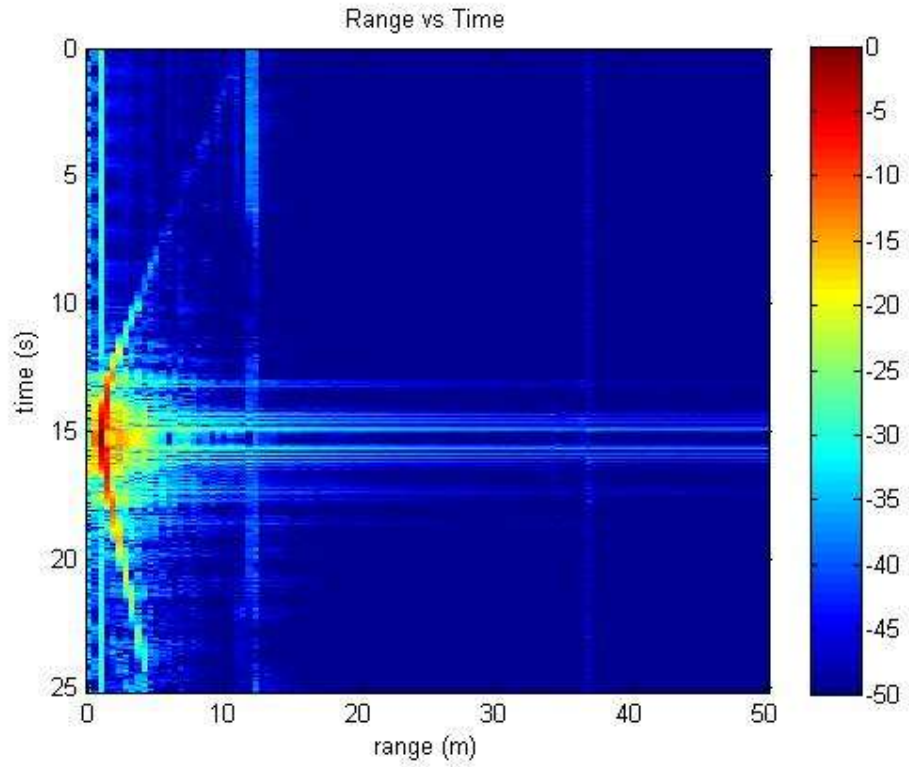


Figura 49: Gráfico rango vs tiempo para escudo refractante yendo hacia el radar y volviendo

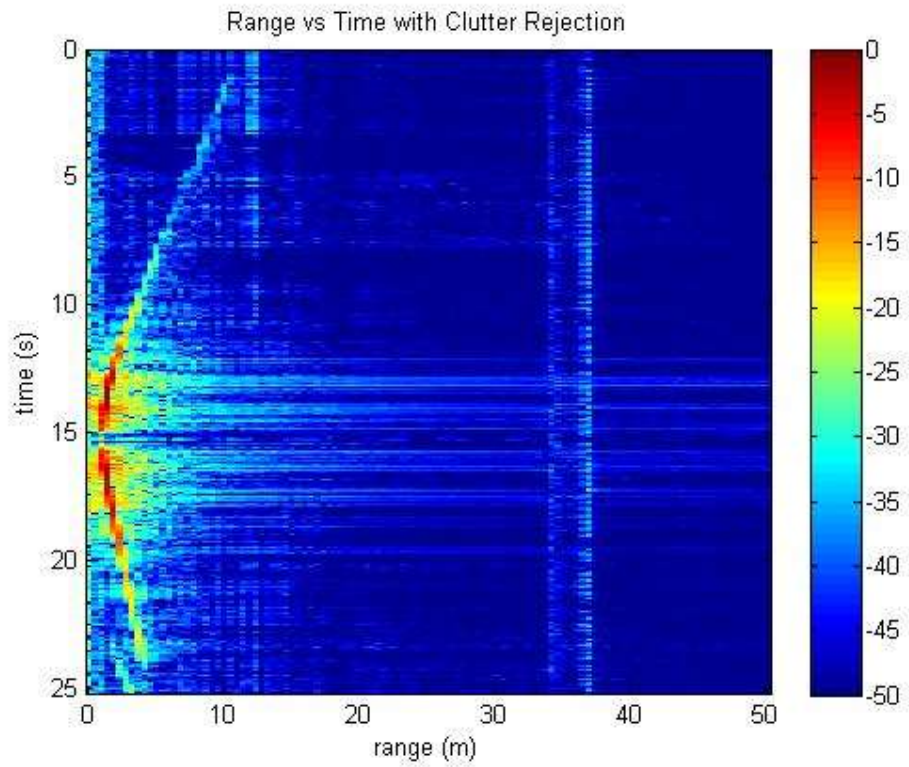


Figura 50: Gráfico rango vs tiempo para escudo refractante yendo hacia el radar y volviendo con cancelación de clutter

Esta prueba es similar a la anterior. La idea ahora es simplemente tomar una ventana de tiempo de observación y ver la trayectoria el escudo refractante de ida y vuelta y trazar el diagrama rango vs tiempo.

La figura 49 muestra el resultado de esta experimentación. Puede observarse como sigue existiendo la misma presencia de clutter estático que existía en la experimentación anterior. Por eso, se aplica nuevamente el algoritmo de cancelación de clutter a las muestras tomadas para mejorar la observación realizada.

La figura 50 muestra el resultado de aplicar el algoritmo de cancelación de clutter a las muestras de la figura 49. Se verifica una mejora en el objetivo detectado a los 12 m, mas no así para la otra detección que, por el contrario, se ve más afectada.

#### Experimentación N°4

Lugar: Pasillo LEICI

Debido a las reflexiones que aparecieron en las mediciones anteriores, se decidió hacer una nueva medición, ahora sin objetivo alguno. El objetivo de esta nueva medición es verificar si estas reflexiones que aparecieron en las mediciones anteriores efectivamente son provocadas por clutter estático dado por la geografía del ambiente de medición. La figura 51 muestra los resultados obtenidos.

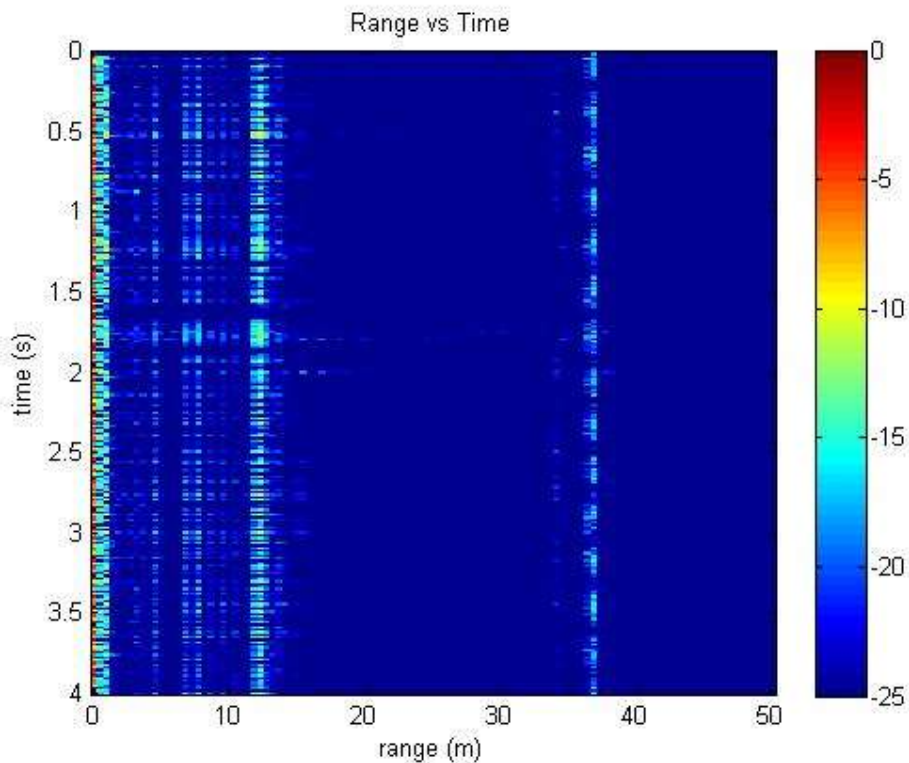


Figura 51: Gráfico de rango vs tiempo sin objetivo, para obtener información del clutter presente en el ambiente

Como era de esperarse, las mediciones arrojaron los resultados previstos anteriormente. El diagrama de la figura 51 muestra como vuelven a aparecer las reflexiones en los 12 m y los 38 m

ahora sin ningún objetivo presente, por lo cual podemos concluir que se tratan de reflexiones provocadas por el ambiente.

