

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Facultad de Ciencias e Ingeniería



**Diseño e implementación de un Sistema de Radar Estático de Corto Alcance
de Onda Continua en Frecuencia Modulada para Mediciones de Rango y
Velocidad**

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico

Presentado por:

César Aldo Canelo Solórzano

Walter Alberto Quiñones Bernaola

Asesor:

Dr. Manuel Yarlequé Medina

Lima, Marzo de 2015

Descripción y Objetivos:

En la actualidad, los sistemas de radar de apertura sintética instalados en aeronaves no tripuladas están siendo utilizados para la generación de imágenes de diferentes tipos de terreno. Estos sistemas están compuestos de una unidad de radar y de una plataforma en movimiento que hace posible el efecto de apertura sintética.

En los sistemas de radar de apertura sintética, la unidad de radar se encarga de transmitir y recibir las señales de radiofrecuencia para obtener los parámetros básicos de rango y velocidad necesarios para la generación de la imagen. Esta unidad debe cumplir con diferentes parámetros de diseño, definidos por las características de la aeronave no tripulada, tales como peso y dimensiones. Es por esta razón que actualmente se están empleando los radares de onda continua en frecuencia modulada, debido a su bajo consumo de energía comparado con otras unidades de radar como el radar de pulsos.

La presente tesis tiene como objetivo diseñar e implementar un sistema de radar de onda continua, en frecuencia modulada y en la banda de 2.4 GHz, que tenga la capacidad de medir parámetros de rango y velocidad. El radar funcionará sin movimiento pero con capacidad de ser portable, además se tomará en cuenta los parámetros de diseño que permitan la escalabilidad para que diseños posteriores puedan ser implementados en aeronaves no tripuladas.

El desarrollo de la tesis involucra el diseño del sistema e implementación de los bloques constitutivos del radar de onda continua en frecuencia modulada, además se incluye una etapa de generación, adquisición y almacenamiento de la señal para su posterior procesamiento usando una computadora. También se incluye una etapa de regulación de voltaje para suministrar energía a los diferentes dispositivos. El diseño será validado utilizando un velocímetro para la medición de velocidad y una cinta métrica para la medición de distancia.

Resumen

En el capítulo 1 se hace una breve descripción de los sistemas de Radar de Apertura Sintética y su funcionamiento conjunto con Aeronaves No tripuladas. Posteriormente se hace un análisis de los beneficios y limitaciones de las principales unidades de radar existentes, y se describe los términos comúnmente utilizados en unidades de radar, como el rango, resolución, el azimut y la frecuencia Doppler.

En el capítulo 2 se hace una descripción del Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada y el Radar Doppler, luego se desarrolla a detalle el funcionamiento del primero, mencionando aspectos como su ecuación de Radar, modulación en frecuencia y resolución. Además se hace una descripción de los componentes de radiofrecuencia utilizados en este tipo de radar.

En el capítulo 3 se expone la metodología utilizada para el diseño e implementación del Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada propuesto en el presente documento. Para esto, se detallan los bloques constitutivos del radar, diseño de filtros, cálculos de potencia, etapas de procesamiento y alimentación.

En el capítulo 4 se muestran las pruebas y los resultados obtenidos a partir de la operación de la unidad de radar implementada. La validación de dicha unidad se llevará a cabo utilizando un velocímetro para las pruebas de velocidad y una cinta métrica para las pruebas de distancia.

Finalmente, se muestran las conclusiones y recomendaciones a las que se llegó al realizar la presente tesis.

Índice General:

Introducción

1. Problemática.....	1
1.1. Proyecto PUCP para implementar sistemas SAR en UAVs.....	1
1.2. Problemática en sistemas SAR para aeronaves no tripuladas.....	3
1.3. Beneficios y limitaciones de tipos de radares usados en SAR.....	6
1.4. Justificación.....	8
1.5. Objetivos.....	9
2. Fundamento Teórico.....	10
2.1. Estado del arte.....	10
2.1.1. Radar de onda continua en frecuencia modulada.....	10
2.1.2. Radar Doppler.....	13
2.2. Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada.....	14
2.2.1. Ecuación de un radar de onda continua.....	16
2.2.2. Modulación en frecuencia.....	17
2.2.3. Modulación lineal en frecuencia de una onda continua.....	17
2.2.4. Rango.....	19
2.2.5. Resolución de rango.....	22
2.2.6. Frecuencia de Doppler.....	23
2.2.7. Resolución de la frecuencia de Doppler.....	23
2.3. Componentes de Radiofrecuencia.....	24
2.3.1. VCO.....	24
2.3.2. Amplificador de bajo ruido.....	24
2.3.3. Mezclador.....	25

2.3.4. Divisor de potencia.....	27
2.3.5. Filtro pasa banda.....	27
2.3.6. Filtro pasa bajos.....	29
2.3.7. Antenas planares.....	30
3. Diseño e Implementación de un Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada.....	31
3.1. Consideraciones preliminares.....	31
3.2. Diagrama de bloques del sistema.....	33
3.3. Unidad de radar.....	34
3.3.1. Bloques constitutivos del radar.....	34
3.3.2. Diseño del filtro pasa bajos.....	39
3.3.3. Cálculo de potencia.....	48
3.4. Unidad de control.....	52
3.4.1. Etapa de generación de la señal triangular y cuadrada.....	52
3.4.2. Etapa de muestreo.....	55
3.4.3. Etapa de pre-procesamiento.....	55
3.5. Unidad de procesamiento.....	56
3.5.1. Implementación de algoritmo para obtención de velocidad ...	56
3.5.2. Implementación de algoritmo para obtención de distancia ...	57
3.6. Etapa de alimentación.....	59
4. Pruebas y resultados.....	62
4.1. Pruebas de distancia utilizando una cinta métrica.....	62
4.2. Pruebas de velocidad utilizando un velocímetro.....	65

4.3.	Resultados de resolución en distancia.....	68
4.4.	Resultados de resolución en velocidad.....	70
4.5.	Presupuesto de fabricación.....	73
Conclusiones.....		74
Recomendaciones.....		75
Bibliografía.....		76
Anexos		
	Programa en MATLAB para la distancia	
	Archivos WAV de distancia	
	Programa en MATLAB para la velocidad	
	Archivos WAV velocidad	
	Hojas de datos de los componentes	

Índice de Figuras

Figura 1.1. Sistema de Radar de Apertura Sintética.....	2
Figura 1.2. Modelo geometría del SAR.....	4
Figura 1.3. Esquema del envío y recepción de un radar de pulsos.....	7
Figura 1.4. Esquema de la forma de onda de un radar de onda continua.....	8
Figura 2.1. Diagrama de bloques del MicroASAR.....	10
Figura 2.2. Especificaciones técnicas del MicroASAR.....	11
Figura 2.3. Diagrama de bloques de un radar de anti-colisión.....	12
Figura 2.4. Datos de los componentes del radar de anti-colisión.....	13
Figura 2.5. Diagrama de bloques del módulo HB100.....	14
Figura 2.6. Especificaciones Técnicas de módulo HB100.....	14
Figura 2.7. Diagrama de bloques de un radar FMCW.....	15
Figura 2.8. Formas de onda según la modulación triangular.....	19
Figura 2.9. Modulación lineal en frecuencia de una onda triangular.....	20
Figura 2.10. Formas de onda triangular transmitida y recibida.....	21
Figura 2.11. Conversión de frecuencia usando un mixer.....	26
Figura 2.12. Divisores de potencia del tipo juntura T.....	27
Figura 2.13. Divisores de potencia del tipo juntura T sin pérdidas.....	27
Figura 2.14. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa banda.....	28
Figura 2.15. Diagrama de bloques de un filtro pasa banda.....	28
Figura 2.16. Respuesta ideal de un filtro pasa bajos.....	29
Figura 2.17. Regiones en un filtro real.....	29
Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema.....	33
Figura 3.2. Filtro Pasa Bajo de 2do Orden topología Sallen-Key.....	40
Figura 3.3. Filtro de 4to Orden topología Sallen-Key.....	40
Figura 3.4. Primera etapa del filtro de 4to Orden.....	41
Figura 3.5. Segunda etapa del filtro de 4to Orden.....	42
Figura 3.6. Filtro Butterworth de 4to orden topología Sallen-Key.....	42

Figura 3.7. Respuesta del filtro ideal Ganancia vs. Frecuencia.....	43
Figura 3.8. Señal senoidal a la entrada del filtro.....	43
Figura 3.9. Respuesta del filtro a 12 KHz.....	44
Figura 3.10. Respuesta del filtro a 14 KHz.....	44
Figura 3.11. Topología de filtro de 1er orden.....	45
Figura 3.12. Filtro activo de 1er orden.....	46
Figura 3.13. Respuesta del filtro Ganancia vs. Frecuencia.....	46
Figura 3.14. Respuesta del filtro Voltaje vs. Tiempo.....	47
Figura 3.15. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro Pasa bandas.....	47
Figura 3.16. Calculo de potencia teórica.....	48
Figura 3.17. Potencia de transmisión real.....	49
Figura 3.18. Ganancia y figura del ruido de los componentes del radar.....	49
Figura 3.19. Diseño implementado del prototipo de Radar.....	51
Figura 3.20. Voltaje pico de salida vs R3.....	53
Figura 3.21. Generador de señales.....	54
Figura. 3.22. Señales triangular y cuadrada del radar.....	54
Figura 3.23. Diagrama de flujo para la velocidad.....	57
Figura 3.24. Diagrama de flujo para la distancia.....	59
Figura 3.25. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación.....	60
Figura 3.26. Diagrama esquemático del circuito de la fuente de alimentación.....	61
Figura 4.1. Medición de distancia en campo abierto.....	62
Figura 4.2. Medición de distancia en espacios internos.....	63
Figura 4.3. Medición de distancia sin rechazo de clutter.....	64
Figura 4.4. Velocímetro de un automóvil.....	65
Figura 4.5. Escenario de pruebas.....	65
Figura 4.6. Medición de velocidad a 10 Km/h.....	66
Figura 4.7. Medición de velocidad a 20 Km/h.....	67
Figura 4.8. Medición de velocidad a 30 Km/h.....	68
Figura 4.9. Distancia con paradas sucesivas cada 5 metros.....	69

Figura 4.10. Resolución real obtenida.....	70
Figura 4.11. Chasis de protección y transporte del radar.....	71
Figura 4.12. Vista frontal y de lado del sistema de radar.....	72
Figura 4.13. Vista del sistema de radar y la laptop en el campo de pruebas.....	72

Índice de Tablas

Tabla 3.1. Comparación entre VCOs.....	34
Tabla 3.2. Comparación entre LNAs.....	35
Tabla 3.3. Comparación entre BPFs.....	36
Tabla 3.4. Comparación entre SPLITTERS.....	37
Tabla 3.5. Comparación entre MIXERS.....	38
Tabla 3.6. Característica de la antena planar quasi yagui.....	38
Tabla 3.7. Datos de la ganancia y figura de ruido de los componentes.....	50
Tabla 3.8. Comparación etapa generador de señales.....	52
Tabla 3.9. Características técnicas de las baterías.....	61
Tabla 4.1. Comparación entre distancia real y medida.....	70
Tabla 4.2. Costos del prototipo.....	73
Tabla 4.3. Costo total Horas-hombre.....	73

Introducción

En la actualidad con el constante avance en el diseño de aeronaves no tripuladas, se plantearon varias aplicaciones para dichos aparatos, uno de los más importantes fue la monitorización y adquisición de imágenes a través de medios ópticos como cámaras de alta resolución o sensores de teledetección. Sin embargo, la adquisición de imágenes a través de los medios ópticos resulta una alternativa limitada debido a que se necesitan condiciones atmosféricas óptimas para la obtención de imágenes útiles. En ese sentido, actualmente se viene avanzando en el desarrollo de la tecnología involucrada en los sensores de teledetección montados en aeronaves no tripuladas para la obtención de imágenes de la tierra. Uno de los sistemas de teledetección más prometedores es el Radar de Apertura Sintética (Synthetic Aperture Radar), debido a que requiere componentes de tamaño reducido y económicos comparados con los clásicos sistemas de radar. Es así que un sistema SAR puede dividirse en la plataforma de movimiento aéreo y una unidad del radar, utilizando como medio de procesamiento, de los parámetros obtenidos por el radar, una laptop.

Por tanto, el presente trabajo de tesis se centra en el diseño e implementación de un Sistema de Radar económico, de tamaño compacto y con capacidad de portabilidad. El sistema de radar propuesto pretende ser un aporte para el objetivo final del desarrollo de un sistema SAR. Por tal motivo, la metodología seguida para el diseño e implementación del presente Radar consistió en comprender la teoría inherente al funcionamiento de los radares, en especial referente al tipo de radar de onda continua en frecuencia modulada que es el desarrollado a lo largo del presente documento. A partir del entendimiento de la teoría se procedió a diseñar los componentes del sistema, luego de lo cual se procedió a la selección de componentes tomando en cuenta ciertos aspectos como requerimientos de diseño, consumo, mejores prestaciones y economía. Posteriormente se implementó el sistema de radar con los componentes elegidos. Luego se hicieron las pruebas respectivas de distancia y velocidad y se validaron los resultados con una cinta métrica para la distancia y un velocímetro para la velocidad. Finalmente a partir del desempeño del sistema de radar propuesto se llegaron a conclusiones concretas en cuanto a resultados y se evaluaron posibles mejoras como recomendaciones para futuros trabajos.

Capítulo 1: Problemática

En la presente tesis se expone una metodología de diseño para un Radar de corto alcance cuyas transmisiones de señal sean de Onda Continua moduladas en Frecuencia, dando como resultado la implementación de un prototipo compacto y portable. Asimismo, en este capítulo se presenta al Sistema de Radar de Apertura Sintética (SAR) como uno de los temas de investigación que ocupa el Grupo de Sistemas y Aeronaves No Tripuladas de la PUCP, por tanto se describe de manera general el funcionamiento y aplicaciones de dicha tecnología adecuadas a nuestra realidad nacional. Además se resalta la Unidad de Radar como parte fundamental de todo Sistema SAR, en ese sentido, y por ser el tema único de este trabajo, se le dará especial énfasis, comparándola con otro tipo de Radar como el de Pulsos. Finalmente se justifica la elección del Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada por su menor complejidad y bajo consumo de energía, y adicionalmente se presentan los objetivos de la presente tesis.

1.1. Proyecto PUCP para implementar sistemas SAR en UAVs

En la Pontificia Universidad Católica del Perú se ha formado el Grupo de Sistemas de Aeronaves No Tripuladas, que es un equipo interdisciplinario compuesto por profesionales e investigadores de diferentes áreas de especialización, con el objetivo de utilizar la tecnología electrónica y las comunicaciones inalámbricas en distintas aplicaciones que involucren Vehículos Aéreos No Tripulados (Unmanned Aerial Vehicle - UAV) [1].

Un UAV, es un objeto aéreo, de tamaño variable, que puede volar mediante sistemas electrónicos de control sin la necesidad de un piloto a bordo. Además, pueden ser tan simples como un aeromodelo de control por radio o tan complejo como un avión de vigilancia para usos militares. Las primeras versiones de vehículos no tripulados fueron desarrolladas durante la primera guerra mundial, y posteriormente mejoradas en la segunda guerra mundial. El desarrollo de estos sistemas ha estado ligado a aplicaciones militares. Sin embargo, en las últimas décadas, se ha liberado el uso de estos sistemas para aplicaciones civiles y científicas como son: teledetección, transporte, investigación científica, búsqueda y rescate [2], [16]. Por tanto, dada la naturaleza aérea de los Vehículos Aéreos no tripulados, la capacidad de contar con una vista desde el aire puede ofrecer la solución o parte de ella para diversos campos de investigación y desarrollo. Es en ese sentido que se vuelve propicio el estudio de estos modernos equipos, que

reúnen en su sistema los últimos avances en control, robótica, inteligencia artificial, comunicaciones inalámbricas y aerodinámica.

Ahora bien, ya que el registro de imágenes (desde el aire) se vuelve uno de los fines naturales de las aeronaves no tripuladas, resulta importante, la búsqueda de soluciones para la obtención y posterior procesamiento de dichas imágenes. Una de estas soluciones, en el campo de la obtención de imágenes, es la que nos ofrece la tecnología de Radar de Apertura Sintética o SAR por sus siglas en inglés *Synthetic Aperture Radar*, y que representa una alternativa, a los medios ópticos, para obtener imágenes de la tierra.

Un sistema SAR está compuesto por una Unidad de Radar y una plataforma de movimiento (UAV), es decir que una unidad de Radar, montada en un UAV, operando a lo largo de una trayectoria recta de la nave, irá emitiendo ondas electromagnéticas y midiendo los ecos de las mismas en la recepción, a partir de esto se obtiene información importante (llamados parámetros) acerca del objeto irradiado a cada instante, Figura 1.1. La importancia de la plataforma de movimiento está en el hecho de que a lo largo de su trayectoria, el radar puede barrer o iluminar un área de terreno tan grande como la que se obtendría si se utilizara una antena de gran tamaño (algunos kilómetros de longitud), no obstante se utiliza una antena pequeña (inferiores a 1 metro). De esta manera se puede decir que se ha sintetizado un área mucho mayor utilizando una antena pequeña, y esto se logra sumando las contribuciones (emisiones y recepciones) que recibe el radar en cada instante de tiempo que opera a lo largo de la trayectoria del UAV. Cabe mencionar que, en la figura 1.1, *recorded swath* se refiere a la franja del terreno que el radar irradia a lo largo de su trayectoria.

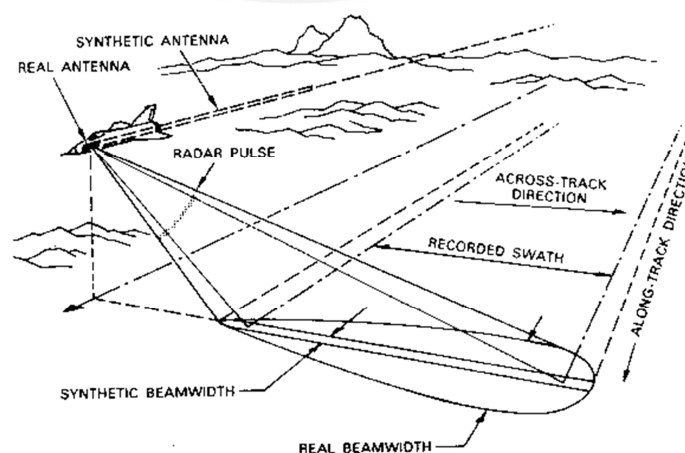


Figura 1.1. Sistema de Radar de Apertura Sintética. (Fuente: [3])

Por tanto, hasta este punto, el presente documento tiene por objetivo contribuir con el Grupo de Sistemas de Aeronaves No Tripulados, cuya meta a largo plazo es la implementación de un Sistema de Radar de Apertura Sintética (SAR). En ese sentido, la presente tesis aborda sólo el diseño e implementación de una Unidad de Radar ya que constituye la parte fundamental de todo Sistema SAR.

Cabe mencionar que tomando en cuenta las características limitantes de los UAVs, específicamente referidas a su peso y dimensiones, se consideró como factor de diseño la construcción de un radar portable y de tamaño reducido para que pueda, posteriormente, ser escalable hacia un sistema SAR montando en un UAV. A continuación mencionamos algunas aplicaciones especialmente útiles de los Sistemas SAR:

- Monitoreo de desastres naturales
- Monitoreo de terrenos agrícolas
- Intervención en ambientes de alta toxicidad
- Seguimiento y evaluación de zonificaciones urbanas
- Cartografía de áreas forestales, reservas naturales y sitios arqueológicos

Cabe mencionar, que una de las mayores ventajas de los sistemas SAR es la obtención de imágenes bajo condiciones ambientales sumamente adversas, tales como: lluvia, niebla, humo, dispersión atmosférica e incluso se pueden obtener imágenes en completa ausencia de luz (durante la noche) [17]. Esto debido a que el funcionamiento del radar está basado en la emisión y recepción de señales electromagnéticas, las cuales no requieren de condiciones atmosféricas ideales para la obtención de imágenes.

1.2. Problemática en sistemas SAR para aeronaves no tripuladas

El SAR es una valiosa técnica para la detección remota, con aplicaciones que llegan hasta el ámbito militar, sin embargo en sus inicios esta tecnología fue bastante cara y únicamente accesible por instituciones gubernamentales [4]. Por tanto las recientes investigaciones en este campo han ido innovando los diseños tradicionales de SAR combinando el típico hardware de PC con los subsistemas clásicos de Radiofrecuencia (RF), lo que redujo dramáticamente el costo de un sistema SAR [18]. Además que los últimos desarrollos en SAR redundan en su pequeñez, ligereza y bajo consumo de energía, todo esto con el objetivo de diseñar

un SAR lo suficientemente pequeño y con un requerimiento bajo de energía para ser operado a bordo de un UAV generalmente pequeño.

En los sistemas de radar convencionales, la resolución de la imagen dependía del tamaño del área iluminada o irradiada sobre la tierra de una sola vez, por esta razón en este tipo de sistemas era importante contar con una antena muy grande y que a la vez cuente con una amplia apertura para poder irradiar la mayor cantidad de terreno. Sin embargo, usando técnicas SAR se alcanzaron resoluciones mucho más finas utilizando, en comparación, antenas más pequeñas. En la figura 1.2 se muestra el modelo geométrico de SAR, donde los ejes $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ se refieren a las direcciones de rango, elevación y acimut respectivamente. La plataforma SAR localizada en las coordenadas (x, y, z) vuela a lo largo de una trayectoria recta en \hat{z} (acimut) para una altura constante h , y una velocidad v . La distancia desde la plataforma hasta el objetivo, es conocida como rango de inclinación y se denota por R . Con el uso de un haz de radiación a través de una antena real y pequeña, el radar emite señales por un lado de la trayectoria de vuelo por lo que las señales de retorno son recibidas y luego procesadas. Las contribuciones, a cada instante de tiempo y a lo largo de la trayectoria, de las características del objetivo son representados como segmentos, los mismos que son combinados, para finalmente crear la apertura sintética que sería mucho más grande que la apertura real de la antena [19]. Ya que sin el desplazamiento a lo largo de la trayectoria y funcionando de manera estática, la antena tendría una menor apertura debido a la antena físicamente pequeña.

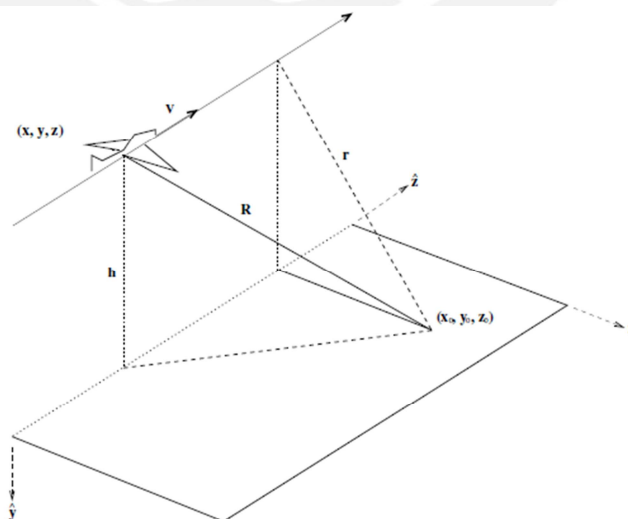


Figura 1.2. Modelo geometría del SAR (Fuente: [4])

Entonces, si tuviésemos un radar de apertura real, para obtener una resolución espacial útil de una imagen de la tierra desde, por ejemplo, la altitud de un satélite se requeriría una antena con una longitud de varios kilómetros. Sin embargo, el Radar de Apertura Sintética (SAR) se desarrolló para resolver este problema, ya que toma las señales sucesivas transmitidas y recibidas por una pequeña antena real y las utiliza para reconstruir (sintetizar) un área mucho mayor de terreno, tal como si la antena que se tendría tuviese varios kilómetros de longitud [2].

Ahora bien, para un tamaño de antena dado, la resolución es una medida de la distinción de los objetivos individuales por el radar, y como ya se mencionó, las técnicas de SAR conducen a resoluciones más finas que los convencionales sistemas de apertura real. Por tanto, a continuación se presentan los parámetros de Rango y velocidad (Doppler) que constituyen las resoluciones para un SAR.

