



UNIVERSIDAD  
DE PIURA

REPOSITORIO INSTITUCIONAL  
PIRHUA

# ANÁLISIS DE UN NUEVO FILTRO DE DOS PARÁMETROS PARA DETECCIÓN DE CONTACTOS EN IMÁGENES DE RADARES MARINOS

Diego Purizaga-Céspedes

Piura, octubre de 2018

FACULTAD DE INGENIERÍA

Departamento de Ingeniería Mecánico-Eléctrica

Purizaga, D. (2018). *Análisis de un nuevo filtro de dos parámetros para detección de contactos en imágenes de radares marinos* (Tesis para optar el título de Ingeniero Mecánico-Eléctrico). Universidad de Piura. Facultad de Ingeniería. Programa Académico de Ingeniería Mecánico-Eléctrica. Piura, Perú.



Esta obra está bajo una licencia

[Creative Commons Atribución-NoComercial-SinDerivar 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

[Repositorio institucional PIRHUA – Universidad de Piura](https://repositorio.institucional.pirhua.edu.pe/)

UNIVERSIDAD DE PIURA  
FACULTAD DE INGENIERÍA



“Análisis de un nuevo filtro de dos parámetros para detección de contactos  
en imágenes de radares marinos”

Tesis para optar el Título de Ingeniero Mecánico Eléctrico

Diego Manuel Purizaga Céspedes

Asesor: PhD. César A. Chinguel Arrese

Piura, octubre 2018



*A Dios y todos aquellos que contribuyen  
y se alegran de mis éxitos.  
A mi familia que me crio, por ayudarme a ser quien soy,  
a la familia que he formado, por inspirarme a ser mejor.*



## **Prólogo**

La motivación para realizar este trabajo se basa en el deseo de contribuir a los estudios realizados en pos de la modernización de la tecnología militar presente en las embarcaciones militares, a través del trabajo conjunto de la Universidad de Piura y la Marina de Guerra del Perú, a través de los Servicios Industriales de la Marina (SIMA) quienes son los encargados de brindar soporte, ejecutar mantenimiento y realizar las operaciones que sean necesarias.

La labor desarrollada en el presente busca mejorar el desempeño en el proceso de detección de contactos, entregando mayores variables configurables al usuario para la adaptación del umbral del filtro, generando umbrales mínimos que pongan un sesgo a muestras débiles, de tal manera que se reduzcan el número de falsas alarmas del proceso, y de la misma manera, permita discernir mejor los contactos presentes.

Esta tesis surge como producto del amplio trabajo realizado por el PhD. Ing. César Chinguel a lo largo de más de diez años al frente de un equipo de trabajo el cual aún continúa trabajando en la investigación. Así mismo expresarle la profunda gratitud por el tiempo dedicado a la evaluación de este trabajo durante muchos años, a los conocimientos impartidos desde las aulas y su sincera preocupación por la formación personal de cada uno que compartimos labores con él.



## **Resumen**

El presente trabajo aborda el estudio de los filtro CFAR empleados en la detección de contactos en superficies marinas en pos de mejorar su funcionamiento y los resultados obtenidos a través de la modificación de estos algoritmos. A lo largo de este estudio se explican las inferencias y los análisis estadísticos realizados para afirmar que las variaciones postuladas generan las mejoras deseadas, las cuales son apreciables en la reducción de la probabilidad de pérdida y la desaparición parcial de los falsos contactos en alta mar.

Así mismo, se mejora el desempeño en cuanto al rechazo de zonas terrestres pertenecientes a la costa, reduciendo posibles falsos contactos. Finalmente, este estudio da pie a ser continuado con la variación de los parámetros estadísticos empleados en las variaciones del filtro original.



## General

Introducción.....	1
Capítulo 1 Teoría fundamental de radares .....	3
1.1.    Funcionamiento básico de un radar .....	3
1.2.    Ganancia de la antena de radar .....	6
1.3.    Ecuación del radar .....	8
1.4.    Escalas de Beaufort .....	10
1.5.    Clutter y ruido .....	10
1.6.    Muestreo y digitalización .....	11
1.7.    RCS - Radar Cross Section .....	12
1.8.    SNR – Signal to Noise Ratio .....	13
Capítulo 2 Principios para la detección de contactos .....	15
2.1.    Hipótesis empleadas .....	15
2.1.1. Ley de detección de Neyman – Pearson .....	16
2.1.2. La prueba del cociente de probabilidades .....	17
2.2.    Filtro CA – CFAR .....	24
2.3.    Otros filtros CFAR .....	28
2.3.1. SOCA – CFAR .....	28
2.3.2. GOCA – CFAR .....	28
2.3.3. Order Statistic – CFAR .....	29
2.3.4. CFAR de dos parámetros .....	29
Capítulo 3 Estimación de los parámetros del nuevo filtro de dos parámetros .....	31
3.1.    Identificación y modelación del ruido .....	31
3.2.    Estimación y eliminación del clutter homogéneo .....	33
3.3.    Formulación del filtro de dos parámetros .....	36
3.3.1. Umbral base $T_1$ .....	36
3.3.2. Umbral CA-CFAR de dos parámetros .....	37
Capítulo 4 Pruebas realizadas y análisis de los resultados .....	43
4.1.    Detección de contactos en superficie marina .....	43
4.1.1. $PFA=12 \times 10^{-2}$ .....	44

4.1.2. PFA= $15 \times 10^{-4}$ .....	47
Conclusiones .....	57
Bibliografía .....	59
Anexo A-1: Main_Test.m.....	61
Anexo A-2: Diagrama de Flujo de Main_test.m.....	65
Anexo B-1: P01_InicializaAlcances.m.....	67
Anexo B-2: Diagrama de flujo de P03_InicializaAlcances.m .....	69
Anexo C-1: P02_InicializaCeldaCfar.m .....	71
Anexo C-2: Diagrama de Flujo de P02_InicializaCeldaCfar.m .....	73
Anexo D-1: P03_EstNorm.m .....	75
Anexo D-2: Diagrama de Flujo de P03_EstNorm.m .....	77
Anexo E-1: P04_CfarUdep.m .....	79
Anexo E-2: Diagrama de Flujo de P04_CfarUdep.m .....	81
Anexo F-1: P05_pasanCF.m .....	83
Anexo F-2: Diagrama de Flujo de P05_pasanCF.m .....	85
Anexo G-1: Artículo para publicación científica .....	87

## Introducción

El filtro CFAR (*Constant False Alarm Rate*) es el algoritmo más empleado para la detección de contactos en imágenes de radar, el cual se basa en un umbral adaptativo calculado a partir del ruido de la señal presente en las muestras vecinas que colindan con la celda en análisis.

Sin embargo, la señal del radar no se compone únicamente de ruido y presencia de contactos de interés: puede poseer también *clutter* (ecos no deseados que capta el radar) homogéneo, *clutter* localizado, *chaff* (concentración de cuerpos ligeros suspendidos en el aire), porciones de tierra, entre otros elementos. Estas componentes adicionales generan distorsión en la estimación del umbral adaptativo, ocasionando de esta manera falsas alarmas en el proceso, o pérdidas en el mismo.

Como medida ante esta situación, surge una modificación del algoritmo CFAR, llamado CFAR de dos parámetros, en el cual además de calcular la media del ruido aledaño a la muestra en análisis, se estima la dispersión del mismo. Pese a esto, existen aún deficiencias en el proceso (falsas alarmas y/o pérdidas de información), por lo que en el presente trabajo se plantea una alternativa de solución al problema a través de un análisis más amplio de la imagen del radar.



