

**ESTUDIO DE TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DE  
SEÑAL EN SISTEMAS DE RADAR PARA LA DETECCIÓN  
DEL RANGO DE UN OBJETO / OBSTÁCULO PARA  
PRUEBAS EN AMBIENTES DE LABORATORIO**

**Miller Acosta Osorio**



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN INGENIERÍA  
MEDELLÍN  
2013

**ESTUDIO DE TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DE  
SEÑAL EN SISTEMAS DE RADAR PARA LA DETECCIÓN  
DEL RANGO DE UN OBJETO / OBSTÁCULO PARA  
PRUEBAS EN AMBIENTES DE LABORATORIO**

**Miller Acosta Osorio**

Trabajo de grado para optar al título de Magister en Ingeniería Área Telecomunicaciones

Director

Leonardo Betancur A, PhD



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN INGENIERÍA  
MEDELLÍN  
2013

NOTA DE ACEPTACIÓN

---

---

---

---

---

Presidente del Jurado

---

Jurado

---

Jurado

Diciembre 5 de 2013

*“A mi esposa Melisa  
y mis padres  
José Miller y Yadira”*



# Agradecimientos

Agradezco a mis padres, José Miller y Yadira, por el amor y las enseñanzas. A mis hermanas, Sirley, Claudia y Johana por la unión familiar, afecto y apoyo en las etapas de mi vida. A mi indispensable esposa Melisa de Jesús Barrera, que con su apoyo y amor me ha animado a finalizar este trabajo.

Durante el desarrollo de esta tesis, conte con la fortuna de ser orientado por Leonardo Betancur, quien generó un entorno amigable en todo momento. Agradezco cada momento compartido, su ejemplo y amistad fue una constante motivación para alcanzar esta meta. A la Universidad Pontificia Bolivariana por acogerme en sus aulas y a mis profesores en las sedes de Medellín y Bucaramanga, a mis colegas y amigos que estuvieron presente incondicionalmente en los momento de apoyo durante el periodo de aulas y después con el desarrollo de la investigación.

Finalmente, gracias a Dios por darme salud y permitirme conocer a mi esposa.

¡Gracias Dios!

# Índice general

Índice General	VIII
Índice de Figuras	X
Índice de Tablas	XI
Resumen	XII
Planteamiento del Problema	XIII
Objetivos	XV
<b>1. Marco teórico</b>	<b>1</b>
1.1. RADAR . . . . .	1
1.1.1. Principio de funcionamiento de un radar . . . . .	1
1.1.2. Tipos de radar . . . . .	3
1.2. Radar de pulso . . . . .	5
1.3. Tecnología de RADAR en Colombia . . . . .	8
1.4. Procesamiento de señal básico en Radares . . . . .	10
<b>2. Generación de señal</b>	<b>14</b>
2.1. Parámetros básicos de la señal pulsada . . . . .	15
2.1.1. Rango de un Radar . . . . .	15
2.1.2. Radar Cross Section . . . . .	16
2.1.3. Resolución de paso . . . . .	17

2.2. Tipos de pulsos . . . . .	19
2.2.1. Pulso de onda continua . . . . .	20
2.2.2. Pulso chirp . . . . .	21
2.2.3. Pulso gaussiano . . . . .	23
<b>3. Recepción de señal</b>	<b>27</b>
3.1. Estimación de canal . . . . .	28
3.1.1. Estimación de Canal Lineal . . . . .	29
3.1.2. Estimación de Canal por Correlaciones . . . . .	30
3.1.3. Estimación de Canal por Filtro Sintonizado . . . . .	33
3.2. Identificación del Objeto/Obstáculo . . . . .	36
3.2.1. Detección . . . . .	37
3.2.2. Identificación de picos y agrupamiento . . . . .	38
3.3. Estimación del Rango . . . . .	43
<b>4. Complejidad Computacional en RADAR</b>	<b>45</b>
4.1. Métricas del procesador de señal . . . . .	48
4.1.1. Métricas del <i>Hardware</i> . . . . .	49
4.1.2. Métricas de algoritmos . . . . .	51
4.2. Estimación del requerimiento computacional del algoritmo . . . . .	52
4.2.1. Consideraciones iniciales . . . . .	52
4.2.2. Conteo de FLOPs en el caso de estudio: Estimación del Rango de un objeto/obstáculo . . . . .	55
<b>5. Propuesta Experimental</b>	<b>63</b>
5.1. Propuesta del Prototipo . . . . .	63
5.1.1. Propuesta de Implementación: . . . . .	64
<b>6. Análisis de Resultados</b>	<b>75</b>
6.1. Estimación de canal . . . . .	79
6.2. Filtrado y detección por umbral . . . . .	82

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	VIII
6.3. Procesamiento y Detección del rango . . . . .	85
6.4. Costo Computacional . . . . .	88
<b>7. Conclusiones</b>	<b>89</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	89
7.2. Trabajos Futuros . . . . .	92
<b>Bibliografía</b>	<b>97</b>

# Índice de Figuras

1.1. Concepto de Funcionamiento de un RADAR . . . . .	2
1.2. Radar primario y secundario . . . . .	3
1.3. Diagrama en bloques de un radar . . . . .	4
1.4. Radar de pulsos genérico. . . . .	7
1.5. Etapas del modelo de radar de pulsos asumido. . . . .	8
1.6. Estimación del RANGO con pulsos. . . . .	12
2.1. Tren de pulsos rectangulares . . . . .	15
2.2. Importancia del la resolución de paso en un sistema radar . . . . .	18
2.3. Pulso de onda Continua . . . . .	21
2.4. Diagrama Pulso de onda Continua . . . . .	21
2.5. Potencia en pulsos rectangulares . . . . .	21
2.6. Diagrama Pulso CHIRP . . . . .	22
2.7. Pulso CHIRP . . . . .	22
2.8. Señal CHIRP generada con el comando de matlab . . . . .	23
2.9. Pulso gaussiano . . . . .	24
2.10. Pulso gaussiano modulado por una sinusoidal . . . . .	24
2.11. Variación de “a” en el pulso gaussiano básico . . . . .	25
2.12. Diagrama en bloque para la generación de un pulso gaussiano de RF . . . . .	25
2.13. Pulso gaussiano con el comando de matlab . . . . .	26
3.1. Modelo básico del sistema . . . . .	27
3.2. Correlación cruzada para un sistema lineal de entrada y salida . . . . .	32

3.3. Ilustración del concepto del filtrado <i>matched</i> . . . . .	35
3.4. Concepto del <i>clutter</i> y eco del <i>Target</i> . . . . .	37
3.5. Agrupamiento mediante la función k-means . . . . .	41
3.6. Diagrama detección de picos . . . . .	42
3.7. Diagrama agrupamiento y estimación de objetos . . . . .	43
3.8. Secuencia de datos, picos detectados y agrupamiento . . . . .	44
4.1. Estructura de un PSR genérico . . . . .	46
4.2. Implementación de la tecnología de PSR. . . . .	48
4.3. Latencia . . . . .	50
4.4. Estimación de FLOPs para el radar de pulsos . . . . .	56
4.5. Etapas del modelo de radar y su complejidad . . . . .	57
5.1. Esquema general del laboratorio para el sistema de radar . . . . .	65
5.2. Arquitectura del montaje de laboratorio para el sistema de radar . . . . .	68
5.3. Bloques para la recepción en banda base y procesamiento . . . . .	70
6.1. Envolvente gaussiana y señal patrón generada para el caso 1 . . . . .	76
6.2. Respuesta al impulso ideal asumida . . . . .	77
6.3. Señal recibida para una $SNR = 30dB$ . . . . .	78
6.4. Diferentes señal Tx y Rx para escenario no. 1 . . . . .	80
6.5. Salida del correlador para $n=10$ y $SNR=10dB$ . . . . .	81
6.6. Autocorrelación de la señal patrón $x[n]$ . . . . .	82
6.7. Magnitud del canal estimado para N muestras . . . . .	83
6.8. Señales de entrada y salida al filtro vs posibles niveles de umbral . . . . .	84
6.9. Salida del detector de umbral . . . . .	84
6.10. Estimación de objeto para $n=10$ $SNR=10$ del escenario 1 . . . . .	85
6.11. Curva de error vs SNR caso $n=10$ escenario1 . . . . .	86
6.12. Eventos fallidos o no detección para el caso $n=10$ escenario1 . . . . .	87
6.13. Falsos positivos o detección de mas de un objeto para caso $n=10$ escenario1 . . . . .	87

# Índice de Tablas

1.1. Tipos de radares: modo de operación . . . . .	5
1.2. Tipos de radares: Forma de onda y aplicación . . . . .	6
2.1. RCS típicos para aeronaves de combate . . . . .	17
2.2. Resultados del ejemplo 2.1 . . . . .	19
4.1. Ejemplo de funciones básicas y representación matemática . . . . .	52
4.2. Numero de operaciones aritméticas complejas . . . . .	53
4.3. Conversión de operaciones complejas a numero de FLOPs . . . . .	55
4.4. Estimación de Flops para el sistema analizado de radar de pulso . . . . .	56
5.1. Parámetros de elección para la configuración del laboratorio . . . . .	66
5.2. Variación de la relación $tx/T$ para $n = 2$ . . . . .	67
6.1. Parámetros escenario no.1 con $R_{\text{máx}}$ teórico de 1406,250 metros . . . . .	79

# Resumen

Esta propuesta pretende sentar las bases iniciales de la apropiación del saber y de las técnicas de procesamiento de señales de RADAR con el objetivo promover iniciativas en el sector empresarial y productivo del país, dado que nuestro país es un consumidor de esta tecnología, mas no cuenta con un desarrollo propio en el área. En esta tesis nos enfocamos en los problemas de procesamiento de señal para la detección del rango de un objeto, inicialmente bajo condiciones controladas de laboratorio. Se pretende elaborar el diseño inicial de un prototipo demostrativo, que a futuro se podrá constituir en un sistema de mayor complejidad.



# Planteamiento del Problema

En Colombia, es claro que la tecnología de radares ha impactado significativamente en ámbitos de seguridad, control de tráfico y navegación aeronáutica así como en aplicaciones de control de tráfico automotor o la detección de eventos hidrometeorológicos. Desde años atrás se registran noticias sobre una serie de inversiones en tecnologías de RADAR, entre las cuales se destacan la instalación de dispositivos para el control de la velocidad en las vías principales en ciudades como Medellín y Bogotá. Se tiene noticias sobre operativos de control por parte de la policía de carreteras en las vías colombianas y también anuncios de planes de mejoramiento de compra y actualización de los radares de la Aerocivil [1] [2] [3] [4] [5] y de la Fuerza Aérea de Colombiana (FAC) [6].

Los sistemas de radares comerciales para uso Civil y militar se caracterizan por los elevados costos de adquisición y mantenimiento, situación que impacta directamente en la sostenibilidad y operación de la tecnología. En el anexo de inversión proyectada del plan de navegación aérea para Colombia [5] en el ítem “AMPLIACIÓN RED DE RADARES A NIVEL NACIONAL” se tiene estimado el rubro de 178.151 millones de pesos para los años 2010 al 2014 y de 116.100 millones de pesos para el 2015 a 2019. En el plan general de compras [6] de la Fuerza Aérea Colombiana a Enero de 2012 se encuentran relacionadas, “. . . kit de modernización radares - aviónica - navegación - comunicaciones - visualización para modernización sistema de aviónica . . .” por un monto de 2.970.472.502 de pesos, y “. . . adquisición repuestos para reposición - radar . . .” por un monto de 2.107.415.154 de pesos.

En el 2010 el periódico el tiempo publico “Medellín dispondrá del primer radar hidro meteorológico de Colombia” [7] [8] con el cual, se espera detecta las condiciones meteorológicas y así poder predecir el estado del clima y prevenir desastres por avenidas torrenciales dentro de la ciudad. Según la misma fuente “La inversión en este equipo es cercana a los 3 mil millones de pesos” y el diseño, la construcción e instalación fue encargada la firma norteamericana Enterprise Electronics Corporation . Según [9] en el 2004 la Aerocivil contaba con radares en 6 regionales (Bogotá, Antioquia, Barraquilla, Valle, Cúcuta y meta) con tecnología italiana marca Alenia, tecnología norteamericana marca Lockheed Martín y tecnología francesa marca Thomson CSF y en enero de 2012 aviacol.net da a conocer que la inversión realizada por la aerocivil para la repotenciación,

actualización y adquisición de equipos tuvo un costo cercano a los 80 mil millones de pesos [10]. Por su parte, la Fuerza Aérea Colombiana (FAC) anuncia en el 2004 la adquisición de dos nuevos radar para el control del narcotráfico “con recurso que ascenderían a 26 millones de dólares en infraestructura gestionados con el gobierno de estados Unidos” [11] y que se suman a los 5 radares militares y 17 civiles registrados en la época. En el 2007 la FAC recibe la responsabilidad de ejecutar la administración logística y el mantenimiento de la estación militar de Radar de San Andrés Islas que fue operado por lapso de 20 años por parte Militares de los Estados Unidos por acuerdo entre los países en el momento de su instalación.

Por lo anterior, queda claro que en Colombia se importa tecnología de radar y que la industria nacional no está enfocada en esta área. Es importante iniciar un proceso de cambio despertando el interés por esta área e impulsar una industria que podría estar concentrada en el diseño, instalación y mantenimiento de estos sistemas en las diferentes aplicaciones en el campo militar o civil disminuyendo costos de los equipos de radar y logísticos relacionados con el personal extranjero que se necesita para el mantenimiento, capacitación. Por esta razón, la motivación de esta tesis se concentrara en el estudio del sistema de radar para la medición del rango desde un enfoque hacia el procesamiento de la señal de tal manera que se pueda establecer en un etapa inicial el conocimiento necesario para plantear el desarrollo de un radar prototipo y dejar las bases para futuras investigaciones que pueden fortalecer aspectos para el diseño, la construcción, y operación de radares con tecnología propia.

El presente trabajo de maestría tiene como objetivo desarrollar la primera etapa en la apropiación del conocimiento de la tecnología de radar, y así, promover a futuro con los trabajos posteriores a este, un proceso incipiente de transferencia tecnológica hacia la industria local, para que se puedan realizar sustitución de importaciones, diseño, construcción y mantenimiento de este tipo de tecnologías, y así, reducir costos de operación entre otros.

# Objetivos

## Objetivo General

Definir técnicas de procesamiento de señal para identificar el rango a objetos / obstáculos con una señal de radar en ambientes controlados de laboratorio a nivel de una propuesta de un prototipo demostrativo.

## Objetivos Específicos

- Identificar las técnicas de procesamiento de señal en radares más apropiadas para determinar el rango de un objeto / obstáculo
- Evaluar el desempeño de las técnicas de procesamiento para rango de señal de radares identificadas
- Definir los escenarios de operación del prototipo de radar para implementarlo en una plataforma física
- Comparar y Seleccionar las técnicas de procesamiento de señal para calcular el rango en señales de radar considerando las condiciones del escenario propuesto
- Proponer el diseño del prototipo de radar para medir rango de objetos / obstáculos en condiciones de laboratorio definidas en el escenario

# Capítulo 1

## Marco teórico

### 1.1. RADAR

La palabra RADAR [12] significa detección y medición de distancias por señales de radiofrecuencia y se deriva del acrónimo inglés RAdio Detection And Ranging.

“El RADAR fue originalmente desarrollado para satisfacer las necesidades de los militares para la vigilancia y el control de armas. Las aplicaciones militares han financiado gran parte del desarrollo de su tecnología. Sin embargo, el radar ha sido importante en aplicaciones civiles para el desplazamiento seguro de los aviones, barcos y naves espaciales; aplicaciones para el censado remoto del medio ambiente, especialmente el estado del clima, y de policía entre muchas otras.” [13].

En los siguientes secciones, encontrará la descripción del principio básico de funcionamiento de un radar, los tipos de radar de acuerdo a su funcionamiento, una mirada de la tecnología de RADAR en Colombia y finalmente la descripción de algunas técnicas empleadas para el procesamiento de señales en radares.

#### 1.1.1. Principio de funcionamiento de un radar

En un Radar básico como se muestra en la Figura 1.1, una señal es generada en el transmisor y radiada por su antena en dirección de un objetivo / obstáculo. Esta señal es reflejada por el objetivo / obstáculo y es recibida por el receptor el cual la procesa y obtiene la información correspondiente al objetivo/obstáculo. Esta información puede ser la presencia, distancia, altura, velocidad, dirección (trayectoria del objetivo), y características que determinan el objetivo / obstáculo.

Las aplicaciones de radar son muy amplias y el tipo de radar depende de la función que se requiera, por ejemplo, se puede encontrar radares para la búsqueda y vigilancia, para la

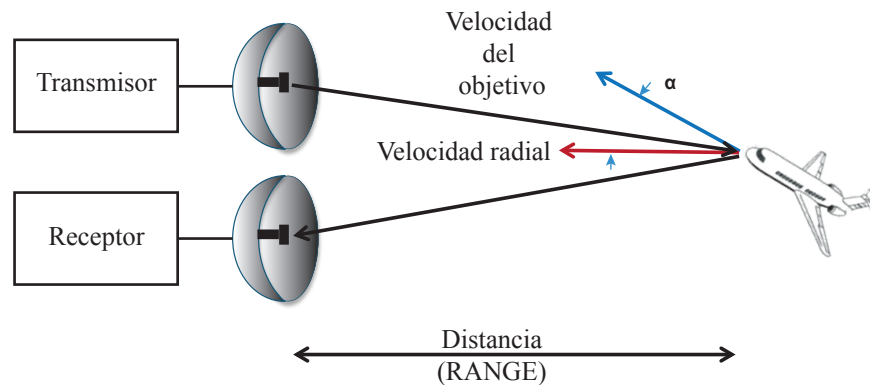


Figura 1.1: Concepto de Funcionamiento de un RADAR

detección de objetos / obstáculos, para la medición (de posición, velocidad y coordenadas angulares), para el rastreo (Estimación de la trayectoria del objetivo), para la representación gráfica en dos y tres dimensiones de los objetos detectados o áreas de estudio y finalmente radares para la caracterización, discriminación y clasificación de objetos.

Para caracterizar un radar en específico se debe conocer las funciones que este va realizar, el modo de operación y el método de transmisión. El modo de operación hace referencia a si el radar es Primario o es secundario y el método de transmisión involucra el tipo de onda que se va a radiar en el sistema. A continuación se enunciarán algunas de estas definiciones:

- Un radar primario [12] corresponde a un sistema en donde las señales de retorno son los ecos obtenidos por la reflexión de la señal transmitida en el objetivo. Dado que este es el método normal de funcionamiento del radar, la principal palabra “Primario” se omite a menos que sea necesario para distinguirla de “Secundario”. Normalmente se reconoce por las siglas **PSR** del inglés *Primary Surveillance Radar*
- Un sistema de Radar secundario [12] es un sistema de identificación con cooperación del objetivo en donde el radar transmite una señal codificada que solicita una respuesta del objetivo. El objetivo posee un transponedor (en el vehículo o plataforma de consulta) que responde con una respuesta (Señal) codificada. Normalmente se reconoce por las siglas **SSR** del inglés *Secondary Surveillance Radar*

Estas dos definiciones son importantes ya que el radar primario detecta y realiza las mediciones según el caso, tomando la señal reflejada del objetivo sin ningún consentimiento o acuerdo. Esto indica que los radares que operen de esta manera pueden ser empleados para labores de búsqueda y vigilancia. Por otro lado, los radares secundarios funcionan

en un ambiente en donde el sistema identifica el objetivo, transmite una señal solicitando identificación y este responde identificándose según acuerdos establecidos. Esto indica que los radares secundarios pueden ser empleados ampliamente en aplicaciones de control como las del tráfico aéreo comercial. En la Figura 1.2 se puede observar estos modos de operación en donde se destaca que el sistema de radar primario solo requiere de un sistema transmisor y receptor en el sitio del radar mientras que un radar secundario además de su transmisor y receptor de base requiere que los objetivos a controlar o identificar posean equipos de recepción, procesamiento y transmisión concentrados en un transpondedor.

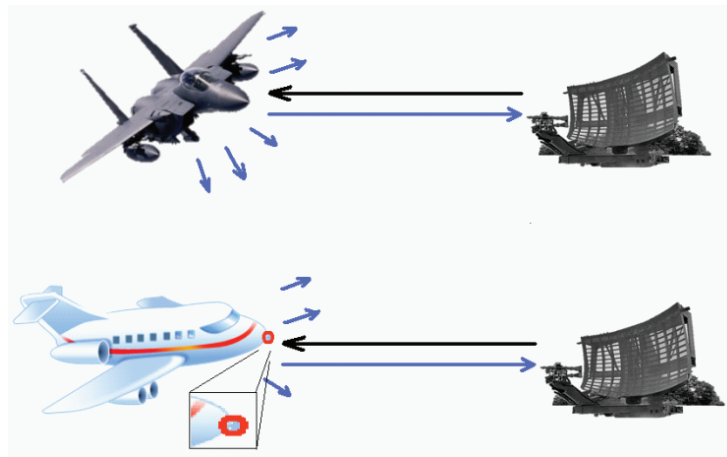


Figura 1.2: Radar primario y secundario  
[14]

### 1.1.2. Tipos de radar

En la actualidad existen diferentes tipos de radares que puede operar de modo primario o secundario, como se describió anteriormente, todos estos tienen en común la transmisión de una señal y la evaluación mediante técnicas de procesamiento de la señal recibida para obtener el parámetro buscado. Según [15] los sistemas de radar están normalmente divididos en categorías de operación basada en los métodos de transmisión de la señal. Estos métodos corresponden a la transmisión de pulsos, onda continua y frecuencia modulada, siendo el método de pulsos el más común para la transmisión de la energía del radar.

El método de onda continua [15] (*Continuous Wave, CW*) utiliza el Efecto *Doppler* (*Doppler effect*) para la detección de presencia y velocidad de un objeto en movimiento en dirección al radar o alejándose del radar. El sistema no puede determinar el rango o la diferencia entre objetos/obstáculos que se encuentran en la misma dirección y están viajando a la misma velocidad. Generalmente es empleado por sistemas de control de fuego (o disparo en el campo militar) para rastrear objetos con movimientos rápidos en un rango cercano.

El método de Modulación en frecuencia [15] indica que la señal transmitida es una onda de radiofrecuencia que varía continuamente su parámetro de frecuencia, incrementándolo o decrementándolo según la frecuencia de referencia. Este método mide la diferencia entre la frecuencia de la señal de retorno y la señal transmitida para entregar la indicación de rango (distancia) del objeto/obstáculo. Los sistemas de radar que emplean este método se desempeñan bien para la detección del rango para objetos estacionario o con movimientos muy lentos pero no son satisfactorios para la localización de objetos en movimiento. Es empleado en altímetros de aeronaves que dan una lectura continua de la altura de la aeronave con respecto al nivel de la tierra.

Finalmente el método de modulación de pulso [15], con este método dependiendo del tipo de radar, la señal transmitida corresponde a una señal pulsada en donde la duración del pulso puede ser de menos de 1 microsegundo a unos 200 microsegundos. El intervalo de tiempo entre la señal transmitida y de retorno se calcula y se convierte en una indicación del rango. Este tipo de radar puede ser utilizado empleando otras técnicas como el efecto Doppler para detectar objetos en movimiento. La marina de los Estados Unidos emplea en gran medida los radares con modulación pulsada.

En general todos los tipos de radares transmiten una señal y esperan recibir una señal de retorno para procesarla y poder determinar los parámetros de medición según sea el caso y la aplicación. Algunos pueden estar en plataformas giratorias en donde van registrando las señales de retorno en cada ángulo para tener un mejor cubrimiento del área. Por otro lado, algunas aplicaciones pueden requerir que el radar este fijo y apuntando en una sola dirección.

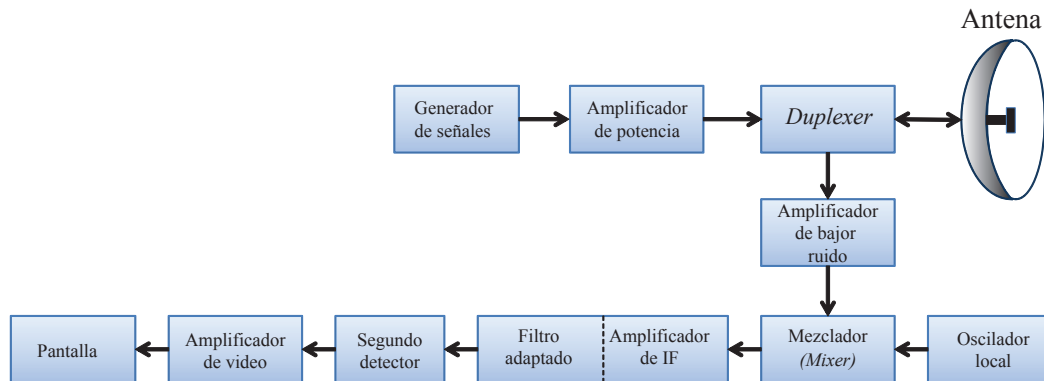


Figura 1.3: Diagrama en bloques de un radar  
[13]

En la Figura 1.3 se muestra un diagrama en bloque de un radar que está empleando un amplificador de potencia para la transmisión y un receptor superheterodino para la recepción y procesamiento de la señal. Es claro que este diagrama nos lleva a la definición de un radar mono-estático en donde se cuenta con una única antena y se está intercambiando

el funcionamiento entre transmisión y recepción por medio del dispositivo de conmutación conocido como duplexer. Muchas de las características y componentes de este tipo de configuración se puede encontrar en otros tipos de radares. En las tablas 1.1 y 1.2, tipos de radares mas generales indicando su definición [12], algunas características especiales según el modo de operación y aplicaciones.

Tabla 1.1: Tipos de radares: modo de operación

Tipo de Radar	Definición o descripción	Características
Radar monoestático ( <i>Monostatic radars</i> )	Es un sistema de radar que transmite y recibe ya sea a través de una antena común o a través de antenas Tx y Rx por separado [12] que se encuentran en el mismo sitio geográfico	En general describe en si un solo modo de operación. Sirve para medir rango y velocidad.
Radar biestático ( <i>Bistatic radars</i> )	Es un sistema con antenas Tx y Rx en lugares lo suficientemente separados y los ángulos o rangos de esos lugares al objetivo son significativamente diferentes [12]	Permite identificar la posición o la velocidad según sea su aplicación [14]. Pueden tener una antena Tx y múltiples Rx
Radar multi-estático ( <i>Multistatic radar</i> )	Posee dos o más antenas de Tx o Rx en lugares diferentes.	Similar al radar biestático . La separación entre antenas es muy grande con respecto a su tamaño [12]

## 1.2. Radar de pulso

El concepto básico para cualquier radar, “es relativamente simple, aún aunque en muchos casos la implementación práctica no lo sea. Un radar funciona por la radiación de una energía electromagnética, y la detección del eco retornado desde el objeto (*Target*) que la refleja. La naturaleza del la señal eco, proporciona la información del objeto. El rango o la distancia (*Range*) al objeto, se basan en el tiempo que toma la energía radiada en viajar hacia el objeto y regresar al sensor de radar” [13]. En un radar de pulsos básicamente se transmite ondas de radio a intervalos provistos por pulsos cortos y escucha los ecos en los periodos de silencio entre cada pulso de señal [16]. En sistemas pulsados, puede parecer conveniente la transmisión de pulsos cortos como sea posible para incrementar la resolución. Sin embargo, existe un número de limitaciones restringidas por la pequeña duración de un único pulso, las más comunes son la frecuencia de ocupación de la señal, que puede ser considerada al principio como inversamente proporcional al tiempo de duración del



Tabla 1.2: Tipos de radares: Forma de onda y aplicación

<b>Tipo de Radar</b>	<b>Definición o descripción</b>	<b>Características</b>
Radares de pulso ( <i>Pulsed radars</i> )	Transmite un pulso y escucha el eco reflejado por el objetivo	Puede emplearse en diferentes modos de operación. Pueden existir interferencias entre el transmisor y el receptor
Radar de onda continua ( <i>Continuous-wave radars</i> ) (CW)	Trasmite una señal de onda continua (OC) y discrimina la señal de retorno proveniente del objetivo de ecos de objetivos no deseados ( <i>clutter</i> ) basándose en el desplazamiento Doppler debido al movimiento radial [12]	En radares mono-estáticos se puede medir la velocidad del objeto
Radar OTH ( <i>Over-the-horizon Radar</i> )	Utiliza la reflexión ionosferica para dirigir directamente las ondas de radar más allá del horizonte para cubrir mayores distancias que con un radar normal[12]	Se utilizan en vigilancia y suelen trabajar en la banda de alta frecuencia (HF) con frecuencia asignada dependiendo de la condición ionosférica. Poseen grandes antenas, alta potencia de la señal y el tiempo de procesamiento elevado
Radar de vigilancia secundario. ( <i>Secondary-surveillance radars -SSR-</i> )	Radar secundario que emite pulsos desde una antena giratoria y los aviones cooperan respondiendo con una señal que contiene un código que permite identificarlos entre otros aspectos de la aeronave [12] [14]	Se utilizan en aplicaciones de Control tráfico aéreo, Radionavegación, etc
Radar de apertura sintética ( <i>Synthetic aperture radars - SAR -</i> )	Es un sistema coherente que obtiene la respuesta al impulso del canal para un rango estrecho de posibles líneas de vista entre el objetivo y radar almacenando la amplitud y fase de cada respuesta. La combinación de estas respuesta crear un efecto de apertura como si se estuviera utilizando una antena muy grande	Ampliamente aplicable en plataforma de radar que sigue una plataforma de vuelo ( <i>Airbone radars</i> ) para realizar levantamiento de terrenos, aplicaciones de prevención de desastres entre otros

pulso, y la potencia promedio y pico que es capaz de soportar los dispositivos electrónicos físicos.[17]

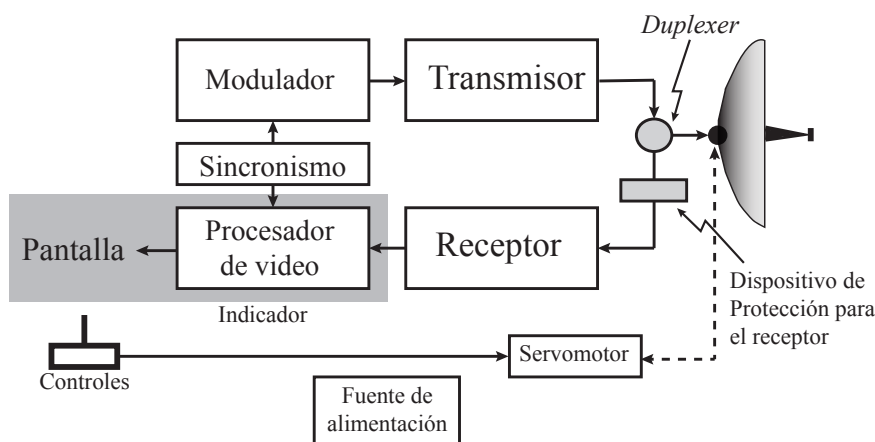


Figura 1.4: Radar de pulsos genérico.

[16]

En la figura 1.4 se presenta la configuración básica de un sistema de radar de pulsos genérico. La unidad de sincronismo, genera un flujo de pulsos de muy corta duración y lo suficientemente espaciados para el control de la generación de la señal en el modulador y el control de visualización en el indicador del radar (pantalla). Esta unidad determina el tiempo de que los pulsos del radar serán transmitidos. El modulador, se encarga generar la señal para excitar el transmisor al recibir el pulso de sincronismo. Esta señal puede ser un pulso de alta potencia de corriente continua que excita al transmisor. El transmisor, se encarga de tomar el pulso de alta potencia de corriente continuo y lo convierte en un pulso de alta potencia de radiofrecuencia, generalmente realizado mediante el uso de un magnetrón durante el tiempo del pulso. Dado que este tipo de sistemas presenta una única antena para realizar las funciones de transmisión y recepción de señal se emplea un sistema *Duplexer* que esencialmente es una guía de onda que conecta el transmisor y el receptor con la antena, manteniendo el flujo de señal entre transmisor y receptor aislado. La antena, normalmente cosiste de un radiador y un reflector parabólico y se encuentra montado sobre una base giratoria que de acuerdo a su orientación puede dar el azimut del objeto. El dispositivo de protección del receptor se encarga de proteger el receptor de ondas estacionarias producto de la reflexión de parte de la señal transmitida con la antena y que son causadas por la discontinuidad eléctrica o cambio de impedancia que existe entre la guía de onda que transporta las ondas de radio y la antena en cada pulso. El receptor el cual puede ser un receptor superheterodino toma la señal recibida, la convierte a una frecuencia más baja y la amplifica convenientemente para pasar la señal a la unidad de

indicación.[16]

Desde el punto de vista del procesamiento de señal, del diagrama de la figura 1.4 se puede deducir dos funciones básicas. La generación de la señal a transmitir y la recepción de la señal reflejada o eco. Dada el alto crecimiento de la tecnología digital para los sistemas de comunicaciones, actualmente se cuenta con diversos equipo de transmisión y recepción de señales que puede ser reconfigurados o programados para propósitos específicos mediante procesadores digitales de señal (DSP, *digital signal procesing*) o FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Es por esto, que en el presente trabajo se abordaran los conceptos de un radar de pulsos desde la generación de señal y el procesamiento de la señal en el receptor para la detección de la señal eco y la estimación del rango del objeto/obstáculo detectado por el radar. Tomando como modelo de estudio un radar estático, con orientación fija y un objeto/obstáculo estático a nivel de implementación de prototipo, sin embargo se aclara que las técnicas estudiadas y explicadas durante el presente documento, se pueden aplicar para cualquier tipo de radar bajo casi cualquier tipo de condición de operación, solamente es variar tres parámetros para tal fin, la frecuencia de operación, la técnica de procesamiento y la capacidad del dispositivo en hardware. En resumen, durante este trabajo se presentarán las etapas de funciones fundamentales para el radar objeto de estudio y que corresponde a la generación de señal, detección de señal y estimación del rango de un objeto/obstáculo como se indica en la figura 1.5

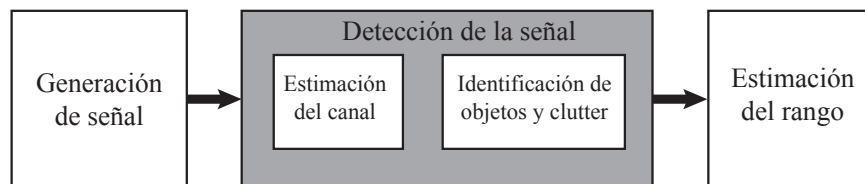


Figura 1.5: Etapas del modelo de radar de pulsos asumido.