Ahora bien, es necesario explicar las reflexiones que se ven para rangos menores, que no aparecían en los experimentos anteriores. Esto es muy sencillo de explicar. El algoritmo de procesamiento desarrollado normaliza los niveles de potencia obtenidos para que, la reflexión de mayor potencia valga 1 (0 dB), por lo que todas las demás reflexiones valdrán fracciones de la unidad (valores por debajo de la línea de 0 dB). En los experimentos anteriores, al existir un objetivo muy refractante, este valor de más alta potencia se normalizaba a la línea de los 0 dB, y todas las reflexiones dadas por clutter, quedan enmascaradas en valores muy lejanos a esta línea de 0 dB. En cambio, en esta medición, los valores de más alta potencia están dados por clutter únicamente, cuya potencia absoluta es mucho menor que la reflejada por un objeto refractante. La diferencia ahora entre el piso de potencia de clutter y el valor máximo de potencia medido, es mucho menor. Las nuevas reflexiones que se ven no están tan “alejadas” en valores de potencia de los máximos, porque todas están dadas por clutter estático. Es por esta razón que ahora vemos reflexiones que antes no veíamos ya que estaban enmascaradas por el nivel de potencia que traían las reflexiones en el objetivo.

Todo esto conduce a una siguiente pregunta. ¿Qué pasaría si casi no hubiera clutter? La normalización haría que, como todo está al mismo nivel de potencia, todos sean aproximadamente valores máximos y, por lo tanto, vería todo rojo, todo cercano al valor de 0 dB. Este efecto se ilustra en el siguiente experimento.

#### Experimentación N°5:

Lugar: Campo de deportes de la facultad

Esta experimentación se realizó en el campo de deportes de la UNLP, un lugar abierto, libre de clutter. La idea para esta prueba es hacer una adquisición del ambiente, que no tiene reflexiones cercanas. De esta manera, dado el algoritmo de procesamiento utilizado, debería medir todo al mismo nivel de potencia, por lo que todo el diagrama debería aparecer pintado de rojo. La figura 52 muestra el resultado de esta prueba.

Como puede observarse en la figura 52, no existen reflexiones salvo algunas mínimas que se deben a rebotes de la chirp contra el piso, las cuales llegan al radar con muy baja potencia (debido a la poca reflectividad de la tierra) o incluso interferencia electromagnética propia del ambiente. Eso explica que el gráfico no sea tan homogéneo. De cualquier manera, está claro que todo está aproximadamente al mismo nivel de potencia por lo que, al normalizar, todo está cercano a los valores máximos de potencia, y casi todo se ve rojo, indicando 0 dB.

La manera de evitar esto es justamente no normalizar respecto al valor máximo. De esta manera, se tomó otra adquisición de datos quitando la normalización. La figura 53 muestra el resultado de esta medición. Como puede observarse, al evitar la normalización, todo se ve con niveles muy bajos de potencia. Se pueden apreciar pequeñas reflexiones muy débiles e interferencia (indistinguibles unas de otras), pero todo a niveles muy bajos de potencia.

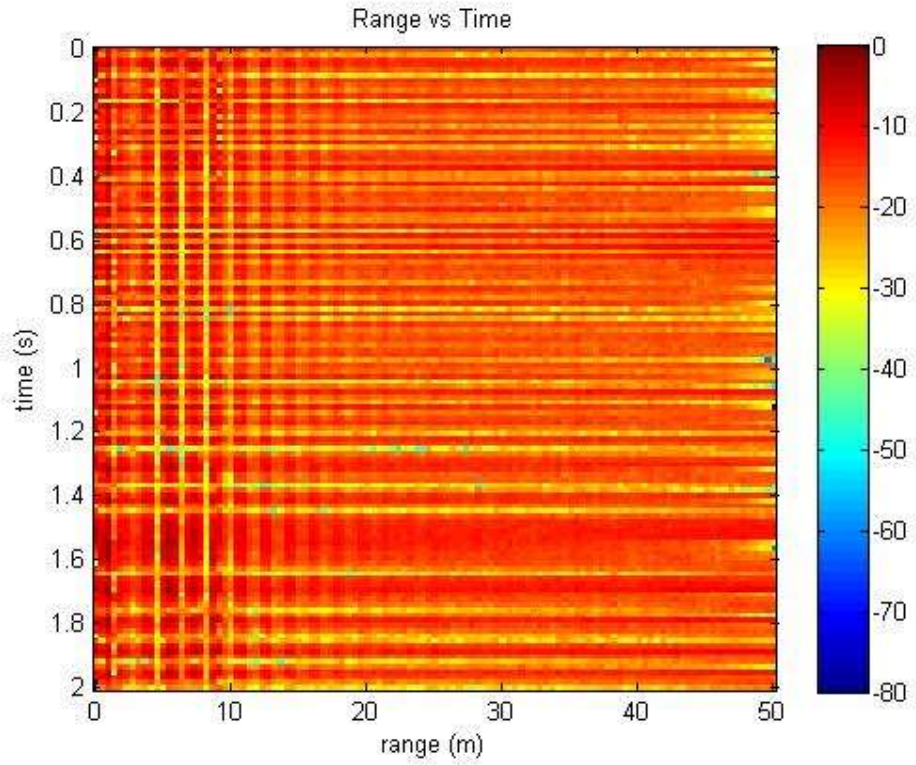


Figura 52: Adquisición del ambiente en el campo de deportes de la UNLP. Como no hay objetivos ni clutter, todo se ve al mismo nivel

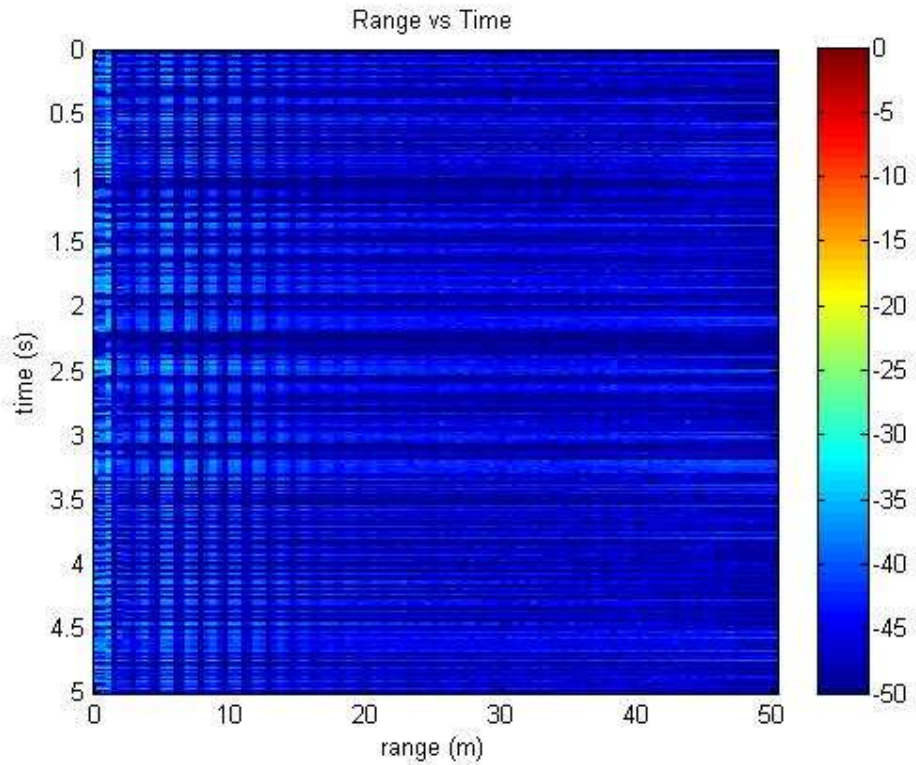


Figura 53: Adquisición del ambiente del campo de deportes de la UNLP, ahora sin normalización

Puede verse en este gráfico que la poca presencia de clutter se encuentra en el orden de los -35 dB aproximadamente. Se puede realizar el mismo gráfico estableciendo el piso en -35 dB, en lugar de -50 dB como muestra la figura 53, de modo tal de verificar que, por sobre este nivel, casi no recibimos señal. La figura 54 muestra este resultado.

