



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMATICA Y ELECTRONICA
ESCUELA DE INGENIERIA EN ELECTRONICA, TELECOMUNICACIONES
Y REDES

**“APLICACIÓN DE ALGORITMO DE OPTIMIZACIÓN DE
RESOLUCIÓN PARA LA DETECCIÓN DE OBJETIVOS EN
MOVIMIENTO CON TECNOLOGÍA SDRADAR”**

TRABAJO DE TITULACIÓN
TIPO: PROPUESTA TECNOLÓGICA

Presentado para optar al grado académico de:

**INGENIERA EN ELECTRONICA, TELECOMUNICACIONES Y
REDES**

AUTORA: MARÍA EUGENIA SERRANO FLORES

TUTOR: ING. PAÚL DAVID MORENO AVILÉS PhD.

Riobamba – Ecuador

2019

©2019, María Eugenia Serrano Flores

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMATICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERIA EN ELECTRONICA TELECOMUNICACIONES
Y REDES

El Tribunal del Proyecto de Titulación certifica que: El trabajo de investigación: “**APLICACIÓN DE ALGORITMO DE OPTIMIZACIÓN DE RESOLUCIÓN PARA LA DETECCIÓN DE OBJETIVOS EN MOVIMIENTO CON TECNOLOGÍA SDRADAR**”, de responsabilidad de la Señorita María Eugenia Serrano Flores, ha sido minuciosamente revisado por los Miembros del Tribunal del Proyecto de Titulación, quedando autorizada su presentación.

	FIRMA	FECHA
Dr. Julio Santillan MsC. VICEDECANO FIE	_____	_____
Ing. Patricio Romero MsC. DIRECTOR DE EIETR	_____	_____
Ing. Paúl Moreno PhD. DIRECTOR DEL PROYECTO DE TITULACIÓN	_____	_____
Ing. Hugo Moreno PhD. MIEMBRO DEL TRIBUNAL	_____	_____

Yo, María Eugenia Serrano Flores soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en esta tesis; y, el patrimonio intelectual del Proyecto de Titulación pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

MARÍA EUGENIA SERRANO FLORES

DEDICATORIA

A mi familia, gran apoyo y motivación, especialmente a hermana Valeria, que fue la inspiración, y el enfoque de perseverancia durante toda mi formación profesional y académica.

A mis mascotas, Chiqui y Tita, cuyo incesante cariño y apoyo en cada larga jornada, fueron un pilar fundamental en todo el proceso de desarrollo de este trabajo.

María Eugenia

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi familia, por su comprensión y apoyo durante mi formación académica y personal, a la familia Cárdenas y Aliaga, que me supieron acoger en su seno como un miembro más y fueron parte del apoyo durante todo este proceso, a mis amigos por haber sido la mano que me estribó a cada momento, y especialmente al Ingeniero David Moreno, sin cuya inspiración y aporte nada de esto hubiera sido posible.

María Eugenia

TABLA DE CONTENIDO

INDICE DE TABLAS.....	x
INDICE DE FIGURAS.....	xi
INDICE DE GRÁFICOS.....	xii
INDICE DE ECUACIONES	xiii
INDICE DE ANEXOS	xiv
INDICE DE ABREVIATURAS.....	xv
RESUMEN.....	xvi
SUMMARY	xvii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	
1. MARCO TEORICO	6
1.1. Detección y medición de distancias por radio (RADAR)	6
<i>1.1.1. Historia.....</i>	<i>6</i>
<i>1.1.2. Definición.....</i>	<i>7</i>
<i>1.1.3. Principio de Funcionamiento.....</i>	<i>8</i>
<i>1.1.4. Componentes del Radar.....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.4.1. Transmisor.....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.4.2. Antena.....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.4.3. Receptor.....</i>	<i>10</i>
<i>1.1.5. Ecuación del Radar</i>	<i>10</i>
<i>1.1.6. Clasificación de los sistemas de radar</i>	<i>13</i>
<i>1.1.6.1. Según el número de antenas</i>	<i>13</i>
<i>1.1.6.2. Según el blanco.....</i>	<i>13</i>
<i>1.1.6.3. Según su forma de onda.....</i>	<i>14</i>
<i>1.1.6.4. Según su aplicación</i>	<i>14</i>
<i>1.1.7. Principios de medición</i>	<i>14</i>
<i>1.1.7.1. Resolución del rango.....</i>	<i>14</i>
<i>1.1.7.2. Distancia máxima del análisis de señal.....</i>	<i>15</i>
<i>1.1.7.3. Efecto Doppler.....</i>	<i>15</i>

1.1.8.	<i>Radar de Onda Continua (CW Radar)</i>	16
1.1.9.	<i>Radar de Onda Continua de Frecuencia Modulada (FMCW Radar)</i>	18
1.1.10.	<i>Bandas de frecuencias asignadas al radar</i>	20
1.2.	Software Defined Radio (SDR)	22
1.2.1.	<i>Origen</i>	22
1.2.2.	<i>Arquitectura SDR</i>	23
1.2.3.	<i>Proceso de transmisión y recepción de señal con tecnología SDR</i>	24
1.2.4.	<i>SDRadar</i>	24
1.3.	Tarjeta USRP	25
CAPÍTULO II		
2.	MARCO METODOLOGICO	27
2.1.	Equipamiento de medición y software	28
2.1.1.	<i>USRP-2932</i>	28
2.1.2.	<i>Características de la NI USRP 2932</i>	29
2.2.2.1	<i>Conectividad y Ancho de Banda</i>	31
2.2.2.2	<i>Resolución máxima</i>	32
2.2.2.3	<i>Máxima potencia</i>	32
2.1.3.	<i>Limitaciones de la NI USRP 2932</i>	33
2.1.4.	<i>Análisis para la implementación de la modulación</i>	34
2.2.	Técnicas preexistentes del mejoramiento de la resolución	36
2.2.1.	<i>Desarrollo de un algoritmo en Matlab para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP b210 para aplicaciones SDRadar</i>	36
2.2.2.	MATLAB	38
2.3.	Diseño del algoritmo	38
2.3.1.	<i>Recreación del algoritmo para la optimización de la resolución de objetos estáticos</i>	38
2.3.2.	<i>Desarrollo del algoritmo para la optimización de la resolución de objetos en movimiento</i>	42
2.3.2.1.	<i>Corrección a causa del efecto doppler</i>	44
2.3.2.2.	<i>Corrección a causa del movimiento</i>	47

CAPÍTULO III

3.	MARCO DE RESULTADOS Y DISCUSIÓN	49
3.1.	Evaluación del algoritmo para la detección de objetivos estáticos.....	49
3.2.	Evaluación del algoritmo desarrollado	51
3.2.1.	<i>Prueba 1</i>	<i>51</i>
3.2.2.	<i>Prueba 2</i>	<i>55</i>
3.2.3.	<i>Prueba 3</i>	<i>58</i>
3.2.4.	<i>Prueba 4</i>	<i>61</i>
3.2.5.	<i>Prueba 5</i>	<i>64</i>
3.2.6.	<i>Prueba 6</i>	<i>67</i>
3.3.	Análisis de resultados del algoritmo desarrollado	70
3.3.1.	<i>Prueba estadística de normalidad</i>	<i>71</i>
3.3.1.1.	<i>Propiedades de la distribución normal:</i>	<i>71</i>
3.3.2.	<i>Prueba T-student para una sola muestra.....</i>	<i>71</i>
3.3.3.	<i>Prueba de T-student para muestras emparejadas.....</i>	<i>72</i>
3.3.4.	<i>Pruebas estadísticas</i>	<i>72</i>
3.3.4.1.	<i>Prueba de t-student emparejada caso 1</i>	<i>73</i>
3.3.4.2.	<i>Prueba de t-student para una sola muestra.....</i>	<i>74</i>
	CONCLUSIONES.....	75
	RECOMENDACIONES.....	76
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

INDICE DE TABLAS

Tabla 1-1	Rango de frecuencias asignado a radares.....	22
Tabla 1-2	Características del transmisor USRP-2932.....	29
Tabla 2-2	Características del receptor USRP-2932.....	29
Tabla 3-2	Características del oscilador disciplinado GPS USRP-2932 (GPSDO).....	30
Tabla 4-2	Distancia dada por el software.....	32
Tabla 1-3	Tabla de límite superior e inferior de cada medición.....	49
Tabla 2-3	Tabla de límites ordenados	50
Tabla 3-3	Parámetros para la simulación de la prueba 1.....	51
Tabla 4-3	Parámetros obtenidos en la prueba 1	53
Tabla 5-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 1.....	54
Tabla 6-3	Parámetros para la simulación de la prueba 2.....	55
Tabla 7-3	Parámetros obtenidos en la prueba 2	56
Tabla 8-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 2.....	57
Tabla 9-3	Parámetros para la simulación de la prueba 3.....	58
Tabla 10-3	Parámetros obtenidos en la prueba 3	59
Tabla 11-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 3.....	60
Tabla 12-3	Parámetros para la simulación de la prueba 4.....	61
Tabla 13-3	Parámetros obtenidos en la prueba 4	62
Tabla 14-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 4.....	63
Tabla 15-3	Parámetros para la simulación de la prueba 5.....	64
Tabla 16-3	Parámetros obtenidos en la prueba 5	65
Tabla 17-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 5.....	66
Tabla 18-3	Parámetros para la simulación de la prueba 6.....	67
Tabla 19-3	Parámetros obtenidos en la prueba 6	68
Tabla 20-3	Límites superior e inferior ordenados en la prueba 6.....	69
Tabla 21-3	Error en los resultados de las pruebas.....	70
Tabla 22-3	Prueba de normalidad caso 1	73
Tabla 23-3	Prueba de muestras emparejadas caso 1.....	73
Tabla 24-3	Prueba de normalidad caso 2	74
Tabla 25-3	Prueba de t-student para una sola muestra	74

INDICE DE FIGURAS

Figura 1-1	Funcionamiento de un sistema radar	8
Figura 2-1	Funcionamiento de un sistema radar	10
Figura 3-1	Sensor radar Doppler CW coherente.....	17
Figura 4-1	Diagrama de bloques de un sensor de radar FMCW lineal coherente.....	19
Figura 5-1	Diagrama de bloques de un sensor de radar FMCW lineal coherente.....	21
Figura 6-1	Relación entre SDR y radio cognitiva.....	23
Figura 7-1	Arquitectura de un sistema SDR	24
Figura 8-1	Arquitectura de un sistema SDR	26
Figura 1-2	Diagrama de bloques para el desarrollo del algoritmo	27
Figura 2-2	Sistema radar simulado en el desarrollo del algoritmo	28
Figura 3-2	USRP-2932	28
Figura 4-2	Diagrama de bloques de la tarjeta USRP-2932	31
Figura 5-2	Espectro de frecuencia observado por un receptor USRP, con B de 20 MHZ... 33	
Figura 6-2	Espectro de frecuencia observado por un receptor USRP, con B de 1 MHZ.... 33	
Figura 7-2	Relación de k, con respecto al tiempo máximo y ancho de banda.....	35
Figura 8-2	Comparación de las señales transmitida y recibida.....	35
Figura 9-2	Corrección de resolución al aplicar el promedio de valores mínimo/máximo ... 36	
Figura 10-2	Diagrama de flujo del algoritmo	37
Figura 11-2	Comparación de las señales transmitida y recibida.....	39
Figura 12-2	Señal FMCW recibida, donde el Δt corresponde a una distancia de 80.01m.....	40
Figura 13-2	Radargrama de la primera medición de la señal FMCW recibida.....	40
Figura 14-2	Limites de rango y rango obtenido de la señal FMCW recibida.....	41
Figura 15-2	Diagrama de flujo para determinar la optimización de la resolución.....	43
Figura 16-2	Señal FMCW Tx vs. Señal FMCW Rx	44
Figura 17-2	Radargrama de la multiplicación de las señales Tx y Rx del objeto cuando está estático con respecto a cuándo el objeto está en movimiento	46
Figura 18-2	Espectro de frecuencia de la multiplicación de la Señal Tx y la Señal Rx, del objeto cuando está estático con respecto a cuándo el objeto está en movimiento.....	49

INDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 1.....	50
Gráfico 2-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 1.....	54
Gráfico 3-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 2.....	57
Gráfico 4-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 3.....	60
Gráfico 5-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 4.....	63
Gráfico 6-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 5.....	66
Gráfico 7-3	Limites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 6.....	69

INDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1-1	Densidad de potencia	11
Ecuación 2-1	Densidad de potencia direccional.....	11
Ecuación 3-1	Potencia Reflejada.....	12
Ecuación 4-1	Densidad de potencia en el sitio de recepción.....	12
Ecuación 5-1	Potencia Recibida.....	12
Ecuación 6-1	Área geométrica de la antena	12
Ecuación 7-1	Potencia encontrada	13
Ecuación 8-1	Ganancia.....	13
Ecuación 9-1	Rango	13
Ecuación 10-1	Resolución del rango.....	15
Ecuación 11-1	Distancia máxima teórica.....	15
Ecuación 12-1	Distancia máxima práctica	15
Ecuación 13-1	Frecuencia Doppler	16
Ecuación 14-1	Fase del rango	18
Ecuación 15-1	Distancia del objetivo.....	20
Ecuación 1-2	Resolución para 8 bits	32
Ecuación 2-2	Resolución para 16 bits	32
Ecuación 3-2	Rapidez de variación de la frecuencia.....	34
Ecuación 4-2	Distancia optimizada.....	42
Ecuación 5-2	Velocidad	44
Ecuación 6-2	Resolución de frecuencia	45
Ecuación 7-2	Frecuencia Doppler obtenida en el procesamiento	45
Ecuación 8-2	Distancia a partir de la frecuencia Doppler obtenida en el procesamiento	46
Ecuación 9-2	Factor de corrección a causa del movimiento	47
Ecuación 1-3	Densidad de la normal.....	71

INDICE DE ANEXOS

Anexo A ESPECIFICACIONES TÉCNICAS NATIONAL INSTRUMENTS USRP-2932

Anexo B ESPECIFICACIONES TECNICAS USRP-2932

INDICE DE ABREVIATURAS

ADC	Conversor analógico - digital
AFB	Banco de análisis de filtros
AWGN	Ruido gaussiano blanco aditivo
BPF	Filtro pasabanda
CFO	Desplazamiento de frecuencia portadora
DAC	Conversor digital - analógico
DC	Corriente directa
FFT	Transformada rápida de fourier
FMCW	Radar de onda continua modulada en frecuencia
FPGA	Matriz de puertas programables
GPS	Sistema de posicionamiento global
GPSDO	GPS controlado por oscilador de cristal
HF	Alta frecuencia
I/Q	Fase / cuadratura
IF	Frecuencia intermedia
NI	National Instruments
PSD	Densidad espectral de potencia
RX	Receptor
SDR	Radio definido por software
SDRadar	Radar definido por software
TX	Transmisor
UHD	Controlador de hardware USRP
UHF	Frecuencia ultra alta
USB	Bus de serie universal
USRP	Software universal de radio periférico
VHF	Frecuencia muy alta

RESUMEN

Se desarrolló un algoritmo en el software Matlab que permite la optimización de la resolución, cuando un objetivo está en movimiento, con tecnología de radar definido por software (SDRadar); analizando de esta forma las limitaciones correspondientes a la resolución y características de la tarjeta NI USRP 2932. Se escogió el tipo de radar de onda continua de frecuencia modulada (FMCW), debido a que envía una señal sin interrupciones además de que puede modificar su frecuencia o fase instantáneamente, lo que permite analizar el efecto Doppler, presente en los objetivos con movimiento. La metodología de optimización de la medida del rango, se basa en dos correcciones, la primera con el uso de la distancia referida a la frecuencia Doppler con la que se está desplazando el objetivo, la segunda, donde se supone que el objeto puede haberse desplazado una distancia respecto a la velocidad; considerando el uso de un ancho de banda inicial de 25 MHz, a partir de una variación de 0.5 MHz, con el uso de 14 mediciones, parámetros comprobados en anteriores investigaciones. Finalmente, los resultados de mejoramiento de resolución son menores a 2m, tanto para objetivos acercándose, como para objetivos alejándose, en el 99% de los casos, según las pruebas estadísticas realizadas, comprobando de esta manera la funcionalidad del algoritmo desarrollado, esta optimización se propone tanto para objetivos acercándose, como para objetivos alejándose de la fuente. De los resultados obtenidos se recomienda aplicar el algoritmo para detección de objetivos, aplicaciones militares, aplicaciones topográficas, aplicaciones meteorológicas, entre otras.

PALABRAS CLAVE: <TELECOMUNICACIONES>, <DETECCIÓN DE MOVIMIENTO>, <MATLAB (SOFTWARE)>, <RESOLUCION PARA APLICACIONES SDRADAR>, <PERIFÉRICO UNIVERSAL DE SOFTWARE DE RADIO (USRP)>, <RADAR DEFINIDO POR SOFTWARE (SDR)>, <ONDA CONTINUA MODULADA EN FRECUENCIA(FMCW)>, <EFECTO DOPPLER>.

SUMMARY

An algorithm was developed in Matlab software that allows the optimization of the resolution, when an objective is in motion, with software-defined radar technology (SDRadar) analyzing in this way the limitations corresponding to the resolution and characteristics of the NI USRP card 2932. The type of FMCW frequency modulated continuous wave radar was chosen, because it sends a signal without interruptions and it can modify its frequency or phase instantaneously, which allows to analyze the Doppler effect, present in the moving objects. The methodology for optimizing the range measurement is based on two corrections, the first with the use of the distance referred to the Doppler frequency with which the target is moving, the second, where it is assumed that the object may have been displaced a distance with respect to the speed considering the use of an initial bandwidth of 25 MHz, from a variation of 0.5 MHz, with the use of 14 measurements, parameters verified in previous investigations. Finally, the correction of the resolution is reduced to an error lower than 2 m in the 99% of the cases, result proved with statistical proofs; this optimization is proposed both for objectives approaching, as for objectives moving away from the source. From the results obtained it is recommended to apply the algorithm for the detection of objectives, military applications, topographic applications, meteorological applications, among others

KEYWORDS: <TECHNOLOGY AND SCIENCE OF ENGINEERING>, <TELECOMMUNICATIONS>, <MATLAB (SOFTWARE)>, <RESOLUTION FOR APPLICATIONS SDRADAR>, <UNIVERSAL PERIPHERAL RADIO SOFTWARE (USRP)>, <RADAR DEFINED BY SOFTWARE (SDR)>, <CONTINUOUS WAVE MODULATED FREQUENCY (FMCW)>, <DOPPLER EFFECT>.

INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se ha producido un desarrollo notable de los servicios de comunicaciones inalámbricas, dando como resultado un incremento a gran escala de sistemas de radares, desarrollados con fines militares, topográficos, de control vehicular, etc., generándose así sistemas que por las características de los equipos, del ambiente en el que funcionan, entre otras, revelan un problema de resolución de distancia, es decir que la detección de los objetivos va a depender de lo antes mencionado para la exactitud en su localización.

Para el presente trabajo de titulación, el método científico fue el elegido para el desarrollo del algoritmo propuesto donde, se utilizó la investigación bibliográfica, ya que se manejaron los datos obtenidos en trabajos previos para desarrollar el algoritmo a partir de ellos, con la variante del análisis de los objetivos en movimiento en el presente caso. Seguidamente se recolectó la información necesaria para analizar las limitaciones del equipo a utilizar, las implicaciones producidas a partir del efecto Doppler causado por el movimiento del objetivo y los parámetros a modificar teniendo en cuenta todas las consideraciones para desarrollar el algoritmo de optimización propuesto.

Se realizó un estudio detallado de las características que influyen en los sistemas de radar, para analizar cuáles son los parámetros que se necesitan modificar para optimizar la resolución de distancia en objetivos que se encuentran en movimiento, es así que luego del estudio de diferentes tipos de radar, se escogió el que se adapte mejor a las condiciones de este trabajo, en este caso aquel que se ajuste a la obtención del efecto doppler, causado por el movimiento. De esta manera, utilizando también los resultados de anteriores investigaciones referidas al tema, se desarrolló un algoritmo que combine la detección de objetivos estáticos y en movimiento.

Para el desarrollo del trabajo se utilizó Matlab, donde la efectividad del algoritmo propuesto, se puso a prueba en múltiples detecciones aleatorias tanto para objetivos acercándose, como para objetivos alejándose de la fuente, donde se determinó de esta forma un error de detección mínimo junto con la optimización de la resolución de distancia a 1m.

ANTECEDENTES

Desde el principio de los tiempos el hombre buscó saber cuál era su posición en la tierra, era por ello que al pasar de los años fueron evolucionando muchas técnicas para conocer su ubicación, como la brújula, la rosa de vientos, la misma que permitía conocer los puntos cardinales, el sextante, que deducía la longitud y la latitud de un punto al usarse sobre un mapa, así también al conquistar el aire, el hombre uso dispositivos mucho más precisos como el indicador de rumbos y el indicador de desviación de dicho rumbo, y el más importante de ellos, el mapa.

Así, con el inicio de la Revolución Industrial, y el comienzo de la Segunda Guerra Mundial, las fuerzas armadas, se vieron obligadas a buscar un método de localización de objetivos, que pudiera con certeza mostrarles, la ubicación de los enemigos o de los activos que se utilizaran para los ataques, es así como muchos países experimentaron con otros métodos de detección de hostilidades aéreas, los que incluían escuchar el ruido acústico de dichas máquinas y detectar el ruido eléctrico de su ignición, también experimentando con el uso de sensores infrarrojos, siendo ninguna de estas dos, efectiva.

Es así, que frente a la ineffectividad de dichos experimentos, se recurrió al uso del radar, cuya primera observación se realizó en el Laboratorio de Investigación –naval U.S. (NLR), al posicionar un transmisor de radio en la costa del río Potomac, y un receptor en la otra, donde al pasar un barco inesperadamente, se generó una fluctuación de las señales que viajaban entre el receptor y el transmisor, es así que luego del estallido de la Segunda Guerra Mundial, este experimento vio la luz en cada uno de los artefactos desarrollados para lograr detectar y derribar tempranamente al enemigo; los primeros radares desarrollados por la armada de E.E.U.U, se situaban a frecuencias de 205 MHz, 100 MHz, 200 MHz, los que controlaban ataques de armas aéreas, así mismo los desarrollados por la Unión Soviética, Inglaterra, siendo Alemania la que hizo los más grandes desarrollos en el campo del radar. Finalmente, luego de la guerra, su desarrollo fue más lento, pero con la investigación de la teoría del efecto Doppler, junto al mejoramiento del procesamiento de datos y señales, sus aplicaciones han crecido considerablemente.

Es así, que más allá de las aplicaciones con fines militares que se le dan al radar, existen otras que se han determinado como importantes para el día a día, entre ellas encontramos, que la detección rápida de objetivos en movimiento, puede tener varias aplicaciones, como salvar la vida de forma temprana y eficaz, detectar infractores de la ley, control de velocidad, entre otras (Skolnik, 2018).

De esta manera este trabajo de tesis se enfoca en desarrollar una mejor aplicabilidad de la funcionalidad de los radares Doppler, ayudando a mejorar las condiciones de movilidad, disminuyendo los riesgos de impacto y así también de una mejor estimación de la posición, tanto de objetivos en movimientos como estáticos, estableciendo como precedente las pruebas realizadas en el desarrollo de un algoritmo en MATLAB para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP b210 para aplicaciones SDRadar, en las cuáles se obtuvo una optimización del margen de error menor a 1 de 69.15% y entre 1 y 2, el restante 30.85%, únicamente para objetivos en los cuales la velocidad es igual a 0 (Mejía Cando, 2017, pp. 31–40).

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

La necesidad académica de experimentación con dispositivos de alta resolución que desarrollen sistemas SDRadar, y la falta de dichos dispositivos, impulsó la necesidad del desarrollo de un algoritmo que optimice la resolución para aplicaciones SDRadar, utilizando el Software Matlab, aplicándolo en este caso, para la mejor estimación de la posición de un objetivo en movimiento.

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

- ¿Cuáles son las limitaciones que presenta la tecnología SDRadar para la detección de objetivos en movimiento, en cuanto a resolución se refiere?

- ¿Qué parámetros se necesitan analizar para ser manipulados e incrementar la optimización de localización de un objetivo?

- ¿Cuál es el tipo de radar más idóneo para la realización del algoritmo?, ¿Qué modulación cumplirá con los parámetros de optimización determinados?

- ¿Qué escenarios serán propuestos, para determinar la efectividad del algoritmo?

JUSTIFICACIÓN

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

En el presente proyecto de investigación, se realizarán varias pruebas de estimaciones de la posición de objetivos, tanto en movimiento como estáticos, fundamentada en base al tema de investigación desarrollado como argumento de tesis en el Instituto de Investigación de la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, “Desarrollo de un algoritmo en MATLAB para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP B210 para aplicaciones SDRadar”, el cual obtuvo resultados favorables en las pruebas realizadas para la detección y estimación del posicionamiento de un objetivo estático, donde el 69.15% de las mediciones finalmente presentaron un error de estimación menor a 1 metro, y el restante con un error de 1 a 2 metros, correspondiente al 30.85% de objetivos detectados.

Este proyecto se desarrollará en base a la simulación de un sistema de comunicaciones que utilizará los sistemas de radar Doppler.

Debido a que este proyecto desarrollará un ambiente simulado para la prueba del algoritmo a ejecutar, la investigación se basará en radares FMCW, con aplicaciones del desplazamiento Doppler, con la cual se podrá estimar la posición del objetivo esté o no en movimiento.

Así, el resultado esperado de la aplicación de algoritmo de optimización de resolución para la detección de objetivos en movimiento con tecnología SDRadar, se enfoca en el mejoramiento de la estimación de las medidas, para una mejor detección del lugar donde se encuentra dicho objetivo, de ésta manera disminuyendo significativamente los rangos de los errores de estimación que presenta la tecnología SDRadar.