### 1.3. Tecnología de RADAR en Colombia

La tecnología de Radar en Colombia está incorporada en los sistemas de vigilancia aeronáutica principalmente mediante “sensores radar” (primarios y secundarios). Según [3] desde 1990 la Unidad Administrativa Especial de Aeronáutica Civil de Colombia (UAEAC o Aerocivil) inicio “la implementación de una red propia de sistemas de vigilancia aeronáutica consistentes en sensores radar (primario, secundario), sistemas de procesamiento y visualización de datos radar (centros de control y salas de vigilancia) y sistemas de gestión en las torres de control ubicados en diferentes emplazamientos, para la explotación por parte del servicio de control de tráfico aéreo”; en el mismo documento, se indica que en la actualidad Colombia cuenta con 11 sistemas de “vigilancia radar” de los cuales

11 cabezas de radar son de tipo secundario y 9 de tipo primario instalados por todo el territorio nacional. Además se indica que “La Entidad ha venido instalando sensores PSR en la mayoría de las estaciones radar actuales, en combinación con los sensores SSR potencializando dicha complementación y correlación para ser efectivos en la localización y ubicación de las aeronaves en un determinado espacio aéreo” así como la integración de los radares militares en el sistema de vigilancia.

En palabras del director de la Aerocivil Dr. Santiago Castro Gómez tomadas de [18] “El plan de navegación aérea para Colombia -PNA- establece la ruta a seguir en materia de infraestructura aeronáutica y aeroportuaria para satisfacer los requerimientos operacionales frente al crecimiento del transporte aéreo nacional e internacional. Mejorar la conectividad de todas las regiones del país, mediante la modernización de la infraestructura aeronáutica y aeroportuaria aplicando nuevas tecnologías de navegación satelital y permitiendo aportar en la sostenibilidad ambiental disminuyendo la huella de carbono, los tiempos de vuelo y los costos operacionales” esto se puede entender como el mejoramiento de los niveles actuales de regularidad, eficacia y eficiencia del uso operacional del espacio aéreo colombiano y en él se encuentran los Requerimientos operacionales [2], las estrategias y planificación de la Infraestructura y servicios[3], así como la inversión proyectada[5] para el mismo.

Es importante resaltar que en [3] se encuentra además de las estrategias del plan, la descripción de las cabeza de radar que existen en Colombia para el sistema de vigilancia del territorio nacional indicando el sitio del radar, tecnología, cobertura, sensores de radar instalados entre 1991 a 2009, hasta los radares que deben ser actualizados, además de mapas de cobertura de los radares primarios y secundarios entre otros aspectos.

Un aspecto que se puede destacar en la revisión de esta información es que todas las cabezas de radar relacionadas por la Aerocivil son de fabricante y tecnología extranjera, que existe un plan para su actualización y cambio de tecnología que se estima para el 2012. Este plan de actualización sea para uso Civil o Militar se caracteriza por poseer elevados costos de adquisición y mantenimiento, situación que impacta directamente en la sostenibilidad y operación de la tecnología. En el “anexo inversión proyectada” [5] del PNA<sup>1</sup> en el ítem “AMPLIACION RED DE RADARES A NIVEL NACIONAL” se tiene estimado el rubro de 178.151 millones de pesos para los años 2010 al 2014 y de 116.100 millones de pesos para el 2015 a 2019. En el plan general de compras [6] de la Fuerza Aérea Colombiana a Enero de 2012 se encuentran relacionadas, “. . . kit de modernización radares-aviónica-navegación-comunicaciones-visualización para modernización sistema de aviónica . . .” por un monto de 2.970.472.502 de pesos, y “. . . adquisición repuestos para reposición-radar . . .” por un monto de 2.107.415.154 de pesos entre otros conceptos dentro de un presupuesto general de 1.102.031.263.409 de pesos.

Por otro lado, en aplicaciones meteorológicas se encuentra “Medellín dispondrá del primer radar hidro-meteorológico de Colombia” [7] publicado en el 2010 el periódico el

---

<sup>1</sup>PNA: Plan de navegación aérea para Colombia

tiempo y [8], con este radar meteorológico, se espera detecta las condiciones meteorológicas y así poder prevenir desastres. Según la misma fuente “La inversión en este equipo es cercana a los 3 mil millones de pesos” y el diseño, la construcción e instalación fue encargada a la firma norteamericana *Enterprise Electronics Corporation*<sup>2</sup>. En enero de 2012 aviacol.net da a conocer que la inversión realizada por la aerocivil para la repotenciación, actualización y adquisición de equipos tuvo un costo cercano a los 80 mil millones de pesos [10]. Y por su parte, la Fuerza Aérea Colombiana (FAC) anunció en el 2004 la adquisición de dos nuevos radar para el control del narcotráfico “con recurso que ascenderían a 26 millones de dólares en infraestructura gestionados con el gobierno de Estados Unidos” [11] los cuales se suman a los 5 radares militares y 17 civiles registrados en la época. En el 2007 la FAC recibe la responsabilidad de ejecutar la administración logística y el mantenimiento de la estación militar de Radar de San Andrés Islas que fue operado por lapso de 20 años por parte Militares de los Estados Unidos por acuerdo entre los países en el momento de su instalación.

Dado que este tema es de gran interés y relevancia para el país se han encontrado trabajos de grado relacionados con radares en donde se desarrollan bases conceptuales en aplicaciones meteorológicas [19], análisis teóricos en donde se describe el funcionamiento del sistema de radar primario, secundario y el protocolo Asterix para la entrega de datos del radar [9], pero no se evidencia el estudio detallado y la estimación de los parámetros de medida al compara la señal transmitido y recibido por el sistema. En la siguiente sesión se realiza una breve descripción del procesamiento de señal básico en radares para la detección del rango a un objeto.

## 1.4. Procesamiento de señal básico en Radares

En sistemas de Radares la función fundamental esta en identificar la existencia de un objeto/obstáculo comúnmente conocido como *TARGET* (determinar que realmente existe un objeto o diferenciar la existencia de varios) e indicar la distancia (*RANGE*) en la que se encuentra esté (o estos). En la actualidad los sistemas de radares pueden procesar las señales de retorno provenientes del *TARGET* para entregar la información requerida por los usuarios, en el caso del sistema de control de tráfico aéreo es a los controladores aéreos. Este procesamiento de señales no es el mismo para cada tipo de radar y depende de la función a desempeñar y la naturaleza de las salidas generadas como se indica en [14]. Un radar de búsqueda tan solo puede enfocarse en detectar el objeto y mostrar una amplitud de la señal recuperada, pero para otras funciones se requiere de configuraciones especiales en el procesador. Algunas de las funciones de procesamiento de señal y de datos en sistemas radares encontradas en [14] son: la generación de señal o forma de onda; el filtrado acoplado de la señal recibida; el procesamiento de señal para la reducción de interferencia causados

---

<sup>2</sup><http://www.eecradar.com/>

por ecos no deseados (*Clutter*) provenientes de otros objetivos o el ambiente; la integración de varios pulsos de señal para realizar la mejora de relación señal a ruido del sistema; la detección del objetivo que usualmente se hace con la identificación de potencia de la señal con respecto a un umbral de referencia; la medición de parámetros como la distancia al objetivo (*RANGE*), ángulos de azimut, elevación y velocidad entre otras medidas; el rastreo del objetivo que consiste en tomar las diferentes señales de retorno que al procesarlas puede entregar la dirección o posible ruta de desplazamiento.

Existen dos campos para explorar el procesamiento de señal en radares y están relacionados con las técnicas de procesamiento analógico y las técnicas de procesamiento digital. Las primeras indican aquellas técnicas empleadas para la generación de la señal y la recuperación de la señal recibida a partir de filtrado. Este tipo de técnica se usa en muchos radares existentes y en los nuevos radares que no requieran muchas exigencias [14]. En el caso del procesamiento digital de señales de radar se encuentra su aplicación también en la generación de las formas de onda, en el procesamiento de la señal recibida al convertirla en componentes de fase y cuadratura I/Q en radares coherente, hasta en el desarrollo de software para encontrar respuesta al impulso mediante correlación de señal [14]. Esta misma fuente indica que muchas de las técnicas analógicas están limitadas en cuanto a estabilidad, precisión y flexibilidad (especialmente en radares coherentes de múltiples funciones).

Dado que el propósito que se espera de este trabajo de grado es indicar el rango o distancia entre un sistema radar con el objeto y dado que el método de pulsos es el más empleado para este propósito según [15], vamos a dar una breve mirada al concepto fundamental de detección de señal en radares y al radar de pulsos.

Tomando el principio de funcionamiento de los sistemas de radar en donde se transmite una señal y esta al ser reflejada en un objeto/obstáculo se recibe en la antena receptora como un eco de la señal transmitida, el proceso de detección de señal esta en identificar que la señal eco corresponde a la señal transmitida además de identificar si esta señal recibida esta por arriba de un nivel de umbral determinado por el sistema. Básicamente la señal eco es recibida a través de un filtro acoplado y el análisis de respuesta en frecuencia del sistema nos indica si la señal corresponde o no a la de un objeto que la refleja. Para aplicar este análisis se requiere de realizar procedimientos empleados en el estudio de las transformadas de Fourier y correlación entre señales [20] [21] [22]. Además como la señal eco debe ser identificada por encima de un nivel de umbral que generalmente debe ser mayor al ruido de fondo del entorno al objeto y debe ser identificable de las señales de retorno no deseadas se dice que “el ruido de fondo y la señal de retorno tienen propiedades aleatorias por lo que la detección cumple como un proceso estadístico” [14], las técnicas para el análisis de este tipo de proceso en sistema de radar las podemos encontrar en [13], [20], [21], [23], [24].

Generalmente “los radares son de dos tipos: los de onda continua (CW de inglés, *continuous wave*) y los pulsados. Un radar CW transmite continuamente y simultáneamente escucha los ecos reflejados. Por otro lado, un radar de pulsos transmite las ondas de radio intermitentemente en pequeños tiempos (pulsos) y solo escucha los ecos reflejados entre

cada transmisión” [16].

Normalmente el pulso es una señal de radiofrecuencia que tiene una duración conocida como ancho de pulso y la frecuencia de repetición se determina con el tiempo que hay entre cada transmisión de señal. Este pulso puede ser una señal de onda continua o unas señales previamente moduladas en frecuencia que al ser reflejadas por el objeto se propagan hacia el receptor del radar que identifica los parámetros de la forma de onda recibida para determinar la información requerida del sistema radar.

En el caso de la medición de distancia o RANGO característica principal de un radar convencional, el sistema de procesamiento del radar debe tener la capacidad para medir el tiempo que dura la señal en propagarse hasta el objetivo y regresar al sistema radar [13] [21]. Para esto se debe conocer la constante de propagación de la señal en el medio en que se utilice el radar. En el caso de espacio libre se toma la constante de propagación de la luz y el rango se puede determinar con la siguiente ecuación simple tomada de [20] [21]:

$$R = (1/2)ct \quad (1.1)$$

En donde  $R$  es la distancia del objeto/obstáculo al radar. Como la medición se debe realizar antes de la transmisión de siguiente pulso, el rango máximo que se puede medir sin presentar problema -  $R_{un}$  - se calcularía reemplazando en la ecuación 1.1 el tiempo de recepción del eco por el tiempo de repetición  $T_s$  del tren de pulsos. Una representación de los tiempos de este proceso se puede observar en la Figura 1.6.

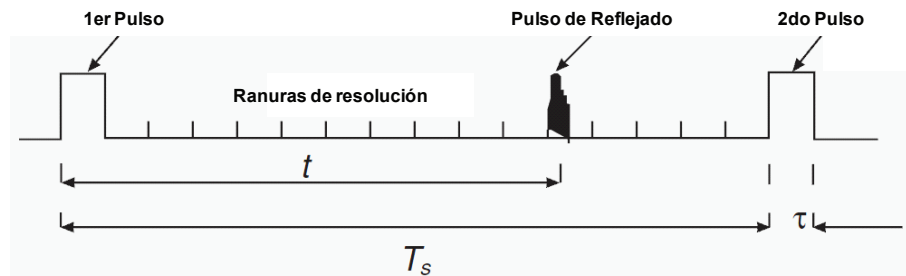


Figura 1.6: Estimación del RANGO con pulsos.  
Tomado de [21]

Para analizar desde el punto de vista del procesamiento de señal el funcionamiento de RADAR, el presente documento se divide en los siguientes apartes:

- Generación de Señal
- Recepción y Detección

- Análisis de Complejidad
- Diseño de la propuesta (diseño del prototipo)
- Análisis de Resultados

En el capítulo 2 se va a tratar el tema de cómo se genera la señal de radar, los tipos de formas de ondas y de pulsos que se pueden conformar, con su respectiva definición matemática. Posteriormente, se presenta el capítulo 3 que aborda el tema de detección de la señal de eco, en donde se presentan las dos etapas principales en el sistema de recepción de señales de radar, que corresponden a el cálculo de la respuesta al impulso del sistema o cálculo del retardo de fase de la señal recibida comparada con la señal transmitida, y posteriormente el proceso de determinar si dichos retardos corresponden o no a uno o una serie de objetos que están reflejando la señal de radio irradiada. Cabe destacar que el procesamiento de señal para cierto tipo de aplicaciones requiere una serie de cálculos complejos, que impactan directamente en la construcción del sistema de radar, y para ello es necesario analizar el problema de complejidad de los algoritmos que se van a implementar, por lo tanto en el capítulo 4 se aborda este asunto. Para realizar el diseño del prototipo, en el capítulo 5 se presenta una serie de recomendaciones y arquitecturas básicas para implementar un prototipo de radar que detecte bajo condiciones de laboratorio la distancia de un objeto estático, en donde se especifican las características de *hardware* y *software* requeridas para tal fin. Finalmente se presentan los análisis de resultados de la presente investigación en el capítulo 6 junto con una serie de conclusiones y recomendaciones en el capítulo 7.



# Capítulo 2

## Generación de señal

Existen muchos métodos para la generación de señales de radar de las cuales involucra señales de onda continua, moduladas en frecuencia y pulsadas. Cada una de ellas puede ser más apropiada que otras, dependiendo del tipo de función de sistema radar. En cada uno de los casos, la transmisión de estas señales permiten que independiente de las condiciones ambientales o del medio, el receptor pueda detectar el eco proveniente del objeto, estimar el rango y determinar otros parámetros que caracterizan el tipo de radar.

Las señales de onda continua para radar requieren de un análisis del efecto *doppler*, lo que permite obtener el parámetro de la velocidad del objeto, así como también permite determinar el rango del mismo. Esto indica que la generación de este tipo de señal y sus técnicas son apropiadas para casos con objetos en movimiento. En el caso específico de las señales moduladas en frecuencia se encuentra que solo es apropiada para objetos con movimiento pero de velocidad muy baja. En cualquiera de los casos, los sistemas de radar con generación de señal de onda continua sean moduladas o no, requerirán de la utilización de una antena para la transmisión y otra para la recepción. (no pueden ser mono-estáticos)

Los sistemas de radar que usan ondas pulsadas, u otro tipo de señales que se puedan generar a tramos o intervalos, pueden funcionar con una única antena que realiza las funciones de transmisión y recepción. Durante el periodo de existencia del pulso, el sistema de radar conmuta el sistema de generación de la señal a la antena, por lo cual se genera una emisión de la señal y el sistema de recepción se encuentra desacoplado de la antena, por lo tanto no hay señal en el sistema de recepción, una vez finaliza el periodo de transmisión, se conmuta el sistema de antena al receptor, en donde se espera capturar el eco de la señal durante un ciclo útil de lectura de datos. Otro factor a considerar dentro de la arquitectura del sistema de radar, es el tipo de implementación, si es analógico o digital, para desarrollos de alta potencia, y sistemas mono estáticos, las etapas son analógicas, se emplean elementos generalmente pasivos, y requieren un alto grado de dificultad, dado que se debe realizar acoples de impedancias lo más eficientemente posibles. En las etapas de baja potencia, hoy en día se suele manejar sistemas digitales, generalmente con *hardware* reconfigurable

digitalmente por *software*. Solo nos enfocaremos en la utilización del método de transmisión de pulsos mediante dispositivos de *hardware* digital por medio de lógica reconfigurable (para implementar con DSPs y FPGAs).

## 2.1. Parámetros básicos de la señal pulsada

La señal pulsada como se muestra en la figura 2.1 representan máscaras de forma rectangulares que esta dada por:

$$f(t) = \begin{cases} +1 & |t| < \tau/2 \\ 0 & \tau/2 \leq |t| < T - \tau/2 \end{cases} \quad (2.1)$$

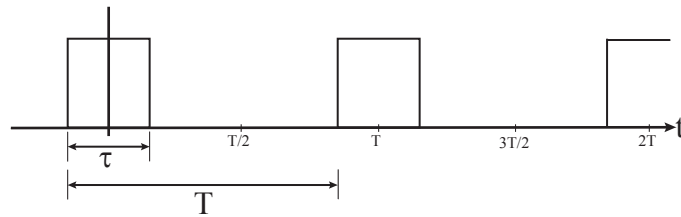


Figura 2.1: Tren de pulsos rectangulares

Donde,  $\tau$  es el ancho del pulso y  $T$  es el periodo o tiempo de repetición del pulso que define la frecuencia de repetición del pulso,  $PRF = 1/T$  (*Pulse Repetition Frequency*). Parámetros fundamentales en la forma de onda del radar. Según [14] “la forma de onda de un radar determina en gran medida, el tipo y calidad de información del objeto que el radar puede reunir”, entonces estos dos parámetros fundamentales nos pueden suministrar características del sistema de radar como la resolución del sistemas y el rango máximo de operación:

### 2.1.1. Rango de un Radar

Se conoce como Rango de un radar a la distancia máxima a la cual se puede detectar un objeto, el rango máximo está limitado por la distancia (el tiempo) entre dos pulsos consecutivos, ya que dentro de este intervalo solo se pueden detectar las reflexiones o ecos de la señal en el receptor, por lo tanto la distancia máxima está dada por la ecuación:

$$R_{un} = (1/2)cT \quad (2.2)$$

Donde,  $R_{un}$  representa el rango máximo sin equivocación (*maximum unambiguous range*[21])[20], los ecos de objetos a una distancia mayor a la dada por este parámetro,

pueden ser vistos como ecos en los tiempos de escucha de pulsos posteriores pero que pueden ser descartados por un umbral dada la atenuación de los mismos por causas de la propagación de la señal.  $c$  es la velocidad de la luz ( $300 \times 10^6 \text{ m/s}$ ) y  $T$  el tiempo de repetición de los pulsos que también es conocido en la literatura como PRI (*Pulsed Repetition Interval*)

Otro parámetro que se deduce de las ecuaciones 1.1 y 2.2 y las figuras 1.6 y 2.1 es el rango mínimo teórico,  $R_{min}$ , el cual define la distancia mínima en la que se puede detectar el objeto, y esta limitada por el ancho de pulso,  $\tau$ , empleado por el sistema de radar. Entre mas cercanos sean los objetos al sensor de radar, en el caso de un radar de pulsos monoestático, el tiempo de transmisión del pulso o ancho de pulso debe ser menor. También se puede encontrar como el campo ciego del radar o  $R_{blind}$

$$R_{min} = (1/2)c\tau \quad (2.3)$$

Entonces, si se tiene un sistema de radar de pulsos con frecuencia  $f_c$ , intervalo de repetición de pulso de  $100\mu\text{s}$  y un ancho de pulso de  $1\mu\text{s}$  se tiene un rango de medición entre 150 metros y 15 Kilómetros.

### 2.1.2. Radar Cross Section

La resolución de *Radar Cross Section* del sistema está dada por la longitud de onda y ancho de banda del pulso que se conforma, es decir, la frecuencia dominante del pulso tiene una longitud de onda  $\lambda$  correspondiente, en donde se garantiza que solo se pueden detectar objetos que tengan un tamaño mínimo a  $2,5\lambda$ .

Las ondas de radiofrecuencia pueden ser reflejadas (sea reflexión directa ó difusa) por superficies metálicas o cuerpos de agua, pero si la longitud de onda es mayor a la del objeto/obstaculo de estudio, esta señales pueden bordearlo y seguir su propagación sin producir reflexión significativa de la señal. Este parámetro es conocido como el area efectiva atribuida al objeto/obstáculo que permite la reflexión de la señal [13] y se puede expresar en  $m^2$ . En la actualidad, existe interés en estudiar diferentes tipos de materiales, superficies y diseños geométricos para disminuir el area efectiva de reflexión de una aeronave. Esto significa que una aeronave de tamaño considerable con un RCS muy bajo, puede pasar como un objeto muy pequeño para el radar y por tanto la energía de la señal reflejada no es suficiente para permitir su detección.

En la sesión 23.3 “*Radar Cross Section*” de [25], se describe los efectos que producen el RCS, factores que influyen el RCS y algunos valores de RCS como los expuestos en la tabla 2.1[25]. Para profundizar en el estudio de este paramentro apartir del concepto de la potencia de la señal reflejada (ECO) se recomienda consultar el capitulo 11 de [13]

El RCS de la tabla 2.1 correponden a valores típicos para la parte frontal de diferentes

Tabla 2.1: RCS típicos para aeronaves de combate

Tipo	Envergadura en $m$	Década de encargo	RCS en $m^2$
B 52	56	50/60	100
Blackjack	36	80	15
FB 111	11	60	7
F 4	12	60	4
Mig 21	7,2	60	4
Mig 29	16	80	3
B-1B	24	80	0,75
B 2	52,4	90	0,1
F 117 A	13	80	0,025
F 22	13,6	90	<0,1(?)

aeronaves que entraron en operación entre la década del 50 al 90. Se destaca la disminución del RCS con el pasar de los años y por otro lado, a pesar de la gran envergadura de la aeronave “*Northrop Grumman B-2 Spirit*”, esta presenta una baja visibilidad con un RCS de  $0,1m^2$  entre otras características de su diseño

### 2.1.3. Resolución de paso

La resolución de paso corresponde a la distancia mínima que puede distinguir el radar entre dos objetos distintos, esta resolución depende de la frecuencia de muestreo del sistema, por consiguiente la longitud mínima de resolución de paso de un radar viene dada por la ecuación:

$$\Delta r = (1/2)cT_m \quad (2.4)$$

Donde,  $T_m$  es el tiempo de muestreo utilizado por el sistema de procesamiento de señal de radar y  $\Delta r$  es la resolución de paso. Si observamos la figura 1.6 el tiempo de cada ranura de resolución estará determinado por  $T_m$  y si consideramos dos ecos reflejados por dos objetos diferentes con tiempos  $t_1$  y  $t_2$  respectivamente y que están localizados en ranuras consecutivas, la distancia entre ellos es:

$$\Delta r = R(t_2) - R(t_1) = (1/2)ct_2 - (1/2)ct_1 = (1/2)c(t_2 - t_1) = (1/2)cT_m$$

Donde  $R(t_1)$  y  $R(t_2)$  son el rango de cada objeto respectivamente. El resultado equivalente corresponde a la ecuación

La importancia del parámetro  $\Delta r$  tiene relevancia para especificar la precisión del radar ya que una resolución de paso muy pequeña en comparación con el tamaño del objeto a

detectar, permitiría identificar una serie de impulso o muestras de señal provenientes del mismo objeto conformando una señal que diferencie un objeto de otro, esta característica resulta de interés según la aplicación de radar a emplear, por ejemplo, identificación de objetivo o enemigo y el reconocimiento del terreno. Los diferentes ecos que se pueden identificar como uno solo o multiples deben su ocurrencia las características de forma y superficies de reflexión del objeto lo cual puede considerarse como una firma del objeto en el radar. Por otro lado, en el caso de una resolución de paso mayor las múltiples reflexiones del objeto se reciben como un único eco y con esto es posible la detección y estimación del tamaño pero difícilmente la identificación del mismo. Esta idea se resume en la figura 2.2, en el caso a)  $\Delta r > L$  siendo  $L$  la longitud del objeto, el sistema tiene baja resolución y, en el caso b)  $\Delta r < L$  se tiene una alta resolución de paso.

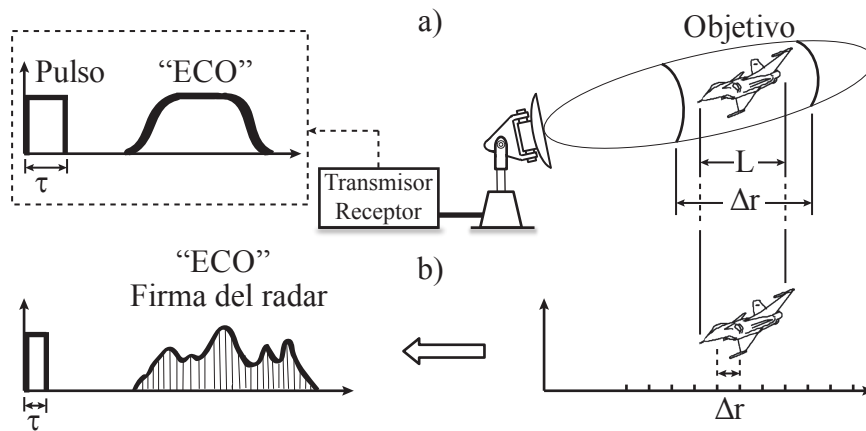


Figura 2.2: Importancia de la resolución de paso en un sistema radar

### Ejemplo 2.1:

Para dos sistemas de procesamiento de señales de radar para medir un rango máximo unívoco de 100 kilómetros y 100 metros respectivamente y, con frecuencia RF del pulso transmitido y frecuencia de muestreo del sistema en cada uno de ellos de: (1) 300 MHz, 1 GHz y (2) 2.4 GHz, 5 GHz respectivamente. Encontrar los parámetros que caracterizan la señal de pulso como el rango mínimo, la resolución de paso y el tamaño mínimo para un objeto/obstaculo.

La solución se encuentra despejando variables de las relaciones básicas  $f = 1/T$ ,  $f = c/\lambda$ , las ecuaciones 2.2, 2.3, 2.1.3 y asumiendo que el ancho de pulso en cada caso es 10 veces el periodo de la señal de RF, podemos ver los resultados para cada caso en la tabla 2.2

De la tabla 2.2 se puede observar que al trabajar con mayores frecuencias de muestreo,

Tabla 2.2: Resultados del ejemplo 2.1

Datos dados	Sistema 1	Sistema 2
$f_c$	300 MHz	2,4 GHz
$R_{un}$	100 km	100 m
$f_m$	1 GHz	5 GHz

Parámetros hallados	Sistema 1	Sistema 2
$\lambda$	1 m	0,125 m
$T_m$	1 ns	0,2 ns
$T_c$	3,3333 ns	0,41667 ns
$T = 2 R_{un}/c$	0,667 ms	0,666667 $\mu$ s
$PRF$	1.5 kHz	1.5 MHz
Tamaño mínimo del objeto (RCS)	2,5 m	0,3125 m
$n$	3,333	2,083
$\tau = 10 T_c$	33,333 ns	4,1667 ns
$R_{min}$	5 m	0,625 m
$\Delta r$	0,15 m	0,03 m

el valor del tamaño de paso disminuye y la resolución de paso mejora. Este parámetro debe ser concertado dependiendo del tamaño de los objetivos a detectar ya que si son muy grandes un valor de resolución de paso muy pequeño serviría para la identificación del objeto empleando la firma del radar, pero si el sistema busca detectar e indicar la presencia de un objeto a determinada distancia, puede que un valor mayor en la resolución de paso sea suficiente. La frecuencia de muestreo y la resolución de paso son de gran importancia al momento del diseño del sistema de radar ya que impactara sobre la elección del hardware y software del sistema y sobre todo en la complejidad computacional al momento de la implementación. A mayor frecuencia de muestreo, mayor serán los recursos computacionales requeridos, como se vera en el capítulo 4. Por otro lado, Si el ancho de pulso se hace angosto, el rango mínimo es menor y por tanto la zona ciega del radar disminuye. Esto puede ser muy bueno para radares que cubren pequeñas distancias como el sistema 2 supuesto en el ejemplo, pero en el caso de sistema 1 puede representar un compromiso en la potencia para poder cumplir con la especificación del rango máximo dado que la potencia de un tren pulsado es proporcional al ancho de pulso.

## 2.2. Tipos de pulsos

Como se ha indicado las forma de onda pulsada permite y son apropiadas para la medición del Rango de un objeto, esto porque este tipo de señal concentra una energía

en un tiempo determinado muy pequeño en comparación con su tiempo de repetición y en la medida que este tiempo sea mas pequeño la energía pico es mayor. Esto favorece la propagación de la onda y la generación de multiples componentes espectrales que se propagaran y retornaran al receptor en forma de eco al ser reflejadas por el objeto. Es así que una función generalizada con el impulso seria una función de análisis ideal, pero impráctica para su implementación y es por eso, que se pueden recurrir a otras formas de pulsos que se aproximen, ya que su forma no resultaría importante si la secuencia de la señal mostrada en 2.1 satisface lo siguiente: Que la señal “describa una función que se hace infinitamente alta e infinitamente estrecha de manera que el área comprendida sea constante (unitaria)” [26], es decir, se puede usar varios tipos de pulso que respeten la ventana rectangular descrita en 2.1

### 2.2.1. Pulso de onda continua

Un pulso de onda continua ideal se representa como:

$$f(t) = \begin{cases} \cos(\omega_c t) & |t| < \tau/2 \\ 0 & \tau/2 \leq |t| < T - \tau/2 \end{cases} \quad (2.5)$$

La forma de onda representada por la ecuación 2.5 se observa en la figura 2.3 y se puede generar mediante el diagrama presentado en la figura 2.4 o el siguiente código:

```
a=0.5; %ancho de pulso/2
fc=10; tp=1/(100*fc);
t=-1:tp:1; %tiempo de paso tp=1/(100*fc);
x(1:length(t))=0;
y=sin(2*pi*(fc)*t); %frecuencia de la señal de CW es fc;
x(ceil((length(t)/2)-a/tp):ceil((length(t)/2)+a/tp))
  = y(ceil((length(t)/2)-a/tp):ceil((length(t)/2)+a/tp));
plot(t,x)
```

En el código se genera la señal senosoidal y es igual al vector “x” con una mascara que actúa como un conmutador activo durante el intervalo de tiempo definido por “a” que representa a  $\tau/2$

Para este tipo de señal tenemos dos parámetros que definen la potencia de la señal. El primero, corresponde a la potencia pico de la señal ( $P_{pk}$ ) hace referencia a la potencia del pulso individual, si los pulsos son rectangulares la potencia pico es simplemente la potencia pico de la señal de CW no modulada. El segundo, corresponde a la potencia promedio ( $P_{AVG}$ ) y hace referencia a la potencia pico del pulso promedio sobre un periodo de la señal pulsada. En pulsos rectangulares la potencia promedio se expresa como:

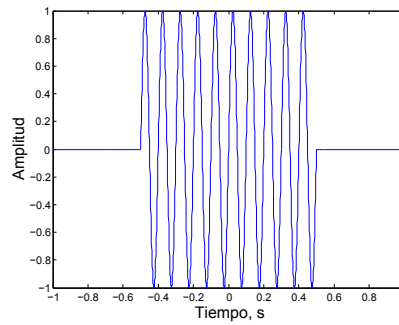


Figura 2.3: Pulso de onda Continua

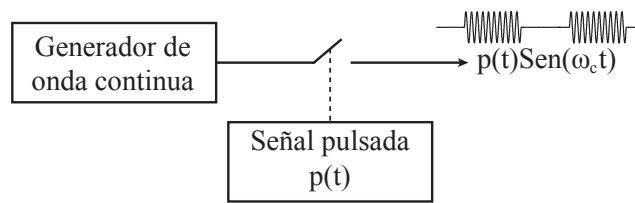


Figura 2.4: Diagrama Pulso de onda Continua

$$P_{AVG} = P_{pk} \times \frac{\tau}{T} \quad (2.6)$$

Donde,  $\tau/T$  es el ciclo de trabajo de la señal pulsada. Estos parámetros se observan en la figura 2.5

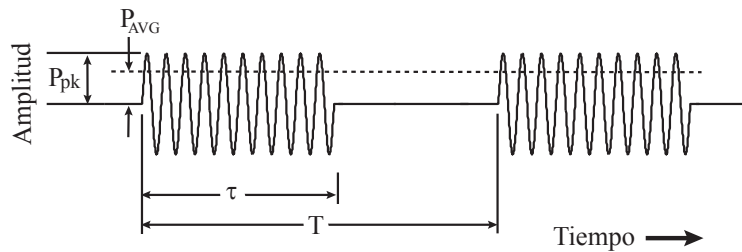


Figura 2.5: Potencia en pulsos rectangulares

### 2.2.2. Pulso chirp

Una señal tipo *chirp* corresponde a una señal sinusoidal que varía su frecuencia de oscilación en la medida que el tiempo se incrementa o viceversa. Se puede generar empleando la técnica de modulación en frecuencia de frecuencia y para satisfacer la máscara de la



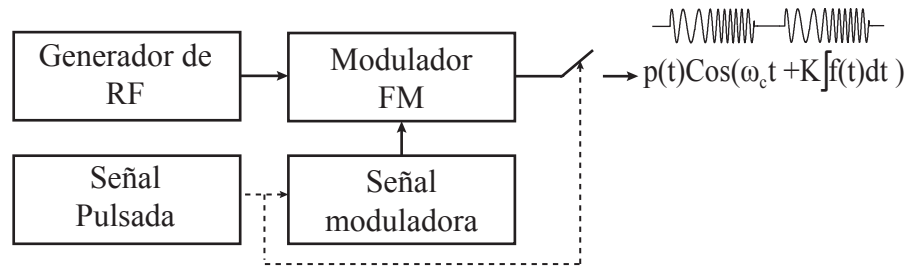


Figura 2.6: Diagrama Pulso CHIRP

ecuación 2.1 y obtener un pulso de RF con variación *chirp* como el de la figura 2.7, se debe truncar la señal hasta el intervalo de tiempo dado por el ancho de pulso  $\tau$ .