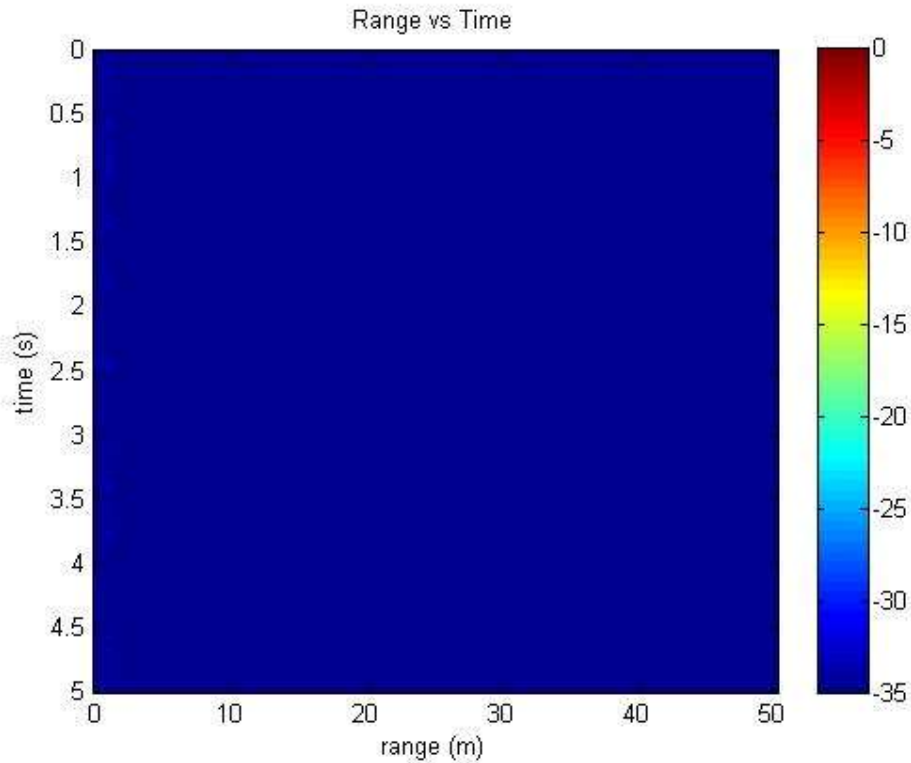


Figura 54: Gráfico de la adquisición de la figura 53, ahora estableciendo el piso de potencia en -35 dB

De esta manera se muestra que el radar puede ser utilizado también para hacer un relevamiento del terreno en el que se quiera hacer alguna otra experimentación. Midiendo rango sin objetivos presentes, se puede proceder de esta forma para establecer cuál es el piso de clutter que se está recibiendo. Esta información es de gran utilidad a la hora de realizar cualquier tipo de experimentación en medida de rango.

### Experimentación N°6

Lugar: Campo de deportes de la UNLP

Se realizó también una medición con objeto refractante. Esta prueba es muy similar a la experimentación N°4, pero en un ambiente mucho más liberado de clutter y contrariamente, primero alejándose del radar y luego acercándose. La figura 55 muestra este resultado.

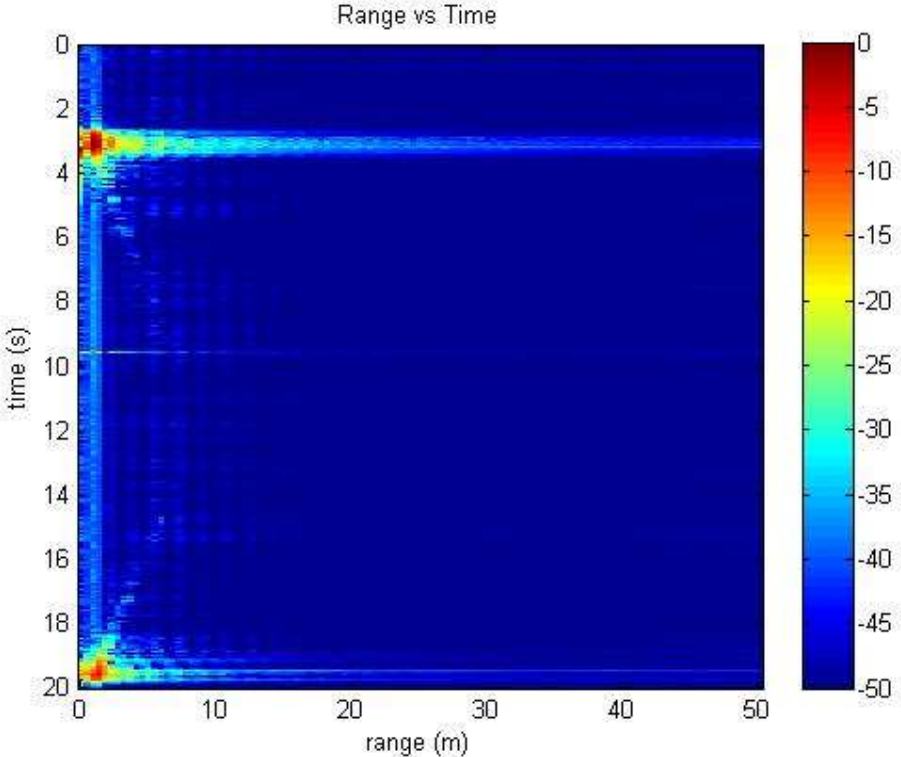


Figura 55: Gráfico rango vs tiempo de escudo refractante alejándose y acercándose al radar

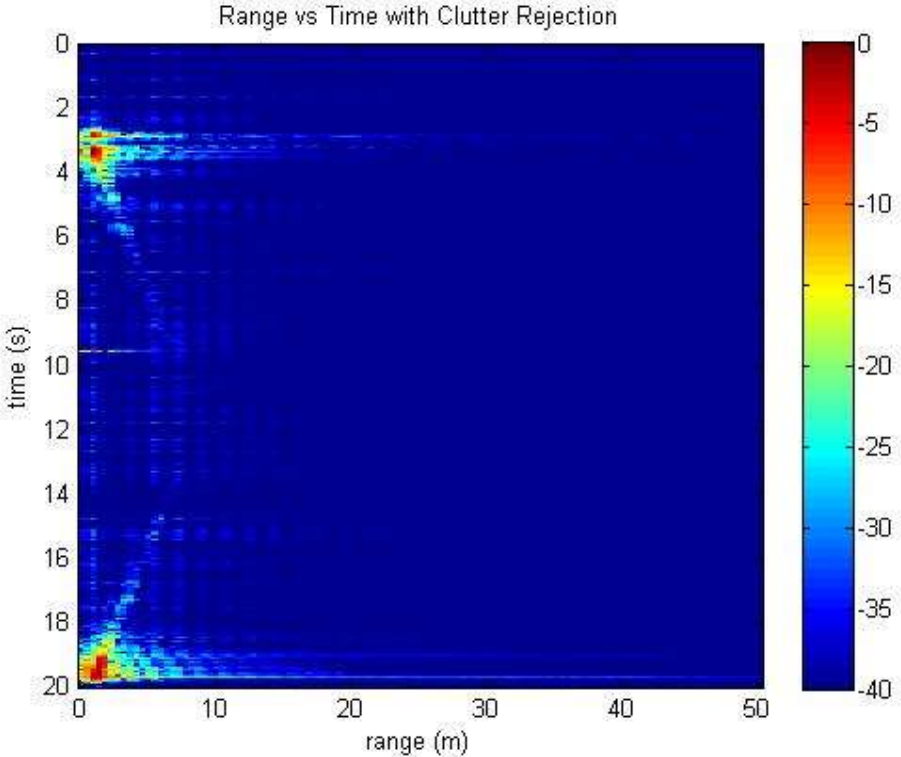


Figura 56: gráfico de rango vs tiempo de escudo refractante alejándose y acercándose al radar



La figura 56 por su parte muestra el diagrama rango versus tiempo del experimento anterior, pero aplicando el algoritmo de reducción de clutter. Debido a que el nivel de clutter estático ya era pequeño, no se obtuvo una mejora apreciable en la visualización del gráfico.

Puede observarse en estos gráficos que se pierde la detección del objetivo y luego se encuentra otra vez cuando el objetivo está volviendo. Esto se debe principalmente a la poca cantidad de potencia reflejada. Para mejorar estas detecciones se necesitaría disponer de un objetivo más grande, que sea capaz de reflejar una mayor cantidad de potencia de señal. Otra opción sería, por supuesto, transmitir más potencia, pero eso ya implicaría una modificación en el diseño del radar.

### 4.2.3. Velocidad vs tiempo

La segunda etapa de experimentación consistió en medir el efecto doppler en el movimiento de ciertos objetivos a lo largo del tiempo, para relevar la velocidad de estos durante toda la adquisición de datos. Una vez adquiridos los datos, se procesaron en MATLAB.

Para realizar estas experimentaciones, el radar se utilizó, por facilidad, como un radar CW explicado en la sección 2.7. El esquema para este tipo de radar es el que muestra la figura 3. Como se explicó anteriormente, la diferencia sustancial de un radar de onda continua (CW radar) y uno de onda continua y frecuencia modulada (FMCW) es que el oscilador local (VCO en nuestro caso) que genera la chirp, es fijo. La frecuencia de la señal generada no varía con el tiempo. Esto permite relevar velocidad por medición del efecto doppler provocado por el objetivo en movimiento, pero es incapaz de distinguir rango, ya que el radar, de esta forma, sólo puede medir diferencias de frecuencia, pero no de fase entre la señal emitida y la recibida. Debido a esto, para realizar estas pruebas bastó simplemente con desconectar la señal de modulación de la entrada  $V_{tune}$  del VCO, y conectarle 5 V, de modo tal que la señal generada por este sea una senoide de una frecuencia determinada, fija.