En su configuración más básica, un radar transmite un pulso de energía electromagnética, y luego escucha los ecos que son reflejados de los objetivos que están en la trayectoria de transmisión de su antena. En ese sentido, tomando en cuenta que conocemos la velocidad a la cual se propagan las ondas electromagnéticas, el Rango es la distancia desde el radar hacia un objetivo específico, y se obtiene midiendo el tiempo que se demora en transmitir un pulso y recibir su eco respectivo. A su vez, el desplazamiento Doppler sirve para cuantificar la velocidad del objetivo respecto del radar, en donde el desplazamiento es positivo mientras la plataforma se aproxima al objetivo y se vuelve negativo mientras la plataforma se aleja del objetivo [6]. Si dos objetivos están ligeramente a ángulos diferentes con respecto a la trayectoria de movimiento del radar, figura 1.2, el pulso reflejado de cada uno de estos objetivos contiene dos desplazamientos Doppler distintos. Por tanto, si bien ambos objetivos están siendo irradiados al mismo tiempo, es posible distinguirlos examinando el espectro de frecuencia Doppler de los datos recibidos [5].

1.2.1 Sensores de teledetección a bordo de UAVs

Ahora bien, ya que el creciente desarrollo de los UAV, ha hecho posible su uso para transportar sensores de teledetección (como sistemas SAR), entre alguna de sus características se presentan los siguientes [2]:

- Alturas de vuelo de algunos metros a decenas de kilómetros
- Tiempos de sobrevuelo de algunos segundos a algunas horas

- Sistema flexible
- Bajo costo de desarrollo
- Bajo costo de explotación
- Dimensiones reducidas para transportar instrumentos

Además, los UAV presentan ventajas adicionales. Por ejemplo, pueden ser operados durante varias horas de forma autónoma, lo que resulta imposible de igualar en plataformas tripuladas. Sin embargo, los UAVs presentan algunas características que limitan su empleo para aplicaciones SAR. Por ejemplo, los UAV suelen tener dimensiones reducidas comparadas con los sistemas aéreos tripulados, y por lo tanto la carga útil que pueden transportar suele estar limitada. Las limitaciones anteriores plantean grandes retos para el desarrollo de los sensores que son instalados en la aeronave. Por ejemplo, el disponer de un espacio reducido para el sensor obliga a simplificar el diseño de los sistemas electrónicos, su consumo de energía y peso.

Por otra parte, la tecnología actual de los sistemas y componentes electrónicos comerciales hace posible alcanzar, entre otras características, mayores niveles de integración, reducción en consumos de energía, y reducción de costos. Se puede decir que la importancia de la monitorización de parámetros para la observación de la tierra, en combinación con el creciente desarrollo de los UAV y el avance de los sistemas y componentes electrónicos, da la viabilidad para que universidades, centros de investigación y empresas comerciales puedan desarrollar instrumentos y sistemas de teledetección con los altos requerimientos que impone la plataforma.

1.3. Beneficios y limitaciones de tipos de radares usados en SAR

La palabra radar proviene de la abreviatura de RAdio Detection And Ranging, estos sistemas de radar utilizan antenas directivas y formas de onda moduladas para transmitir energía electromagnética de un volumen específico con el propósito de buscar objetivos. Por tanto, los objetivos que queden dentro del área de búsqueda del radar, reflejarán como eco, parte de ésta energía de nuevo hacia el radar. Luego, estos ecos son procesados por el receptor del radar para extraer información del objetivo, tales como: rango, velocidad, posición angular y otros parámetros de identificación de objetivos [6].

En ese sentido, la clasificación de los radares puede ser variada, ya que existen radares cuya operación está basada en el suelo, aire, vehículos espaciales o barcos. También se pueden clasificar en características específicas del radar, tales como la banda de frecuencia, el tipo de antena y la forma de onda utilizadas. Otra clasificación se refiere a la misión y/o funcionalidad del radar, esto incluye: el tiempo (clima), adquisición y búsqueda, seguimiento, control de incendios, alerta temprana, y los radares de evitación de colisiones.

Sin embargo, los radares más a menudo se clasifican por el tipo de forma de onda que utilizan. En este aspecto, los más comunes son los radares de onda continua (CW) y los radares de Pulso (PR). El radar de pulso (PR), utiliza un tren de pulsos, y en muchos casos se emplean pulsos modulados. El principio de funcionamiento consiste en medir el tiempo que tarda la señal en ir y regresar del objetivo, el cual determina la distancia, Figura 1.3. La duración típica de este tiempo es del orden de los milisegundos. Estos tipos de radar pueden ser clasificados bajo el concepto de la frecuencia de Repetición de Pulso (PRF), que es una medida del número de pulsos que se generan por segundo. Los radares con un PRF bajo se utilizan principalmente para aplicaciones de distancias, ya que la velocidad del objetivo (o su desplazamiento Doppler) no es de interés. Los radares con una PRF alta se utilizan principalmente para medir la velocidad del objetivo. Sin embargo, debido a que estos sistemas utilizan la transmisión de cortas y rápidas ráfagas de radiación electromagnética estos tipos de radares son tecnológicamente difíciles de implementar debido a que necesitan el uso de pulsos muy estrechos y con suficiente energía para mantener la relación señal a ruido alta, en consecuencia estos sistemas generalmente tienen grandes dimensiones y consumen mayor cantidad de energía, comparados con los radares de onda continua.

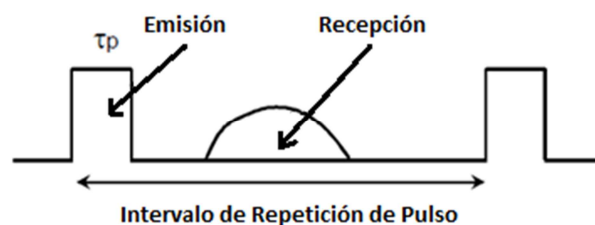


Figura 1.3. Esquema del envío y recepción de un radar de pulsos

(Fuente: Elaboración propia)

Por otra parte, los radares de onda continua (CW) son aquellos que están transmitiendo y recibiendo continuamente y de manera simultánea señales

electromagnéticas, figura 1.4, además usan antenas separadas para transmitir y recibir las señales. El radar de Onda continua no modulada puede medir con precisión las velocidades del objetivo (utilizando el efecto Doppler), sin embargo la información de rango (distancia) del objetivo no puede ser extraída sin la utilización de alguna forma de modulación. Por tanto, el uso principal del radar de CW no modulada se encuentra en la búsqueda y seguimiento de la velocidad de objetivos, y en la orientación de misiles.

El radar de CW también tiene la ventaja de consumir menos energía que un radar de pulsos. Esto es porque trasmite pulsos de mucha mayor duración. La longitud de pulsos largos aprovechan mejor la energía que la contenida en un único pulso; por lo tanto, el radar de CW trasmite con menos potencia para mantener la misma SNR.

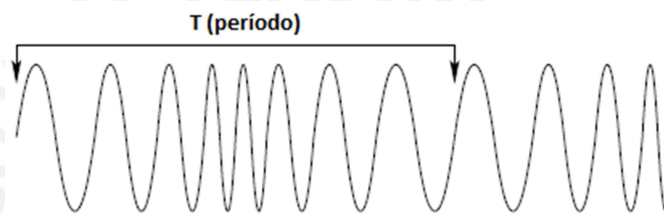


Figura 1.4. Esquema de la forma de onda de un radar de onda continua (Fuente: Elaboración propia)

Hasta aquí, cabe mencionar que, tanto los radares de CW como los radares de pulso (PR), pueden medir distancia y velocidad mediante la utilización de diferentes esquemas de modulación.

1.4. Justificación

Las ventajas del radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada (LFM-CW) se dan para aplicaciones de corto alcance pero es necesario modificar el algoritmo de procesamiento para adaptarlo a este tipo de radar. Una de las metas de este proyecto fue crear un radar pequeño y portable, que pueda ser escalable para futuros proyectos en UAVs.

Por tanto, debido a que el presente radar debe operar con un bajo consumo de energía y los costos de los requerimientos tienen que ser factibles en un UAV, se eligió utilizar un radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada (FM-CW). Además, un radar de LFM-CW también simplifica el hardware de muestreo y reduce los costos generales y el tamaño del sistema.

1.5. Objetivos

El propósito de esta tesis es desarrollar una metodología y un proceso para diseñar un pequeño sistema de radar que cumpla ciertas especificaciones. El enfoque se basa sobre las consideraciones específicas de tamaño y portabilidad. Además, teniendo en cuenta el tema inequívoco de la presente Tesis, a continuación se exponen los Objetivos y lineamientos que se planearon conseguir a partir del desarrollo metodológico propuesto.

Objetivo General:

Diseñar e implementar un sistema de radar estático de corto alcance de onda continua en frecuencia modulada que sea capaz de medir parámetros de rango y velocidad de un objetivo determinado.

Objetivos Específicos:

- Desarrollar la teoría de radares, específicamente sobre el radar de onda continua en frecuencia modulada.
- Definir la resolución de distancia y velocidad, así como sus valores máximos para el diseño del prototipo.
- Diseñar e implementar los sistemas electrónicos de baja frecuencia.
- Seleccionar los componentes adecuados de radiofrecuencia.
- Muestrear los datos obtenidos del radar
- Procesar la información para obtener los parámetros de rango y velocidad.

Capítulo 2: Fundamento Teórico de Radares de Onda Continua en Frecuencia Modulada

2.1. Estado del arte

2.1.1. Radar de onda continua en frecuencia modulada

El desarrollo tecnológico del radar de onda continua en frecuencia modulada o FMCW por sus siglas en inglés, ha estado sujeto al campo de aplicación y uso que se la ha dado. Por ejemplo, en los sistemas de radar de apertura sintética, la compañía ARTEMIS, Inc. ha desarrollado varios modelos de radar FMCW de los cuales se puede destacar los llamados MicroASAR y SlimSAR [7], [15]. Estos dos sistemas de radar son instalados en aviones no tripulados y mediante la emisión de señales de radiofrecuencia moduladas en frecuencia son capaces de adquirir una imagen del terreno sobre el cual sobrevoló el avión no tripulado. La arquitectura de estos dos sistemas se muestra en la figura 2.1, donde se puede ver que el sistema está dividido en una parte digital, una parte analógica y una parte de radiofrecuencia. La parte digital contiene los componentes necesarios para generar la señal modulada en frecuencia, muestrear y almacenar la señal obtenida por el radar. La parte analógica está conformada por los componentes necesarios para las etapas de filtrado de la señal de banda base del radar. Y la parte de radiofrecuencia está conformada por los componentes que trabajan con señales de alta frecuencia.

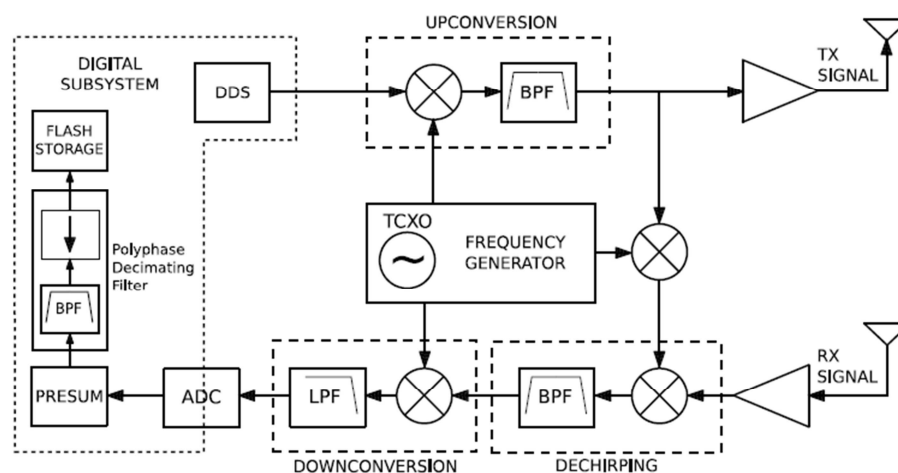


Figura 2.1. Diagrama de bloques del MicroASAR (Fuente: [7])

Las características técnicas del sistema MicroASAR se muestran en la figura 2.2, donde se puede ver que es un radar tipo FMCW en la banda C cuya frecuencia de modulación es variable, su ancho de banda también es variable lo cual le permite

variar su resolución teórica, tiene una potencia de transmisión de 30dBm lo cual le permite alcanzar distancias de hasta 2500m. Tiene 10GB de capacidad de memoria lo cual le permite almacenar datos entre 30 y 60 minutos dependiendo de la frecuencia de muestreo y resolución del conversor análogo digital. El uso de antenas tipo Patch Array permite una mayor directividad de la señal transmitida por el radar.

Physical Specifications	
Transmit Power	30 dBm
Supply Power	< 35 W
Supply Voltage	+15 to +26 VDC
Dimensions	22.1x18.5x4.6 cm
Weight	2.5 kg
Radar Parameters	
Modulation Type	LFM-CW
Operating Frequency Band	C-band
Transmit Center Frequency	5428.76 MHz
Signal Bandwidth	80-200 MHz (variable)
PRF	7-14 kHz (variable)
Radar Operating Specifications	
Theoretical Resolution	0.75 m (@ 200 MHz BW)
Operating Altitude	500-3000 ft
Max. Swath Width	300-2500 m (alt. dependent)
Operating Velocity	10-150 m/s
Collection Time (for 10GB)	30-60 min (PRF dependent)
Antennas (2 required)	
Type	2 x 8 Patch Array
Gain	15.5 dB
Beamwidth	8.5°x50°
Size	35x12x0.25 cm

Figura 2.2. Especificaciones técnicas del MicroASAR (Fuente: [7])

Otro campo de aplicación de los radares FMCW es la industria automotriz donde se ha desarrollado radares que van instalados en los automóviles con el fin de evitar accidentes por colisión [8]. La arquitectura de estos sistemas de radar se presenta en la Figura 2.3, donde se puede observar que la modulación del chirp corresponde a una modulación lineal en frecuencia (LFM).

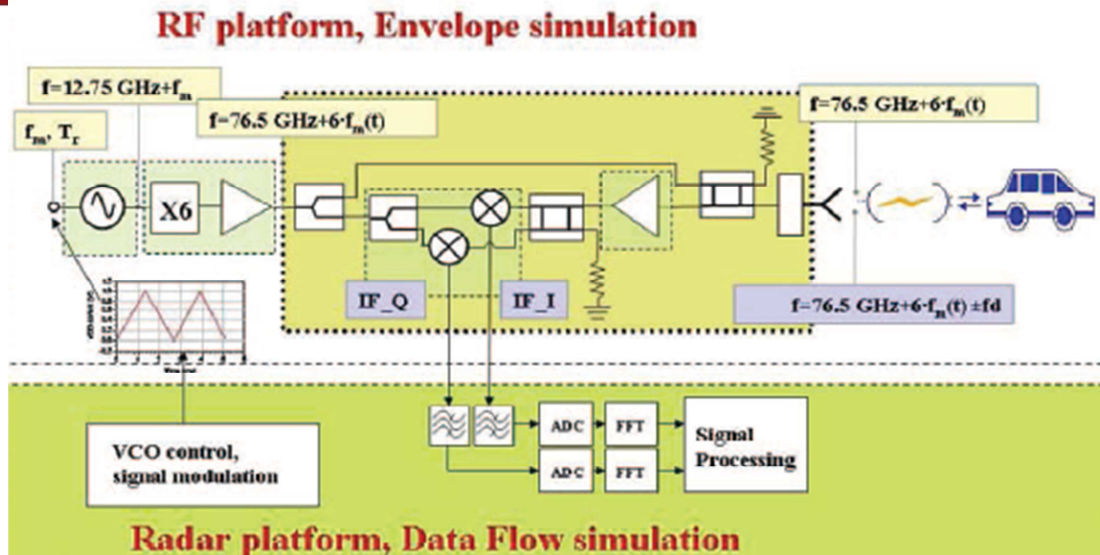


Figura 2.3. Diagrama de bloques de un radar de anti-colisión (Fuente [8])

Las características técnicas de este tipo de radar se muestran en la figura 2.4. En primer lugar se describe el VCO que generará un *chirp* centrado en la frecuencia 12.75GHz, luego se describe el multiplicador por 6 y amplificador a la vez el cual llevará el *chirp* mencionado a una nueva frecuencia la cual es 76.5GHz. También se describe los niveles de potencia de cada etapa, por ejemplo a la salida del VCO se tiene una potencia de 5dBm pero luego del multiplicador se tiene una potencia de 14.5dBm. En el caso del LNA cuya ganancia es 15dB se tendría que investigar cuál es su máxima potencia de salida ya que si se supera dicho valor el LNA puede malograrse. En cuanto al MIXER se tiene una pérdida por conversión igual a 7.5dB. Respecto a los divisores de potencia tienen una pérdida de 3.2dB que es un valor típico en la mayoría de estos componentes. Finalmente se tiene las antenas cuyo valor de ganancia permitirá tener mayor o menor alcance del radar. En este caso la máxima ganancia de la antena es 27dBi. Un parámetro muy importante pero que no pertenece individualmente a una parte del radar sino a todo el sistema es la sección equivalente de radar (RCS). Sus valores son diferentes según el tipo de objeto que se quiere medir, por ejemplo para una persona el valor de RCS es -10dBsm, para una motocicleta es 7dBsm, para un vehículo es 20dBsm y para un camión es 45dBsm.

Component	Parameter	Value	
VCO (MMIC)	Frequency	12.75 GHz + f_m	
	Output power	5 dBm	
	Phase Noise	at 10 kHz	-75 dBc/Hz
		at 100 kHz	-100 dBc/Hz
Multiplier-by-six-amplifier (MMIC)	at 1 MHz	-123 dBc/Hz	
	Multiplication factor	6	
	Output power	14.5 dBm	
Low Noise Amplifier (MMIC)	Noise figure	8 dB	
	Gain	15 dB	
Mixer (MMIC)	Noise figure	4.5 dB	
	Conversion loss	7.5 dB	
Couplers (Duroid)	Losses	at 1 kHz	34 dB
		at 10 kHz	28 dB
	Isolation	at 100 kHz	21 dB
		at 200 kHz	17 dB
Transition (antenna)	Losses	0.25 dB	
	Maximal gain (TX)	27 dB	
Antenna	Surface effective area (RX)	$6.06 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	
	Noise temperature	$\sim 290 \text{ K}$	
	Losses (per unit area)	$10 \log_{10}(4\pi R^2) \text{ dBsm}$	
Propagation path	Delay	$\tau = R/c \text{ s}$	
	Doppler frequency	$2v_r f_0/c \text{ Hz}$	
Targets	RCS	Pedestrian	-10 dBsm
		Motorcycle	7 dBsm
		Car	min $10 \log_{10}(R) + 5 \text{ dBsm}$
			20 dBsm
		Truck	min $20 \log_{10}(R) + 5 \text{ dBsm}$
		45 dBsm	

Figura 2.4. Datos de los componentes del radar de anti-colisión (Fuente: [8])

2.1.2. Radar Doppler

El desarrollo de los radares Doppler se está orientando en el diseño de módulos sensores de movimiento que trabajen con señales de radiofrecuencia. Por ejemplo el modelo HB100 diseñado por la compañía Apollo es un módulo transceptor Doppler bi-estático que trabaja en la banda X. Este módulo es ideal para detectar aperturas de puertas, trabajar junto con los sensores PIR y medir la velocidad de un vehículo.

La figura 2.5 muestra el diagrama de bloques del módulo sensor de movimiento HB100. Se puede ver que los componentes principales de este módulo son un oscilador de alta frecuencia, un mezclador o *mixer* y antenas para la transmisión y recepción de las señales de alta frecuencia.

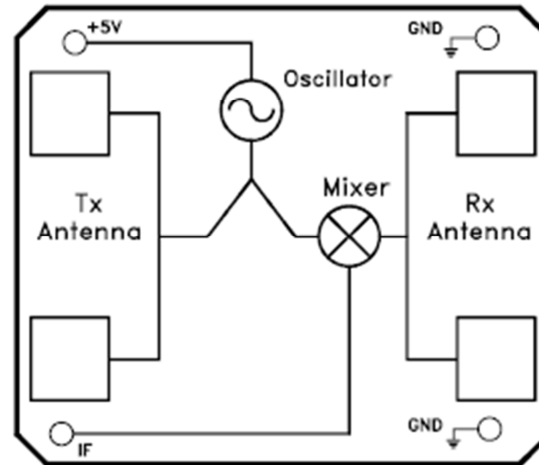


Figura 2.5. Diagrama de bloques del módulo HB100 (Fuente: Hoja de datos técnicos del HB100)

Las especificaciones técnicas del módulo HB100 se muestran en la figura 2.6, donde se puede observar que la frecuencia del oscilador mostrado en el diagrama de bloques es igual a 10.525GHz, la potencia de transmisión es igual a 15dBm y la señal recibida tiene una amplitud de 200uVp-p considerando 93dB como pérdida por atenuación. El módulo tiene la capacidad de generar tanto una señal de onda continua (CW) como una señal de pulsos.

Parameter	Notes	Min	Typ.	Max	Units
Frequency Setting	1	10.520	10.525	10.530	GHz
Radiated Power (EIRP)	1	12	15	20	dBm
Spurious Emission	1			-7.3	dBm
Settling Time			3	6	µSec
Received Signal Strength	2		200		µVp-p
Noise	3			5	µVrms
Antenna Beam-width (3 dB) - Azimuth			80		°
Antenna Beam-width (3 dB) - Elevation			40		°
Supply Voltage		4.75	5.00	5.25	VDC
Current Consumption			30	40	mA
Pulse Repetition Frequency	4		2		KHz
Pulse Width	4	10			µSec
Operating Temperature		-15		55	°C
Weight			8		gm

Figura 2.6. Especificaciones Técnicas de módulo HB100 (Fuente: Hoja de datos técnicos del HB100)

2.2. Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada

Los radares de onda continua en frecuencia modulada también llamados radares FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) tienen similar

arquitectura de los radares tipo Doppler. La similitud se debe a que los radares FMCW usan el principio de cambio de frecuencia para poder medir rango y velocidad, mientras que el radar tipo Doppler usa el cambio de frecuencia Doppler para poder medir la velocidad de un objeto [13]. En el caso de los radares FMCW, su arquitectura está diseñada para crear un cambio de frecuencia proporcional a la distancia de un objeto, mientras que en un radar tipo Doppler el cambio de frecuencia recibido es proporcional a la velocidad de un objeto.

Desde una perspectiva de sistema los radares FMCW están compuestos de cuatro partes importantes. La primera etapa se encarga de generar el *chirp* o señal modulada en frecuencia, la técnica más común de modulación para este sistema es la modulación lineal de frecuencia (LFM). La segunda etapa llamada RF *front end* permite transmitir y recibir las señales de alta frecuencia del radar [14]. Para la transmisión los componentes más comunes son un VCO, un LNA, un *splitter* y una antena de transmisión. Para la recepción los componentes más comunes son un LNA, un *mixer* y un filtro pasa bajos, de esta forma el resultado de la parte de recepción del radar es una señal de banda base. La tercera etapa es la adquisición de la señal de banda base para lo cual se utiliza un conversor análogo digital. Y finalmente la cuarta etapa es el almacenamiento de la señal recolectada por el radar. La figura 2.7 muestra el diagrama de bloques de un radar FMCW visto desde una perspectiva de sistema.

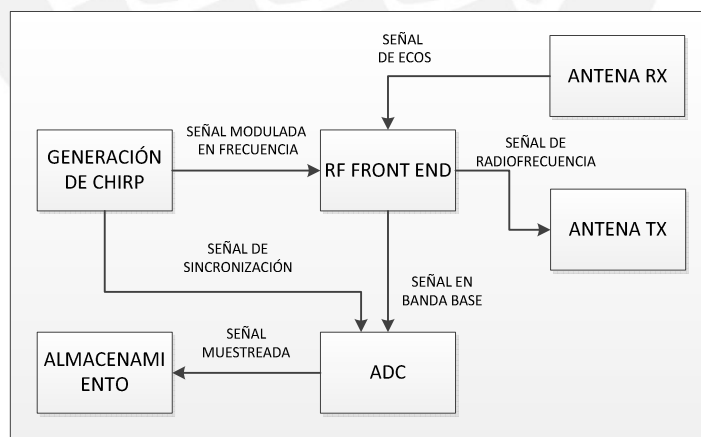


Figura 2.7. Diagrama de bloques de un radar FMCW (Elaboración propia)

2.2.1. Ecuación de un radar de onda continua

La ecuación del radar puede ser analizada centrándose en la señal transmitida y recibida por la antena. Cuando una onda electromagnética es transmitida esta afectará un objeto a una distancia R con una densidad de potencia P_D igual a,

$$P_D = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (2.1)$$

Donde P_t es la potencia pico transmitida y G es la ganancia de la antena. La ecuación anterior es válida asumiendo que no hay pérdidas de propagación en el medio [6]. Cuando la energía emitida por el radar llega a un objeto, se inducen corrientes sobre su superficie que radian energía electromagnética en todas direcciones. La cantidad de energía radiada por el objeto es proporcional al tamaño del mismo, orientación, forma física y material del que están compuestos, todas estas características están englobados en un solo parámetro llamado Radar Cross Section y denotado por σ .

$$\sigma = \frac{P_r}{P_D} m^2 \quad (2.2)$$

Donde P_r es la potencia reflejada por el objeto [6].