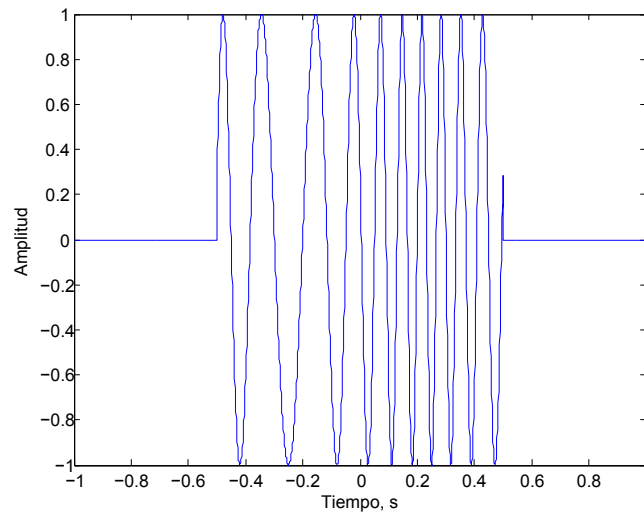


Figura 2.7: Pulso CHIRP

Esta forma de onda se puede generar mediante el diagrama de la figura 2.6 o empleando el siguiente código:

```
a=0.4; %ancho de pulso/2
fc=10; tp=1/(100*fc);
t=-1:tp:1; %tiempo de paso tp=1/(100*fc);
x(1:length(t))=0;
y2=cos(2*pi*(fc)*t-5*(2*a)*cos(2*pi*(1/(2*a))*t)); %modulación FM
x(ceil((length(t)/2)-a/tp):ceil((length(t)/2)+a/tp))
    = y2(ceil((length(t)/2)-a/tp):ceil((length(t)/2)+a/tp));
plot(t,x)
```

Este código muestra un método sencillo para generar este tipo de pulso, en donde se empleada una señal moduladora cosenoidal, con frecuencia determinada por el ancho de pulso siendo  $f_m = 1/\tau$  y con índice de modulación  $5\tau$ .

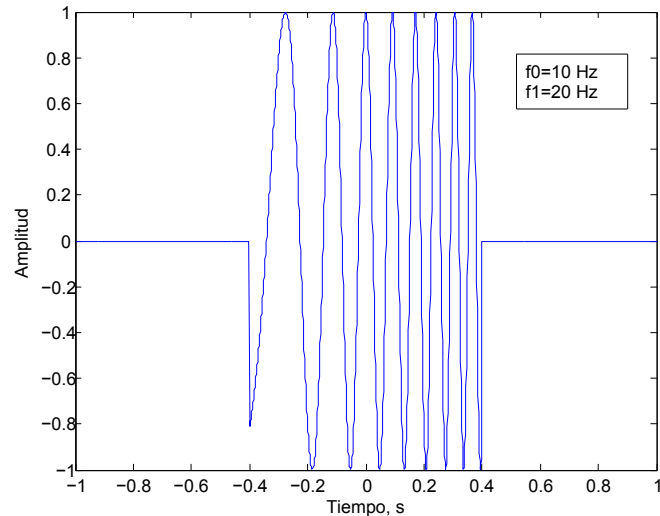


Figura 2.8: Señal CHIRP generada con el comando de matlab

Si se emplea MATLAB, se puede utilizar el comando `chirp(t,f0,t1,f1)`, donde la variable `t`, es el vector de tiempo, `f0`, es la frecuencia de la señal en el tiempo cero y `f1` es la frecuencia final en el tiempo `t1`. La figura 2.8 muestra la señal de pulso empleando esta comando en el siguiente código:

```
y = chirp(t,10,0.5,20);
x=zeros(1,length(t));
j=ceil(length(t)/2-a/tp);
for i=ceil(length(t)/2-a/tp):ceil(length(t)/2+a/tp-1);
    x(1,i)=y(j);
    j=j+1;
end
figure, plot(t,x)
```

### 2.2.3. Pulso gaussiano

Un pulso gaussiano básico esta definido por la función  $f(t) = e^{-t^2}$  y su representación gráfica se observa en la figura 2.9. Esta forma de onda puede ser utilizada para modular en amplitud una señal de radiofrecuencia y obtener un pulso de RF gaussiano como se observa en la figura 2.10, o en sistemas de procesamiento de señales mediante la utilización

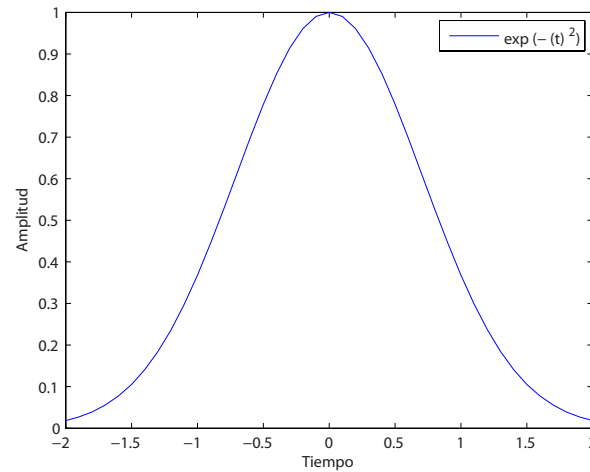


Figura 2.9: Pulso gaussiano

de algoritmos y funciones definidas por el software del procesador.

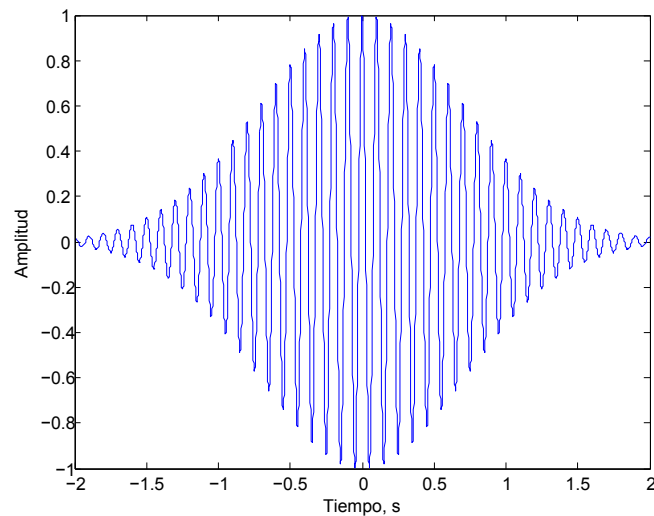


Figura 2.10: Pulso gaussiano modulado por una sinusoidal

Generar un pulso gaussiano como la figura 2.9 mediante código no es complejo. Primero se debe generar un vector tiempo y luego se evalúa la función de la forma de onda deseada como se muestra a continuación:

```
t=-2:0.1:2;  
Pg=exp(-(t).^2);
```

```
plot(t,Pg)
```

Para ajustar el ancho de pulso o forma de la envolvente de la señal gaussiana se introduce en su función la variable  $a$ , así:  $f(t) = e^{-at^2}$ . Donde,  $a > 1$  para pulsos más angostos y  $a < 1$  para pulsos más anchos, como se observa en la figura 2.11

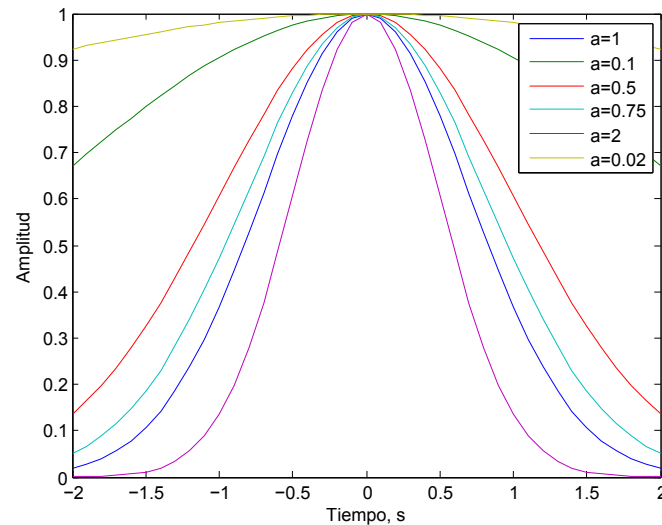


Figura 2.11: Variación de “a” en el pulso gaussiano básico

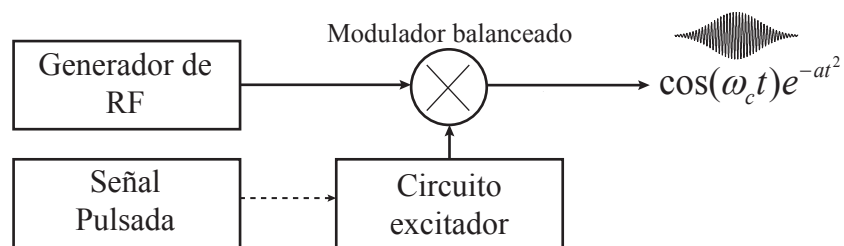


Figura 2.12: Diagrama en bloque para la generación de un pulso gaussiano de RF

El pulso gaussiano de RF mostrado en la figura 2.10 se puede implementar siguiendo el diagrama de la figura 2.12 o empleando el código a continuación:

```
t=-2:0.001:2;
y=cos(2*pi*(10)*t);
```

```
Pg=exp(-(t).^2);
PgRF=Pg.*y;
figure, plot(t,PgRF)
```

Otra alternativa, es generar la señal empleando el comando `gauspuls` de MATLAB, el cual realiza directamente la modulación de un pulso gaussiano con una sinusoidal:

```
yi = gauspuls(t,fc,bw)
```

Donde,  $t$ , es el vector de tiempo,  $f_c$ , representa la frecuencia portadora de la señal de RF y  $bw$ , es el ancho de banda fraccional del pulso. El ancho de banda fraccional es el ancho de banda del pulso dividido por la frecuencia central de la señal de RF como se muestra en la ecuación 2.7 y el código a continuación:

$$bw = BW/f_c \quad y \quad BW = 2(1/\tau) \quad (2.7)$$

```
t=-2:0.001:2;
yi = gauspuls(t,10,0.05);
figure, plot(t,yi)
```

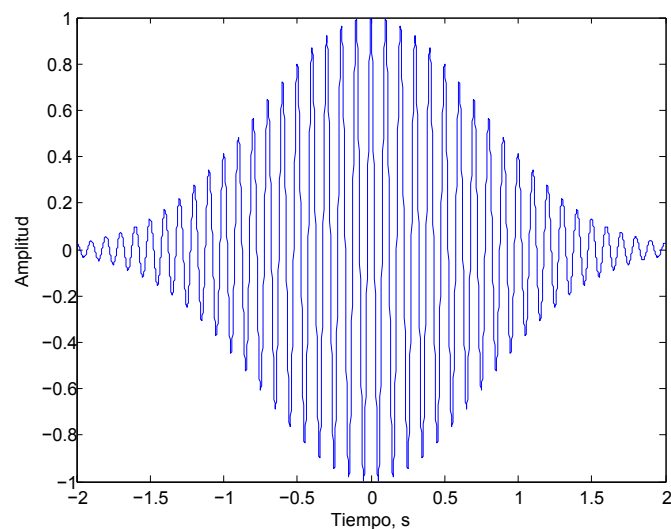


Figura 2.13: Pulso gaussiano con el comando de matlab

Se puede observar que las figuras 2.10 y 2.13 se corresponden entre si. Con esto para fines prácticos se trabajara con el comando “`gauspuls`”

# Capítulo 3

## Recepción de señal

El proceso de recepción de señal siguiendo el modelo de la figura 1.4 y 1.6, ocurre en el intervalo de silencio entre los pulsos de transmisión. En este intervalo de tiempo el sistema de recepción recibe diferentes tipos de señales que se pueden clasificar en dos tipos: El primer tipo de señal, corresponde a la señales reflejadas por uno o varios objetos/obstáculos y, el segundo tipo de señales, corresponde a aquellas reflexiones que retornan provenientes del ambiente en que se encuentra el sensor de radar, además del ruido y las posibles interferencias. Las del segundo tipo se pueden dar a conocer como el *clutter* del sistema. Dado que en el sistema de radar, la señal transmitida es un patron conocido y, las señales de retorno representan la respuesta del sistema como se indica en la figura 3.1. Se puede realizar el calculo de la respuesta al impulso del sistema,  $h(t)$  ó el calculo de fase de las dos señales. En esta modelo la respuesta del canal depende de la posición del objeto/obstáculo y de el entorno que afecta las características de la señal de retorno. Conociendo la respuesta al impulso del canal, se espera diferenciar las componentes impulsivas que definen la presencia del objetivo (detección del *TARGET*) de las del posible clutter, para realizar finalmente el calculo del *RANGE* o distancia del objeto.

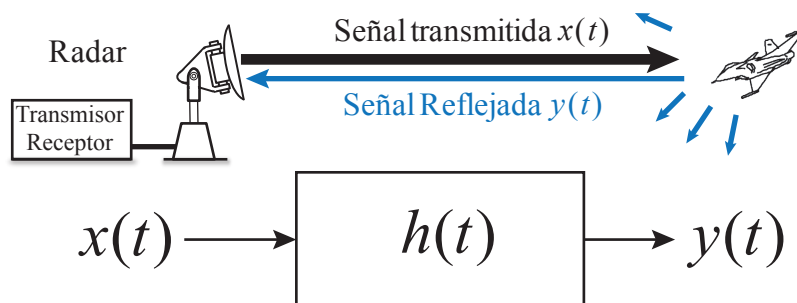


Figura 3.1: Modelo básico del sistema

En la sesión 3.1 se presentan diferentes técnicas para realizar la estimación de canal.

El punto de partida para realizar la estimación es considerar el sistema de radar como un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI, *Lineal Time-Invariant*) dado que la señal recibida se espera sea el ECO de la señal transmitida con las características propias del canal. En un canal ideal, con alta directividad y sin interferencia de señales del entorno y del ruido, la señal recibida sería una versión atenuada y retardada de la señal transmitida. La ecuación 3.1 representa la respuesta de la señal recibida  $y(t)$  o eco del sistema en el modelo de la figura 3.1 y su versión discreta esta representado por la suma de convolución en la ecuación 3.2. Para efectos de análisis de los tipos de estimadores de canal, se considera la señal recibida como el resultado de evaluar la ecuación 3.2 entre  $x(n)$  y  $h(n)$ , donde la secuencia  $x(n)$  que contiene las muestras de la señal patrón transmitida y la secuencia  $h(n)$  representa una respuesta impulsiva del canal asumida arbitrariamente. Los estimadores toman la señal recibida en presencia de ruido y realizan los procesos matemáticos para entregar una aproximación del comportamiento del canal que permita en las siguientes etapas detectar el objeto/obstáculo y determinar el rango.

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\lambda)h(t - \lambda)d\lambda \quad (3.1)$$

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n - k) \quad (3.2)$$

En la sesión 3.2 se identifica el clutter del sistema del posible objeto/obstáculo diferenciándolo mediante el uso de un umbral de decisión para que posteriormente empleando técnicas de agrupamiento de datos (*Clustering*) identificar las componentes de la respuesta al impulso del canal que caracterizan el objeto/obstáculo o los posibles objetivos. Finalmente, Identificado el cluster que caracteriza el *TARGET*, la sesión 3.3 muestra el proceso de estimación del RANGO.

### 3.1. Estimación de canal

Para caracterizar el comportamiento de la señal reflejada, conociendo la información de la señal transmitida (que corresponde al pulso descrito en el capítulo anterior), se realiza una estimación de canal, para realizar la clasificación de los estimadores en sistemas de radar, se tiene en cuenta las características de los parámetros empleados, es decir, los parámetros pueden ser valores conocidos, (pulso enviado y señal recibida en la antena), los valores desconocidos (los objetos y el clutter del ambiente en donde se refleja la señal de radar) y los parámetros aleatorios, como el ruido y fenómenos de dispersión y desvanecimiento. De los esquemas se consideran las siguientes técnicas para estimar señales de radar:

- Estimación de Canal Lineal

- Estimación de Canal por Correlaciones
- Estimación de Canal por filtros sintonizados

### 3.1.1. Estimación de Canal Lineal

Es el esquema de estimación de canal más empleado en la literatura, es el más apropiado para estimar parámetros en los sistemas de comunicaciones, en [27] y [28] se pueden explorar ampliamente sus fundamentos y propiedades. En resumen las cantidades desconocidas que se desean estimar se representan por  $\theta$  y se relacionan con los parámetros medidos así:

$$\mathbf{Z}(\mathbf{k}) = \mathbf{H}(\mathbf{k})\theta + \mathbf{V}(\mathbf{k}) \quad (3.3)$$

Donde  $\mathbf{Z}(\mathbf{k})$  es el vector de medidas de dimensiones  $N \times 1$ ,  $\theta$  es el parámetro a estimar de dimensiones  $n \times 1$ ,  $\mathbf{H}(\mathbf{k})$  es la matriz de observación y tiene dimensiones  $N \times n$ , y  $\mathbf{V}(\mathbf{k})$  es el vector de ruido medido de dimensiones  $N \times 1$ . El índice  $k$  denota el hecho de que (3.3) se construye como una combinación lineal de las medidas en instantes de tiempos anteriores al actual.

Dependiendo del tipo de aplicación del cual se desea obtener la estimación del parámetro  $\theta$ , se han establecido varias técnicas para determinar la respuesta al impulso de un canal a partir de las medidas obtenidas en el receptor en el vector  $\mathbf{Z}(\mathbf{k})$  y el conocimiento *a priori* en  $\mathbf{H}(\mathbf{k})$ .

Asumiendo que  $\theta$  contiene  $n$  parámetros y  $\mathbf{Z}(\mathbf{k})$  contiene  $N$  medidas, y garantizamos la estabilidad del sistema para resolver (3.4) para  $\theta$  tenemos que:

$$\theta = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{k})\mathbf{Z}(\mathbf{k}) - \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{k})\mathbf{V}(\mathbf{k}) \quad (3.4)$$

A partir de esta solución, se pueden tener dos alternativas, la primera consiste en despreciar el valor del ruido medido  $\mathbf{V}(\mathbf{k})$ , lo cual nos origina las soluciones conocidas como estimadores *Least Square Error* LSE, la segunda alternativa que se considera, es determinar o modelar cuál es el valor del ruido  $\mathbf{V}(\mathbf{k})$ , sin embargo como es un proceso aleatorio, no es posible tener un valor exacto de su valor, sino una descripción estadística de él. Para ello se usan una serie de técnicas que dan origen a las soluciones que minimizan el error conocidos comúnmente como estimadores (*Mean Square Error*) MSE

#### Estimador LSE:

Al solucionar la ecuación (3.4) se obtiene la solución del estimador *Least Square Error* en (3.5) cuando el valor del ruido  $\mathbf{V}(\mathbf{k})$  se desprecia así (para ver mayor detalle en las deducciones y fundamentación teórica referirse a los documentos [27], [28]):



$$\hat{\theta}_{\text{LS}} = [\mathbf{H}'(\mathbf{k})\mathbf{H}(\mathbf{k})]^{-1} \mathbf{H}'(\mathbf{k})\mathbf{Z}(\mathbf{k}) \quad (3.5)$$

donde  $\mathbf{H}(\mathbf{k})$  es la matriz de parámetros  $\mathbf{u}(\mathbf{k})$  y  $\mathbf{Z}(\mathbf{k})$  son las medidas tomadas en el receptor (señal de radar reflejada).  $\hat{\theta}_{\text{LS}}$  se define como la estimación de  $h(k)$  la respuesta al impulso del canal, y  $\tilde{\theta}_{\text{LS}}(\mathbf{k}) = \theta(\mathbf{k}) - \hat{\theta}_{\text{LS}}(\mathbf{k})$  es el error de estimación.

El canal estimado  $h(k)$  de  $\hat{\theta}_{\text{LS}}$  requiere ciertos criterios de estabilidad, es necesario que el número de  $n$  elementos estimados sea menor que el número de muestras disponibles  $N$ , es decir  $N > n$ , igualmente se debe garantizar el que el número de muestras de  $N$ , cubra en el dominio del tiempo un tiempo mayor al  $\tau_{\text{RMS}}$  del canal.

### Estimador MSE:

Nuevamente si asumimos el mismo modelo de estimación lineal definido por (3.4) y describiendo de manera estadística el comportamiento del ruido, se puede demostrar que usando el principio de ortogonalidad lineal y el principio de minimización del error se puede deducir una estimación **MSE** de acuerdo con [27] así:

$$\hat{h}_{\text{MSE}}[k] = \mathbf{R}_{\text{HY}}[k]\mathbf{R}_{\text{YY}}^{-1}[k]\mathbf{Y}[k] \quad (3.6)$$

Donde

$$\mathbf{R}_{\text{HY}}[k] = E\{\mathbf{H}[k]\mathbf{Y}^H[k]\} = \mathbf{R}_{\text{HH}}[k]\mathbf{U}^H[k] \quad (3.7)$$

$$\mathbf{R}_{\text{YY}}[k] = E\{\mathbf{Y}[k]\mathbf{Y}^H[k]\} = \mathbf{U}[k]\mathbf{R}_{\text{HH}}[k]\mathbf{U}^H[k] + \sigma_k^2\mathbf{I}[k] \quad (3.8)$$

Donde  $\hat{h}_{\text{MSE}}[k]$  es el canal estimado,  $\mathbf{R}_{\text{HH}}[k]$  es la matriz de autocovarianza del canal,  $\mathbf{U}[k]$  es el conocimiento *a priori*, es decir, el pulso de radar enviado al medio de transmisión,  $\mathbf{I}[k]$  es la matriz identidad y  $\sigma_k^2$  es la varianza del ruido, el término  $\sigma_k^2\mathbf{I}[k]$  representa el comportamiento estadístico del ruido.

El valor de  $\mathbf{R}_{\text{HH}}[k]$  y  $\sigma_k^2$  son parámetros desconocidos, en una estimación realista se deben deducir de las medidas hechas en el receptor.

### 3.1.2. Estimación de Canal por Correlaciones

La estimación por correlación busca identificar la correspondencia entre las señales transmitida y recibida (eco) del sistema. Dado que la señal transmitida es conocida y la señal eco se puede conocer por el sensor de radar. El proceso de comparación de estas señales se espera obtener una respuesta que caracterice o estime la respuesta al impulso de canal.

La correlación es una operación similar a la convolución. Esto supone ir desplazado una de las señales retarda de la otra y buscando el area bajo el producto que resulta. Diferente a la convolución en donde la señal desplazada es invertida o reflejada. La correlación  $r_{xx}(t)$  de dos dos señales idénticas es llamada **autocorrelación**, mientras que para dos señales diferentes  $x(t)$  y  $y(t)$  se le conoce como **correlación cruzada** (ó *cross-correlation*) y se denota por  $r_{xy}(t)$  o  $r_{yx}(t)$  [29]. Estas dos operaciones se definen como:

$$r_{xx} = x(t) \star x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\lambda)x(\lambda - t)d\lambda \quad (3.9)$$

$$r_{xy} = x(t) \star y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\lambda)y(\lambda - t)d\lambda \quad (3.10)$$

$$r_{yx} = y(t) \star x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(\lambda)x(\lambda - t)d\lambda \quad (3.11)$$

Donde la variable t, es referida frecuentemente como el retardo (en inglés, **lag**).

Desde el punto de vista del procesamiento digital de señales en el capitulo 9 de [30] entrega una revisión detallada de la correlación, importancia y aplicaciones de uso para la detección de señal que se encuentran en presencia de ruido, para la determinación del retardo entre señales, para la determinación de la respuesta al impulso de un sistema sin que se use un impulso y para el diseño de filtros FIR entre otras aplicaciones. Pasando a la definición de correlación, el el autor indica que la correlación, al estar tan relacionada con la convolución, también involucra la misma operación de “suma de productos” que usualmente es implementada por *hardware* y en una instrucción de multiplicación y acumulación (*MAC instruction*) de un DSP. Si las dos señales son de tiempo discreto, la operación de correlación corresponde a multiplicar las dos señales punto a punto y luego sumar los productos. Entonces una señal es desplazada una muestra y el proceso es repetido. El desplazamiento continua (en teoría) hasta que no exista solapamiento entre la señales.[30]. La operación de correlación descrita cruzada entre una señal  $x_1$  y  $x_2$  se puede representar en su forma matemática así:

$$r_{12}(l) = \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n)x_2(n+l) \quad l = 0, 1, \dots, N \quad (3.12)$$

Donde  $N$  es el número de elementos en las señales  $x_1$  y  $x_2$  y,  $l$  es conocida como el retardo (*lag*) o tiempo de desplazamiento.<sup>1</sup> La definición de esta ecuación depende de las amplitudes de las señales que se comparan además de la densidad de muestras y, para librarse del análisis de esta dependencia se recomienda realizar el cálculo de la secuencia de correlación cruzada normalizada (*normalized crosscorrelation sequence*) denotada por  $\rho_{12}$  y se expresa:

---

<sup>1</sup>El autor en [30] indica que el desplazamiento puede ser espacial en vez que temporal y solo depende de la fuente de la señal. A su vez, indica que la ecuación 3.12 en la literatura se puede expresar considerando los “lag” de sustracción y que esto depende de la definición de “lag” tomado por los autores.

$$\rho_{12} = \frac{r_{12}}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} [x_1(n)]^2 \sum_{n=0}^{N-1} [x_2(n)]^2}} \quad (3.13)$$

La ecuación 3.13 varia entre 1 y  $-1$ . Los valores dos señales que son exactamente similares por ejemplo el 100 % de la correlación su valor es 1. En caso contrario, es  $-1$  si las dos señales son exactamente opuestas o en contrafase.

Por otro lado, en [31] se indica que la respuesta al impulso de un sistema lineal puede ser determinado desde la correlación cruzada entre la entrada y la salida del sistema, describiendo el diseño digital de un correlador cruzado y su aplicación para determinar la respuesta al impulso en este tipo de sistemas. Para encontrar la relación que tiene la correlación entren la señal transmitida y recibida en el sistema de radar con la respuesta al impulso del canal, se considera la figura 3.2 y basandose en [31] se puede deducir que:

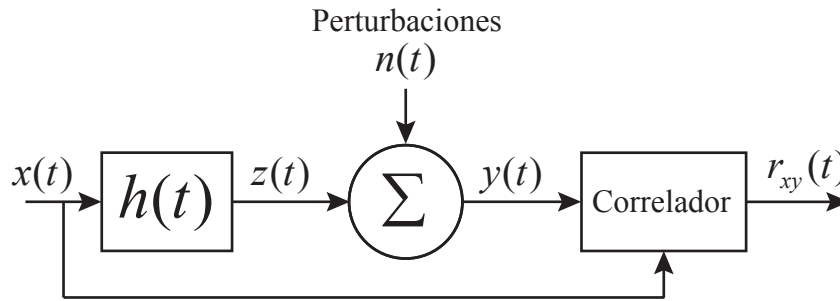


Figura 3.2: Correlación cruzada para un sistema lineal de entrada y salida

$$r_{xy}(t) = x(t) \star y(t) = x(t) \star [z(t) + n(t)] \quad (3.14)$$

$$z(t) = x(t) \star h(t) \quad (3.15)$$

reemplazando 3.15 en 3.14

$$r_{xy}(t) = x(t) \star [x(t) \star h(t) + n(t)] = x(t) \star x(t) \star h(t) + x(t) \star n(t) \quad (3.16)$$

$$r_{xy}(t) = r_{xx}(t) \star h(t) + x(t) \star n(t) \quad (3.17)$$

Si se considera que las señales  $x(t)$  y  $n(t)$  son independientes y presenta un promedio de cero, se puede decir que las dos señales no están correlacionadas, el segundo termino de la ecuación 3.17 debe ser cero y se reduce a:

$$r_{xy}(t) = r_{xx}(t) \star h(t) \quad (3.18)$$

Ahora, si consideramos que la señal de transmisión sea  $k\delta(t)$  se tiene que la relación entre la correlación cruzada y la respuesta al impulso del sistema se aproxima a:

$$r_{xy}(t) = k^2 h(\tau) \quad (3.19)$$

Donde  $k$  es una constante y  $k^2$  es la magnitud de la densidad espectral. Si  $k = 1$  la ecuación 3.19 se reduce a  $r_{xy}(t) = h(\tau)$ . En condiciones prácticas para el sistema de radar básico para la detección del RANGO, se debe considerar:

1. Una señal de RF pulsada con un ancho de pulso estrecho
2. Emplear en el sistema una antena de transmisión directiva para minimizar las posibles perturbaciones del clutter del sistema representados como pequeñas reflexiones de la señal transmitida con el ambiente del radar diferentes a el objetivo.
3. La señal recibida corresponde a las reflexiones de la señal transmitida con la superficie del objeto/obstáculo y que su energía es afectada por el RCS, las características de atenuación del canal y el rango máximo del radar.

Finalmente, se ajustar el método para estimar la respuesta al impulso al pasar la salida de correlación  $r_{xy}(t)$  por un detector de picos<sup>2</sup> y posteriormente por un sistema de decisión (umbral). Las componentes que superen el umbral conformaran la señal de impulsos estimado y se envía al bloque de estimación del clutter en donde se puede identificar las componentes impulsivas que representan los posibles objetivos.

### 3.1.3. Estimación de Canal por Filtro Sintonizado

Uno de los métodos básicos para detectar la señal en un sistema de radar consiste en implementar un bloque de filtrado sintonizado con las características de la señal esperada para su detección. Según [20] una red cuya función de respuesta en frecuencia maximice la relación entre en la salida pico de la señal pico y la media de ruido es conocido como *matched filter* ó filtro sintonizado. Indicando que este criterio o sus equivalentes se emplea en el diseño de casi todos los receptores de radar.

En el capítulo 10 de [20] “*Detection of Radar Signal in Noise*” se encuentra un estudio detallado del comúnmente llamado *matched filter*, conocido como *North filter* o filtro conjugado y se define la función de respuesta en frecuencia de este filtro así:

$$H(f) = G_a S^*(f) e^{-j2\pi f t_1} \quad (3.20)$$

donde,  $S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt$  es el espectro de voltaje (transformada de Fourier) de la señal de entrada,  $S^*(f)$  es el complejo conjugado de  $S(f)$ ,  $t_1$  es un valor fijo de tiempo en que la señal observada llega a ser máxima y  $G_a$  es una constante para la ganancia máxima del filtro (generalmente tomada para ser unitaria).