#### Experimentación N°7

##### Lugar: Pasillo LEICI

Esta experimentación consistió en medir a una persona alejándose del radar. La persona comienza trotando, aumentando su velocidad hasta correr, y luego disminuye la marcha hasta frenar completamente. La figura 57 muestra este resultado. Se observa como la persona pasa cerca del radar durante el primer segundo de adquisición, por eso la potencia recibida es la mayor en toda la medición. A medida que la persona se aleja, la velocidad aumenta.

Se puede notar también que hay una detección de velocidad constante para toda la adquisición situada aproximadamente en los 11 Km/h. Se realizaron los cálculos correspondientes para entender de qué se trata

La relación entre la frecuencia medida por el radar y la velocidad es:

$$v [m/s] = f \frac{\lambda_c}{2}$$

Dónde:

$f$ : frecuencia detectada por el radar

$\lambda_c$ : Longitud de onda central de la chirp

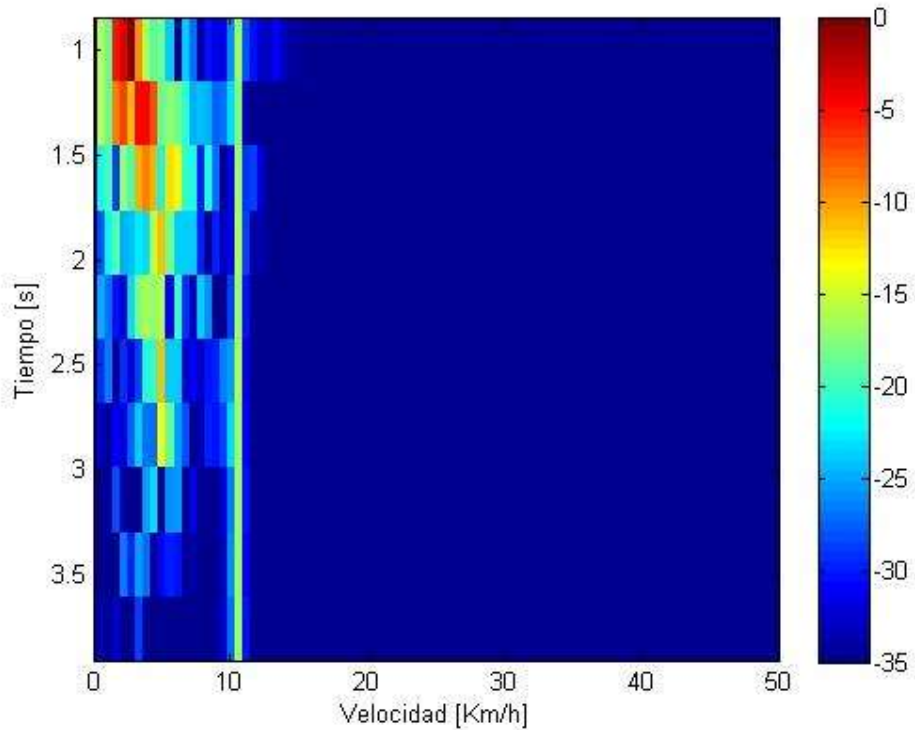


Figura 57: Gráfico velocidad vs tiempo para objetivo alejándose del radar

Dado que la velocidad está mostrada en [Km/h] en el gráfico, es necesario realizar el cálculo de esta forma:

$$v \text{ [Km/h]} = f \frac{\lambda_c \text{ [m]}}{2 \text{ [s]}} \frac{3600 \text{ [s]}}{1000 \text{ [Km]}} = f \frac{\lambda_c}{2} 3,6 \text{ [Km/h]}$$

Por lo tanto, podemos despejar el valor de frecuencia que está midiendo el radar:

$$f = v \frac{2}{\lambda_c} \text{ [Hz]} \cong \frac{11}{3,6} \frac{2}{0,12} = 50,92 \text{ [Hz]}$$

Se puede concluir luego de este cálculo que la detección realizada por el radar es simplemente interferencia de 50 Hz, provocada por la alimentación (tanto del radar como de la laptop utilizada para adquirir los datos).

Experimentación N°8Lugar: Pasillo LEICI

Esta experimentación es similar a la anterior, pero ahora la variación es que el objetivo se va acercando al radar hasta llegar a una distancia cercana, y luego acelera alejándose hasta terminar la adquisición. Esta prueba es mostrada por la figura 58.

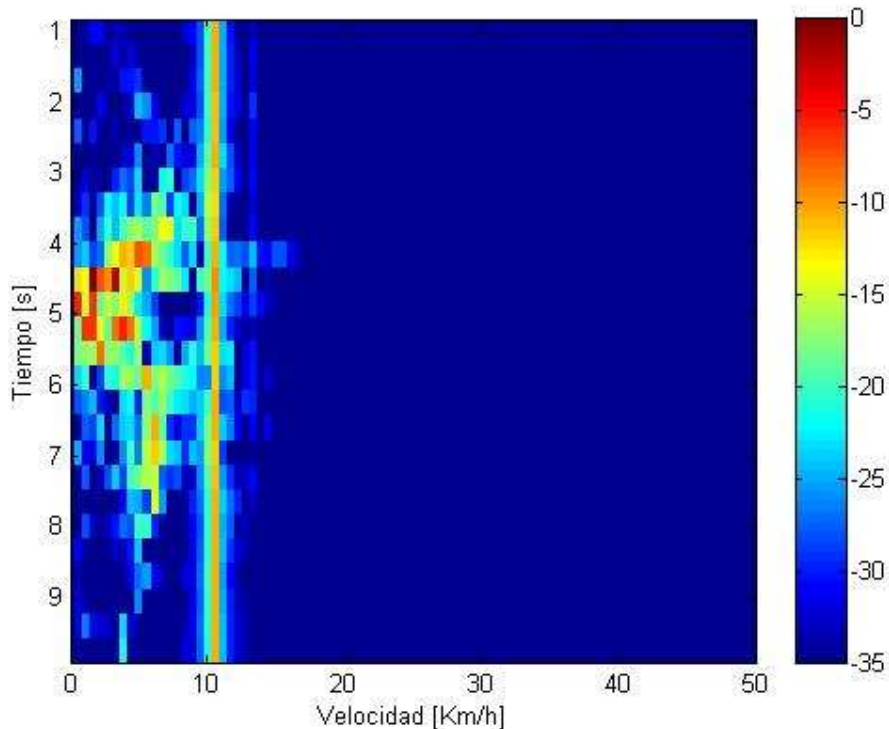


Figura 58: Gráfico velocidad vs tiempo de objetivo acercándose al radar, frenando completamente y luego volviendo hacia atrás

Como primera observación, se puede ver nuevamente la interferencia de 50 Hz, pero la podemos ignorar ahora que ya sabemos su procedencia.

Se observa entonces cómo el radar comienza a recibir potencia de señal. Puede notarse que la velocidad del objetivo aumenta hasta los 7 Km/h aproximadamente y luego disminuye hasta llegar a cero, donde la potencia es máxima. Luego de eso, el objetivo comienza a alejarse del radar, aumentando su velocidad hasta un máximo de 5 Km/h aproximadamente. Cuando el objetivo comienza a frenar, termina la adquisición, por esa razón la última muestra que se observa no tiene velocidad 0 Km/h.

Experimentación N°9Lugar: Pasillo LEICI

En esta nueva prueba el objetivo sigue siendo una persona, sosteniendo el escudo refractante. La prueba consiste en lo siguiente:

Primero, la persona que sostiene el objetivo se para a unos metros del radar. Cuando comienza la adquisición, se aleja caminando del radar por dos segundos. Luego, espera otros pocos

segundos y comienza a correr hacia el radar, se aproxima casi hasta donde se encuentra este y se aleja nuevamente caminando. La figura 59 muestra los resultados de esta medición.