# Capítulo 1

## Teoría fundamental de radares

Los sistemas de radares se definen como aquellos dispositivos que usan ondas electromagnéticas para detectar la presencia de objetos en su rango de alcance y encontrar la posición de los mismos. El término *radar* fue acuñado por la Marina de Guerra de Estados Unidos en el año de 1940 como abreviatura de *radio detection and ranging*, haciendo referencia a los dos principales propósitos que cumplen estos dispositivos: detectar la presencia de cuerpos y determinar la distancia a la cual se encuentran los mismos. Actualmente, la tecnología ha permitido el avance de estos dispositivos expandiendo los propósitos de los mismos a cuestiones más complejas como la clasificación y/o identificación de contactos, generación de imágenes de los mismos, entre otros aspectos.

### 1.1. Funcionamiento básico de un radar

El principio de funcionamiento de todo radar es la emisión de una señal de radiofrecuencia realizada por un elemento transmisor, el cual irradiará su potencia electromagnética (o “alumbrará”) a todo aquello que encuentre en su camino (olas de mar, tierra, embarcaciones, aviones a baja altura, etc.), originando que una determinada cantidad de energía irradiada retorne (o se desplace) al receptor del radar, el cual tendrá una etapa amplificadora y posteriormente filtrará los retornos no deseados de manera electrónica y/o con procesamiento digital de la misma.

Así mismo, al día de hoy, las aplicaciones de los radares son tan amplias como el espectro de frecuencias de emisión de ondas a la que pueden trabajar, logrando así aplicaciones diversas como la medición del ancho de paredes, medición de condiciones climatológicas y medición de distancias de planetas dentro del sistema solar. La figura 1 ejemplifica algunas de las prestaciones y principales usos que tienen los radares instalados en embarcaciones marinas.

Como se muestra en la Figura 2, el esquema básico de un radar de pulso monoestático (transmisor y receptor en un solo elemento) grafica claramente el radar empleado en el proyecto dentro del cual se enmarca esta tesis.

La principal frecuencia de radio (RF) empleada en el radar, la transportadora, es establecida por el sintetizador (o generador) de frecuencias, que luego es emitida de manera intermitente, gracias al switch transmisor – receptor, a través de la antena del radar luego de ser amplificada por el transmisor (Tx).

Una vez emitido el pulso a través de la antena, el reloj interno del radar empieza a contar el tiempo hasta que una señal de radio de retorno es recibida (existe un límite de tiempo para la espera). La señal de radio emitida por el transmisor viaja por el medio aproximadamente a la velocidad de la luz (cerca a los 300 000 km/h), iluminando todo aquello que se encuentre en su camino, ocasionando así un retorno hacia la antena en modo receptor. Una vez recibida esta señal, el reloj detiene su cuenta, obteniendo así un tiempo de retraso ( $t_d$  – del inglés time delay) el cual puede ser asociado a la distancia a la cual se encuentra el objeto que ha producido este retorno de energía.

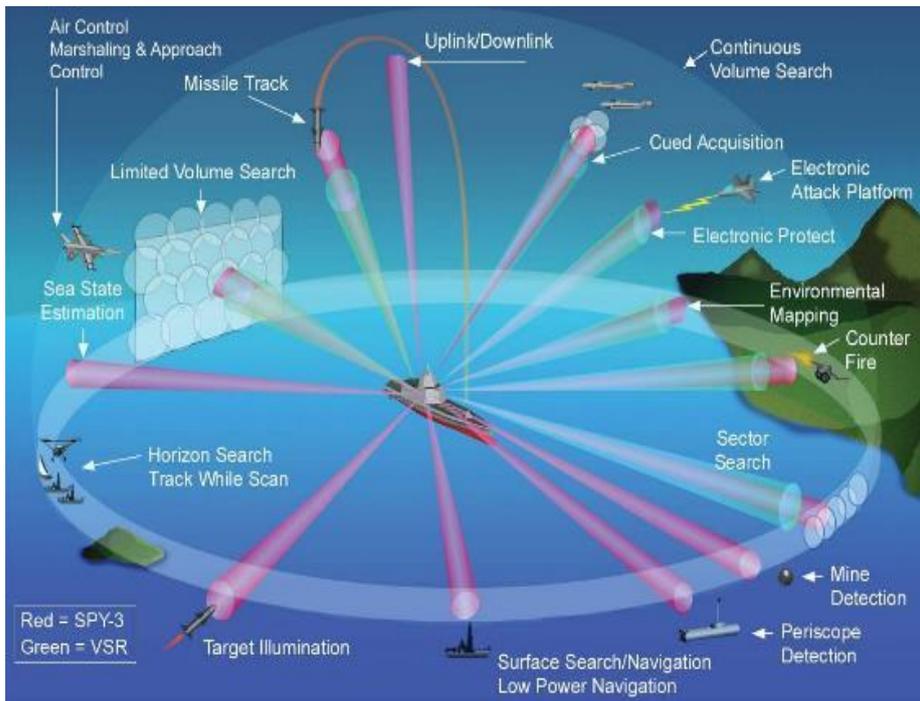


Figura 1. Ejemplo de funcionamiento básico de un radar.

Fuente: Veteran's today.

En la ecuación 1, la distancia  $R$  a la cual se encuentra el objeto que produce el retorno se denomina “rango” (*range* en inglés) y puede ser calculada, a partir del tiempo  $t_d$  tomando en cuenta las leyes del Movimiento Rectilíneo Uniforme (MRU), empleando la siguiente ecuación:

$$R = \frac{c \times t_d}{2}$$

Ecuación 1

En la cual, siguiendo las unidades del Sistema Internacional,  $R$ = rango [m],  $c$ = velocidad de la luz en el vacío =  $299\,792\,458\text{ m/s}$  (para efectos del presente estudio se considera  $3 \times 10^8\text{ m/s}$ ) y  $t_d$  [s]= tiempo de retorno de la señal. El divisor 2 presente en la ecuación obedece a que la distancia  $R$  es recorrida dos veces por la onda: una vez desde la antena hasta el cuerpo, y la segunda haciendo el recorrido al contrario (Figura 3).

Una vez que el eco del pulso emitido retorna a la antena receptora, éste es absorbido por la última, la cual ha sido diseñada de tal manera que exista una pérdida casi nula de esta señal débil de retorno, para luego pasar a una etapa amplificadora y ser convertida a una señal de **frecuencia intermedia** (IF – *intermediate frequency*). Este cambio de frecuencia es importante porque se vuelve más fácil de realizar procesos electrónicos en la señal de radar, simplificando la complejidad de las operaciones, así como el costo de las mismas.