---

<sup>2</sup>Los picos máximos representan la mayor similitud entre las señal transmitida y la señal recibida en el tiempo de monitoreo del radar

Dado que el espectro de frecuencia de la señal recibida puede ser escrita en términos de su magnitud  $|S(f)|$  y fase  $e^{-j\phi_s(f)}$ , la ecuación 3.20 se puede reescribir en términos de su espectro de magnitud  $|H(f)|$  y su espectro de fase  $e^{-j\phi_m(f)}$ , Ignorando la constante  $G_a$ , así:

$$|H(f)|e^{-j\phi_m(f)} = |S(f)|e^{-j(\phi_s(f)-2\pi ft_1)} \quad (3.21)$$

Ó

$$|H(f)| = |S(f)| \quad \wedge \quad \phi_m(f) = -\phi_s(f) + 2\pi ft_1 \quad (3.22)$$

La magnitud del la respuesta en frecuencia del filtro *matched* es el mismo espectro de magnitud de la señal pero el espectro de fase es negativo con respecto a la señal mas un desplazamiento de fase proporcional a la frecuencia

Aplicando la transformada de Fourier inversa a la función de respuesta en frecuencia, se puede especificar para el filtro *matched* su correspondiente respuesta al impulso así:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (3.23)$$

Físicamente, la respuesta al impulso es la salida del filtro como una función de tiempo cuando la señal de entrada es un impulso (función delta). Sustituyendo 3.20 en 3.23 se obtiene:

$$h(t) = G_a \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f)e^{-j2\pi f(t_1-t)} df \quad (3.24)$$

Dado que  $S^*(f) = S(-f)$  se tiene que:

$$h(t) = G_a \int_{-\infty}^{\infty} S(f)e^{j2\pi f(t_1-t)} df = G_a s(t_1 - t) \quad (3.25)$$

Este resultado es bastante interesante y muestra que la respuesta al impulso para un filtro *matched* es la imagen de la forma de onda de la señal recibida. Por conveniencia, la respuesta al impulso del filtro *matched* es escrita simplemente como  $s(-t)$ .<sup>3</sup>

En [20] también se indica que existe una relación en las respuesta del *matched filter* y la función de correlación descrita en la sección anterior. En [29] se indica que la correlación forma la base para deferentes métodos de detección de señal y de estimación del retardo (normalmente en presencia de ruido). Se plantea el ejemplo de la medición del rango con radar, donde el objetivo es estimar la distancia (o rango,  $R$ ) del objeto/obstáculo como se ilustra en la figura 3.3

---

<sup>3</sup>Para mayor detalle se puede remitir a [20].

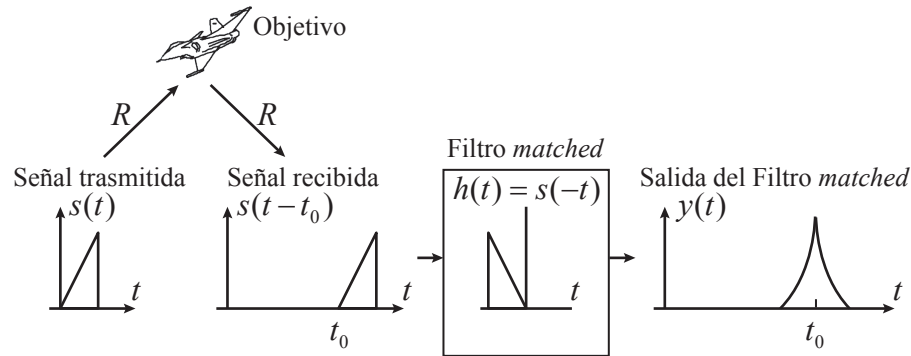


Figura 3.3: Ilustración del concepto del filtrado *matched*  
[29]

Un transmisor de radar transmite una señal  $s(t)$  y la señal reflejada y retardada (el eco)  $s(t - t_0)$  en el receptor es procesada por un bloque de correlación, o filtro *matched*, donde la respuesta al impulso es igualada o sintonizada de la señal para obtener el rango del objeto/obstáculo. De hecho, la respuesta al impulso es elegida como  $h(t) = s(-t)$  tal como se indicó en [20]. Con esto, la respuesta  $y(t)$  a la salida del filtro *matched* es la convolución de la señal recibida (eco) y la señal invertida  $h(t) = s(-t)$  o la correlación de  $s(t - t_0)$  (que es el eco) y la señal transmitida  $s(t)$ . La respuesta alcanza un máximo en  $t = t_0$ , que representa el tiempo de ida y vuelta de la señal y se puede calcular la distancia mediante la ecuación 1.1. Esta estimación del rango no se realiza directamente ya que si considerando que la señal recibida está conformada por la señal reflejada del objeto y perturbaciones como el ruido y el clutter del sistema. La estimación de canal empleando filtro sintonizado, permitirá encontrar los tiempos en donde ocurren máximos en la correlación entre las señales, estos máximos se aproximan a la respuesta al impulso del canal (es transmitida una señal de pulsos estrechos) y son llevados al estimador del clutter en donde se identifican las componentes correspondientes a las reflexiones del objeto /obstáculo.

Por otro lado, emplear el proceso de estimación por correlación o por filtro sintonizado, supone un aumento de la velocidad de procesamiento dada la simplicidad matemática para su implementación en el *software* y *hardware* en aplicaciones que requieran detectar la presencia de objetos, frente a la estimación lineal en donde su uso puede estar más enfocado en aplicaciones, por ejemplo la construcción de imágenes médicas, en donde se requiere mayor información y que puede estar oculta en el retardo, la fase y la amplitud de la respuesta al impulso de la señal recibida. Es por esto, que la estimación lineal puede exigir más procesamiento en *hardware* y difícilmente se pueden hacer aplicaciones en tiempo real dada la complejidad de las operaciones en *software* a desarrollar.

## 3.2. Identificación del Objeto/Obstáculo

La señal recibida por el receptor de radar esta compuesta por los ecos del objeto/obstaculos (o varios) y las perturbaciones del canal que pueden ser principalmente el ruido, la interferencia y el *clutter*. Este último es debido a las características de la superficie y el clima del ambiente del radar. Según la superficie que puede encontrar ecos reflejado de la señal transmitida en la señal recibida bien sea porque son reflejadas por la tierra o el mar. En cuanto al clima, se puede presentar el mismo fenómenos a partir de reflexiones de la señal en bloques de nubes o de lluvia en el area de influencia del radar. Estas perturbaciones, suponen un problema en la identificación del objeto ya que al obtener las respuestas al impulso del sistema de radar no se sabe si las respuestas son del mismo objeto (*Targert*), de varios o debidas a las perturbaciones como el clutter y el ruido.

En la figura 3.4 se observa una traza del canal estimado en tiempo discreto a partir de la señal recibida y considerando una señal de pulsos de RF estrechos como señal de radar. En esta se observa una serie de respuestas impulsivas que representa las reflexiones con el objeto, el ambiente y el ruido del canal. Las componentes marcadas con los valores 1, 2 y 3 se puede considerar como componentes que representan tres posibles objetos siempre que estas estén en tiempo considerablemente lejanos entres si o como componentes que caracterizan la firma del radar para el objeto especifico si están razonablemente cercana entres si. Caso contrario, si la componente numero 3 de la figura 3.4 no corresponda a un objeto, hace referencia a una falsa alarma bien sea, debido al clutter o, al ruido del canal. En [32] se muestra que en un sistema de radar para detectar aviones las antenas están direccionaban hacia el cielo en dirección del posible objeto y los niveles de señal recibida de las reflexiones de señal con la tierra (*clutter*) son muy bajas. En estas condiciones se puede asumir los efectos del clutter dentro del ruido de canal y en caso contrario adoptar modelos analíticos que describan el *clutter* como los citados por [17]<sup>4</sup> según la aplicación del radar objeto de estudio. En nuestro caso, los efectos de clutter se minimizan mediante un detector de umbral asumiendo un ambiente controlado de laboratorio, en donde las señales proveniente del entorno se esperan de menor energía que la del eco recibido.

El problema de identificación de objetos en sistemas de radar se puede analizar en dos etapas. La primera la detección de los posibles objetos que puede ser implementada con técnicas de decisión como un umbral de detección y, la segunda etapa determinar si la componentes que están por arriba del umbral corresponde al objeto, a varios, a una falsa alarma o corresponden al *clutter* del sistema y que puede ser implementada mediante técnicas de identificación del *cluster* de los datos.

El propósito de esta sesión es presentar un método básico para detectar el objeto y diferenciarlo de las posibles perturbaciones y con esto poder estimar el rango del mismo.

---

<sup>4</sup>El autor nombra cuatro modelos, estos son: (i) *Gaussian*, generalmente usado para efectos del terreno (*ground clutter*), (ii) *Kand* (iii) *Log-normal*, normalmente para describir el mar (*sea clutter*), y el modelo (iv) *Weibull*, que puede ser para ambas en diferentes condiciones.

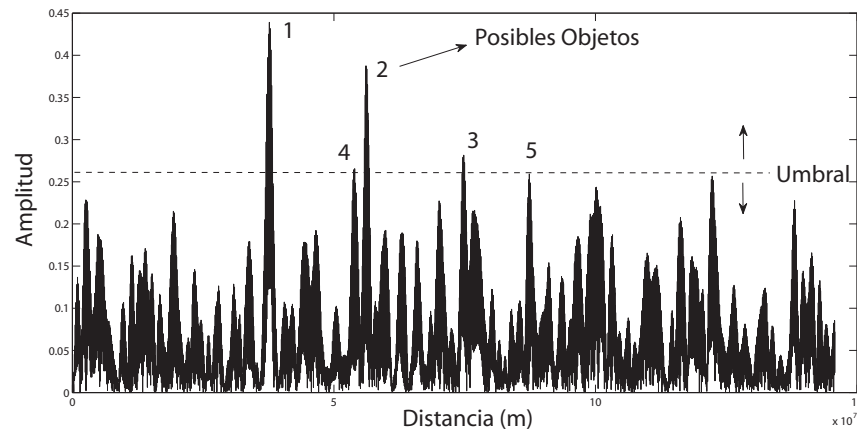


Figura 3.4: Concepto del *clutter* y eco del *Target*

### 3.2.1. Detección

La detección se puede basar en establecer un nivel de umbral de la salida del receptor. Si la salida del receptor excede el umbral, se asume que la señal eco está presente. Este proceso se conoce como detección por umbral o *threshold detection* [20]. Determinar el nivel del umbral adecuado es crucial. Si el nivel del umbral es alto y la señal de eco es débil, se dejaría de observar la presencia del objetivo, caso contrario si la señal eco es fuerte. Ahora, si el nivel de umbral se ajusta con un valor bajo para detectar ecos débiles, el nivel no puede ser tan bajo que los picos de ruido superen el umbral ya que el resultado sería una *falsa* presencia de objetos. Si observamos la figura 3.4 encontramos que los picos marcados con 1, 2 y 3 superan el nivel de umbral y se considera la presencia de posibles objetos en los tiempos de ocurrencia de los mismos, pero en el marcado con el número 4 y 5 que están levemente por arriba y por abajo del umbral respectivamente se puede llegar a determinar una falsa alarma en el sentido que el umbral esté por debajo del nivel óptimo y el pico 4 sea el producto del ruido del sistema o, que el nivel alto arriba que el pico 5 corresponda a una señal eco débil y no sea detectado por el radar. Esta situación, nos conduce a un problema de hipótesis probabilística para decidir el umbral de detección dada la naturaleza aleatoria para decidir si existe presencia o no de la señal eco, además de las perturbaciones los efectos de naturaleza aleatoria que sufre la señal al propagarse por el canal por las perturbaciones.

En un sistema de radar dado que la señal esperada en el receptor, es una versión retardada y atenuada de la señal transmitida en un sistema ideal, la técnica para determinar el umbral debe estar ajustada al caso particular de detección de señal conocida y en un caso real bajo influencia del ruido. En [33] y [34] abordan este tipo de casos y se plantean dos hipótesis básicas. La primera es  $H_0$  no existe presencia del eco de la forma de onda transmitida en un intervalo de tiempo específico en la señal recibida, y la segunda hipótesis  $H_1$ : existe un eco de la señal transmitida en el intervalo de tiempo de interés.



$$\begin{aligned} H_0 : r(t) &= n(t), \\ H_1 : r(t) &= s(t) + n(t). \end{aligned}$$

Donde,  $r(t)$  es la señal recibida por el receptor sobre el intervalo de tiempo  $0 \leq t \leq T$ ,  $s(t)$  corresponde a la señal transmitida después de pasar por el medio hasta el objeto (*target*), reflejarse y retornar hasta el receptor y  $n(t)$  representa el ruido del sistema.

A partir de estas hipótesis y basados en la detección de señales conocidas con receptores óptimos (*optimum receiver*) en [33] se indica que para aplicaciones de radar podemos tomar la salida del receptor como se plantea en la ecuación 3.26, donde  $S_t''$  corresponde al nivel de umbral (*threshold*) seleccionado con respecto al criterio mas favorable de interés.

$$S'' = \int_0^T s(t)r(t)dt > S_t'' \quad (3.26)$$

Un criterio básico para determinar el umbral de receptor puede estar en caminado a evaluar el nivel de intensidad de la señal recibida por el receptor sin presencia de objeto/obstaculo o determinar el nivel de ruido del sistema receptor. El nivel de umbral se puede seleccionar ajustando  $u$  veces estos niveles de intensidad. Se estima que para un sistema de radar de pulsos, el nivel de energía pico de la señal eco en un tiempo determinado es superior al promedio de la señal recibida en el intervalo de tiempo de escucha del radar.

### 3.2.2. Identificación de picos y agrupamiento

De la etapa anterior, se tiene que toda componente de señal a la salida del receptor que sea mayor al nivel de umbral es un objeto potencial. Como se observo en la figura 2.2 la señal eco de un pulso de radar es una versión retardada y ensanchada del pulso transmitido y que si el sistema de radar presenta una alta resolución se puede llegar a tener una representación de la señal en forma discreta como un conjunto de impulsos agrupados en un espacio de tiempo que representa los diferentes ecos provenientes del objeto, dadas las características de la superficie de reflexión que presente. Para analizar esta idea, asumamos que el objeto es una superficie plana y lisa, en donde solo se produce una única reflexión de señal transmitida y con esto el eco recibido es la representación ideal de la señal transmitida retardada en el tiempo. Ahora, asumamos que la superficie del objeto no es completamente plana y lisa. La incidencia de la señal transmitida en la superficie del objeto produce diferentes reflexiones de la señal dando como resultado una combinación de versiones retardadas de la señal transmitida dando la apariencias de un pulso mas ancho que el transmitido. en el caso de la detección de un objeto como por ejemplo una aeronave, se debe tener en cuenta que la superficie de esta es irregular y que

podemos recibir reflexiones de la señal provenientes de la parte frontal del avion, alas y la cola por nombrar las partes mas significativas del mismo. Estas reflexiones pueden estar muy próximas entre si o separadas dependiendo de la separación y de la estructura del objeto. En un sistema de radar de pulsos básico, para la detección del rango del objeto, es importante además de identificar las componentes que de señal recibida que superen el umbral de decisión del sistema de radar (sesión anterior), determinar si estas componentes están próximas entre si o lo suficientemente separadas para indicar si corresponden a uno o otros objetos, en el campo de medida del radar. El agrupamiento de estos datos es el eje central de esta sesión.

Los métodos de agrupamiento (*clustering methods*) buscan de manera automática clasificar una serie de datos para formar grupos (*cluster*) según el criterio de interés, que normalmente es la distancia o similitud entre las magnitudes de las variables de análisis. Según [35], “la meta de cualquier algoritmo de agrupamiento (*clustering algorithm*) es establecer la existencia e identificación de subconjuntos de datos (*cluster*) dentro de un conjunto de datos dado.

“Los algoritmos de agrupamiento puede ser clasificados en términos generales dentro de algoritmos Jerárquicos y particional (*hierarchical and partitional algorithms*) basados en la estructura de abstracción. Los algoritmos de agrupamiento jerárquicos construyen una jerarquía de particiones, representadas como un *dendrogram* en que cada partición es un nodo dentro de la partición del siguiente nivel en la jerarquía. Los algoritmos de agrupamiento por particiones generan una partición individual, con un número especificado o estimado de grupos que no se solapen (*nonoverlapping clusters*) de los datos en un intento de recuperar los grupos naturales presentes de los datos” [36]

### ***k-means***

*k-means* es un algoritmo que implementa un método de agrupamiento de datos, que mediante la selección arbitraria de un número  $k$  de grupos (*clusters*) se asigna un punto central en cada una de ellas y se compara la similitud o cercanía de los datos con este punto central. La idea principal de este tipo de técnica es minimizar una función criterio utilizando un esquema iterativo que empieza con una selección arbitraria de la configuración del cluster de los datos, y luego ir alternado la pertenencia de los datos al cluster de una manera iterativa hasta obtener una mejor configuración. El criterio utilizado ampliamente en estudios de este tipo de algoritmos es el de la suma de los cuadrados de la distancia euclidiana entre los datos [37]. Así, en cada iteración el centro del cluster es ajustado a un punto medio entre los datos agrupados, de esta manera el algoritmo debe reajustar el area de los cluster y sigue así hasta que converge y entrega los puntos centrales del conjunto de datos agrupados.

Dado que este tipo de algoritmos es ampliamente conocido como se indica en [37], se pueden implementar empleando MATLAB mediante el siguiente código:

```

figure, scatter(X(:,1),X(:,2),'r*')
opts = statset('Display','final');
[idx,ctrs] = kmeans(X,3,...
                   'Distance','city',...
                   'Replicates',5,...
                   'Options',opts);
figure plot(X(idx==1,1),X(idx==1,2),'r.','MarkerSize',12)
hold on
plot(X(idx==2,1),X(idx==2,2),'b.','MarkerSize',12)
hold on
plot(X(idx==3,1),X(idx==3,2),'g.','MarkerSize',12)
plot(ctrs(:,1), ctrs(:,2),'kx',...
     'MarkerSize',12,'LineWidth',2)
plot(ctrs(:,1), ctrs(:,2),'ko',...
     'MarkerSize',12,'LineWidth',2)
legend('Cluster 1','Cluster 2','Cluster 3','Centroids',...
      'Location','NW')

```

$X$  corresponde a la matriz de datos  $N \times 2$ , las filas de la matriz representan los  $N$  puntos o muestras de análisis y las columnas las variables de los puntos, en este caso  $X(:, 1)$  y  $X(:, 2)$  representan el tiempo de la muestra y la intensidad de la muestra a la salida del detector de umbral en el receptor respectivamente. La figura 3.5 muestran el agrupamiento de los datos y el centroide del cluster, empleando la función de *k-means* para un número  $k$  de cluster igual a 3. Note que en este caso, la lectura de los centroides indica que los picos a la salida del detector de umbral están en un promedio de 0,2502, 0,3752, y 0,5005 segundos respectivamente. La matriz *ctrs* entrega cada centroide para cada *cluster* y los tiempos tomados de la primera columna deben ser entregados a la etapa de estimación del rango para indicar la distancia del objetos/obstaculo detectado.

El hecho de establecer el  $k$  de cluster al inicializar este tipo de algoritmo presentan una limitante para su implementación en la identificación del objeto y rango de un sistema de radar. El objeto de su utilización estaría encarada a la identificación del conjunto de datos que conforma la señal de salida del comparador de umbral del sistema receptor. Dado que se espera que en presencia de objeto estas componentes estén presentes, un conjunto de datos cercanos entre si comparable con la resolución de paso  $\delta r$  indican la presencia un objeto y varios conjunto de datos agrupados y separados entre si por lo menos la distancia de resolución mínima  $R_{min}$  o mayor indica la presencia de varios objetos. Esto lleva a encontrar otra técnica para la identificación de los objetos y determinación de radar y plantear la utilización de el k-means para aplicaciones de post-procesamiento para identificación de poltrones de señal, reconocimiento de firma del objeto ó procesamiento de imágenes del sistema de radar que al tener la certeza del numero de objetos detectados pueda ajustar el valor de cluster para realizar una análisis detallado de los datos y obtener

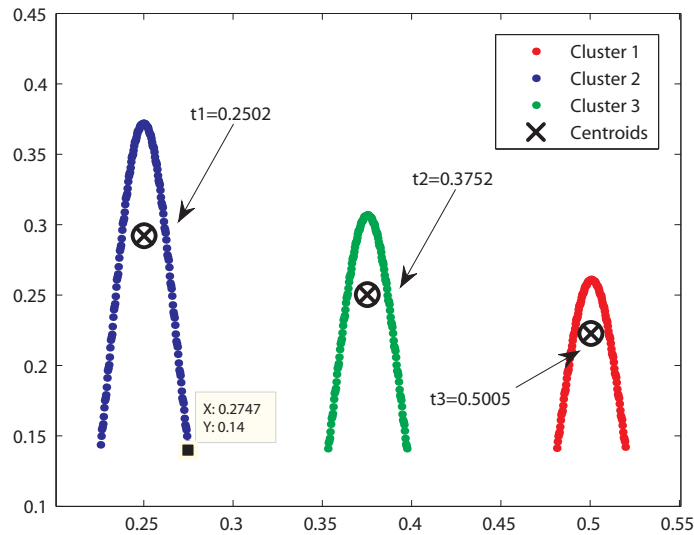


Figura 3.5: Agrupamiento mediante la función k-means

este tipo de información adicional del sistema.

### Algoritmo detección de picos y agrupamiento

Unos de los propósitos del sensor de radar para entregar la información del Rango de un objeto, es primero identificar y determinar el número de objetos que están en su espacio de observación. El agrupamiento de los picos mediante de k-means no resulta conveniente en una etapa inicial, para esto es necesario estimar el número de objetos detectados. Por esta razón, se propone un método para identificar los picos y determinar el número de objetos detectados por el sistema radar mediante el tratamiento de los datos empleando dos algoritmos representados en los diagramas de las figuras 3.6 y 3.7.

La detección de los picos, figura 3.6, básicamente consiste en tomar los datos de la salida del receptor de umbral y comparar la magnitud de las muestra con las adyacentes, si la muestra  $n + 1$  es menor a la muestra  $n$  y a su vez se cumple que la muestra  $n$  es mayor a la  $n - 1$  existe un pico en la posición  $n$ . Esto se realiza para las  $N$  muestras del proceso y al final se entrega los datos  $pr$  y  $tr$  que almacenan la magnitud del pico y su posición<sup>5</sup> de ocurrencia respectivamente.

El algoritmo de agrupamiento de picos, figura 3.7 toma los datos  $tr$  de los picos detectados y comparar la separación o distancia entre las muestras. En la figura 3.8 se observa una secuencia de datos arbitraria de 26 muestras con color azul, los picos de la

<sup>5</sup>La posición de ocurrencia de la muestra con respecto a la base de muestreo de la señal ECO recibida

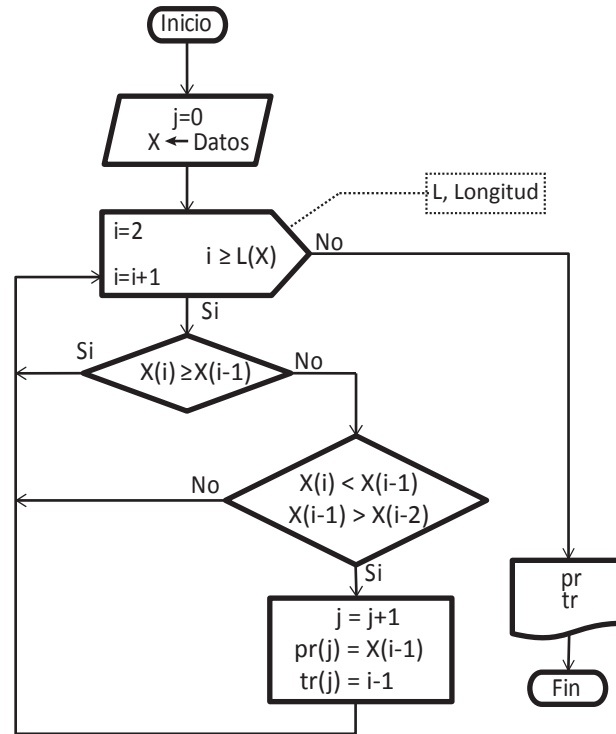


Figura 3.6: Diagrama detección de picos

secuencia marcados con punto rojo corresponden al resultado del proceso de detección de picos y en círculo negro las muestras que representan el centro del agrupamiento (centroide) de los picos detectados para un mismo objeto. El primer paso en el algoritmo de agrupamiento, es calcular la distancia entre cada muestra consecutiva, esto se almacena en la variable  $dm = [5, 5, 2, 2, 5, 2, 2]$  (separación entre las muestras) y luego compara estas distancias con el criterio de separación o resolución de identificación de picos<sup>6</sup> que para este caso es de 4 muestras ( $\tau/2 = 4$ ), esto es, si la distancia de separación entre las muestras de los picos detectados es menor a 4 muestras se dice que las muestras pertenecen al mismo objeto. Como se observa, el conjuntos de muestras  $\{2\}$ ,  $\{7\}$ ,  $\{12, 14, 16\}$  y  $\{21, 23, 25\}$  representan los objetos 1, 2, 3 y 4 respectivamente. La información de la identificación del objeto (número), la intensidad promedio y posición promedio de las muestras son almacenados en las variables  $Obj$ ,  $Iobj$  y  $tobj$  respectivamente. Estos datos son destinados para los procesos posteriores del sistema.

<sup>6</sup>El criterio de separación depende del tipo y ancho de pulso empleado en el sistema transmisor de radar. Para el presente trabajo, este criterio lo determina el ancho ( $\tau$ ) del pulso de  $RF$  gaussiano utilizado como se observará en el capítulo 6

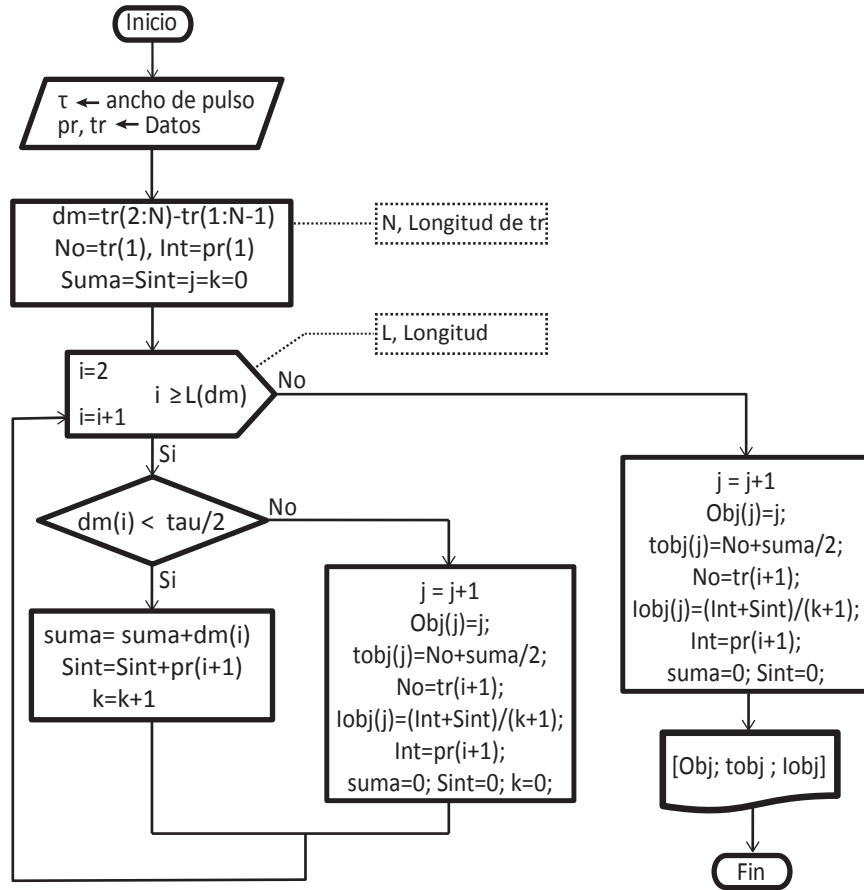


Figura 3.7: Diagrama agrupamiento y estimación de objetos

### 3.3. Estimación del Rango

Finalmente, la etapa de estimación del Rango calcula la distancia del objeto/obstáculo detectado. Para esto, realiza primero la conversión de la posición de las muestras entregadas por el algoritmo de agrupamiento de picos en  $tobj$  multiplicando para la base de tiempo de paso,  $tp$ , del sistema (resolución de muestreo o tiempo de muestreo) y luego se reemplaza en la ecuación de rango 1.1 (presentada en la sesión 1.4) quedando la estimación del rango como se indica en la ecuación 3.27.

$$R = (1/2)ct = (1/2)c * (tobj * tp) \quad (3.27)$$

Tomando, la secuencia de la figura 3.8 con centroides en  $tobj = [2 \ 7 \ 14 \ 23]$ , velocidad de la luz en espacio libre  $c = 300 \times 10^6 ms$  y asumiendo arbitrariamente un tiempo de paso,  $tp$ , para el sistema de radar de  $1\mu s$ , tenemos que el rango de los 4 objetos

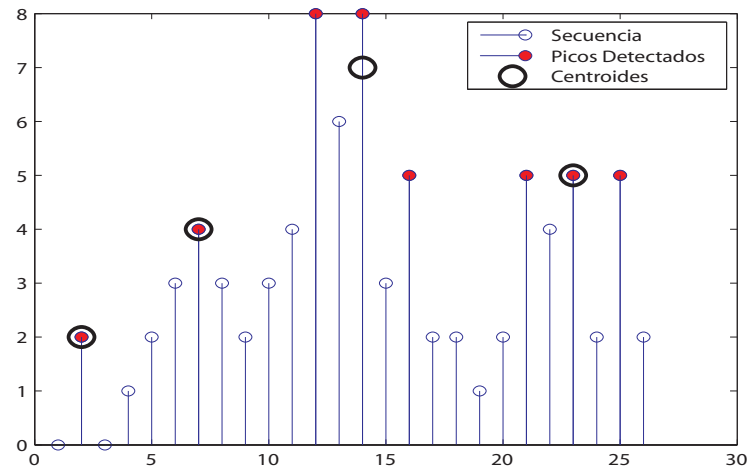


Figura 3.8: Secuencia de datos, picos detectados y agrupamiento

detectados es de 300, 1050, 2100 y 3450 metros respectivamente.

En el capítulo 6 se presentan los resultados para este tipo de cálculo empleando una señal de pulsos gaussiano en el sistema.

# Capítulo 4

## Complejidad Computacional en RADAR

El procesamiento de las señales en sistemas de radares modernos, empleados para la detección del *RANGO* hasta los de reconstrucción de imágenes a partir de las señales recibidas, es normalmente realizado por máquinas embebidas o dedicadas y, según las características del hardware o los objetivos de identificación del sistema de RADAR, es necesario caracterizar el tipo de soporte en hardware requerido para cada proceso y para este propósito determinar la complejidad computacional de los algoritmos de procesamiento. Existe una extensa literatura en el tema citando autores como Christos H. Papadimitriou en “*Computational complexity*” [38], Martin D. Davis junto a Ron Sigal y Elaine J. Weyuker en “*Abstract Complexity*” y “*Polynomial-Time Computability*” [39], Vangipuram Lakshmikantham en “*Complexity: What, Why, and How*” [40] y, Ingo Wegener en “*Complexity Theory Exploring the Limits of Efficient Algorithms*” [41], entre otros; Que han presentados conceptos para comprender la complejidad computacional en diferentes ámbitos, pero se encuentra en “*The Radar Signal Processor*” [42] de Mark A. Richards la definición de métrica y estimación de los requerimientos computacionales de los algoritmos mediante el conteo de operaciones, entre otros aspectos de los procesadores de señal en radares.

Para [42] el procesador de señal es la porción del sistema de radar responsable de extraer la información requerida a partir de la señal recibida del ambiente conocida como el eco o retorno de la señal transmitida. Esta información y según el tipo de radar puede ser la detección del objetivo (*Target*), ecos no deseados (*Clutter*<sup>1</sup>) o señales de radiofrecuencia de contra medida o interferencia (*Jamming*<sup>2</sup>). El procesador está compuesto por dos elementos

---

<sup>1</sup> *Clutter* corresponde a las señales no deseadas que son producto de reflexiones de la señal de radar con el terreno, el mar, la lluvia o otras precipitaciones provenientes de nubes de insectos, pájaros, meteoros o la energía de la aurora. Es sinónimo de señal de retorno de fondo o de ambiente [12]

<sup>2</sup> *Jamming* corresponde a una forma de contramedida electrónica (ECM, *electronic countermeasure*)



principales: el primero, corresponde a los algoritmos que analizan los datos del radar y el segundo, corresponde al hardware en el que se implementa estos algoritmos. Los algoritmos desarrollan una serie de operación que buscan satisfacer una función dentro del procesamiento de la señal de radar, en donde, las funciones se realizan paso a paso para acondicionar la señal e ir extrayendo los datos o información requerida en cada etapa. Algunas de estas funciones u operaciones dependiendo del tipo de radar pueden ser: el filtrado digital empleando filtros de respuesta impulsiva (FIR), la correlación de las señales, la transformada rápida de Fourier (FFT) y operaciones algebraicas de matrices y vectores. En los siguientes apartes se muestran los conceptos sobre las métricas que seguiremos para los cálculos de la complejidad en nuestro trabajo y que son extraídos del capítulo 13 de [42].