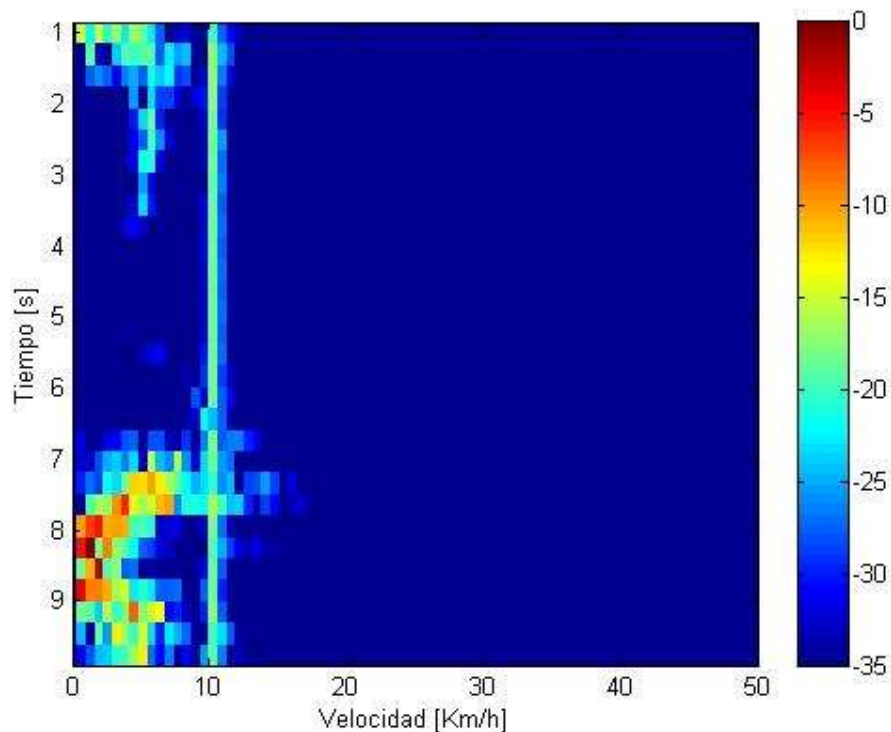


Figura 59: Gráfico velocidad vs tiempo que muestra los resultados de la experimentación N°9

Se puede observar que, en la parte superior del gráfico, para los primeros segundos de adquisición, la potencia que llega al radar no es la máxima. Esto se debe a la distancia que guardaba el objetivo con este. En estos primeros segundos, el objetivo se aleja caminando, alcanzando una velocidad de 5 Km/h hasta que se frena repentinamente. Luego de unos tres segundos, comienza a correr hacia el radar aumentando su velocidad hasta alcanzar un máximo de aproximadamente 10 Km/h y desacelerando hasta llegar al radar. Una vez aquí, inmediatamente el objetivo comienza a alejarse hacia atrás, ahora más lentamente, hasta que la adquisición termina.

#### Experimentación N°10

Lugar: Pasillo LEICI

Esta experimentación se realizó con la motivación de poder eliminar la falsa detección provocada por el ruido de 50Hz. De este modo, se repitió la prueba de la experimentación N°8 primero con una fuente conectada a la red. Luego, la misma prueba se repitió, pero ahora alimentando el radar mediante una batería. Las figuras 60 y 61 comparan estas dos pruebas.

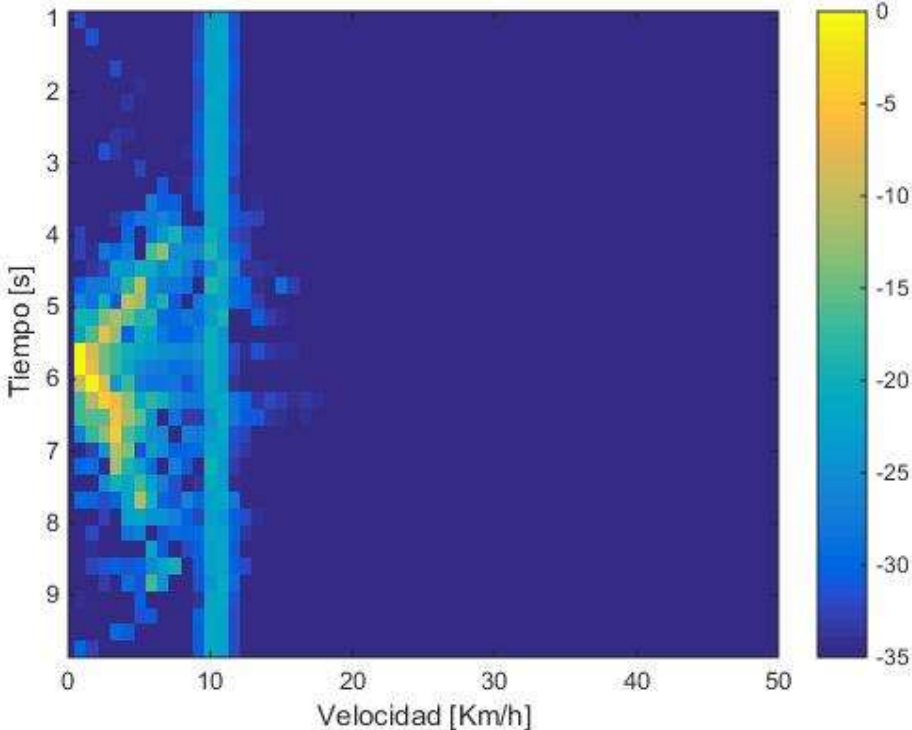


Figura 60: Gráfico velocidad vs tiempo de objetivo utilizando fuente de alimentación

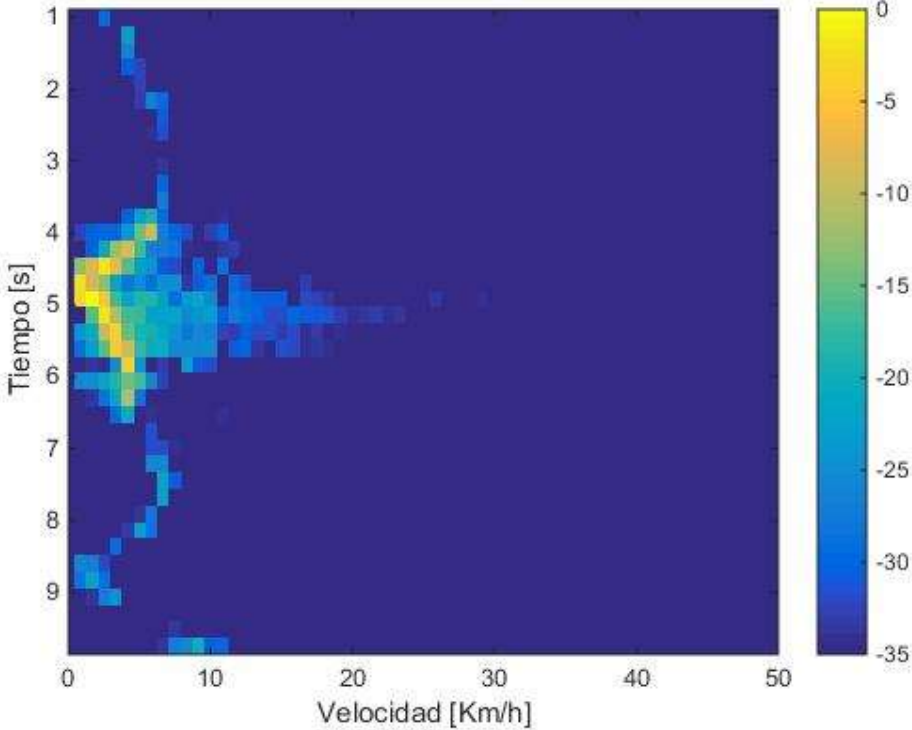


Figura 61: Gráfico velocidad vs tiempo de objetivo alimentando a partir de batería

Puede notarse cómo el ruido de 50 Hz que aparece en la figura 60 no se aprecia en la figura 61. Esto indica que, en su mayor parte, el ruido de 50 Hz era provocado por la alimentación del radar. Esto no implica que la alimentación de la laptop no influya, pero sí podría ser que lo haga con una potencia muy pequeña tal que es despreciable respecto a la potencia de señal medida.