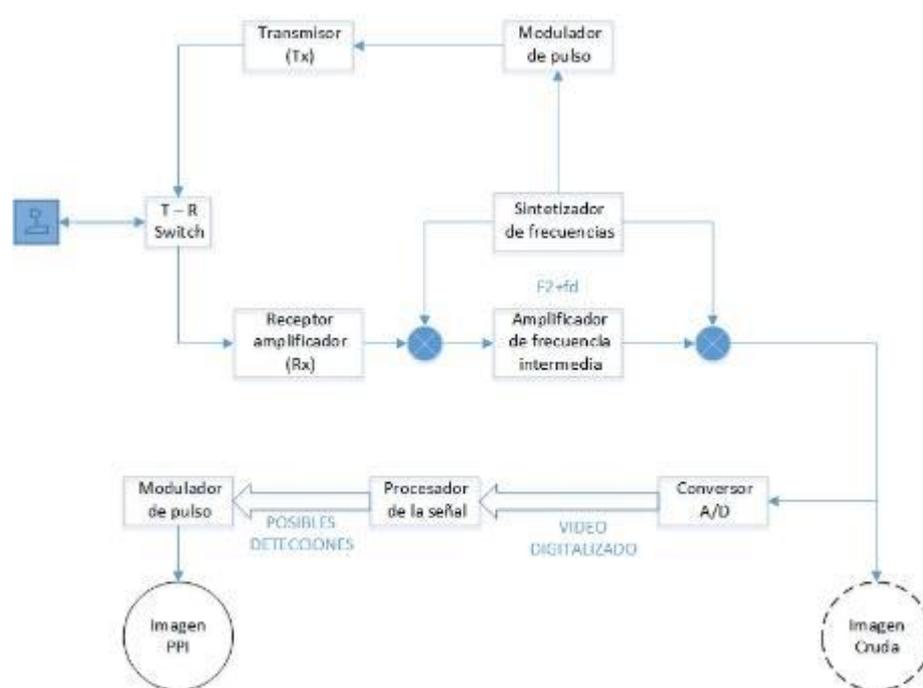


Figura 2. Diagrama de funcionamiento interno de un radar  
Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, la señal es adaptada para ser mostrada al operador humano a través de un PPI (*plan position interface*), el cual muestra la información (tratada o sin tratar) de los retornos del radar o puede mostrar únicamente la información relevante de los contactos detectados en el entorno, simplificando el entendimiento de las imágenes que muestra.

Hasta ahora se ha presentado un panorama general de lo que es un radar y su funcionamiento. A continuación se introducirá una serie de conceptos a tener en cuenta.

## 1.2. Ganancia de la antena de radar

La función principal de una antena de radar es la de irradiar la potencia electromagnética y, en el caso de radares monoestáticos, también recibir el “eco” electromagnético generado por la presencia de objetos en el rango de alcance del dispositivo. Sin embargo, tiene otras funciones adicionales que es importante conocer y entender para comprender mejor el análisis de las señales recogidas por este elemento:

- 1) Proporcionar orientación al haz de emisión irradiado de tal manera que pueda barrer un área en particular.
- 2) Controlar la potencia irradiada en una dirección específica para aumentar la sensibilidad del radar en esa dirección.

Permitir la medición angular de la información que está midiendo en ese momento, de tal manera que en caso de hallar un contacto, pueda determinar su dirección.

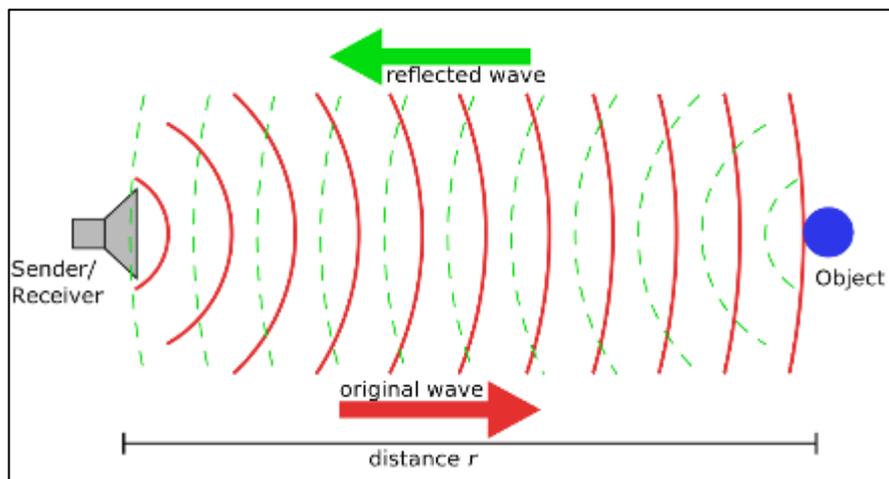


Figura 3. Representación de la emisión de la señal y su posterior retorno desde el objeto.  
Fuente: Sonar Principles. (2015)

Adicionalmente, influye bastante el concepto de reciprocidad (Kingsley, 1992), el cual indica que la antena, al recibir determinada energía para ser irradiada en una determinada dirección, posee cierta predisposición o sensibilidad para recibir la potencia de retorno en la misma dirección con la cual irradió. Sin embargo para poder direccionar y concentrar la potencia en una dirección específica se debe hablar de una propiedad importante de las antenas: la ganancia de directividad (o direccionalidad) o ganancia de potencia, ambas sin unidades (Ecuación 7).

El concepto de directividad describe el patrón de radiación de la antena, pero no da información acerca de las pérdidas que se podrían producir en esta. Por otro lado, el concepto de ganancia de potencia sí incluye las pérdidas que se generan, partiendo del aumento de temperatura de la antena por la propia irradiación, hasta la absorción que se da en los objetos irradiados y las irradiaciones laterales de la antena.

Formalizando entonces el concepto de ganancia de potencia de la antena de radar, se puede afirmar que se trata de la relación existente entre la potencia irradiada por una antena isotrópica 100% eficiente y la potencia irradiada dentro del lóbulo principal de la antena en cuestión (ver Figura 4), teniendo ambas la misma entrada de potencia para irradiar.

Planteando una relación matemática (Richards, 2005), se obtiene:

$$G \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta \times \Delta\varphi} \quad [ \quad ]$$

*Ecuación 2*

Donde  $\Delta\theta$ = ancho del haz de radiación en la dirección azimutal u horizontal [radianes] (en la figura 4, ángulo B) y  $\Delta\varphi$ = ancho del haz de radiación en la dirección de la elevación [radianes] (en la figura 4, ángulo A). El ángulo azimutal  $\theta$  que brinda información de la dirección es medido en sentido horario desde el norte verdadero y el ángulo de elevación  $\varphi$  es medido a partir de la elevación que se tiene, tomando como referencia un plano horizontal en el cual se encuentre la antena. Teniendo la información de estos dos ángulos, cualquier punto irradiado por el radar puede ser determinado con precisión.

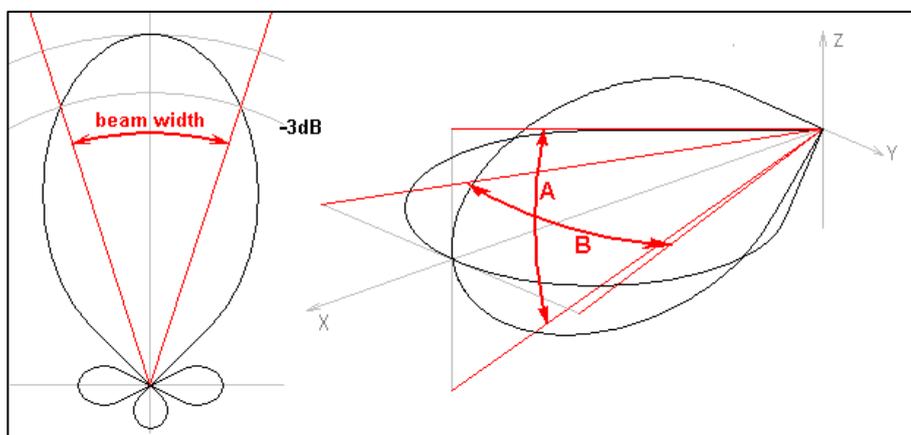


Figura 4. Representación de los anchos de los haces de radiación azimutal y de elevación.  
Fuente: PI Manufacturing, (2017).