JUSTIFICACIÓN APLICATIVA

La tecnología y fundamentación teórica a aplicarse en este trabajo de investigación, son los radares FMCW, los cuales ofrecen una solución a los radares de corto rango de banda ancha, donde el antes mencionado será desarrollado en el algoritmo, así también se hará uso del desplazamiento Doppler, ya que al enfocarse en detección de objetivos en movimiento, se necesita hacer el análisis correspondiente, no solo de la distancia, sino también de la velocidad que va tomando el objetivo en distintos tiempos, todo ello desarrollado en un entorno de simulación sobre el software Matlab (Thayaparan, Abrol and Riseborough, 2004).

Para comenzar, se generará una señal chirp, que vaya de una frecuencia alta a una baja, o su correspondiente, donde se analizará el ancho de banda correspondiente, junto con la resolución que obtendrá el sistema, y de la misma manera la distancia, velocidad y tiempo, determinando de esta forma la ubicación del objetivo, esto gracias al retardo del tiempo debido al tiempo de escucha, y la comparación entre la señal transmitida y el eco de la señal recibida (David Moreno, Julio Mejía, 2017, p. 32).

La detección de un objetivo, dependerá del valor de la resolución; así para ubicar a dicho objetivo, se realizará una multiplicación de la señal transmitida como de la recibida, y a través del uso de la transformada rápida de Fourier, se podría representar al objetivo, como un pico con el máximo valor según su radargrama (Charvat, 2015).

Finalmente, con este análisis, podríamos realizar varias mediciones para generar varias señales, hasta que se logre optimizar el rango de error de estimación de la posición del objetivo en movimiento, mediante varias etapas en el algoritmo (David Moreno, Julio Mejía, 2017, pp. 32–40).

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Desarrollar una aplicación del algoritmo de optimización de resolución para la detección de objetivos en movimiento con tecnología SDRadar.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analizar las restricciones que presenta la tecnología SDRadar con respecto a la resolución máxima.
- Estudiar el tipo de radar y la modulación idónea, para la implementación del algoritmo.
- Analizar los parámetros que deben ser modificados para la funcionalidad del algoritmo.
- Determinar la funcionalidad del algoritmo a través de su ejecución en ambientes simulados mediante el software Matlab, junto con la validación de los resultados del funcionamiento del algoritmo, a través de la etapa del periodo de prueba.

CAPÍTULO I

1. MARCO TEORICO

1.1. Detección y medición de distancias por radio (RADAR)

1.1.1. *Historia*

El desarrollo del trabajo en el radar, comenzó en los años 1930, pero la idea básica del radar tiene sus orígenes en los experimentos clásicos de radiación electromagnética conducidos por el físico alemán, Heinrich Hertz, durante los finales 1880. Hertz verificó experimentalmente el desarrollo teórico del físico escocés, James Clerk Maxwell quien formuló las ecuaciones generales del campo electromagnético, determinando que tanto las ondas de luz como las de radio son ejemplos de las ondas electromagnéticas, gobernadas por las mismas leyes fundamentales pero que trabajan con frecuencias extensamente diferentes.

Es así que el trabajo de Maxwell lleva a la conclusión que las ondas de radio pueden ser reflejadas desde objetos metálicos y refractadas por un medio dieléctrico, como las ondas de luz. Hertz demostró estas propiedades en 1888, usando ondas de radio a una longitud de onda de 66cm (que corresponde a una frecuencia de 455MHz).

En 1904, una patente por “un detector de obstáculos y un dispositivo de embarcación”, basado en los principios demostrados por Hertz, fue lanzado en diferentes países por Christian Hülsmeier, un ingeniero alemán. Hülsmeier construyó este invento y lo demostró ante la marina alemana, pero no produjo ningún interés.

Durante los años 1930, los esfuerzos para usar los ecos de la radio para la detección de aeronaves, fueron iniciadas independientemente y casi simultáneamente en 8 países. Los Estados Unidos, Gran Bretaña, Alemania, Francia, la Unión Soviética, Italia, Holanda y Japón, empezaron la experimentación con el radar, con varios grados de motivación y éxito, en el desarrollo de propósitos militares.

La primera observación del efecto del radar en el Laboratorio de Investigación Naval (NRL) en Washington D.C., fue realizada en 1922. Los investigadores posicionaron un radio transmisor en una costa del Río Potomac y el receptor en la otra. Un barco navegando en el río inesperadamente, causó fluctuaciones en la intensidad de las señales recibidas cuando el barco pasó entre el transmisor y receptor.

El uso de frecuencias más altas al radar, empezaron en el año 1939 cuando el oscilador de cavidad magnetrón, fue inventado por físicos británicos en la Universidad de Birmingham. En 1940 los británicos generosamente compartieron el concepto del magnetrón con Estados Unidos, que se convirtió en la base del trabajo del Laboratorio de Radiación del Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT) en Cambridge. Fue el magnetrón, que hizo al radar microondas una realidad en la Segunda Guerra Mundial. Más de 100 sistemas de radar diferentes fueron desarrollados como el resultado del programa de laboratorio durante 1940 a 1945.

Después de la guerra, el desarrollo de la tecnología radar se ralentizó considerablemente. La última mitad de los años 1940, fueron dedicados principalmente a los desarrollos comenzados en la guerra. Dos de estos fueron los radares de rastreo de monopulso y el indicador de movimiento de objetivo. También se desarrolló el amplificador klystron, que provee gran potencia estable para radares de largo rango y también se crearon los radares de apertura sintética (SAR). El radar Doppler de aero-transportación fue introducido en 1950 en el misil Bormac.

Los radares desfasados dirigidos electrónicamente, fueron puestos en operación en los 1960. Así durante las siguientes décadas, se desarrollaron avances en la señalización y el procesamiento de datos, naciendo así la era digital de los radares. Así, fue posible distinguir varios tipos de objetivos, radares desfasados para la defensa aérea, detección de misiles balísticos, radares de bombardeo de aeronaves, condiciones climáticas.

Los avances en la tecnología digital en la primera década del siglo XXI, suscitó un mayor mejoramiento en el procesamiento de señales y datos, con la meta de desarrollo de la mayoría de los radares de arreglo desfasados. Los transmisores de alta potencia estarían disponibles para aplicaciones de radar en la porción del espectro de ondas milimétricas (típicamente 94 GHz), con potencias promedio de 100 a 1,000 veces mayores que anteriormente (Skolnik, 2008; Charvat, 2015).

1.1.2. Definición

RADAR, proviene del acrónimo “Radio Detection and Ranging”, que establece la detección y medición de distancias por radio. Por lo tanto, el radar es un sistema de comunicación que mide el tiempo de viaje de una señal de radio transmitida para ser propagada hacia y desde un objetivo. El tiempo que toma el viaje de ida y de vuelta es medido y una señal reflejada (dispersa) es usada para determinar las características del objetivo.

Un sistema de radar está conformado por un radio transmisor y receptor, donde los pulsos de los campos electromagnéticos son transmitidos a través de un transmisor, dispersados (reflejados o repetidos a través de un eco) fuera de un objetivo, y regresados al receptor. El tiempo que toma el viaje de ida y de vuelta es medido desde el momento en que el pulso transmitido es radiado hasta el momento donde el pulso dispersado es recibido. Las ondas de radio viajan a través del aire a aproximadamente la velocidad de la luz. Es así que, midiendo el retraso del tiempo, el rango hacia un objetivo puede ser determinado como podemos ver en la figura 1-1 (Charvat, 2015, p. 26).

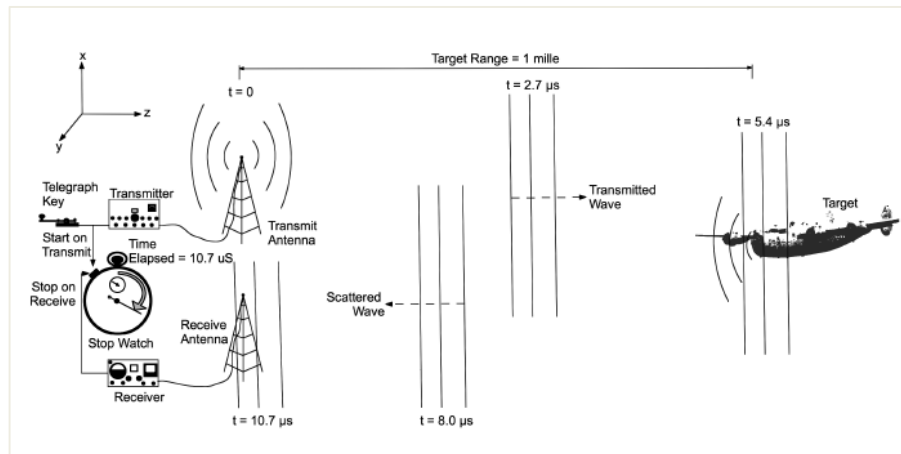


Figura 1-1: Funcionamiento de un sistema radar

Fuente: Charvat; 2015

1.1.3. Principio de Funcionamiento

Un sistema de radar está conformado por un radio transmisor y receptor, donde los pulsos de los campos electromagnéticos son transmitidos a través de un transmisor, dispersados (reflejados o repetidos a través de un eco) fuera de un objetivo, y regresados al receptor. El tiempo que toma el viaje de ida y de vuelta es medido desde el momento en que el pulso transmitido es radiado hasta el momento donde el pulso dispersado es recibido. Las ondas de radio viajan a través del aire a aproximadamente la velocidad de la luz. Es así que, midiendo el retraso del tiempo, el rango hacia un objetivo puede ser determinado como podemos ver en la figura 1-1 (Charvat, 2015)

Un radar opera radiando energía electromagnética y detectando el eco retornado de los objetos reflectores (objetivos). La naturaleza de la señal de eco provee información acerca del objetivo. El rango, o distancia, hacia el objetivo es encontrado desde el tiempo que le toma a la energía radiada viajar hacia el objetivo y de regreso. La locación angular del objetivo es encontrada con una antena direccional (o una con un ancho de haz estrecho) que detecte el ángulo de llegada de la señal de eco. Si un objetivo está en movimiento, un radar puede derivar su trayectoria y predecir su locación futura.

El desplazamiento en frecuencia de la señal de eco recibida debida al efecto Doppler causado por un objetivo en movimiento, permite al radar separar los objetivos en movimiento deseados de los no deseados estacionarios, aunque la señal de eco estacionaria pueda ser varios órdenes mayor de magnitud, que el objetivo en movimiento. Con resolución alta suficiente, un radar puede distinguir algo acerca de la naturaleza de tamaño y forma de un objetivo. La resolución de un radar debe ser obtenida en rango o ángulo, o ambas, el rango del mismo requiere un ancho de banda extenso.

El radar es un dispositivo activo que lleva su propio transmisor y no depende de la radiación ambiental, como la mayoría de sensores infrarrojos. El radar puede detectar objetivos relativamente pequeños a distancias cercanas o lejanas y pueden medir su rango con precisión en todos los climas (Skolnik, 2008, p. 37).

1.1.4. Componentes del Radar

1.1.4.1. Transmisor

El transmisor juega un papel importante, determinando la sensibilidad y el rango de resolución del radar. Son mostrados como un amplificador de potencia. Los transmisores radian campos electromagnéticos contenidos en una longitud de onda específica que son moduladas para llevar información (Charvat, 2015, p. 2)

El transmisor de un sistema de radar debe ser eficiente, confiable, no demasiado grande en tamaño y peso, y de fácil mantenimiento, así como tener el ancho de banda amplio y la alta potencia que son características de las aplicaciones de radar. En general, el transmisor debe generar transmisiones estables y de bajo ruido para que las señales externas (no deseadas) del transmisor no interfieran con la detección del pequeño cambio de frecuencia Doppler producido por los objetivos móviles débiles (Skolnik, 2018).

1.1.4.2. Antena

La antena determina la sensibilidad y la resolución angular del radar. Una gran variedad de tipos de antenas, son usadas en sistemas radar. Algunos de los tipos más comunes son antenas de reflector parabólico, antenas de alimentación de escaneo, lens antenas y antenas de arreglos desfasados (Richards, 2005, p. 40).

1.1.4.3. Receptor

Los radio receptores recogen los campos electromagnéticos a una longitud de onda y los demodulan para reproducir la información transmitida. Estos separan la señal deseada del ruido presente y otras señales interferentes (Skolnik, 2008, p. 40)

Los radio receptores sintonizan, amplifican, y aplican la detección a una longitud de onda específica o rango de longitudes de ondas y excluyen todas las demás (Charvat, 2015, p. 14)

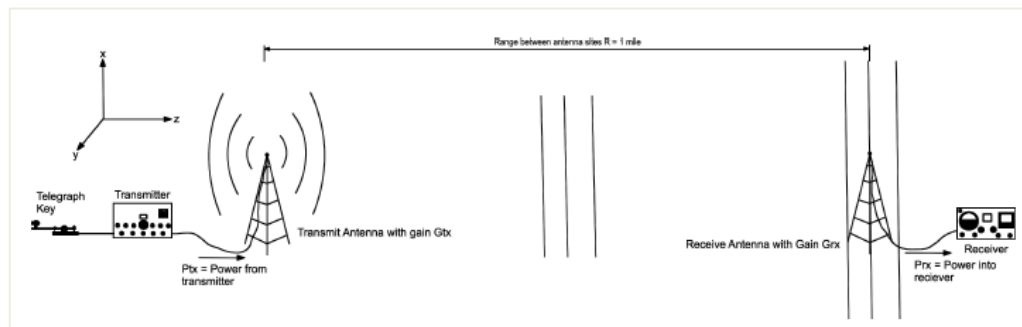


Figura 2-1: Funcionamiento de un sistema radar

Fuente: Charvat; 2015, p. 14

1.1.5. Ecuación del Radar

La ecuación del radar representa las dependencias físicas de la potencia de transmisión, es decir, la propagación de las ondas emitidas hasta la recepción de las señales de retorno. Además, uno puede determinar el desempeño del radar con la ecuación del radar.

En primer lugar, asumimos que las ondas electromagnéticas se propagan bajo condiciones ideales, es decir, sin dispersión. Si la energía de alta frecuencia es emitida por un radiador isotrópico, la energía se propaga de manera uniforme en todas las direcciones. Las áreas con la misma densidad de energía por lo tanto forman esferas ($A = 4 \pi R^2$) alrededor del radiador. La misma cantidad de energía se separa hacia fuera en una superficie esférica incrementada en un radio esférico incrementado. Por lo tanto, tenemos la fórmula para calcular la Densidad de Potencia Omnidireccional S_{ω} , la misma que se muestra en la ecuación 1-1,

$$S_u = \frac{P_s}{4\pi \cdot R_1^2} \quad (1-1)$$

$P_s =$ Potencia transmitida [W]

$S_u =$ Densidad de Potencia Omnidireccional

$R_1 =$ Rango de la Antena - Objetivo [m]

Ya que un segmento esférico emite igual radiación en todas las direcciones (a una potencia de transmisión constante), si la potencia irradiada es redistribuida para proporcionar más radiación en una dirección, entonces, esto resulta en un aumento de la densidad de la potencia en la dirección de la radiación. Este efecto es llamado ganancia de antena. Esta ganancia es obtenida direccionando la potencia radiada. Así, a partir de la definición, la densidad de potencia direccional se muestra en la ecuación 2-1,

$$S_g = S_u \cdot G \quad (2-1)$$

$S_g =$ Densidad de la Potencia Direccional [W]

$S_u =$ Densidad de Potencia Omnidireccional

$G =$ Ganancia de Antena

Por supuesto, en la realidad, las antenas de radar no son las que “irradian parcialmente” los radiadores isotrópicos. Las antenas del radar deben tener una anchura pequeña de haz y un aumento de la antena de hasta 30 o 40 dB.

La detección de un objetivo no depende exclusivamente de la densidad de la potencia en la posición del blanco, sino que, además, se debe tener en cuenta la cantidad de potencia reflejada desde el blanco hacia el radar. Con el fin de definir la potencia reflejada útil, es necesario conocer la sección transversal del radar σ . Esta cantidad depende de muchos factores. Lo que sí se puede concluir es que un área más grande refleja más energía que un área más pequeña. Más allá de esto, el área de reflexión depende del diseño, composición de la superficie y los materiales usados en la fabricación del objetivo.

Con esto en mente, podemos decir: La potencia reflejada P_r en un radar, depende de la densidad de la potencia S_u , el aumento G de la antena y de la sección transversal variable del radar σ , mostrada en la ecuación 3-1,

$$P_r = \frac{P_s}{4\pi \cdot R_1^2} \cdot G \cdot \sigma \quad (3-1)$$

$P_r =$ Potencia reflejada [W]

$\sigma =$ Sección transversal del radar [m^2]

$R_1 =$ Rango, distancia antena - objetivo [m]

Sencillamente, un objetivo puede ser visto como un radiador debido a su potencia reflejada. En cuyo caso la potencia reflejada P_r es la potencia emitida. Dado que los ecos encuentren las mismas condiciones que la potencia transmitida, la densidad de la potencia producida en el receptor S_e está dada por la ecuación 4-1,

$$S_e = \frac{P_r}{4\pi \cdot R_2^2} \quad (4-1)$$

$S_e =$ Densidad de la potencia en el sitio de recepción

$P_r =$ Potencia reflejada [W]

$R_2 =$ Rango objetivo – antena [m]

En la antena del radar, la potencia recibida P_E , depende de la densidad de la potencia en el sitio de recepción s_e , y la apertura efectiva de antena A_W , como se observa en la ecuación 5-1,

$$P_E = S_e \cdot A_W \quad (5-1)$$

$P_E =$ Potencia recibida [W]

$A_W =$ Apertura efectiva de antena [m^2]

La apertura efectiva de antena se deriva del hecho de que una antena sufre pérdidas, por lo tanto, la potencia recibida en la antena no es igual a la potencia de entrada. En general, la eficiencia de la antena es aproximadamente de 0,6 a 0,7 (Eficiencia K_a). Aplicada al área geométrica de la antena, la apertura efectiva de la antena se establece en la ecuación 6-1,

$$A_W = A \cdot K_a \quad (6-1)$$

$A =$ Área geométrica de la antena [m^2]

$K_a =$ Eficiencia.

Las ondas transmitidas y reflejadas han sido vistas separadamente. El próximo paso es considerar ambas, tanto la señal transmitida como la reflejada: ya que R_2 (objetivo - antena) es la distancia R_1 (antena - objetivo) entonces como se observa en la ecuación 7-1,

$$P_E = \frac{P_s \cdot G \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot R^4} \cdot A \cdot K_a \quad (7-1)$$

En la ecuación 8-1, que no será derivada aquí, describe la ganancia de la antena G en función de la longitud de onda λ .

$$G = \frac{4\pi \cdot A \cdot K_a}{\lambda^2} \quad (8-1)$$

Solucionando para A , el área de la antena, y substituir A en la ecuación 9; después de la simplificación obtenemos el siguiente resultado, despejando para el rango R , se obtiene la ecuación clásica de radar, como se muestra en la ecuación 9-1 (Wolff, 2010a).

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{P_E \cdot (4\pi)^3}} \quad (9-1)$$

1.1.6. Clasificación de los sistemas de radar

1.1.6.1. Según el número de antenas

- Monoestático: Se los conoce por tener en posición estática tanto el receptor como el transmisor y a su vez comparten una antena con un circulador.
- Biestático: Estos radares se diferencian del monoestático ya que cuentan con dos antenas, una para recepción y otra para transmisión separados una de la otra de forma estática.
- Multiestático: En este tipo de radares se usa una antena para transmisión y varias antenas para recepción de forma estática.

1.1.6.2. Según el blanco

- Radar de Vigilancia Primario (PSR): PSR acrónimo de Primary Surveillance Radar, utilizado en control de tráfico aéreo ya que la duración de la onda transmitida es corta y al chocar en un objetivo es reflejada para ser procesada y determinar la distancia.

- Radar de Vigilancia Secundario (SSR): SSR acrónimo de Secondary Surveillance Radar, a diferencia de los radares PSR estos son usados en aviación, ya que el receptor cuenta con un transponder porque el transmisor envía una señal codificada solicitando la información del receptor en forma codificada determinando así si se trata de un avión amigo o enemigo.

1.1.6.3. Según su forma de onda

- Radar de Onda Continua: Transmite una señal sin interrupciones, el propósito de estos radares es para medir fenómenos físicos como el efecto Doppler, el cual se puede aplicar para medir la velocidad de automóviles en marcha.
- Radar de Onda Pulsada: Transmite periódicamente un pulso que puede ser modulado o no.

1.1.6.4. Según su aplicación

Debido a las principales funciones del radar (búsqueda, detección) se puede aplicar en diversas necesidades de teledetección, una de las aplicaciones más comunes se cita a continuación:

- Radares Para Aplicaciones Militares: Por motivos de la guerra en sus inicios el radar fue aplicado a búsqueda, detección de enemigos, entre otros fines militares. Se hace un paréntesis para incluir que el radar doppler es utilizado para medir la velocidad radial del blanco.
- Radares Para Aplicaciones Comerciales: Estos radares tienen otras aplicaciones con fines meteorológicos, control de navegación aérea, control de navegación marítima y control vehicular (Álvarez, René; Shagñay, 2015, p. 23).

1.1.7. Principios de medición

1.1.7.1. Resolución del rango

La resolución del rango es una métrica de cuan bien un sistema de radar puede diferenciar dos objetivos dentro de un rango. Ésta es la distancia mínima actual entre dos objetivos antes de que ellos no puedan ser diferenciados en rango. La resolución de rango esperada, definida como -3dB puntos debajo de la respuesta máxima del objetivo, para un sistema radar linear FM depende en el ancho de banda chirp calculado.

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (10-1)$$

B= ancho de banda de la señal chirp.

c: Es la velocidad de la luz

De la ecuación 2-1, se observa que el ancho de banda B es inversamente proporcional a la resolución ΔR , por lo que a mayor ancho de banda B tenemos una resolución más pequeña (Charvat, 2015, p. 75).

1.1.7.2. Distancia máxima del análisis de señal

La máxima distancia de la señal recibida del sistema radar es analizada y depende del tiempo final t_f como se muestra en la ecuación 3-1.

$$d_{\max \text{teórica}} = \frac{c \cdot t_f}{2} \quad (11-1)$$

c: Es la velocidad de la luz

t_f: Tiempo final

La distancia en escenarios reales es reducida a la mitad. (Ecuación 4-1). (Barberán, Jeneffer; Domínguez, 2016, p. 35)

$$d_{\max \text{práctica}} = \frac{c \cdot t_f}{4} \quad (12-1)$$

1.1.7.3. Efecto Doppler

El efecto Doppler es el cambio aparente en frecuencia o tono cuando una fuente de sonido se mueve hacia o desde el oyente, o cuando el oyente se mueve hacia o lejos de la fuente de sonido. Este principio, descubierto por el físico austríaco Christian Doppler, se aplica a todo el movimiento ondulatorio.

El cambio aparente en la frecuencia entre la fuente de una onda y el receptor de la onda se debe al movimiento relativo entre la fuente y el receptor. Para comprender el efecto Doppler, primero suponga que la frecuencia de un sonido de una fuente se mantiene constante. La longitud de onda del sonido también se mantendrá constante. Si tanto la fuente como el receptor del sonido

permanecen estacionarios, el receptor escuchará el mismo sonido de frecuencia producido por la fuente. Esto se debe a que el receptor está recibiendo el mismo número de ondas por segundo que la fuente está produciendo.

Ahora, si la fuente o el receptor o ambos se mueven hacia el otro, el receptor percibirá un sonido de frecuencia más alta. Esto se debe a que el receptor recibirá una mayor cantidad de ondas de sonido por segundo e interpretará la mayor cantidad de ondas como un sonido de frecuencia más alta. Por el contrario, si la fuente y el receptor se están separando, el receptor recibirá un número menor de ondas de sonido por segundo y percibirá un sonido de frecuencia más baja. En ambos casos, la frecuencia del sonido producido por la fuente se mantendrá constante.

Por ejemplo, la frecuencia del silbido en un automóvil que se mueve rápidamente suena cada vez más alto en el tono a medida que el automóvil se acerca, que cuando el automóvil se está alejando. Aunque el silbido está generando ondas de sonido de una frecuencia constante, y aunque viajan por el aire a la misma velocidad en todas las direcciones, la distancia entre el automóvil que se aproxima y el oyente está disminuyendo. Como resultado, cada onda tiene menos distancia para viajar para llegar al observador que la ola que le precede. Por lo tanto, las ondas llegan con intervalos de tiempo decrecientes entre ellas (Wolff, 2010c)

$$f_D = \frac{2 \cdot v}{\lambda} \cdot \cos \alpha \quad (13 - 1)$$

f_D = frecuencia Doppler [Hz]

λ = longitud de onda [m]

v = velocidad de la fuente de la onda [m/s]

α = ángulo entre la dirección de la señal transmitida o reflejada y la dirección de movimiento del objetivo

1.1.8. Radar de Onda Continua (CW Radar)

Bastante temprano se reconoció que una onda continua (CW) podría tener ventajas en la medición del efecto doppler, y que, por algún tipo de codificación, se podría medir el rango también.

Entre las ventajas del radar CW se encuentran su aparente simplicidad y la propagación del potencial mínimo en el espectro transmitido. Lo último reduce el problema de radio interferencia y simplifica la preselección de las microondas, filtrado, etc. Un corolario es la facilidad en el manejo de la forma de onda recibida, como un ancho de banda mínimo en la circuitería IF.

También, el pico de potencia de los componentes de estado sólido es generalmente más alto que la potencia media.

Otra ventaja del radar CW, es la habilidad de manejar, sin la ambigüedad de velocidad, objetivos a cualquier rango con casi todas las velocidades concebibles. Es así, que este radar genera su potencia media requerida con un pico mínimo de poder y puede tener una extremadamente grande diversidad de frecuencias, y ello es menos fácilmente detectable al interceptar el equipo. Esto es particularmente cierto cuando el receptor es de intercepción, y depende de una estructura en pulso para producir una indicación de audio o una visual (Skolnik, 2008, p. 415) .