Siguiendo el mismo principio de la ecuación 2.1, la potencia total capturada por el radar para el procesamiento es igual a,

$$P_{Dr} = \frac{P_t G \sigma A_e}{(4\pi R^2)^2} \quad (2.3)$$

Donde A_e es la apertura efectiva de la antena y está dado por,

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

Finalmente reemplazando la ecuación 2.4 en la ecuación 2.3 se tiene,

$$P_{Dr} = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.5)$$

Esta ecuación es la forma clásica de representar la ecuación de rango de un radar. Sin embargo, la siguiente ecuación es otra forma de relacionar la potencia con el alcance que logrará el radar [22],

$$(P_{loss})_{log} = -10 \log \left(\frac{P_t G_t \sigma A_e}{(4\pi R_2^2)^2} / \frac{P_t G_t \sigma A_e}{(4\pi R_1^2)^2} \right) = -40 \log \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \quad (2.6)$$

La $P_{loss} = -12dB/octava$ y $P_{loss} = -40dB/decada$ donde una octava corresponde a dos veces la distancia y una década corresponde a diez veces la distancia. Es decir, un aumento en el doble de distancia del objeto respecto al radar significa una pérdida de 12dB de potencia [22].

2.2.2. Modulación en frecuencia

Un radar FMCW es un sistema de modulación FM, donde la señal modulante controla directamente el voltaje de sintonización del VCO. La función característica de una señal FM está dada por la ecuación 2.7. Entonces, la frecuencia de salida del VCO es proporcional al voltaje de sintonización [9].

$$f(t) = A_0 \sin(2\pi f_c t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{tune}(\tau) d\tau) \quad (2.7)$$

Es a través del voltaje de sintonización del VCO que la señal de radiofrecuencia transmitida es creada. La forma de onda del voltaje de sintonización usualmente toma la forma de una senoide, diente de sierra o triangular. Como cualquier sistema FM de banda ancha, la representación en el dominio de la frecuencia de la señal transmitida tendrá infinitas bandas laterales. Para análisis más prácticos del ancho de banda de una FM, una regla general aceptada es la regla de Carson, la cual aproxima el ancho de banda que contiene el 98% de la energía [9]. Es a través de esta evaluación que el ancho de banda transmitido es analizado.

La salida de la unidad RF `front end` en un sistema FMCW es una forma de onda sinusoidal con la información de distancia y velocidad codificada en la frecuencia. Es posible para sistemas FMCW de multicanal extraer no solo la información de rango y velocidad, sino también obtener el vector angular de un objeto. Esto puede ser extraído a través de un proceso de triangulación. Si hay múltiples objetos para la detección de rango, sus componentes sinusoidal resultantes serán aditivas unas con otras. Por lo tanto, la salida de la unidad RF `front end` será una forma de onda cuyo espectro de frecuencia tendrá componentes representando la distancia y velocidad de los objetos detectados.

2.2.3. Modulación lineal en frecuencia de una onda continua

Los tres esquemas de modulación más comunes son: sinusoidal, diente de sierra y triangular [9]. Siendo esta última la técnica de modulación que se empleará para diseñar e implementar el prototipo de radar FMCW, debido a que con dicho esquema de modulación es posible hallar los parámetros tanto de distancia como de velocidad, además es la más usada en la actualidad por los radares de Onda

Continua en Frecuencia Modulada. Es por ello que a continuación se describe la teoría de la modulación triangular.

2.2.3.1. Modulación Triangular

El esquema de modulación triangular es el más usado en los radares FMCW. Usando una modulación triangular, es posible obtener ambos parámetros de distancia y velocidad. Para ser considerado una modulación triangular, es necesario dividir la modulación en dos partes (una *up-chirp*, y otra *down-chirp*), ya que la forma de onda modulante es periódica pero no continua. La función característica de la señal transmitida usando una modulación triangular, se halla reemplazando las ecuaciones 2.8 y 2.10 en la ecuación 2.7, obteniendo como resultado final la ecuación 2.11 [9]:

$$K_{vco} = 2\pi f_{tune} \Delta f \quad (2.8)$$

$$T = \frac{1}{f_{tune}} \quad (2.9)$$

$$V_{tune}(t) = \begin{cases} \left(2t - \frac{1}{2f_{tune}}\right) : 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ \left(\frac{3}{2f_{tune}} - 2t\right) : \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (2.10)$$

$$f_{tx}(t) = \begin{cases} A_0 \sin\left(2\pi \left[f_c - \frac{\Delta f}{2}\right] t + 2\pi f_{tune} \Delta f \cdot t^2\right) & : 0 \leq t < \frac{1}{2f_{tune}} \\ A_0 \sin\left(2\pi \left[f_c + \frac{3\Delta f}{2}\right] t - 2\pi f_{tune} \Delta f \cdot t^2\right) & : \frac{1}{2f_{tune}} \leq t < \frac{1}{f_{tune}} \end{cases} \quad (2.11)$$

Donde A_0 es la amplitud de salida, f_c es la frecuencia central, Δf es el ancho de banda del VCO, f_{tune} es la frecuencia de sintonización, y t representa el tiempo en los intervalos definidos.

Para una representación gráfica, la figura 2.8 ilustra un resumen de las formas de onda asociadas que producen este esquema de modulación.

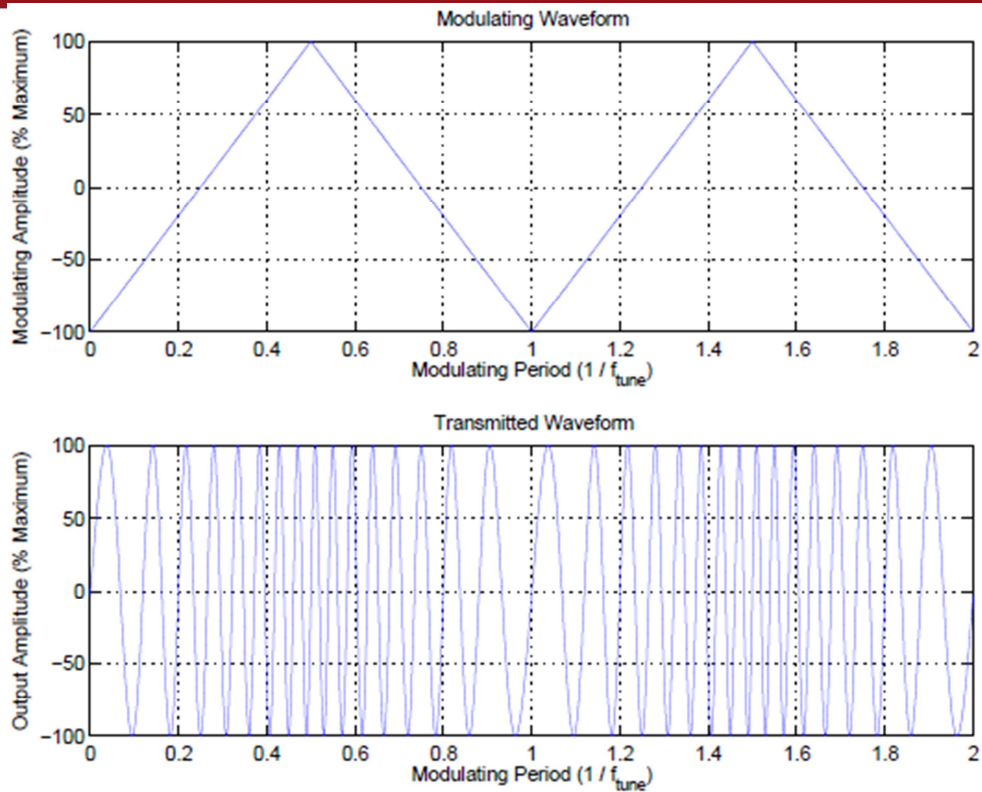


Figura 2.8. Formas de onda según la modulación triangular (Fuente: [9])

2.2.4. Rango

Los radares de onda continua que utilizan modulación lineal de frecuencia son capaces de obtener parámetros de rango y velocidad de un objeto. En la práctica, los radares de onda continua modulados en frecuencia no pueden cambiar en una sola dirección sino que utilizan un periodo de modulación [6]. La figura 2.9 muestra un ejemplo de modulación lineal en frecuencia de forma de onda triangular. La modulación no necesariamente debe ser triangular, también puede ser sinusoidal, diente de sierra u otra forma de modulación. La línea discontinua en la figura 2.9 representa la forma de onda que retorna al radar desde un objeto estacionario a una distancia R . La frecuencia f_b es definida como la diferencia en frecuencia entre las señales transmitidas y recibidas por el radar. El tiempo Δt se refiere al tiempo que se demora la señal en viajar hasta el objeto y volver hacia el radar.

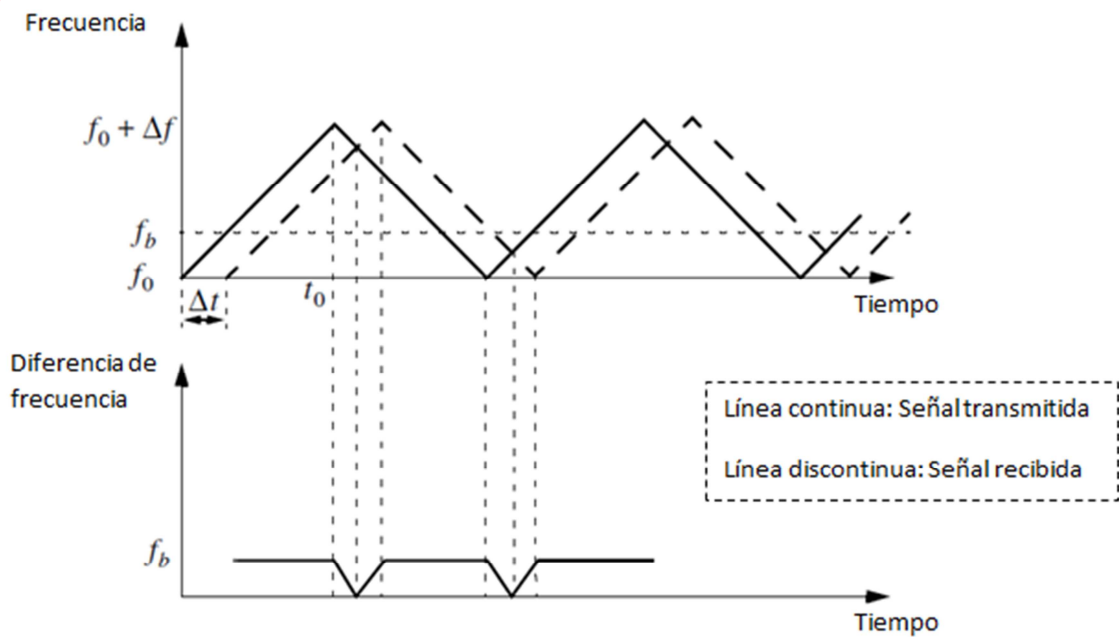


Figura 2.9. Modulación lineal en frecuencia de una onda triangular (Fuente: [6])

La frecuencia de modulación es igual a:

$$f_m = 1/(2t_0) \tag{2.12}$$

La tasa de cambio de frecuencia es igual a:

$$\dot{f} = \frac{\Delta f}{t_0} = \frac{\Delta f}{(\frac{1}{2f_m})} = 2f_m \Delta f \tag{2.13}$$

La diferencia entre la frecuencia transmitida y recibida, para objetivos estáticos, es igual a la ecuación 2.14, donde $2R$ indica la distancia de ida y vuelta desde el radar hasta el objetivo y c es la velocidad de la luz:

$$f_b = \Delta t \dot{f} = \frac{2R}{c} \dot{f} = \frac{4R f_m \Delta f}{c} \tag{2.14}$$

En el caso que el objeto se encuentre en movimiento, se debe considerar el efecto Doppler que se origina en las señales recibidas por el radar [6]. Las correspondientes formas de onda triangular transmitida y recibida son presentadas en la figura 2.10, además se incluye la diferencia de frecuencia f_b entre ambas señales.

Cuando el objeto no es estacionario la señal recibida tendrá un término debido al efecto Doppler en adición al cambio de frecuencia debido al tiempo de viaje Δt de la señal. En el caso que el objeto se esté acercando al radar, el término producido por

el efecto Doppler reducirá la diferencia de frecuencia durante la parte positiva de la pendiente y aumentará la diferencia de frecuencia durante la parte negativa de la pendiente. Las nuevas diferencias de frecuencias durante la parte positiva y negativa de la pendiente están denotadas por f_{bu} y f_{bd} respectivamente.

Entonces,

$$f_{bu} = \frac{2R}{c} \dot{f} - \frac{2\dot{R}}{\lambda} \tag{2.15}$$

Donde \dot{R} es la tasa de cambio de distancia o velocidad radial del objeto visto desde el radar. El primer término del lado derecho de la ecuación se refiere a la diferencia de frecuencia debido al tiempo de viaje de la señal, mientras que el segundo término se refiere al efecto Doppler generado por el movimiento del objeto. De manera similar se tiene [6],

$$f_{bd} = \frac{2R}{c} \dot{f} + \frac{2\dot{R}}{\lambda} \tag{2.16}$$

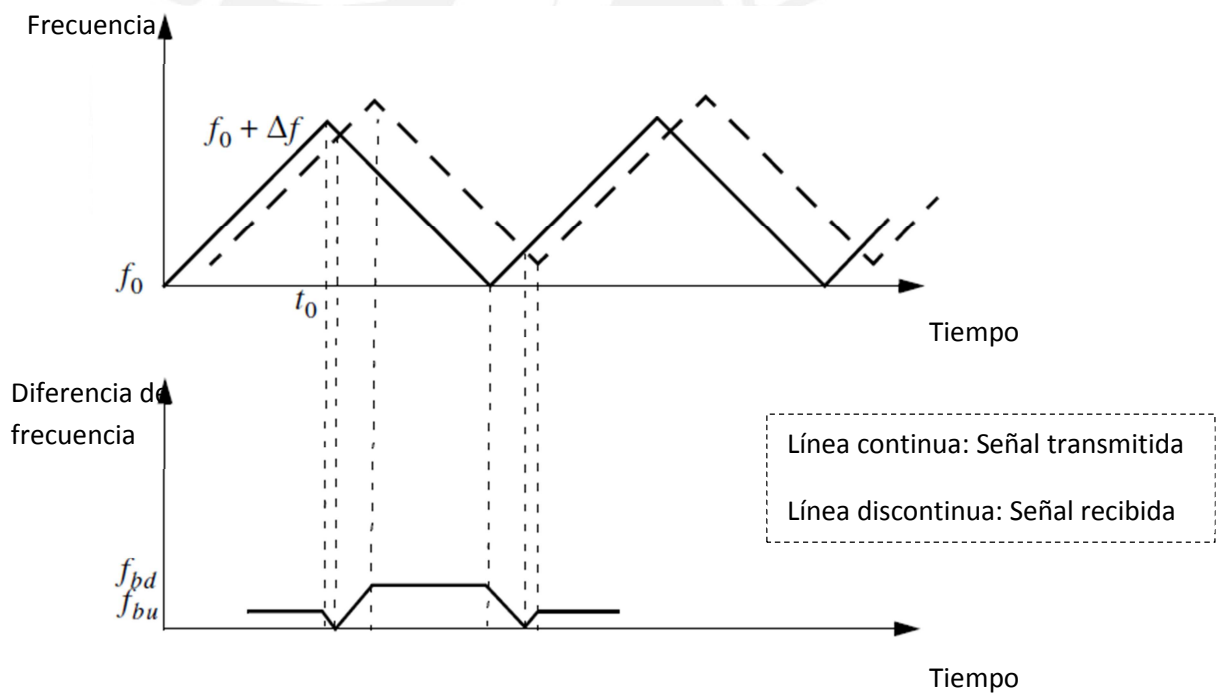


Figura 2.10. Formas de onda triangular transmitida y recibida (Fuente: [6])

Entonces el rango es calculado sumando las frecuencias de f_{bu} y f_{bd} .

$$R = \frac{c}{4\dot{f}} (f_{bu} + f_{bd}) \tag{2.17}$$

Por el contrario, para calcular la velocidad se debe restar f_{bu} y f_{bd} .

$$\dot{R} = \frac{\lambda}{4}(f_{bd} - f_{bu}) \quad (2.18)$$

En la práctica, el tiempo máximo de retraso Δt_{max} es normalmente seleccionado como:

$$\Delta t_{max} = 0.1t_0 \quad (2.19)$$

Por lo que, el máximo rango es dado por [6]:

$$R_{max} = \frac{0.1ct_0}{2} = \frac{0.1c}{4f_m} \quad (2.20)$$

2.2.5. Resolución de rango

La resolución de rango puede ser obtenida usando un pulso de corta duración de transmisión. La resolución resultante de transmitir un pulso muy corto de duración T_p está dada por:

$$\Delta R = \frac{c_0 T_p}{2} \quad (2.21)$$

En metros donde c_0 es la velocidad de la luz. Como consecuencia, a más corta la duración del pulso transmitido, se obtendrá una mejor resolución en rango. Esto sugiere que se utilice un impulso como forma de pulso, sin embargo esta idea es imposible ya que un impulso tiene magnitud infinita. En la práctica, el hardware diseñado para transmitir pulsos de muy corta duración es muy caro y además sufre de bajo nivel de señal a ruido (SNR). Para mejorar ello, es posible obtener una alta resolución usando pulsos muy largos que son modulados en frecuencia tal como lo hacen los radares LFM CW (Linear Frequency Modulation Continuous Wave).

Existen varios métodos para calcular la resolución de rango de un radar LFM CW, sin embargo, una simple aproximación es reconocer que el ancho de banda del radar es aproximadamente igual a $1/T_p$, entonces la anterior ecuación de resolución de rango puede ser expresada como:

$$\Delta R = \frac{c_0}{2BW} \quad (2.22)$$

Donde BW es el ancho de banda de la señal transmitida. Incrementando el ancho de banda de la señal transmitida es posible mejorar la resolución. Este resultado es comúnmente considerado como regla de oro en el procesamiento de la señal para radares LFM CW.

2.2.6. Frecuencia de Doppler

El efecto Doppler para las ondas electromagnéticas está dado por la siguiente ecuación:

$$f' = \gamma \frac{c+v}{c} f \quad (2.23)$$

Donde f es la frecuencia transmitida, f' es la frecuencia recibida, v es la velocidad del objetivo y γ es el factor de Lorentz dado por:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1-\frac{v^2}{c^2}}} \quad (2.24)$$

De esta última ecuación asumiendo que la velocidad del objetivo será mucho menor que la velocidad de la luz, el valor de γ será igual a 1. De la ecuación 2.23 y considerando que el factor de Lorentz es igual a 1, se deduce que la frecuencia que Doppler es igual a:

$$f_D = \frac{v * f}{c} \quad (2.25)$$

2.2.7. Resolución de la frecuencia de Doppler

La resolución de la frecuencia de Doppler está definida por la siguiente ecuación:

$$\Delta f_D = \frac{1}{T_{SWEEP}} \quad (2.26)$$

Donde T_{SWEEP} es el tiempo necesario para recolectar datos para aplicar el algoritmo FFT para hallar la frecuencia de Doppler. Dado que la resolución de la frecuencia de Doppler está asociada directamente a la resolución de la velocidad se tiene que:

$$\Delta v = \frac{c}{2f_c T_{SWEEP}} \quad (2.27)$$

Donde Δv es la resolución de velocidad y f_c es la frecuencia de transmisión del radar.

2.3. Componentes de Radiofrecuencia

2.3.1. VCO

El componente clave de un sistema de radar FMCW es el oscilador controlado por voltaje (VCO), ya que actúa como la fuente de señal del radar. El VCO es un oscilador electrónico cuya frecuencia de oscilación puede ser controlado por un voltaje de entrada. Teóricamente la frecuencia de salida se puede escribir de la siguiente forma:

$$f_o(t) = K_0 v_{in}(t) \quad (2.28)$$

Donde la modulación de frecuencia puede ser controlada con la modulación de $v_{in}(t)$. Para lograr una buena performance de un sistema de radar FMCW se necesita que el chirp sea totalmente lineal en frecuencia, sin embargo el componente que se encarga de generar este chirp o señal modulada en frecuencia que es el VCO utiliza un conversor exponencial y es extremadamente sensible a la temperatura por lo cual su respuesta de frecuencia no será totalmente lineal. Para corregir este problema de los VCOs se suele diseñar un PLL, el cual involucra componentes adicionales como por ejemplo un detector de fase, un pre-escalador y un loop filter.

2.3.2. Amplificador de bajo ruido

Es un tipo especial de amplificador electrónico usado para amplificar señales muy débiles provenientes, por ejemplo, de una antena receptora. Su propósito principal es proporcionar una figura de ruido mínima aunque ello conlleve a una disminución considerable de la ganancia.

En sistemas de recepción es usualmente requerido tener un preamplificador con una figura de ruido lo más reducido posible, debido a que la primera etapa del circuito tendrá el efecto dominante sobre la performance de ruido en todo el sistema.

Los parámetros que describen a un amplificador de bajo ruido son: tensión de operación, corriente de operación, frecuencia de operación, rango de temperatura de operación, figura de ruido y ganancia [20].

2.3.3. Mezclador

Un mezclador o *mixer* es un dispositivo de tres puertos que usa un elemento no lineal o variante en el tiempo para poder lograr la conversión. El símbolo y el diagrama funcional del *mixer* están ilustrados en la figura 2.11. El símbolo del *mixer* quiere decir que la salida es proporcional al producto de dos señales de entrada que consiste en la suma y diferencia de sus frecuencias. Esto es una idealización de la operación del *mixer*, ya que en realidad se produce una gran variedad de armónicos y otros productos no deseados a partir de las señales de entrada [21]. En la figura 2.11a se muestra la operación de conversión a alta frecuencia. El oscilador local (LO) a una frecuencia relativamente alta f_{LO} es conectada a una de las entradas del *mixer*. La señal del oscilador local puede ser representado como:

$$v_{LO}(t) = \cos 2\pi f_{LO} t \quad (2.29)$$

Una frecuencia en banda base o una frecuencia intermedia (IF) es aplicada a la otra entrada del *mixer*. Típicamente esta señal contiene la información o data a ser transmitida, y puede ser representada como:

$$v_{IF}(t) = \cos 2\pi f_{IF} t \quad (2.30)$$

La señal de salida de un *mixer* ideal está dada por el producto de las señales LO e IF.

$$\begin{aligned} v_{RF}(t) &= K v_{LO}(t) v_{IF}(t) = K (\cos 2\pi f_{LO}) (\cos 2\pi f_{IF} t) \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{LO} - f_{IF}) t + \cos 2\pi (f_{LO} + f_{IF}) t] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Donde K es una constante que representa la pérdida por conversión del *mixer*. La salida RF consiste en la suma y diferencia de las frecuencias de las señales de entrada:

$$f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF} \quad (2.32)$$

El espectro de frecuencia de las señales de entrada y salida son mostradas en la figura 2.11a, donde se ve que el *mixer* tiene el efecto de modulación de la señal LO con la señal IF. La suma y diferencia de frecuencia son llamadas bandas laterales de la portadora f_{LO} , con $f_{LO} + f_{IF}$ siendo la banda lateral superior (USB) y $f_{LO} - f_{IF}$ siendo la banda lateral inferior (LSB).