Los patrones de radiación de las antenas suelen ser homogéneos en las tres dimensiones espaciales que existen, por lo que para generar el patrón correspondiente a una antena de radar es necesario aumentar la ganancia en la dirección específica, teniendo en las demás direcciones ganancias por debajo de la unidad. Esto es importante porque se quiere que la ganancia general de toda la antena supere la unidad, o al menos se acerque a ella, teniendo en cuenta que durante la operación existen factores de eficiencia que modifican (disminuyen por lo general) esta ganancia.

### 1.3. Ecuación del radar

La posibilidad de que un sistema de radar detecte la presencia de un objeto dentro de su rango de alcance se debe esencialmente a la potencia de retorno que capte, la cual se puede calcular a partir de la ecuación de radar.

Para llegar a definir la ecuación de radar se parte de la potencia irradiada de la antena del radar, la cual se tomará como isotrópica en un inicio y luego se harán las reconsideraciones necesarias para generalizar el análisis. Asumiendo una potencia pico  $P_t$  [W] emitida de forma isotrópica por el transmisor, se genera un flujo de potencia según la distancia  $R$  igual a:

$$\frac{P_t}{4\pi R^2} \quad [W/m^2]$$

*Ecuación 3*

donde  $4\pi R^2$  es el área de una esfera de radio  $R$  sobre la cual se irradia la potencia pico del transmisor de manera homogénea (ver Figura 5). Si la radiación no fuese isotrópica, sino que se concentrara en una sola dirección, se modifica la ecuación anterior añadiendo la ganancia de la emisión  $G_t$  y la ecuación resultante sería válida únicamente en la dirección en la cual prima la ganancia especificada, resultando:

$$\frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad [W/m^2]$$

*Ecuación 4*

Si el haz de energía irradiado por el transmisor del radar ilumina un objeto, este re-irradia parte del flujo de potencia hacia el receptor del radar, el cual medirá la potencia de retorno a partir del *radar cross-section* del objeto, abreviado como RCS o el símbolo griego  $\sigma$ , el cual nos indica la forma aparente como es visto el objeto por el radar, la cual depende del ángulo de avistamiento, la frecuencia del radar, la polarización usada y el tipo de material y geometría que conforman el objeto. Tomando en cuenta lo anterior, la potencia que re- irradiará el objeto será:

$$\frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R^2} \quad [W]$$

*Ecuación 5*

Asumiendo que la potencia re-irradiada por el objeto es devuelta de manera isotrópica con el mismo radio  $R$  que separa el objeto del radar, y se toma en consideración que el RCS del objeto introduce una ganancia de emisión de la potencia recibida, obtenemos:

$$\frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad [W/m^2]$$

*Ecuación 6*

Asumiendo que el flujo de potencia re-irradiado es interceptado por la antena receptora del radar, cuya área efectiva corresponde  $A_e$ , tenemos que la potencia recibida es igual a:

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma A_e}{(4\pi R^2)^2} \quad [W]$$

*Ecuación 7*

Por último, definiendo la ganancia  $G_r$  de la antena receptora como (Richards, 2005):

$$G_r = 4\pi A_e / \lambda^2$$

*Ecuación 8*



Figura 5. Esquema de un radiador isotrópico.  
Fuente: Digikey, (2017).

Donde  $\lambda$  es la longitud de onda irradiada, y considerando que existen pérdidas en la recepción de la señal, las cuales pueden ser representadas por el factor  $L_S$  [ ] (sin unidades), el cual será siempre menor que la unidad, podemos representar la potencia recibida por la antena de radar como:

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma \lambda^2 L_S}{(4\pi)^3 R^4}$$

*Ecuación 9*

Aun teniendo una descripción completa de la forma en que se irradia y retorna la energía del radar, esta no es suficiente para realizar la detección de contactos de superficie, debido a que además de captar la potencia re-irradiada, la antena también capta el ruido presente en el proceso, el cual se debe en parte a los instrumentos usados y a la interferencia externa producida por la atmósfera o por interferencias intencionales (guerra electrónica).

El ruido presente en la recepción de la señal genera ciertos problemas para la detección debido a que cuando la señal es digitalizada mediante un convertidor analógico – digital (A/D Converter), únicamente se toma en cuenta el valor numérico obtenido, el cual es la suma del retorno de la señal y el ruido presente captado en ese instante.

#### 1.4. Escalas de Beaufort

Las condiciones del mar suelen ser definidas por el estado del viento que corre al momento de realizar la navegación, las cuales fueron descritas por el comandante inglés de fragata Sir Francis Beaufort, en el año 1805 a bordo de su fragata *Woolwich*.

El marino otorgó una calificación de 0 a 12 a la fuerza del viento, así como una descripción comúnmente empleada por los marineros de la época (Isemer, Hans; Hasse, Lutz; 1991).

Casi un siglo más tarde, Sir George Simpson (1906) desarrolló una escala que correlacionaba las calificaciones de Beaufort con las velocidades escalares de viento que se experimentaban en la navegación, esto en base a los registros en diversas estaciones de la costa. Finalmente, en el año 1927 agregó una descripción del estado del mar a los números de Beaufort, que terminaría reemplazando a la descripción de Beaufort por ser más precisa (ver Tabla 1).

Es importante introducir el concepto de la condición o estado del mar debido a que esto nos permitirá obtener información para la modelación necesaria el ruido en la señal del radar: se trabajará en el rango de mares calmos, escalas menores e iguales a 3 según Beaufort (Lacomme, 2001):

#### 1.5. Clutter y ruido

*Clutter* es un concepto que recoge la descripción de todo aquel retorno captado como eco que no es deseado de obtener como imagen descriptiva de lo que capta el radar. Generalmente se presenta a lo largo de toda la imagen del radar (clutter de superficie), debido a que es producido por el retorno que generan las elevaciones de tierra, las aves, la atmósfera y todo aquello que rodea a la fuente de radiación, sin embargo, puede encontrarse concentrado (de manera puntual) debido a concentraciones de cuerpos ligeros suspendidos en el aire, cuyo agrupamiento se conoce como *chaff*.

El ruido es la materialización de interferencias de alta frecuencia que afectan a la señal tomada por el receptor del radar. Por otro lado, el clutter se diferencia del ruido en dos cuestiones puntuales: la distribución estadística aplicable al clutter indica que no sigue una distribución gaussiana de media cero (característica fundamental del ruido en mares calmos). La segunda es que el clutter muestra una correlación espacial, es decir, dos muestras contiguas en el espacio (muestreo de baja frecuencia) que forman parte del clutter en análisis, tiene cierta relación que las une.

El ruido se puede clasificar en dos tipos: ruido interno, generado por el mismo sensor de recepción, y ruido externo, proveniente de fuentes externas al radar, tales como el ambiente, el cosmos, etc.

El ruido existente en el tipo de radar monopulso que se tiene en la señal de radar a estudiar es tanto de tipo interno, causado por efecto de la temperatura, así como ruido externo.

Adicionalmente, existe un tipo más de interferencia, conocido como *jamming*, el cual hace referencia a todas las interferencias ocasionadas deliberadamente por un emisor, el cual lo realiza con la intención de alterar las mediciones de un radar en pos de evitar su detección o de empeorar la calidad de la misma. Es usado como una medida de guerra electrónica.