La mayoría de los sistemas de radares Doppler CW siguen la arquitectura de un radar coherente, como se muestra en la Figura 3-1, donde la portadora de CW es radiada hacia y dispersada de un objetivo excepto en este caso, el objetivo está moviéndose a una velocidad v , donde este es el vector de proyección de un objetivo de velocidad normal hacia el haz de la antena del radar.

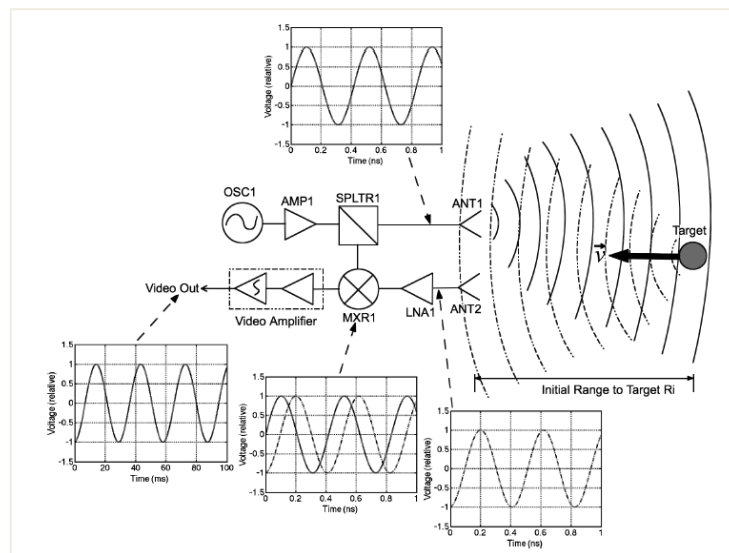


Figura 3-1: Sensor radar Doppler CW coherente

Fuente: Charvat; 2015, p. 25

Es así, que la fase del campo dispersado del objetivo en movimiento es cambiando con respecto al tiempo. Es así que tenemos una fase dispersa cambiante como función de tiempo, como se ve en la ecuación 14-1 (Charvat, 2015, p. 39),

$$\phi(t)_R = \frac{2\pi f_c (vt + R_i)}{c} \quad (14-1)$$

$\Phi(t)_R$ = fase del rango

R_i = posición inicial del objetivo

F_c = frecuencia de la luz [Hz]

1.1.9. Radar de Onda Continua de Frecuencia Modulada (FMCW Radar)

El radar FMCW ofrece una solución elegante para el diseño de radar de corto alcance de banda ancha. Este no necesita de pulsos, sino que transmite y recibe continuamente. Se pueden detectar objetivos en el rango de cero o cercano a este. El análisis de Fourier de los datos recibidos aumenta enormemente la sensibilidad. El FMCW es económico y solo requiere un oscilador de frecuencia modulada (FM) y un mezclador de frecuencia como se ve en la figura 4-1. El radar FMCW es un modo ideal para sistemas de radar de corto alcance donde los bajos costos, el amplio ancho de banda y la alta sensibilidad son requisitos que no deben comprometerse.

La arquitectura y el procesamiento de señal están estrechamente relacionados en los sistemas de radar FMCW. El radar proporciona información análoga en el dominio de frecuencia espacial que luego debe procesarse para determinar el alcance del objetivo u objetivos (Charvat, 2015, p. 69)

En contraste con el radar CW, el radar FMCW puede cambiar su frecuencia operativa durante la medición: es decir, la señal de transmisión se modula en frecuencia (o en fase). Las posibilidades de las mediciones de radar a través de mediciones de tiempo de ejecución solo son técnicamente posibles con estos cambios en la frecuencia (o fase).

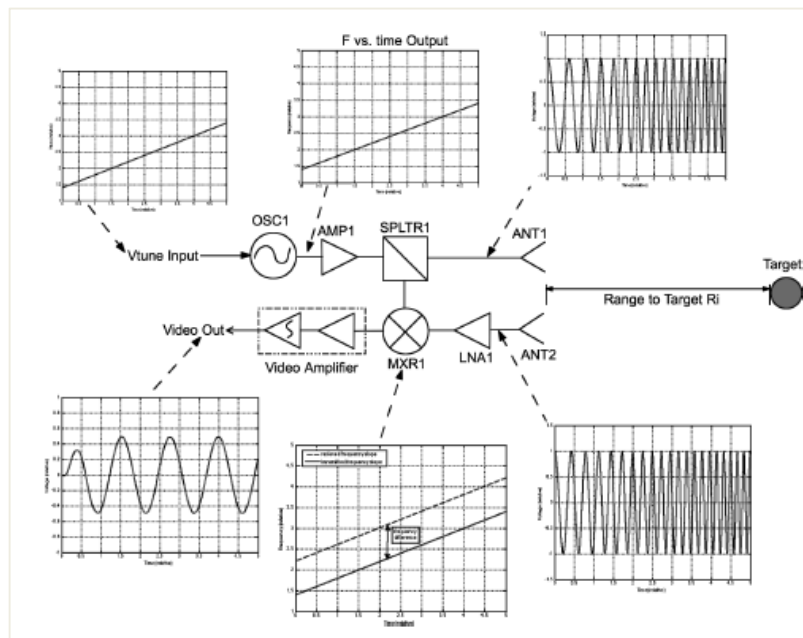


Figura 4-1: Diagrama de bloques simplificado de un sensor de radar FMCW lineal coherente.

Fuente: Charvat; 2015, p. 40

Las características básicas del radar FMCW son:

- Capacidad de medir rangos muy pequeños para el objetivo (el rango mínimo medido es comparable a la longitud de onda transmitida);
- Capacidad de medir simultáneamente el rango objetivo y su velocidad relativa;
- Muy alta precisión en la medición de rango;
- El procesamiento de la señal después del mezclado se realiza en un rango de baja frecuencia, simplificando considerablemente la realización de los circuitos de procesamiento;
- Seguridad de la ausencia de la radiación de pulso con una potencia máxima alta.

Principio de medición

Las características del radar FMCW son:

- La medición de distancia se lleva a cabo comparando la frecuencia de la señal recibida con una referencia (por lo general directamente la señal de transmisión).
- La duración de la forma de onda T transmitida es sustancialmente mayor que el tiempo de recepción requerido para el rango de medición de distancia instalado.

La distancia R al objeto reflector se puede determinar mediante las siguientes relaciones,

$$R = \frac{c|\Delta t|}{2} = \frac{c|\Delta t|}{2(df/dt)} \quad (15-1)$$

$c = \text{velocidad de la luz} = 3 \times 10^8 \text{ [m/s]}$

$\Delta t = \text{tiempo de retraso [s]}$

$\Delta f = \text{diferencia de frecuencia medida [Hz]}$

$R = \text{distancia entre la antena y el objeto reflectante (tierra) [m]}$

$df/dt = \text{cambio de frecuencia por unidad de tiempo}$

Si el cambio en la frecuencia es lineal en un amplio rango, entonces el rango del radar puede determinarse mediante una simple *comparación de frecuencia*. La diferencia de frecuencia Δf es proporcional a la distancia R . Dado que solo se puede medir la cantidad absoluta de la frecuencia de diferencia (no existen números negativos para la frecuencia), los resultados están en una frecuencia de aumento lineal igual a una disminución de frecuencia (en un escenario estático: sin efectos Doppler). Si el objeto reflector tiene una velocidad radial con respecto a la antena receptora, entonces la señal de eco obtiene una frecuencia Doppler f_D (causada por la velocidad).

El radar mide no solo la diferencia de frecuencia Δf a la frecuencia actual (causada por el tiempo de ejecución), sino también una frecuencia Doppler f_D (causada por la velocidad). El radar mide dependiendo de la dirección del movimiento y la dirección de la modulación lineal solo la suma o la diferencia entre la frecuencia de diferencia como portadora de la información de distancia y de la frecuencia Doppler como portadora de la información de velocidad. Si el objeto reflector se aleja del radar, la frecuencia de la señal de eco se reduce adicionalmente mediante la frecuencia Doppler (Wolff, 2010b)

1.1.10. Bandas de frecuencias asignadas al radar

Se han asignado frecuencias específicas para utilizar el espectro electromagnético de acuerdo a las aplicaciones radar. La frecuencia de funcionamiento del radar se elige considerando algunos factores comerciales tales como: resolución espacial, propagación, materiales de penetración, interferencias electromagnéticas, interferencias de radiofrecuencia y limitaciones de ancho de banda. Las frecuencias de operación de los Radares son desde 220 MHz a 35 GHz, aunque debido a su aplicación la frecuencia puede variar en los 2 MHz en radares de tierra de alta frecuencia o en radares milimétricos en los cuales trabajan en frecuencias mayores a 94 GHz. Las bandas de operación de los sistemas radar se pueden ubicar dentro del espectro electromagnético (Merchán, 2016, p. 32)

En la Figura 5-1 se muestra la asignación de frecuencias para radar.

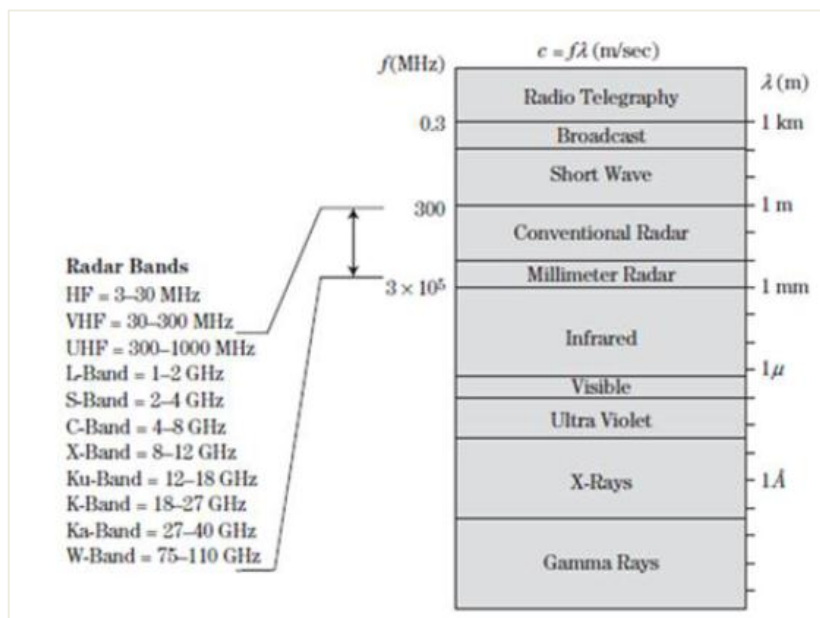


Figura 5-1: Diagrama de bloques simplificado de un sensor de radar FMCW lineal coherente

Fuente: Richards; 2005, p. 8

De acuerdo a la Figura 5-1 las bandas para radares corresponden:

- VHF, UHF, L: Son utilizadas para radares de exploración y búsqueda.
- L, S, C: Utilizadas para búsqueda y seguimiento de objetos.
- C, X: Para controlar incendios y obtener imágenes.
- X, Ku, K, Ka, W: Utilizadas para la detección de misiles.

Para mejor apreciación se muestra en la Tabla 1-1 la asignación de rangos de frecuencias para radares.

Tabla 1-1: Rango de frecuencias asignado a radares

Designación de banda	Rango nominal de frecuencia	Rangos específicos de frecuencia basados en las asignaciones de la Región 2
HF	3 MHz – 30 MHz	
VHF	30 MHz – 300 MHz	138 MHz – 144 MHz 216 MHz – 225 MHz
UHF	300 MHz – 1000 MHz	420 MHz – 450 MHz 890 MHz – 942 MHz
L	1000 MHz – 2000 MHz	1215 MHz – 1400 MHz
S	2000 MHz – 4000 MHz	2300 MHz – 2500 MHz 2700 MHz – 3700 MHz
C	4000 MHz – 8000 MHz	5250 MHz – 5925 MHz
X	8000 MHz – 12000 MHz	8500 MHz – 10680 MHz
K _u	12 GHz – 18 GHz	13.4 GHz – 14 GHz 15.7 GHz – 17.7 GHz
K	18 GHz – 27 GHz	24.05 GHz – 24.25 GHz
K _a	27 GHz – 40 GHz	33.4 GHz – 36 GHz
V	40 GHz – 75 GHz	59 GHz – 64 GHz
W	75 GHz – 110 GHz	76 GHz – 81 GHz 92 GHz – 100 GHz
Mm	110 GHz – 300 GHz	126 GHz – 142 GHz 144 GHz – 149 GHz 231 GHz – 235 GHz 238 GHz – 248 GHz

Fuente: Charvat, 2015, p. 40

1.2. Software Defined Radio (SDR)

1.2.1. Origen

Los dispositivos de comunicación inalámbrica están compuestos por tres entidades principales; señalización, hardware físico y sus funcionalidades. Es así, que recientemente la diversidad de sistemas inalámbricos y estándares trae algunos problemas en la superficie como la interoperabilidad y escasa conectividad global.

La tecnología hardware ha evolucionado también significativamente. Algunos de los hitos clave en este progreso son la transición del hardware analógico al hardware digital y luego la introducción de procesadores sofisticados. Esto es seguido por el desarrollo de estructuras de Software Defined Radio (SDR) y hardware virtuales que se están desarrollando actualmente. SDR se concibe inicialmente como una solución prometedora para la interoperabilidad, la conectividad global sin problemas, los problemas multimodales y multiestándar .

Las demandas cada vez mayores de los usuarios y proveedores de servicios resultan en requisitos de calidad de servicio (QoS) continuamente en aumento. Esta tendencia requiere agregar funcionalidades inteligentes a los dispositivos inalámbricos, que introdujeron la tecnología de radio cognitiva.

Es una tecnología emergente para llevar a cabo dispositivos inalámbricos con capacidades de cognición tales como aprendizaje, detección, conciencia y razonamiento. Además, con ello se pueden solucionar los inconvenientes de conectividad e interoperabilidad. Es así que, SDR se ha propuesto principalmente para realizar dispositivos inalámbricos multimodo y multiestándar. Sin embargo, el papel de SDR en las radios cognitivas es muy esencial, que es el cumplimiento de las características de la cognición (por ejemplo, conciencia, detección, etc.) en las radios de este tipo (Arslan *et al.*, 2007, pp. 109–110).

En la Figura 6-1 se muestra la relación entre radio cognitiva y SDR

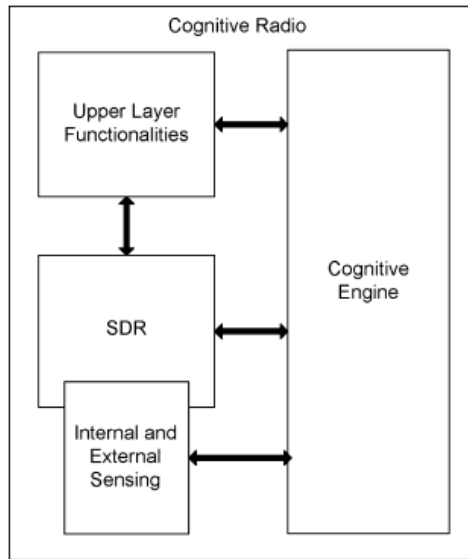


Figura 6-1 Relación entre SDR y radio cognitiva

Fuente: Arslan et al., 2007, p. 111

1.2.2. Arquitectura SDR

Debido a las limitaciones actuales (tamaño, costo, potencia, rendimiento, tiempo de procesamiento, convertidores de datos), las arquitecturas SDR ideales son costosas. Hay varias plataformas prácticas de SDR disponibles. Por lo tanto, a medida que avanza la tecnología de hardware reconfigurable, las funcionalidades de radio analógica sintonizable por software se implementarán en plataformas de radio digital reconfigurables. La Figura 7-1 muestra un ejemplo de arquitectura práctica de SDR para las redes de acceso por microondas de interoperabilidad mundial (Arslan *et al.*, 2007, p. 113).

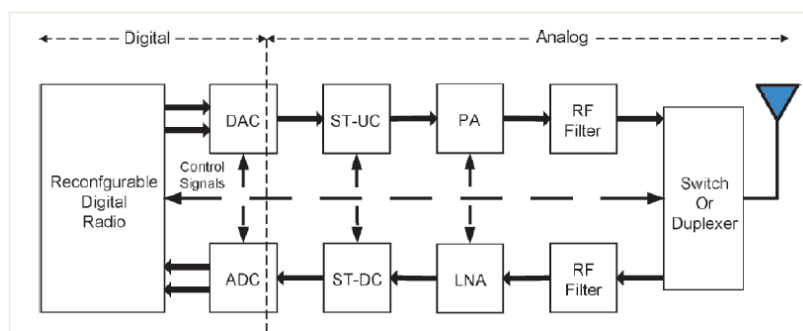


Figura 7-1 Arquitectura de un sistema SDR

Fuente: Arslan et al., 2007, p. 113

1.2.3. Proceso de transmisión y recepción de señal con tecnología SDR

Este sistema genera principalmente señales OFDM, las demodula y controla los componentes de radio. La señal OFDM generada está en forma de muestras digitales en fase (I) y cuadratura (Q). Interpolación, filtrado digital, algoritmos de reducción de relación de potencia máxima a media (PARP) y la conversión ascendente de frecuencia intermedia digital (IF), son aplicadas a las señales I/Q antes que al convertidor digital a analógico (DAC). Consecuentemente, DAC convierte la señal digital OFDM en la forma de onda analógica correspondiente. La señal IF a la salida del DAC se convierte ascendentemente a la etapa RF, para ser enviada por el Front-End a través de una antena.

En el receptor la señal RF recibida se filtra eliminando señales no deseadas. Enseguida la señal es amplificada usando un amplificador de bajo ruido (LNA), para luego seguir el proceso inverso de la etapa de transmisión y obtener la señal (Arslan *et al.*, 2007, p. 114)

1.2.4. SDRadar

Bajo el concepto de radio cognitiva y SDR, SDRadar es la última tendencia en el desarrollo de radar. Para manejar técnicas de procesamiento de señales de radar mejoradas, los radares avanzados deben ser capaces de generar diversos tipos de formas de onda, tales como moduladas en frecuencia o codificadas en fase, para realizar múltiples funciones. La adopción de un sistema de Radio Definido por Software facilita todas estas capacidades.

El sistema radar definido por software (SDRadar) es un tipo especial de radar muy versátil en el cual las operaciones y componentes, originalmente se implementaron usando hardware dedicado (por ejemplo, mezcladores, filtros, moduladores y demoduladores), son desarrollados en términos de módulos de software. Lo que nos lleva a ventajas como,

- Capacidad para crear "radares multipropósito".
- Capacidad para reutilizar el hardware.
- Fácil implementación del procesamiento de la señal.
- Reducción considerable de los costes de producción.

SDRadar se convierte finalmente en un módulo programable de bajo costo, que puede ser configurado para el desarrollo de cualquier tipo de radar (Costanzo *et al.*, 2013, p. 147).

1.3. Tarjeta USRP

El software universal de radio periférico (USRP) permite a los ingenieros diseñar e implementar rápidamente sistemas de software de radio potentes y flexibles. El diseño intuitivo de USRP, junto con una amplia selección de placas hijas que cubren una amplia gama de frecuencias, le ayuda a poner en marcha su radio de software rápidamente. La USRP, es una placa flexible de diseño abierto y bajo costo para la implementación de radio definida por software. El hardware está respaldado por un marco de software de código abierto desarrollado dentro del proyecto de Radio GNU.

El USRP puede recibir y transmitir simultáneamente en dos antenas en tiempo real. Todos los relojes de muestreo y los osciladores locales son totalmente coherentes, lo que le permite crear sistemas MIMO (entrada múltiple, salida múltiple).

En el USRP, el procesamiento de alta velocidad de muestreo se lleva a cabo en el arreglo de compuerta programable de campo (FPGA), mientras que en la computadora host se produce un procesamiento de frecuencia de muestreo inferior. Los convertidores descendentes digitales embarcados (DDC) mezclan, filtran y diezman (desde 64 MS / s) las señales entrantes en el FPGA. Dos convertidores ascendentes digitales (DUC) interpolan señales de banda base a 128 MS / s antes de traducirlas a la frecuencia de salida seleccionada. Los DDC y DUC combinados con las altas frecuencias de muestreo también simplifican en gran medida los requisitos de filtrado analógico.

Las placas de conexión montadas en el USRP proporcionan frontales de RF flexibles y totalmente integrados. Una amplia variedad de placas secundarias disponibles le permite usar diferentes frecuencias para una amplia gama de aplicaciones. El USRP acomoda hasta dos placas secundarias de transceptor de RF (o dos de transmisión y dos de recepción) para E / S de RF (ETTUS, no date, pp. 1–2)

En la Figura 8-1 se aprecia el sistema de bloques de una USRP con su tarjeta madre y cuatro tarjetas hijas.

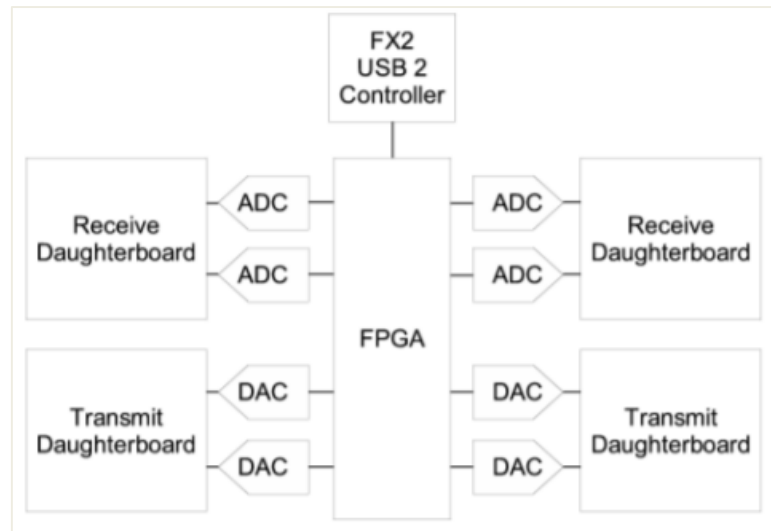


Figura 8-1 Arquitectura de un sistema SDR

Fuente: Shen; 2005, p. 3

CAPITULO II

2. MARCO METODOLOGICO

Para el presente trabajo de titulación, el método científico fue el elegido para el desarrollo del algoritmo propuesto donde,

- Se utilizó la investigación bibliográfica, ya que se manejaron los datos obtenidos en trabajos previos para desarrollar el algoritmo a partir de ellos, con la variante del análisis de los objetivos en movimiento en el presente caso.
- Seguidamente se recolectó la información necesaria para analizar las limitaciones del equipo a utilizar, las implicaciones producidas a partir del efecto Doppler causado por el movimiento del objetivo y los parámetros a modificar teniendo en cuenta todas las consideraciones para desarrollar el algoritmo de optimización propuesto.
- A continuación, el algoritmo desarrollado fue probado en diferentes circunstancias, determinando su funcionalidad.

Se pueden observar el paso a paso del proceso desarrollado para la creación del algoritmo propuesto en la figura 2-1,

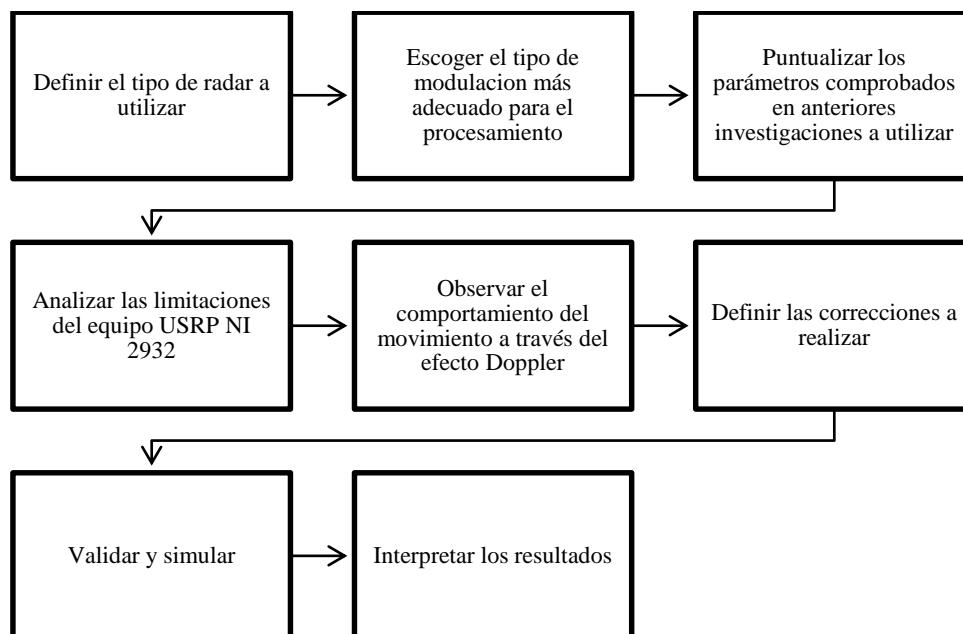


Figura 1-2: Diagrama de bloques para el desarrollo del algoritmo

Realizado por: Serrano, María E., 2019.

En la figura 2-2, se puede observar el sistema radar, en el cual se comprobó por medio de simulaciones la funcionalidad del algoritmo desarrollado en el presente trabajo de investigación.

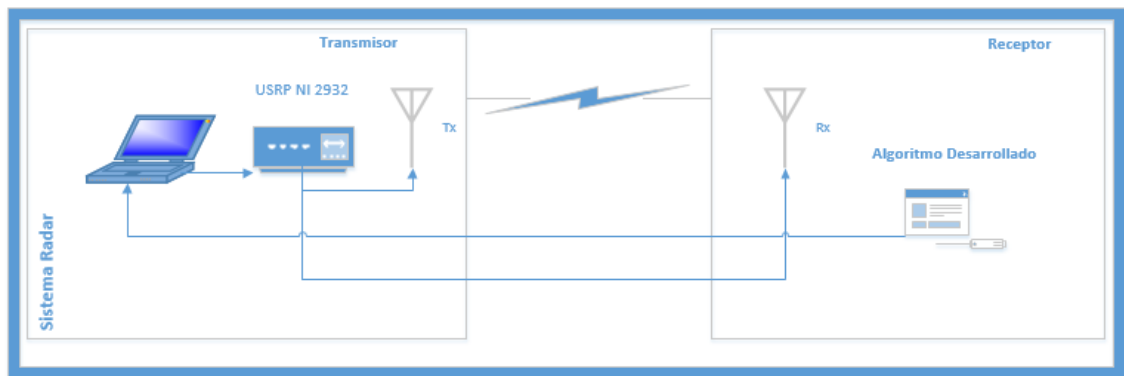


Figura 2-2 Sistema radar simulado en el desarrollo del algoritmo

Realizado por: Serrano, María E., 2019

A continuación, se detallan los equipos y el software que se utilizaron para el proceso de desarrollo del algoritmo de optimización de resolución.