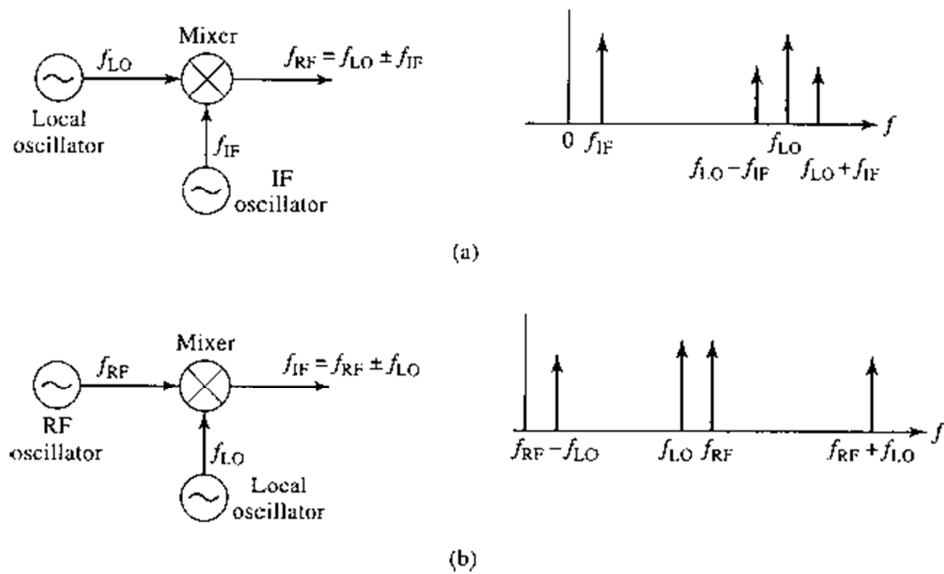


Figura 2.11. Conversión de frecuencia usando un mixer (Fuente: [10])

Por el contrario, la figura 2.11b muestra el proceso de conversión a baja frecuencia, como es usado en un receptor. En este caso la señal RF es la entrada y tiene la forma:

$$v_{RF}(t) = \cos 2\pi f_{RF}t \quad (2.33)$$

Entonces la señal de salida del mixer tendrá la forma de:

$$v_{IF}(t) = K v_{RF}(t) v_{LO}(t) = K (\cos 2\pi f_{RF}t) (\cos 2\pi f_{LO}t) \quad (2.34)$$

$$= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{RF} - f_{LO})t + \cos 2\pi (f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.35)$$

En la práctica las frecuencias de RF y LO son muy cercanas por lo que la suma de frecuencias es aproximadamente igual a dos veces la frecuencia de RF, mientras que la diferencia es mucho menor que f_{RF} . La salida IF deseada en el receptor es la diferencia de frecuencia $f_{RF} - f_{LO}$ que es seleccionada fácilmente con un filtro pasa bajos:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \quad (2.36)$$

Estos resultados son válidos considerando que el mixer es ideal, sin embargo un mixer en realidad tiene más productos generados por el comportamiento no lineal del diodo o transistor que lo compone. Estos productos son usualmente indeseados y eliminados usando filtros.

2.3.4. Divisor de potencia

Un divisor de potencia es una simple red de tres puertos que puede ser usada para dividir o combinar la potencia, y puede ser implementada en cualquier tipo de línea de transmisión. En la figura 2.12 se muestra algunos de los tipos de divisor de potencia del tipo juntura T.

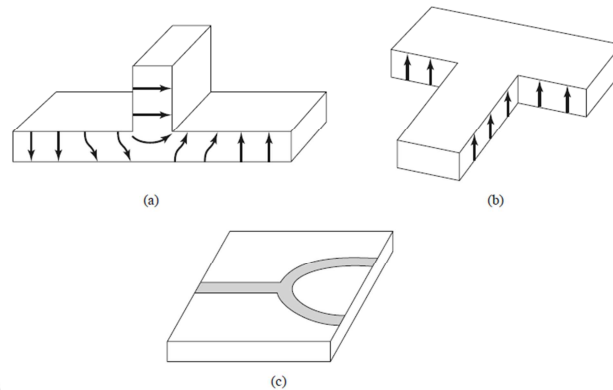


Figura 2.12. Divisores de potencia del tipo juntura T (Fuente: [10])

Los divisores de potencia del tipo juntura T sin pérdidas puede ser modelado como una juntura de tres líneas de transmisión, como la mostrada en figura 2.13.

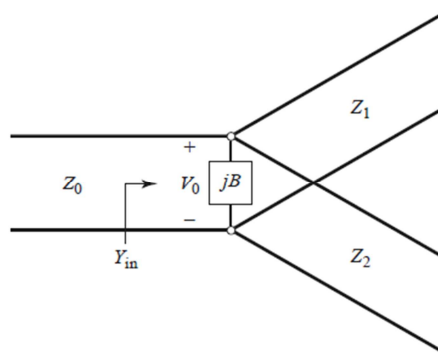


Figura 2.13. Divisores de potencia del tipo juntura T sin pérdidas (Fuente: [10])

2.3.5. Filtro pasa banda

Un filtro es un dispositivo que deja pasar las señales a una cierta frecuencia o en un rango de frecuencias, mientras que atenúa el paso de las demás. Además, idealmente, un filtro no añadirá nuevas componentes de frecuencia, sino que modificará las amplitudes de las ya existentes.

Un filtro pasa banda es un circuito de frecuencia selectiva que permite dejar pasar las frecuencias en una banda específica, llamada banda de paso, y atenúa las señales que están fuera de dicha banda. Esta banda de paso se establece entre dos puntos de corte denominados frecuencia inferior (f_L) y frecuencia superior (f_H), según lo muestra la figura.

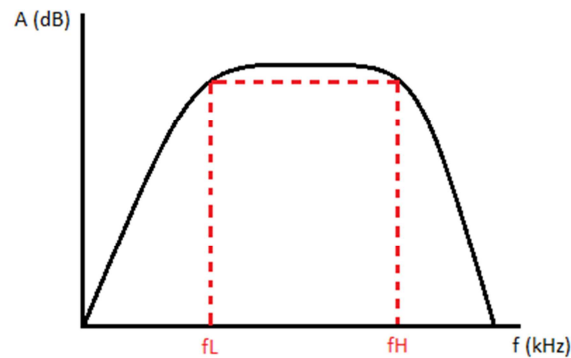


Figura 2.14. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa banda.
(Fuente: Elaboración propia)

Por tanto, típicamente, un filtro pasa banda estará compuesto por un filtro pasa alto seguido de un filtro pasa bajos. A continuación se muestra el diagrama de bloques que constituye un filtro pasa banda.

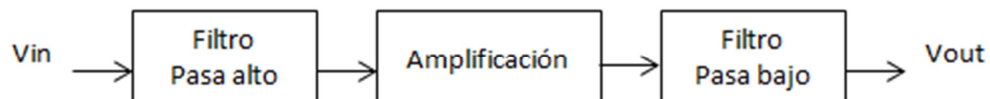


Figura 2.15. Diagrama de bloques de un filtro pasa banda
(Fuente: Elaboración propia)

Como se puede observar, la frecuencia a la que sucede la frecuencia de corte en el filtro pasa bajos es mayor que la frecuencia de corte en el filtro pasa altos. Dicha frecuencia de corte se determina cuando la amplitud de la señal cae -3dB. Por lo tanto, la diferencia entre dichas frecuencia de corte superior e inferior determinarán el ancho de banda del filtro pasa bandas, $BW = f_H - f_L$, y será el rango de frecuencia a la cual la señal pasará idealmente sin atenuación. Además, cabe mencionar que las regiones superiores a f_H e inferiores a f_L serán denominadas las bandas de rechazo o atenuación.

2.3.6. Filtro pasa bajos

Un filtro pasa bajos, idealmente, deja pasar las señales inferiores a su frecuencia de corte y rechaza las frecuencias superiores a dicha frecuencia de corte, tal como lo muestra la figura 2.16. En donde f_c representa a la frecuencia de corte, que es el punto a partir del cual se permite el paso o rechazo de las señales al ingresar a través del filtro.

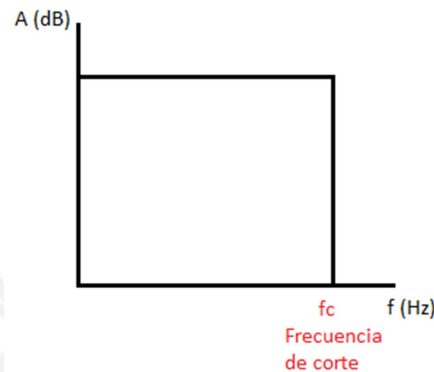


Figura 2.16. Respuesta ideal de un filtro pasa bajos
(Fuente: Elaboración propia)

Sin embargo, la gráfica de un filtro real, difiere de uno ideal debido a que es imposible diseñar filtros con un corte abrupto. En ese sentido a continuación se muestran las regiones que se diferencian en un filtro real, figura 2.17. Cabe mencionar que en el proceso de diseño de un filtro pasa bajos, se tiende a aproximación a un filtro ideal, es por eso que de acuerdo al tipo de diseño se podrán obtener valores más angostos en el rizado en la banda de paso y la banda de transición.

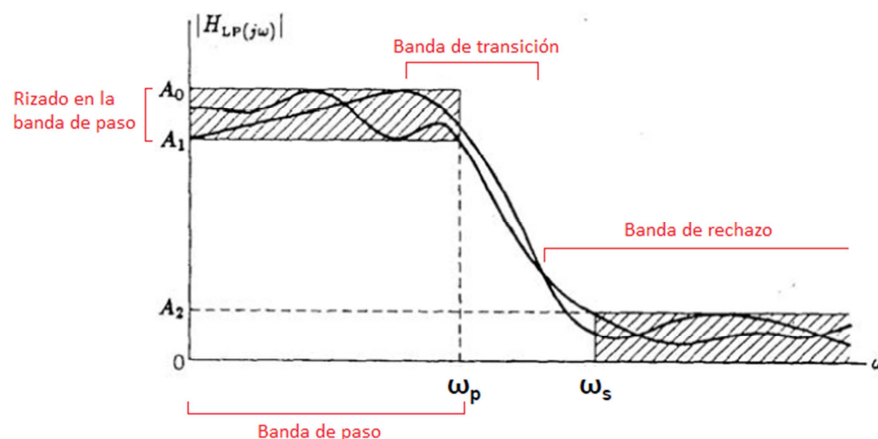


Figura 2.17. Regiones en un filtro real (Fuente: [11])

Hay varios tipos de filtros activos, alguno de ellos son Chebyshev, Bessel y Butterworth. Además, en el proceso de diseño, se pueden utilizar diferentes tipos de arquitecturas donde dos de las más conocidas son Sallen-Key y Multiple Feedback (MFB). En este documento nos centraremos en el filtro activo pasa bajos Butterworth, debido a su característica de respuesta máximamente plana en la banda de paso respecto de otros filtros, asimismo se utilizará la arquitectura Sallen-Key ya que permite una elección de componentes más flexible de acuerdo a la disponibilidad en el mercado local, respecto de otras topologías.

A continuación se muestra la ecuación estándar en el dominio de la frecuencia, para un filtro pasa bajos de segundo orden:

$$H_{LP} = \frac{K}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + \frac{jf}{Qf_c} + 1} \quad (2.37)$$

Donde Q es el factor de calidad. Luego, cuando $f \ll f_c$ la ecuación se reduce a K el circuito de filtro deja pasar las señales multiplicándolas por un factor de ganancia igual a K. Ahora, cuando $f = f_c$ la ecuación se reduce a $-jKQ$ y las señales de entrada son incrementadas por el factor Q. Sin embargo, cuando $f \gg f_c$, la ecuación se reduce a $-K\left(\frac{f_c}{f}\right)^2$, y las señales son atenuadas por el cuadrado de la proporción de frecuencias. Entonces, con la atenuación en altas frecuencias en términos de una potencia de 2, la fórmula anterior describe el comportamiento de un filtro pasa bajos de segundo orden.

2.3.7. Antenas planares

Las antenas planares de tecnología *microstrip* pueden ser definidas como un elemento radiante colocado sobre un sustrato dieléctrico, el cual está apoyado sobre un plano de tierra. El material del cual está fabricado el *patch* es generalmente oro o cobre y debido a su espesor reducido puede tomar virtualmente cualquier forma dependiendo de la aplicación o de la superficie a la cual se desea imprimir la antena.

Un ejemplo de antena planar es la llamada antena *quasi yagui* la cual es utilizada para aplicaciones de sistemas de radar, sensores inalámbricos en aviones, entre otros. Este tipo de antenas está conformado por una línea de alimentación, el *balun*, la línea CPS, el dipolo, el director y el reflector [12].

Capítulo 3: Diseño e Implementación de un Radar de Onda Continua en Frecuencia Modulada

3.1. Consideraciones preliminares

En el presente capítulo se describen los datos recopilados y criterios utilizados para el diseño de un prototipo de radar de onda continua en frecuencia modulada en la banda de 2.4GHz para realizar mediciones de distancia y velocidad de un objetivo. Para propósitos de diseño se ha definido que el prototipo de radar posea una resolución de distancia igual a 50cm y un alcance máximo teórico igual a 150m. En cuanto a la velocidad se ha propuesto una resolución menor a 0.5m/s y como velocidad máxima el valor de 30m/s. Estos parámetros son de vital importancia ya que definirán los requerimientos del sistema y con ello la selección de componentes. Cabe mencionar que para este primer prototipo se va a usar el radar en dos modos diferentes: modo FMCW y modo Doppler. La diferencia es que el radar en modo FMCW transmitirá un *chirp* o señal modulada en frecuencia mientras que el radar en modo Doppler transmitirá una señal con frecuencia constante. Para el cálculo de distancia se usará el radar en modo FMCW y para el cálculo de velocidad se usará el radar en modo Doppler. A continuación se presenta los cálculos para hallar los requerimientos del sistema.

3.1.1. Resolución de Distancia

La resolución de distancia se halla con la ecuación 2.22:

$$Resolución = \frac{c}{2 * BW} \quad (3.1)$$

Para el caso particular del prototipo se requiere una resolución de 50cm, entonces tomando en cuenta la ecuación 3.1 y que c es igual a la velocidad de la luz, el resultado del ancho de banda BW será igual a 300MHz. Por lo tanto, para la selección de componentes se deberá considerar que la señal transmitida por el radar debe tener un ancho de banda mínimo de 300MHz y estar centrado en 2.4GHz.

3.1.2. Distancia máxima

La máxima distancia teórica se puede hallar despejando el parámetro R de la ecuación 2.14:

$$R = \frac{c * f_b * t_0}{2 * \Delta f} \quad (3.2)$$

Entonces para el prototipo se requiere una distancia máxima de 150m, la que será reemplazada por R, el ancho de banda Δf o BW se definió en el cálculo de resolución de distancia y es igual a 300MHz, faltaría saber el valor de f_b que es la frecuencia en banda base otorgada por el bloque RF front end, para ello se analizó que la frecuencia de banda base máxima será de 15KHz debido a que la mayoría de prototipos de radar utilizan filtros pasa bajos de frecuencia de corte de 15KHz a la señal de banda base. Finalmente reemplazando todos los valores descritos anteriormente tenemos como resultado que el tiempo de pulso t_0 será igual a 20ms. Este parámetro será usado en el diseño del prototipo y que corresponde a la generación del chirp o señal modulada en frecuencia.

3.1.3. Resolución de velocidad

La resolución se halla con la ecuación 2.27:

$$\text{Resolución} = \frac{c}{2 * f_c * T_{SWEEP}} \quad (3.3)$$

Para consideraciones de diseño se requiere una resolución menor a 0.5m/s, por lo cual dado que la frecuencia f_c es constante e igual a 2.4GHz, el parámetro a variar será el tiempo de pulso T_{SWEEP} . Luego de reemplazar los datos en la ecuación 3.3 se tiene que el valor de T_{SWEEP} debe ser igual o mayor a 125ms. Cabe mencionar que para medir la velocidad el radar será configurado en modo Doppler por lo cual el parámetro T_{SWEEP} no se refiere a la generación del chirp sino al tiempo necesario para muestrear un grupo de datos para calcular la transformada de Fourier mediante el algoritmo FFT.

3.1.1.2. Máxima velocidad

Para el cálculo de la máxima velocidad se tiene que la frecuencia de recepción (f_b), es igual al doble de la frecuencia Doppler (f_D), por lo tanto reemplazando esto en la ecuación 2.25 y despejando del valor de v , se obtiene:

$$v = \frac{c * f_b}{2 * f} \quad (3.4)$$

Dado que se ha definido 15KHz como la frecuencia máxima de la señal de banda base f_b y que la frecuencia f es constante e igual a 2.4GHz, el resultado de la ecuación 3.4 es igual a 937m/s. Este valor cumple con el requerimiento de velocidad máxima del radar.

3.2. Diagrama de bloques del sistema

La figura muestra el diagrama de bloques del sistema de radar FMCW. La mayoría de los bloques contenidos en el recuadro azul a excepción de la Laptop corresponden a la unidad de radar y a la unidad de control. La computadora representada por la Laptop corresponde a la unidad de procesamiento. El recuadro rojo corresponde a la unidad de alimentación que suministra energía a todo el sistema de radar. Cabe mencionar que para configurar el radar en modo Doppler en lugar del generador de funciones irá un voltaje constante, manteniéndose el resto de la arquitectura.

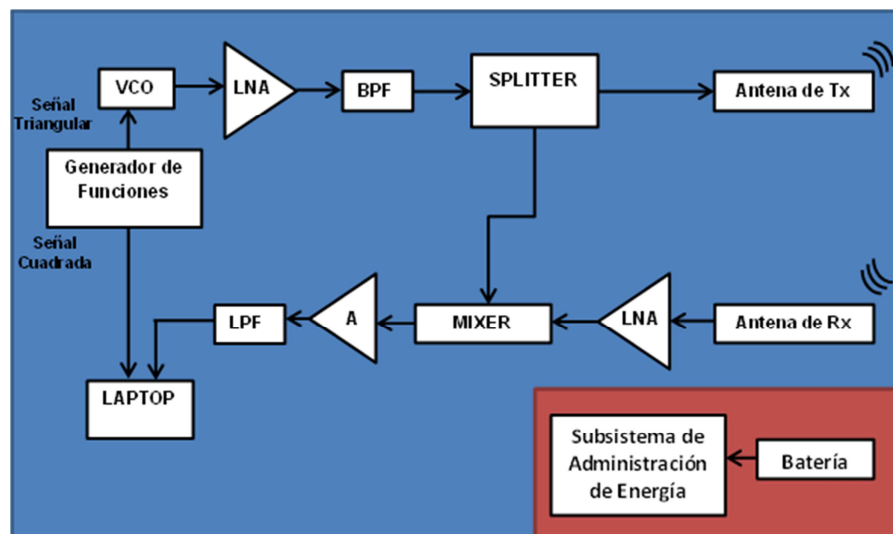


Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema (Fuente: Elaboración propia)

El diagrama de bloques está compuesto por una unidad de radar, una unidad de control y una unidad de procesamiento. La unidad de radar contiene los siguientes componentes: un oscilador controlado por voltaje (VCO), dos amplificadores de bajo ruido (LNA), un filtro pasa banda (BPF), un divisor de potencia (SPLITTER), dos antenas para la transmisión y recepción, un mezclador (MIXER), un amplificador de baja frecuencia (A) y un filtro pasa bajos (LPF). La unidad de control está compuesta por el generador de funciones y la tarjeta de audio de la LAPTOP. La unidad de procesamiento está compuesta por la LAPTOP donde se usará el software Matlab para realizar el procesamiento de la señal de banda base obtenida. Finalmente se puede ver en la figura 3.1 una unidad de alimentación la cual está compuesta por baterías y un subsistema para suministrar energía a todos los componentes que lo necesiten.

3.3. Unidad de radar

La unidad de radar está compuesta por los elementos que trabajan con la señal de alta frecuencia, en este caso en la banda de 2.4 GHz. La selección de los componentes se detalla a continuación.

3.3.1. Bloques constitutivos del radar

3.3.3.2. Selección de oscilador controlado por voltaje (VCO)

Durante el desarrollo se tuvo como premisa utilizar un VCO con las siguientes características:

- Frecuencia en la banda de 2.4 GHz.
- Respuesta de frecuencia lineal.
- Impedancia característica de 50 ohm.
- Ancho de banda mínimo de 300 MHz.

La tabla muestra una comparación entre los principales VCOs disponibles en el mercado.

Dispositivo	Mini-Circuits ZX95-2510+	CRYSTEK Microwave CRBV55BE-2300- 2500	Hittite HMC385LP4
Frecuencia Mínima	2129.5 MHz	2249.1 MHz	2120.0 MHz
Frecuencia Máxima	2620.4 MHz	2600.0 MHz	2570.0 MHz
BW	490.9 MHz	350.9 MHz	450 MHz
Voltaje de Sintonización	0-5 V	0.5-14 V	0-10 V
Potencia de Salida	+4 dBm	+6 dBm	+4.5 dBm
Impedancia Característica	50 ohm	50 ohm	50 ohm
Consumo de Corriente	40 mA @ 5 V	29 mA @ 8 V	35 mA @ 3 V
Precio	\$ 44.95	\$ 100.02	\$401.66

Tabla 3.1. Comparación entre VCOs (Fuente: Elaboración propia)

Los tres VCO cumplen con los requerimientos de banda de frecuencia de 2.4 GHz, también cumplen con el requerimiento de ancho de banda mínima de 300 MHz e

impedancia característica de 50 ohm, sin embargo se eligió el VCO de Mini-Circuits porque tiene un voltaje de sintonización de menor rango (0 – 5 V) y que puede ser obtenido directamente de un generador de funciones. Otro factor que se tomó en cuenta para la elección fue el menor precio del VCO de Mini-Circuits.

Dado que el VCO determinará los requerimientos de frecuencias del resto de componentes de la unidad de radar, se eligió el rango de 2300 a 2600 MHz como el rango de frecuencias de trabajo.

3.3.3.3. Selección del amplificador de bajo ruido (LNA)

Los criterios tomados en cuenta para la selección del amplificador de bajo ruido, comparado con otras opciones, fueron:

- Banda de frecuencia de 2300 a 2600 MHz.
- Figura de ruido mínima.
- Mayor ganancia.
- Mayor Potencia de Salida P_{1dB} .
- Menor Precio.
- Menor consumo de corriente.

Dispositivo	Mini-Circuits ZX60-272LN+	CRYSTEK Microwave CRBAMP-100-6000	Hittite HMC715LP3
Frecuencia Mínima	2300 MHz	100 MHz	2100 MHz
Frecuencia Máxima	2700 MHz	6000 MHz	2900 MHz
Ganancia	14 dB	18 dB	19 dB
Potencia de Salida P_{1dB}	18.5 dBm	17 dBm	19 dBm
Figura de Ruido	0.8 dB	3.5 dB	0.9 dB
Impedancia Característica	50 ohm	50 ohm	50 ohm
Consumo de Corriente	55 mA @ 5 V	60 mA @ 5 V	95 mA @ 5 V
Precio	\$ 39.95	\$ 75.39	\$ 312.13

Tabla 3.2. Comparación entre LNAs (Fuente: Elaboración Propia)

Se eligió el modelo ZX60-272LN+ de Mini-Circuits debido a su baja figura de ruido, mayor selectividad de frecuencias y menor precio.

3.3.3.4. Selección del filtro Pasa Banda (BPF)

Para seleccionar el filtro pasa banda se tuvo como objetivo:

- Banda de paso de 2300 a 2600 MHz.
- Menor pérdida de potencia posible en la banda de paso.
- Menor medida de desadaptación (VSWR)
- Menor precio.

Dispositivo	Mini-Circuits VBFZ-2340+	Mini-Circuits VBF-2435+	Mini-Circuits VBFZ-2575+
Frecuencia Mínima	2020 MHz	2340 MHz	2350 MHz
Frecuencia Máxima	2660 MHz	2530 MHz	2800 MHz
Pérdida	<2.2 dB	<3.0 dB	<2.2 dB
VSWR	1.5	2.5	1.9
Impedancia Característica	50 ohm	50 ohm	50 ohm
Precio	\$ 39.95	\$34.95	\$39.95

Tabla 3.3. Comparación entre BPFs (Fuente: Elaboración propia)

Los tres filtros pasa banda poseen características similares como se ve en la tabla pero se eligió el VBFZ-2340+ por su bajo VSWR cercano a la unidad.

3.3.3.5. Selección del Divisor de Potencia (SPLITTER)

Para seleccionar el divisor de potencia se tuvo como requerimientos:

- Divisor de potencia de 2 vías y 0 grados.
- Frecuencia de 2300 a 2600 MHz.
- Mínima pérdida por inserción por encima de 3 dB.

Díspositivo	Mini-Circuits ZX10-2-42+	Mini-Circuits ZAPD-4+	Mini-Circuits ZX10-2-332+
Frecuencia Mínima	1900 MHz	2000 MHz	1600 MHz
Frecuencia Máxima	4200 MHz	4200 MHz	3300 MHz
Pérdida por inserción por encima de 3dB.	0.2 dB	0.4 dB	0.8 dB
Desbalance de Fase	5 grados	6 grados	5 grados
Desbalance de Amplitud	0.3 dB	0.4 dB	0.2 dB
Impedancia Característica	50 ohm	50 ohm	50 ohm
Precio	\$ 34.95	\$34.95	\$29.95

Tabla 3.4. Comparación entre SPLITTERS (Fuente: Elaboración propia)

Los tres divisores de potencia cumplen con los requerimientos, sin embargo se eligió el divisor de potencia ZX10-2-42+ debido a su baja pérdida por inserción por encima de 3 dB.