### Experimentación N°11

Lugar: Campo de deportes UNLP

Esta experimentación consistió en patear una pelota, alejándose del radar mientras se adquirían datos. La figura 62 muestra el resultado

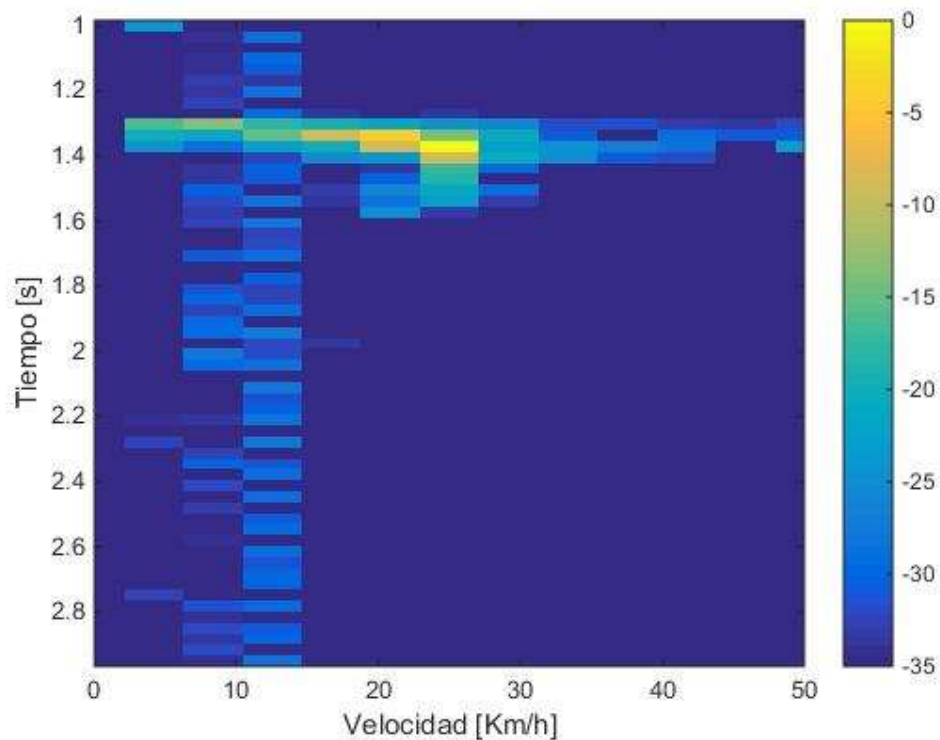


Figura 62: Gráfico velocidad vs tiempo para pelota que se patea alejándose del radar

La figura 62 muestra la detección a partir del segundo 1,3 aproximadamente. La pelota alcanza una velocidad máxima de 25 Km/h a los 1,4 segundos. Durante el segundo 1,5 y 1,6 puede verse a la pelota disminuir su velocidad hasta 20 Km/h aproximadamente, pero luego desaparece. Esto se debe a que la pelota refleja muy poca potencia de señal, ya que es un objeto de muy baja sección cruzada de radar, debido a su bajo volumen; entonces, la pelota desaparece de la visión del radar antes de disminuir su velocidad completamente porque se aleja tanto que ya no llega la suficiente potencia a este último.

#### 4.2.4. Escenarios de medición

En esta sección muestran los escenarios donde se realizaron los experimentos anteriores



Figura 63: Radar montado listo para realizar las mediciones correspondientes en el campo de deportes.



Figura 64: Radar apuntando al objetivo. El objetivo: Escudo refractante fabricado con una caja de cartón cubierta en papel aluminio.





Figura 65: Radar montado para adquirir datos. Se pueden apreciar el objetivo y el escenario de medición

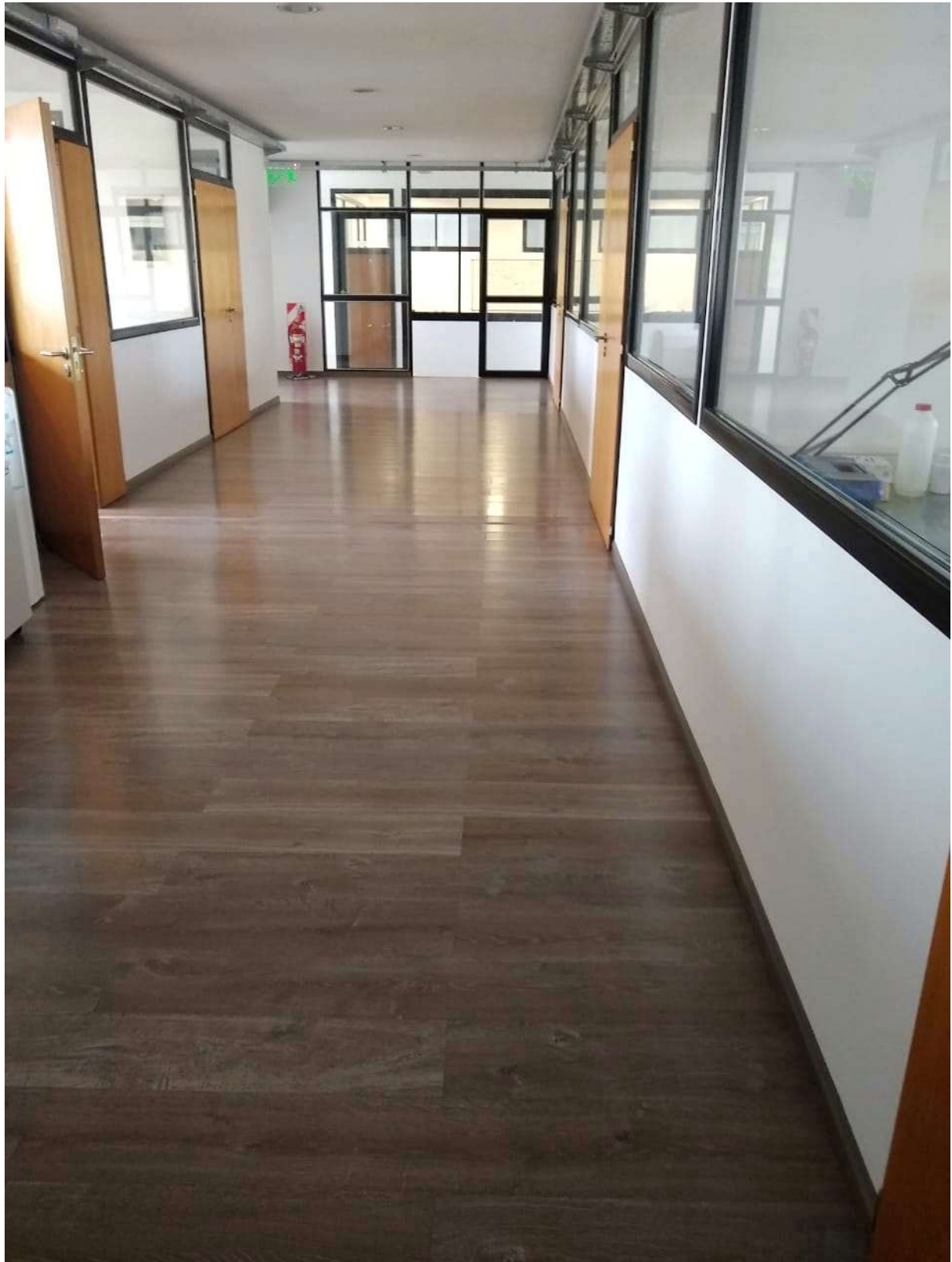


Figura 66: Pasillo de LEICI en el cual se realizaron los experimentos. Largo aproximado: 15m.

#### 4.2.5. Objetivos de medición

Como se mencionó a lo largo de toda la sección 4.2, se utilizaron dos objetivos principales para realizar mediciones. El primero de ellos fue el escudo refractante: una caja de cartón recubierta de papel aluminio. Las medidas de este objetivo rectangular son de 41 cm de ancho por 63,5 cm de alto. La figura 67 muestra una fotografía de este primer objetivo. El segundo objetivo utilizado es una pelota de goma, también recubierta de papel aluminio a fin de mejorar sus capacidades reflectivas. El diámetro de esta pelota esférica es de 17,5 cm. La figura 68 muestra una fotografía de este segundo objetivo.



*Figura 67: Escudo refractante utilizado como objetivo para los distintos experimentos realizados*



*Figura 68: Pelota de goma y recubierta de aluminio, utilizada como objetivo para los distintos experimentos realizados*

## 5. Conclusiones

Tal y como se planteó inicialmente, este proyecto tuvo como objetivo general y principal, el desarrollo de un equipo económico de tecnología radar de onda continua y de baja potencia; este radar se implementó con éxito y logró cumplir con las expectativas, siendo capaz de medir posición y velocidad de distintos objetivos en la banda de 2,4 GHz.

Durante todo el proceso de desarrollo se alcanzaron, a su vez, diversos objetivos parciales, como son:

- Estudio y formación de teoría en sistemas de radar, conocimiento de los distintos tipos de radar (pulsado, onda continua), principios de funcionamiento, ventajas y desventajas, usos y aplicaciones frecuentes.
- Diseño, armado y simulación de circuitos electrónicos.
- Caracterización de componentes y armado de circuitos de RF.
- Estudio e implementación de algoritmos básicos de procesamiento de datos.

Es importante reconocer que, si bien el radar cumple con las prestaciones básicas para las cuales fue construido, pueden realizarse varias mejoras en el diseño para aumentar considerablemente su performance. El radar, es capaz de medir posición y velocidad de determinados objetivos, con aceptable resolución y baja potencia irradiada. Esta última es una característica positiva, aunque por cuestiones físicas, esto implica que las distancias máximas a las que puedo captar objetivos son claramente reducidas.

A continuación, se enumeran ciertas mejoras que podrían aplicarse al radar.