2.1. Equipamiento de medición y software

2.1.1. USRP-2932



Figura 3-2 USRP-2932

Fuente: <http://www.ni.com/es-cr/shop/select/usrp-software-defined-radio-device>

Los Dispositivos Reconfigurables de Radio Definido por Software son transceptores, ajustables, universal software radio peripheral (USRP) y altamente personalizados para generación de prototipos de sistemas completos de comunicación inalámbrica. Los USRP ofrecen rangos de frecuencia hasta 4.4 GHz con hasta 20 MHz de ancho de banda instantáneo. También está disponible un oscilador disciplinado por GPS (GPSDO) para temporización y sincronización de alta precisión.

Los Dispositivos de Radio Definido por Software permiten crear aplicaciones inalámbricas avanzadas con LabVIEW, haciendo posible la rápida generación de prototipos. Ejemplos de aplicaciones de generación de prototipos incluyen radio FM, detección de dirección, grabación y reproducción de RF, radar pasivo y simulación de GPS. La arquitectura SDR, típicamente incluye procesadores, FPGAs y RF (radio frecuencia), (ver ANEXO A). (National Instruments, 2017a).

2.1.2. Características de la NI USRP 2932

Las especificaciones de la tarjeta USRP-2932, se detallan en la tabla 1-2, 1-3, 1-4.

Tabla 1-2: Características del transmisor USRP-2932

Rango de frecuencias	400 MHz a 4.4 GHz
Paso de frecuencia	<1 kHz
Potencia máxima de salida	50 mW a 100 mW (17 dBm a 20 dBm)
Rango de ganancia	0 dB a 31 dB
Paso de ganancia	0.5 dB
Ancho de banda máximo instantáneo de tiempo real	
Ancho de muestra 16-bit	20 MHz
Ancho de muestra 8-bit	40 MHz
Velocidad de muestreo máxima I/Q	
Ancho de muestra 16-bit	25 MS/s
Ancho de muestra 8-bit	50 MS/s
DAC	2 canales, 400MS/s, 16 bit
DAC spurious-free dynamic range (sFDR)	80 dB

Fuente: National Instruments, 2017c, p. 2

Tabla 2-2: Características del receptor USRP-2932

Rango de frecuencias	400 MHz a 4.4 GHz
Paso de frecuencia	<1 kHz
Rango de ganancia	0 dB a 31.5 dB
Paso de ganancia	0.5 dB
Máxima potencia de entrada (P_{in})	0 dBm
Figura de ruido	5 dB a 7 dB
Ancho de banda máximo instantáneo de tiempo real	
Ancho de muestra 16-bit	20 MHz
Ancho de muestra 8-bit	40 MHz
Velocidad de muestreo máxima I/Q	
Ancho de muestra 16-bit	25 MS/s
Ancho de muestra 8-bit	50 MS/s
Convertor analógico-digital (ADC)	2 canales, 100MS/s, 14 bit

Fuente: National Instruments, 2017c, pp. 2-3

Tabla 3-2: Características del oscilador disciplinado GPS USRP-2932 (GPSDO)

Precisión de frecuencia	
OCXO (no bloqueado a GPS)	25 ppb
OCXO (bloqueado a GPS)	10 ppb
Antena activa	
Voltaje	5 V
Potencia	0.7 W

Fuente: National Instruments, 2017c, p. 3

Tiene una frecuencia central sintonizable de 400 MHz a 4.4 GHz que cubre el radar de banda celular, GNSS, WiFi y L. Posee una precisión de frecuencia que reduce la complejidad de los prototipos. Su GPS integrado mejora la precisión del reloj, permite la sincronización y posición global del dispositivo. La transmisión de ancho de banda I / Q de banda base, es de hasta 20 MHz a 25 MS/s para procesamiento basado en host con NI LabVIEW. Además, usa el controlador NI-USRP, el módulo MathScript RT y el Toolkit de Modulación, para la ejecución de archivos .m en LabVIEW.

El transceptor de radio definido por software (SDR) NI USRP-2930 es una plataforma de RF asequible y fácil de usar con precisión y sincronización de frecuencia de alta precisión. Se utiliza para crear rápidamente aplicaciones en la investigación de comunicaciones inalámbricas y tiene una cobertura de frecuencia continua de 50 MHz a 2,2 GHz con un receptor GPS integrado. El reloj de referencia de 10 MHz del oscilador de cristal controlado por un reloj de alta precisión (OCXO) es 100 veces más preciso que un oscilador de cristal con compensación de temperatura estándar (TCXO). Dicha precisión de frecuencia hace que la creación de prototipos del sistema inalámbrico sea mucho más fácil debido a los requisitos de corrección de desplazamiento de frecuencia menos complicados.

Cuando una antena GPS está conectada con una vista clara del cielo, el circuito GPS integrado proporciona una posición GPS, una hora sincronizada globalmente y una precisión de reloj mejorada. La señal GPS hace correcciones periódicas al reloj OCXO de referencia, minorando el error de precisión de frecuencia NI USRP hacia cero (0.01 ppb). Los transceptores SDR de USRP distribuidos en grandes distancias pueden ser dispositivos sincronizados en el tiempo y con coherencia de fase (Testmart, 2017).

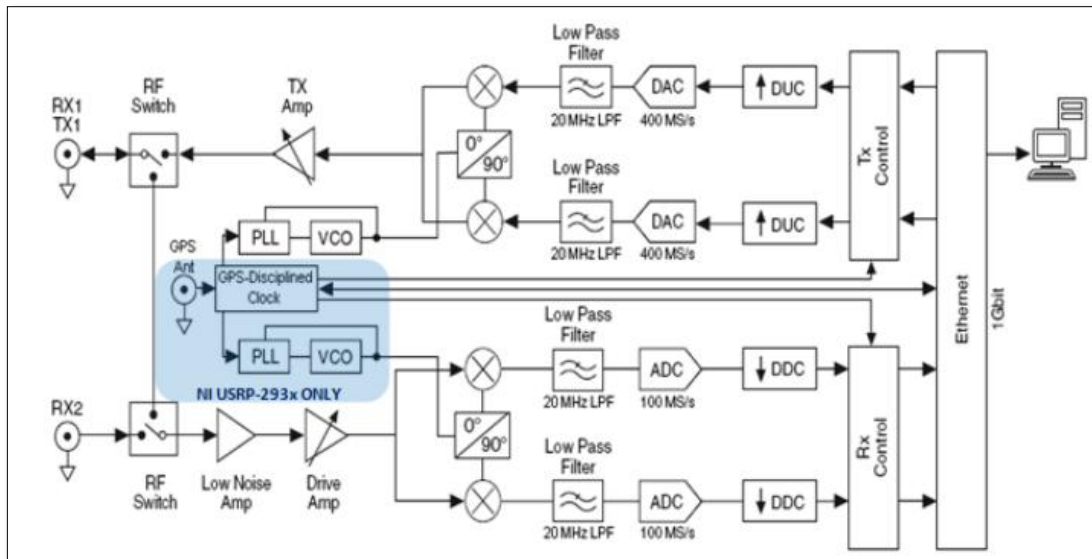


Figura 4-2 Diagrama de bloques de la tarjeta USRP-N2932

Fuente: Testmart, 2017

2.2.2.1 Conectividad y Ancho de Banda

Debido a su conexión a través de su puerto de ethernet Gigabit, la velocidad de transferencia de datos se eleva considerablemente, respecto a anteriores modelos. Es así que la frecuencia de muestreo del host (I/Q), es de 20 MHz con muestras de 16 bits, pero debido a que la NI USRP 2932, ofrece también la opción de transmitir muestras de 8 bits, con lo cual, el ancho de banda se duplica efectivamente, en términos de muestras por segundo (MS/s), 40 MHz, que se traducen en 50 MS/s (Ettus Research, 2016; National Instruments, 2017b, p. 2).

La comunicación es full-dúplex, que significa que la interfaz puede transmitir en ambas direcciones, a las velocidades especificadas simultáneamente. Algunas interfaces, como la USB 3.0, no proporcionan rutas de datos separadas, para transmitir y recibir datos, en cambio utilizan un solo camino en modo semi-dúplex. En este caso, el ancho de banda total de la interfaz se compartiría entre las funciones de transmisión y recepción de la URSP.

Es así que el rendimiento de la transmisión, dependerá de la capacidad de procesamiento del equipo, la complejidad de la aplicación y otros factores. Entonces, si el sistema usa la tarjeta NI 2932, con una interfaz de 1GigE, una aplicación basada solamente en el host que requiere muestras de 16 bits, y una tarjeta hija de 40 MHz, proveerá un ancho de banda utilizable aproximadamente de 20 MHz. Este límite está dado por la interfaz del host, 1 GigE, que puede transmitir hasta 25 MS/s, lo que se traduce en 20 MHz, de ancho de banda (Ettus Research, 2016)

2.2.2.2 Resolución máxima

Se ha determinado en anteriores investigaciones, que la velocidad máxima, influye en el ancho de banda para sistemas SDRadar, en el presente trabajo, para la NI USRP-2932, el ancho de banda máximo instantáneo, de una muestra de ancho de 16-bits, es de 20 MHz, y una muestra de ancho de 8-bits, es de 40 MHz. Así mismo, la velocidad de muestreo máxima, que involucra muestras complejas I/Q, para una muestra de 16-bits es de 25 MS/s y para una de 8-bits, esta es de 50 MS/s (National Instruments, 2017b). La ecuación 10-1, es usada para calcular la resolución del sistema,

$$\Delta R_{8-bit} = \frac{3 \times 10^8}{2 (40 \text{ MHz})} = 3.75 \text{ m} \quad (1-2)$$

$$\Delta R_{16-bit} = \frac{3 \times 10^8}{2 (20 \text{ MHz})} = 7.5 \text{ m} \quad (2-2)$$

El valor de ΔR , es la capacidad que tiene el radar para distinguir un objetivo, en múltiplos de 3.75m y 7.5m, respectivamente.

Tabla 4-2: Distancia dada por el software

Ancho de muestra	$0 > d < \Delta R$	$\Delta R > d < 2\Delta R$	$2\Delta R > d < 3\Delta R$
8 – bits	3.75 m	7.50 m	11 m
16 – bits	7.5 m	15 m	22.5 m

Fuente: Serrano, María E; 2019

2.2.2.3 Máxima potencia

Todos los sistemas SDRadar, necesitan adaptabilidad, para poder funcionar correctamente en todos los casos, es así que la distancia es directamente proporcional a la potencia, a mayor distancia, mayor potencia, a menor distancia menor potencia.

Como se indica en la tabla 1-2, La USRP NI 2932, puede irradiar una potencia de 50 mW a 100mW, es decir 17 dBm a 20 dBm, respectivamente (National Instruments, 2017a).

2.1.3. Limitaciones de la NI USRP 2932

Aunque la NI USRP, es un poderoso y eficiente modelo de SDR, existen algunas limitaciones en el ambiente de la implementación. El procesamiento de la señal excepto la conversión up/down y la ejecución son realizados por el computador, es por eso que un computador, un CPU y una gran memoria es requerida, especialmente cuando se procesa una extensa banda de frecuencias.

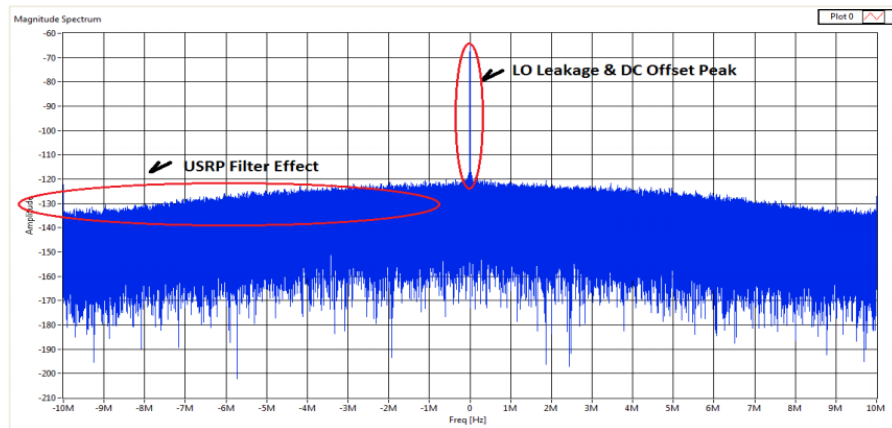


Figura 5-2: Espectro de frecuencia observado por un receptor USRP, con un ancho de banda de 20 MHz cuando ninguna señal es conectada en la entrada.

Fuente: Zhenyu Zheng; 2014, p. 18

Existen otras dos limitaciones para este modelo de USRP. Mientras que la NI USRP 2932 pretende soportar un ancho de banda de 20 MHz (velocidad de muestreo) de adquisición de datos de tiempo real, el efecto del filtro es más bien obvio cuando se adquiere datos al máximo ancho de banda (20 MHz), como se puede ver en la Figura 5-2. Cuando se compara la Figura 5-2 y la Figura 6-2, es obvio que los efectos del filtro, son más planos cuando el ancho de banda decrece.

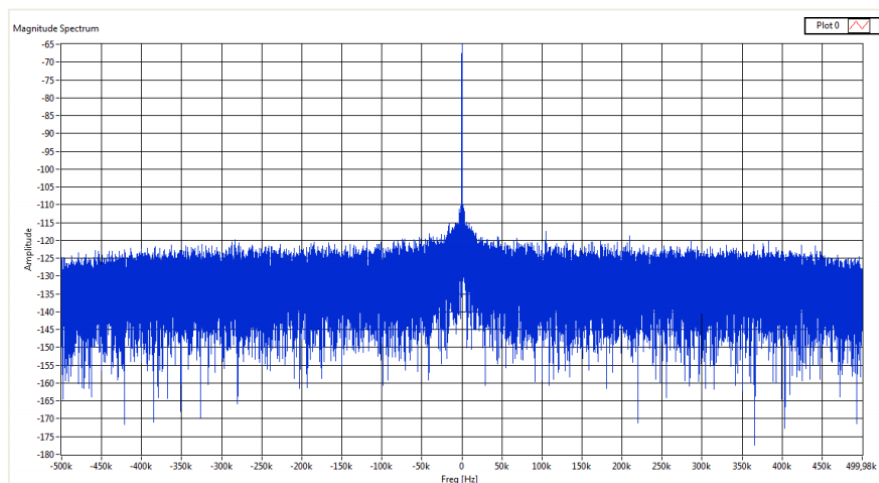


Figura 6-2: Espectro de frecuencia observado por un receptor USRP, con un ancho de banda de 1 MHz cuando ninguna señal es conectada en la entrada.

Fuente: Zhenyu Zheng; 2014, p. 18

Otra mayor limitación es que el modelo de USRP, trabajando a la par con LabVIEW, es muy sensible a la fuga de LO (Local Oscillator Leakage), y la compensación DC (Digital Current Offset), que introduce un pico muy agudo, a la frecuencia de 0 Hz, como se puede ver en la Figura 3-2. Estas dos limitaciones causan retos para implementar algoritmos que aspiran para encontrar una señal débil, en un rango de frecuencia amplio, como la detección de espectro (Testmart, 2017).

2.1.4. Análisis para la implementación de la modulación

Los radares FMCW, fueron originalmente diseñados para radares de altímetros de aeronaves a mitad de los 1930. Hoy en día, FMCW, es útil en aplicaciones donde la banda ancha de alta resolución de las mediciones del tiempo del vuelo, deben ser realizadas en transmisores de baja potencia.

Es por ello que se determinó, que este radar es el más idóneo para el desarrollo de este trabajo de investigación, ya que es ideal para sistemas de radares de corto rango, donde el bajo costo, amplio ancho de banda, y la alta sensibilidad son requerimientos que no deben ser comprometidos (Charvat, 2015, p. 69).

Una de las ventajas del radar FMCW, es tener una referencia en el tiempo que permite medir la distancia de objetivos fijos y en movimiento. Pero la distancia obtenida, depende de la resolución del sistema, la misma que depende del ancho de banda de la señal.

$$k = \frac{bw}{2 t_{max}} \quad (3-2)$$

En la ecuación 3-2, la rapidez con la que varía la frecuencia, en un tiempo máximo, si aumentamos el valor del ancho de banda también aumenta el valor de k , pero sin varia el tiempo máximo. En la figura 5-2, se muestra la relación de k , con el tiempo máximo y el ancho de banda.

En la ecuación 11-1, se analiza la distancia máxima a la cual el radar FMCW puede trabajar, o la distancia máxima que se puede detectar, la misma que depende del tiempo máximo como se observa en la figura 7-2 (Mejía Cando, 2017, pp. 51–52).

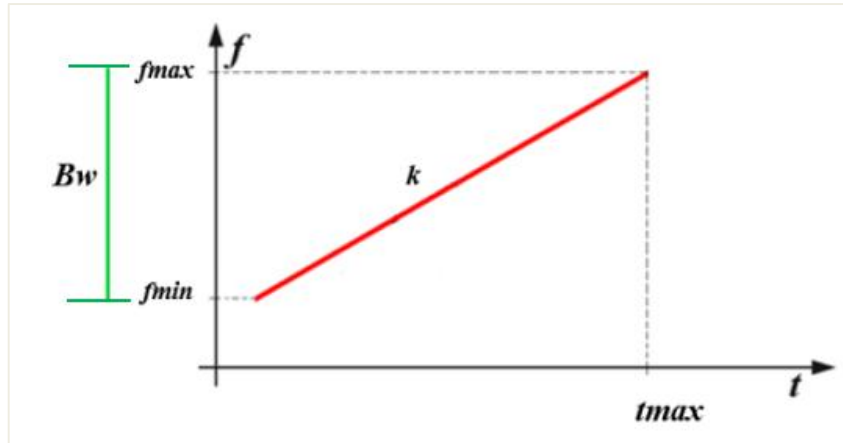


Figura 7-2: Relación de k , con respecto al tiempo máximo y ancho de banda

Realizado por: Serrano, María E., 2017

Como se observa en la figura 7-2, la señal generada incrementa o decremente periódicamente la frecuencia, es así que cuando la señal irradiada o transmitida, impacta contra un objetivo, se produce una señal eco con una frecuencia diferente a la transmitida, la cual junto con la frecuencia de la señal original, se traduce en un desfase de frecuencia, Δf , que ayuda a encontrar la rapidez, con la que se mueve el objetivo, y junto con el retardo de tiempo, que toma la señal eco en regresar al receptor, Δt , se puede obtener el valor estimado del rango o la distancia a la que se encuentra el objetivo del radar.

Las frecuencias de retorno se alejan de la frecuencia transmitida según el efecto Doppler cuando los objetos se mueven, lo que genera una frecuencia doppler, f_D . La figura 8-2, muestra la señal transmitida y recibida, junto con sus desfases de tiempo y frecuencia.

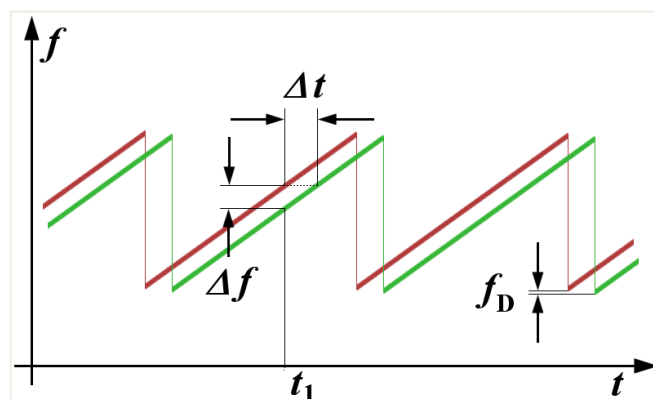


Figura 8-2: Comparación de las señales transmitida y recibida.

Fuente: Wolff, 2010b.

2.2. Técnicas preexistentes del mejoramiento de la resolución

2.2.1. Desarrollo de un algoritmo en Matlab para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP b210 para aplicaciones SDRadar

Para optimizar la resolución de la tarjeta USRP b210, se desarrolló un algoritmo en Matlab; considerando el ancho de banda más alto que proporciona la misma, es decir 25 MHz , utilizando este parámetro se determinó que, con n mediciones igual a un valor de 14 y una diferencia m igual a un valor de 0.5 MHz , entre anchos de banda por medición, la optimización en el peor de los casos es semejante a 2 metros.

El algoritmo en Matlab, optimizó la resolución a partir de los 6 metros de distancia del objetivo a detectar, esto usando una muestra de 94 objetivos, situados de entre 6 a 100 metros de distancia, en donde se determinaron dos zonas: la primera, que estuvo limitada por un error de medición de $e < 1\text{ m}$, y la segunda zona con un error de medición de $1\text{ m} < e < 2\text{ m}$, con 69.15% y 30.85% de objetivos detectados respectivamente, lo que determinó su efectividad y confiabilidad.

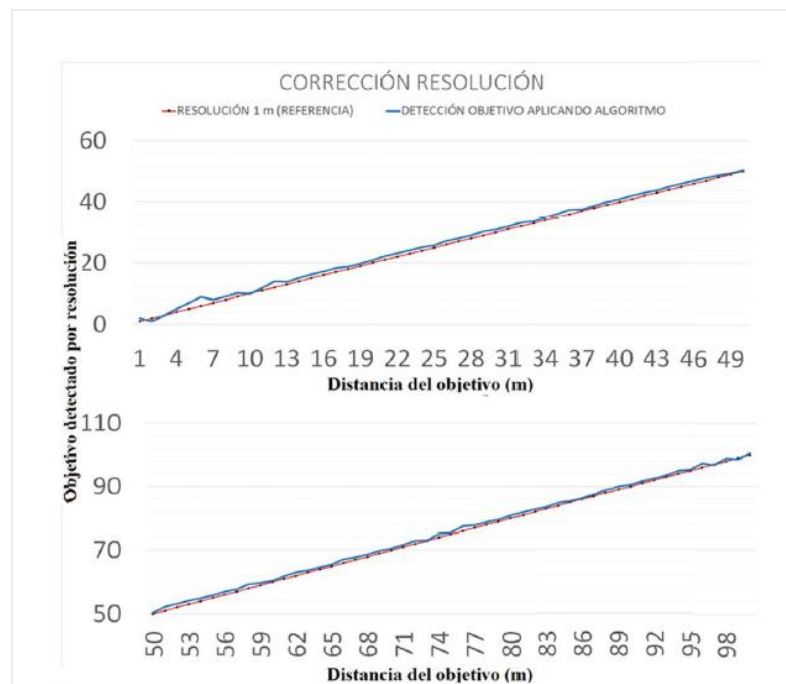


Figura 9-2 Corrección de resolución al aplicar el promedio de valores mínimo/máximo

Fuente: David Moreno, Julio Mejía, 2017, pp. 32–40

Para reducir la carga computacional que un sistema SDRadar comprende, se utilizó Matlab y GNU Radio para generar la señal además de procesar los datos obtenidos de la tarjeta USRP b210 que fue usada como transceptor, donde se concluyó que por el número de mediciones que se deben realizar el algoritmo desarrollado puede ser empleado en aplicaciones SDRadar como detección de objetivos, aplicaciones topográficas o en radares de apertura sintética (David Moreno, Julio Mejía, 2017, p. 36).

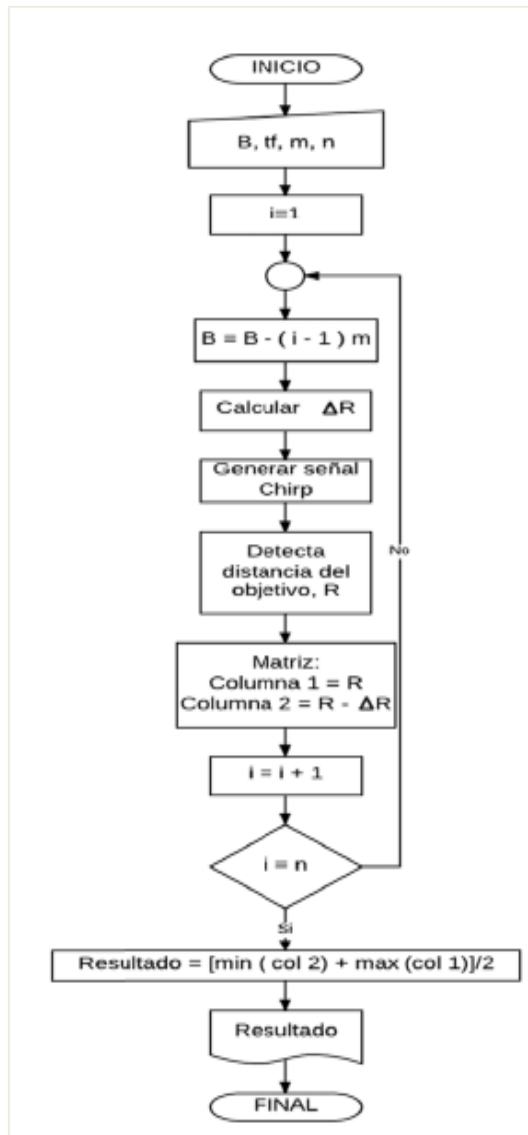


Figura 10-2 Diagrama de flujo del algoritmo

Fuente: David Moreno, Julio Mejía, 2017, pp. 32–40

2.2.2. MATLAB

MATLAB combina un entorno de escritorio perfeccionado para el análisis iterativo y los procesos de diseño con un lenguaje de programación que expresa las matemáticas de matrices y arrays directamente.