Specifications and equivalent speeds							
Beaufort wind scale	Mean Wind Speed	Limits of wind speed	Wind descriptive terms	Probable wave height	Probable maximum wave height	Sea state	Sea descriptive terms
	ms <sup>-1</sup>	ms <sup>-1</sup>		meters	meters		
0	0	<1	Calm	-	-	0	Calm (glassy)
1	1	2-Jan	Light air	0.1	0.1	1	Calm (rippled)
2	3	3-Feb	Light breeze	0.2	0.3	2	Smooth (wavelets)
3	5	5-Apr	Gentle breeze	0.6	1	3	Slight
4	7	8-Jun	Moderate breeze	1	1.5	3-4	Slight - Moderate
5	10	11-Sep	Fresh breeze	2	2.5	4	Moderate
6	12	14-Nov	Strong breeze	3	4	5	Rough
7	15	14-17	Near gale	4	5.5	5-6	Rough-Very rough
8	19	17-21	Gale	5.5	7.5	6-7	Very rough High
9	23	21-24	Strong gale	7	10	7	High
10	27	25-28	Storm	9	12.5	8	Very High
11	31	29-32	Violent storm	11.5	16	8	Very High
12		33+	Hurricane	14+	-	9	Phenomenal

Tabla 1. Escala de Beaufort.

Fuente: MetOffice: Weather and Climate Change, (2017).

## 1.6. Muestreo y digitalización

Para la adquisición de datos del radar se tiene de una tarjeta digitalizadora para estos propósitos: Eagle PMC Radar Scan Converter, a la cual le llegan los valores analógicos provenientes del receptor amplificador de la tarjeta y los convierte a valores digitales de 10 bits de resolución, de los cuales únicamente se toman los 8 más significativos con la intención de eliminar parte del ruido presente.

De los  $360^\circ$  sexagesimales que recorre el radar en cada vuelta, estos son seccionados en 1024 azimuths para capturas de información, en los cuales se extraen 8192 datos de 1 byte correspondiente a la digitalización de la información captada por el sensor del radar. Estas capturas se clasifican en: capturas de alta frecuencia, que son las 8192 muestras almacenadas veces de manera radial en cada azimuth, y capturas de baja frecuencia, correspondientes a los 1024 azimuths de una vuelta.

## 1.7. RCS - Radar Cross Section

El RCS de un cuerpo representa el área aparente que es detectada por un sistema de radar a partir de la radiación que retorna del cuerpo que ha sido alumbrado por el haz electromagnético emitido por la antena del radar.

Para objetos de geometría simple existen fórmulas tomadas de las teorías electromagnéticas que brindan un cálculo aproximado del RCS, sin embargo, para la ámbitos de este estudio se trabaja con objetos de compleja geometría, a los cuales no se les puede aplicar las fórmulas antes mencionadas, porque las superficies reflejantes que poseen irradian en distintas direcciones y en distintas frecuencias (entre sí y respecto a la frecuencia de la señal que las irradia), ocasionando variaciones en el RCS (ver Figura 7).

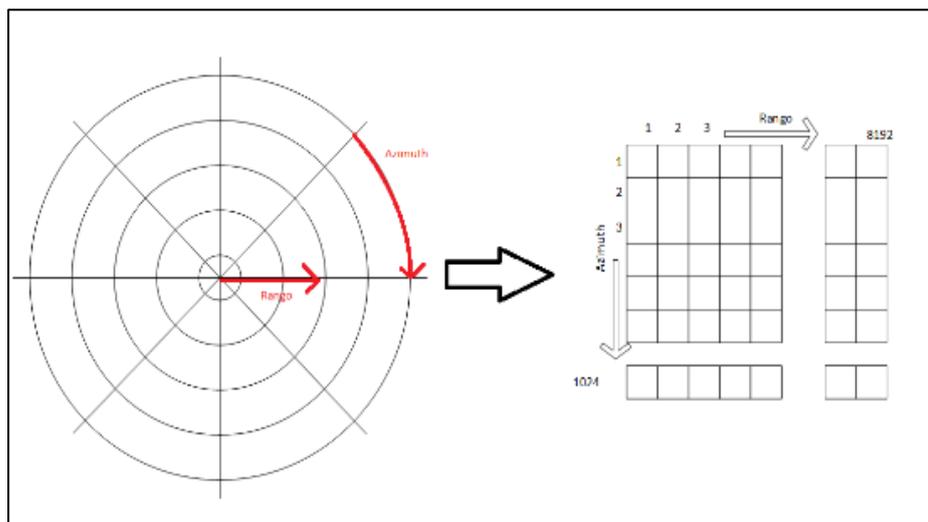


Figura 6. Transformación de coordenadas polares a rectangulares

Fuente: Elaboración propia.

Para estos casos en que la geometría no puede ser representada por otras componentes menores de fácil análisis, existen softwares especializados que puede realizar el cálculo aproximado del área. Cabe resaltar que para el cálculo de la RCS están involucrados el ángulo de alumbramiento, tanto azimuthal como de elevación, la frecuencia de irradiación de la antena así como el material del cual está compuesto el cuerpo alumbrado. Adicionalmente, la interferencia presente en el medio de dispersión en el cual actúa puede llegar a ocasionar variaciones en el área percibida por el sensor.

## 1.8. SNR – Signal to Noise Ratio

También conocido como relación señal-ruido en español, este indicador permite conocer la calidad de la señal con la cual se está trabajando en ese momento, en función de la relación entre la intensidad o potencia de la señal por la cual viene representada y la desviación estándar o potencia de ruido que caracteriza al ruido estimado de la señal captada por el radar.

Se estima esta relación por cada muestra que es analizada, de la siguiente manera:

$$\chi = \frac{P_0}{N_0} = \frac{\text{energía de la señal}}{\text{potencia del ruido}}$$

Ecuación 10

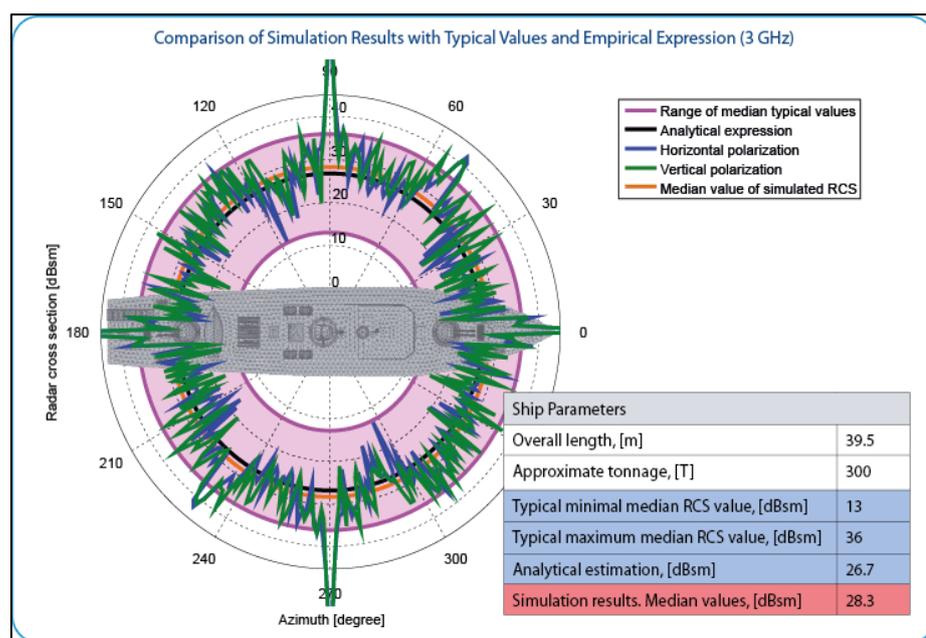


Figura 7. RCS en una nave en los 360°  
Fuente: EMCos Consulting and Software, (2017).