3.3.3.6. Selección del mezclador (MIXER)

Para seleccionar el mezclador se tuvo como objetivo:

- La frecuencia LO/RF debe contener a la banda de 2.4 GHz.
- La frecuencia IF debe contener la banda base hasta 15 KHz.
- Menor pérdida por conversión.

Dispositivo	Mini-Circuits ZX05-C42MH+	Mini-Circuits ZX05-C60MH+	Mini-Circuits ZX05-43MH+
Frecuencia LO/RF	1000-4200 MHz	1600-6000 MHz	824-4200 MHz
Frecuencia IF	DC-1500 MHz	DC-2000 MHz	DC-1500 MHz
Pérdida por Conversión	6.2 dB	6.9 dB	6.3 dB
Aislamiento LO-RF	35 dB	32 dB	37 dB
Aislamiento LO-IF	20 dB	17 dB	24 dB
Impedancia Característica	50 ohm	50 ohm	50 ohm
Precio	\$ 39.95	\$ 39.95	\$46.45

Tabla 3.5. Comparación entre MIXERS (Fuente: Elaboración propia)

Los tres mezcladores cumplen con los requerimientos, sin embargo se eligió el mezclador ZX05-C42MH+ debido a su menor pérdida por conversión y precio reducido.

3.3.3.7. Antena Quasi Yagi

Los requerimientos para la selección de la antena son:

- Ancho de banda que contenga el rango de 2300 a 2600 MHz.
- Impedancia de 50 ohms
- VSWR cercano a la unidad.

La antena que se eligió fue una antena planar quasi yagi la cual posee características de banda ancha y radiación en la banda de frecuencias requerida.

En la tabla 3.6 se detalla las principales características de la antena elegida:

Parámetro	Valor
Tipo de antena	Planar Quasi Yagi
Ancho de banda	1.745 a 2.843 GHz
Ganancia	4.6 dB
Impedancia	50 ohm
VSWR	2

Tabla 3.6. Característica de la antena planar quasi yagui (Fuente: Elaboración propia)

3.3.2. Diseño del filtro pasa bajos

Antes de ser muestreada la señal de banda base se requiere de una etapa de amplificación y filtrado de la señal lo que constituye el amplificador de video. Para ello se va a diseñar un filtro que cumpla con los siguientes requerimientos:

- Frecuencia de corte de 15 KHz.
- Ganancia variable del amplificador.
- Filtro de cuarto orden:

Para esto se tuvo en cuenta las especificaciones para el propósito del proyecto, es decir se requirió que el filtro cuente con un rizado en la banda de paso (α_p) no menor a -1 dB y una atenuación mínima en la banda de rechazo (α_s) de 40 dB a partir de los 60 KHz (f_s), entonces:

$$f_p = 15\text{kHz}$$

$$\alpha_p = 1\text{dB}$$

$$f_s = 60\text{kHz}$$

$$\alpha_s = 40\text{dB}$$

Con los parámetros definidos, a continuación se halla el orden del filtro con las aproximaciones para un filtro de Butterworth [11]:

$$n \geq \frac{\log\left(\frac{10^{0.1 \times 40} - 1}{10^{0.1 \times 1} - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{60000}{15000}\right)}$$

$$n \geq 3.8092$$

$$n = 4$$

3.3.2.1. Filtro Pasa bajos

Se diseñó e implementó un filtro Pasa bajos que rechace todas las señales superiores a los 15KHz. Además se empleó un filtro Butterworth de Topología Sallen-Key. Los Filtros Butterworth se caracterizan por su respuesta máximamente plana en la banda de paso, con una atenuación moderada de -3dB a la frecuencia de corte. Además, se eligió la topología Sallen-Key ya que, gracias a sus simplificaciones, tiene como ventaja una mejor selección de los componentes del circuito.

Ahora, teniendo en cuenta el tipo de aplicación, se implementó un filtro de cuarto orden debido a que posee una pendiente más inclinada a la frecuencia de corte,

respecto de otras de menor orden. Por tanto, se utilizaron dos etapas de un filtro de 2do orden con topología Sallen-Key, las cuales implementaron un filtro Pasa Bajos de 4to orden. Para tal efecto se utilizó el siguiente criterio de diseño.

3.3.2.1.1 Filtro Butterworth de Topología Sallen-Key:

A continuación se muestra la topología Sallen-Key de un filtro Butterworth.

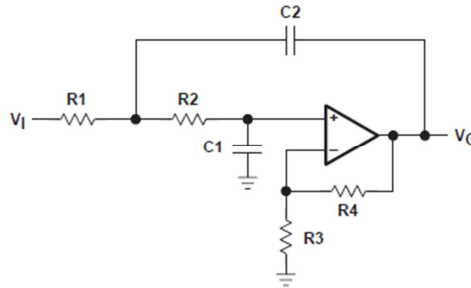


Figura 3.2. Filtro Pasa Bajo de 2do Orden topología Sallen-Key
(Fuente: Elaboración propia)

La ganancia del filtro es:

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} \tag{3.5}$$

Sin embargo, debido a que la señal de entrada al filtro Pasa bajos ya tendrá un nivel de amplificación, se fijará una ganancia unitaria para cada una de las dos etapas del filtro. Para tal efecto se toman las siguientes consideraciones:

R₄ tendrá una resistencia muy pequeña → 0 (en la práctica es un cable)

R₃ tendrá una resistencia muy grande → ∞ (en la práctica es un circuito abierto)

Con lo que el circuito quedaría de la siguiente manera:

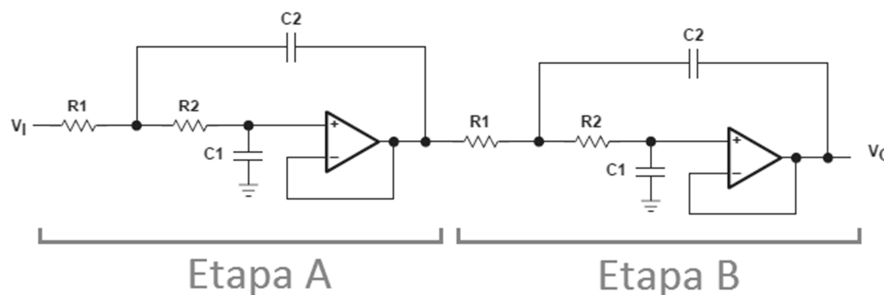


Figura 3.3. Filtro de 4to Orden topología Sallen-Key (Fuente: Elaboración propia)

A continuación se detallan los pasos para el criterio de diseño para las etapas A y B, según el manual de diseño de Texas Instruments [23].

Etapas A:

1. Se establece el valor del condensador C1, utilizando la frecuencia de corte, f_c :

$$C1 = \frac{10}{f_c} \mu F = \frac{10}{15kHz} \mu F = 666.67 \text{ pF}$$

2. Ahora teniendo en cuenta los coeficiente de Butterworth para la primera etapa del filtro:

n	i	a_i	b_i	Q_i
4	1	1.8478	1.0000	0.54

Se determina C2:

$$C2 \geq C1 \frac{4b_1}{a_1^2} = 666.67 \text{ pF} \frac{4(1)}{1.8478^2} = 781 \text{ pF} \rightarrow C2 = 1 \text{ nF}$$

3. Una vez determinados los valores de los condensadores C1 y C2, y teniendo como dato los valores de los coeficientes y frecuencia de corte, se hallan los valores de las resistencias:

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \pm \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2} = \frac{1.8478 \times 10^{-9} \pm 8.6469 \times 10^{-10}}{1.2566 \times 10^{-13}}$$

Con lo que se obtiene: $R_1 = 7.8 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 21.6 \text{ k}\Omega$

Con lo cual, la primera etapa del filtro queda de la siguiente manera:

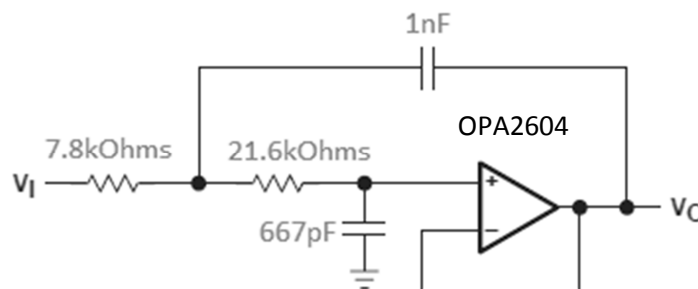


Figura 3.4. Primera etapa del filtro de 4to Orden (Fuente Elaboración Propia)

Etapa B:

De manera análoga a la etapa A, se obtuvieron los valores para la etapa B, teniendo en cuenta los coeficientes de Butterworth para la segunda etapa del filtro

n	i	a_i	b_i	Q_i
4	2	0.7654	1.0000	1.31

Con lo cual, la segunda etapa del filtro queda de la siguiente manera:

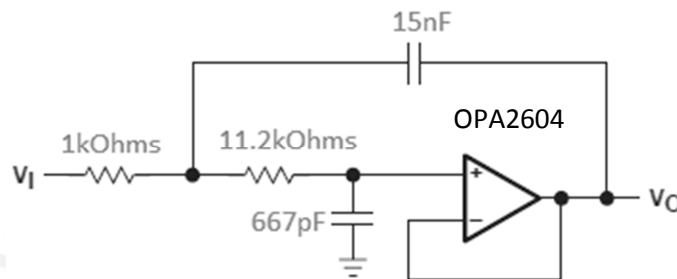


Figura 3.5. Segunda etapa del filtro de 4to Orden (Fuente: Elaboración propia)

Finalmente, el circuito completo se muestra a continuación:

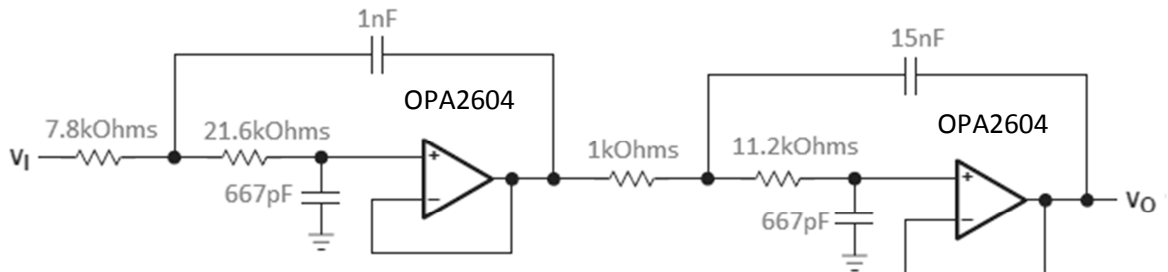


Figura 3.6. Filtro Butterworth de 4to orden topología Sallen-Key (Fuente: Elaboración propia)

A continuación se muestra las simulaciones del filtro completo, con los valores comerciales, además también se mostrará las mediciones hechas con los instrumentos como son el osciloscopio y el generador de señales.

3.3.2.1.2 Simulación del filtro con los componentes reales:

Se procedió a simular el filtro con los componentes reales, disponibles en el mercado local. Entonces, para una ganancia de 0 dB, la frecuencia de corte ocurre

cuando la ganancia cae -3 dB. Por lo tanto, a ese valor la frecuencia de corte es $f_c = 14.62 \text{ KHz}$ como lo muestra la gráfica:

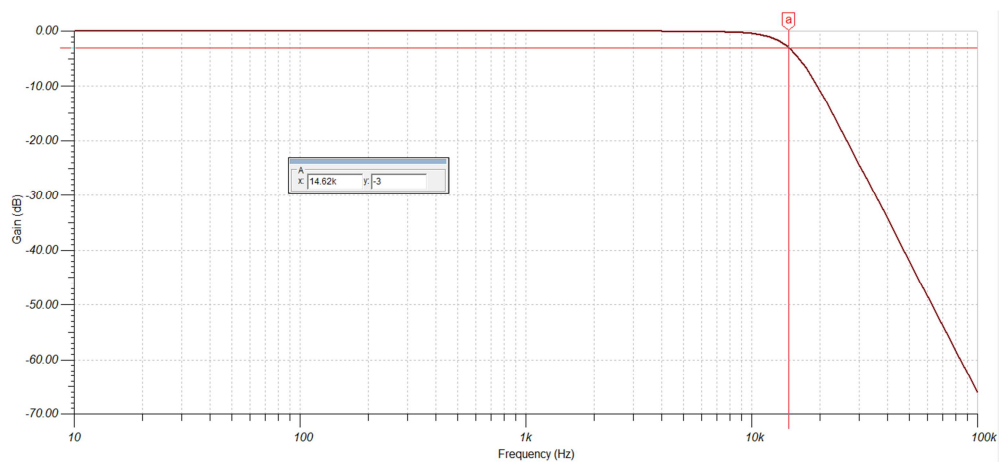


Figura 3.7. Respuesta del filtro ideal Ganancia vs. Frecuencia

(Fuente: Elaboración propia)

3.3.2.1.3 Cálculo real de la frecuencia de corte (f_c):

A continuación, usando un generador de señales, se genera una onda senoidal de 1 KHz de frecuencia que será la señal de entrada al filtro, luego con el osciloscopio, se analiza la señal de salida del filtro. Como se puede observar, la señal de salida tiene una amplitud pico-pico de 5.6 V a dicha frecuencia.

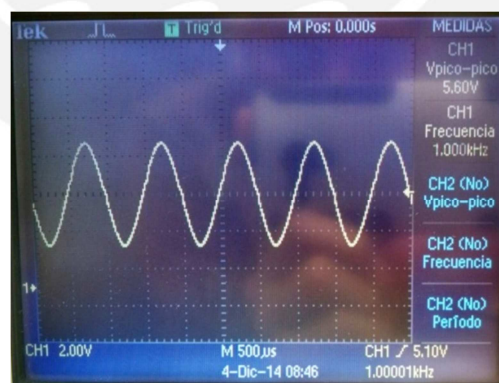


Figura 3.8. Señal senoidal a la entrada del filtro (Fuente: Elaboración propia)

Si la amplitud pico-pico es de 5.6 V, entonces la frecuencia de corte (f_c) ocurrirá cuando la amplitud disminuya hasta $\frac{5.6}{\sqrt{2}} \text{ V} = 3.96 \text{ V}$. Por lo tanto, determinando a qué frecuencia ocurren los 3.96 V se habrá hallado la frecuencia de corte. En ese

sentido, se irá aumentando la frecuencia de la señal de entrada al filtro para ir monitoreando el voltaje que se obtiene.

- Respuesta del filtro a 12.02 KHz, cuyo voltaje se reduce a 4.6 V

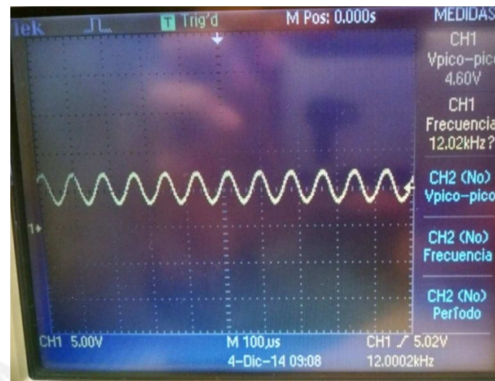


Figura 3.9. Respuesta del filtro a 12 KHz (Fuente: Elaboración propia)

- Respuesta del filtro a 14.20 KHz, cuyo voltaje se reduce a 4.00 V, que es el valor aproximado al cual debería suceder la frecuencia de corte. Por lo tanto la frecuencia de corte real es $f_c = 14.20 \text{ KHz}$

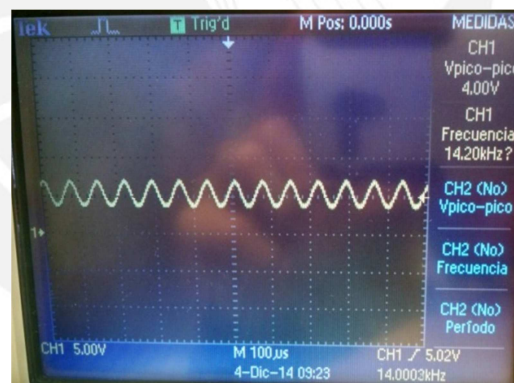


Figura 3.10. Respuesta del filtro a 14 KHz (Fuente: Elaboración propia)

3.3.2.2. Filtro Pasa altos:

Para completar el filtro pasa bandas del amplificador de video, se procedió a implementar un filtro pasa altos, en ese sentido debido a que se va muestrear la señal proveniente del radar utilizando un puerto de audio se consideró emplear una frecuencia cercana al espectro de audio que abarca desde los 20 Hz hasta los 20 KHz, por lo tanto se diseñó un filtro pasa altos a una frecuencia de corte de 15 Hz. Posteriormente, se conectó en cascada al filtro pasa bajo previamente diseñado

para atenuar las señales fuera de la banda de paso de $[15 \text{ Hz} - 15 \text{ KHz}]$, además, a través de este filtro, se busca introducir un nivel de ganancia variable, ya que las etapas del filtro pasa bajos poseen ganancia unitaria.

Un filtro activo pasa altos de primer orden (polo único), atenúa las bajas frecuencias y sólo deja pasar las señales de alta frecuencia. El tipo de filtro activo consiste de una etapa de filtro pasivo seguido de un amplificador operacional no inversor que le dará un nivel de ganancia, como lo muestra la figura siguiente. Cabe mencionar que la respuesta en frecuencia del circuito es la misma que la del filtro pasivo, excepto que la amplitud de la señal se incrementa por la ganancia del amplificador no inversor.

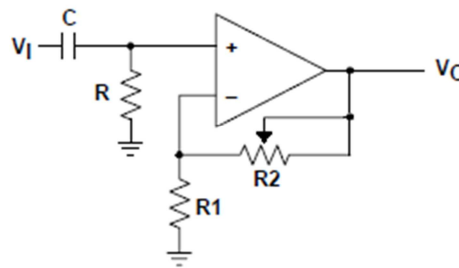


Figura 3.11. Topología de filtro de 1er orden (Fuente: Elaboración propia)

Dada la fórmula para la frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.6)$$

Se proceden a elegir los valores para el condensador (C) y la resistencia (R). Además, la ganancia del amplificador no inversor está dado por:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.7)$$

A continuación se proceden a diseñar los valores de los componentes del filtro:

Para una frecuencia de corte de $f_c = 15 \text{ Hz}$, y un valor de condensador de $C = 100 \text{ nF}$ se tiene:

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi(15\text{Hz})(100\text{nF})} = 106.10 \text{ k}\Omega$$

La razón por la cual se elige primero el capacitor es por la limitada variedad de valores, en el mercado, en comparación con los resistores. Ahora, dada la ecuación

de la ganancia del amplificador no inversor, $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, se escoge $R_1 = 220 \Omega$ y una resistencia variable de $R_2 = 10 k\Omega$, con lo que la ganancia máxima obtenida es $K = 45.45$ Por lo tanto, el circuito del filtro Pasa altos queda de la siguiente manera:

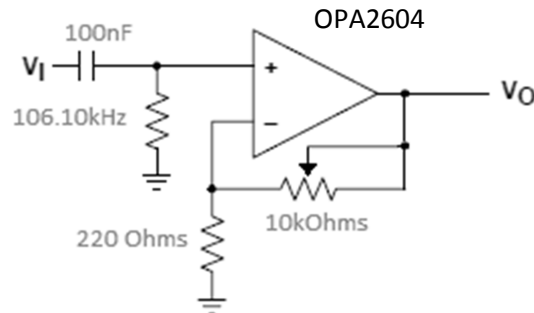


Figura 3.12. Filtro activo de 1er orden (Fuente: Elaboración propia)

3.3.2.2.1. Simulación del filtro:

Se procederá a analizar la respuesta del filtro utilizando el software de simulación TINA, de Texas Instruments, y los valores de los componentes encontrados en el mercado local.

De la gráfica, tomando como referencia la ganancia plana de 27.5 dB, la frecuencia de corte ocurre cuando la ganancia cae -3 dB, es decir a 24.5 dB. Por lo tanto, a ese valor la frecuencia de corte es $f_c = 14.52 \text{ Hz}$.

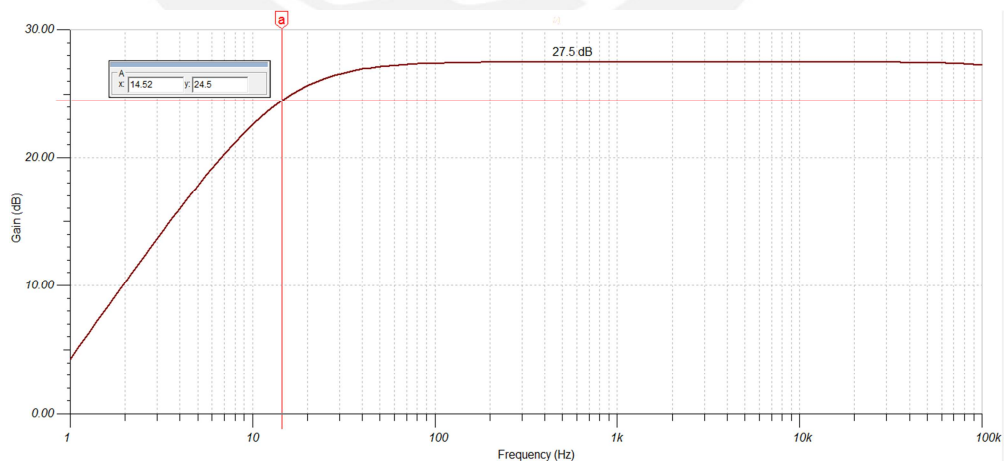


Figura 3.13. Respuesta del filtro Ganancia vs. Frecuencia (Fuente: Elaboración propia)

Para una entrada senoidal de 5 KHz, un nivel de DC de 2.5 V y una amplitud de 50 mV, la ganancia máxima del circuito será la relación entre la señal de salida pico-pico (gráfica de color rojo) y la señal de entrada pico-pico (gráfica color verde):

$$A = \frac{VF1_{pp}}{VG1_{pp}} = \frac{7.31 - 2.68}{2.55 - 2.45} = 46.30$$

Lo que representa una ganancia de: $20 \log(46.30) = 33.31dB$

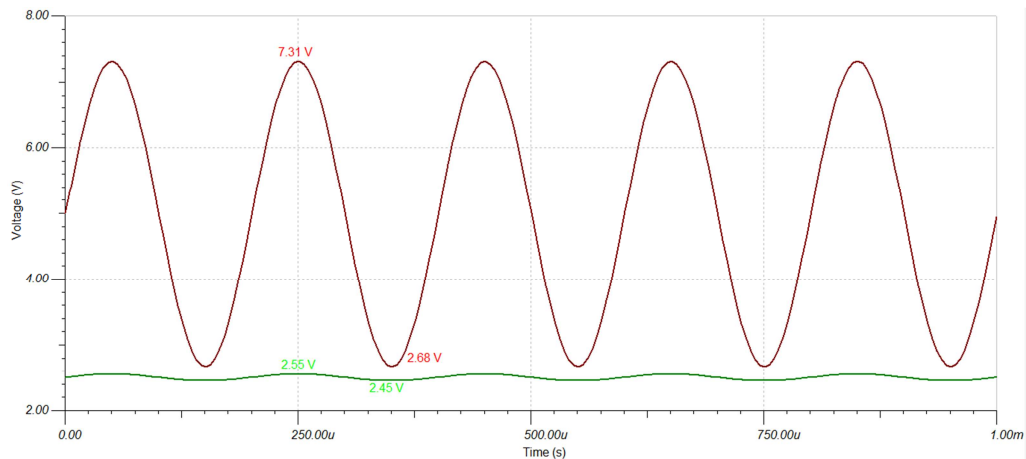


Figura 3.14. Respuesta del filtro Voltaje vs. Tiempo (Fuente: Elaboración propia)

3.3.2.2. Simulación de filtro Pasa bandas:

De la gráfica siguiente, se puede ver la respuesta del filtro Pasa bandas, cuyas frecuencias de corte a ambos extremos de las frecuencias deseadas han sido etiquetadas. Asimismo, se puede apreciar la respuesta máximamente plana del filtro Pasa bandas, corroborando de esta manera una de las mayores características de un filtro Butterworth, su ganancia plana en la banda de paso.