Este software cuenta con IDE (Entorno de Desarrollo Integrado) que lo hace amigable en el desarrollo de scripts. El lenguaje “m” es propio de MATLAB, añadiendo que se puede crear interfaz de usuario o GUI, y se puede trabajar en conjunto con otros programas que no usen el lenguaje “m”. Permite crear algoritmos simples o complejos que trabajan con archivos .txt o .dat, en fin, se le puede dar un diverso uso a este software en el ámbito de las comunicaciones.

MATLAB se puede instalar en sistemas operativos como Unix, Windows, MAC OS, Linux y se da soporte en su página oficial (*MATLAB - El lenguaje del cálculo técnico, 2008*).

2.3. Diseño del algoritmo

2.3.1. Recreación del algoritmo para la optimización de la resolución de objetos estáticos

Para el desarrollo del algoritmo, se partió en base al análisis de las limitaciones y el estudio de las características de la tarjeta USRP NI-2932, con lo cual se determinó que el ancho de banda práctico con el cual la tarjeta puede trabajar es de 40 MHz, que conlleva a una resolución de 3.75m, esto en muestras de 8-bits y con un ancho de banda de 20MHz con una resolución de 7.5m, para muestras de 16-bits. Pero para razones de estudio, se utilizó un ancho de banda de 25 MHz, con una resolución correspondiente de 6 m, esto con el fin de utilizar los parámetros con los que se comprobó el funcionamiento de este algoritmo en anteriores investigaciones.

El objetivo del algoritmo es mejorar la resolución de distancia, donde se partió de un ancho de banda de 25MHz, cuya resolución es de 6 m, donde el método de optimización, es tomar “n” mediciones de “m” (MHz) por medición, permitiendo optimizar la resolución de distancia, como se muestra en la figura 1-3 (David Moreno, Julio Mejía, 2017, pp. 32–40).

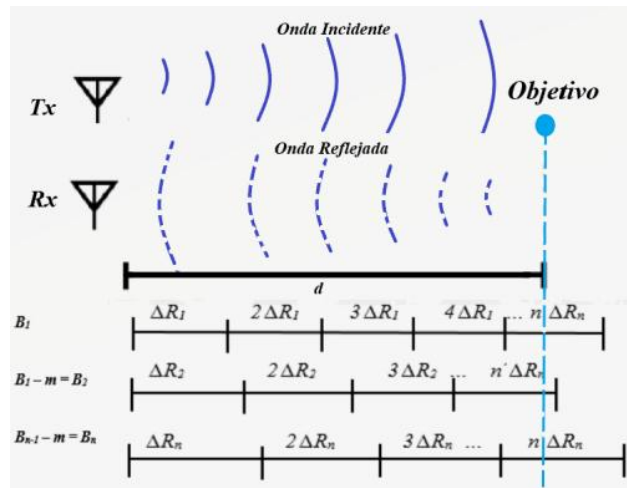


Figura 11-2: Comparación de las señales transmitida y recibida, con respecto al mejoramiento de la resolución.

Fuente: Mejía Cando, 2017, p. 45

Como se puede observar en la figura 11-2, el ancho de banda B_1 , crea una resolución ΔR_1 , llegando hasta un múltiplo n' de la resolución correspondiente al ancho de banda B_1 , donde la señal transmitida, choca contra el objetivo y es reflejada al receptor. Siendo este el proceso normal, para determinar la distancia del objetivo. Cabe recalcar que n' no es igual a n , la segunda se refiere al número de medición.

Para realizar la optimización de la resolución, se transmitieron $n = 14$ señales, con un ancho de banda de 25MHz , separados un valor $m = 0.5\text{MHz}$, entre cada uno, dando como resultado n mediciones para ser procesadas (Mejía Cando, 2017, p. 50). Es así que se recreó el anterior algoritmo para demostrar la efectividad de su funcionamiento, y se logró la optimización de la detección del rango de un objeto estático.

Para este caso de estudio, se generaron las señales FMCW a transmitir a partir de una frecuencia de muestreo f_s de 5GHz , satisfaciendo la condición de Nyquist (Couch, 2015), la cual debe ser mayor a dos veces la frecuencia máxima de análisis, que en este caso en particular fue la suma de la frecuencia de operación f_0 de 1GHz y el ancho de banda bw de 25MHz , consecuentemente cuando se recibió la señal, con este número de muestras se pudo obtener una regeneración completa de la misma.

De esta misma forma para la simulación de la señal a recibir, se generó un desplazamiento de tiempo Δt de la señal transmitida, el cual determinó la distancia donde se encontraba ubicado un objeto como se puede ver en la Figura 12-2, el cual al ser usado en la Ecuación 1-15, entrega la distancia teórica.

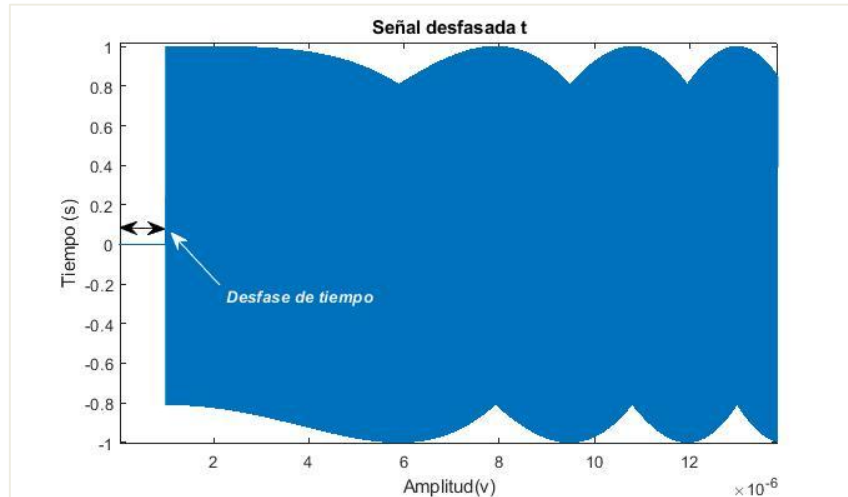


Figura 12-2: Señal FMCW recibida, donde el Δt corresponde a una distancia de 80.01m

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Como se puede observar en el radargrama de la figura 13-2, la primera medición, arroja la información de distancia que se muestra a continuación,

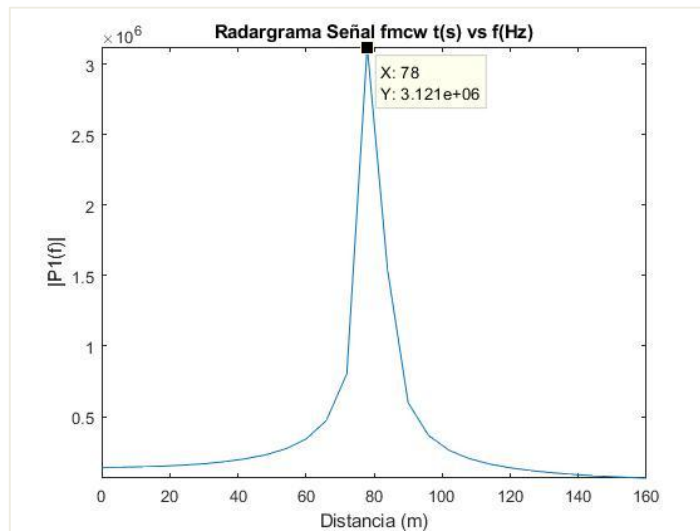


Figura 13-2: Radargrama de la primera medición de la señal FMCW recibida, donde el Δt corresponde a una distancia de 80.01m.

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Después de este análisis se utilizó lo anteriormente explicado para la optimización de la resolución, ejecutando el análisis para n mediciones, con una variación de ancho de banda de $m(\text{Hz})$. Donde el valor de la distancia obtenida en el radargrama es una medición aproximada de un radargrama ideal que se tendría si se tuvieran muestras infinitas, teniendo el pico máximo en la distancia exacta, pero ya que la resolución es de 6m, se debe considerar que las muestras correspondientes pueden estar antes o después del punto exacto de distancia, para lo cual, se compara el valor anterior y el posterior del pico máximo, con el pico máximo y entre ellas,

- Si el valor anterior es mayor al posterior del pico máximo, esa distancia que corresponde al pico máximo, se convierte en el límite superior, y a ese valor le restamos la resolución para obtener el límite inferior.
- Si el valor posterior es mayor al anterior del pico máximo, a esa distancia que corresponde al pico máximo, se le asigna el límite inferior y a ese valor le sumamos la resolución para obtener el límite superior.

Es así como las distancias obtenidas en cada medición, determinan el rango entre los límites superiores e inferiores, como se explicó anteriormente (David Moreno, Julio Mejía, 2017, p. 42).

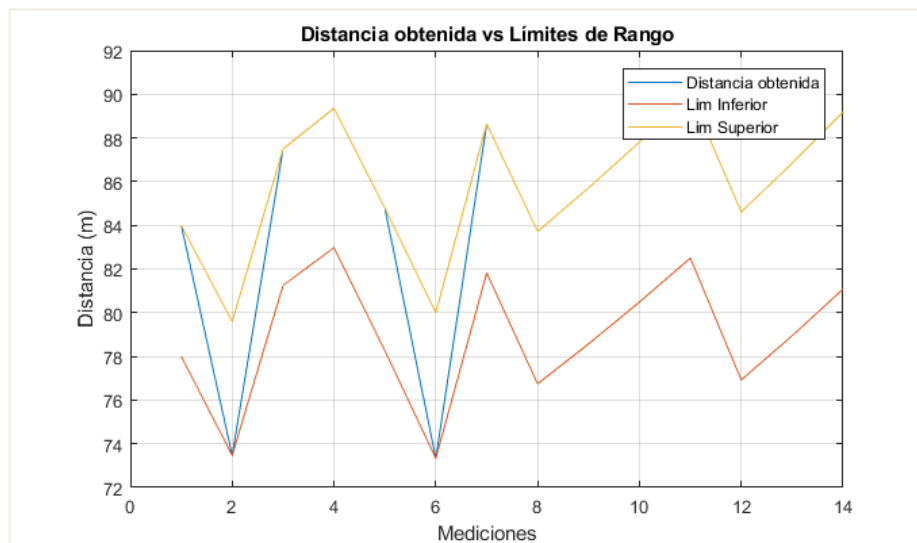


Figura 14-2: Límites de rango y rango obtenido de la señal FMCW recibida, con un desfase de tiempo Δt que representa una distancia de 80.01m.

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Estos límites detectados deben ser ordenados de esta forma:

- El límite inferior de cada medición se debe ordenar de mayor a menor.
- El límite superior de cada medición se debe ordenar de menor a mayor (Mejía Cando, 2017).

Finalmente, al obtener estos valores ordenados, se tomó el límite superior más bajo y el límite inferior más alto, y se obtuvo el promedio de estos dos como se puede observar en la ecuación 4-2, finalmente este valor refleja el valor de la distancia optimizada, con un error de 1m.

$$\text{Distancia Optimizada} = \frac{\text{lim sup} + \text{lim inf}}{2} \quad (4 - 2)$$

$\text{lim sup} = \text{límite superior más bajo [m]}$

$\text{lim inf} = \text{límite inferior más alto [m]}$

De esta forma la distancia obtenida se comparó junto a la distancia teórica, y se obtuvo un error entre los límites establecidos de 1 a 2m (Mejía Cando, 2017, p. 60).

2.3.2. Desarrollo del algoritmo para la optimización de la resolución de objetos en movimiento

Es así que, el algoritmo desarrollado previamente en (Mejía Cando, 2017), se recreó para ser adaptado y poder detectar objetivos en movimiento, donde se utilizaron las mismas premisas que en el apartado anterior, es decir n señales, con un ancho de banda de 25MHz , separados un valor $m=0.5\text{MHz}$, entre cada uno, dando como resultado $n=14$ mediciones para ser procesadas, donde el parámetro adicional que interviene es la velocidad del objeto en movimiento, la cual puede ser detectada a través del efecto Doppler y la variación de componentes espectrales en la señal recibida.

De esta manera, se fue desarrollado el diagrama de bloques, que se muestra en la figura 15-2, el mismo que explica todos los pasos a seguir para realizar la optimización propuesta en el presente trabajo de titulación (David Moreno, Julio Mejía, 2017, pp. 32–40).

Para este caso de estudio, de la misma forma que en el apartado anterior se generaron las señales FMCW a transmitir a partir de una frecuencia de muestreo f_s de 5GHz , la frecuencia máxima de análisis que se utilizó como la suma de la frecuencia de operación f_0 de 1GHz y el ancho de banda de 25MHz , así mismo se eligió un tiempo máximo de 3ms, a los cuales se les adicionó un tiempo de guarda de 0.1ms, para evitar interferencias entre mediciones.

Para determinar cada rango de análisis debemos tener en cuenta dos consideraciones,

- Corrección a causa del efecto doppler.
- Corrección a causa del desplazamiento del objeto en cada medición.

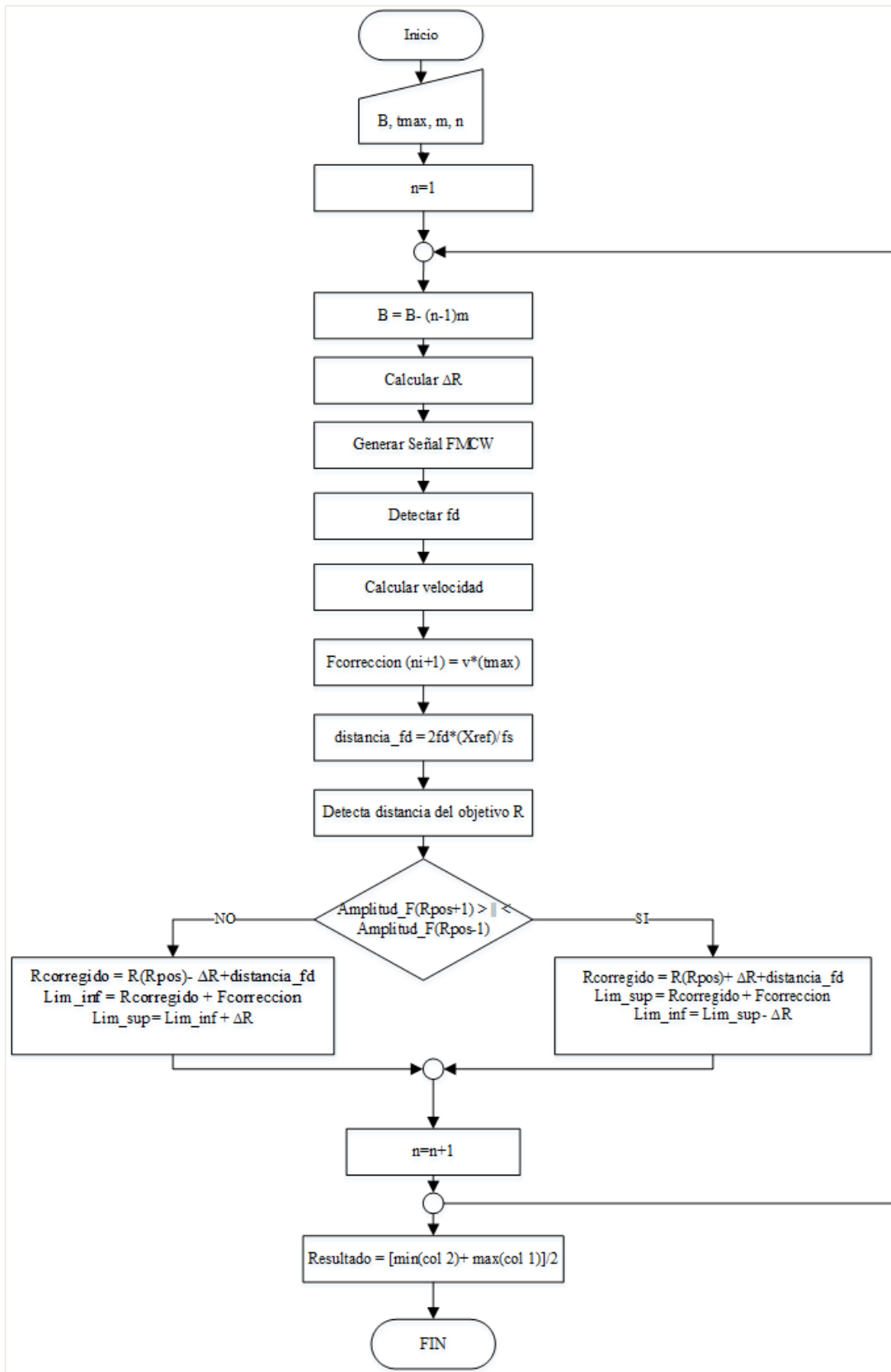


Figura 15-2: Diagrama de flujo para determinar la optimización de la resolución para la detección de objetivos en movimiento

Realizado por: Serrano, María E; 2019

2.3.2.1. Corrección a causa del efecto doppler

Al estar el objetivo en movimiento se entiende que cada señal presenta un efecto doppler, en donde sí se trabajara con una sola frecuencia, la misma se desplazaría el valor de la frecuencia doppler, pero como se genera una señal FMCW con un rango de frecuencias, todo el ancho de banda se ve desplazado un valor correspondiente a la frecuencia doppler, que tiene que ver directamente con la velocidad, la frecuencia Doppler puede ser negativa o positiva según se aleje o se acerque el objetivo de la fuente respectivamente (Hall, 2015), valor que al usarse en la ecuación 13-1, da como resultado la velocidad, como se muestra en la ecuación 5-2,

$$v = f_d \cdot \lambda \quad (5 - 2)$$

$f_d =$ frecuencia doppler [Hz]

Para conocer la frecuencia doppler obtenida en el procesamiento del radar, se compara el espectro de frecuencia de la señal transmitida, respecto a la señal recibida, que indica el movimiento del objetivo, como se muestra en la figura 6-3,

Donde la diferencia entre los picos más altos de ambas señales cuyos puntos se observan en la figura 16-2, se traduce como la frecuencia doppler obtenida con el procesamiento,

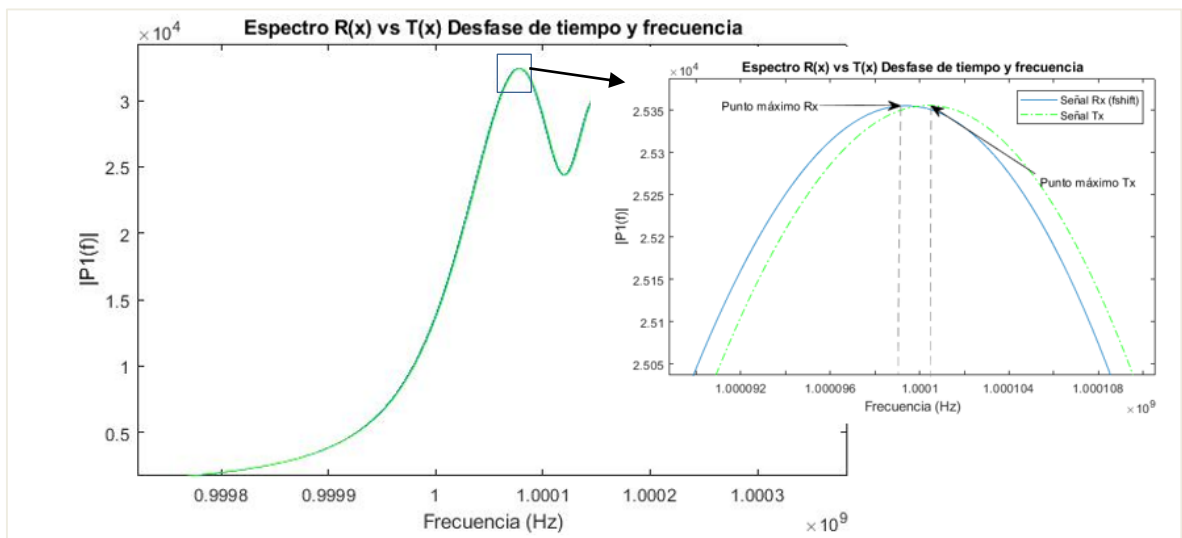


Figura 16-2: Señal FMCW Tx vs. Señal FMCW Rx

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Es así también, que para poder conocer desde que valor se podrán detectar los cambios de frecuencia, se determina la resolución de frecuencia, a través de la ecuación 6-2,

$$\Delta f(res) = \frac{fs}{N^\circ \text{ Muestras}} \quad (6 - 2)$$

$\Delta f(res)$ = resolución de frecuencia [Hz]

fs = frecuencia de muestreo [Hz]

$N^\circ \text{ Muestras}$ = Muestras correspondientes al tiempo máximo

Esto se traduce a que cada $\Delta f(res)$, se distinguió la diferencia de frecuencia, utilizando un tiempo máximo de análisis de t_{max} . Así mismo, para aumentar la resolución de frecuencia, se debería incrementar el tiempo máximo, pero esto implicaría más recursos de procesamiento y tomaría mucho más tiempo de análisis. Es por eso que, al haber analizado la señal recibida en el radar, se detectó un desfase de frecuencia o una frecuencia doppler a partir de los 1000 Hz, lo que se traduce a una velocidad de 300 m/s, la que se determinó como la velocidad mínima detectable en estas condiciones.

El vector de frecuencia doppler obtenida en cada medición, se adquirió a partir de la diferencia de los puntos máximos de los espectros de frecuencia de la señal transmitida versus la señal recibida, como se observa en la figura 16-2, y se interpreta en la ecuación 7-2, es decir,

$$f_{d \text{ obt}} = \max_{tx} - \max_{rx} \quad (7 - 2)$$

$f_{d \text{ obt}}$ = frecuencia doppler obtenida en el procesamiento [Hz]

\max_{tx} = punto máximo de la señal tx [Hz]

\max_{rx} = punto máximo de la señal Rx [Hz]

Con este vector de frecuencias doppler obtenidas, por cada elemento registrado en cada medición, se obtuvo la velocidad detectada con el uso de la ecuación 5-2, es importante conocer que esta frecuencia obtenida, tiene una diferencia con la real, de acuerdo a la resolución de frecuencia presentada anteriormente.

De esta manera también, se analiza por cada medición el radargrama obtenido, pero para comprender mejor como se va desplazando y cómo influye en la detección del objetivo la frecuencia doppler; se compara dicha detección, con la obtenida en el radargrama de la señal del objeto cuando este está estático, como se puede ver en la figura 17-2.

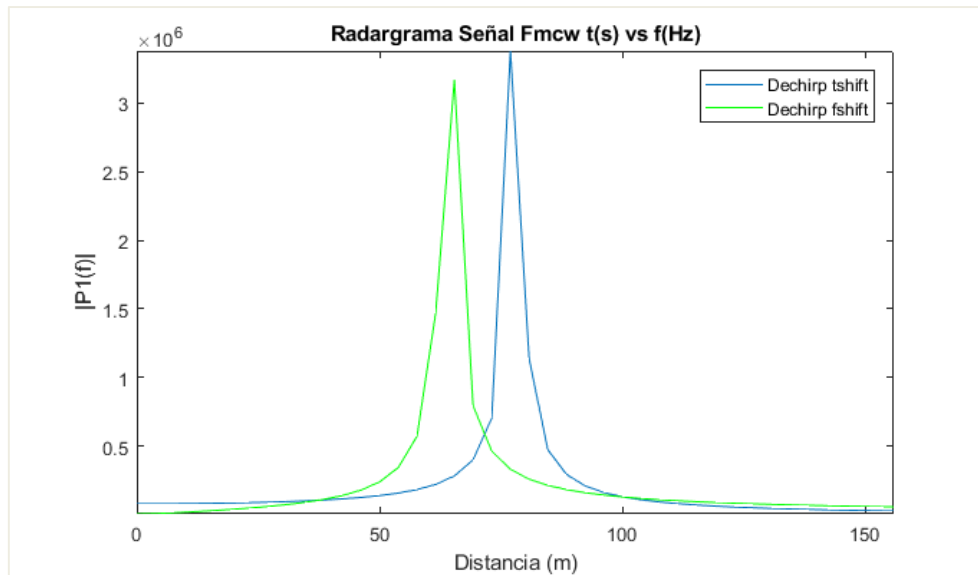


Figura 17-2: Radargrama de la multiplicación de las señales Tx y Rx del objeto cuando está estático con respecto a cuándo el objeto está en movimiento.