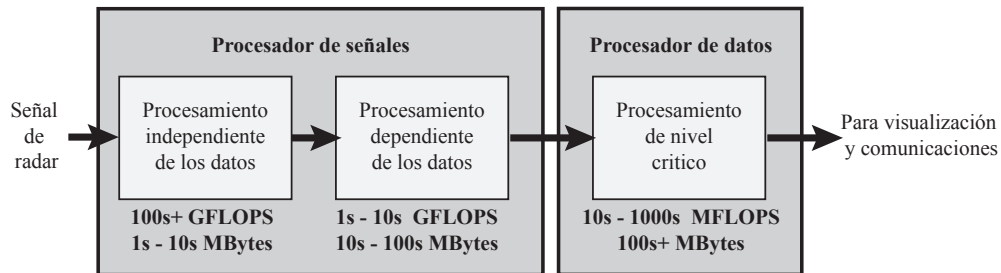


Figura 4.1: Estructura de un PSR genérico  
[42]

Considerando que la estructura general de un procesador de señales para radar (PSR), desde el punto de vista del requerimiento de los recursos computacionales, consta de dos etapas: la primera, el procesamiento de la señal recibida y la segunda, el procesamiento de los datos que contiene la señal. En la primera etapa, es entregada al procesador, la señal de retorno recibida por el receptor para realizar el tratamiento u/o acondicionamiento necesario sin afectar el contenido de la información o datos que porta la señal recibida. Esto indica que el procesamiento en la primera etapa es independiente de los datos contenidos en la señal; ejemplos de estos procesos son el muestreo, el filtrado y otros que busquen mejorar la señal del efecto de las interferencias causadas por el ruido o el ambiente. Además, dependiendo del tipo de radar se realizan los procesos que están orientados a la identificación de los parámetros que contienen la información que se quieren extraer, con la finalidad de entregarlos en un formato apropiado al procesador de datos. En la segunda etapa, se emplean los algoritmos de procesamiento de datos apropiados que obtienen la información buscada para entregarla a los dispositivos de visualización o de comunicaciones. La figura

---

en que una señal de interferencia es transmitida en frecuencias de la banda de recepción del radar con el propósito de obstruir la señal de radar (como un ruido *jamming*) o causar confusión en la interpretación de la señal de radar (con un *jamming* repetitivo) [12]

4.1 muestra la estructura general, junto con la tasa computacional y el almacenamiento de datos de un procesador genérico de señales para radar.

El tipo de aplicación o sistema de radar determina que tan complejo puede ser un algoritmo. En el caso de un sistema de vigilancia de tráfico aéreo, la velocidad de sistema debe ser suficientemente alta para procesar la señal y dar resultados óptimos en poco tiempo dada la velocidad de navegación de las aeronaves. Esto supone un flujo alto de señales recibidas para procesar. [42] señala que se puede requerir (al 2009) tasas computacionales en el orden de 1 billón de operaciones por segundo (1 Giga operaciones por segundo - GOPS -) hasta 1000 billones de operaciones por segundo (1 Tera operaciones por segundo - TOPS -). Debido a que la tasa aritmética en estos sistemas de procesamiento es tan alta, algunos de estos utilizan la aritmética de punto fijo en las primeras operaciones dada su alta velocidad para un tamaño, un peso y un espacio dado, en comparación a un procesador que trabaja con la aritmética de punto flotante. La aritmética de punto flotante se emplea en fases del procesamiento de la señal en donde se requiera mayor precisión aritmética y mayor facilidad de desarrollo de las operaciones.

La figura 4.1 refiere un flujo de procesos secuenciales, etapa en etapa hasta encontrar la respuesta crítica y esperada del sistema de radar, por ejemplo, la distancia del objeto (*RANGE*). El uso de las operaciones de punto flotante en los procesos de la etapa final se hace necesario en la medida en que se requiera precisión en la respuesta del sistema. La tasa computacional en este nivel es medida en billones o trillones de operaciones de punto flotante por segundo (GFLOS o TFLOPS) y se resalta que a medida que las etapas de procesamiento estén más próximas a la salida del sistema, la tasa computacional estimada puede ir disminuyendo, pero se incrementa los requerimientos de almacenamiento en memoria etapa tras etapa, mientras que en etapas más cercanas al receptor la capacidad de almacenamiento es más modesta. Esto se debe a que la señal en la entrada se puede filtrar o transformar en un bloque de datos y luego pasa para ser modificado en la siguiente operación y así hasta obtener la información dependiendo del tipo de radar, en donde los procedimientos intermedios no son retenidos o almacenados, solo los bloques requeridos por la siguiente etapa y así sucesivamente.

“El procesador de señal de radar típico reduce la tasa computacional pero incrementa los requerimientos de memoria en cada etapa sucesiva. La tecnología de implementación para procesadores de señales de radar digital imita este flujo como se muestra en la figura 4.2. Las primeras operaciones de alta velocidad (las que no dependen de los datos) pueden requerir el uso de circuitos integrados específicos (ASICs, *application-specific integrated circuits*) hechos a la medida para obtener las tasas de procesamiento requeridas bajo limitaciones estrictas de tamaño peso y capacidad. En muchas aplicaciones, este hardware puede usar aritmética de punto fijo o bloques de aritmética de punto flotante; esto último implica un compromiso entre la complejidad de la lógica y la precisión aritmética del punto fijo o la aritmética completa de punto flotante. Las operaciones que dependen de los datos pueden ser alojadas en procesadores programables especializados disponibles en el comercio

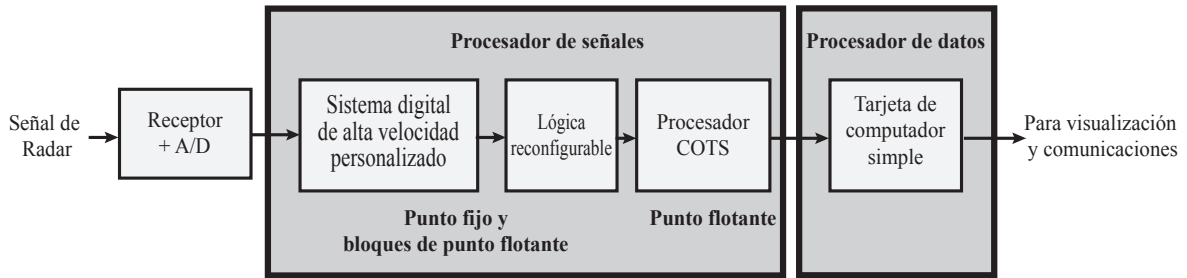


Figura 4.2: Implementación de la tecnología de PSR.  
[42]

(COST, *comercial off-the-shelf*), diseñados para señales y procesamiento de alta velocidad. Tales procesadores usan típicamente aritmética de punto flotante. Finalmente, las tasas computacionales relativamente bajas, altos requerimientos de memoria y la complejidad de control en el procesamiento de nivel crítico pueden ser satisfechas con computadores de tarjeta simple (SBCs, *single board computers*), que son esencialmente equivalentes a una estación de trabajo estándar” [42]

## 4.1. Métricas del procesador de señal

El tiempo de solución (*time to solution*), es el tiempo requerido para completar todo el procesamiento especificado en un procesador de señales de radar para obtener la respuesta final, es decir, una vez el dato requerido esté disponible finaliza el conteo de este tiempo. Y corresponde a una métrica fundamental a la hora de implementar una solución de procesamiento de señales en sistemas de radar. “En procesadores de radar de tiempo real, el procesamiento de un lote de datos debe ser finalizado a tiempo para aceptar el siguiente lote de datos, un requisito llamado de tiempo real estricto (*hard real-time*). Si un procesador no tiene requerimientos de tiempo real estricto, el diseñador puede tener flexibilidad adicional para intercambiar desempeño y tamaño o costo del procesador” [42]

“El tiempo de solución depende tanto del software del procesador como de su hardware. La velocidad del hardware es determinada por el tipo de tecnología de procesamiento de digital que se utiliza, la cantidad disponible de este hardware y la velocidad a la que opera. La influencia del software involucra los algoritmos particulares utilizados para implementar las operaciones de procesamiento de señal y las herramientas de software tales como lenguaje de programación, compiladores y librerías utilizadas para mapear aquellos algoritmos al hardware” [42]

### 4.1.1. Métricas del *Hardware*

Dada que en un procesador de señales el hardware y el software están ligados uno del otro. Se encuentra que las métricas para evaluar un procesador de señal esta divididas en estas dos clase. Dentro de las métricas del *hardware* encontramos que las dos más importantes son el *throughput* y la latencia (*latency*).

El *throughput*<sup>3</sup> describe la tasa a la cual un procesador efectúa las operaciones aritméticas. Esto es medido en operaciones de punto flotante por segundo (FLOPS, *floating-point operations per second*); en procesadores de señales de radar las unidades más comunes para estas tasas son MFLOPS y GFLOPS. Si un procesador utiliza aritmética de punto fijo, son utilizadas las unidades de operaciones por segundo (MOPS, GOPS). Otra medida de velocidad de procesador es millones de instrucciones por segundo (MIPS, *millions of intructions per second*), la cual es apropiada para evaluar la velocidad el procesador en operaciones generales pero, no lo es para cuantificar las operaciones aritméticas de punto flotante. Algunos procesadores son diseñados para realizar múltiples sumas o multiplicaciones de punto flotante en un solo ciclo, otros pueden necesitar varios ciclos para efectuar estas operaciones, por lo tanto, emplear mediciones en MIPS no es apropiado para estimar la velocidad aritmética de punto flotante. Sin embargo, MIPS puede ser apropiado para evaluar velocidad aritmética en procesadores de punto fijo o lógica personalizada. [42]

La latencia (*latency*) indica el tiempo transcurrido para realizar las operaciones dentro del procesador. Muchas operaciones del procesamiento de señal, especialmente en las primeras etapas, toman un bloque de datos finito en su entrada y produce otro bloque de datos en su salida que a su vez es entregado en la siguiente etapa según el flujo de procesamiento del procesador. Ejemplo de estas operaciones son la transformadas rápidas de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) y filtros FIR (*finite impulse response*), entre otros. Entonces, el tiempo transcurrido desde que el primer elemento de un bloque de datos de entrada llega al procesador hasta que el primer elemento del bloque de salida esté disponible, representa la latencia de esta operación. Esta idea se ilustra en la figura 4.3. Por lo tanto, Si el *throughput* mide velocidad, la latencia mide la rapidez. [42]

Un requisito común para casi todos los procesadores de señales de radar es tener un gran *throughput* para manejar velocidades de procesamiento apropiadas. En cuanto a la latencia es importante minimizarla aunque esto tiene más importancia en unos sistemas que en otros. En [42] se plantea la importancia de la latencia en el procesador, según la función o el tipo de radar. Por ejemplo, en un radar GMTI (*ground moving target indication*) o en un SAR (*Synthetic-aperture radar*) los requerimientos de una alta o baja latencia es diferente. En el primero, el cual es un radar de indicación de objetivos terrestres en movimiento (GMTI,) que usa procesamiento adaptativo para cancelar *jammers* y necesitan

---

<sup>3</sup>En sistemas de comunicaciones se puede definir el throughput como la *velocidad efectiva* de transferencia de datos desde un dispositivo a otro a través de otros dispositivos o un canal de transmisión en algún intervalo de tiempo. Se puede medir en bits por segundo o unidades por segundo.

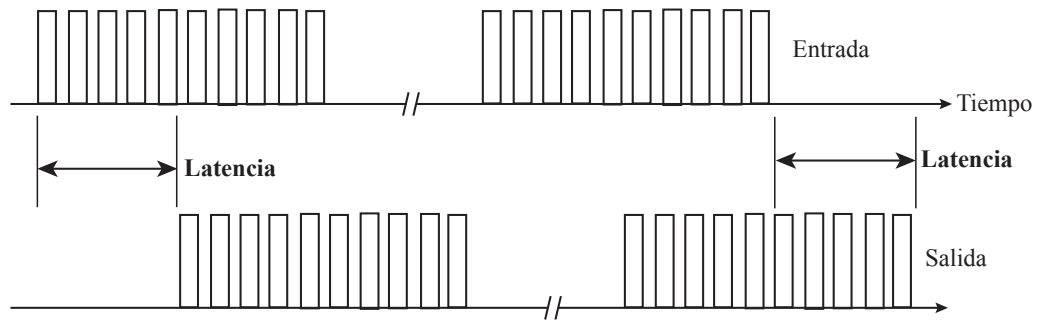


Figura 4.3: Latencia  
[42]

de una latencia corta para adaptarse rápidamente a la interferencia del ambiente. Mientras que en el segundo que es un radar de apertura sintética (SAR) el requerimiento de latencia es menos importante ya que estos generan imágenes que no pueden ser definidas, o aun completamente formadas, hasta que pasado un tiempo significativo y después de diferentes barridos de exploración los datos sean recopilados. “Generalmente una latencia con corta duración requiere de un alto *throughput*, pero lo contrario no es verdad; la arquitectura pipeline puede llegar a tener valores grandes de *throughputs* pero aún con eso pueden presentar una gran latencia” [42].

Otras métricas están relacionadas con los valores máximo de *throughput* al que puede llegar un procesador pero en [42] se indica que no es una medida que pueda caracterizar de forma adecuada la tecnología ya que un procesador puede alcanzar grandes velocidades, bien sea porque es un sistema especializado, o porque sea un conjunto de procesadores interconectados, y por tanto, de ser empleada, recomienda que estos valores sean normalizados por unidad de tamaño, peso, consumo de energía o costo de procesador (un ejemplo de la unidades puede ser GFLOPS por centímetro cubico). En este mismo sentido y dado que diferentes aplicaciones de radar pueden presentar interconexión de unidades de procesamiento dada la gran carga aritmética, existe métricas del *hardware* que se relaciona con el ancho de banda de interconexión, por ejemplo, las tasas de datos disponibles en bits por segundo (bps, Mbps, Gbps) desde y a un circuito integrado o una tarjetas. Finalmente, métricas que describen el hardware del procesador y determinantes al momento de implementación están asociadas a los costos de desarrollo. Por ejemplo, “los sistemas que usan hardware de punto flotante típicamente requieren menos esfuerzo en el desarrollo de software respecto a los que usan aritmética de punto fijo” [42]

### 4.1.2. Métricas de algoritmos

Si reconocemos a los algoritmos como una serie de pasos para resolver un problema, y que en el caso de los sistemas de procesamiento de señales, corresponde a todas aquellas rutinas que realizan operaciones matemáticas y de tratamiento de señal o datos en las diferentes etapas de procesamiento, para obtener en cada una de ellas resultados específicos que van encaminando a una solución que determina el parámetro de medida del radar. Podemos decir, que independiente del lenguaje de programación o compilador a emplear (en donde su elección puede facilitar o no la tarea de programación para el desarrollador) la eficiencia de un algoritmo puede está ligada típicamente a la rapidez con la cual se obtiene la respuesta final del proceso y por lo tanto, las métricas mas comunes están orientadas a determinar el tiempo de ejecución del algoritmo y el tamaño de la memoria que se emplea para almacenar los datos. La idea de realizar la métrica de un algoritmo teniendo en cuenta el tiempo de ejecución del mismo puede diferir de un sistema de procesamiento a otro y por esto es mejor enfocar independientemente del tipo de *hardware* a emplear, métricas en función de la cantidad de operaciones aritméticas realizadas por el procesador como se indica en [42]

“La métrica de los algoritmos tradicionalmente se enfoca en el número verdadero de operaciones aritméticas requeridas para calcular la función específica. La cantidad de operaciones de punto flotante es indicada por el acrónimo FLOPs (MFLOPs, GFLOPs); note la diferencia entre éste y la tasa de FLOPs por segundo, o FLOPS. Si un algoritmo requiere una MFLOPs para calcular y está implementado en un procesador con un *throughput* de un GFLOPS, el tiempo de finalización se puede esperar que sea de 1 ms. Realmente es más complejo, particularmente en procesadores modernos.”

Por otro lado, al momento de clasificar los algoritmos se debe determinar el tamaño de la memoria que se requiere para almacenar los datos del procesamiento de señales que se esté efectuando en las diferentes etapas de procesamiento, estos datos pueden ser resultados intermedios, variables requeridas por el algoritmo o parámetros como los coeficientes de un filtro de respuesta impulsiva entre otros. Se debe tener en cuenta que algoritmos con gran cantidad de variables de trabajo requerirán memorias de trabajo más grandes por consiguiente, si el tamaño de la memoria “es lo suficientemente grande, se sufrirá las consecuencias en el desempeño siempre que los datos requeridos deban ser buscados en una memoria no local”. [42]

## 4.2. Estimación del requerimiento computacional del algoritmo

### 4.2.1. Consideraciones iniciales

Tomando como referencia la sección 13.4 de [42] para estimar el requerimiento computacional de acuerdo al *throughput* y la memoria de trabajo, se debe tener muy claro el tipo de radar y las operaciones que el algoritmo debe desarrollar para obtener la información. Esto es, conocer las etapas de procesamiento para realizar cada función en particular del radar, además de descomponer la mayoría de las operaciones en funciones básicas que permitan identificar las operaciones aritméticas que se ejecutan en un algoritmo hasta obtener la respuesta esperada. En la tabla 4.1 se muestra algunas funciones básicas de procesamiento y se puede deducir que sus ecuaciones presenta una forma canónica dada por

$$y(n) = \sum_{k,n} a(n)b(k) \quad (4.1)$$

Donde  $a(n)$  y  $b(n)$  representan secuencias cuyas muestras cambian en cada producto. Esta forma canónica indica que las operaciones aritméticas que deben realizar los algoritmos apuntan a la solución de multiplicaciones y sumas acumulativas que pueden ser efectuadas en bucles y que pueden ser implementadas en procesadores digitales de señales (DSP) dadas las características especiales que presenta esta tecnología. Conocer cada una de las operaciones aritméticas de las funciones básicas es importante especialmente para la estimación del *throughput*. Al totalizar el número de operaciones aritméticas que teniendo en cuenta el tamaño de los vectores de entrada y las respuestas de las operaciones, se debe considerar posteriormente el tiempo transcurrido asignado a cada operación y así poder convertir estos valores en una estimación de la tasa computacional que será expresada en términos de FLOPS para cada etapa del procesamiento. “El análisis resultante de la tasa computacional proporciona una estimación inicial del *throughput* del procesador de señal requerido y también identifica las funciones principales para controlar el tamaño del procesador” [42]

Tabla 4.1: Ejemplo de funciones básicas y representación matemática

Nombre	Ecuación
Filtrado para filtros FIR	$y[n] = \sum_{k=0}^N B_k x[n - k]$
Filtrado para filtros IIR	$y[n] = \sum_{k=0}^M B_k x[n - k] + \sum_{k=0}^N a_k y[n - k]$
Análisis espectral	$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$
Correlación	$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n - l)$

Así mismo, se debe incluir en este análisis, los requerimientos de memoria de trabajo

que pueden ser estimados considerando el tamaño del bloque de datos en la entrada y la salida de cada operación, además de algunos coeficientes o datos auxiliares requeridos por este bloque. La longitud de las palabras de los datos o vectores provistos puede ser especificada en cada etapa, así como la tasa de datos en la entrada y la salida de cada bloque. Para esto se recomienda emplear una hoja de cálculo como herramienta para construir los requerimientos computacionales de tasa de datos y memoria, debido a la facilidad con que se pueden observar los efectos en los requerimientos del procesamiento al variar cada parámetro.[42]

La tabla 4.2 muestra una lista del conteo de algunas de las operaciones para las funciones más básicas. En cada caso, la formula dada es el número de operaciones por punto de salida computado. Para un filtro FIR, con un respuesta al impulso de longitud  $L$  (de orden  $L - 1$ ), el cálculo de la salida completa para un vector de entrada de  $N$  puntos requiere calcular  $L + N - 1$  puntos de salida, mientras que para una FFT de  $N$  puntos (asumiendo que  $N$  es una potencia de 2 en la tabla), el vector de salida será también de  $N$  puntos. Las operaciones punto a punto en vectores de  $N$  puntos también retornan resultados con  $N$  puntos. La longitud de la autocorrelación de una secuencia de longitud  $N$  es de  $2N - 1$  retrasos (*lags*).[42]

Tabla 4.2: Numero de operaciones aritméticas complejas

Operación	Multiplicaciones	Adiciones
Filtrado con filtro FIR de longitud L	$L$	$L - 1$
Filtrado con filtro IIR con numerador de orden L y denominador de orden P	$L + P + 1$	$L + P - 1$
Autocorrelación, kernel de longitud N	$N$	$N - 1$
Adición de dos vectores	0	1
Multiplicación de dos vectores	1	0
Transformada de fourier, Cooley-Tukey radix 2	$(1/2)\log_2 N$	$\log_2 N$

Por otro lado, mucha de las operaciones del procesamiento de señal en las etapas iniciales, si se lleva a cabo en procesadores coherente de datos, presentaran datos con valores complejos. Esto quiere decir que el número de operaciones aritméticas a realizar para valores complejos no será igual al necesario para valores reales, por tanto, se debe presentar una conversión de estos a valores reales. “Por tanto, las formulas de la tabla 4.2 pueden ser interpretadas como el conteo de multiplicaciones y adiciones complejas”[42]

Si consideramos el producto de dos matrices reales  $A \in R^{m \times p}$  y  $B \in R^{p \times n}$  es la matriz  $C \in R^{m \times n}$  como se indica en [43], esta dada por:



$$C = AB \Rightarrow C_{ij} = \sum_{k=1}^p a_{ik} b_{kj}$$

La sumatoria hasta  $p$  se lleva a cabo para cada elementos  $mn$  de la matriz  $C$ . Donde se realizan  $p$  multiplicaciones y  $p$  adiciones, dando como resultado un conteo de  $2mnp$  operaciones reales para la multiplicación de matrices reales. El conteo de operaciones en el caso de valores complejos es igual de sencillo al método realizado para valores reales, la diferencia está en el número de operaciones reales requeridas para la adición y para la multiplicación de valores complejos. Para realizar la suma de dos valores complejos, se deben sumar al mismo tiempo los valores de la parte real y también los valores de la parte imaginaria, por lo tanto, para realizar la suma de dos escalares complejos se requieren de un total de dos operaciones de punto flotante. Ahora, considerando el producto de dos escalares complejos  $x = a + jb$  y  $y = c + jd$  (con  $j = \sqrt{-1}$ ) es  $z = (ac - bd) + j(ad + cb)$ . Es evidente que un producto complejo requiere de seis operaciones (cuatro multiplicaciones y dos sumas). En el caso de la multiplicación de matrices, pero considerando que los valores son complejos<sup>4</sup>, se tiene que para cada uno de los  $mn$  elementos en la matriz  $C$  deben ser realizadas un total de  $8p$  operaciones (esto es, cuatro operaciones de multiplicación y cuatro operaciones de adición en cada sumatoria hasta  $p$ ), dando un total de operaciones para multiplicación de matrices complejas de  $8mnp$  [43] [44]

Como se indico anteriormente, en el caso de sumar y producto de dos números complejos que requiere de un total de 2 y 6 operaciones reales respectivamente. Es conveniente para los requerimientos de estimación del hardware, representar los equivalente en operaciones de valor real de las operaciones complejas.. La tabla 4.3 se relacionan los factores de conversión de diferentes operaciones complejas de punto flotante (CFLOPs, *complex floating-point operations*) a operaciones de punto flotante real (RFLOPs, *real floating-point operations*). Las últimas tres filas de la tabla son aproximaciones, dado que el número de operaciones requeridas para realizar la inversa de un real (*real inverse*), puede variar significativamente en procesadores diferentes, con valores entre cuatro a ocho veces el número de operaciones para una multiplicación real común [42]. En esta tabla, se ha asumido un valor de seis RFLOPs para la inversa de un real.

“Las operaciones de procesamiento de señal con mayores recursos de cálculo, como la convolución, la correlación, la transformada rápida de Fourier y operaciones de vectores y matrices, requieren aproximadamente igual número de adiciones y multiplicaciones. Por ejemplo, el producto punto de dos vectores complejos de longitud  $N$  requiere  $N$  multiplicaciones complejas y  $N - 1$  adiciones complejas. Debido a que las adiciones complejas requieren de dos RFLOPs y las multiplicaciones complejas requieren seis RFLOPs, una

---

<sup>4</sup>En esta caso,  $A \in C^{m \times p}$  y  $B \in C^{p \times n}$  es la matriz  $C \in C^{m \times n}$

Tabla 4.3: Conversión de operaciones complejas a numero de FLOPs  
[42]

Operación complejos	de	Número de operaciones reales de punto flotante asumidas Operaciones reales equivalentes	Total
Multiplicación entre dos complejos		4 multiplicaciones + 2 sumas	= 6 RFLOPs
Suma y resta entre dos complejos		2 sumas + 2 restas	= 2 RFLOPs
Magnitud al cuadrado		2 multiplicaciones + 1 suma	= 3 RFLOPs
Multiplicación entre real y complejo		2 multiplicaciones	= 2 RFLOPs
Complejo dividido por un real		2 inversa + 1 multiplicación real-complejo	= 8 RFLOPs
Inversa de un complejo		1 cojugado (no contado) + 1 magnitud al cuadrado + 1 división de un complejo por un real	= 11 RFLOPs
división entre complejos		1 inversa compleja + 1 multiplicación compleja	= 17 RFLOPs

buena regla práctica para algoritmos de procesamiento de señal en las primeras etapas del sistema, es considerar que el número de operaciones reales es aproximadamente cuatro veces el número de operaciones complejas” [42].

#### 4.2.2. Conteo de FLOPs en el caso de estudio: Estimación del Rango de un objeto/obstáculo

En esta sesión se presenta el conteo manual de operaciones aproximado para funciones que se puedan representar como la ecuación 4.1, junto con el conteo de operaciones empleando *The Lightspeed Matlab toolbox*[45] para otro tipo de funciones (exponencial, potencias, aleatorias). *The Lightspeed* para el conteo sugiere el uso de 1 FLOPs para cada operación como la suma, resta o multiplicación de escalares (+ - .\*); 2 FLOPs para cada comparación e igualdades (< > == ~=);  $(m - 1) * n$  para la suma de columnas en una matriz del orden  $m \times n$  y  $m * (n - 1)$  para la suma de las filas; 8 FLOPs para la división de dos escalares; 4 FLOPs para el calculo del valor absoluto de un escalar; 40 FLOPs para el calculo de la exponencial de un escalar; 20 FLOPs para el calculo del logaritmo y otras funciones.

En la tabla 4.4 se observa el conteo de operaciones efectuado para las etapas del sistema

analizado tomando como parámetros una frecuencia de portadora de  $300E6$  Hz, frecuencia de repetición de pulso de  $1E6$  Hz, ancho de banda fraccional de 0,1 para el pulso gaussiano y tasa de muestres dado por  $f_s = n * f_c$  para  $n = 2, 4, 10, 100, 1000$

Tabla 4.4: Estimación de Flops para el sistema analizado de radar de pulso

Etapa n	2	4	10	100	1000
Generación	3.511	6.573	15.762	153.583	1.531.800
Transmisión	1.442.409	5.764.809	36.012.009	3.600.120.009	360.001.200.009
Recepción	1.455.030	5.790.030	36.075.030	3.600.750.030	360.007.500.030
Procesamiento	8.452	16.852	42.052	420.052	4.200.052
Total	2.909.402	11.578.264	72.144.853	7.201.443.674	720.014.431.891

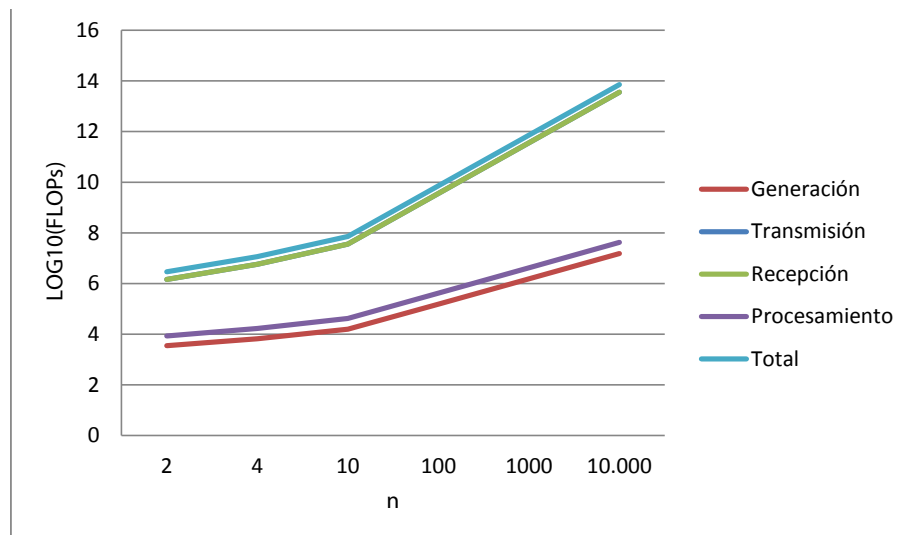


Figura 4.4: Estimación de FLOPs para el radar de pulsos

Representando gráficamente los resultados de la tabla 4.4 en escala logarítmica como se muestra en la figura 4.4 observamos que el número de operaciones requeridas aumentan conforme aumenta la tasa de muestreo del sistema para los parámetros establecidos. Esta medida de Flops resulta una medida particular y no general del sistema aunque permite evaluar que la complejidad del sistema aumenta en la medida que se aumente la resolución del sistema. Por otro lado, una medida de complejidad puede estar ligada al tamaño de la información tratada. Esto es, la longitud de los datos analizados en cada etapa, la cual esta en función del muestreo y del rango máximo del sistema radar. Para hacer una idea de esto, el rango máximo de análisis es de 150 metros para el sistema establecido. Si se requiere cubrir una distancia mayor, es notorio que el numero de muestra total del sistema deba aumentar y por tanto su complejidad y lo contrario si se disminuye este requerimiento. Por lo cual estimar la complejidad en termino del tamaño de la seña recibida es mas conveniente

y se puede expresar en forma genérica según sea el interés de configuración del sistema. Para realizar este estimado recurrimos por supuesto al conteo de flops y los expresamos en términos de  $N$  (tamaño del vector de muestreo del sistema) como se describe en cada una de las etapas a continuación y que se resumen en la figura 4.5: .

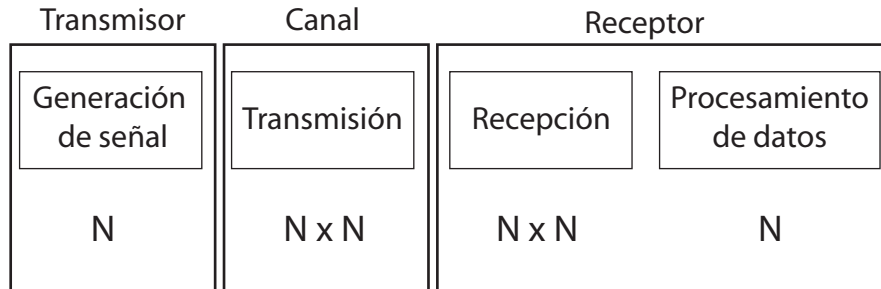


Figura 4.5: Etapas del modelo de radar y su complejidad

### Generación de señal

```
%===== 1. Generación de señales: x(n) =====%
fc=300E6;      %frecuencia de RF (Hz)
PRF=1E6;      %frecuencia de repetición de pulso (Hz)
snr=0;        %Relación señal a ruido del sistema en dB
n=4; bw=0.075696; %to=1/(bw*fc); % n= # de muestras/periodo, to=tao
tp=1/(n*fc);  % tp= Tiempo de paso del sistema
to = gauspuls('cutoff',fc,bw,[],-40); % Para calcular el t máx del pulso
t1 = -to : tp : to;
yi = gauspuls(t1,fc,bw);

t= 0 : tp : 1/PRF;
x=zeros(1,length(t));
X=zeros(length(t),2); %inicialización de variable se utiliza en tr y pr
j=0;
for i=1:length(t1);
    j=j+1;
    x(1,i)=yi(j);
end
```

En este algoritmo se encuentra dos funciones básicas. La primera corresponde a la generación de la señal pulsada y la segunda a la construcción de la señal patrón del sistema de radar pulsado teniendo en cuenta la frecuencia de repetición del pulso. La primera función corresponde a la utilización del comando `gauspuls` de matlab el cual presenta dos llamados. El primer llamado para el calculo del tiempo de corte del pulso y segundo llamado para la generación del vector de datos de la señal pulsada en RF. Con la ayuda de la herramienta `profile` podemos observar estos llamados y visualizar las rutinas efectuados por cada comando en el algoritmo<sup>5</sup>.