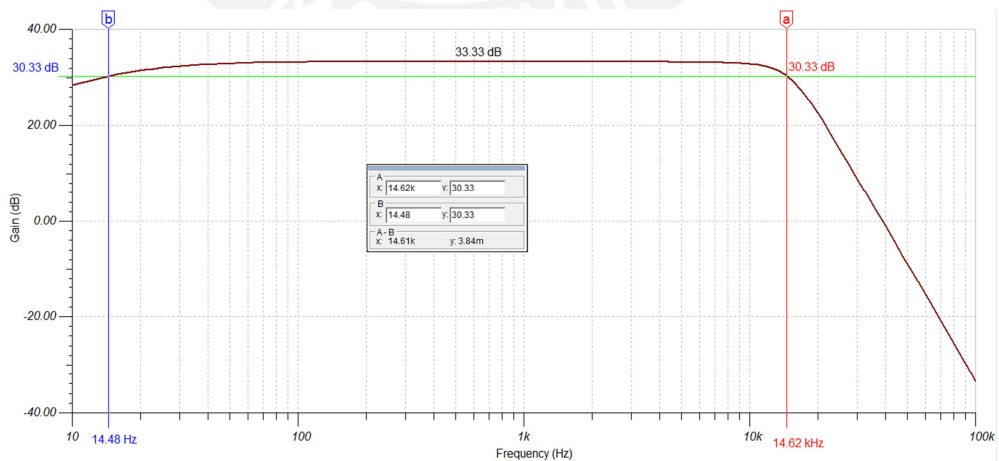


Figura 3.15. Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro Pasa bandas (Fuente: Elaboración propia)

3.3.3. Cálculo de Potencia

La potencia teórica se pueda hallar con los valores de potencia indicados en las hojas de datos de cada uno de los componentes que conforman la unidad de radar. En la figura 3.16 se muestra el cálculo de potencia RF y DC. La potencia RF se refiere a la potencia de la señal que será transmitida por la unidad de radar, mientras que la potencia DC se refiere a la potencia necesaria para el funcionamiento de los bloques constitutivos del radar. Cabe mencionar que los datos de potencia fueron obtenidos de los componentes seleccionados en el apartado 3.3.1.

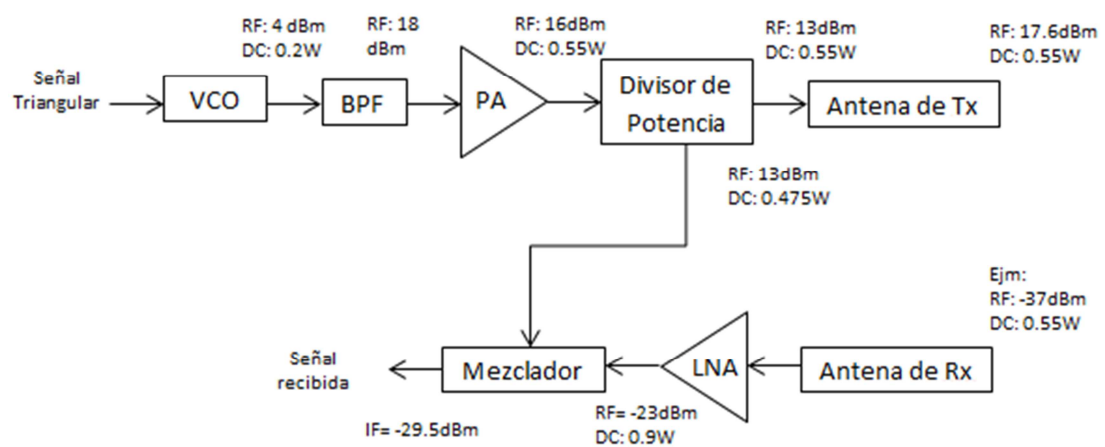


Figura 3.16. Calculo de potencia teórica (Fuente: Elaboración propia)

Como se puede ver en la figura 3.16, la potencia de transmisión es igual a 13 dBm y la potencia DC total es igual a 0.9 W. Sin embargo este cálculo de potencia de transmisión como se dijo previamente es teórico, por lo que se utilizó el analizador de espectros para verificar los valores mencionados en las hojas de datos. En la figura 3.17 se muestra la potencia de transmisión real que se obtiene al usar la arquitectura de radar descrita en el apartado 3.2. En este caso se hizo la prueba con el radar configurado en modo Doppler el cual nos da una potencia de transmisión de 10.59 dBm.



Figura 3.17. Potencia de transmisión real (Fuente: Elaboración propia)

En la figura 3.17 se puede ver que la potencia de transmisión es 10.59 dBm y que la frecuencia de la señal transmitida es de 2.65 GHz.

3.3.3.1. Cálculo de SNR

Se procederá a calcular la relación señal a ruido del Radar de Onda Continua propuesto.

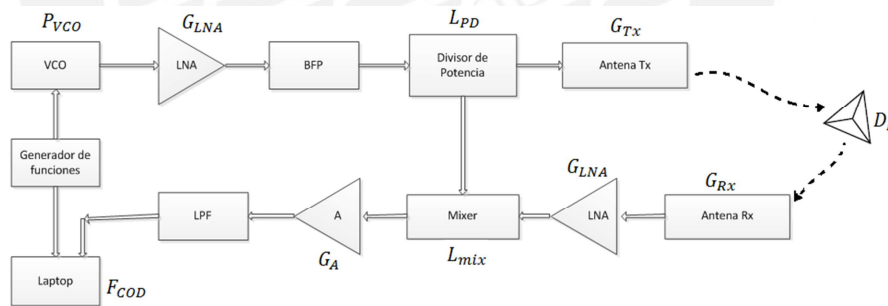


Figura 3.18. Ganancia y figura del ruido de los componentes del radar (Fuente: elaboración propia)

Además se cuenta con los datos de ganancia y figura de ruido de cada componente:

Componente	Ganancia o Pérdida	Figura de ruido
VCO	$P_{VCO,dB} = 4 \text{ dBm}$	-
Divisor de potencia	$L_{PD,dB} = 3 \text{ dB}$	-
Antena	$G_{Tx,dB} = G_{Rx,dB} = 4.6 \text{ dBi}$	-
LNA	$G_{LNA,dB} = 14 \text{ dB}$	$F_{LNA,dB} = 0.8 \text{ dB}$
Mixer	$L_{mix,dB} = 6 \text{ dB}$	$F_{mix,dB} = 11 \text{ dB}$
Amplificador de video	$G_{A,dB} = 33.31 \text{ dB}$	$F_{A,dB} = 15 \text{ dB}$
Codec audio	-	$F_{COD} = 55 \text{ dB}$

Tabla 3.7. Datos de la ganancia y figura de ruido de los componentes

(Fuente: elaboración propia)

Para esto se ha considerado un objetivo cuya forma es la de un tetraedro regular de lado $a=0.3 \text{ m}$, como lo muestra la figura 3.18, ubicado delante del radar. Por lo tanto, para el cálculo del parámetro de Radar Cross Section (RCS) del tetraedro se usa la ecuación 2.2, y es igual a:

$$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda_0^2} = 2.17 \text{ m}^2 \quad (3.8)$$

La atenuación de espacio libre del tetraedro regular, cuya distancia respecto del radar es de 3 metros, será calculado como:

$$D_{F,dB} = 10 \log \left[\frac{(4\pi)^3 R^4}{\sigma \lambda_0^2} \right] = 66.76 \text{ dB} \quad (3.9)$$

La potencia de entrada antes del LNA en el lado del receptor es:

$$P_{in,dB} = P_{VCO,dB} + G_{LNA,dB} - L_{PD,dB} + G_{Tx,dB} - D_{F,dB} + G_{Rx,dB} = -42.56 \text{ dB} \quad (3.10)$$

Mientras que la potencia del ruido térmico de entrada puede ser calculado como:

$$N_{T,dB} = 10 \log(k_B T_0 B_N) = -127 \text{ dBm} \quad (3.11)$$

Donde k_B es la constante de Boltzmann, T es la temperatura del receptor en Kelvin (se asume $T=290 \text{ K}$) y B_N determinado por el filtro pasa bajo antes del procesamiento, es el ancho de banda del ruido del receptor, el cual es 50 KHz . Por tanto el SNR de entrada es:

$$SNR_{in,dB} = P_{in,dB} - N_{T,dB} = 84.44 \text{ dB}$$

La figura de ruido de todo el receptor puede ser calculado como:

$$F_{sys,dB} = F_{LNA} + \frac{F_{mix}-1}{G_{LNA}} + \frac{F_A-1}{G_{LNA}G_{mix}} + \frac{F_{COD}-1}{G_{LNA}G_{mix}G_A} = 1.7 \text{ dB} \quad (3.12)$$

Finalmente, el $SNR_{out,dB}$ será calculado como:

$$SNR_{out,dB} = SNR_{in,dB} - F_{sys,dB} = 82.74 \text{ dB} \quad (3.13)$$

Cabe mencionar que los SNR de salida promedio de los actuales radares de Onda continua en frecuencia modulada estan alrededor de los 80.7 dB, por lo que nuestro sistema tiene una buena relación señal a ruido.

3.3.3.2. Prototipo de radar implementado

A continuación se muestra el prototipo de radar implementado, con todos los bloques constitutivos analizados hasta este punto.

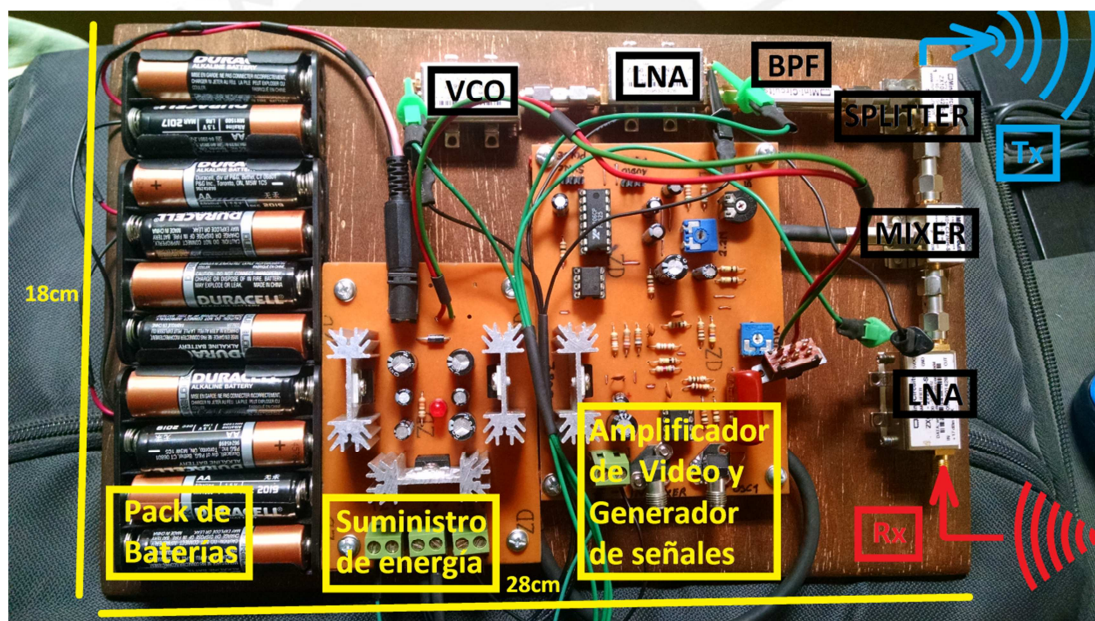


Figura 3.19. Diseño implementado del prototipo de Radar (Fuente: Elaboración propia)

Según la figura 3.19. se puede diferenciar la etapa de transmisión (líneas azules) compuesta por el oscilador controlado por voltaje (VCO), amplificador de bajo ruido (LNA), filtro pasa banda (BPF), el divisor de potencia (Splitter) y la antena de transmisión (Tx). Además, de la etapa de recepción (líneas rojas) se diferencian los componente que la conforman como son la antena de recepción (Rx), el amplificador de bajo ruido (LNA) y el mezclador (MIXER).

Cabe mencionar, que, además de los componentes de RF, se muestra también la tarjeta del amplificador de video compuesta por el filtro pasabajos y la etapa de amplificación correspondiente al filtro pasa altos. Asimismo se observa el circuito del generador de funciones perteneciente a la misma tarjeta. Finalmente se muestra el pack de pilas alcalinas que alimentan a la etapa de suministro de energía que posteriormente alimentará a todo el sistema de radar.

3.4. Unidad de control

3.4.1. Etapa de generación de la señal triangular y cuadrada

Según la arquitectura propuesta para el radar se requiere de una etapa que genere una señal triangular sincronizada con una señal cuadrada. Los generadores de funciones son una solución ideal ya que tienen la capacidad de producir formas de onda sinusoidal, cuadrada, triangular, rampa y de pulsos con alta estabilidad y precisión.

La tabla 3.8 muestra las características principales de los dos circuitos integrados generadores de funciones. La selección se hizo de acuerdo a los siguientes requerimientos:

- Capacidad para generar una señal triangular y cuadrada en simultáneo.
- Ciclo de trabajo de 50%.
- Amplitud de salida de 0-5 V.
- Menor Precio.

Dispositivo	EXAR XR-2206	INTERSIL ICL8038
Rango de Frecuencia	0.01Hz-1MHz	0.001Hz-300KHz
Ciclo de Trabajo	1 - 99%	2 – 98%
Amplitud	6Vpp	$0.33 \times V_{ALIMENTACIÓN}$
Impedancia de Salida	600 ohm	200 ohm
Voltaje de Alimentación	10 – 26V	10 – 30V
Costo	\$5.12	\$5.46

Tabla 3.8. Comparación etapa generador de señales (Referencia: Elaboración propia)

Se eligió el integrado XR-2206 de EXAR debido a que además de cumplir con los requerimientos exigidos, tiene la capacidad de variar su amplitud de salida configurando tan solo un valor de resistencia y además tiene un menor costo. Para generar las señales requeridas se necesita configurar los valores de frecuencia, ciclo de trabajo y amplitud de la señal triangular y cuadrada. Para configurar la frecuencia es necesario variar los valores de resistencia R y capacitor C según la ecuación 3.14. Estos valores de R y C se detallan en la hoja de datos del generador de funciones.

$$f = \frac{1}{RC} \text{ Hz} \quad (3.14)$$

El fabricante recomienda que la resistencia R se encuentre dentro del rango de $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$ y que el capacitor C cumpla con $1000 \text{ pF} < C < 100 \text{ }\mu\text{F}$. Para el caso en particular del prototipo propuesto se requiere una señal triangular y cuadrada con un tiempo de pulso igual a 20 ms o que es lo mismo un periodo de 40 ms, es decir, una frecuencia de 25 Hz. Por lo cual los valores de resistencia R y capacitor C serán $0.47 \text{ }\mu\text{F}$ y $85.106 \text{ K}\Omega$ respectivamente. Para obtener un valor preciso de frecuencia usamos un potenciómetro de 100 k en lugar de una resistencia.

Para configurar la amplitud de la señal triangular y cuadrada se debe variar la resistencia R_3 la cual está relacionada con el voltaje pico de salida de las señales mencionadas, esto se puede ver en las figuras 3.20 y 3.21.

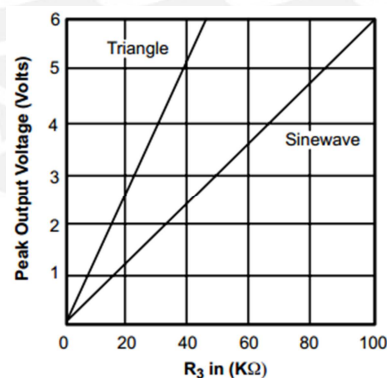


Figura 3.20. Voltaje pico de salida vs R3 (Referencia: Hoja de datos XR-2206)

A continuación se muestra el diagrama esquemático del generador de señales.

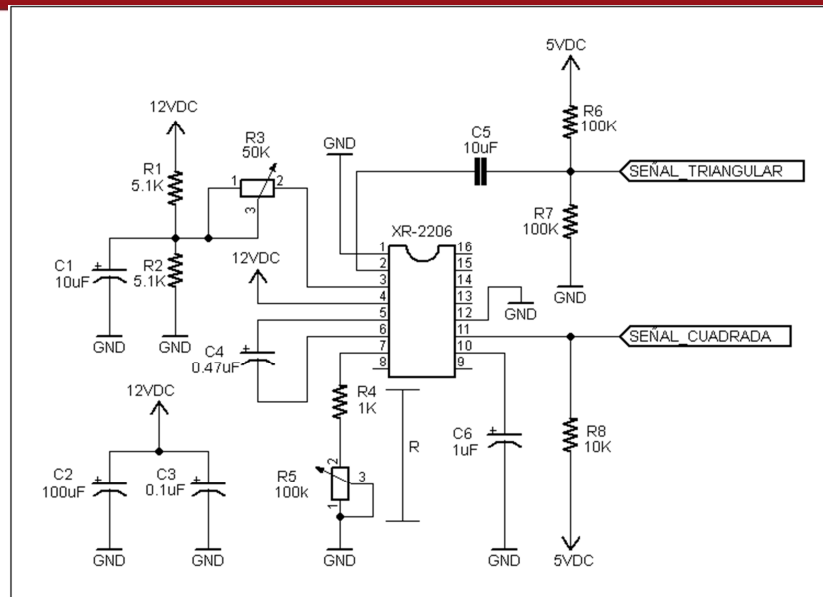


Figura 3.21. Generador de señales (Fuente: elaboración propia)

El potenciómetro R3 sirve para ajustar la amplitud de la señal triangular y cuadrada, cabe mencionar que la señal cuadrada está conectada a través de una resistencia a 5 V lo que ocasiona que la señal cuadrada tenga una amplitud de 5 V. En cuanto a la señal triangular, se ve que a la salida se le aplica un voltaje DC de 2.5 V a través de un divisor resistivo lo que permite que la señal triangular se encuentre dentro del rango de voltaje del VCO. En la figura 3.22 se muestra las señales triangular y cuadrada en un osciloscopio.

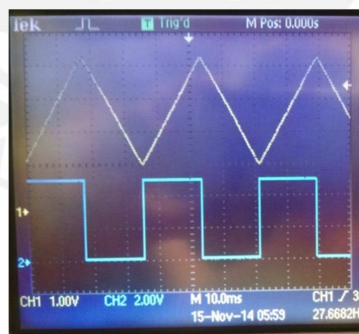


Figura. 3.22. Señales triangular y cuadrada del radar (Fuente: Elaboración propia)

Finalmente, considerando que la señal triangular va conectada al voltaje de sintonización del VCO, se debe ajustar R3 de tal forma que la amplitud de la señal triangular pueda hacer que la salida del VCO sea una señal cuya frecuencia empiece en 2300 MHz y llegue hasta 2600 MHz para luego regresar a 2300 MHz con un periodo de modulación de 40ms. Este periodo de modulación como se mencionó anteriormente se puede ajustar con la resistencia R5.

3.4.2. Etapa de muestreo

Los requerimientos de la etapa de muestreo son:

- Muestrear señales de hasta 15 KHz.
- Muestrear dos señales en simultáneo.
- Almacenar las señales muestreadas en una memoria.

Para esta etapa se seleccionó la tarjeta de audio de una laptop Lenovo G460 para que pueda realizar el muestreo de las señales recibidas por el radar. La tarjeta de audio está basada en el códec CX20671 el cual soporta resoluciones de 16, 20 y 24 bits con frecuencias de muestreo de 44.1 KHz, 48 KHz y 96 KHz. Debido a que se requiere muestrear dos señales en simultáneo (señal de banda base y señal cuadrada obtenida del generador de funciones) se usará el puerto de audio de la laptop que tiene la capacidad de grabar en estéreo. Dicho puerto de audio posee un canal izquierdo, un canal derecho y una referencia o tierra. La conexión será de la siguiente forma, la señal de banda base irá en el canal izquierdo, la señal cuadrada irá en el canal derecho y la referencia irá conectado a la referencia o tierra del sistema de radar.

El software que se encargará de controlar el tiempo de grabación, resolución y frecuencia de muestreo será Audacity que es un editor de grabación y edición de sonido libre, de código abierto y multiplataforma. Respecto al almacenamiento de la señal se dispone de la memoria de la laptop Lenovo G460 que nos permite grabar aproximadamente 460 horas con una resolución de 16 bits y frecuencia de muestreo de 44.1 KHz.

3.4.3. Etapa de pre-procesamiento

Consiste en configurar al radar de acuerdo al parámetro que se quiere calcular. Por ejemplo para calcular la distancia de un objeto, el radar debe configurarse en modo FMCW, es decir, se debe aplicar una señal triangular a la entrada del VCO. En este caso las señales muestreadas por la tarjeta de audio de la laptop serán la señal recibida por el radar que contiene todos los ecos y la señal cuadrada que nos indicará que parte de la señal de ecos recibida corresponde al `up-chirp` y que otra parte corresponde al `down-chirp`.

Por otra parte, para calcular la velocidad de un objeto, el radar debe configurarse en modo Doppler, es decir, se debe aplicar un voltaje constante a la entrada del VCO, de este modo se tendrá una frecuencia fija de transmisión. En este caso la única

señal muestreada será la señal que contiene la información de frecuencias de Doppler.

Para ambos casos las señales muestreadas en Audacity serán exportadas en formato WAV que posteriormente serán cargadas en MATLAB para su respectivo procesamiento.

3.5. Unidad de procesamiento

El procesamiento de las señales obtenidas de la unidad de radar se desarrollará usando el software MATLAB. Para ello se ha implementado un algoritmo para la medición de velocidad y otro algoritmo para la medición de distancia. A continuación se describe la implementación de ambos algoritmos para el cálculo de velocidad y distancia a lo largo del tiempo.

3.5.1. Implementación del algoritmo para obtención de la velocidad

El algoritmo para el cálculo de la velocidad de un objetivo está basado en la fórmula de Doppler la cual se puede reescribir de la siguiente forma:

$$v = \frac{c * f_b}{2 * f} \quad (3.15)$$

Donde f_b es la frecuencia de banda base obtenida luego del mezclador, v es la velocidad del objetivo, f es la frecuencia de la señal enviada por el radar en modo Doppler, y c es la velocidad de la luz.

El algoritmo se va a implementar en Matlab por lo que se ha desarrollado un diagrama de flujo que se muestra en la figura 3.23. El diagrama de flujo comienza con la lectura del archivo en formato WAV exportado desde Audacity, dicho archivo contendrá solo una señal muestreada ya que para la medición de velocidad el radar se ha configurado en modo Doppler. Luego se ingresará el tiempo de pulso T_{SWEEP} cuyo valor se ha definido en el apartado 3.1.3 y es igual a 125 ms. El valor de la frecuencia de muestreo F_s se cargará junto con la lectura del archivo y su valor es igual a 44100. Posteriormente se calcula el número de muestras que se tiene en un tiempo de pulso T_{SWEEP} y que es igual a 5513 muestras, también se hallará el número total de muestras que depende del tiempo durante el cual se ha grabado la señal. Luego se procederá a crear grupos de 5513 muestras cada uno hasta abarcar el número total de muestras. La matriz resultante tendrá el nombre de S1. A cada uno de estos grupos se le aplicará el algoritmo FFT y luego se calculará su magnitud y se pasará a dB a través de la siguiente operación $20 \log_{10}(magnitud)$.

La matriz resultante tiene el nombre de S3. Por otra parte, se creará un vector con las velocidades calculadas con respecto a un rango de frecuencias que van desde 0 hasta 15 KHz. El tamaño de este vector debe ser igual al número de grupos existentes o que es lo mismo al número de filas de la matriz S3. Finalmente se grafica cada uno de los grupos cuyos elementos están en dB respecto a la velocidad.

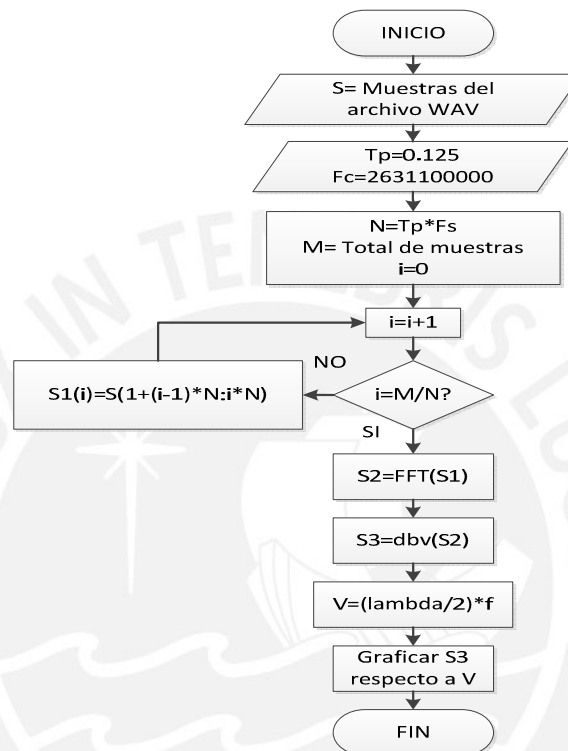


Figura 3.23. Diagrama de flujo para la velocidad (Fuente: Elaboración propia)

3.5.2. Implementación del algoritmo para la obtención de distancia

El algoritmo para el cálculo de la distancia de un objetivo está basado en la ecuación 3.2:

$$R = \frac{c * f_b * t_0}{2\Delta f} \quad (3.16)$$

Donde c es la velocidad de la luz, f_b es la frecuencia de la señal de banda base, t_0 es el tiempo que demora la señal transmitida en ir de la mínima frecuencia hasta la máxima frecuencia y Δf es el ancho de banda de la señal transmitida.