Tomando esto en consideración, y realizando la deducción respectiva, es razonable pensar que un SNR alto permitirá un mejor proceso de detección, dado que la potencia de la señal superará ampliamente al ruido que la acompaña., y con el mismo razonamiento, la detección de contactos será dificultosa en caso el SNR no sea bajo. Como contraparte, el hecho de tener un alto valor de SNR implicará mayor tiempo de procesamiento y mayor cantidad de energía involucrada en el proceso.

Finalmente, tal y como se verá más adelante, la identificación y modelación del ruido presente en la señal es fundamental para un correcto proceso de detección.



## **Capítulo 2**

### **Principios para la detección de contactos**

Se entenderá por “contacto”, a todo elemento significativo que se encuentre sobre la superficie del mar. Puede ser un buque de gran tamaño, una embarcación pesquera, y hasta un periscopio de una embarcación submarina. Por lo tanto, la detección de contactos consiste en determinar la existencia y características de estos elementos.

Como se dijo en el capítulo anterior, la función principal de un radar es la detección y seguimiento de contactos en la zona de acción (alcance) del radar, así como la presentación adecuada de la información captada en una interfaz adecuada para el operador. Este capítulo trata sobre el estudio de la detección que se produce a partir de la señal del radar, lo cual implica la evaluación de la información medida por el mismo para determinar si esta pertenece a un contacto válido o únicamente forma parte de la interferencia.

#### **2.1. Hipótesis empleadas**

Para cualquier medición realizada por el radar a la cual se quiera aplicar la decisión de declararla como contacto válido (ya sea un cuerpo completo o parte de él) o no, se debe elegir una, y sólo una, de las hipótesis a continuación presentadas (Richards, 2005):

1.  $H_0$ : La medición realizada es el resultado de la interferencia (ruido) del entorno que ha captado el sensor.
2.  $H_1$ : La medición realizada es el resultado combinado de la interferencia del entorno y el eco producido por un contacto real.

La primera hipótesis es conocida comúnmente como hipótesis nula o  $H_0$ , la segunda como  $H_1$  y ambas son respuesta del análisis realizado a cada muestra de la señal de radar según se ajuste más a la realidad modelada. En caso de que la medición captada por el radar se acerque más a  $H_0$ , se declara que esa muestra no es un eco válido de un contacto, sino que por el contrario es interferencia pura del entorno. Si el análisis de la muestra está más relacionado con  $H_1$ , se dice que el eco captado es un retorno de un contacto.

El análisis se da a partir de la función densidad de probabilidad *pdf* (*probability density function* en inglés) que describe el valor  $y$  de la muestra en análisis en cuanto a las dos hipótesis planteadas:

$p_y(y|H_0)$  = pdf para una muestra  $y$  considerando que no es eco de un contacto.

$p_y(y|H_1)$  = pdf para una muestra  $y$  considerando que es un eco válido de un contacto.

Entonces, para poder determinar si una muestra es un eco de un contacto, es necesario poder determinar la *pdf* para ambas hipótesis antes expuestas a partir de la naturaleza del escenario en el cual se encuentra operando el radar. Generalizando esto, a partir de un conjunto de  $N$  datos obtenidos del radar acerca de la misma muestra, se forma un vector

$$\bar{y} = [y_0 \cdots y_{N-1}]'$$

Entonces, a partir de este vector de datos se puede generar las pdf  $p_{\bar{y}}(\bar{y}|H_0)$  y  $p_{\bar{y}}(\bar{y}|H_1)$ , que siendo correctamente modeladas, pueden entregarnos los siguientes valores probabilísticos de interés:

- Probabilidad de detección,  $P_D$ : La probabilidad de declarar una muestra como contacto válido siendo realmente un contacto válido.
- Probabilidad de Falsa Alarma,  $P_{FA}$ : La probabilidad de declarar una muestra como contacto válido pero no es en realidad un contacto.
- Probabilidad de pérdida,  $P_M$ : La probabilidad de no declarar un contacto como válido, siendo en realidad un eco de contacto.

Es importante resaltar que  $P_M = 1 - P_D$ , por lo que  $P_D$  y  $P_{FA}$  son suficientes para abordar el problema estadístico de detección que se tiene (Richards, 2005), el cual conlleva, aunque sea, una mínima posibilidad de que la decisión tomada sea errada.

### 2.1.1. Ley de detección de Neyman – Pearson

Continuando con el proceso de detección, es necesario establecer el criterio según el cual se optará por una u otra de las hipótesis antes planteadas. Para poder establecerlo se sigue el criterio de optimización de Bayes, el cual asume un costo, o un riesgo, para cada una de las cuatro posibles combinaciones que se generan en base a las dos hipótesis planteadas: contacto presente o no, y su respectiva decisión  $H_0$  o  $H_1$ . Específicamente para el caso de radares, existe un caso especial del Teorema de Bayes llamado el criterio de Neyman- Pearson. Utilizando este criterio, el proceso de detección considera elevar al máximo la probabilidad de detección  $P_D$ , considerando la restricción que la probabilidad de falsa alarma  $P_{FA}$  no debe superar un determinado valor.

Los valores de  $P_{FA}$  y  $P_D$  que se pueden alcanzar dependen del tipo de radar usado, aunque valores en el orden de  $10^{-4}$  y  $10^{-8}$  son bastante comunes, los cuales producen falsas alarmas cada ciertos segundos o minutos.

Teniendo en cuenta que se tiene un vector  $\bar{y}$  de datos medidos por el radar, éste se puede considerar un punto en un espacio  $N$  – dimensional, el cual debe ser asignado a una de las dos hipótesis planteadas:  $H_0$  si no hay presencia de contacto en esa medición, o  $H_1$  si realmente existe un contacto. Considerando que todos aquellos vectores  $\bar{y}$  que conlleven a la decisión  $H_1$  conformarán la región espacial  $\mathfrak{R}_1$  (siendo área no necesariamente continua) a partir de la cual ya podemos definir las probabilidades antes mencionadas en torno a esta región  $N$  – dimensional:

$$P_D = \int_{\mathfrak{R}_1} p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) d\bar{y}$$

$$P_{FA} = \int_{\mathfrak{R}_1} p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) d\bar{y}$$

*Ecuación 11*

Debido a que las pdf son no negativas, se puede asegurar a simple vista que  $P_D$  y  $P_{FA}$  aumentan o disminuyen de manera conjunta: si la región  $\mathfrak{R}_1$  crece para incluir más mediciones en  $\bar{y}$  ocurre lo siguiente: el número de elementos a integrar aumenta y dado que estos son siempre no negativos (no necesariamente positivos, pueden ser cero algunos elementos), aumenta de manera casi irrefutable cada una de las probabilidades antes mencionadas.

Ocurre de manera similar si la región  $\mathfrak{R}_1$  decrece. En términos generales, para poder obtener una  $P_D$  mayor, se tiene que aceptar el incremento de  $P_{FA}$  obligatoriamente. Sin embargo, la situación es más manejable, en cuanto a producir resultados más efectivos, si conseguimos que  $p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0)$  y  $p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1)$  estén lo menos solapadas (ver figura 8).