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Es así que, al haber realizado las pruebas correspondientes, se determinó que, para realizar la primera corrección de rango en el punto detectado en el radargrama, lo más idóneo es transformar a términos de distancia la frecuencia doppler obtenida en la ecuación 8-2,

$$distancia_{fd} = f_d \cdot 2 \frac{R_{max}}{B} \quad (8 - 2)$$

distancia_{fd} = distancia referente a la frecuencia doppler obtenida [m]

R_{max} = rango máximo [m]

La distancia referente a la frecuencia doppler obtenida, se puede visualizar en la figura 18-2, en este caso podemos ver la diferencia obtenida en el espectro de la multiplicación de la señal Rx y Tx cuando el objetivo está en movimiento (verde) y cuando está estático (azul),

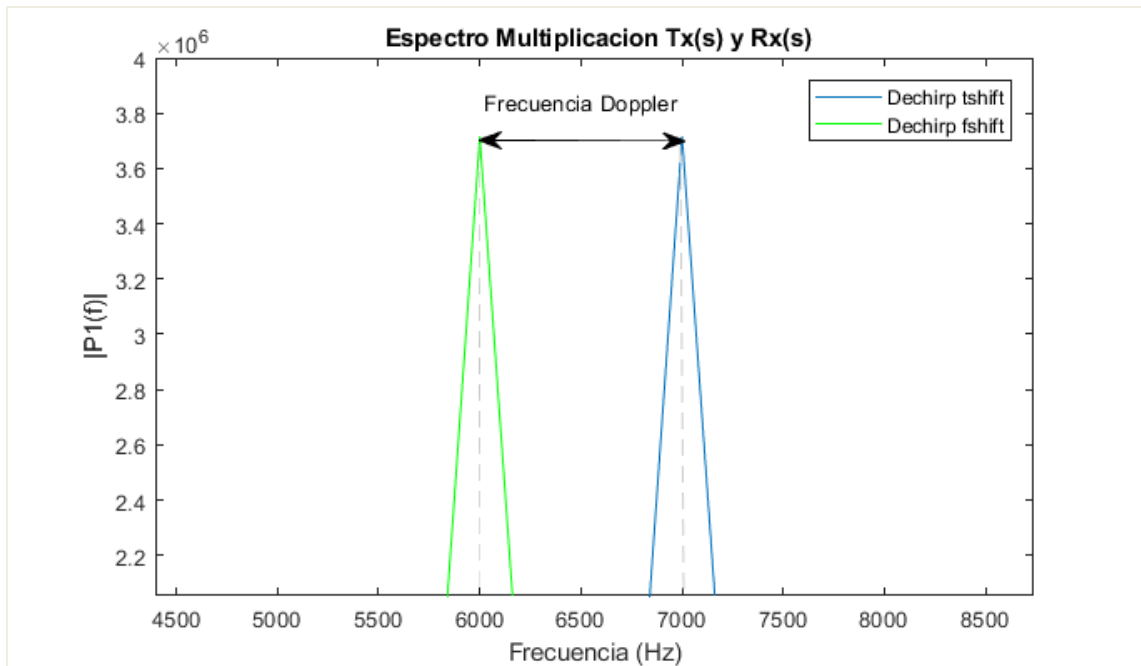


Figura 18-2: Espectro de frecuencia de la multiplicación de la Señal Tx y la Señal Rx, del objeto cuando está estático con respecto a cuándo el objeto está en movimiento.

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, se demuestra que la frecuencia doppler que existe entre la señal recibida y la señal transmitida cuando el objetivo está en movimiento, comparada junto a la multiplicación de las señales recibida y transmitida cuando el objeto está en movimiento y cuando está estático, son iguales, con lo cual fue comprobado que la frecuencia doppler obtenida, calculada de la manera propuesta en un escenario donde no tengamos la distancia cuando un objeto está estático, será la misma.

2.3.2.2. Corrección a causa del movimiento

Debido a que cada una de las 14 mediciones, se realizan cada 3.1ms y se asume al objetivo en movimiento, cada medición supone que el objetivo puede haberse desplazado una distancia respecto a la velocidad, es por eso que se incluye como segundo factor de corrección para la distancia encontrada en el radargrama, utilizando la ecuación 9-2.

$$f_{\text{corrección}} = v \cdot t_{\text{max}} \quad (9 - 2)$$

$f_{\text{corrección}}$ = factor de corrección [m]

v = velocidad [m/s]

t_{max} = tiempo máximo [s]

Al desarrollar el algoritmo, se estableció un vector de desplazamientos de tiempo $[\Delta t]$, el cual representa la ubicación del objetivo en cada una de las mediciones, simulando el movimiento hacia una u otra dirección, por lo que se analizaron los resultados cuando el objetivo está acercándose y cuando está alejándose.

Este factor de corrección al ser un desplazamiento, se adiciona al límite inferior y superior del rango detectado, que al estar en movimiento cambia su valor en cada medición, como se mencionó anteriormente. Pero se debe tener en cuenta que, para evitar interferencias de medición a medición, hay que introducir un intervalo de guarda, es decir se asigna un tiempo en el que no se transmite información, al final de cada medición, de esta forma se asegura la integridad de la transmisión, y que no exista solapamiento entre señales (Rivadeneira, 2015, p. 5).

De esta manera finalmente, obtenemos el límite inferior y el límite superior de cada medición n adicionando a cada uno ambos factores de corrección; de esta manera, utilizando el algoritmo recreado en el apartado anterior, obtenemos el rango corregido.

CAPITULO III

3. MARCO DE RESULTADOS Y DISCUSIÓN

3.1. Evaluación del algoritmo para la detección de objetivos estáticos

Para comprobar que la recreación del algoritmo para el mejoramiento de la resolución en la detección de objetivos estáticos, se realizó una prueba que utilizó un desfase de tiempo inicial de 0.986 μ s, donde como se puede ver en la tabla 1-3 y en el gráfico 3-1, las distancias obtenidas en cada medición, junto con el rango determinado entre los límites superiores e inferiores, se establece de la siguiente manera,

Tabla 1-3: Tabla de límite superior e inferior de cada medición

Medición (n)	Límite Superior (m)	Límite Inferior (m)	Ancho de Banda (MHz)	Resolución de Rango (m)
1	84,0000	78,0000	25	6
2	85,7143	79,5918	24.5	6.1224
3	81,2500	75,0000	24	6.25
4	82,9787	76,5958	23.5	6.3830
5	84,7826	78,2609	23	6.5217
6	86,6667	80,0000	22.5	6.6667
7	81,8182	75,0000	22	6.8182
8	83,7209	76,7442	21.5	6.9767
9	85,7143	78,5714	21	7.1429
10	80,4878	73,1707	20.5	7.3171
11	82,5000	75,0000	20	7.5
12	84,6154	76,9231	19.5	7.6923
13	86,8421	78,9474	19	7.8947
14	81,0811	72,9730	18.5	8.1081

Fuente: Serrano, María E; 2019

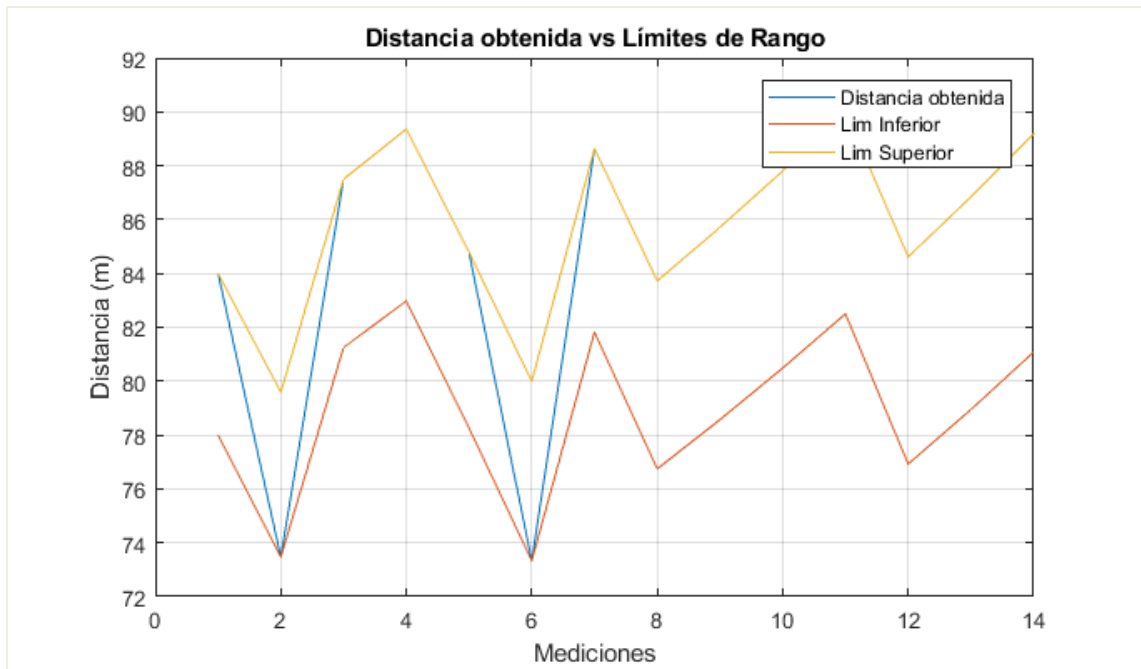


Gráfico 1-3: Límites de rango y rango obtenido de la señal FMCW recibida, con un desfase de tiempo Δt que representa una distancia de 80.01m.

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Es así que, al ordenar los límites obtenidos, tenemos la tabla 2-3

Tabla 2-3: Tabla de límites ordenados

Límite Superior (m)	Límite Inferior (m)
80,4878	80,0000
81,0811	79,5918
81,2500	78,9474
81,8182	78,5714
82,5000	78,2609
82,9787	78,0000
83,7209	76,9231
84,0000	76,7442
84,6154	76,5958
84,7826	75,0000
85,7143	75,0000
85,7143	75,0000
86,6667	73,1707
86,8421	72,9730

Realizado por: Serrano, María E; 2019

De esta forma una distancia real de 80.01m, con respecto al resultado obtenido con el uso del algoritmo de optimización de 80.2439m, genera un error de 0.2339m, confirmando así, el correcto funcionamiento y recreación del algoritmo de optimización de la resolución al encontrar objetivos estáticos (Mejía Cando, 2017, p. 60).

3.2. Evaluación del algoritmo desarrollado

Para la evaluación del algoritmo, se realizaron pruebas con 6 valores aleatorios, las primeras 3 comprenden un objetivo en movimiento alejándose de la fuente, y las siguientes 3 con un objetivo en movimiento, acercándose a la fuente.

3.2.1. Prueba 1

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $0.53\mu s$, y una frecuencia doppler inicial de -1000 Hz, donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler negativas, que demostraron que el objetivo se alejaba de la fuente. Es así que en la tabla 3-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 3-3: Parámetros para la simulación de la prueba 1

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Distancia teórica (m)	Velocidad (m/s)
1	-1000	5,39E-07	80,88	-300
2	-1030	5,46E-07	81,84	-309
3	-1060	5,46E-07	81,87	-318
4	-1090	5,46E-07	81,90	-327
5	-1160	5,46E-07	81,96	-348
6	-1230	5,47E-07	82,02	-369
7	-1300	5,47E-07	82,08	-390
8	-1390	5,48E-07	82,17	-417
9	-1480	5,48E-07	82,26	-444
10	-1570	5,49E-07	82,35	-471
11	-1680	5,50E-07	82,44	-504
12	-1800	5,50E-07	82,56	-540
13	-1940	5,51E-07	82,68	-582
14	-2090	5,52E-07	82,83	-627

Realizado por: Serrano, María E; 2019.

Finalmente, con el procesamiento se adquieren los resultados que se muestran en la tabla 4-3, con los que podemos confirmar que el objeto efectivamente se aleja de la fuente, y con el valor de la frecuencia doppler detectada en cada medición, podemos comprobar lo explicado anteriormente sobre la resolución de la frecuencia, que en todas las pruebas realizadas en este trabajo se manifiesta con un valor de 333.33 Hz , con lo que se representan las velocidades que tuvo el objeto en cada medición.

Cabe recalcar que la columna de la distancia corregida, dentro de los parámetros obtenidos se detallan en la tabla 4-3, es la distancia obtenida en el radargrama, con las correcciones correspondientes explicadas en la anterior sección.

Tabla 4-3: Parámetros obtenidos en la prueba 1

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	80,88	84	78	84	25	6,0000	-1000	-300
2	81,84	85,7143	78,6618	84,7843	24,5	6,1224	-1000	-300
3	81,87	87,5	80,32	86,57	24	6,2500	-1000	-300
4	81,9	82,9787	75,6658	82,0487	23,5	6,3830	-1333,3333	-400
5	81,96	84,7826	76	83,5426	23	6,5217	-1000	-300
6	82,02	86,6667	79,07	85,7367	22,5	6,6667	-1333,3333	-400
7	82,08	81,8182	80,5782	87,3964	22	6,8182	-1333,3333	-400
8	82,17	76,7442	75,5042	82,4809	21,5	6,9767	-1666,6667	-500
9	82,26	78,5714	77,0214	84,1643	21	7,1429	-1333,3333	-400
10	82,35	80,4878	79,2478	86,5649	20,5	7,3171	-1333,3333	-400
11	82,44	90	81,26	88,76	20	7,5000	-1666,6667	-500
12	82,56	76,9231	75,3731	83,0654	19,5	7,6923	-1666,6667	-500
13	82,68	86,8421	77,3974	85,2921	19	7,8947	-1666,6667	-500
14	82,83	89,1892	79,5311	87,6392	18,5	8,1081	-2000	-600

Realizado por: Serrano, María E; 2019

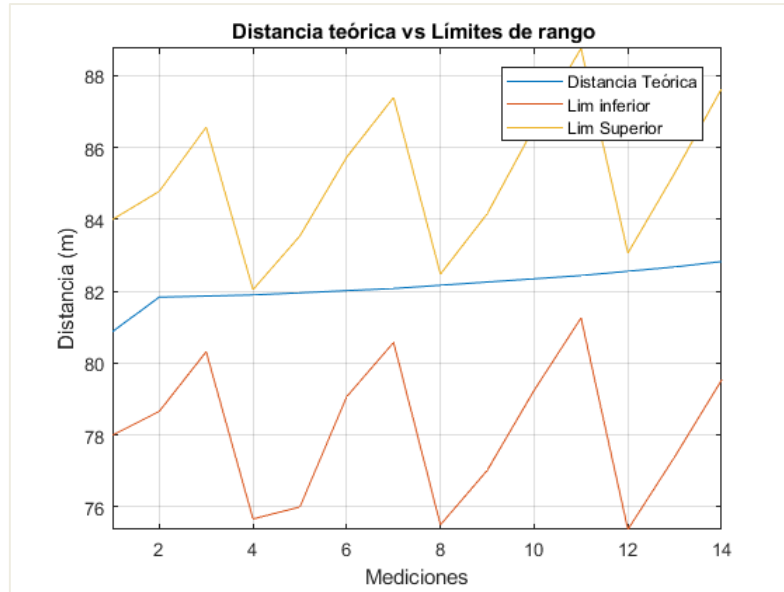


Gráfico 2-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 1

Realizado por: Serrano, María E; 2019

En el gráfico 2-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo, en donde se comprueba su validez, puesto que la distancia teórica en aquel momento se encuentra dentro del rango establecido. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 5-3,

Tabla 5-3: Límites superior e inferior ordenados en la prueba 1

Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)
81,26	82,0487
80,5782	82,4809
80,32	83,0654
79,5311	83,5426
79,2478	84
79,07	84,1643
78,6618	84,7843
78	85,2921
77,3974	85,7367
77,0214	86,5649
75,7809	86,57
75,6658	87,3964
75,5042	87,6392
75,3731	88,76

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 81.6544 m , es decir con un error de 1.175 m .

3.2.2. Prueba 2

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $1.4\mu\text{s}$, y una frecuencia doppler inicial de -1000 Hz , donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler negativas, que demostraron que el objetivo se alejaba de la fuente. Es así que en la tabla 6-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 6-3: Parámetros para la simulación de la prueba 2

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Rango teórico (m)	Velocidad teórica (m/s)
1	-1000	1,41E-06	210,93	-300
2	-1050	1,41E-06	211,92	-315
3	-1100	1,41E-06	211,95	-330
4	-1200	1,41E-06	212,04	-360
5	-1300	1,41E-06	212,13	-390
6	-1450	1,42E-06	212,28	-435
7	-1600	1,42E-06	212,43	-480
8	-1750	1,42E-06	212,55	-525
9	-1950	1,42E-06	212,73	-585
10	-2150	1,42E-06	212,94	-645
11	-2350	1,42E-06	213,12	-705
12	-2600	1,42E-06	213,36	-780
13	-2850	1,42E-06	213,57	-855
14	-3100	1,43E-06	213,81	-930

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Se realiza entonces el procesamiento donde los parámetros obtenidos se detallan en la tabla 7-3.

Tabla 7-3: Parámetros obtenidos en la prueba 2

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	210,93	216	210	216	25	6	-1000	-300
2	211,92	208,1633	207,2333	213,3557	24,5	6,1224	-1000	-300
3	211,95	218,75	211,57	217,82	24	6,25	-1000	-300
4	212,04	211,0223	210,0923	216,4753	23,5	6,383	-1333,3333	-400
5	212,13	215,2174	207,4557	213,9774	23	6,5217	-1333,3333	-400
6	212,28	214,9806	207,0739	213,7406	22,5	6,6667	-1666,6667	-500
7	212,43	211,3637	209,8137	216,6319	22	6,8182	-1666,6667	-500
8	212,55	209,3024	207,7524	214,7291	21,5	6,9767	-2000	-600
9	212,73	210,1429	208,2829	215,4258	21	7,1429	-2000	-600
10	212,94	212,1952	210,3352	217,6522	20,5	7,3171	-2000	-600
11	213,12	217,5	208,14	215,64	20	7,5	-2333,3333	-700
12	213,36	208,8021	206,6321	214,3244	19,5	7,6923	-2666,6667	-800
13	213,57	213,1579	210,6779	218,5727	19	7,8947	-2666,6667	-800
14	213,81	205,8508	208,3308	216,4389	18,5	8,1081	-3333,3333	-1000

Realizado por: Serrano, María E; 2019

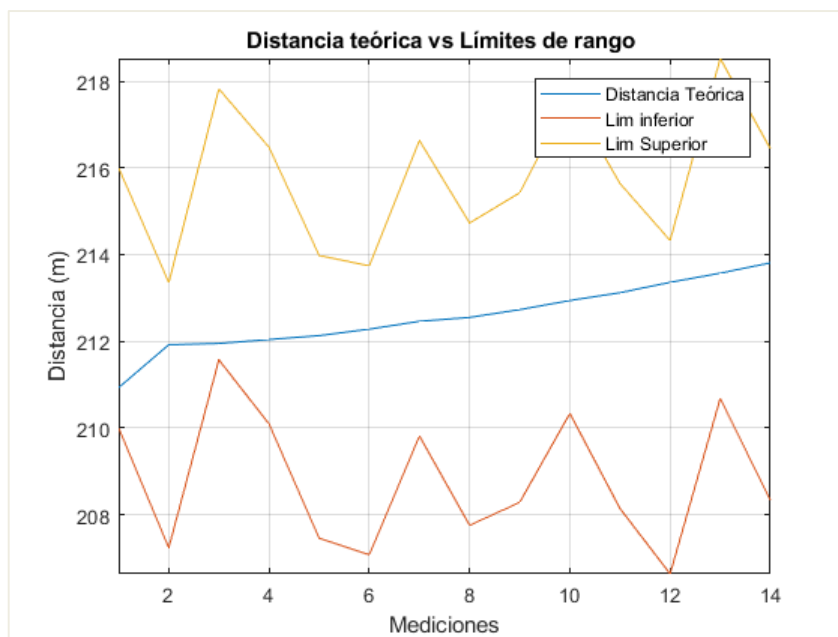


Gráfico 3-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 2

Realizado por: Serrano, María E; 2019

En el gráfico 3-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo versus la distancia real. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 8-3,

Tabla 8-3: Límites superior e inferior ordenados de la prueba 2

Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)
211,57	213,3557
210,6779	213,7406
210,3352	213,9774
210,0923	214,3244
210	214,7291
209,8137	215,4258
208,3308	215,64
208,2829	216
208,14	216,4389
207,7524	216,4753
207,4557	216,6319
207,2333	217,6522
207,0739	217,82
206,6321	218,5727

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 212.4629 m , es decir con un error de 1.3472m .

3.2.3. Prueba 3

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $0.98\mu\text{s}$, y una frecuencia doppler inicial de -1000 Hz , donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler negativas, que demostraron que el objetivo se alejaba de la fuente. Es así que en la tabla 9-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 9-3: Parámetros para la simulación de la prueba 3

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Distancia teórica (m)	Velocidad teórica (m/s)
1	-1000	9,86E-07	147,93	-300
2	-1096,8	9,93E-07	148,95	-329,04
3	-1193,5	9,94E-07	149,04	-358,05
4	-1290,3	9,94E-07	149,13	-387,09
5	-1387,1	9,95E-07	149,22	-416,13
6	-1516,1	9,96E-07	149,34	-454,83
7	-1612,9	9,96E-07	149,43	-483,87
8	-1709,7	9,97E-07	149,52	-512,91
9	-1806,5	9,97E-07	149,61	-541,95
10	-1903,2	9,98E-07	149,7	-570,96
11	-2000	9,99E-07	149,79	-600
12	-2096,8	9,99E-07	149,88	-629,04
13	-2193,5	1,00E-06	149,97	-658,05
14	-2300	1,00E-06	150,06	-690

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con el procesamiento se adquieren los resultados que se muestran en la tabla 10-3,

Tabla 10-3: Parámetros obtenidos en la prueba 3

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	147,93	144	144	150	25	6	-1000	-300
2	148,95	146,9388	146,0088	152,1312	24,5	6,1224	-1000	-300
3	149,04	156,2	149,02	155,27	24	6,25	-1000	-300
4	149,13	153,1915	145,8785	152,2615	23,5	6,383	-1333,3333	-400
5	149,22	156,5218	148,76	155,2818	23	6,5217	-1333,3333	-400
6	149,34	146,48	145,24	151,9067	22,5	6,6667	-1666,6667	-500
7	149,43	145,1818	143,6318	150,45	22	6,8182	-1666,6667	-500
8	149,52	146,5117	144,9617	151,9384	21,5	6,9767	-2000	-600
9	149,61	157,1429	148,14	155,2829	21	7,1429	-1666,6667	-500
10	149,7	153,6586	144,7915	152,1086	20,5	7,3171	-1666,6667	-500
11	149,79	144,5	142,95	150,45	20	7,5	-2000	-600
12	149,88	146,1539	144,2939	151,9862	19,5	7,6923	-2000	-600
13	149,97	150	148,14	156,0348	19	7,8947	-2000	-600
14	150,06	154,0541	144,086	152,1941	18,5	8,1081	-2333,3333	-700

Realizado por: Serrano, María E; 2019

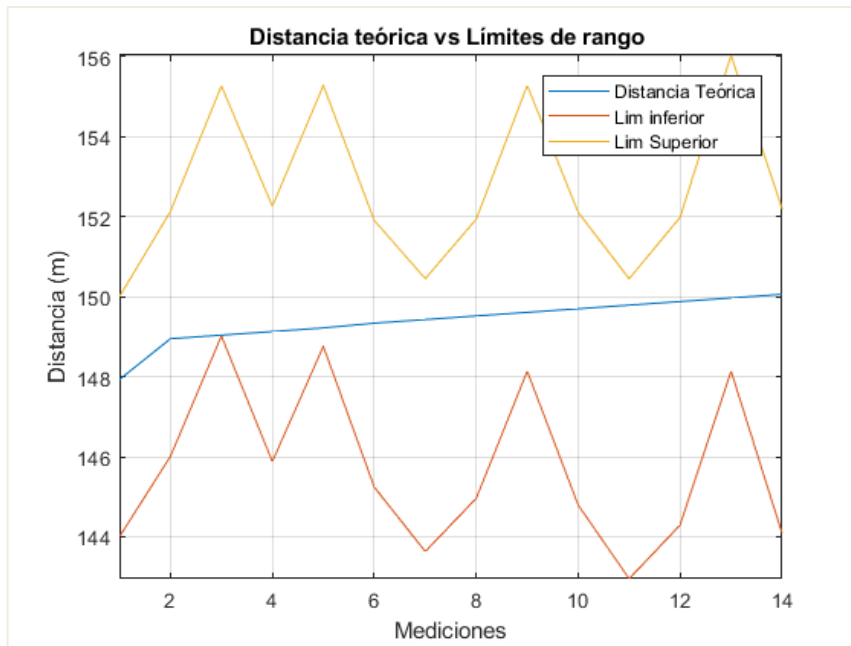


Gráfico 4-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 3

Realizado por: Serrano, María E; 2019

En el gráfico 4-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo versus la distancia real. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 11-3.

Tabla 11-3: Límites superior e inferior ordenados de la prueba 3

Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)
149,02	150
148,76	150,45
148,14	150,45
148,14	151,9067
146,0088	151,9384
145,8785	151,9862
145,24	152,1086
144,9617	152,1312
144,7915	152,1941
144,2939	152,2615
144,086	155,27
144	155,2818
143,6318	155,2829
142,95	156,0348

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 149.51 m , es decir con un error de 0.55m .