El diagrama de flujo del programa implementado en Matlab se muestra en la figura 3.24. En ella se muestra como primer paso la lectura del archivo en formato WAV, este archivo contendrá dos señales muestreadas, la primera será la señal de banda base y la segunda será la señal cuadrada. Luego se ingresará los parámetros de

tiempo de pulso T_p , frecuencia mínima del *chirp* y frecuencia máxima del *chirp*. Estos datos ingresados servirán para hallar el número de muestras N que es igual a 882, el número total de muestras M que depende del tiempo de grabación de las señales, el ancho de banda BW que es igual a 300 MHz y la resolución de distancia que es igual a 50 cm. En la siguiente etapa del algoritmo se selecciona partes de la señal de banda base que coincide con el '1' lógico de la señal cuadrada. De esta forma se tendrán j grupos los cuales estarán conformados por 882 elementos cada uno. Todos estos grupos formarán una matriz a la cual se le aplicará una técnica de rechazo de *clutter* o ecos indeseados descrita en el diagrama de flujo como $cr(S1)$. Para ello se restará la matriz consigo misma pero desfasada en el tiempo, lo cual resultará en la minimización de los ecos indeseados y predominancia de los ecos de los objetos a los cuales se requiere medir su distancia. Luego de aplicar el rechazo de *clutter* el siguiente paso es aplicar la FFT a cada uno de los grupos o filas que conforman la matriz $S2$. Posteriormente se calculará la magnitud en dB de cada uno de los elementos de los grupos que forman la matriz $S3$. Por otra parte se creará un vector donde se calcule las distancias resultante de frecuencias que van desde 0 hasta 15 KHz. La cantidad de elementos del vector distancia debe ser igual al número de grupos o filas de $S4$. Finalmente se procederá a graficar cada uno de los grupos de $S4$ ubicados según su distancia asociada a lo largo del tiempo.

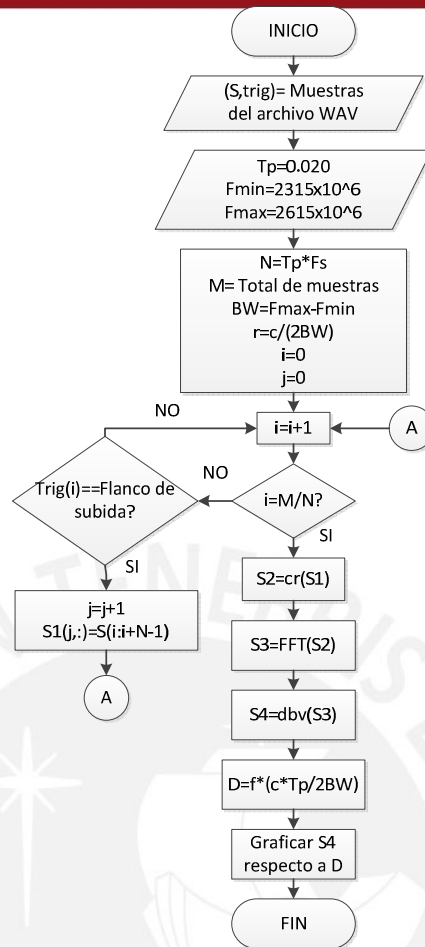


Figura 3.24. Diagrama de flujo para la distancia (Elaboración Propia)

3.6. Etapa de alimentación

Con motivo de suministrar voltaje a los diferentes componentes del radar, se requiere el diseño de una fuente de alimentación que disponga de dos niveles de voltaje continuo de 5 y 12 VDC. Además, dicha fuente de suministro tendrá como entrada única 18 voltios, los que serán proporcionados por un pack de 12 pilas alcalinas de 1.5 voltios cada una lo que da un total de 18 voltios. A continuación se muestra el diagrama de bloques de la fuente de alimentación.

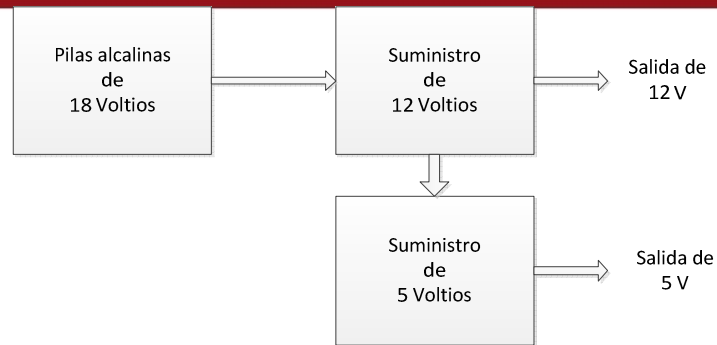


Figura 3.25. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación
(Fuente: Elaboración propia)

Dado que el consumo eficiente de energía no fue uno de los requerimientos para este primer prototipo de radar, se utilizaron los reguladores de voltaje de la serie LM78XX de Fairchild Semiconductor Corporation, debido a que cumplen con los suministros de voltajes necesarios y por su disponibilidad en el mercado local. Cada uno de estos reguladores puede ofrecer una salida de hasta 1 A. Además sus características de limitación de corriente y protección térmica los hacen especialmente inmunes a las sobrecargas. Estos dispositivos se pueden utilizar con componentes externos para obtener tensiones de salida ajustables, sin embargo para el propósito de este proyecto, se utilizarán como reguladores de voltaje fijo a los niveles anteriormente especificados.

De la figura 3.25 se puede observar que los 18 voltios del pack de pilas alimenta directamente al regulador de 12 voltios, este último a su vez alimenta al regulador de 5 voltios. Esto es posible debido a que el *dropout voltage* para la serie de reguladores 78XX es de 2 voltios a condiciones de 25 °C, es decir que se asegura que el regulador de 12 voltios reciba y suministre el suficiente voltaje para su correcta operación y la del regulador de 5 voltios. A continuación se muestra el diagrama esquemático propuesto para la implementación de la fuente de alimentación del radar.

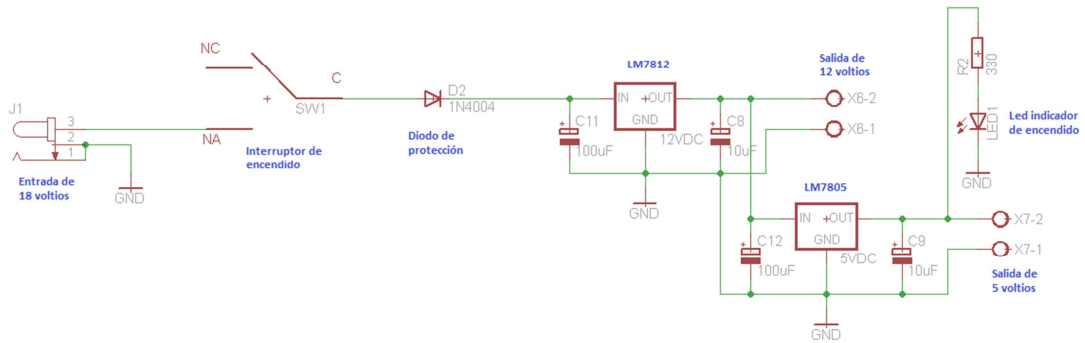


Figura 3.26. Diagrama esquemático del circuito de la fuente de alimentación
(Fuente: Elaboración propia)

Como se puede observar el circuito tendrá una entrada de 18 voltios, la que es proporcionada por el pack de baterías, luego el interruptor de encendido permite manipular el encendido de todo el sistema de radar, a continuación se tiene el diodo de protección que asegura el flujo de corriente en un solo sentido. Finalmente, a partir de este punto los dos reguladores obtienen el voltaje necesario para su operación y para proveer el nivel de voltaje requerido.

3.6.1. Tiempo de autonomía de las baterías

El voltaje de suministro del sistema es de 18v por lo que se ha utilizado 12 baterías alcalinas AA de la marca Duracell los cuales tienen las siguientes características:

Características de las baterías utilizadas	
Marca	Duracell
Modelo	LR6
Voltaje	1.5v
Capacidad	1500mAh

Tabla 3.9. Características técnicas de las baterías (Fuente: Elaboración propia)

Dado que el sistema consume una corriente igual a 182mA, el tiempo de autonomía del radar será igual a 8 horas con 12 minutos aproximadamente.

4. Pruebas y Resultados

4.1. Pruebas de distancia utilizando una cinta métrica.

Para las pruebas de distancia se configuró el radar en el modo FMCW. El radar se ubicó en una posición fija mientras que el objetivo se iba desplazando a lo largo del haz del radar. Cabe mencionar que el objetivo considerado por el radar para las pruebas de distancia fue una persona. Las pruebas se hicieron en diferentes áreas o espacios para ver el desempeño del radar y la capacidad para diferenciar objetos.

A continuación se presenta las diferentes pruebas realizadas.

4.1.1. Prueba de distancia en campo abierto

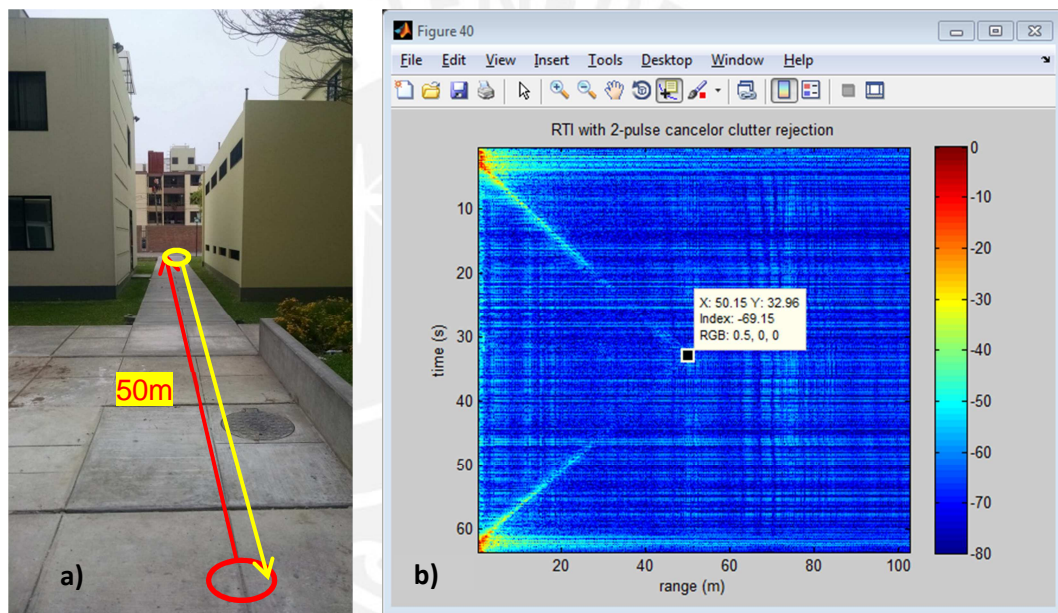


Figura 4.1. Medición de distancia en campo abierto (Fuente: Elaboración propia)

En la figura 4.1a se muestra el recorrido realizado por una persona que cumple la función de objetivo del radar. La línea de color rojo muestra el recorrido de ida y la línea amarilla muestra el recorrido de vuelta. Para esta prueba se muestreó y almacenó la señal de banda base desde el instante en que la persona se encontraba junto al radar hasta que volviera de su recorrido y nuevamente esté junto al radar. Este cambio de distancia a lo largo del tiempo se puede observar en la figura 4.1b. La distancia de ida y vuelta es el mismo y su valor es de 50m, lo cual coincide con el valor hallado en el procesamiento.

Por otra parte, se puede ver que a menor distancia se tiene mayor intensidad de potencia y conforme se va incrementando la distancia la intensidad de potencia va

disminuyendo. Esto se debe a que a mayor distancia la potencia que incide sobre el objetivo es menor. Finalmente se puede ver que aunque existen otros objetos dentro del haz del radar, la potencia reflejada por parte de la persona en movimiento es la predominante. Esto se debe a que el procesamiento incluye una etapa de rechazo de clutter o ecos indeseables, por lo que la señal reflejada por objetos que permanecen estáticos se minimizará y la señal reflejada por los objetos en movimiento predominará sobre el resto de señales.

4.1.2. Prueba de distancia en espacios internos

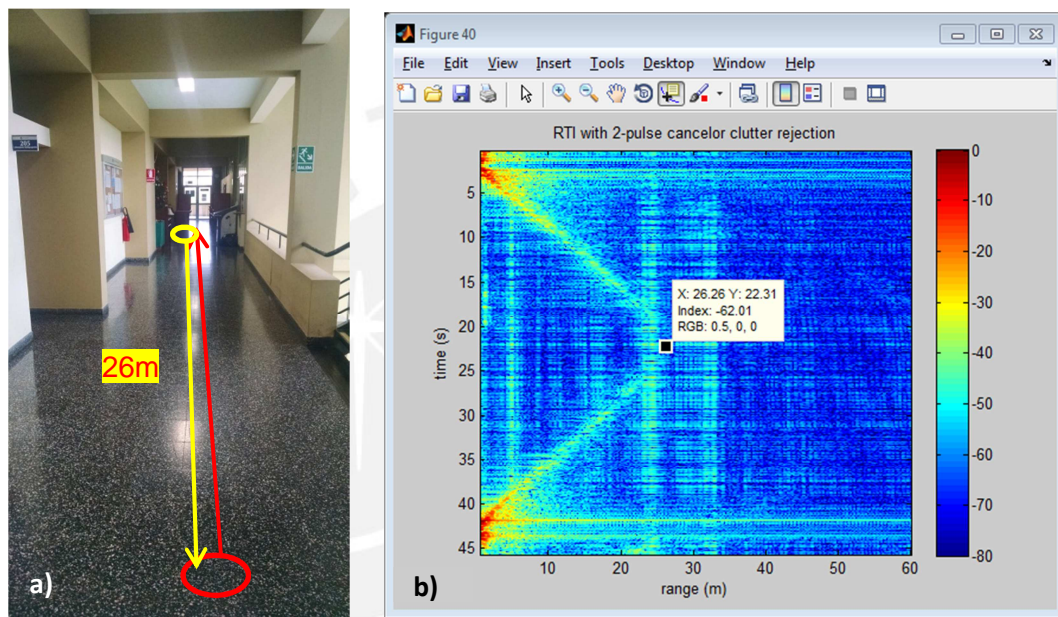


Figura 4.2. Medición de distancia en espacios internos

(Fuente: Elaboración propia)

Para esta prueba el escenario fue el pasillo del 3er piso del pabellón “V” de Electrónica que es un lugar con mayor cantidad de obstáculos y señales de interferencia. El propósito de medir la distancia en este tipo de ambiente es para observar la performance del radar y detectar los posibles errores de procesamiento. De forma similar a la prueba en campo abierto, una persona será el objetivo del radar y se desplazará desde la posición del radar hasta una distancia de 26m para luego retornar nuevamente a la posición del radar. La figura 4.2a muestra el recorrido realizado por la persona. La figura 4.2b muestra el resultado del procesamiento donde se puede observar que la distancia del objetivo va incrementándose a lo largo del tiempo hasta llegar a 26m que es el instante en que el objetivo empieza a retornar hacia la posición del radar. También se puede observar que existen otros patrones de distancia ajenos al objetivo del radar los

cuales se pueden interpretar como ruido o interferencia provocada por señales cuya frecuencia se encuentren dentro del rango de trabajo del radar. Finalmente se puede observar que el tiempo que le toma a la persona en recorrer ida y vuelta la distancia de 26m, es de 40 segundos.

4.1.3. Mediciones de distancia sin usar la técnica de rechazo de clutter.

Cabe mencionar que los resultados presentados anteriormente usan la técnica de rechazo de clutter que se encarga de minimizar todas las señales provenientes de objetos estáticos y maximizar la señales provenientes de objetivos en movimiento. La figura 4.3 muestra el resultado del procesamiento sin usar la técnica de rechazo de clutter, donde se puede observar las distancias de todos los objetos que se encontraron dentro del haz del radar.

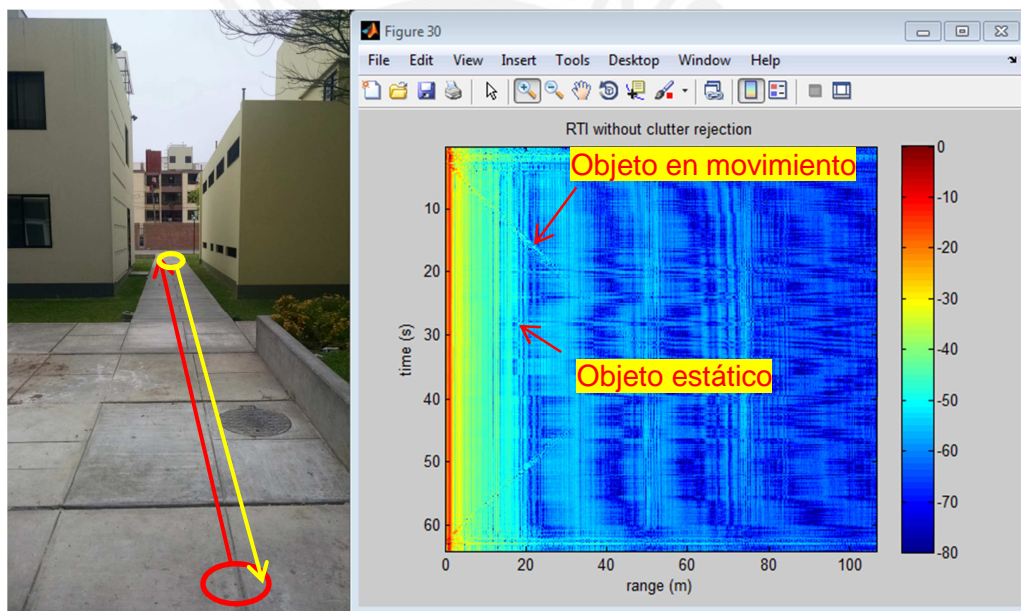


Figura 4.3. Medición de distancia sin rechazo de clutter (Fuente: Elaboración propia)

4.1.4. Máxima distancia

La máxima distancia que fue posible reconocer con el procesamiento fue de 50m. Cabe mencionar que este valor corresponde a la máxima distancia cuando el objetivo del radar fue una persona.

4.2. Pruebas de velocidad utilizando un velocímetro.

Para las pruebas de velocidad se determinó como objetivo del radar un automóvil, el cual posee instalado un velocímetro que servirá para verificar la velocidad calculada por el radar. Cabe mencionar que para realizar estas pruebas el radar debe estar configurado en el modo Doppler. En la figura 4.4 se muestra el velocímetro del automóvil usado para las pruebas.



Figura 4.4. Velocímetro de un automóvil (Fuente: Elaboración propia)

A continuación se presenta tres pruebas de velocidad, la primera con el automóvil moviéndose a una velocidad de 10 Km/h, la segunda con una velocidad de 20 Km/h y la tercera con una velocidad de 30 Km/h. La figura 4.5 muestra el escenario considerado para las pruebas de velocidad.



Figura 4.5. Escenario de pruebas (Fuente: Elaboración propia)

4.2.1. Prueba de velocidad 1

La prueba 1 consistió en medir la velocidad del automóvil moviéndose a 10 Km/h. Para ello el objetivo de radar que es el automóvil se ubicó a una distancia de 50m frente al radar para luego acelerar hasta llegar a los 10 Km/h. La ubicación exacta del radar es a un lado del camino por donde pasará el objetivo, es por ello que se debe considerar que la frecuencia de Doppler asociada al radar cambiará dependiendo del ángulo de radiación de la antena. La figura 4.6 muestra el resultado del procesamiento de la señal recopilada en modo Doppler.

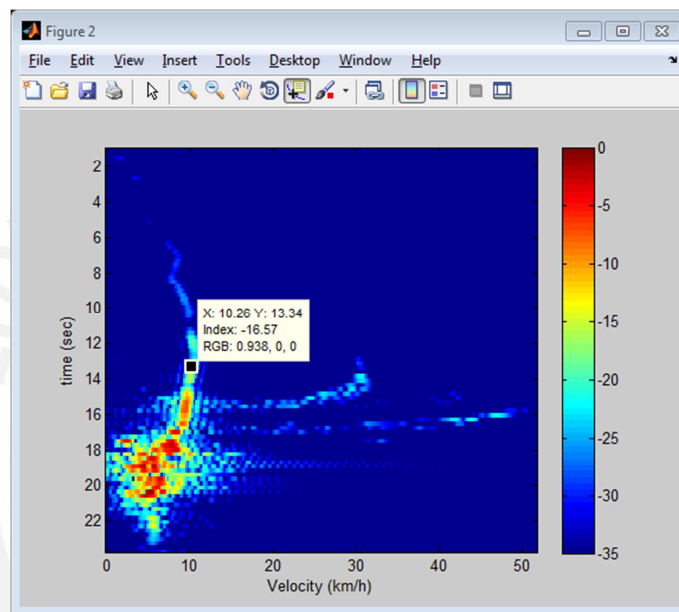


Figura 4.6. Medición de velocidad a 10 Km/h (Fuente: Elaboración propia)

En la gráfica de velocidad versus tiempo de la figura 4.6 se puede ver que la velocidad se va incrementando en los primeros segundos de grabación hasta llegar a una velocidad casi constante de 10 Km/h. También se puede ver que hay una caída abrupta de la velocidad a partir del segundo 16 de medición, esto debido a que el vehículo ha alcanzado la posición del radar y que la velocidad del vehículo ya no genera una frecuencia de Doppler debido a que la radiación del radar ya no alcanza al objetivo.

4.2.2. Prueba de velocidad 2

Para la prueba de velocidad 2, el vehículo se ubicó nuevamente frente al radar a una distancia de 50m. El vehículo comenzó a acelerar hasta llegar a una velocidad constante de 20 Km/h. El resultado del procesamiento de la señal recopilada se

muestra en la figura 4.7. De forma similar a la prueba de velocidad 1, en la figura 4.7 se puede ver que el vehículo acelera hasta llegar a una velocidad constante de 20 Km/h hasta que alcanza la posición del radar y que a partir de ese instante ya no se tiene una frecuencia de Doppler originada por la velocidad del vehículo.

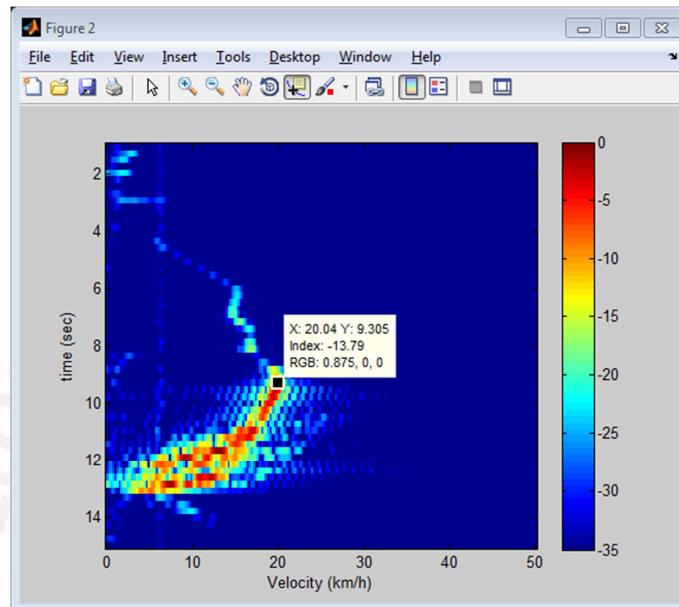


Figura 4.7. Medición de velocidad a 20 Km/h (Fuente: Elaboración propia)

4.2.3. Prueba de velocidad 3

Para la prueba de velocidad 3, el vehículo empieza a acelerar hasta llegar a una velocidad de 30 Km/h. Los resultados de esta prueba se muestran en la figura 4.8.