En el primer llamado del comando `gauspuls` se calcula el tiempo de corte del pulso a partir del calculo del nivel de referencia, varianza en el dominio de la frecuencia y el tiempo a partir de operaciones básicas como comparaciones lógicas, multiplicación, división y raíz cuadrada que no dependen del tamaño de la señal a generar dando un numero aproximado de 237 operaciones de punto flotante en total. En el segundo llamado, la rutina estable nuevamente establece los parámetros de referencia empleados para generar el tiempo de corte y crea el vector que representa la envolvente del pulso gaussiano a partir de `ye = exp(-t.*(2*tv))`; Esta linea de código presenta 2 multiplicaciones, una división y el calculo de la exponencial para cada escalar resultante. El numero de veces que se calcula la exponencial esta determinado por la longitud del vector  $t$  que esta dado por  $Ni$  muestras<sup>6</sup>, por lo cual, el calculo aproximado de flops para esta linea es de  $(2 + 8 + 40) * Ni$  y la modulación del pulso (`yc = ye .* cos(2*pi*fc*t); % In-phase`) representa la multiplicación de dos vector de longitud  $Ni$  por lo que el conteo puede establecerse en  $2Ni$ . Finalmente, se genera la señal patron del sistema de radar con longitud  $N$  a partir del tiempo máximo de análisis del sistema  $1/PRF$  o el rango máximo de observación; en donde la asignación y creación de los vectores de tiempo  $t$  y señal  $x$  de se  $2 * N$  Flops +  $Ni$  flops de la asignación de las primeras  $Ni$  localidades la señal de pulso gaussiano generado en  $x$  del ciclo FOR, por lo que es el numero de Flops estimado para esta último paso es de  $2 * N + Ni$ .

En total de numero de flops para este algoritmo esta dado aproximadamente por la ecuación  $2 * N + Ni + 2 * Ni + 50 * Ni + 2 * 237$  sin considerar otras operaciones simples. Esto nos indica que la generación de la señal a transmitir presenta una un conteo de FLOPs dado por la forma  $kN$  ya que al considerar un pulso gaussiano angosto en relación al tiempo de observación y el aumento de la tasa de muestreo el tamaño  $Ni$  pequeño en relación a  $N$ . La complejidad se puede establece en términos de el tamaño de la señal patron y por tanto de complejidad  $N$

---

<sup>5</sup>Se debe ejecutar el algoritmo por partes. Primero `profile on`, ejecutar el algoritmo hasta la parte a analizar y finalmente `profile viewer`

<sup>6</sup>Para esta caso  $t$  corresponde al vector de tiempo representado por la variable `t1` de longitud  $Ni$

### Transmisión

```
%===== 2. Transmisión: h(n) y y(n) =====%
h=zeros(1,length(t));
a=ceil(length(x)/4); h(a)=1; % Impulso que representa un objeto
%h(2*a)=1; h(3*a)=1; %Representan el objeto 2 y 3 respectivamente
y=conv(x,h); y=y(1:length(t)); % Señal recibida sin ruido
```

En la etapa de transmisión, consideramos el proceso de propagación y reflexión de la señal eco mediante en donde la función principal es la convolución de la señal señal con la respuesta asumida por la presencia de un obstáculo. En forma simple un algoritmo para la convolución de señales nos lleva a implementar  $N$  multiplicaciones y  $(N - 1)$  sumas, para una longitud de  $2N - 1$  corrimientos, por lo que el numero de Flops requeridos es:  $(N + (N - 1)) * (2N - 1) = 4N \times N - 4N + 1$  operaciones. Tomando el factor mayor del polinomio resultante, observamos que es de la forma  $k(N \times N)$  por lo tanto su complejidad es de  $N \times N$

### Recepción

```
%===== 3. Recepción: =====%
yn = awgn(y,snr); %y(t) con Ruido
yn(1:length(t1))=0; %ajuste durante el tiempo de tx el Rx no recibe señal
[r,lags]=xcorr(yn,x,'coeff');%Primer detector (xcoor)
lp=lags(((length(r)-1)/2+1):length(r));
rp=r(((length(r)-1)/2+1):length(r)); %Ajuste del tamaño de la señal
media=mean(abs(rp)); %promedio de señal, se utilizara en el umbral
rs=smooth(abs(rp)); %Filtrado (smooth) - SMOOTHING moving average
umbral=3*media; %segundo detector (umbral)
j=0; i=0; Ces=zeros(1,length(t));
for i=1:length(rs);
    if rs(i)<= umbral % VALOR UMBRAL (SE DEBE AJUSTAR)
        Ces(i)= 0; %Se elimina el clutter;
    else
        Ces(i)=rs(i); %la magnitud de rs(i)
        j=j+1;
        X(j,1) = t(i); % Columna tiempo (Posición de la MUESTRA)
        X(j,2) = Ces(i); % Columna intensidad
    end
end
end
X=X(1:j,:); %Para kmeans
```

En la etapa de recepción las funciones más representativas son la correlación de la señal recibida con la señal patrón, el filtro de media móvil y el comparador de umbral. En la correlación al igual que en la convolución y requiere de  $4N \times N - 4N + 1$  operaciones y complejidad de  $N \times N$ , el filtro de media móvil<sup>7</sup> dado por la ecuación 4.2 requiere de  $(M - 1)$  y una división<sup>8</sup> para cada muestra del vector resultante de longitud  $N$ . Por tanto, presenta un conteo mínimo de  $((M - 1) + 8) * N$  que es de la forma  $kN$ , por lo que, su complejidad es  $N$

$$\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y(i) \quad (4.2)$$

En el caso del detector de umbral, se ejecuta una rutina FOR en donde se compara la magnitud de cada muestra con el umbral seleccionado si es mayor o menor según se al caso. Para esta función la operación de comparación se realiza  $N$  veces por la que complejidad queda definida en  $N$ .

Tomando la suma de las complejidad para estas funciones representativas tenemos  $N \times N + 2N$  en donde la complejidad máxima para este tipo de algoritmo es  $N \times N$ .

### Procesamiento de datos

```
%===== 4. Procesamiento: =====%
pr=zeros(1,length(Ces)); tr=zeros(1,length(Ces));
if Ces==0; % no existe objeto detectado
    Obj=0;
    tobj=0 ; Iobj=0;
else % Detección de picos, si "Ces" diferente de "0"
    j=0;
    for i=2:length(Ces)
        if Ces(i)>=Ces(i-1)
        elseif Ces(i)<Ces(i-1) && Ces(i-1)>Ces(i-2)
            j=j+1;
            pr(j)=Ces(i-1); % Picos detectados
            tr(j)=i-1; % Posición de los picos detectados
        end
    end
    pr=pr(1:j); tr=tr(1:j);
    end
    % Agrupamiento de picos
    tau=to/tp; % Número de muestras del ancho de pulso efectivo (to)
    Obj=zeros(1,length(tr)); tobj=zeros(1,length(tr));
    Iobj=zeros(1,length(tr));
```

<sup>7</sup>Para un *spam*  $M=5$

<sup>8</sup>Tomando 8 FLOPs para realizar la operación de división entre dos escalares

```

if length(tr) > 1
dm=tr(2:length(tr))-tr(1:length(tr)-1); %separación entre muestras
No=tr(1); Int=pr(1); % Condición inicial (Valores del primer pico)
suma=0; Sint=0; j=0; k=0;
for i=1:length(dm);
    if dm(i)<tau/2; % Compara con el criterio de separación tau/2
        suma=suma+dm(i);
        Sint=Sint+pr(i+1);
        k=k+1;
    else
        j=j+1;
        Obj(j)=j;
        tobj(j)=No+suma/2;
        No=tr(i+1);
        Iobj(j)=(Int+Sint)/(k+1);
        Int=pr(i+1);
        suma=0; Sint=0; k=0;
    end
    if i==length(dm);
        j=j+1;
        Obj(j)=j;
        tobj(j)=No+suma/2;
        No=tr(i+1);
        Iobj(j)=(Int+Sint)/(k+1);
        Int=pr(i+1);
        suma=0; Sint=0;
    end
end
Obj=Obj(1:j); tobj=tobj(1:j); Iobj=Iobj(1:j);
else
Obj=1; tobj=tr; Iobj=pr;
end
end
% Estimación del rango
DATOS=[Obj; tobj; Iobj];
RANGOt=tobj*tp;
RANGO=RANGOt*300E6/2;
figure, stem(h)
hold on, stem(tobj, Iobj, '--r.')
```

En la etapa de procesamiento se espera recibir el vector de datos resultante del detector de umbral con un longitud de  $N$  en donde se detecta y almacenan las muestras que



representan picos en la señal, dando como resultado un vector de longitud menor a  $N$  y finalmente, en el caso particular de la detección de un objeto, en la rutina de agrupamiento se espera un resultado de longitud 1 que corresponde a la posición en el tiempo del objeto. Por esta razón, en esta etapa hablamos que la función de mayor complejidad para la técnica utilizada requiere de  $kN$  Flops para la detección de picos con complejidad de  $N$ .

# Capítulo 5

## Propuesta Experimental

Para implementar un desarrollo de RADAR a nivel de laboratorio, se propone emplear las dos plataformas de radios reconfigurables de los cuales se disponen en los laboratorios de la facultad de las Tecnológicas de la Información y Comunicación de la Universidad Pontificia Bolivariana, que corresponden a un equipo PXIe1075 de National Instruments que se opera bajo un sistema operativo Windows y un lenguaje de programación Labview. Igualmente se propone emplear radios reconfigurables de la marca Ettus version USRP 1.0 que se emplean con un equipo portátil bajo ambiente Unix con el lenguaje de programación GNR Radio Companion<sup>1</sup>, durante el presente capítulo se va a presentar las características físicas y de configuración que debe tener las implementaciones y las características de los algoritmos que se deben implementar para que dicho proceso sea viable e implementado en trabajos futuros.

### 5.1. Propuesta del Prototipo

Esta propuesta pretende abordar aspectos básicos para el estudio de un sistema de radar enfocado en el análisis de sus señales para detección del Rango de un objeto/obstáculo en un ambiente controlado de laboratorio. El ambiente de laboratorio se puede contemplar dos escenarios. El primer escenario puede ser un recinto cerrado como una sala de laboratorio o un coliseo en el caso de experimentos a distancias mayores y el segundo escenario un espacio abierto como una cancha de fútbol para experimentos a distancias mayores. Para los diferentes casos la frecuencia de operación es la misma y dependerá de la frecuencia de

---

<sup>1</sup>MATLAB<sup>®</sup> y Simulink<sup>®</sup> puede conectar los radios USRP<sup>®</sup>, radios definidos por software (SDR, *software-defined radios*) para Ettus Research LLC<sup>™</sup> empleando un paquete de soporte que junto a la *Communications System Toolbox<sup>™</sup>* y el equipo de radio USRP<sup>®</sup> proporcionando un ambiente de modelamiento y diseño *radio-in-the-loop*. Esto para la versión *Release 2011a* Ver: <http://www.mathworks.com/hardware-support/usrp.html;jsessionid=cb1ece787c5b0e000f5accd93965>

operación disponible en el equipo de transmisión. La frecuencia de repetición de pulso se ajusta para el rango máximo (distancia máxima) requerido en el experimento y, el ancho de pulso se puede trabajar para un 10 % del tiempo de repetición del pulso, mayor o menor, según las especificaciones de resolución deseadas.

El esquema general para la implementación del laboratorio se observa en la figura 5.2 el cual consiste del equipo de transmisión y recepción configurable por software, una computadora portátil, antenas de transmisión y recepción y la placa metálica de prueba con dimensiones mínimas de  $2,5\lambda \times 2,5\lambda$ . Con este esquema se pretende simular un radar biestático de pulsos con la operación entre el sistema de transmisión y recepción en tiempos alternados. Este esquema se ajusta al presentado en las figura 1.4 y 1.1 del capítulo 1.

En el presente capítulo se implementan las etapas del sistema de radar mediante algoritmos de procesamiento como la generación, transmisión, recepción y otros procesos hasta lograr el cálculo de la distancia del objeto/obstáculo. Estos algoritmos fueron presentados en la sesión 4.2.2 y desarrollados para un modelo ideal en donde el ancho de pulso, la frecuencia de muestreo entre otros parámetros pueden ser ajustados para ver sus efectos en el sistema como se tratara en el capítulo 6. Para el caso de un laboratorio de señales de radar, los algoritmos presentados se ajusta para que el usuario del laboratorio tenga una ambientación, analice los efectos del cambio de parámetros y permitirá formar un criterio para configurar los parámetros de la señal en banda base del sistema de radar para la detección del rango al momento de implementar un laboratorio que recree la figura 5.2, adaptando los algoritmos presentados o los desarrollados en trabajos posteriores en el equipo de radio configurable PXIe1075, el Ettus USRPv1,0 o disponible.

### 5.1.1. Propuesta de Implementación:

Práctica de laboratorio de detección de obstáculo por medio de onda pulsada.

#### Características de Operación

El sistema de radar para el laboratorio cuenta con dos módulos principales. El primero corresponde a un computador personal y el segundo el equipo de radio configurable. En el primer modulo, se realizan las funciones de generación de la señal patrón en banda base enviada al equipo de radio configurable y los procesos para de detección del objeto e identificación del rango a partir de los datos entregados por el bloque receptor del equipo de radio. El equipo de radio se encarga del acondicionamiento ADC/DAC de la señal banda base, realizar el proceso de heterodinaje para la transmisión y recepción de la señal en tiempo real. El modelo general de este sistema se puede observar en la figura 5.1.

Para el experimento de laboratorio se considerara una frecuencia de transmisión del equipo de radio 2,4 GHz. Este parámetro determina el tamaño mínimo del objeto/obstaculo

que corresponde a  $0,3125m \times 0,3125$  empleando la relación mínima de  $2,5\lambda$ . y permite seleccionar la configuración del modulo del oscilador local del equipo de radio, la cual es independiente de la frecuencia de muestreo empleada por el modulo de generación y procesamiento de señal. Esto se debe, a que la tasa máxima de transferencia de datos entre el PC y el radio configurable disponible en el laboratorio, es de 64 Mmuestras/s, como se observa en la figura 5.1, al tener que recibir y entregar los datos correspondientes de la señal transmitida y recibida a esta velocidad, el sistema esta condicionado para procesar y extraer la información a esta velocidad y no a la empleada para generar la señal propagada por el medio. Por la misma causa, en el proceso desarrollado en presente trabajo considera que el efecto de estimar el medio de propagación de la señal y el eco en RF presenta un comportamiento aproximado al estimado a partir de los datos recibidos del receptor a 64 Mmuestras/s en banda base. Con esto se determina que la frecuencia de muestreo máxima del sistema de procesamiento para el experimento como 64 MHz y el tamaño de paso mínimo del sistema en  $1/64MHz = 15,625\eta s$ .

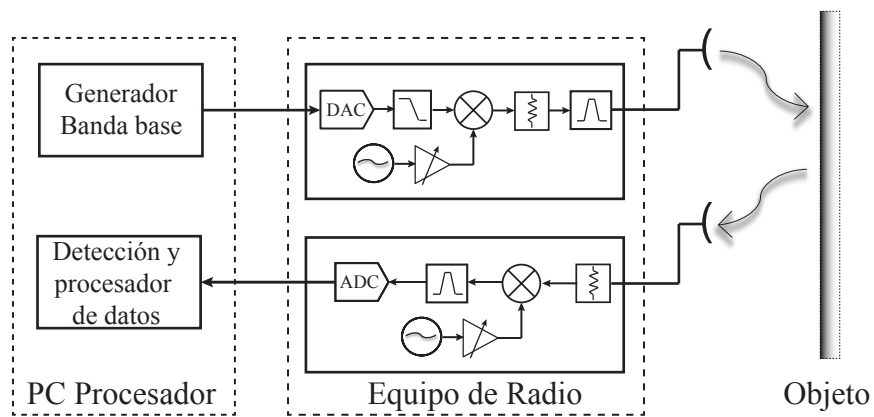


Figura 5.1: Esquema general del laboratorio para el sistema de radar

El tamaño de paso ( $tp$ ) determina las características principales para el sistema de radar de laboratorio. Considerando un pulso gaussiano como señal patrón a transmitir y generada a partir de la ecuación 5.1 con amplitud normalizada para  $\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}$ , con media  $\mu = 3\sigma$  y asignado un tiempo de transmisión de ( $tx = 6\sigma$ ) tenemos las siguientes relaciones:

$$x(t) = e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} \text{ para } 0 \leq t \leq 2\mu \quad (5.1)$$

1. Si la varianza en la dispersión de la envolvente gaussiana con respecto a su media, definimos su desviación estándar  $\sigma$  en función del tiempo de paso así:  $\sigma = n * tp$  donde  $n$  es el entero positivo y  $tp = 1/64MHz$ .
2. De la ecuación 2.3 al reemplazar el tiempo de transmisión, el rango mínimo en función

de  $n$  esta dado por:

$$R_{min} = \frac{6 * n * tp * 300 \times 10^6 (m/s)}{2} = \frac{225}{16} * n (\text{metros}) \quad (5.2)$$

3. Si consideramos la relación  $d = tx/T$  como el ciclo de trabajo del tren pulsado, siendo  $T$  el tiempo de repetición del pulso se obtiene de la ecuación 2.2 el rango máximo en función del ciclo de trabajo y  $n$  es

$$R_{max} = \frac{6 * 300 \times 10^6 (m/s)}{2 * 64 \times 10^6 (1/s) * d} * n = \frac{225}{16 * d} * n \quad (5.3)$$

Tabla 5.1: Parámetros de elección para la configuración del laboratorio

<b>n</b>	<b><math>\sigma = n * tp</math> (s)</b>	<b><math>tx = 6 * \sigma</math> (s)</b>	<b><math>Rmin</math> (m)</b>	<b><math>d * 100</math></b>	<b><math>Rmax</math> (m)</b>	<b><math>PRF</math> (Hz)</b>
1	1,5625E-08	9,375E-08	14,0625	10	140,625	1,0667E+06
2	3,125E-08	1,875E-07	28,1250	10	281,250	5,3333E+05
3	4,6875E-08	2,8125E-07	42,1875	10	421,875	3,5556E+05
4	6,25E-08	3,75E-07	56,2500	10	562,500	2,6667E+05
5	7,8125E-08	4,6875E-07	70,3125	10	703,125	2,1333E+05
6	9,375E-08	5,625E-07	84,3750	10	843,750	1,7778E+05
7	1,09375E-07	6,5625E-07	98,4375	10	984,375	1,5238E+05
8	1,25E-07	7,50E-07	112,5000	10	1125,000	1,3333E+05
9	1,40625E-07	8,4375E-07	126,5625	10	1265,625	1,1852E+05
10	1,5625E-07	9,375E-07	140,6250	10	1406,250	1,0667E+05

La tabla 5.1 muestra el rango mínimo, el rango máximo, frecuencia de repetición del pulso para diferentes tiempos de transmisión y ciclo de trabajo del 10%. Como es de esperar al aumento del ancho de pulso hace que los rangos mínimos y máximos aumenten. Si consideramos que después de configurada la señal a transmitir el ancho de pulso permanecerá constante, se puede ajustar según la necesidad el rango máximo de radar tan solo con el aumento de la frecuencia de repetición, pero se debe tener cuidado con su ajuste ya que el menor rango máximo debe ser lo suficientemente mayor a 2 veces el rango mínimo, esto es, que el ciclo de trabajo de la señal sea menor al 50%. En la tabla 5.2 se muestran esta relación para la condición  $n=2$  de la tabla 5.1. Si observamos, la relación del 60% presenta un  $Rmax$  de 46,88 metros menos del doble del rango mínimo. Esto indica que en este caso particular el sistema puede identificar solamente un objeto.

## Arquitectura

Para el montaje a realizar, se necesita definir los parámetros físicos de los elementos a emplear, para tal fin hay que establecer el presupuesto de enlace del sistema, para

Tabla 5.2: Variación de la relación  $tx/T$  para  $n = 2$ 

$n$	$\sigma = n * tp$ (s)	$tx = 6 * \sigma$ (s)	$Rmin$ (m)
2	3,125E-08	1,875E-07	28,125
	$d * 100$	$Rmax$	$PRF$
	0,001	2.812.500,00	5,3333E+01
	0,01	281.250,00	5,3333E+02
	0,1	28.125,00	5,3333E+03
	1	2.812,50	5,3333E+04
	5	562,50	2,6667E+05
	10	281,25	5,3333E+05
	20	140,63	1,0667E+06
	30	93,75	1,6000E+06
	50	56,25	2,6667E+06
	60	46,88	3,2000E+06

caracterizar este procedimiento vamos a realizar las siguientes suposiciones: El modelo de propagación a emplear será el modelo de FRIIS, si se desea mayor precisión del modelo se debe emplear o deducir un modelo de propagación adecuado a la frecuencia de operación. Si es necesario incrementar la potencia de transmisión del sistema por encima de la capacidad de los radios, es necesario conseguir amplificadores lineales para las etapas de transmisión y recepción. En la figura 5.2 se aprecia la configuración del experimento básica sin el uso de amplificadores externos.

El sistema emplea el radio reconfigurable, cuatro conectores SMA para acoplar las antenas, dos cables de baja pérdida, y dos antenas, se sugiere emplear antenas parabólicas o helicoidales, para todo el caso, se asume que para el montaje es necesario conocer los valores de ganancias y pérdidas en  $dB$  de cada uno de los elementos del montaje.

$$\left. \begin{aligned} P_{iRE} &= P_{TX} - 2L_g + G_{TX} - L_a, \\ P_{RX} &= P_{TX} - 2L_p + G_{RX} - L_a - 2L_g, \\ SNR &= P_{RX} - P_{ruido}, \\ P_{ruido} &= 10 \log_{10} W K T B + N F \end{aligned} \right\} \text{Ecuaciones link budget} \quad (5.4)$$

$$L_P = 32,4 + 20 \log 10 f_{MHz} + 20 \log_{10} d \quad (5.5)$$

De las ecuaciones anteriores,  $L_P$  es la pérdida por espacio libre,  $f$  es la frecuencia en MHz de operación,  $d$  es la distancia de propagación ( $d_{rango} = d/2$ ).  $NF$  es la figura de ruido del receptor,  $W$  es el ancho de banda,  $KTB$  es el producto combinado de la constante de Boltzman y la temperatura ambiente del sistema en la escala Kelvin,  $G_{TX}$  y  $G_{RX}$  son las ganancias de las antenas,  $L_g$  son las pérdidas en  $dB$  de los conectores y  $L_a$

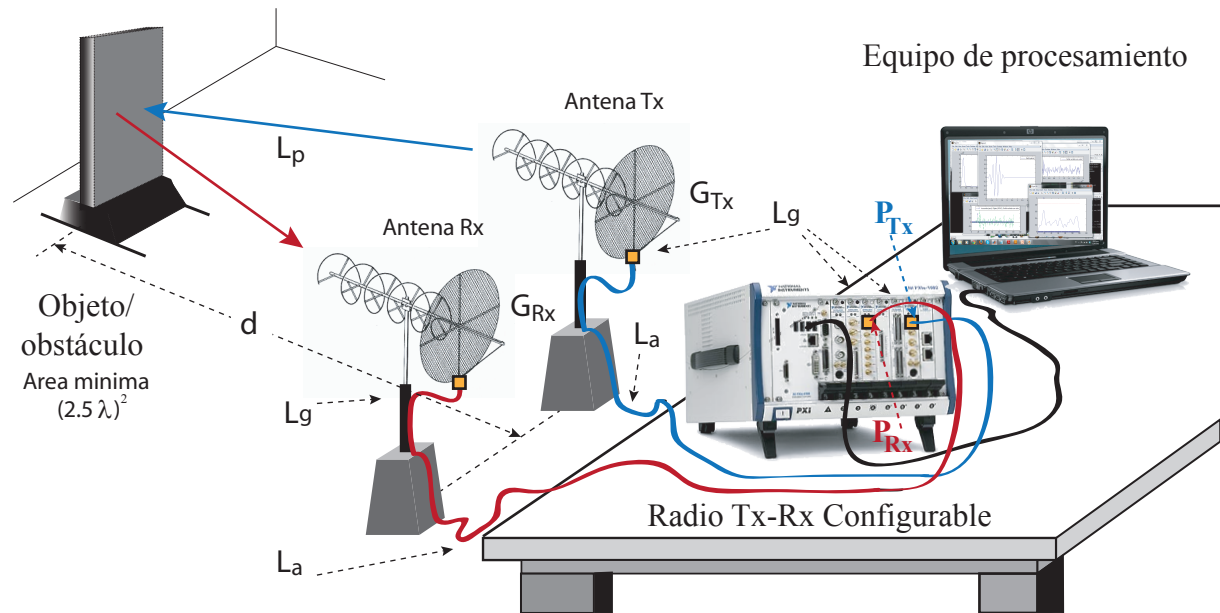


Figura 5.2: Arquitectura del montaje de laboratorio para el sistema de radar

la de los cables de conexión,  $P_{TX}$  es la potencia de transmisión del equipo,  $P_{iRE}$  es la potencia isotrópicamente radiada en el extremo de la antena emisora,  $P_{RX}$  es la potencia de recepción en el equipo y la  $SNR$  es la relación señal a ruido que viene dada por la relación entre la potencia recibida y la potencia de ruido del sistema  $P_{ruido}$ . Para establecer o calcular los valores requeridos en el sistema, típicamente se despeja la función de la potencia de transmisión en términos de la variable  $d$ , y se dejan todos los demás parámetros fijos, así con esto se puede calcular cuál es la potencia de transmisión requerida en el sistema de RADAR para cubrir una distancia máxima deseada, a éste cálculo se le puede incluir un margen de desvanecimiento si es el caso.

A continuación se presenta la arquitectura software implementada para simular y analizar el comportamiento del sistema radar:

### Generación de señal

La generación de señal se realiza siguiendo el diagrama en bloques presentado en la figura 2.12 pero ajustando el algoritmo para las características del pulso descritas anteriormente. Aunque existen múltiples formas de configurar una señal gaussiana como las presentadas en capítulos anteriores se recomienda la implementación de la ecuación 5.1 mediante el algoritmo de generación presentado a continuación:

```

01 %===== 1. Generación de señal: x(n) =====%
02 %=====
03 PRF=1/tmax; %Frecuencia de repetición del pulso
04 f=Fs/2; %Frecuencia del Pulso modulado en banda base
    
```

```

05 to=n*tp;      %Caracteriza el ancho de la campana de gauss - en segundos
06 b=3*to;      %Media de la campana gaussiana - en segundos
07 Lx=6*to/tp; %Longitud de la señal transmitida - en # de muestras
08 t=0:tp:tmax;
09 amp=1/(to*sqrt(2*pi));
10 A=amp.*exp(-((t-b).^2)/(2*to^2)); %Envolvente del pulso
11 S=A.*cos(2*pi*f*t)./max(A);      %Pulso modulado con amplitud normalizada
12 x=zeros(1,length(t));
13 x(1,1:Lx)=S(1,1:Lx);             %Señal Patrón

```

En la línea 03 se define la frecuencia de repetición de pulso, de la 04 a la 07 los parámetros de configuración de la campana gaussiana generada en las líneas 09 y 10. En la línea 11 se genera el pulso gaussiano modulado a una frecuencia  $f = 32MHz$  y la amplitud es normalizada para una amplitud pico igual a 1. Finalmente la señal generada es truncada para que toda muestra ubicada en un tiempo diferente al de transmisión. La señal truncada se almacena en la variable  $x$  como lo muestra las líneas 12 y 13 y sirve como señal patrón para el proceso de recepción empleando la técnica de correlación. Dado que la campana de gauss es simétrica con una tendencia central, se recomienda en caso de cambio en el parámetro  $Lx$  en la línea 07 se realiza con múltiplos de 2 siendo  $2 * to/tp$  el menor número de muestras permitido ya que representa el 68.2% de las muestras representativas del pulso que tienden a su media.

### Transmisión

La etapa de transmisión corresponde al módulo de radio configurable para las funciones de transmisión de la señal en RF, recepción, entrega de la señal banda base al equipo de procesamiento. Para la aplicación del sistema de radar el equipo de radio estará entregando en tiempo real la señal recibida durante el intervalo de escucha del canal, a una tasa de 64 Mmuestras /s. Dado que la señal recibida en RF corresponde a eco en el caso que exista un obstáculo dentro del rango del radar o ruido de fondo cuando no existe objeto alguno. Esta particularidad indica que el objeto/obstáculo modifica la respuesta del canal y se puede tomar como parte del medio o canal de transmisión. Es por esto, que para el análisis de los algoritmos del sistema de laboratorio se propone trabajar los datos recibidos en banda base, dado que las características detectadas en la envolvente de la señal recibida corresponde o se aproximan al comportamiento del canal de exploración del radar. Para efectos de verificación de los algoritmos de detección del rango, junto con la generación de señal fue necesario configurar un algoritmo que simule un comportamiento teórico y así validar las rutinas programadas para obtener el rango del objeto/obstaculo. Este algoritmo fue presentado en la sesión 4.2.2 y se describe a continuación:

```

01 %===== 2. Transmisión: h(n) y z(n) =====%
02 h=zeros(1,length(t));
03 a=ceil(P*2/300E6/tp);

```



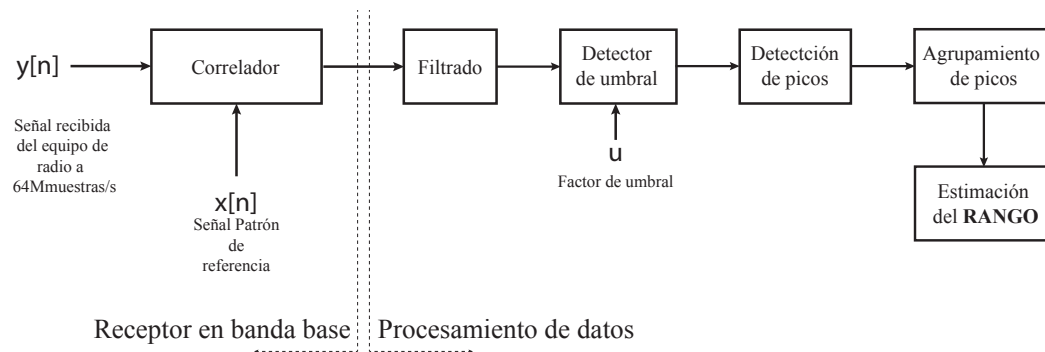


Figura 5.3: Bloques para la recepción en banda base y procesamiento

```

04 h(a)=1; % Impulso que representa un objeto en el canal
05 %h(a+7)=1; %h(a+10)=0.5;%Representan el objeto 2 y 3 respectivamente
06 z=conv(x,h);
07 z=z(1:length(t)); % Señal recibida sin ruido
  
```

En la línea 02 se configura un vector de  $N$  ceros que representa el canal ideal sin ruido y sin presencia de objeto. El valor de  $N$  está determinado para la longitud de vector de tiempo asignado con respecto al tamaño de paso del sistema. Para cualquier configuración  $N = t_{max}/t_p + 1$ . En la línea 03 se realiza la conversión de la posición correspondiente al objeto/obstáculo de prueba, asumiendo una posición  $P$  en metros del objeto teórico a detectar y despejando de la ecuación 1.1 el tiempo que tardar la señal transmitida para llegar al objeto y retornar al radar y dividiendo por el tamaño de paso, se puede estimar la posición que debe ocupar el impulso de referencia para generar la respuesta del canal teórico. La línea 04 muestra la asignación en la posición correspondiente del objeto. El proceso que nos entrega la señal recibida se realiza en la línea 06 mediante la convolución de la señal transmitida y la respuesta del canal teórica pero con un tamaño de  $2N - 1$  muestras resultante por lo cual se realiza el ajuste del tamaño para  $N$  muestras en la línea 07. En esta parte, es notorio que desde el momento de asignar la posición de referencia se introduce un error en la respuesta del canal teórica debido a la resolución de paso ( $\Delta r = 2,34375$  metros) que presenta el sistema, en la línea 03, la relación de posición debe dar un entero y por tanto cualquier resultado con fracciones es aproximado al entero superior. Para minimizar el efecto del error se recomienda asignar posiciones de referencia para el experimento de laboratorio en donde la relación de tiempo de referencia sobre tiempo de paso sea un entero cerrado.