### 2.1.2. La prueba del cociente de probabilidades

El criterio de Neyman-Pearson busca obtener el mejor desempeño en cuanto a la detección de contactos al mismo tiempo que no se supere cierto valor de probabilidad de falsa alarma. Entonces, la regla para tomar la decisión según el criterio Neyman – Pearson queda expresada como:

“Elegir la región  $\mathfrak{R}_1$  tal que  $P_D$  esté maximizado, tal que  $P_{FA} \leq \alpha$ ”

Siendo  $\alpha$  la máxima  $P_{FA}$  permisible en nuestro sistema, según valores antes mencionados. El problema de la optimización que buscamos conseguir puede ser resuelto por el método de multiplicadores de Lagrange, construyendo la siguiente función:

$$F \equiv P_D + \lambda(P_{FA} - \alpha)$$

Ecuación 12

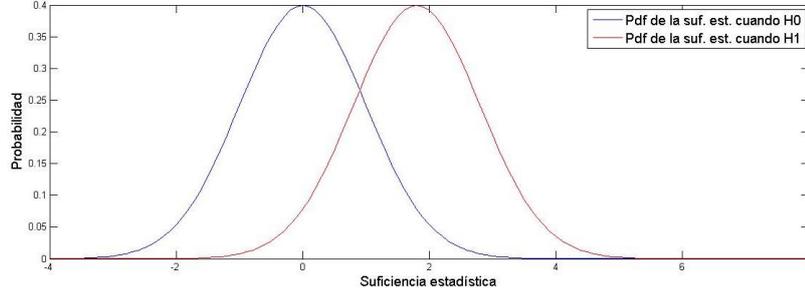


Figura 8. Pdf para el caso  $H_0$  y  $H_1$   
Fuente: Elaboración propia.

Para poder hallar la solución óptima, se debe maximizar  $F$  y luego elegir el valor de  $\lambda$  para satisfacer la restricción de  $P_{FA} = \alpha$ . Sustituyendo la ecuación 11 en la ecuación 12:

$$\begin{aligned} F &\equiv \int_{\mathfrak{R}_1} p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) d\bar{y} + \lambda \left( \int_{\mathfrak{R}_1} p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) d\bar{y} - \alpha \right) \\ &\equiv -\lambda\alpha + \int_{\mathfrak{R}_1} \{ p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) + \lambda p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) \} d\bar{y} \end{aligned}$$

Ecuación 13

Se debe recordar que la variable sobre la cual se está diseñando este proceso es la región  $\mathfrak{R}_1$ . Tal como se observa en la ecuación 13, el primer término de esta no depende de  $\mathfrak{R}_1$ , por lo que  $F$  debe ser maximizarse a partir del otro término que sí involucra  $\mathfrak{R}_1$ . El operador de Lagrange  $\lambda$  puede ser o no negativo, lo cual da la posibilidad también que la integral tenga cualquiera de los dos signos, todo en función de  $\lambda$  y de los valores que tengan tanto  $p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) d\bar{y}$  y  $p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) d\bar{y}$ . Dado que se maximiza  $F$  a partir de  $\mathfrak{R}_1$ , los elementos que deben conformar esta región deben ser todos aquellos, y solo aquellos, que cumplan que  $p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) + \lambda p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) > 0$ , por lo que tendríamos, luego de despejar, lo siguiente:

$$\frac{p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_1) d\bar{y}}{p_{\bar{y}}(\bar{y} | H_0) d\bar{y}} \begin{cases} > -\lambda \rightarrow H_1 \\ < -\lambda \rightarrow H_1 \end{cases}$$

Ecuación 14

La ecuación 14 se conoce como la prueba de la razón de verosimilitud (LRT – *likelihood ratio test*), y a pesar de que se llegó a ella desde el punto de vista de evaluar qué elementos de  $\bar{\mathbf{y}}$  deben formar parte de la región  $\mathfrak{R}_1$ , en realidad lo que permite es independencia de  $\mathfrak{R}_1$  en todo momento debido a que reduce la regla de detección a una observación directa de  $\bar{\mathbf{y}}$  y a un umbral  $-\lambda$  (que debe ser calculado), siempre y cuando se asuma todo este proceso bajo el criterio Neyman – Pearson. Lo que esta ecuación postula es que la razón entre estas dos *pdf*, cada una evaluada para un conjunto particular de datos observados  $\bar{\mathbf{y}}$ , debe ser comparada con un umbral de detección ( $-\lambda$ ), y en caso de superarlo, debe declarar la presencia de un contacto (que sería elegir la hipótesis  $H_1$ ).

Todo esto es posible siempre y cuando se conozcan las *pdf* para cada hipótesis, con la característica que la probabilidad de falsa alarma no superará determinado valor especificado.

Reemplazando tanto ambos términos en la ecuación 14 se puede obtener una expresión más corta de la misma:

$$\Lambda(\bar{\mathbf{y}}) \begin{cases} > \eta \rightarrow H_1 \\ < \eta \rightarrow H_0 \end{cases}$$

*Ecuación 15*

A la cual se le puede aplicar una transformación para simplificar los cálculos, debido a que se trata de una simple decisión que depende de si el valor producido supera cierto umbral. La operación de transformación más sencilla a utilizar es calcular el logaritmo natural de cada lado de la ecuación para obtener ahora el logaritmo de la prueba de la razón de verosimilitud

$$\ln \Lambda(\bar{\mathbf{y}}) \begin{cases} > \ln \eta \rightarrow H_1 \\ < \ln \eta \rightarrow H_0 \end{cases}$$

*Ecuación 16*

Ahora, considerando mar calmo y cielo despejado (ver Tabla 1 del capítulo anterior), los retornos que detecta el radar a lo ancho de una vuelta posee un ruido de distribución normal con media cero y una varianza de  $\beta^2$ . Considerando que  $\bar{\mathbf{w}}$  es un vector de  $N$  elementos distribuidos de manera normal en torno a una media cero como se dijo antes, cuando no hay presencia de contacto alguno en el vector  $\bar{\mathbf{y}}$ , se cumple que  $\bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{y}}$  siguiendo la distribución de Gauss.

Pero cuando existe la presencia de tal contacto (hipótesis  $H_1$  es real) el vector de observación  $\bar{\mathbf{y}}$  pasa a expresarse de como  $\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{m}} + \bar{\mathbf{y}} = m\bar{\mathbf{1}}_N + \bar{\mathbf{w}}$ , por lo que ahora, las decisiones quedarían así:

$$H_0 : \bar{\mathbf{y}} \sim N(\bar{\mathbf{0}}_N, \beta^2 \mathbf{I}_N)$$

$$H_1 : \bar{\mathbf{y}} \sim N(m \bar{\mathbf{1}}_N, \beta^2 \mathbf{I}_N)$$

*Ecuación 17*

Lo cual indica lo siguiente:  $H_0$  se elegirá como resultado en caso de que el vector de observación  $\bar{\mathbf{y}}$  se asemeje a una distribución normal de media cero y varianza  $\beta^2$ , mientras que  $H_1$  será escogida en caso el vector de observación  $\bar{\mathbf{y}}$  se parezca a una distribución de Gauss con media  $m$  y varianza  $\beta^2$  (ver Figura 8).