3.2.4. Prueba 4

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $0.53\mu\text{s}$, y una frecuencia doppler inicial de 1000 Hz , donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler positivas, que demostraron que el objetivo se acercaba a la fuente. Es así que en la tabla 12-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 12-3: Parámetros para la simulación de la prueba 4

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Rango teórico (m)	Velocidad teórica (m/s)
1	1000	5,27E-07	79,02	300
2	1030	5,20E-07	78,06	309
3	1060	5,20E-07	78,03	318
4	1090	5,20E-07	78	327
5	1160	5,20E-07	77,94	348
6	1230	5,19E-07	77,88	369
7	1300	5,19E-07	77,82	390
8	1390	5,18E-07	77,73	417
9	1480	5,18E-07	77,64	444
10	1570	5,17E-07	77,55	471
11	1680	5,16E-07	77,46	504
12	1800	5,16E-07	77,34	540
13	1940	5,15E-07	77,22	582
14	2090	5,14E-07	77,07	627

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Los parámetros obtenidos a partir del procesamiento se detallan en la tabla 13-3,

Tabla 13-3: Parámetros obtenidos en la prueba 4

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	79,02	84	78	84	25	6	1000	300
2	78,06	73,4694	74,3994	80,5218	24,5	6,1224	1000	300
3	78,03	81,25	75,93	82,18	24	6,25	1000	300
4	78	72,2128	73,1428	79,5258	23,5	6,383	1000	300
5	77,94	75,1909	76,1209	82,6426	23	6,5217	1333,3333	400
6	77,88	80	74,5733	81,24	22,5	6,6667	1000	300
7	77,82	75	75,93	82,7482	22	6,8182	1333,3333	400
8	77,73	82,7209	76,9842	83,9609	21,5	6,9767	1333,3333	400
9	77,64	83,5143	77,6114	84,7543	21	7,1429	1666,6667	500
10	77,55	73,1707	74,7207	82,0378	20,5	7,3171	1666,6667	500
11	77,46	82,5	76,55	84,05	20	7,5	1666,6667	500
12	77,34	69,2308	70,7808	78,4731	19,5	7,6923	1666,6667	500
13	77,22	78,9474	72,6027	80,4974	19	7,8947	2000	600
14	77,07	81,0811	74,833	82,9411	18,5	8,1081	2000	600

Realizado por: Serrano, María E; 2019

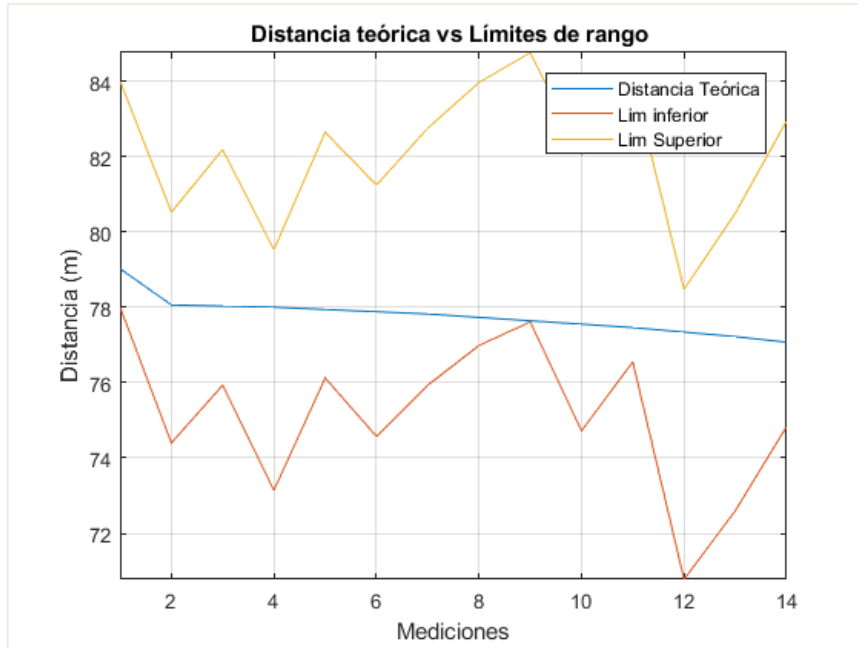


Gráfico 5-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 4
Realizado por: Serrano, María E; 2019.

En el gráfico 5-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo versus la distancia real. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 14-3.

Tabla 14-3: Límites superior e inferior ordenados en la prueba 4

Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)
78	78,4731
77,6114	79,5258
76,9842	80,4974
76,55	80,5218
76,1209	81,24
75,93	82,0378
75,93	82,18
74,833	82,6426
74,7207	82,7482
74,5733	82,9411
74,3994	83,9609
73,1428	84
72,6027	84,05
70,7808	84,7543

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 78.2366 m , es decir con un error de 1.1666m .

3.2.5. Prueba 5

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $1.4\mu\text{s}$, y una frecuencia doppler inicial de 1000 Hz , donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler positivas, que demostraron que el objetivo se acercaba a la fuente. Es así que en la tabla 15-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 15-3: Parámetros para la simulación de la prueba 5

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Rango teórico (m)	Velocidad teórica (m/s)
1	1000	1,39E-06	209,07	300
2	1050	1,39E-06	208,08	315
3	1100	1,39E-06	208,05	330
4	1200	1,39E-06	207,96	360
5	1300	1,39E-06	207,87	390
6	1450	1,38E-06	207,72	435
7	1600	1,38E-06	207,57	480
8	1750	1,38E-06	207,45	525
9	1950	1,38E-06	207,27	585
10	2150	1,38E-06	207,06	645
11	2350	1,38E-06	206,88	705
12	2600	1,38E-06	206,64	780
13	2850	1,38E-06	206,43	855
14	3100	1,37E-06	206,19	930

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Los parámetros obtenidos luego del procesamiento, se detallan en la tabla 16-3,

Tabla 16-3: Parámetros obtenidos en la prueba 5

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	209,07	204	204	210	25	6	1000	300
2	208,08	202,0408	202,9708	209,0933	24,5	6,1224	1000	300
3	208,05	202	202,93	209,18	24	6,25	1000	300
4	207,96	200,8724	201,8024	208,1853	23,5	6,383	1000	300
5	207,87	202,1739	203,1039	209,6257	23	6,5217	1333,3333	400
6	207,72	200	201,24	207,9067	22,5	6,6667	1333,3333	400
7	207,57	204,5455	205,7855	212,6037	22	6,8182	1666,6667	500
8	207,45	209,3023	203,8756	210,8523	21,5	6,9767	1666,6667	500
9	207,27	212,8257	206,6929	213,8357	21	7,1429	2000	600
10	207,06	204,8781	206,7381	214,0551	20,5	7,3171	2333,3333	700
11	206,88	202,5	204,67	212,17	20	7,5	2333,3333	700
12	206,64	211,3846	205,8623	213,5546	19,5	7,6923	2666,6667	800
13	206,43	203,2632	205,7432	213,6379	19	7,8947	3000	900
14	206,19	210,8108	205,4927	213,6008	18,5	8,1081	3000	900

Realizado por: Serrano, María E; 2019

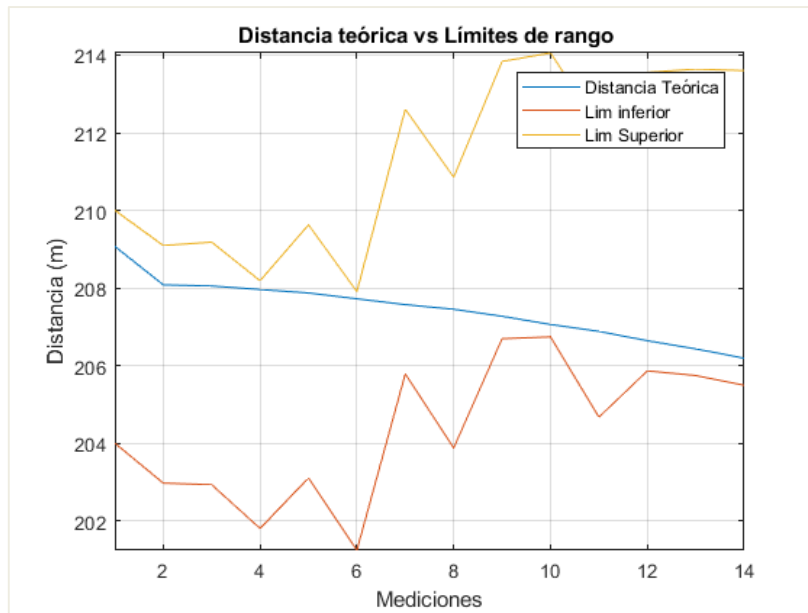


Gráfico 6-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 5

Realizado por: Serrano, María E; 2019

En el gráfico 6-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo versus la distancia real. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 17-3.

Tabla 17-3: Límites superior e inferior ordenados en la prueba 5

Límite Superior (m)	Límite Inferior (m)
206,7381	207,9067
206,6929	208,1853
205,8623	209,0933
205,7855	209,18
205,7432	209,6257
205,4927	210
204,67	210,8523
204	212,17
203,8756	212,6037
203,1039	213,5546
202,9708	213,6008
202,93	213,6379
201,8024	213,8357
201,24	214,0551

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 207.3224 m , es decir con un error de 1.1324m .

3.2.6. Prueba 6

Para el desarrollo de la prueba, se utilizó un valor inicial de desfase de tiempo de $0.98\ \mu\text{s}$, y una frecuencia doppler inicial de 1000 Hz , donde se representó las velocidades del objeto en cada medición junto con el uso de frecuencias doppler positivas, que demostraron que el objetivo se acercaba a la fuente. Es así que en la tabla 18-3, se visualizan los valores introducidos para desarrollar la simulación, y el rango teórico que cada una de ellas entrega,

Tabla 18-3: Parámetros para la simulación de la prueba 6

Medición	Frecuencia Doppler (Hz)	Desfase de tiempo (s)	Rango teórico (m)	Velocidad teórica (m/s)
1	1000	9,74E-07	146,07	300
2	1096,8	9,67E-07	145,05	329,04
3	1193,5	9,66E-07	144,96	358,05
4	1290,3	9,66E-07	144,87	387,09
5	1387,1	9,65E-07	144,78	416,13
6	1516,1	9,64E-07	144,66	454,83
7	1612,9	9,64E-07	144,57	483,87
8	1709,7	9,63E-07	144,48	512,91
9	1806,5	9,63E-07	144,39	541,95
10	1903,2	9,62E-07	144,30	570,96
11	2000	9,61E-07	144,21	600
12	2096,8	9,61E-07	144,12	629,04
13	2193,5	9,60E-07	144,03	658,05
14	2300	9,60E-07	143,94	690

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Los parámetros obtenidos luego del procesamiento, se detallan en la tabla 19-3,

Tabla 19-3: Parámetros obtenidos en la prueba 6

Medición	Distancia Teórica (m)	Rango Corregido (m)	Límite Inferior (m)	Límite Superior (m)	Ancho de banda (Hz)	Resolución de Rango (m)	Frecuencia Doppler (Hz)	Velocidad (m/s)
1	146,07	150	144	150	25	6	1000	300
2	145,05	150,0612	144,8688	150,9912	24,5	6,1224	1333,3333	400
3	144,96	137,5	138,74	144,99	24	6,25	1000	300
4	144,87	138,0426	138,9726	145,3555	23,5	6,383	1000	300
5	144,78	150	144,4083	150,93	23	6,5217	1333,3333	400
6	144,66	146,6667	141,24	147,9067	22,5	6,6667	1333,3333	400
7	144,57	150	144,4218	151,24	22	6,8182	1666,6667	500
8	144,48	139,5349	141,0849	148,0616	21,5	6,9767	1666,6667	500
9	144,39	135,7143	137,2643	144,4072	21	7,1429	1666,6667	500
10	144,3	149,6586	143,8915	151,2086	20,5	7,3171	2000	600
11	144,21	149	143,36	150,86	20	7,5	2000	600
12	144,12	149,8462	144,0139	151,7062	19,5	7,6923	2333,3333	700
13	144,03	141,1053	143,2753	151,17	19	7,8947	2333,3333	700
14	143,94	133,7297	135,8997	144,0078	18,5	8,1081	2000	600

Realizado por: Serrano, María E; 2019

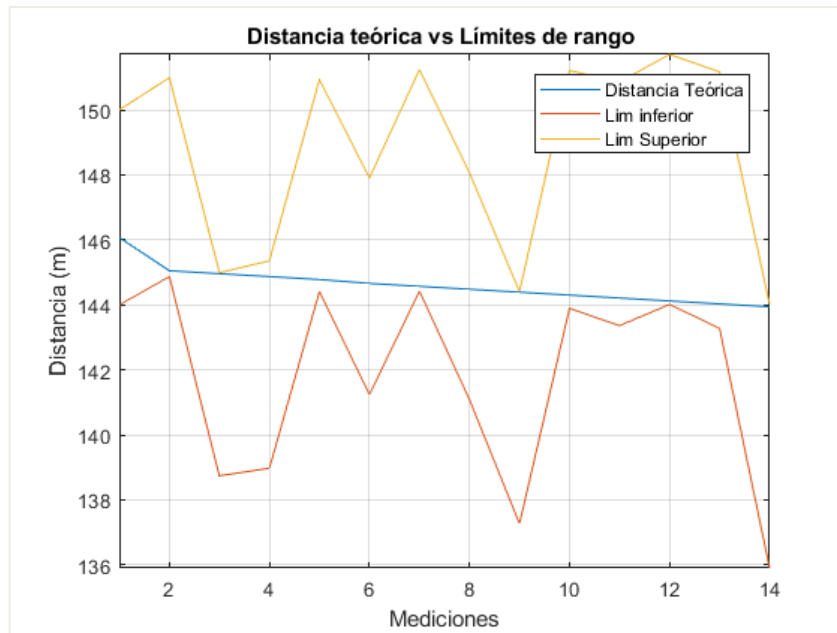


Gráfico 7-3: Límites de rango vs. Distancia real de la señal FMCW Rx en la prueba 6

Realizado por: Serrano, María E; 2019

En el gráfico 7-3, se observan los límites obtenidos con el algoritmo versus la distancia real. Consecuentemente con los resultados alcanzados, se procede a ordenar los límites como se muestra en la tabla 20-3.

Tabla 20-3: Límites superior e inferior ordenados en la prueba 6

Límite Superior (m)	Límite Inferior (m)
144,8688	144,0078
144,4218	144,4072
144,4083	144,99
144,0139	145,3555
144	147,9067
143,8915	148,0616
143,36	150
143,2753	150,86
141,24	150,93
141,0849	150,9912
138,9726	151,17
138,74	151,2086
137,2643	151,24
135,8997	151,7062

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Finalmente, con la ecuación 1-3, se obtuvo un rango corregido de 144.4383 m , es decir con un error de 0.4983m .

3.3. Análisis de resultados del algoritmo desarrollado

En la sección anterior se desarrollaron pruebas con diferentes valores, tanto para un objetivo que se acerca a la fuente, como para uno que se aleja de ella, así también se puede apreciar que estas pruebas se realizaron con valores aleatorios de frecuencia Doppler y de desfase de tiempo.

De esta manera, en la siguiente tabla podemos visualizar la comparación entre el rango teórico y el rango corregido estimado con el uso del algoritmo desarrollado.

Tabla 21-3: Error en los resultados de las pruebas

Prueba	Rango Real (m)	Rango Corregido (m)	Error (m)	Error(%)
Objetivo Alejándose				
1	82,83	81,6544	1,1756	1,4193
2	213,81	212,4629	1,3471	0,6300
3	150,06	149,51	0,55	0,3665
Objetivo Acercándose				
4	77,07	78,2366	1,1666	1,5137
5	206,19	207,3224	1,1324	0,5492
6	143,94	144,4383	0,4983	0,3462

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Es así que en la tabla 21-3, podemos observar claramente el error en los resultados obtenidos en cada una de las pruebas, tanto de las que representan los objetivos alejándose, como de las que representan los objetivos acercándose.

Podemos afirmar entonces que los resultados obtenidos en las pruebas efectuadas, que el modelo del algoritmo desarrollado es eficiente, ya que nos ofrece una optimización en objetivos acercándose y alejándose de 1 a 2m.

3.3.1. Prueba estadística de normalidad

La distribución normal fue reconocida por primera vez por el francés Abraham de Moivre (1667-1754). Posteriormente, Carl Friedrich Gauss (1777-1855) elaboró desarrollos más profundos y formuló la ecuación de la curva; de ahí que también se la conozca, más comúnmente, como la "campana de Gauss". La distribución de una variable normal está completamente determinada por dos parámetros, su media y su desviación estándar, denotadas generalmente por μ y σ . Con esta notación, la densidad de la normal viene dada por la ecuación 7-3,

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left[\frac{x-\mu}{\sigma}\right]^2} \quad -\infty < x < \infty \quad (1-3)$$

que determina la curva en forma de campana que tan bien conocemos. Así, se dice que una característica X sigue una distribución normal de media μ y varianza σ^2 , y se denota como $X \approx N(\mu, \sigma)$, si su función de densidad viene dada por la Ecuación 7-3.

3.3.1.1. Propiedades de la distribución normal:

La distribución normal posee ciertas propiedades importantes que conviene destacar:

- Tiene una única moda, que coincide con su media y su mediana.
- La curva normal es asintótica al eje de abscisas. Por ello, cualquier valor entre $-\infty$ y $+\infty$, es teóricamente posible. El área total bajo la curva es, por tanto, igual a 1.
- Es simétrica con respecto a su media. Según esto, para este tipo de variables existe una probabilidad de un 50% de observar un dato mayor que la media, y un 50% de observar un dato menor.
- La distancia entre la línea trazada en la media y el punto de inflexión de la curva es igual a una desviación típica. Cuanto mayor sea, más aplanada será la curva de la densidad.
- El área bajo la curva comprendido entre los valores situados aproximadamente a dos desviaciones estándar de la media es igual a 0.95. En concreto, existe un 95% de posibilidades de observar un valor comprendido en el intervalo $(\mu-1.96\sigma; \mu+1.96\sigma)$. (Fisterra, 2014)

3.3.2. Prueba T-student para una sola muestra

El Test de la t de Student para una muestra permite comprobar si es posible aceptar que la media de la población es un valor determinado. Se toma una muestra y el Test permite evaluar si es razonable mantener la Hipótesis nula de que la media es tal valor.

Se trata de un Test paramétrico; o sea, parte de la suposición de que la variable analizada en el conjunto de la población sigue una variabilidad, una distribución como la de la campana de Gauss. Por lo tanto, podemos pensar que la distribución normal es un buen modelo de esa población.

Puede observarse que se construye un estadístico que sigue la distribución t de Student si es cierta la Hipótesis nula. Por lo tanto, como siempre, el cálculo del estadístico a la muestra que tenemos es un número. Un número que pondremos en relación con la distribución del estadístico en caso de ser cierta la Hipótesis nula. Si cae en una zona central de esa distribución de probabilidad 0.95 (el 95%, porcentualmente) mantendremos la Hipótesis nula. Si cae fuera de esa zona, la rechazaremos y nos decantaremos por la alternativa (IBM, 2011).

3.3.3. Prueba de T-student para muestras emparejadas

Una prueba t de muestras emparejadas (dependientes) comprueba si las medias de dos campos continuos son estadísticamente diferentes. Los campos deben tener escalas similares.

La prueba t de muestras emparejadas utiliza un valor t. El procedimiento siguiente describe cómo se calculó el valor t:

1. Reste la media de un campo de la media de otro campo. El resultado es la diferencia de medias.
2. Divida la diferencia de medias por el error estándar de la diferencia de medias. El error estándar de la diferencia de medias mide cómo varía la diferencia de medias por casualidad. El valor t se compara con la distribución t teórica para determinar la probabilidad de obtener el valor por azar.
3. Esta probabilidad es el valor de significación.
4. Si el valor de significación es menor que el nivel de significación, las medias son significativamente diferentes.

El tamaño del efecto para esta prueba es la capacidad de la diferencia de medias(IBM, 2011).

3.3.4. Pruebas estadísticas

Para comprobar la funcionalidad del algoritmo, se realizaron dos pruebas de hipótesis a través de esta técnica,

- La media del error entre las distancias teóricas y las distancias corregidas en el algoritmo son iguales a 2m. (Hipótesis Nula b)

3.3.4.1. Prueba de t-student emparejada caso 1

Se realizó la prueba de normalidad, debido a que es un requisito para poder realizar la prueba de T-student emparejada, al ser una muestra de 6 datos, se escoge la prueba de Shapiro-Wilk, ya que esta se utiliza cuando los datos son menores a 50, entonces al obtener probabilidades de 0.329 y 0.268, que son mayores al nivel de significancia (0.01), comprobamos que los datos siguen una distribución normal, como se observa en la tabla 22-3.

Tabla 22-3: Prueba de normalidad caso 1

Pruebas de normalidad			
Tipo	Shapiro-Wilk		
Variables	Estadístico	gl	Sig.
Distancia teórica del objetivo	0,892	6	0,329
Distancia corregida con el algoritmo	0,88	6	0,268

Realizado por: Serrano, María E; 2019

El intervalo de confianza utilizado fue de 0.99, ya que los datos deben ser lo más precisos posibles. La hipótesis nula (H_0), se definió como la media la distancia teórica igual a la media de la distancia corregida, y la hipótesis alternativa, se definió como las medias diferentes entre ambas variables.

Entonces al obtener una probabilidad de 0.925, como se observa en la tabla 23-3, la hipótesis nula fue aceptada, ya que 0.925 es mayor al nivel de confianza (0.01), entendiendo así que los datos obtenidos en el software son bastante cercanos a los datos teóricos, debido a la mínima diferencia en medias de 0.0459, es decir los datos obtenidos son estadísticamente significativos.

Tabla 23-3: Prueba de muestras emparejadas caso 1

Prueba de muestras emparejadas									
Par 1	Distancia teórica del objetivo – Distancia corregida en el algoritmo	Diferencias emparejadas				t	gl	Sig. (bilateral)	
		Media	Desv. Desviación	Desv. Error promedio	99% de intervalo de confianza de la diferencia				
					Inferior				Superior
		0,0459	1,1294389	0,4610915	-1,8132869	1,9050869	0,1	5	0,925

Realizado por: Serrano, María E; 2019

3.3.4.2. Prueba de t-student para una sola muestra

Para esta prueba, se definió como hipótesis nula (H_0), a la condición en que la media de las diferencias obtenidas entre la distancia teórica y la distancia corregida en el algoritmo son iguales a 2m, como hipótesis alternativa (H_a) es decir, que dicho error es diferente a 2m.

Tabla 24-3: Prueba de normalidad caso 2

Pruebas de normalidad			
Tipo	Shapiro-Wilk		
Variable	Estadístico	gl	Sig.
Error entre la distancia teórica y la distancia corregida en el software	0,810	6	0,072

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Como se puede ver en la tabla 24-3, el nivel estadístico es mayor al nivel de significancia (0.01), es decir se comprobó que estos datos corresponden a una distribución normal.

Tabla 25-3: Prueba de t-student para una sola muestra

Prueba para una muestra						
Valor de prueba = 2						
Error entre la distancia teórica y la distancia obtenida en el software	t	gl	Sig. (bilateral)	Diferencia de medias	99% de intervalo de confianza de la diferencia	
					Inferior	Superior
	-6,952	5	0,001	-1,0216667	-1,614262	-0,429072

Realizado por: Serrano, María E; 2019

Con este resultado se procedió a realizar la prueba t-student para una sola muestra, donde como se puede ver en la tabla 25-3, al obtener un valor de -6.952, que es menor que el nivel de significancia de 0.01, rechaza la hipótesis nula, y se acepta la alternativa, que en este caso al resultado ser negativo, se comprueba que los errores entre la distancia teórica y la distancia corregida en el algoritmo serán menores a 2 m. en el 99% de los casos.

CONCLUSIONES

1. El estudio demostró que en la tecnología SDRadar, las limitaciones por resolución máxima se deben al ancho de banda, las cuales conducen a limitaciones por rango, como se observa en la tarjeta NI USRP 2932, en la cual la resolución máxima varía de 3.75m a 7.5m, con un ancho de banda de 40 a 20MHz, respectivamente, es así que un objetivo al detectarse se obtendrá como un múltiplo de la resolución a utilizar, entregando un rango que se encuentra en algún punto entre el límite inferior y superior del múltiplo de la resolución del sistema.
2. El tipo de radar idóneo para el desarrollo del presente proyecto, es el radar CW, debido a que se necesita que envíe una señal sin interrupciones y la modulación utilizada es la FM, ya que puede cambiar su frecuencia operativa durante la transmisión, esto para que sea posible medir el efecto doppler y consecuentemente la velocidad de un objetivo.
3. Los parámetros a modificar para desarrollar el algoritmo de optimización de resolución del rango, deben ser los que presentan limitaciones con la misma, es decir el ancho de banda, que varía 0.5 MHz, con 14 mediciones, cuantificaciones comprobadas en anteriores investigaciones ya que, a partir de este, parámetros como la resolución se modificarán para ser mejorados y además de ello al ser analizado el movimiento de un objetivo, se incluye el tiempo máximo de análisis del procesamiento, ya que será el que mejore la resolución de frecuencia del algoritmo.
4. La optimización del algoritmo propuesto se basa en dos correcciones, la primera con el uso de la distancia referida a la frecuencia Doppler con la que se está desplazando el objetivo, la segunda, donde se supone que el objeto puede haberse desplazado una distancia respecto a la velocidad; considerando el uso de un ancho de banda inicial de 25 MHz, a partir de una variación de 0.5 MHz, con el uso de 14 mediciones, con resultados de mejoramiento de resolución menor a 2m, tanto para objetivos acercándose, como para objetivos alejándose, en el 99% de los casos, según las pruebas estadísticas realizadas, comprobando de esta manera la funcionalidad del algoritmo desarrollado en el presente trabajo.

RECOMENDACIONES

1. El procesamiento del algoritmo desarrollado conlleva una gran carga computacional, por lo que se recomienda utilizar un computador de alta gama, cuyo procesador sea Intel i5 o superiores.
2. Para poder mejorar la optimización, realizar pruebas con tiempos máximos diferentes, pero sin olvidar que, si el tiempo máximo es demasiado grande, esta optimización no podrá ser instantánea, y para cuando el algoritmo termine de ser procesado, el objetivo ya se habrá movido una distancia que no esté considerada en los resultados.
3. Es importante analizar todos los comportamientos que produce el efecto doppler, ya que, al trabajar con un rango de frecuencias, la detección de la distancia depende de este parámetro para poder desarrollar cada uno de los factores de corrección, comprendiendo de esta manera también que un objetivo acercándose a la fuente no tiene el mismo comportamiento que uno alejándose de ella.
4. Con el fin de disminuir la carga computacional, y definir un procedimiento más óptimo para la obtención del rango, se pueden desarrollar otros métodos de optimización alternativos al creado en el presente trabajo.
5. Mediante pruebas en un ordenador de gama superior y un sistema radar implementado, se pueden simular escenarios donde el desplazamiento y la velocidad sean más cercanos a aplicaciones de la vida diaria.