- I. Diseño de antenas: las antenas actuales que presenta el radar, son dos latas de café, las cuales tienen una forma que parece asemejarse a un cilindro, pero muy irregular. Una forma clara de mejorar el desempeño del radar sería, entonces, diseñar antenas de la misma forma, pero mucho más regulares, de un material muy conductor; esto haría que las antenas fueran mucho más directivas y se perdiera menos potencia debido a la forma irregular de las mismas. De la misma forma, el monopolo que actúa como pesca, fue obtenido a partir de un trozo de cable, razón por la cual es, también, muy irregular; por lo tanto, podría diseñarse, al mismo tiempo, un monopolo cilíndrico pequeño, de forma regular.
- II. Cambios en la frecuencia de muestreo: el sistema actual está diseñado para poder muestrear la señal recibida utilizando una placa de audio de cualquier notebook estándar, las cuales suelen tomar muestras con una frecuencia de 48 ksps. Esta no tiene que ser necesariamente la única manera, podríamos, por ejemplo, utilizar un muestreador externo, de una frecuencia de muestreo superior. Esto mejoraría considerablemente la resolución del radar. Es necesario tener en cuenta que, para poder implementar esto, hay que rediseñar el filtro pasa bajos de la etapa de filtrado del radar, ya que tiene una frecuencia de corte de tan sólo 15 KHz, por lo que estaría desaprovechando la capacidad de muestreo del nuevo ADC.
- III. Cambios en la frecuencia de trabajo del radar: Este radar trabaja en la banda de 2,4 GHz, sin embargo, en general, este tipo de radares trabaja en frecuencias muy superiores, del orden

de los 80 GHz. Esto es así porque esta frecuencia de trabajo implica longitudes de onda menores. Tener una mejor resolución cambiando simplemente la frecuencia de trabajo, permite relajar las condiciones de muestreo y la ventana de observación, esto significa que, si trabajamos en una frecuencia superior, la ventana de tiempo en la que tenemos que observar, tiene que ser menor para alcanzar la misma resolución. En otras palabras, necesito menos muestras totales para alcanzar una misma resolución. Está claro que, si bien esto mejora las condiciones del radar, técnicamente en este caso, habría que rediseñar el radar por completo, ya que todo el diseño actual está pensado para trabajar en la banda de 2,4 GHz, y tanto las antenas como los módulos de RF utilizados, funcionan únicamente en esta banda.

- IV. Mejora de algoritmos de procesamiento y post-procesamiento: Se aplicaron algoritmos de procesamiento de datos muy simplificados en este proyecto. Aplicar otros algoritmos de procesamiento y post-procesamiento podría mejorar el desempeño del radar considerablemente. En este proyecto, la detección se realiza mediante la observación de gráfico que muestra la señal captada por el radar. El usuario interpreta los datos que el radar toma, y eso puede ser perjudicial, ya que es necesario un contexto y un entendimiento de la medición que se está realizando, para poder interpretar los resultados. Existen algoritmos de detección y seguimiento muy potentes que permiten automatizar la detección de objetivos, que independizarían la medida de la observación humana.
- V. Mejora de la potencia: Una mejora obvia, pero efectiva, sería transmitir una mayor cantidad de potencia. Para ello, sería necesario amplificar aún más la potencia de la señal generada por el oscilador y adaptar el radar, para poder recibir mayores niveles de potencia también. De esta manera, se puede mejorar la distancia máxima a la que el radar es capaz de detectar un objetivo.
- VI. Procesamiento bidimensional: Por cuestiones constructivas del radar, no fue posible aplicar el método de procesamiento bidimensional. Mejorando todas las características del radar mencionadas anteriormente, también sería posible aplicar la Transformada de Fourier 2D, para medir velocidad y posición de los objetivos en simultáneo. Esta es la forma en la que trabajan los radares de pulsos.
- VII. Mejora en la modulación: Como se explicó en la sección 4.2.1, debido al circuito integrado utilizado, la tasa de chirp (período entre barridos de frecuencia) mínima está determinada, y es un limitante para la velocidad máxima que puede detectar el radar. Una mejora a realizar, entonces, sería un cambio en el diseño, utilizando otra tecnología, que permita obtener tasas de chirp menores, aumentando así la velocidad máxima medible por el radar.

## Anexo A – Deducción de ecuaciones presentadas en este informe

### Ecuación (2.7.1)

El tiempo requerido para que una onda electromagnética se propague por el espacio una distancia  $R$ , se refleje y vuelva, sabiendo que lo hace a la velocidad de la luz, es de  $2R/c$ . Por lo cual, midiendo el tiempo en el que una onda tarde en ser emitida, reflejarse y volver a ser captada se puede obtener la distancia  $R$  a la que se encuentra el objetivo cómo:

$$R = ct_0/2$$

La señal emitida será una onda sinusoidal de amplitud constante que se puede modelar cómo:

$$x(t) = A \text{sen}(\omega t)$$

La onda viaja hacia el objetivo y es reflejada por éste. Durante el trayecto, se atenúa debido a la misma reflexión y a las pérdidas por propagación en el espacio libre. La onda recibida, además, será otra senoide, pero desfasada respecto de la original debido al retardo en la propagación. Puede ser modelada cómo:

$$y(t) = B \text{sen}(\omega t + \phi)$$

Este desfase está dado por el tiempo que tarda en propagarse de la onda.

La onda  $y(t)$  es la onda  $x(t)$  desfasada y atenuada, por lo cual, se debe cumplir que

$$x(t + t_0) = y(t)$$

Despreciando el efecto de la atenuación en la amplitud de la onda emitida (que no cumple ningún rol en el cálculo de la diferencia de fase entre las señales) se pueden igualar los argumentos de ambas señales:

- $x(t + t_0) = A \text{sen}[\omega(t + t_0)]$
- $y(t) = B \text{sen}(\omega t + \phi)$

$$\omega(t + t_0) = \omega t + \phi$$

$$\omega t + \omega t_0 = \omega t + \phi$$

$$\omega t_0 = \phi$$

$$\omega(2R/c) = \phi$$

$$2\pi f_c(2R/c) = \phi$$

$$4\pi(f_c/c)R = \phi$$



**Ecuación (2.7.2)**

Si el objetivo se encuentra en movimiento, la posición del objetivo varía a lo largo del tiempo. Podemos pensar a la posición como una función del tiempo modelada por:

$$R(t) = vt + R_i$$

Donde  $R_i$  es la posición inicial del objetivo.

La onda reflejada ahora cambiará su fase a lo largo del tiempo respecto de la onda emitida. Si el objetivo se mueve a velocidad constante, este cambio de fase será constante. Un cambio de fase lineal y constante en la señal implica un salto de frecuencia. Las ondas emitida y reflejada ahora diferirán en su frecuencia.

Supongamos que el objetivo se acerca hacia el radar y por eso tomamos a la velocidad  $v$  como positiva (ya que por el efecto Doppler, la frecuencia de la onda reflejada será mayor).

$$\begin{aligned} y(t) &= B \operatorname{sen}[\omega t + \phi(t)] \\ &= B \operatorname{sen}[\omega t + 4\pi(f_c/c) R(t)] \\ &= B \operatorname{sen}[\omega t + 4\pi(f_c/c)(vt + R_i)] \\ &= B \operatorname{sen}[2\pi f_c t + 4\pi(f_c/c)(vt + R_i)] \end{aligned}$$

Despreciando la posición inicial del objetivo, el argumento queda:

$$2\pi f_c t + (4\pi f_c/c)vt = 2\pi(f_c + (2f_c/c)v)t$$

Sabiendo que  $c = \lambda_c f_c$ , entonces:

$$2\pi(f_c + (2f_c/c)v)t = 2\pi(f_c + (2/\lambda_c)v)t$$

Por lo cual, la onda reflejada será:

- $y(t) = B \operatorname{sen}(2\pi(f_c + (2/\lambda_c)v)t)$

Como puede observarse, cuando el objetivo se acerca al radar, podemos medir que la onda reflejada tiene una frecuencia mayor. Repitiendo el procedimiento para un objetivo que se aleja, se puede obtener fácilmente que la señal recibida en este caso sería:

- $y(t) = B \operatorname{sen}(2\pi(f_c - (2/\lambda_c)v)t)$

Podemos concluir que la variación en la frecuencia de la señal recibida, dado por el efecto Doppler, será:

$$\Delta f_D = \pm 2v/\lambda_c$$

**Ecuación de Radar (2.7.3):**

Deducción parcial de la ecuación de radar descripta anteriormente. Con esta ecuación alcanza para describir el balance de potencias en este radar.