### Recepción en banda base y procesamiento de datos

La arquitectura del bloque de recepción y procesamiento de datos en banda base para la propuesta se presenta en la figura 5.3. En ella se muestran las funciones necesarias para

realizar la detección del rango de un sistema de radar de pulso y a la cual se le puede ir agregando bloque a futuro, según la necesidad y los datos que requiera el sistema. Para nuestro caso, se inicia con la recepción de la señal, filtrado y detector de umbral, detector de picos, agrupamiento de picos o clusterización y finalmente la estimación del rango del objeto detectado. Asumiendo que la señal recibida por el equipo de radio en RF es convertida nuevamente en una señal banda-base, muestreada y enviada al equipo de procesamiento, se presenta la descripción de los algoritmos empleados a continuación:

```

01 %===== 3. Recepción: =====%
02 y = awgn(y,snr); %y(t) con Ruido
03 y(1:Lx)=0; %ajuste en el tiempo de tx el Rx no recibe señal
04 [r,lags]=xcorr(y,x,'coeff'); %Detección por correlación
05 lp=lags(((length(r)-1)/2+1):length(r));
06 rp=r(((length(r)-1)/2+1):length(r)); %Ajuste del tamaño de la señal

```

En este algoritmo se estima el canal empleando la técnica de correlación o filtrado matched descrita en el capítulo 3 y se sigue el modelo presentado en la figura 3.2. En la línea 02 se realiza la suma entre la señal recibida teórica y las perturbaciones del medio. Para nuestro caso, se considera una fuente de ruido aditivo gaussiano<sup>2</sup> y los efectos de la variación de la señal a ruido se observaran el capítulo de análisis de resultados. Dado que el modelo de radar propuesto es monoestatico con dos antenas, para evitar la interferencia de la propia señal transmitida en la antena receptora, se prevé activar y desactivar las antenas en intervalos de operación diferentes, por lo que considerar recibir componentes de señal durante el tiempo de transmisión no tiene sentido, por eso, en la línea 03 se iguala a cero las muestras de la señal para el intervalo de transmisión. Como se espera que la señal recibida (ECO) sea una versión retardada de la señal transmitida en la línea 04 se realiza la correlación cruzada de las señales y en las líneas 05 y 06 se realiza el ajuste al número de muestras para los datos  $rp$ , igual como se realizo en la convolución. Los datos de  $rp$  son enviados al bloque de filtrado y detector de umbral que se describe a continuación:

```

07 %===== 3b. Filtrado y D. umbral===== %
08 rpM=abs(rp); %Magnitud de rp y raiz cuadrada de |rp|
09 media=mean(rpM); %promedio para el umbral
10 rs=smooth(rpM,ceil(Lx/2)); %Filtrado-SMOOTHING moving average,
11 umbral=u*media; %Segundo detector (umbral)
12 j=0; i=0; Ces=zeros(1,length(t));
13 for i=1:length(rs);

```

---

<sup>2</sup>las perturbaciones debidas al *cluter* se asumen dentro de la fuente de ruido y no se considera para el experimento señales de contramedida (*jamming*). Se recomienda el uso de antenas directivas en el experimento para minimizar las posibles reflexiones del suelo y objetos alrededor del ambiente de prueba del laboratorio

```

14     if  rs(i)<= umbral    %Comparador
15         Ces(i)= 0;      %Se elimina el ruido del ambiente;
16     else
17         Ces(i)=rs(i);   %la magnitud de rs(i)
18         j=j+1;
19     end
20 end

```

En la línea 08 se calcula la magnitud de la salida del correlador y en la línea 09 se obtiene su valor promedio para guardar en memoria ya que este valor es el parámetro de comparación del detector de umbral definido en la línea 11. El filtrado se efectúa implementando un filtro de promedio móvil para cada  $M$  muestras, en el código mostrado se trabaja con una ventana igual a la mitad de la longitud del pulso transmitido  $Lx/2$  en valores enteros. Finalmente en esta etapa se realiza un ciclo `for` en donde se iguala a cero todas las muestras que este por debajo del nivel de umbral.

El umbral de selección es el parámetro que define la sensibilidad para detectar los objetos. Su elección se basa en tomar el valor promedio de la señal tratado como se noto en la línea 09 y multiplicarlo por un factor  $u$  de calibración del sistema con el medio. Otro criterio que se puede trabajar es a partir del calculo de promedio de la señal recibida (con ruido), esta señal al pasar por el bloque correlador en donde la energía puede ser menor o muy próxima a la mitad de la energía de la señal patrón, es por esto que otra opción para ajustar el umbral es asignar  $k$  veces el valor promedio de la señal que entra al correlador. Se debe tener presente que la magnitud calculada tanto en la señal patrón y la recibida dependen del tamaño de las muestras que contienen.

El bloque de procesamiento de los datos a la salida del umbral, en si es un proceso secuencial en donde se van identificando los datos que contienen información, en nuestro caso la información hace referencia a los picos de la señal o muestras no nulas provenientes del detector de umbral. El primer paso consiste en identificar si alguna muestra supero el nivel de umbral, si no es así, el sistema identifica la no presencia de objeto y termina el proceso de detección. Este procedimiento aunque básico permite realizar la calibración del sistema, en muchos casos antes de operar los sistemas de radar con objetos potenciales se puede ajustar el sistema escuchando el ruido de fondo y el clutter del canal sin objetos, esto permite adecuar el nivel de umbral al medio en el cual va a trabajar. Esta función se realiza empleando un condicional `if` en la línea 03, si la condición es que existe alguna muestra diferente de cero, inicia el proceso de identificación de los picos, agrupamiento y estimación del rango. El proceso realizado por estos algoritmos se presentaron en la sesión y el código final implementado se muestra a continuación:

```

01 %===== 4. Procesamiento: =====%
02 pr=zeros(1,length(Ces)); tr=zeros(1,length(Ces));
03 if Ces==0; % no existe objeto detectado

```

```

04     Obj=0;
05     tobj=0 ; Iobj=0;
06     else          % Detección de picos, si "Ces" diferente de "0"
07         j=0;
08         for i=2:length(Ces)
09             if Ces(i)>=Ces(i-1)
10                 elseif Ces(i)<Ces(i-1) && Ces(i-1)>Ces(i-2)
11                     j=j+1;
12                     pr(j)=Ces(i-1); % Picos detectados
13                     tr(j)=i-1;      % Posición de los picos detectados
14                 end
15             pr=pr(1:j); tr=tr(1:j);
16         end

17     %=====
18     % Agrupamiento de picos
19     ancho=3*n; % Número de muestras del ancho de pulso efectivo (to)
20     Obj=zeros(1,length(tr)); tobj=zeros(1,length(tr));
21     Iobj=zeros(1,length(tr));
22     if length(tr) > 1
23         dm=tr(2:length(tr))-tr(1:length(tr)-1); %separación entre muestras
24         No=tr(1); Int=pr(1); % Condición inicial (Valores del primer pico)
25         suma=0; Sint=0; j=0; k=0;
26         for i=1:length(dm);
27             if dm(i)<ancho; % Criterio de separación
28                 suma=suma+dm(i);
29                 Sint=Sint+pr(i+1);
30                 k=k+1;
31             else
32                 j=j+1;
33                 Obj(j)=j;
34                 tobj(j)=No+suma/2;
35                 No=tr(i+1);
36                 Iobj(j)=(Int+Sint)/(k+1);
37                 Int=pr(i+1);
38                 suma=0; Sint=0; k=0;
39             end
40             if i==length(dm);
41                 j=j+1;
42                 Obj(j)=j;
43                 tobj(j)=No+suma/2;
44                 No=tr(i+1);

```

```
45             Iobj(j)=(Int+Sint)/(k+1);
46             Int=pr(i+1);
47             suma=0; Sint=0;
48         end
49     end
50     Obj=Obj(1:j); tobj=tobj(1:j); Iobj=Iobj(1:j);
51 else
52     Obj=1; tobj=tr; Iobj=pr;
53 end
54 end

55 %=====
56 % Estimación del rango
57 DATOS=[Obj; tobj; Iobj];
58 RANGOt=tobj*tp;
59 RANGO=RANGOt*300E6/2
60 Rmin=Lx*tp*300E6/2
61 deltaR=to*300E6/2
```

# Capítulo 6

## Análisis de Resultados

En este capítulo se mostrarán los resultados correspondientes a las simulaciones realizadas para analizar el sistema de radar para la detección de un obstáculo con base en los algoritmos finales presentados en el capítulo anterior para la propuesta de laboratorio. En los apartes que se escriben a continuación pueden encontrarse las recomendaciones y algunas aclaraciones de diseño al momento de correr los algoritmos o de implementarlos.

Los parámetros iniciales son los que determinan un radar básico, el rango mínimo, el rango máximo, el tamaño de paso del sistema y frecuencia de operación. En general un sistema radar es configurado para una aplicación específica y después de calibrado los rangos de operación, se inicia la operación del sistema de radar, ya si existen cambios en la zona de operación por alguna causa, se necesita volver a realizar la calibración y ajuste de los parámetros de radar. El nivel de umbral es uno de los factores que determinan la detección o no de las componentes extraídas del medio, (se explicará a detalle más adelante), si la frecuencia de repetición es muy baja, el rango máximo del sistema aumenta y por tanto el número de muestra para analizar es mayor, si consideramos el ruido del medio que aportará alguna cantidad de energía en cada muestra, el nivel de umbral varía de acuerdo a la aplicación, se debe ajustar para un intervalo adecuado de relación señal a ruido conveniente. En un ambiente académico, contar con una herramienta para analizar las etapas básicas a partir del planteamiento de un radar de pulso gaussianos para la detección del rango, desde una perspectiva simple, lógica y que puede ser de importancia para el que está iniciando en el campo de sistemas de radares y sirve como plataforma para aventurarse a estudiar otros tipos de radares, más complejos, y incentivar la búsqueda de otros métodos para extraer la información de la señal recibida empleando técnicas de procesamiento de señales en tiempo discreto o el procesamiento digital de señales empleando dispositivos como los DSPs.

La secuencia que se planteó a lo largo de este documento corresponde a la etapa de generación de señal, transmisión, recepción, filtrado y detección por umbral para terminar en el procesamiento de los datos representativos del canal para realizar las rutinas de

detección de picos, agrupamiento para identificar la pertenencia a un solo objeto y finalmente la estimación del rango del objeto detectado tomando como referencia la base de tiempo en que se detecto la muestra que representa el objeto.

Para iniciar tomaremos una de las configuraciones presentadas en las tablas 5.1 y 5.2 presentadas en el capítulo 5, por ejemplo, tomemos  $n = 2$  con una relación entre rango mínimo y máximo de 0,1. Para este caso, la desviación estándar asumida para el pulso gaussiano es  $\sigma = 31,25\eta s$ , el tiempo que determina el ancho de pulso y el de transmisión del equipo de radio de  $t_x = 187,5\eta s$ , el rango mínimo de 28,1250 metros y el rango máximo de 281,250 metros para una frecuencia de repetición del pulso de 533,33MHz. Para su análisis a lo largo de este capítulo vamos a referirnos a la asignación de estos parámetros como el caso 1. La figura 6.1a y b, muestra la campana gaussiana empleando la ecuación 5.1 y la señal modulada a una frecuencia de 32MHz respectivamente, como pueden notar el pulso es angosto con 12 muestras para el tiempo de transmisión y 121 muestras para el tamaño total de la señal. El tamaño de la señal es importante para establecer la complejidad de los algoritmos presentados.

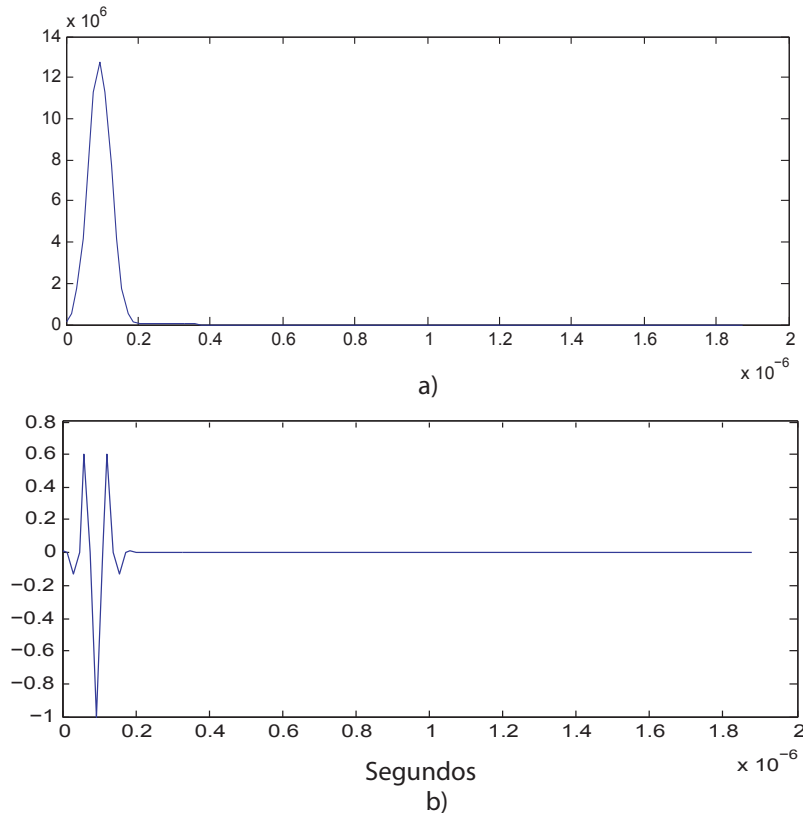


Figura 6.1: Envolvente gaussiana y señal patrón generada para el caso 1

Dado que el alcance del radar estará entre  $28,11250 < P < 281,250$  metros, se elige

una posición arbitraria de prueba a 40 metros, con esto se realiza la conversión para hallar el tiempo estimado que tardaría en ir y volver la señal hasta el radar. El calculo de la posición, ( $a$ , del objeto de referencia en el sistema de radar se obtiene de manera similar a como se obtuvo el rango mínimo en función del número de muestras para la desviación estándar de la campana de gauss en la ecuación 5.2. La ecuación 6.1 se muestra este despeje y la figura 6.2 la respuesta del canal  $h[n]$  teórica asumida.

$$a = P * 2 / (300E6 * tp) \quad (6.1)$$

Como se indica en la descripción del algoritmo de la etapa de transmisión, en el simple hecho de realizar este calculo se induce un error inicial en el sistema. Al evaluar la ecuación anterior, el valor de  $a$  es 17,0667 pero es aproximado en el algoritmo a 18 al aplicar el comando `ceil`. Si realizamos el proceso inverso reemplazando 18 en  $a$  se obtiene que la posición de referencia que esta tomando el sistema de radar planteado es de 42,1875 metros y se convierte en el valor esperado en la etapa de estimación del rango. Conocer esto nos permite validar la precisión del algoritmo para detectar el rango del objeto, pero en la práctica o experimento de laboratorio existirá esta inexactitud debido a la resolución de paso del sistema determinado por  $tp$  y que corresponde a un  $\Delta r = 4,6875$  metros, para cualquier caso en particular que se quiera analizar con lo propuesto en el capitulo 5 debido a la restricción de 64Mmuestras/s impuesta por los equipos de laboratorio disponibles.

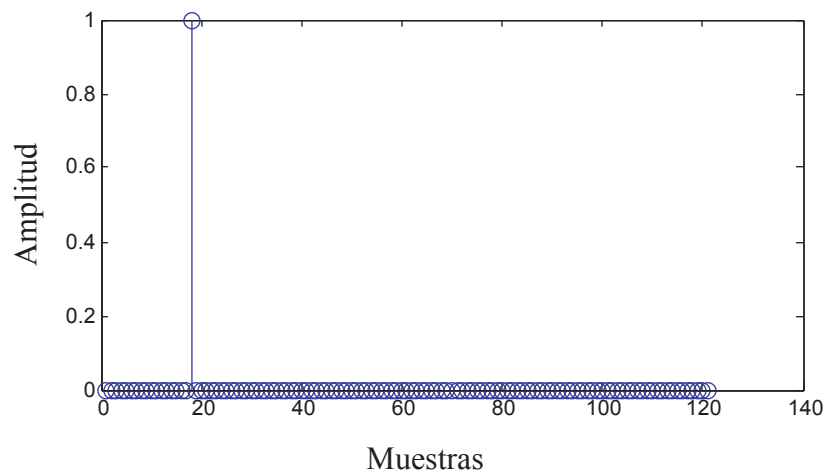


Figura 6.2: Respuesta al impulso ideal asumida

La señal recibida en la entrada del receptor para el caso 1 se presenta en la figura 6.3 y corresponde a una versión retardada de la señal transmitida con ruido AWGN asumido de 30dB para este caso. Como se vera mas adelante, es de esperar que pulsos de corta duración sean sensibles al efecto del ruido dado que presentan un gran ancho de banda y el



ancho de banda equivalente de ruido aumenta. En este caso, la SNR es alta y no se percibe en la gráfica perturbaciones significativas que afecten el proceso en las siguientes etapas.

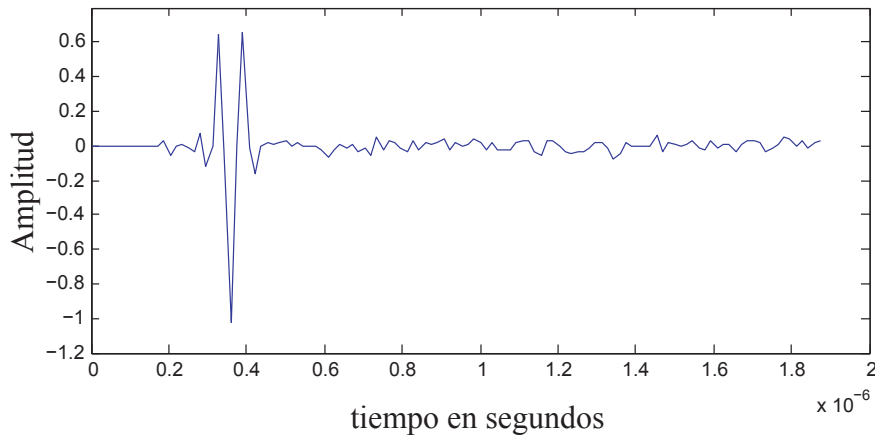


Figura 6.3: Señal recibida para una  $SNR = 30dB$

En la tabla 5.1 se observa que si mantenemos la relación  $Rmin/Rmax$  constante para diferentes anchos de pulso, el intervalo de medición aumenta y la posibilidad de detección a distancias cercanas al radar que no cumplen con la condición de  $Rmin < Rango < Rmax$  mejora. Por esta razón se considera para el análisis del sistema una relación  $Rmin/Rmax$  variable para mantener el Rango máximo de operación constante. Esto tiene sentido desde el punto de vista de la potencia necesaria para garantizar que la señal recorra el doble de la distancia del la posición del objeto debe ser alta si consideramos un Rango máximo muy elevado. La tabla 6.1 resume un escenario de trabajo para rango máximo de 1406,250 metros y el parámetro  $n$  determina el caso específico dentro del escenario. El numero de muestras por periodo de repetición en este escenario es de 601 y el  $Lx$  indica las muestras para el ancho de pulso y la señal transmitida. La posición de referencia se considera dentro del rango de todas las posibilidades y se asigna en 250 metros; considerando el error de conversión, el sistema toma la referencia como 250,7813 metros en la muestra numero 107.

La figura 6.4 presenta tres casos del primer escenario. La primera columna de la gráfica muestra la señal patron del sistema, la 2da y 3ra columna muestra la señal recibida asumiendo una relación señal a ruido (SNR) de 20dB y 10 dB respectivamente. A simple vista, se puede estimar que niveles de ruido altos no permiten distinguir fácilmente el pulso transmitido<sup>1</sup> y es más complejo distinguirlo en la media que el pulso sea más angosto.

<sup>1</sup>Recordar que la señal transmitida comprende las primeras  $Lx$  muestras de la señal patrón presentada

Tabla 6.1: Parámetros escenario no.1 con  $R_{\text{máx}}$  teórico de 1406,250 metros

<b>n</b>	$\sigma = n * tp(s)$	$tx = 6 * \sigma(s)$	<b>Rmin (m)</b>	<b>d (%)</b>	<b>Lx</b>
1	$1,5625E - 08$	$9,375E - 08$	14,0625	1	6
2	$3,125E - 08$	$1,875E - 07$	28,1250	2	12
3	$4,6875E - 08$	$2,8125E - 07$	42,1875	3	18
4	$6,25E - 08$	$3,75E - 07$	56,2500	4	24
5	$7,8125E - 08$	$4,6875E - 07$	70,3125	5	30
6	$9,375E - 08$	$5,625E - 07$	84,3750	6	36
7	$1,09375E - 07$	$6,5625E - 07$	98,4375	7	42
8	$1,25E - 07$	$7,50E - 07$	112,5000	8	48
9	$1,40625E - 07$	$8,4375E - 07$	126,5625	9	54
10	$1,5625E - 07$	$9,375E - 07$	140,6250	10	60

## 6.1. Estimación de canal

Planteadas las condiciones iniciales para el sistema en el caso específico elegido y la señal de retorno al receptor se procede a tratar, modificar la señal hasta lograr el cálculo del rango del objeto de referencia. El primer paso, corresponde en analizar el comportamiento del canal de propagación de la señal de radar. Consideramos por las características estudiadas de los sistemas de Radar en donde el objeto/obstáculo hace parte del canal de propagación de la señal entre el transmisor y el receptor. A diferencia de los sistemas de comunicaciones este enlace no es dedicado y solo se establece un enlace cuando en el área de radiación existe un obstáculo y por tanto ocasiona que la señal se refleje y parte de la energía reflejada llegue a la antena receptora. Se dice que es un proceso de estimación para señal conocida y no como en el sistema de comunicaciones en donde la información es aleatoria. En principio si existe una energía representativa en la antena receptora, existe la posibilidad de que corresponda a un objeto potencial.

La estimación de canal en nuestro caso se realiza en la etapa de recepción, en donde se busca identificar características de la señal transmitida dentro de la señal que llegó del ambiente. Dentro de los parámetros que caracterizan la señal, se busca identificar las características de la envolvente de la señal transmitida dentro de la señal recibida. La estimación del canal o recepción de la señal se realiza empleando como técnica la correlación de la señal patrón del sistema con la señal recibida según los conceptos estudiados en las sesiones 3.1.2 y 3.1.3. Se encontró que la técnica permite minimizar los efectos del ruido significativamente si las dos señales están altamente correlacionadas, esto indica que la señal recibida efectivamente corresponde a una señal de ECO para analizar, de caso contrario el resultado de la correlación no arroja una concentración de energía apreciable en las muestras analizadas y por tanto la señal no es detectada por el detector de umbral.

Volviendo a las señales recibidas presentadas en la figura 6.4, por inspección visual,

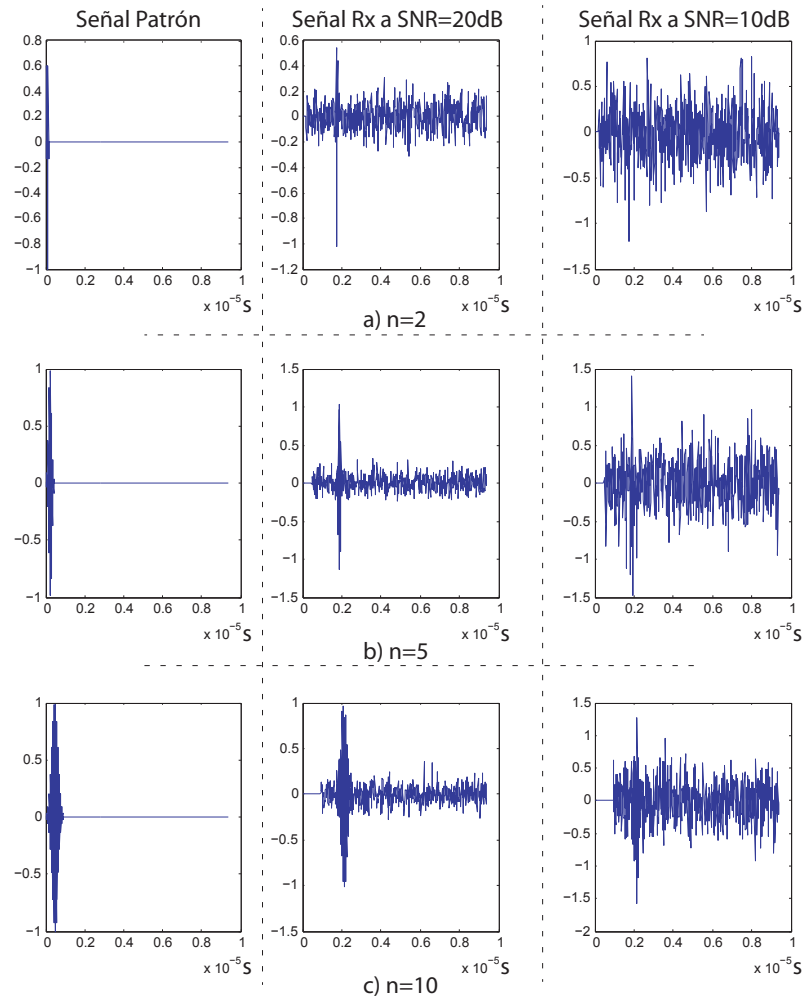


Figura 6.4: Diferentes señal Tx y Rx para escenario no. 1

es fácilmente apreciable que para una SNR de 20dB se identifica la presencia de un obstáculo, pero para las SNR de 10 dB o menores, la identificación del objeto no es clara y resulta más compleja si el ancho de pulso transmitido se hace más angosto<sup>2</sup>. La técnica implementada demostró buenos resultados, es fácil de implementar y el costo computacional está determinado por el tamaño de las muestras de la señal, las cuales se pueden controlar al limitar el rango máximo y la velocidad del procesador elegido para efectuar las operaciones.

Tomando el caso de  $n=10$  con SNR de 10dB, la salida del correlador se presenta en la figura 6.5; en ella, se aprecia claramente que la señal recibida contenía componentes de

<sup>2</sup>El ancho de pulso determina la resolución para la medición del rango e indica el rango mínimo del sistema, anchos de pulsos grandes determinan un rango mínimo grande y viceversa si el ancho del pulso es pequeño.

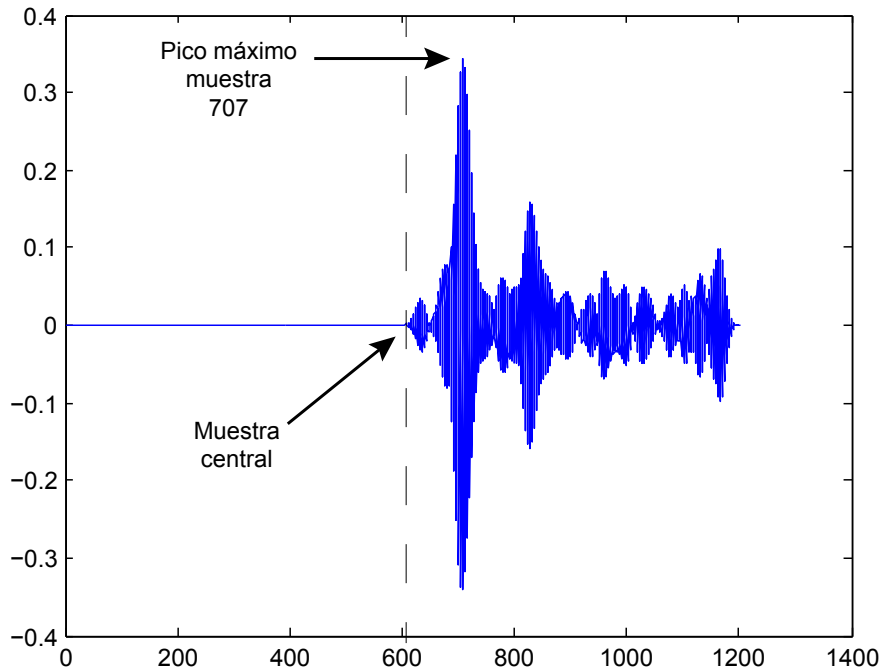
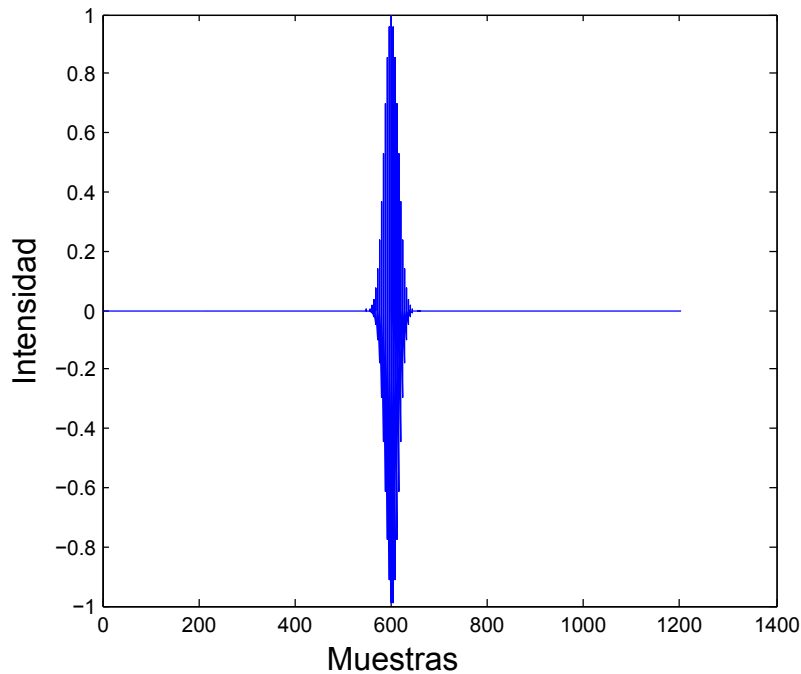


Figura 6.5: Salida del correlador para  $n=10$  y  $\text{SNR}=10\text{dB}$

señal correlacionada con la señal patrón, pero que está retardada en un número de muestras, en la figura el pico máximo está ubicado en la muestra  $M_p = 707$ , si suponemos el caso en que la señal recibida fuese la misma señal transmitida sin retardo, estaríamos realizando un proceso de autocorrelación de la señal  $x[n]$  y la resultante sería completamente simétrica y con un valor máximo en la muestra 601 que es la muestra central de  $2N - 1 = 1201$  muestras como se observa en la figura 6.6. Así, se puede deducir que la salida del correlador permite disminuir las componentes de ruido y enfatizar en las componentes que representan la señal transmitida pero hace falta un método que permita realizar un proceso automático para determinar la posición de la muestra representativa, por inspección tenemos que el número de muestras que separa el pico máximo del centro de la señal resultante en la figura 6.5 es  $M_p - N - 1$ , y por tanto la separación es de 107 muestras que corresponde al asignado para la posición del objeto de referencia cuando se definió la respuesta del canal teórica. Desafortunadamente, no todos los casos se puede resolver de forma manual por la rapidez con que se requieran los resultados y que es posible la existencia de otros objetos o que existan picos adicionales que pertenezcan a reflexiones de la señal con el entorno circundante del objeto. Para el caso de la propuesta el efecto del clutter se cree controlado al emplear antenas altamente directivas que no permitan reflexiones significativas con el entorno. Este tema se convierte en un trabajo futuro que da continuidad al trabajo iniciado en esta tesis.

Para proponer un sistema automático de detección del rango es necesario realizar un

Figura 6.6: Autocorrelación de la señal patrón  $x[n]$ 

nuevo proceso en donde se indique, si el nivel de intensidad del pico máximo, es suficiente para que el sistema lo reconozca. Este proceso, se realiza en la etapa de filtrado y umbral que viene a continuación pero, antes de enviar la resultante del estimador de canal, se realiza por conveniencia un ajuste al tamaño de  $N$  muestras eliminando la mitad de las muestras que por las características de configuración de la señal, no son representativas y no contienen información. La figura 6.7 corresponde a la magnitud de la señal final del estimador por correlación y es enviada al siguiente proceso.

## 6.2. Filtrado y detección por umbral

En esta etapa interesa conocer la envolvente de la señal recibida para lo cual se realiza un proceso de rectificación calculando el valor absoluto de la salida del receptor, al observar la figura 6.7 se puede notar un rizado entre las muestras que puede ser minimizado empleando un filtro pasabajas y dado que el procesamiento que estamos realizando es en el dominio del tiempo, un filtro de media móvil es apropiado para realizar el suavizado de datos. Se debe tener cuidado en la elección del número de muestras para cada promedio, ya que si tomamos un número  $M$  muy grande hace que el suavizado sea lento debido a que el promedio de una muestra depende de muestras pasadas muy alejadas, esto causa que el efecto del ruido

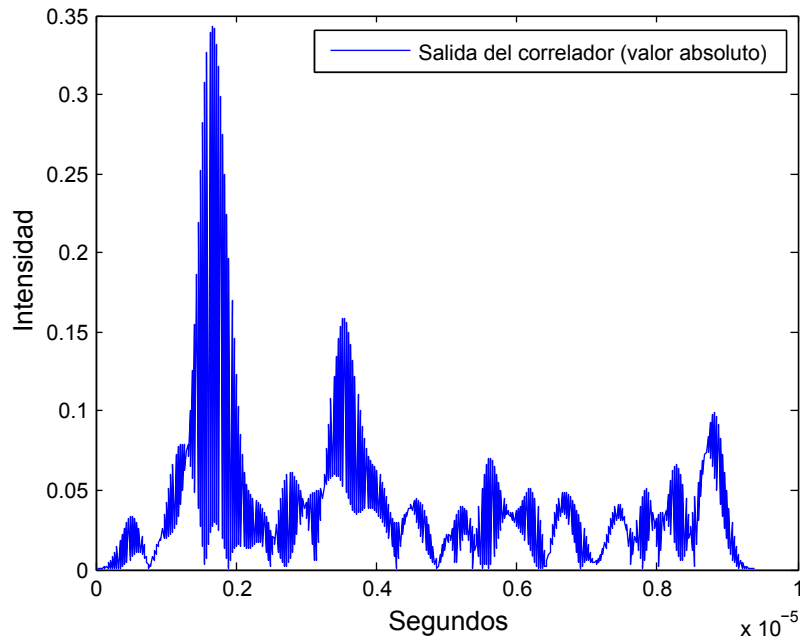


Figura 6.7: Magnitud del canal estimado para N muestras

se disminuya pero con el también el posible pulso identificado a la salida del receptor. Por su parte un valor pequeño responde más rápido a las variaciones de las muestras actuales y no depende de las pasadas. Un criterio que se puede emplear es determinar el número de muestras que el pulso gaussiano toma para llegar a su valor pico y emplear este valor como factor para el promedio de los datos. Esto se puede ajustar específicamente según sea la configuración de señal a utilizar en el sistema y por entrenamiento ajustar la mejor respuesta. En este caso, para suavizar estos datos, se asignó en el algoritmo la realización del promedio cada 3 muestras de manera de tener una respuesta rápida para diferentes configuraciones de señal. Los resultados indican efectivamente que todo el conjunto de datos se atenúa y se percibe la reducción del ruido del mismo.