BIBLIOGRAFÍA

1. **ÁLVAREZ, R.; SHAGÑAY, S.** *Sistema radar para análisis y reconstrucción de perfiles topográficos a media escala*, (Tesis) (Pregrado), [en línea]: Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, 2015. Disponible en : <http://dspace.esPOCH.edu.ec/bitstream/123456789/4476/1/98T00071.pdf>.
2. **ARSLAN, Hüseyin et al.** *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems* [en línea], 2007. ISBN 978-1-4020-5541-6. DOI 10.1007/978-1-4020-5542-3.
3. **BARBERÁN, J.; DOMÍNGUEZ, R.** *Sistema radar para reconstrucción de objetos 3D mediante la utilización del dispositivo Kinect*, (Tesis) (Pregrado), [en línea], Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, 2016 [Consulta: 11 mayo 2018]. Disponible en : <http://dspace.esPOCH.edu.ec/bitstream/123456789/5412/1/98T00092.pdf>.
4. **CHARVAT, Gregory.** *Small and Short Range Radar*. Vol. 1 [en línea], 2015 [Consulta: 15 marzo 2018]. DOI 10.1017/CBO9781107415324.004.
5. **COSTANZO, S. et al.** *Potentialities of usrp-based softwaredefined radar systems. Progress In Electromagnetics Research B* [en línea]. 2013. DOI 10.2528/PIERB13052904.
6. **COUCH, Leon W. II.** *Sistemas de comunicaciones digitales y analogicos* [en línea], 2015. ISBN 9788578110796. DOI 10.1017/CBO9781107415324.004.
7. **MORENO, D.; MEJÍA, J.; MORENO, H.** *Desarrollo de un algoritmo en MATLAB para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP b210 para aplicaciones SDRadar*. MASKAY [en línea]. Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, 29 Julio 2017 [Consulta: 15 marzo 2018], Vol. 1, n° 1. Disponible en : <http://journal.espe.edu.ec/index.php/maskay/article/view/439/412>.

8. **ETTUS.** *Universal Software Radio Peripheral The Foundation for Complete Software Radio Systems* [en línea], 2013, [Consulta: 15 mayo 2018]. Disponible en : https://www.upc.edu/sct/en/documents_equipment/d_174_id-459.pdf.
9. **ETTUS RESEARCH.** *About USRP Bandwidths and Sampling Rates - Ettus Knowledge Base* [en línea]. 2016 [Consulta: 18 octubre 2018]. Disponible en: https://kb.ettus.com/About_USRP_Bandwidths_and_Sampling_Rates.
10. **HALL, Nancy.** *Doppler Effect* [en línea]. 2015 [Consulta: 7 marzo 2019]. Disponible en : <https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/doppler.html>.
11. **MEJÍA CANDO, Julio César.** *Desarrollo de un algoritmo en matlab para la optimización de la resolución de una tarjeta USRP B210 para aplicaciones SDRadar.* (Tesis) (Pregrado), [en línea]. [S. l.] : Escuela Superior Politécnica De Chimborazo, 2017 [Consulta: 16 mayo 2018]. Disponible en : <http://dspace.esPOCH.edu.ec/handle/123456789/7523>.
12. **MERCHÁN, Christian.** *Diseño e implementación de un sistema radar utilizando sistema sdr a través de tecnología usrp para aplicaciones topográficas,* (Tesis) (Pregrado), [en línea]. [S. l.] : Escuela Superior Politécnica De Chimborazo, 2016 [Consulta: 13 mayo 2018]. Disponible en: <http://dspace.esPOCH.edu.ec/bitstream/123456789/6417/1/98T00121.pdf>>.
13. **NATIONAL INSTRUMENTS.** *NI USRP 2930/2932 GUIDE* [en línea]. 2017 [Consulta: 8 octubre 2018]. Disponible en : <http://www.ni.com/pdf/manuals/376356a.pdf>>.
14. **NATIONAL INSTRUMENTS.** *Radio Definido por Software USRP - National Instruments* [en línea]. 2017 [Consulta: 8 octubre 2018]. Disponible en: <http://www.ni.com/es-cr/shop/select/usrp-software-defined-radio-device?modelId=125052>>.
15. **NATIONAL INSTRUMENTS.** *Specifications USRP-2932* [en línea]. 2017 [Consulta: 8 octubre 2018]. Disponible en : <http://www.ni.com/pdf/manuals/375988d.pdf>.

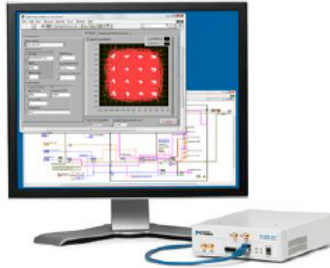
16. **RICHARDS, Mark.** *Fundamentals of Radar Signal Processing*. [S. l.] : McGraw Hill, 2005.
17. **RIVADENEIRA, Jefferson.** *Estándar ISDB-Tb*. 2015, p. 22.
18. **SKOLNIK, M I.** *Radar Handbook* [en línea]. [S. l.] : [s. n.], 2008. ISBN 9780071485470. DOI 10.1007/s10194-006-0268-4.
19. **SKOLNIK, Merrill.** *Radar - History of radar | electronics | Britannica.com* [en línea]. 2018 [Consulta: 15 marzo 2018]. Disponible en : <https://www.britannica.com/technology/radar/History-of-radar>.
20. **TESTMART.** *National Instruments Corporation 781911-01 NI USRP-2932, 400 MHz to 4.4 GHz + GPS Clock Software Radio Kit: Hardware, Driver and Toolkits* [en línea]. 2017 [Consulta: 10 octubre 2018]. Disponible en : <https://www.testmart.com/search/compare.cfm/TBD/NI/781911-01/8.html>.
21. **THAYAPARAN, T, ABROL, S et RISEBOROUGH, E.** *Micro-Doppler radar signatures for intelligent target recognition* [en línea]. 2004 [Consulta: 15 marzo 2018]. Disponible en : <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a427483.pdf>.
22. **WOLFF, Christian.** *Fundamentos de radar - La Ecuación de Radar* [en línea]. 2010 [Consulta: 10 mayo 2018]. Disponible en: <http://www.radartutorial.eu/01.basics/La Ecuación de Radar.es.html#this>.
23. **WOLFF, Christian.** *Radar Basics - Doppler Effect* [en línea]. 2010 [Consulta: 11 mayo 2018]. Disponible en : <http://www.radartutorial.eu/11.coherent/co06.en.html>.
24. **WOLFF, Christian.** *Radar Basics - FMCW Radar* [en línea]. 2010 [Consulta: 13 mayo 2018]. Disponible en : <http://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency Modulated Continuous Wave Radar.en.html>.
25. **MATLAB - El lenguaje del cálculo técnico.** Dans : *MATLAB* [en línea]. 2008 [Consulta: 16 mayo 2018]. Disponible en : <https://la.mathworks.com/products/matlab.html>.

ANEXOS

ANEXO A: ESPECIFICACIONES TÉCNICAS NATIONAL INSTRUMENTS USRP-2932

NI USRP-292x/293x Datasheet

Universal Software Radio Peripherals



- Affordable, rapid prototyping solution
- Tunable RF transceivers options covering 50MHz – 8GHz
- Stream up to 25MS/s baseband IQ for live host-based processing with LabVIEW
- Integrated GPS that improves clock precision and enables global device synchronization and position for NI USRP-293x
- Plug-and-play MIMO synchronization
- Reference design examples for record & playback, physical layer prototyping, and spectral monitoring
- NI technical support and 1-year extendable warranty

Overview

NI USRP-29xx software-programmable radio transceivers are designed for wireless communications teaching and research. Programmable with NI LabVIEW software, the USRP hardware is an affordable and easy-to-use RF platform for rapid prototyping applications such as record & playback, physical layer communication, spectrum monitoring, and more. With the ability to transmit and receive RF signals across a wide range of frequencies with up to 40 MHz of real-time bandwidth and plug-and-play MIMO support, the NI USRP enables a broad range of RF/communications applications covering common standards such as broadcast radio, digital TV, GSM Cellular, GPS, 802.11 (WiFi) and ZigBee®. LabVIEW brings increased productivity with an intuitive graphical programming approach, and m-file script compatibility enabling development of algorithms for physical layer communications. The NI USRP-293x has an integrated GPS-disciplined clock that provides improved frequency accuracy, synchronization capabilities, and GPS position information.

[Back to Top](#)

Requirements and Compatibility

OS Information

- Windows 7 32-bit
- Windows 7 64-bit
- Windows Vista
- Windows XP

Driver Information

- NI-USRP

Software Compatibility

- LabVIEW

Comparison Tables

Model	Frequency	GPS-Disciplined	Freq. Accuracy (No GPS Antenna)	Freq. Accuracy (With GPS Antenna)
NI USRP-2920	50 MHz to 2.2 GHz	No	2.5 ppm	NA
NI USRP-2921	2.4 to 2.5 GHz and 4.9 to 5.9 GHz	No	2.5 ppm	NA
NI USRP-2922	400 MHz – 4.4 GHz	No	2.5 ppm	N/A
NI USRP-2930	50 MHz – 2.2 GHz	Yes	25 ppb	0.5 ppb
NI USRP-2932	400 MHz – 4.4 GHz	Yes	25 ppb	0.5 ppb

Application and Technology

An Affordable Lab-Ready Solution

The NI USRP platform offers new opportunities for RF and communications education, which traditionally has been focused on mathematical theory. Students can use the platform with LabVIEW to link theory and practical implementation through hands-on execution and exploration of a working communications system using live signals.



Figure 1. The NI Digital Communications Bundle

The NI Digital Communications Bundle is an affordable turnkey solution that addresses both time and budget concerns. It includes a pair of NI USRP-2920 transceivers, which enables implementation of a live communication link at frequencies between 50 MHz and 2.2 GHz with up to a 25 MHz bandwidth. The bundle also features a laboratory manual, *Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP*, by Dr. Robert Heath, a professor at The University of Texas at Austin Department of Electrical and Computer Engineering. This material covers each element of a modern digital communications system and culminates with the design of an OFDM radio. The course material includes a printed lab manual with background content, pre-lab exercises, step-by-step lab instructions, and LabVIEW VIs associated with each exercise.

Lab 1.1	AWGN Simulator
Lab 2.1	Modulation/Demodulation
Lab 2.2	Pulse Shaping
Lab 3	Energy Detection
Lab 4	Equalization
Lab 5	Frame Detection
Lab 6	Intro to OFDM
Lab 7	Frequency Correction and Synchronization
Lab 8	OFDM Channel Coding

Table 1. Topics Covered by Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab Using the NI USRP

Communications Research

LabVIEW provides a scalable platform for communications research bridging design and test, allowing a designer to share code between USRP prototyping and PXI RF test hardware. Get started quickly by leveraging proven reference designs provided by NI for applications such as physical layer prototyping, record and playback, and GPS simulation or integrate your own written in LabVIEW, m-file script or C.

Hardware

The USRP software-defined radios are RF software-programmable radio transceivers designed for wireless communications research. When the USRP is connected to a host PC, it acts as a software-defined radio with host-based digital signal processing capabilities. Each USRP device provides an independent transmit and receive channel capable of full duplex operation in some hardware configurations.

The NI USRP-2930 and NI USRP-2932 include an integrated GPS-disciplined 10MHz reference clock. The reference clock provides improved frequency accuracy, synchronization capabilities, and GPS position information. Figure 1 shows the USRP system block diagram. There are two separate transmit and receive signal chains which are common among all USRP models. The highlighted section represents the GPS disciplined clock, which is common to NI USRP-293x models. The reference clock is shared among both the transmit and receive paths, and from which the local oscillator (LO) is derived.

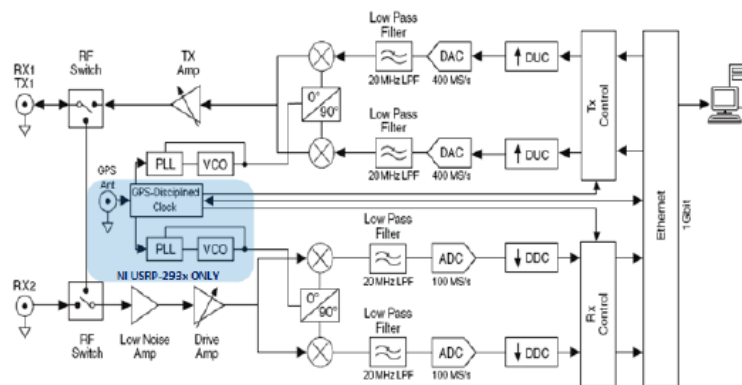


Figure 2. NI USRP-2920 System Block Diagram

LabVIEW Software and the NI-USRP Driver

The LabVIEW development system provides an ideal way to interface with NI USRP hardware for the development and exploration of communications algorithms that process received signals and synthesize signals for transmission. The NI-USRP software driver provides functions (LabVIEW VIs) for the hardware / software configuration with tools for opening / closing sessions and performing read/ write operations.

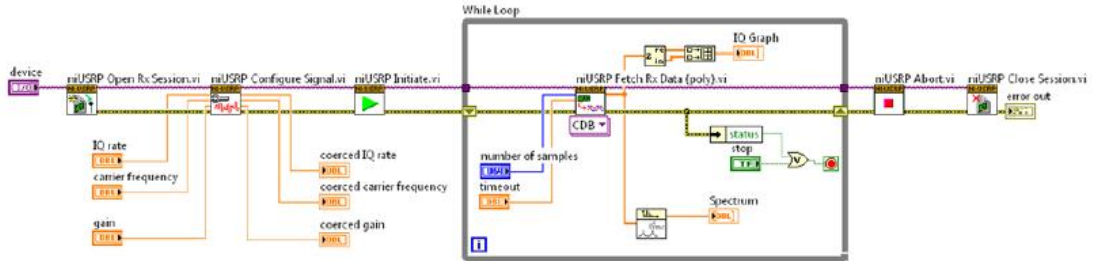


Figure 3. Continuous Receive Using NI-USRP Driver in LabVIEW Software

LabVIEW Modulation Toolkit

The LabVIEW Modulation Toolkit extends LabVIEW with VIs for rapid development of communications systems for simulation or to operate on live signals associated with NI-USRP hardware. On the transmit side, included VIs provide functionality for PN-sequence generation, channel coding, and baseband modulation. Receiver-side functionality includes demodulation, equalization, channel decoding and more. Included utilities enable the addition of baseband impairments, BER measurement, modulation domain measurements, and communications-oriented visualization. An entire communication system can be simulated and analyzed with channel impairments and then updated to transmit / receive live signals.

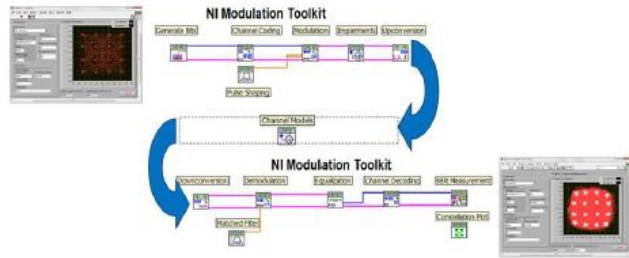


Figure 4. LabVIEW Modulation Toolkit

LabVIEW MathScript RT Module

With the LabVIEW MathScript RT Module, you can efficiently execute .m file syntax in a LabVIEW diagram to combine both graphical and textual models of computation. In addition, you can design and implement communications algorithms using the popular .m file script syntax.

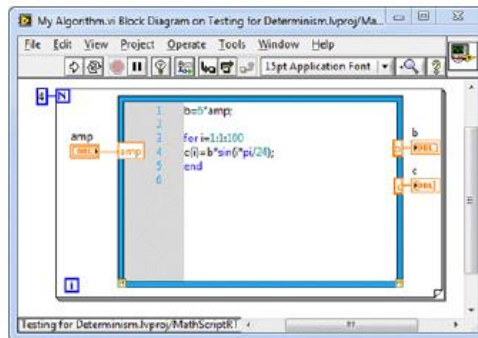


Figure 5. A LabVIEW MathScript RT Node Inside a LabVIEW For Loop

- **Included with the RF Device Drivers DVD**

[Back to Top](#)

Support and Services

Technical Support

Get answers to your technical questions using the following National Instruments resources.

- **Support** - Visit ni.com/support to access the NI KnowledgeBase, example programs, and tutorials or to contact our applications engineers who are located in NI sales offices around the world and speak the local language.
- **Discussion Forums** - Visit forums.ni.com for a diverse set of discussion boards on topics you care about.
- **Online Community** - Visit community.ni.com to find, contribute, or collaborate on customer-contributed technical content with users like you.

Repair

While you may never need your hardware repaired, NI understands that unexpected events may lead to necessary repairs. NI offers repair services performed by highly trained technicians who quickly return your device with the guarantee that it will perform to factory specifications. For more information, visit ni.com/repair.

Training and Certifications

The NI training and certification program delivers the fastest, most certain route to increased proficiency and productivity using NI software and hardware. Training builds the skills to more efficiently develop robust, maintainable applications, while certification validates your knowledge and ability.

- **Classroom training in cities worldwide** - the most comprehensive hands-on training taught by engineers.
- **On-site training at your facility** - an excellent option to train multiple employees at the same time.
- **Online instructor-led training** - lower-cost, remote training if classroom or on-site courses are not possible.
- **Course kits** - lowest-cost, self-paced training that you can use as reference guides.
- **Training memberships** and training credits - to buy now and schedule training later.

Visit ni.com/training for more information.

Extended Warranty

NI offers options for extending the standard product warranty to meet the life-cycle requirements of your project. In addition, because NI understands that your requirements may change, the extended warranty is flexible in length and easily renewed. For more information, visit ni.com/warranty.

OEM

NI offers design-in consulting and product integration assistance if you need NI products for OEM applications. For information about special pricing and services for OEM customers, visit ni.com/oem.

Alliance

Our Professional Services Team is comprised of NI applications engineers, NI Consulting Services, and a worldwide National Instruments Alliance Partner program of more than 700 independent consultants and integrators. Services range from start-up assistance to turnkey system integration. Visit ni.com/alliance.

[Back to Top](#)

Detailed Specifications

All characteristics described in this document are based on the manufacturing design. *This equipment information is only for product description and is not covered by warranty.* This device is not calibrated.

Characteristics	NI USRP-2920	NI USRP-2921	NI USRP-2922	NI USRP-2930	NI USRP-2932
Transmitter					
Frequency Range	50MHz-2.2GHz	2.4GHz-2.5GHz	400MHz-4.4GHz	50MHz- 2.2GHz	400MHz-4.4GHz
		4.9GHz-5.9GHz			
SW Adjustable TX Frequency Step			< 1KHz		
MAX Output Power			15 dBm - 20 dBm		
TX Output Power Gain Range			0 dB - 31 dB		
SW Adjustable Output Power Step Size			1dB		
Instantaneous Real-Time Bandwidth			20MHz (16bit samples)		
			40MHz (8bit-samples)		
DAC (Digital to Analog Conversion)			2 channels, 400MS/s, 16 bit		
DAC SFDR (Spurious Free Dynamic Range)			80 dB		
Receiver					

Software Adjustable RX Frequency Step	< 1KHz
Max Input Power (Pin)	0 dBm
Noise Figure	5 to 7 dB
Instantaneous Real-Time Bandwidth	20MHz (16bit samples)
	40MHz (8bit-samples)
ADC (Analog to Digital Conversion)	2 channels, 100MS/s, 14 bit
ADC SFDR (Spurious Free Dynamic Range)	88 dB

Reference Clock					
Clock Type	TCXO	TCXO	TCXO	OCXO	OCXO
GPS Disciplined	NO	NO	NO	YES	YES
Freq.Accuracy of 10MHz Ref (No GPS Antenna)	2.5ppm	2.5ppm	2.5ppm	25 ppb	25 ppb

Shared Characteristics (Apply all NI-29xx devices)			
Connections		Physical Specifications	
TX1 RX1, TX2 RX2, RX2 Ports	SMA	Enclosure Dimensions	6.25" Wide x 1.9" Tall x 8.35" Deep
Ethernet Connection	1 Gigabit Ethernet	Weight	2.63 lbs
Power Adapter	6VDC, 3A	Operating Temperature	23°C ±5°, Room Temperature
Ref Clock (10-Mhz external reference input)	SMA, 10 MHz		
PPS Input (Pulse Per Second reference input)	SMA, 3-5V TTL Compatible		
MIMO Expansion Port	High-Speed SerDes protocol		

ANEXO B: ESPECIFICACIONES TECNICAS USRP-2932

SPECIFICATIONS

USRP-2932

Software Defined Radio Device

Contents

Definitions.....	1
Conditions.....	1
Transmitter.....	2
Receiver.....	2
GPS Disciplined Oscillator (GPSDO).....	3
Power.....	3
Physical Characteristics.....	4
Environment.....	4
Operating Environment.....	4
Storage Environment.....	4
Shock and Vibration.....	4
Compliance and Certifications.....	5
Safety.....	5
Electromagnetic Compatibility.....	5
CE Compliance.....	6
Online Product Certification.....	6
Environmental Management.....	6

Definitions

Warranted specifications describe the performance of a model under stated operating conditions and are covered by the model warranty.

Characteristics describe values that are relevant to the use of the model under stated operating conditions but are not covered by the model warranty.

- *Typical* specifications describe the expected performance met by a majority of the models.
- *Nominal* specifications describe parameters and attributes that may be useful in operation.

Specifications are *Characteristics* unless otherwise noted.

Conditions

Specifications are valid at 25 °C unless otherwise noted.

Transmitter

Frequency range	400 MHz to 4.4 GHz
Frequency step	<1 kHz
Maximum output power (P_{out})	50 mW to 100 mW (17 dBm to 20 dBm)
Gain range ¹	0 dB to 31 dB
Gain step	0.5 dB
Maximum instantaneous real-time bandwidth ²	
16-bit sample width	20 MHz
8-bit sample width	40 MHz
Maximum I/Q sampling rate ³	
16-bit sample width	25 MS/s
8-bit sample width	50 MS/s
DAC	2 channels, 400 MS/s, 16 bit
DAC spurious-free dynamic range (sFDR)	80 dB

Receiver

Frequency range	400 MHz to 4.4 GHz
Frequency step	<1 kHz
Gain range ⁴	0 dB to 31.5 dB
Gain step	0.5 dB
Maximum input power (P_{in})	0 dBm
Noise figure	5 dB to 7 dB
Maximum instantaneous real-time bandwidth ⁵	
16-bit sample width	20 MHz
8-bit sample width	40 MHz

¹ The output power resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.

² Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.

³ I/Q sampling rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.

⁴ The received signal amplitude resulting from the gain setting varies over the frequency band and among devices.

⁵ Instantaneous bandwidth depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.

Maximum I/Q sample rate⁶

16-bit sample width	25 MS/s
8-bit sample width	50 MS/s
Analog-to-digital converter (ADC)	2 channels, 100 MS/s, 14 bit
ADC sFDR	88 dB

GPS Disciplined Oscillator (GPSDO)

Frequency accuracy⁷

OCXO (not locked to GPS)	25 ppb
OCXO (locked to GPS)	10 ppb

Active antenna

Voltage	5 V
Power	0.7 W

Power



Caution The protection provided by this product may be impaired if it is used in a manner not described in this document.

Total power, typical operation

Typical	12 W to 15 W
Maximum	18 W

Power requirement	Accepts a 6 V, 3 A external DC power connector
-------------------	--



Note You must use either the power supply provided in the shipping kit, or another UL listed ITE power supply marked *LPS*, with the USRP-2932.

⁶ I/Q sample rate depends on many factors including, but not limited to, network configuration and host computer performance. Actual data throughput may be chipset dependent.

⁷ *Frequency accuracy* is based on oven-controlled crystal oscillator (OCXO) vendor specifications and is not measured. Alternatively, you can incorporate an external reference source to provide a more precise frequency Reference Clock and to achieve better frequency accuracy.

Physical Characteristics

If you need to clean the module, wipe it with a dry towel.

Physical dimensions

(L × W × H)	15.875 cm × 4.826 cm × 21.209 cm (6.25 in. × 1.9 in. × 8.35 in.)
Weight	1.193 kg (2.63 lb)

Environment

Maximum altitude	2,000 m (800 mbar) (at 25 °C ambient temperature)
Pollution Degree	2

Indoor use only.

Operating Environment

Ambient temperature range	0 °C to 55 °C (Tested in accordance with IEC 60068-2-1 and IEC 60068-2-2. Meets MIL-PRF-28800F Class 3 low temperature limit and MIL-PRF-28800F Class 2 high temperature limit.)
Relative humidity range	10% to 90%, noncondensing (Tested in accordance with IEC 60068-2-56.)

Storage Environment

Ambient temperature range	-40 °C to 71 °C (Tested in accordance with IEC 60068-2-1 and IEC 60068-2-2. Meets MIL-PRF-28800F Class 3 limits.)
Relative humidity range	5% to 95%, noncondensing (Tested in accordance with IEC 60068-2-56.)

Shock and Vibration

Operating shock	30 g peak, half-sine, 11 ms pulse (Tested in accordance with IEC 60068-2-27. Meets MIL-PRF-28800F Class 2 limits.)
-----------------	--

Random vibration

Operating	5 Hz to 500 Hz, 0.3 g _{rms} (Tested in accordance with IEC 60068-2-64.)
Nonoperating	5 Hz to 500 Hz, 2.4 g _{rms} (Tested in accordance with IEC 60068-2-64. Test profile exceeds the requirements of MIL-PRF-28800F, Class 3.)

Compliance and Certifications

Safety

This product is designed to meet the requirements of the following electrical equipment safety standards for measurement, control, and laboratory use:

- IEC 61010-1, EN 61010-1
- UL 61010-1, CSA C22.2 No. 61010-1



Note For UL and other safety certifications, refer to the product label or the [Online Product Certification](#) section.

Electromagnetic Compatibility

This product meets the requirements of the following EMC standards for electrical equipment for measurement, control, and laboratory use:

- EN 61326-1 (IEC 61326-1): Class A emissions; Basic immunity
- EN 55011 (CISPR 11): Group 1, Class A emissions
- EN 55022 (CISPR 22): Class A emissions
- EN 55024 (CISPR 24): Immunity
- AS/NZS CISPR 11: Group 1, Class A emissions
- AS/NZS CISPR 22: Class A emissions
- FCC 47 CFR Part 15B: Class A emissions
- ICES-001: Class A emissions



Note In the United States (per FCC 47 CFR), Class A equipment is intended for use in commercial, light-industrial, and heavy-industrial locations. In Europe, Canada, Australia, and New Zealand (per CISPR 11), Class A equipment is intended for use only in heavy-industrial locations.



Note Group 1 equipment (per CISPR 11) is any industrial, scientific, or medical equipment that does not intentionally generate radio frequency energy for the treatment of material or inspection/analysis purposes.



Note For EMC declarations, certifications, and additional information, refer to the [Online Product Certification](#) section.