Sabemos que una antena isotrópica transmite potencia de igual forma en todas las direcciones. Por lo cual, la densidad de potencia por unidad de área transmitida por una antena isotrópica será:

$$U_0 = P_t/4\pi R^2 [W/m^2]; \text{ donde } P_t \text{ es la potencia transmitida y } R \text{ la distancia radial.}$$

Para una antena direccional, en la dirección de máxima intensidad de radiación, la máxima densidad de potencia transmitida será:

$$Q_0 = P_t G/4\pi R^2 [W/m^2]; \text{ donde } G \text{ es la ganancia de la antena (en veces).}$$

Cuando la onda se refleja en un objetivo y vuelve hacia el radar, la potencia que retorna está atenuada respecto de la que se emitió. La potencia reflejada puede calcularse como:

$$P_b = P_t G \sigma/4\pi R^2 [W]; \text{ donde } \sigma \text{ es la RCS (radar cross section).}$$

Dado que la definición de la RCS asume que la potencia de la onda reflejada es irradiada isotrópicamente, la densidad de potencia de la onda reflejada nuevamente desde una distancia R es:

$$U_b = P_b/4\pi R^2 = [P_t G \sigma/4\pi R^2]/4\pi R^2 = P_t G \sigma/(4\pi)^2 R^4 [W/m^2]$$

Si la apertura efectiva de la antena es  $A_e [m^2]$  entonces la potencia total recibida por la antena receptora del radar será:

$$P_r = P_t G A_e \sigma/(4\pi)^2 R^4 = P_t G (G \lambda^2/4\pi) \sigma/(4\pi)^2 R^4 = P_t G^2 \lambda^2 \sigma/(4\pi)^3 R^4 [W]$$

**Ecuación (2.8.12):**

Esta deducción sólo es válida para el período de tiempo durante el cual se realiza un barrido de frecuencia, sin pasar a otro. Para  $\tau < t_n < T$  la señal transmitida es

$$S_T(n, t_n) = A \cos\{2\pi[(f_0 + (B/2T) t_n) t_n + \phi_n]\}$$

y la señal recibida es:

$$S_R(n, t_n) = A \cos\{2\pi[(f_0 + (B/2T) (t_n - \tau)) (t_n - \tau) + \phi_n]\}$$

Teniendo en cuenta la siguiente identidad trigonométrica:

$$2 \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$$

Cuando las dos señales anteriores se multiplican en el mixer y luego la componente de alta frecuencia (formada por la suma de las frecuencias anteriores) se filtra, se obtiene una señal cuya frecuencia es la diferencia entre las frecuencias de las señales involucradas. Esto es:

$$x(n, t_n) = A^* \cos[2\pi \phi(n, t_n)]$$

Donde

$$\phi(n, t_n) = f_0 \tau - (B/2T)(\tau^2 - 2t_n \tau)$$

Pero

$$\tau = 2R_0/c + (2v/c)n G + f_0(2v/c)t_n$$

Cuando se sustituye la expresión de  $\tau$  en la ecuación anterior y despreciamos los términos que contienen  $1/c^2$ ;

$$\phi(n, t_n) = f_0 \left(\frac{2R_0}{c}\right) + n f_0 \left(\frac{2v}{c}\right) G + f_0 \left(\frac{2v}{c}\right) + \left(\frac{B}{T}\right) \left(\frac{2R_0}{c}\right) + \left(\frac{B}{T}\right) \left(\frac{2v}{c}\right) n G t_n + (B/T)(2v/c)t_n^2$$

Considerando los términos:

(a)  $(B/T)(2v/c)n G t_n$

(b)  $(B/T)(2v/c)t_n^2$

Puede observarse que son máximos cuando  $t_n$  es máximo. Esto es cuando  $t_n = T$ . Los máximos valores posibles para estos términos son

(a)  $B(2v/c)n G$

(b)  $B(2v/c)T$

Teniendo en cuenta los parámetros típicos de un radar, estos términos son despreciables en comparación a los otros sumandos y pueden ser descartados. Los parámetros típicos son:

$$f_0 \approx 3.10^9 \text{ Hz}$$

$$B \approx 10^6 \text{ Hz}$$

$$T \approx G \approx 10^{-3} \text{ s}$$

$$c \approx 3.10^8 \text{ m/s}$$

$$R_0 \approx 10^3 \sim 10^4 \text{ m}$$

$$v \approx 1 \sim 10 \text{ m/s}$$

Así, normalizando  $A^*$  al valor 1, la expresión final para la señal es

$$x(n, t_n) = \cos[2\pi \vartheta(n, t_n)];$$

Donde:

$$\vartheta(n, t_n) = [f_0(2R_0/c) + nf_0(2v/c)G] + [f_0(2v/c) + (B/T)(2R_0/c)] t_n$$

## Anexo B – Descomposición en fase y cuadratura

En la sección 2.7 se presentó el mixer en cuadratura, el cual descompone la señal recibida por el radar en fase y cuadratura para poder distinguir si el corrimiento Doppler dado corresponde a un objetivo que se acerca hacia el radar o que se aleja de él.

La señal emitida puede modelarse como:  $x_i(t) = A \text{sen}(2\pi f_c t)$

La señal recibida, a su vez, será:  $y(t) = B \text{sen}(2\pi(f_c \pm \Delta f)t)$ ; que es una copia de la señal enviada pero atenuada y con un corrimiento en frecuencia dado por el efecto Doppler. Se debe recordar que ese corrimiento será positivo si el objetivo se está acercando, y negativo en caso contrario.

Señal en fase: En MXR1 se produce la multiplicación de la señales enviada y recibida. El producto obtenido se filtra y el resultado se denomina señal en fase.

$$\begin{aligned} x(t) \cdot y(t) &= AB \text{sen}(2\pi f_c t) \text{sen}(2\pi(f_c \pm \Delta f)t) = \\ &= AB \{ \cos[(2\pi f_c t) + 2\pi(f_c \pm \Delta f)t] + \cos[(2\pi f_c t) - 2\pi(f_c \pm \Delta f)t] \} = \\ &= AB \{ \cos[2\pi(2f_c \pm \Delta f)t] + \cos[-2\pi(\pm \Delta f)t] \} = \\ &= AB \{ \cos[2\pi(2f_c \pm \Delta f)t] + \cos(2\pi \Delta f t) \} \end{aligned}$$

- *Aplicando un filtro pasa bajos adecuado a esta señal, se obtiene la señal en fase, eliminando la componente de alta frecuencia*

$$I(t) = AB \cos(2\pi \Delta f t)$$

Como se puede observar, el producto obtenido por la multiplicación entre la señal generada y la recibida, no es capaz de distinguir el sentido de movimiento del objetivo, debido a que es indistinto que el corrimiento en frecuencia sea positivo o negativo.

Señal en cuadratura: En MXR2 se produce la multiplicación de la señal enviada desfasada en 90° y recibida. El producto obtenido se filtra y el resultado se denomina señal en cuadratura.

La señal generada desfasada puede modelarse como:  $x_q(t) = A \cos(2\pi f_c t)$

Mientras que la señal recibida seguirá siendo:  $y(t) = B \text{sen}(2\pi(f_c \pm \Delta f)t)$

$$\begin{aligned} x_q(t) \cdot y(t) &= AB \cos(2\pi f_c t) \text{sen}(2\pi(f_c \pm \Delta f)t) = \\ &= AB \{ \text{sen}[2\pi(f_c \pm \Delta f)t + (2\pi f_c t)] + \text{sen}[2\pi(f_c \pm \Delta f)t - (2\pi f_c t)] \} = \\ &= AB \{ \text{sen}[2\pi(2f_c \pm \Delta f)t] + \text{sen}[2\pi(\pm \Delta f)t] \} = \\ &= AB \{ \text{sen}[2\pi(2f_c \pm \Delta f)t] \pm \text{sen}[2\pi \Delta f t] \} = \end{aligned}$$

- *Aplicando un filtro pasa bajos adecuado a esta señal, se obtiene la señal en cuadratura, eliminando la componente de alta frecuencia*

$$Q(t) = \pm AB \text{sen}(2\pi \Delta f t)$$

Es posible ver que la señal en cuadratura sí distingue los posibles signos del corrimiento Doppler en frecuencia. Esto quiere decir, que es capaz de distinguir si el objetivo se acerca o se aleja del radar.

Visualizando en una pantalla, es fácil ver que, si la señal en fase atrasa respecto a la señal en cuadratura, quiere decir que el signo '-' precede a la señal en cuadratura, lo cual significa que el objetivo se aleja del radar. Por el contrario, si la señal en fase adelanta a la señal en cuadratura, quiere decir que el signo '+' precede a la señal en cuadratura, lo cual significa que el objetivo se acerca al radar.

## Referencias

- [1] Charvat, G. (2011). *RES.LL-003 Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging*. Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare. Obtenido de <https://ocw.mit.edu/>
- [2] Skolnik, M. I. (1980). *Introduction to RADAR systems* (Segunda ed.). McGraw-Hill.
- [3] Balanis, C. (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design* (Cuarta ed.). John Wiley and Sons.
- [4] *Principles of Communications*, 7th Edition, Rodger E. Ziemer, William H. Tranter.
- [5] *Signal Processing and Range Spreading in the FM-CW Radar*, Edmond A. Costa Russell B. Chadwick, Boulder, Colorado. Mayo 1984.