Después del filtrado se pasan los datos por el detector de umbral en donde las muestras que estén por debajo del umbral son rechazadas, el criterio puede variar desde el análisis estadístico de los datos o la relación de potencias de las señales. El criterio fundamental está en cumplir con que el nivel de umbral sea un valor superior al ruido del sistema de detección y que en ambientes controlados se ajusta según la sensibilidad y la potencia con que se está transmitiendo. Para efectos de simulación es válido trabajar con los promedios detectados en la señal para ajustar este nivel de umbral. En la figura 6.8 se muestra la entrada y salida del filtro así como 4 niveles de referencia con respecto a la media aritmética de la señal de entrada. Dado que la señal de entrada al detector de umbral es la salida del filtro (Señal de color azul), se puede decidir un nivel de umbral entre 3 y 4 veces la media.

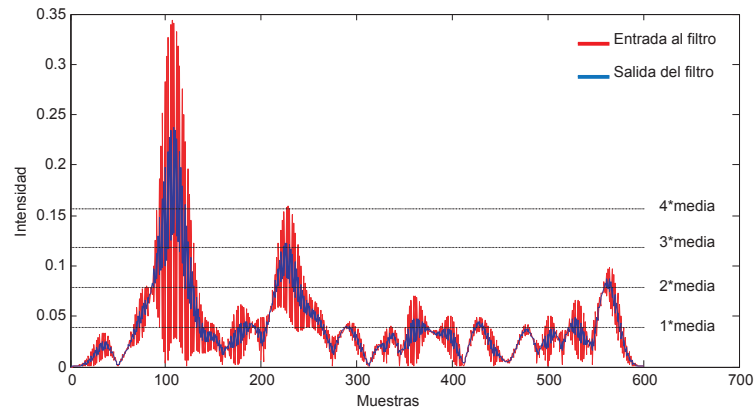


Figura 6.8: Señales de entrada y salida al filtro vs posibles niveles de umbral

Elegir un nivel muy grande podría ocasionar pérdida de la información y no detectar el objeto y si elegimos muy bajo pueden aparecer falsos positivos en etapas posteriores. Se debe tener presente que en el tratamiento que estamos dando a los datos no se consideran unidades de energía o potencia dado que la salida de la correlación se puede interpretar como el porcentaje de correlación entre las señales. Los efectos estudiados en el modelo de simulación, se pueden trabajar con seguridad dado que para una implementación real se debe conocer la restricción de potencia del sistema y con el simulador se puede adaptar para cualquier especificación si consideramos que la respuesta al impulso asumida es para la potencia mínima permitida por el sistema después de realizar los cálculos del *link budget*.

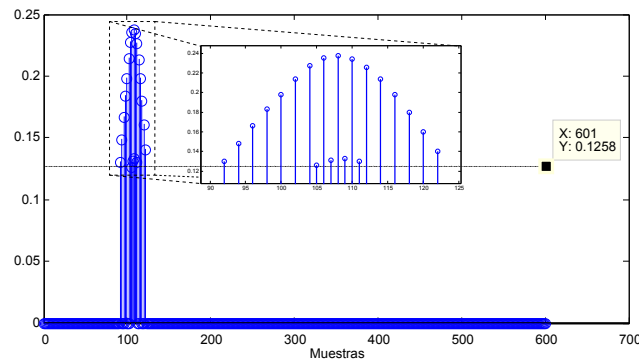


Figura 6.9: Salida del detector de umbral

Volviendo al caso para  $n=10$  del escenario 1. La figura 6.9 muestra la salida del detector de umbral para la señal que ingreso al sistema. El nivel de umbral asignado en este caso es de  $3,2 * \text{media}$  mas adelante se observara el efecto de la selección al variar este parámetro para diferentes SNR en el sistema. Al detectar esta señal se espera identificar en la siguiente etapa si las componentes resultantes corresponde al mismo objeto o representan objetos

diferentes.

### 6.3. Procesamiento y Detección del rango

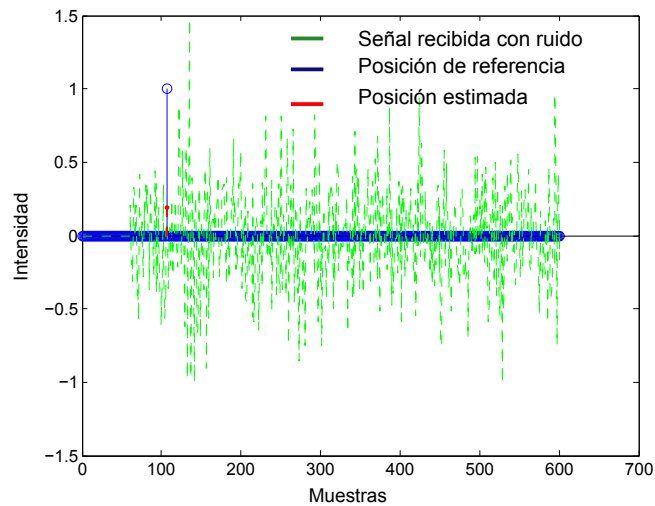


Figura 6.10: Estimación de objeto para  $n=10$  SNR=10 del escenario 1

Iniciando el proceso de detección de picos entramos en los últimos pasos para lograr la estimación del rango del objeto/obstáculos. La señal proveniente del detector de umbral es analizada empleando la técnica de detección de picos y de agrupamiento descrita en la sesión 3.2 del capítulo 3 el resultado significativo para este subproceso es convertir una señal de datos de 601 muestras en dos vectores, uno que almacena el tiempo y otro que almacena la intensidad de la muestra con tamaño de 16 muestras en cada uno para el caso  $n=10$  del escenario 1. Realmente este proceso es aleatorio y depende del comportamiento del canal pero sirve para dar a conocer los que típicamente ocurre en un sistema de radar en donde la señal desde que ingresa en la parte frontal del equipo de procesamiento hasta su salida final depura la señal hasta dejarla lo más simple posible para obtener la información esperada. En este caso, las 16 muestras corresponden a los picos máximos de la figura 6.9 y se descartan las muestras 105, 107, 109 y 111. Hasta aquí todo va normal y corresponde a lo que se esperaba del algoritmo, pero si nos detenemos a comparar la posición de la muestra de referencia tomada por el sistema que corresponde a la muestra de la posición 107 vemos que en este caso el algoritmo la está eliminando, pero en esta etapa este hecho no representa un problema dado que la etapa de agrupamiento de picos tomará los 16 picos y promediará la distancia de separación entre las muestras del vector tiempo hasta que se encuentre un valor central que dado a las características de la señal configurada en el inicio del sistema, (un pulso gaussiano con media tendiendo en el pico máximo de la señal),



permitirá calcular la posición esperada.

El ruido y efectos del canal puede generar corrimientos en la posición esperada, es decir, si tenemos picos muy estrechos con pocas muestras que definan su tiempo de transmisión en ambientes con mucho ruido la detección se dificulta y si es posible detectarlo, la posición de la muestra que indica el tiempo de retardo de la señal puede presentar errores. Otro factor a tener en cuenta es el nivel de umbral, si utilizamos niveles de umbral bajos, la posibilidad de que se detecten picos como falsos positivos se aumenta, y por lo tanto la media puede verse afectada. Si el nivel de umbral es alta, el número de picos detectados podría ser menor y no permitiría obtener un promedio y es posible que en muchos casos se detecte un único pico que esperamos sea el pico máximo de la señal de pulso gaussiana reflejada. Esto sólo se puede satisfacer si al momento de configurar la señal a transmitir, el tiempo de paso sea muy pequeño de tal manera que la resolución del sistema aumente.

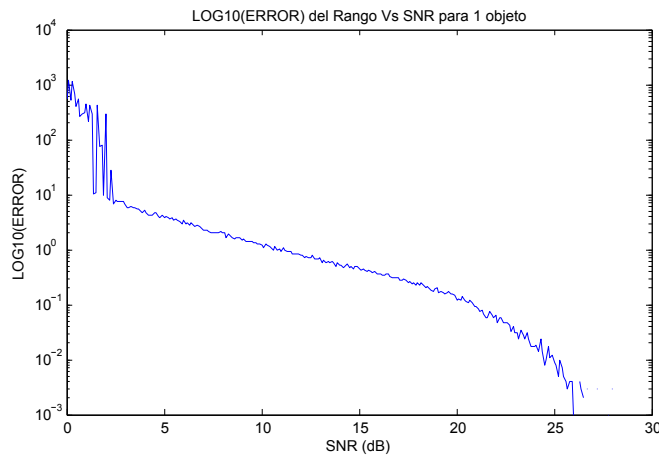


Figura 6.11: Curva de error vs SNR caso n=10 escenario1

Con los equipos de laboratorio actuales, como se ha indicado limita las posibilidades de detectar objetos con alta precisión y en el mejor de los casos se podrían detectar objetos mínimo a 28 metros con una resolución de aproximada de 4 metros.

Volviendo al resultado del caso n=10 del escenario 1, las 16 muestras son simétricas y están separadas cada dos muestras lo que nos da como resultado un único pico ubicado en la muestra 107 y así estimando la posición esperada del objeto obstáculo.

La Estimación del objeto se realiza reemplazando el valor deposición detectado por el sistema en la ecuación 1.1 y así tenemos que :

$$R = \frac{a * tp * 300E6}{2} = \frac{107 * 15,625\eta s * 300E6m/s}{2} R = 250,7813metros$$

Según la resolución de paso el valor del RANGO estimado es de  $250,7813 \pm 2,3438$

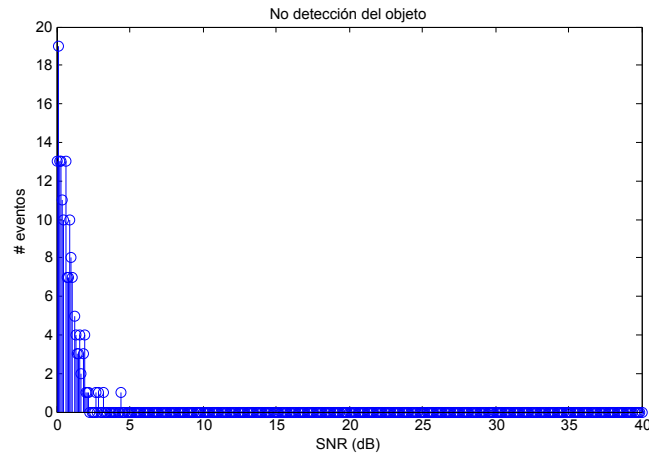


Figura 6.12: Eventos fallidos o no detección para el caso  $n=10$  escenario1

metros, si comparamos con la posición del objeto/ostaculo asumida que fue de 250 metros. El resultado del sistema de procesamiento es óptico para detectar el rango y esta dentro del intervalo de confianza del sistema. La figura 6.10 resume la posición de referencia, la señal recibida y la posición del objeto estimado para el caso estudiado.

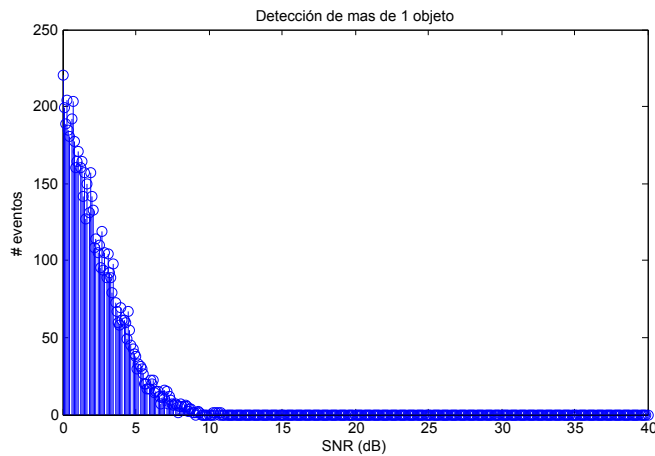


Figura 6.13: Falsos positivos o detección de mas de un objeto para caso  $n=10$  escenario1

Además se presenta la curva de error (figura 6.11) para el caso  $n=10$ , nivel de umbral 3.2, y 1000 repeticiones por cada SNR considerada, los eventos correspondientes a fallos en la detección para cuando se detectaron más de un objeto en la figura 6.13 y cuando no se detecto objeto en la figura 6.12.

## 6.4. Costo Computacional

En la sesión 4.2.2 se presentó el proceso para el conteo de FLOPs de los algoritmos propuestos, en ellos se contempló la configuración con referencia a la frecuencia de operación del sistema radar de 2.4GHz a una frecuencia de muestreo de 4.8 GHz. Así la frecuencia de muestreo en banda base esta determinada por 64 mega muestras, y tenemos los siguientes resultados:

Del caso 1, el número de muestras totales para un intervalo de repetición es de 121 muestras, tenemos un estimado de 869 FLOPS para la generación, 58.089 para la transmisión, 60.630 para la recepción y 1.732 para la detección, en total se estiman 121.320 FLOPS

Del caso n=10 del escenario 1, el numero de muestras es 601, tenemos un estimado de 1.829 FLOPS para la generación, 1.442.409 FLOPS para la transmisión, 1.455.030 para la recepción y 8.452 para la detección, en total se estiman 2.907.720 FLOPS

Como es de esperar, al aumentar el rango máximo de operación aumenta las operaciones que desarrolla el algoritmo del sistema presentado. Para determinar que procesador es adecuado para la implementación real del sistema se requiere conocer el requerimiento esperado de latencia, es decir, el intervalo de tiempo en el que la respuesta del sistema es aceptable según la aplicación, si es una aplicación militar para guía de misiles, el tiempo de respuesta puede ser extremadamente bajo, mientras que para una aplicación de exploración de terreno el tiempo de respuesta no suele ser critico, entonces, el procesador requerido para implementar determinada aplicación debe estar en la capacidad de ejecutar el numero de FLOPS calculado en este intervalo de tiempo. Por ejemplo, si deseamos un sistema de tiempo real, y está definida que la latencia entre la toma de medida y el tiempo de obtener la respuesta es de 1ms, se requiere que el procesador realice 121.320 FLOPS en 1ms como mínimo, lo que implica que un procesador para el caso 1 con esa latencia deba trabajar a 122 MHz asumiendo que por cada ciclo de procesador se hace una operación de punto flotante. De manera similar, se puede estimar el tipo de procesador de banda base mínimo para cada una de las operaciones deseadas.

# Capítulo 7

## Conclusiones

### 7.1. Conclusiones

En el presente trabajo se exploraron técnicas de procesamiento de señal para calcular la posición de un objeto/obstáculo en un ambiente de radar controlado bajo condiciones de laboratorio. Las etapas para un sistema de radar se concentran en las siguientes partes: generación de señal, estimación de canal, agrupamiento e identificación de elementos, y la estimación del rango. Para cada una de las etapas anteriores se estudiaron e implementaron técnicas de procesamiento de señal, que no son excluyentes a otras técnicas que se puedan encontrar en la literatura o analizar en futuras investigaciones, pero que, luego de la búsqueda bibliográfica sobre el tema de radar, fueron identificadas como las más comunes y su implementación a nivel de laboratorio es viable.

En la literatura de sistema de radares se identificó que el tipo de señal empleada para cada sistema, está condicionada para el tipo de información y aplicación a implementar. Si es un radar para la identificación de la velocidad, es común emplear técnicas que analicen señales de ondas continuas o pulsadas que empleen el análisis del efecto doppler en la señal recibida. Se debe garantizar que los parámetros (amplitud, frecuencia y fase) que caracterizan la señal se puedan reconocer en las etapa de procesamiento. En el caso de la aplicación detección del rango de un objeto, lo mas común es emplear un pulso de RF de onda continua y detectar la característica en amplitud de la señal recibida. Esto fue verificado pero, este tipo de señal hace que la resolución del sistema y el rango mínimo se determinen exclusivamente por el ancho del pulso. Empleando los algoritmo propuestos para el procesamiento en tiempo discreto, se encuentra que tres objeto no pueden estar separados entre si una distancia igual al rango mínimo del radar, porque el sistema los detectaría como uno solo y por lo tanto se debe mantener un distancia  $R_{min}$  en estos sistemas. Para el laboratorio, se propone trabajar con una señal de pulso gaussiano. El sistema mantiene en si las mismas características del sistema de pulsos con onda continua,

la diferencia está en que la característica de la envolvente de un pulso gaussiano permite identificar objetos a distancias más cortas que las establecidas por el rango mínimo. Esto es posible configurando el ancho de pulso efectivo del pulso gaussiano que determina el rango de separación mínima entre objetos y no el tiempo de transmisión del pulso.

Dentro del proceso de comparación de las técnicas de procesamiento de señal en sistemas de radar, se comprobó que las técnicas de detección que emplean la correlación de señal ofrecen buenos resultados para identificar la señal proveniente del objeto/obstáculo frente al ruido que presenta el ambiente. La técnica de *matched filter* es la misma técnica de correlación, y las técnicas tradicionales de estimación son computacionalmente más complejas de implementar en *hardware*. Las técnicas de estimación lineal toman más tiempo de cómputo que las técnicas de correlación, porque las técnicas de estimación lineal, generalmente requieren procesos de invertir matrices con un gran número de ceros, y no se puede garantizar que sean matrices con inversa calculable.

Se verificó el buen comportamiento de la técnica de k-means para el agrupamiento de datos, pero para la aplicación en sistemas de radar, resulta no conveniente, dada la necesidad de configurar un número inicial de cluster y, por características esenciales en un sistema del radar, lo que busca es determinar cuantos grupos de datos representan el objeto (o la cantidad de objetos que hay en el sistema). Otras técnicas de tipo particional o las jerárquicas siempre realizarán múltiples iteraciones hasta converger para realizar el agrupamiento. La técnica presentada fue creada a partir del análisis de los picos que superaran el umbral de decisión, lo cual simplifica el número de datos representativos y desarrolla de manera secuencial y sin necesidad de realizar múltiples iteraciones.

La arquitectura propuesta presenta ventajas desde el punto de vista del hardware, los equipos de radio son reconfigurables y ya desde el software el procesamiento de la señal se puede adaptar o estructurar fácilmente según las necesidades específicas. Esto permite que el mismo equipo de transmisión se pueda emplear para diversas aplicaciones con tan solo cambiar la configuración del software en las etapas de procesamiento, lo que es una gran ventaja frente a los actuales sistemas de radar que son específicos y en buena medida las decisiones, como la discriminación por umbral entre otras, se realizan con sistemas analógicos, con circuitos electrónicos especializados, para los cuales pensar en una reconfiguración conduce a un cambio total del sistema. Sin embargo, pensar en sistemas de radar totalmente digitales exige que las tasas de muestreo en el sistema de procesamiento sean altas si deseamos alcanzar nivel muy buenos de resolución.

Según los resultados obtenidos y el algoritmo desarrollado para la detección de rango, en el diseño de un radar para la detección de aeronaves se debe configurar el rango mínimo de detección por debajo de la altitud mínima de vuelo y el rango de separación mínimo necesario de vuelo entre aeronaves que vuelan muy próximas entre sí. El tiempo de resolución del sistema se define como un compromiso entre el intervalo de confianza de la medida del radar y el rango máximo deseado para el sistema.

La sensibilidad del sistema de radar frente al comportamiento del ruido y la intensidad de la señal exigen un gran nivel de potencia en la generación de la señal, se requieren relaciones señal a ruido bastante elevadas para garantizar un correcto funcionamiento de un sistema de radar libre de error, valores de SNR por encima de 10 dB garantizan un buen comportamiento, por consiguiente hay que recurrir al perfil del presupuesto de enlace para encontrar la potencia mínima de transmisión si se ha identificado y definido previamente el rango deseado del radar.

La variable que impacta de manera más crítica la resolución de radar es la tasa de muestreo de la señal en banda base, esta resolución no solo define la distancia mínima de detección de un objeto en radio frecuencia, sino que impacta en la complejidad computacional del algoritmo, siempre que se desee resolución, la complejidad crece en el orden de  $N^2$ , adicionalmente emplear una frecuencia de muestreo alta en banda base, eleva los costos de implementación, ya que encontrar sistemas de conversión análogo digital de alto rendimiento son escasos (órdenes cercanos a 1GHz de frecuencia de muestreo o más).

En general, el algoritmo presentado para la detección del rango en sistemas de radar, puede ser empleado para diferentes tipos de señales generadas, el proceso de correlación de la señal patrón con la señal recuperada del medio hace que si las dos están correlacionadas se logra a la salida del correlador un pico o varios si son mas objetos que pueden ser procesados con las técnicas de detección y agrupamiento propuestas. Sin embargo se encuentra que el uso de la señal pulsada con envolvente gaussiana presenta mejor comportamiento frente a condiciones de alto ruido que emplear una señal rampa, triangular o un pulso de onda continua.

Dentro de las desventajas que presentan los sistemas de radares de pulso para la detección de objetos es que después de detectado un objeto o varios no se puede diferenciar inmediatamente que clase o tipo de objeto se detecto. Esto requiere de etapas adicionales de postprocesamiento que aumentan la complejidad del sistema y podrían necesitar mayores velocidades de procesamiento para obtener la nueva información en tiempo real.

Para aplicaciones militares o civiles, se encuentra que cualquier tipo de radar para la detección del objetos con el propósito de salvaguardar la seguridad, defensa y orden, deben siempre revelar su posición al objeto sensado. Si estamos hablamos del control de velocidad en carreteras o, si hablamos de aplicar el sistema de radar para guiar equipos de fuego o detección de avion enemigo, los sistemas empleados primero deben radiar una señal patrón para esperar la señal reflejada y realizar los cálculos de medición. Esto facilita la evasión y el factor sorpresa ya que en primer lugar se esta revelando la posición del radar. De hecho existe una gran variedad de equipos de contra-medida que sirven para evitar ser detectados. Un reto esta en diseñar tipos de señales y sistemas de radiación que permitan confundir las ondas propagadas con el ambiente y así no ser detectadas por el *objetivo* y que podamos recuperar la información con facilidad.

Otra desventaja que se tiene con los sistema de radares monoestatico de pulso es que el

empleo de una sola antena para la Tx-Rx hace que durante el intervalos de transmisión se genere una zona ciega para que el radar pueda detectar un objeto en un rango inferior al rango mínimo, mejorar esto se puede hacer disminuyendo al ancho del pulso pero esto a su vez hace que el equipo de radio tenga que soportar picos de señal en corto tiempo para poder cubrir la misma distancia. Las limitaciones para producir equipos de alta potencia para equipar aeronaves de combate hace que estos sistemas sean de mas bajo alcance para compensar el lastre que deba cargar la aeronave. Esto es un tema de gran interés ya que siempre encontraremos, en este tipo de aplicaciones, mejoras de los sistemas en cuanto a distancia, peso, consumo de energía entre otros.

Se concluye que en el sistema de radar propuesto, la información resultante después del procesamiento no corresponde a una señal sino a un dato. Esto es, que el sensor de radar radia una señal, la baja en frecuencia, la muestrea y realiza el procesamiento básico de detección que se resume en un dato puntual, no una señal. Con esto los datos resultantes los envía a la cabecera del Radar en donde se realizarán los proceso restantes y acciones respectivas. En nuestro caso, el sistema encuentra el rango del objeto y debe ser enviado a una sala de control, a su vez si es requerido el sistema propuesto bajo las condiciones de resolución de paso establecidas para el laboratorio, puede enviar los datos de picos detectados y posición de cada pico para realizar postprocesos que apunten a el reconocimiento del objeto a través de procesamiento de imágenes en combinación con otras técnicas. Todo esto apunta, a que abordar la temática de radares no es solo de una disciplina especifica, sino, que es una temática de multiples disciplinas que van desde aspectos aspectos de electrónica de microondas (señal y potencia), procesamiento digital de señales (que se vuelve complejo en la medida que requiera mayor información al sistema), antenas y sus agrupamientos, hasta las redes de comunicaciones de datos y seguridad de la información.

## 7.2. Trabajos Futuros

Con los resultados obtenidos y presentado los procesos para la detección del Rango de un objeto/obstaculo se propone con los equipos de laboratorio realizar la implementación del experimento y evaluar el comportamiento de los algoritmos planteados, los pasos, algoritmos detallados y el impacto de sensibilidad de variables están consignadas en el presente documento, por lo cual la fase de implementación se concentra netamente en poner la teoría y algoritmia desarrollada en el hardware que se tiene a disposición.

Siguiendo con la metodología de este trabajo se propone continuar el estudio de técnicas para el procesamiento para determinar la velocidad de objetos en movimiento verificando la teoría del efecto doppler, medición de la fase en señales continuas y pulsadas. Se sugiere realizar trabajos teóricos que soporten estos estudios, para luego hacer implementaciones físicas de los mismos.

Como trabajo posterior, se propone desarrollar técnicas y estudiar algoritmos de caracterización del ambiente (clutter); el estudio de estos efectos se concentra en determinar cuál es la causa de los efectos de la respuesta al impulso del canal detectado en el receptor del radar. Allí se pueden obtener aplicaciones centradas en generación de imágenes o reconocimiento de objetos en alta resolución, lo cual abre posibilidades como la de construir radares de imágenes para aplicaciones médicas, exploración del subsuelo, radares de penetración, etc. Cabe anotar que para eso, es necesario caracterizar el comportamiento de una onda electromagnética en un medio no homogéneo. Igualmente, si solo se caracteriza el efecto de la onda en el espacio libre, las aplicaciones se pueden delimitar a topografía en tiempo real, sistemas de navegación para aviones, robots y vehículos, o aplicaciones de seguridad, militar o industrial.

El problema de la clasificación y agrupación de los impulsos reflejados en el sistema de recepción del radar, es un campo abierto de investigación, el hecho de usar *kmeans* no descarta la posibilidad de usar otras técnicas de inteligencia artificial, estimación paramétrica, clasificadores u otros tipos de técnicas, lo cual puede mejorar notablemente la resolución y confiabilidad de los sistemas de radar.

Se puede explorar la posibilidad de emplear de manera más práctica otras arquitecturas de radar, la arquitectura monoestática es clásica para el uso de radares primarios, sin embargo en actividades críticas como aeronavegación, seguridad militar, aplicaciones industriales entre otras, arquitecturas como radares distribuidos o multi estáticos, pueden mejorar el desempeño y precisión en la detección de objetos/obstáculos.



# Bibliografía

- [1] Servicio de navegación aérea. Plan de navegación aerea para colombia. En línea, Marzo 2012.
- [2] Servicio de navegación aérea. “volumen 1. requerimientos operacionales” plan de navegación aerea para colombia. En línea, Marzo 2011.
- [3] Servicio de navegación aérea. “volumen 2 - intalación y servicios” plan de navegación aerea para colombia. En línea, Marzo 2011.
- [4] Servicio de navegación aérea. “anexo volumen 2” plan de navegación aerea para colombia. En línea, Marzo 2011.
- [5] Servicio de navegación aérea. “anexo inversión proyectada” plan de navegación aerea para colombia. En línea, Marzo 2011.
- [6] FAC. Plan general de compras enero 2012.xls, 2012.
- [7] Eddy Natalia Rojas R. Medellín dispondrá del primer radar hidrometeorológico de colombia., 2010. Sección: Nación, Citado el: 08 de mayo de 2012.
- [8] AMVA. En alabama avanza la construcción del primer radar hidrometeorológico de colombia. Citado el: 17 de mayo de 2012.
- [9] Jairo Mauricio Mendieta Gallo. Análisis teórico del sistema radar y multiradar, 2004. FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES.
- [10] EQUIPO AVIACOL.NET. Aerocivil avanza en su programa de repotenciación radar para colombia, 2012. Consultado el 8 de Mayo de 2012.
- [11] Notas Aéreas FAC. Con dos nuevos radares, colombia busca cerrarle el espacio aéreo al narcotráfico, 2004.
- [12] IEEE. Ieee standard radar definitions. Technical report, IEEE, 21 2008.

- [13] Merrill Ivan Skolnik. *Radar handbook*. Electronic engineering series. McGraw-Hill, 1990.
- [14] G. Richard Curry. *Radar Essentials - A Concise Handbook for Radar Design and Performance Analysis*. SciTech Publishing, 2011.
- [15] Linda Villareal. Electronics technician, volume 4 - radar systems, 1993. NAVEDTRA: 14089.
- [16] G.W. Stimson. *Introduction to airborne radar*. Aerospace & Radar Systems. SciTech Pub., 1998.
- [17] Pier Francesco Sammartino. A comparison of processing approaches for distributed radar sensing, 2009.
- [18] Aerocivil. Video del plan nacional de aeronavegación, 2011. Id. de documento: AEVVZYF6TF2M-599-6.
- [19] Julián Andrés Cogollo Briceño. Desarrollo de una base conceptual y aplicación de radares hidro-climatológicos en colombia, 2005. Trabajo de grada - Ingeniería Civil.
- [20] Merrill Ivan Skolnik. *Introduction to radar systems*. Electrical Engineering Series. McGraw-Hill, 1980.
- [21] Michael Kolawole. *Radar Systems, Peak Detection and Tracking*. Communications engineering. Elsevier Science, 2003.
- [22] D. Brandwood. *Fourier Transforms in Radar*. Artech House Radar Library. Artech House, 2003.
- [23] F.E. Nathanson. *Radar Design Principles - Signal Processing and the Environment*. SciTech Publishing, (2nd edition) edition, 1999.
- [24] Harry L. Van Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory - Part III - Radar-Sonar Processing and Gaussian Signals in Noise*. John Wiley & Sons, 2001.
- [25] Philippe Lacomme, Jean-Philippe Hardange, Jean-Claude Marchais, and Eric Normant. *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*. William Andrew Publishing, 2001.
- [26] Ferrel G. Stremmler. *Introducción a los sistemas de comunicación*. Addison-Wesley, 3a. ed. edition, 1993.
- [27] J. M. Mendel. *Lessons in digital estimation theory*. Prentice-Hall signal processing series. Prentice-Hall, 1987.

- [28] Steven M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993.
- [29] Ashok Ambardar. *Analog and digital signal processing*. Brooks/Cole Publishing Company and International Thomson Publishing Company, second edition edition, 1999. Libro de la biblioteca de la UNESP : 621.382 2 A491a 2.ed. t. 21.230.
- [30] Dale Grover and John R. Deller. *Digital signal processing and the microcontroller*. Prentice Hall PTR and Motorola University Press, 1998. Libro de la biblioteca de la UNESP 621.382 2 G883d t. 20.932.
- [31] R.J. Polge and E.M. Mitchell. Impulse response determination by cross correlation. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-6(1):91–97, jan. 1970.
- [32] Juan Sebastian Ruiz Toro. *Técnicas de conformación de haces para radares de baja probabilidad de detección*, 2013. UPB. Esc. de Ingenierías. Ingeniería de Telecomunicaciones.
- [33] Robert N. McDonough and Anthony D. Whalen. *Detection of Signals in Noise*. Academic Press, Inc., Orlando, FL, USA, 2nd edition, 1995. Libro de la UNESP 621.382 24 M136d 2.ed t. 21.433 ————— En el capítulo 6 se encuentra Detection of Known Signals.
- [34] Harry L. Van Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory - Part I - Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. John Wiley & Sons, 2001.
- [35] J. Bezdek, R. Gunderson, R. Ehrlich, and T. Meloy. On the extension of fuzzy k-means algorithms for detection of linear clusters. In *Decision and Control including the 17th Symposium on Adaptive Processes, 1978 IEEE Conference on*, volume 17, pages 1438–1443, 1978.
- [36] K. Krishna and M.N. Murty. Genetic k-means algorithm. *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, 29(3):433–439, 1999.
- [37] Shokri Z. Selim and M. A. Ismail. K-means-type algorithms: A generalized convergence theorem and characterization of local optimality. *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, PAMI-6(1):81–87, 1984.
- [38] Christos H. Papadimitriou. *Computational complexity*. Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1994.
- [39] Martin D. Davis, Ron Sigal, and Elaine J. Weyuker. *Computability, complexity, and languages: fundamentals of theoretical computer science*. ACADEMIC PRESS, 2nd ed. edition, 1994.

- [40] Vangipuram Lakshmikantham and S. Syamal Kumar Sen. *Error and Complexity in Science and Engineering: Computational Error and Complexity*. Mathematics in Science and Engineering Series. Elsevier Science Limited, 2005.
- [41] Ingo Wegener. *Complexity Theory Exploring the Limits of Efficient Algorithms*. Springer, 2005.
- [42] Mark A Richards, James A Scheer, and William A Holm. *Principles of Modern Radar, Volume I - Basic Principles*. SciTech Publishing, 2010.
- [43] Masahiro Arakawa and Robert Bond. *Computational Characteristics of High Performance Embedded Algorithms and Applications*, chapter Chapter 5, pages 73–112. CRC Press, 2008.
- [44] M. Arakawa, United States. Air Force, United States. Office of the Secretary of Defense, and Lincoln Laboratory. *Computational Workloads for Commonly Used Signal Processing Kernels*. Project report. Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, 2006.
- [45] Tom Minka. The lightspeed matlab toolbox.