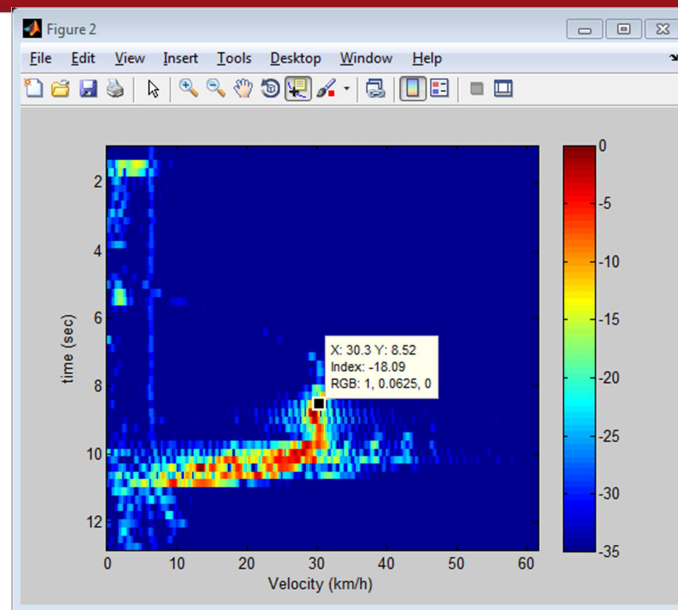


Figura 4.8. Medición de velocidad a 30 Km/h (Fuente: Elaboración propia)

Se puede ver que el tiempo en el cual la velocidad permanece constante es menor con respecto a las pruebas de velocidad 1 y 2, esto se debe a que el vehículo tiene una mayor velocidad y que llega a alcanzar al radar en menor tiempo.

4.3. Resultados de resolución en distancia.

La resolución de distancia como se ha descrito en el capítulo 3 es de 50 cm, es decir, como mínimo dos objetos deben estar separados por 50 cm para poder diferenciarlos en el procesamiento. En ese sentido se hicieron pruebas para detectar el error en la medida de distancia. La prueba consistió en registrar las paradas de un objeto cada 5 metros en una trayectoria recta alejándose del radar. El resultado se muestra en la figura 4.9, en la cual se observa una gráfica que registra el movimiento y las paradas del objetivo, lo que coincide con la trayectoria real mostrada con un error promedio de 34cm que está dentro de la resolución teórica que es igual a 50cm.

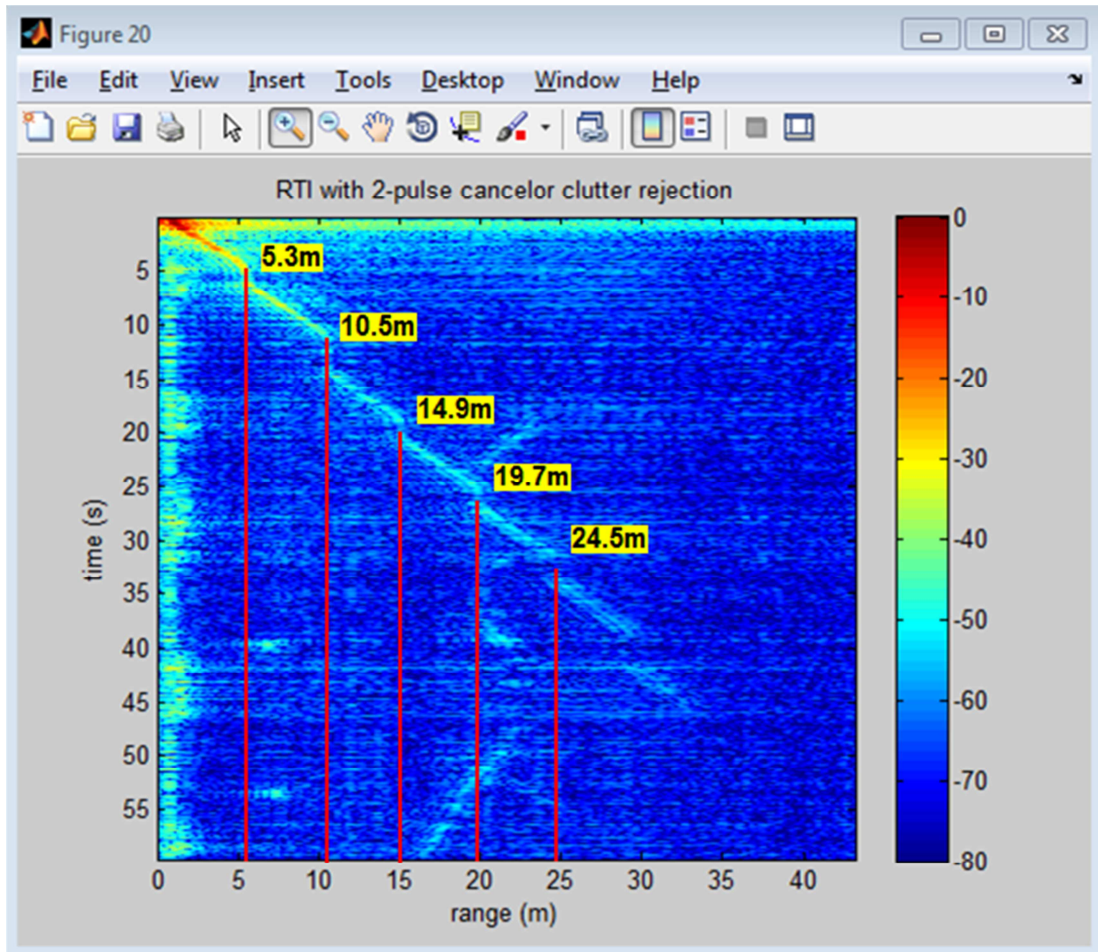
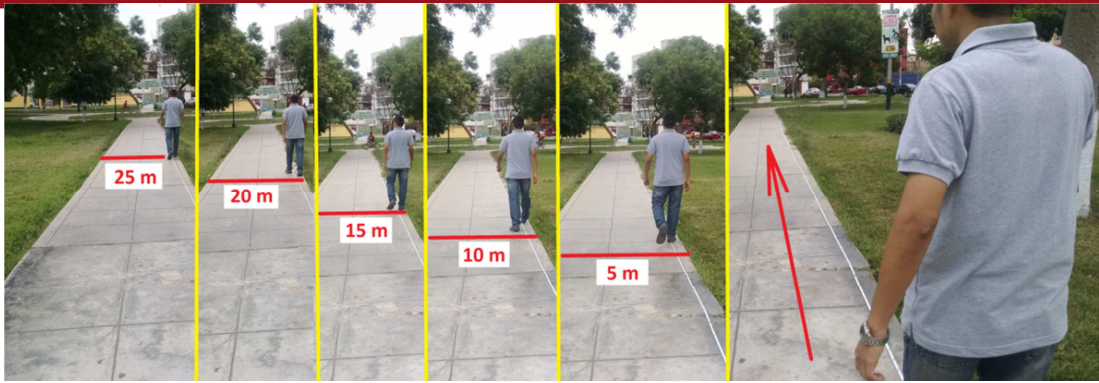


Figura 4.9. Distancia con paradas sucesivas cada 5 metros. Arriba: escenario real, abajo: gráfica generada (Fuente: Elaboración propia)

Además, según la tabla 4.1, se observa la comparación entre la distancia real y medida con el error correspondiente en cada caso.

Distancia Real (m)	Distancia Medida (m)	Error (m)
5	5.3	0.3
10	10.5	0.5
15	14.9	0.1
20	19.7	0.3
25	24.5	0.5
Error promedio		0.34m

Tabla 4.1. Comparación entre distancia real y medida. (Fuente: Elaboración propia)

4.4. Resultados de resolución en velocidad.

La resolución de velocidad como se ha descrito en el capítulo 3 es de 0.5 m/s o 1.8 Km/h, es decir, como mínimo dos objetos deben tener una diferencia de velocidad de 1.8 Km/h para poder diferenciarlos. Sin embargo, luego de realizar las pruebas de velocidad se ha visto que la huella que identifica la velocidad de un objetivo a lo largo del tiempo tiene una resolución real de 1.9 Km/h. La figura 4.10 muestra la resolución real obtenida de la medición de velocidad de un objetivo. Cabe mencionar que se definió la resolución de velocidad midiendo el ancho de la huella.

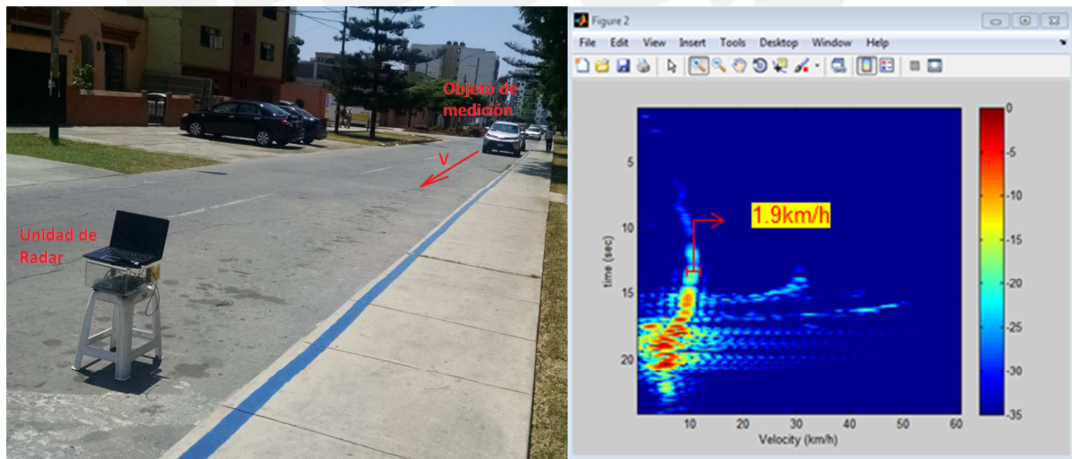


Figura 4.10. Resolución real obtenida (Fuente: Elaboración propia)

4.4.1. Sistema de radar final con chasis a medida para transporte y protección

A continuación, en la figura 4.11, se muestra el sistema de Radar diseñado e implementado a lo largo de todo el presente documento. La imagen consta de una caja que contiene a todo el sistema de radar, la que fue fabricada con el propósito de darle protección y portabilidad a dicho sistema. El chasis fue hecho de metacrilato de 3 mm, con uniones resistentes de resina epoxi, cuyas dimensiones son 31.5 cm de largo, 20.5 cm de ancho y 15 cm de alto, además a ambos extremos de la caja se cuenta con manijas de acrílico destinadas al transporte, asimismo se colocaron topes de goma a la base para la estabilidad y amortiguamiento de todo el sistema. Cabe mencionar que dicho chasis cuenta con una tapa deslizante que permitirá la manipulación directa y sin dificultades de los componentes del radar, además hay espacio para agregar nuevos componentes o unidades de procesamiento adicionales requeridas según la necesidad de futuras implementaciones.

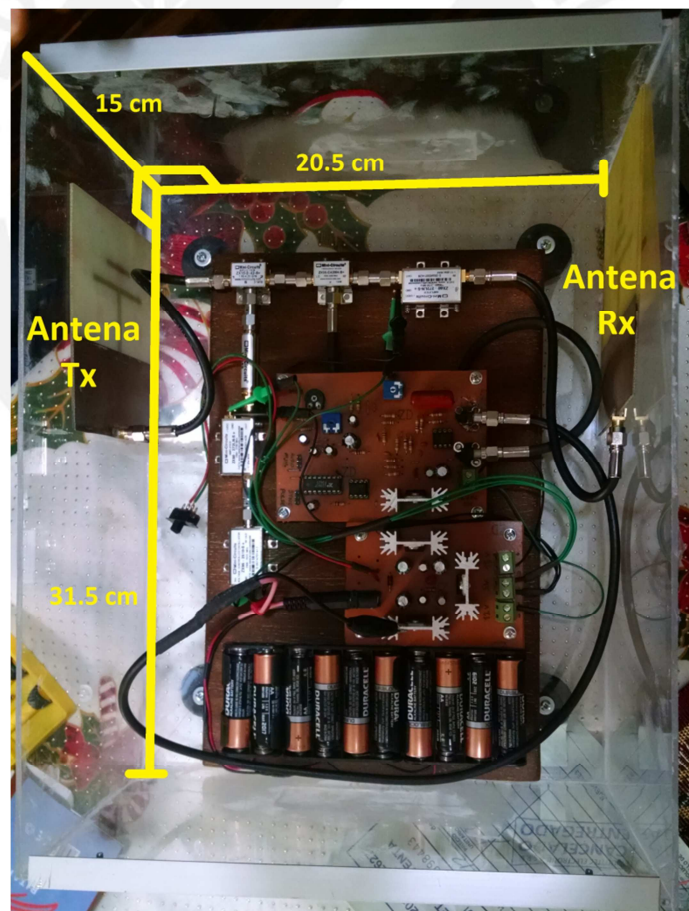


Figura 4.11. Chasis de protección y transporte del radar (Fuente: Elaboración propia)

Además se cuenta con un interruptor de encendido, un selector para elegir el funcionamiento en modo Doppler y Rango, y se cuenta con un conector de audio *miniplug* hembra externo para facilitar la conexión con la laptop para motivos de adquisición y procesamiento de la señal y sin la necesidad de manipular la parte interna del radar

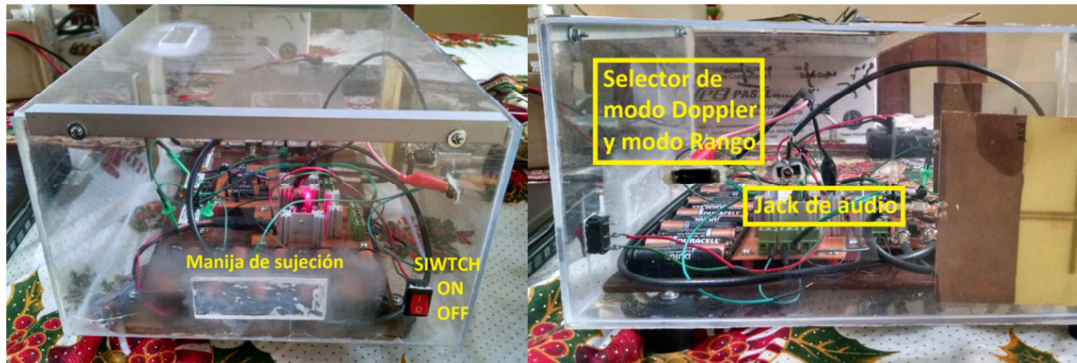


Figura 4.12. Vista frontal y de lado del sistema de radar

Finalmente, todo el sistema de radar (incluido el chasis) pesa 2 Kilogramos. A continuación se muestra el sistema de radar completo, incluyendo la laptop para el procesamiento de la señal, en el campo de pruebas.

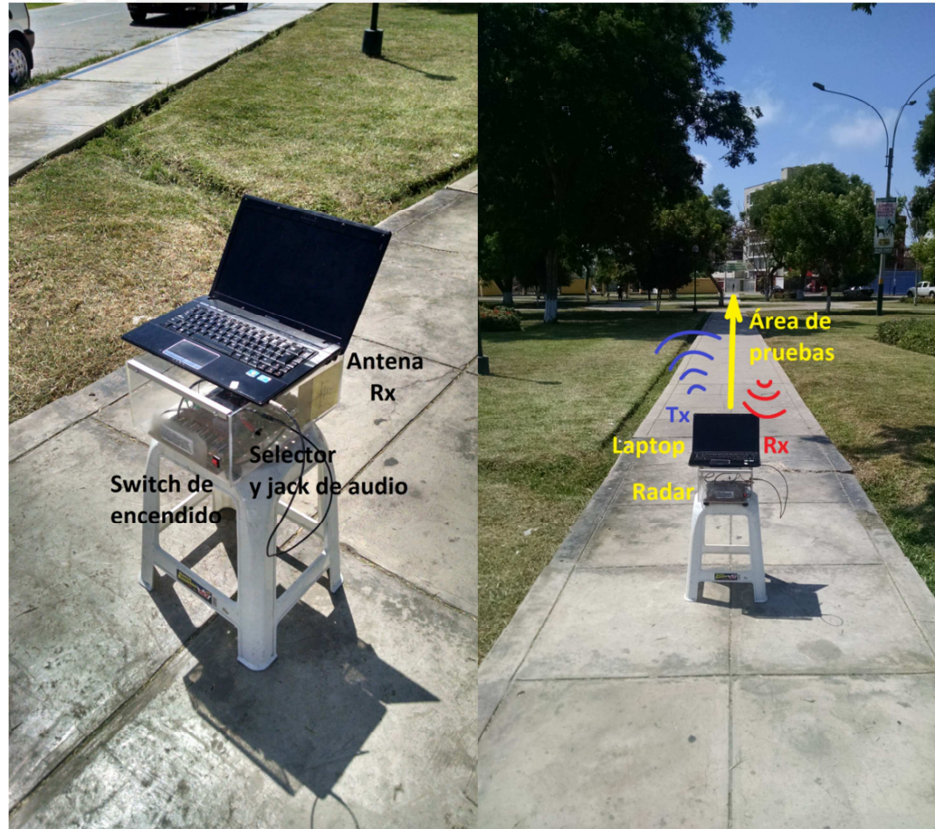


Figura 4.13. Vistas del sistema de radar y la laptop en el campo de pruebas

4.5. Presupuesto de fabricación

El costo del equipo se puede observar en la tabla 4.2.

Descripción	Costo US \$
Oscilador Controlado por Voltaje (VCO)	44.95
Amplificadores de Bajo Ruido (LNA)	79.90
Filtro Pasa Banda (BPF)	39.95
Divisor de Potencia (Splitter)	34.95
Mezclador (Mixer)	39.95
Conectores SMA	23.80
Componentes Electrónicos	50.00
Baterías	20.00
Circuitos Impresos	20.00
Trabajo de Soldadura y Ensamblaje	50.00
Investigación y desarrollo	3291.60
TOTAL	3695.1

Tabla 4.2. Costos del prototipo (Fuente: Elaboración propia)

El costo de investigación y desarrollo se hizo considerando que la inversión de tiempo fue de 10 horas semanales, el número de trabajadores fueron 2 y el costo de horas hombre fue de \$6.33 (calculado al dividir el pago mensual aproximado de 750 soles entre el número total de horas trabajadas durante un mes). La siguiente tabla muestra el costo total por concepto de investigación y desarrollo:

Etapa	Número de Semanas	Horas-Hombre	Costo Total
Investigación	12	240	\$1519.2
Diseño	4	80	\$506.4
Desarrollo	10	200	\$1266.0
		TOTAL	\$3291.6

Tabla 4.3. Costo total Horas-Hombre (Fuente: Elaboración propia)

Conclusiones

- En la presente tesis se logró diseñar e implementar un primer radar de onda continua en frecuencia modulada, operando a la frecuencia de 2.4GHz con una resolución de distancia igual a 50cm y un alcance máximo teórico igual a 150m. Además, se logró obtener una resolución de velocidad menor a 0.5m/s y una velocidad máxima de 30m/s.
- Los radares de onda continua en frecuencia modulada presentan una buena resolución de distancia sin que ello conlleve a un incremento de potencia o degradación de nivel de señal ruido del sistema, tal como se demostró en la presente tesis se puede obtener resoluciones de 50cm e incluso menores a este valor con tan solo ampliar el ancho de banda de la señal transmitida.
- Antes de diseñar un radar FMCW es importante definir los requerimientos de banda de frecuencia, alcance máximo, velocidad máxima, resolución de distancia y resolución de velocidad. Ello debido a que la selección de componentes de radiofrecuencia depende directamente de los requerimientos exigidos.
- Se debe diferenciar entre la distancia máxima teórica que se obtiene del BW y el periodo de modulación con la distancia real que depende directamente de la potencia transmitida por el radar. Ello se demostró en la pruebas del prototipo de radar donde la distancia máxima teórica fue de 150m pero en realidad el alcance máximo del radar fue de 50m.
- Debido a que la señal de banda base coincide con la banda de frecuencia de señales de audio, es posible muestrear señales con una tarjeta de audio tal y como se hizo en el radar implementado, por lo cual teóricamente es posible utilizar tarjeta de audio con sistemas portátiles para procesar señales del radar que tengan la misma arquitectura del prototipo.

Recomendaciones

- Debido a que el VCO no tiene un comportamiento totalmente lineal y que es extremadamente sensible al cambio de temperatura, se recomienda diseñar un lazo de seguimiento de fase. De esta manera se soluciona el problema de linealidad y sensibilidad a la temperatura del VCO. Los componentes adicionales son un detector de fase, un preescalador, un acoplador direccional y un *loop filter*.
- Una ventaja del prototipo de radar es que la señal de banda base coincide con la banda de frecuencia de audio por lo que teóricamente cualquier tarjeta de audio puede muestrear la señal de radar. Entonces se recomienda usar una tarjeta de audio más un micro-computador como Raspberry Pi de tal forma que el sistema sea más reducido e incluso pueda ser instalado en un avión no tripulado.
- Es posible cambiar la antena del prototipo con una de mayor ganancia siempre y cuando cumpla con los requerimientos de ancho de banda e impedancia característica. De esta forma se podrá tener un mayor alcance del radar.

Bibliografía

- [1] Revista NEO, "Proyecto de Alto Vuelo," Suplemento de innovación, tecnología e investigación del semanario Puntoedu, Junio 2013.
- [2] R. Herrera, "Sistemas de teledetección activos y pasivos embarcados en sistemas aéreos no tripulados para la monitorización de la tierra," Departamento de Teoría de la señal y comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2011.
- [3] Avery, T. E., and G. L. Berlin, Interpretation of Aerial Photographs, 4th ed., MacMillan, New York, 1985
- [4] M. Duersch, "BYU Micro-SAR: A very small, Low-Power LFM-CW Synthetic Aperture Radar," Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University, December 2004
- [5] Matthew C. Edwards, "Design of a Continuous-Wave Synthetic Aperture Radar system with Analog Dechirp," Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University, April 2009
- [6] Bassem R. Mahafza, "Radar Systems Analysis and Design using MATLAB," Chapman & Hall/CRC, Alabama, 2000
- [7] E. Zaugg, M. Edwards, D. Long y C. Stringham, "Developments in Compact High-Performance Synthetic Aperture Radar Systems for Use on Small Unmanned Aircraft," de Aerospace Conference, IEEE, 2011
- [8] C. Kärnfelt, A. Péden, A. Bazzi, G. Shhadé, M. Abbas, T. Chonavel y F. Bodereau, "77 GHz ACC Radar Simulation Platform," de 9th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications,(ITST),2009
- [9] C. Beg, "A System Level FMCW RADAR Optimization For Automotive Powertrain Control Application Requirements," de Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo, Ontario, Canada, 2013
- [10] David M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, USA: Wiley, 2011
- [11] Chapman & Hall, Analog Filters, First Edition, London, 1996
- [12] K. Santos, "Antenas Planares para Beamforming utilizando elementos Quasi Yagis," Pontificia Universidad Católica del Perú, Lima, 2013

- [13] H. Hansen, R. Lindop y D. Majstorovic, "Collision Avoidance W-Band FMCW Radars in an Altimeter Application," Defense Science and Technology Organisation, Australia, 2006
- [14] J. Svensson, "Implementation of an FMCW Radar Platform With High-Speed Real-Time Interface," Electronic Systems, Linköping, 2006
- [15] E. Zaugg, D. Hudson y D. Long, "The BYU uSAR: A small, Student-Built SAR for UAV Operation," Brigham Young University Microwave Earth Remote Sensing Laboratory, Provo, 2006
- [16] D. Thompson, D. Arnold y D. Long, "YINSAR: a Compact, Low-Cost Interferometric Synthetic Aperture Radar," Brigham Young University, Provo, UT, 1999
- [17] M. Caris, S. Stanko, R. Sommer, A. Wahlen, A. Leuther, "SARape-Synthetic Aperture Radar for All Weather Penetrating UAV Application," Fraunhofer Institute for High Frequency Physics and Radar Techniques FHR, Fraunhoferstrasse, Wachtberg, Germany, 2012
- [18] D. Thompson, D. Arnold, G. Miner y W. Karlinsey "YSAR: A compact, Low-Cost Synthetic Aperture Radar," Brigham Young University, Provo, UT, 1996
- [19] E. Zaugg, Matthew Edwards y J. Gomola, "SAR Imaging of Artic Sea Ice from an Unmanned Aircraft as Part of the MIZOPEX Project," ARTEMIS, Spanish Fork, UT, 2013
- [20] R. Alarcón, "Diseño y fabricación de amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía," Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2006
- [21] F. Sandoval, "Mejoras en el diseño de un mezclador en la banda de los 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía," Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2007
- [22] R. Curry, Radar System Performance Modeling, Second Edition, Artech House, London, 2004
- [23] T. Kugelstadt, "Active Filter Design Techniques," Texas Instruments, Op Amps for Everyone, USA, 2000.