Habiendo asumido esto, entonces podemos expresar las dos *pdf* de la siguiente manera:

$$p(\bar{\mathbf{y}}|H_0) = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\beta^2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{y_n}{\beta}\right)^2\right\}$$

$$p(\bar{\mathbf{y}}|H_1) = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\beta^2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{y_n - m}{\beta}\right)^2\right\}$$

*Ecuación 18*

Ahora ya se puede calcular la razón de verosimilitud  $\Lambda(\bar{\mathbf{y}})$  y el logaritmo de ésta a partir de la ecuación anterior:

$$\Lambda(\bar{\mathbf{y}}) = \frac{\prod_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{y_n - m}{\beta}\right)^2\right\}}{\prod_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{y_n}{\beta}\right)^2\right\}}$$

*Ecuación 19*

$$\ln \Lambda(\bar{\mathbf{y}}) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ -\frac{1}{2}\left(\frac{y_n - m}{\beta}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{y_n}{\beta}\right)^2 \right\}$$

$$\ln \Lambda(\bar{\mathbf{y}}) = \frac{1}{\beta^2} \sum_{n=0}^{N-1} m y_n - \frac{1}{2\beta^2} \sum_{n=0}^{N-1} m^2$$

*Ecuación 20*

Debido a la simplicidad para trabajar, se empleará el logaritmo de la razón de verosimilitud. Sustituyendo, entonces, la ecuación 20 en la ecuación 16 y efectuando algunas operaciones simples, la regla para decidir la presencia de un contacto nos queda:

$$\sum_{n=0}^{N-1} y_n \begin{cases} > \frac{\beta^2}{m} \ln(-\lambda) + \frac{Nm}{2} \rightarrow H_1 \\ < \frac{\beta^2}{m} \ln(-\lambda) + \frac{Nm}{2} \rightarrow H_0 \end{cases}$$

Ecuación 21

Como se observa claramente, bajo la premisa de que estamos en un entorno de ruido gaussiano predominante, no es necesario evaluar cada muestra dentro de *pdf* en específico, sino que por el contrario basta con realizar la sumatoria de los elementos que conforman  $\bar{\mathbf{y}}$  para poder evaluar si existe la presencia de un contacto o no. Adicionalmente, el término de la izquierda  $\sum \bar{\mathbf{y}}$  es llamado suficiencia estadística y se denota mediante la simbología  $Y(\bar{\mathbf{y}})$ , la cual es una función de  $\bar{\mathbf{y}}$  que tiene la propiedad de poder reemplazar a este mismo vector en el cálculo de la razón de verosimilitud (Richards, 2005). Reemplazando quedaría:

$$Y(\bar{\mathbf{y}}) \begin{cases} > T \rightarrow H_1 \\ < T \rightarrow H_0 \end{cases}$$

Ecuación 22

Donde  $Y(\bar{\mathbf{y}}) = \sum \mathbf{y}$  y  $T$  sería siempre el término de la derecha de la ecuación 21, compuesta de dos partes que son constantes: una primera formada por  $Nm/2$ , que corresponde propiamente a las características del vector  $\bar{\mathbf{y}}$  de observación; y otra que es función del valor  $\lambda$  que a continuación se explicará.

El valor de  $\eta = -\lambda$  debe ser tal que asegure el cumplimiento de  $P_{FA} = \alpha$  tal y como ya se había especificado antes, apoyados en la maximización de la ecuación 12. Para conocer  $P_{FA}$  se podría emplear la ecuación 13, sin embargo, ésta no aporta mucha información debido a que requiere especificar la región  $\mathfrak{R}_1$ , compuesta por aquellos elementos de  $\bar{\mathbf{y}}$  cuya razón de verosimilitud superen el aún desconocido umbral de  $-\lambda$ .

Basándonos en la suficiencia estadística hallada anteriormente, podemos utilizar  $Y(\bar{\mathbf{y}})$  o  $\Lambda(\bar{\mathbf{y}})$  para calcular  $P_{FA}$  también, con lo cual obtendríamos:

$$P_{FA} = \int_{\eta=-\lambda}^{+\infty} p_{\Lambda}(\Lambda|H_0) d\Lambda = \alpha$$

Ecuación 23

$$P_{FA} = \int_T^{+\infty} p_Y(Y|H_0) dY = \alpha$$

Ecuación 24

Considerando el supuesto de trabajar en un ambiente de ruido Gaussiano y evaluando en función de la suficiencia estadística  $Y(\bar{\mathbf{y}})$  presentada en base a la hipótesis  $H_0$  que indica la ausencia de contacto alguno en el vector  $\bar{\mathbf{y}}$  de observación obtendremos que:

$$\alpha = P_{FA} = \int_T^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\beta^2}} e^{\frac{-Y^2}{2N\beta^2}} dY$$

*Ecuación 25*

Debido a que en la ecuación 25 se trabaja con la integral de una distribución de Gauss, se tiene que hablar necesariamente de la función error  $\text{erf}(x)$ , puesto que aparecerá en la solución, la cual tiene la siguiente definición matemática:

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

*Ecuación 26*

Y a partir de ella se puede definir la función de error complementaria  $\text{erfc}(x)$ :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt = 1 - \text{erf}(x)$$

*Ecuación 27*

Que dan paso a las funciones error inversa y error inverso complementario, denominadas  $\text{erf}^{-1}(z)$  y  $\text{erfc}^{-1}(z)$  respectivamente, en las cuales buscamos un valor  $x$  que cumpla que  $\text{erf}(x) = z$  para el caso de la función error, siendo semejante para el caso función error complementaria.

Empleando un cambio de variable  $t = Y/\sqrt{2N\beta^2}$ , la ecuación 25 puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$\alpha = P_{FA} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{T/\sqrt{2N\beta^2}}^{+\infty} e^{-t^2} dt$$

*Ecuación 28*

$$= \frac{1}{2} \left[ 1 - \text{erf} \left( \frac{T}{\sqrt{2N\beta^2}} \right) \right]$$

*Ecuación 29*

Despejando de la ecuación 29 podríamos obtener el umbral  $T$  deseado para comparar con la suficiencia estadística  $Y(\bar{\mathbf{y}})$  para determinar así la presencia de un contacto en el vector de observación:

$$T = \sqrt{2N\beta^2} \times \text{erf}^{-1}(1 - 2P_{FA})$$

*Ecuación 30*

Como se puede observar en la ecuación 30, para calcular el umbral para la detección es necesario conocer la varianza  $\beta^2$  del ruido, así como establecer los valores deseados de  $P_{FA}$  y el número  $N$  de muestras a observar.

Ahora, definiendo  $P_D$  de manera similar que se hizo con  $P_{FA}$ , se considera ahora la hipótesis  $H_1$  para el vector de observación  $\bar{\mathbf{y}}$ , cuya media es  $m$ , por lo que se puede decir que  $Y(\bar{\mathbf{y}}) \sim N(Nm, N\beta^2)$  y:

$$\begin{aligned} P_D &= \int_T^{+\infty} p_Y(Y|H_1) dY \\ &= \int_T^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\beta^2}} e^{-\frac{(Y-Nm)^2}{2N\beta^2}} dY \end{aligned}$$

*Ecuación 31*

Empleando la definición de la función error antes vista en la ecuación 26 y que conllevó a la deducción de la ecuación 29, se aplica un razonamiento semejante y se deduce que:

$$P_D = \frac{1}{2} \left[ 1 - \text{erf} \left( \frac{T - Nm}{\sqrt{2N\beta^2}} \right) \right]$$

*Ecuación 32*

Reemplazando el valor la expresión del umbral  $T$  hallada en la ecuación 30 obtenemos:

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \text{erf} \left\{ \text{erf}^{-1}(1 - 2P_{FA}) - \frac{\sqrt{Nm}}{\sqrt{2\beta^2}} \right\} \right] \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left\{ \text{erfc}^{-1}(2P_{FA}) - \frac{\sqrt{Nm}}{\sqrt{2\beta^2}} \right\} \end{aligned}$$

*Ecuación 33*

Considerando que ahora el vector de observación  $\bar{\mathbf{y}}$  tiene una media  $m$ , la suficiencia estadística  $Y(\bar{\mathbf{y}})$  tendrá el valor de  $Nm$ , puesto que es la suma de los términos de  $\bar{\mathbf{y}}$ , y una potencia de ruido de  $N\beta^2$ .

Considerando que  $Nm$  es medido en voltaje, la potencia de esta señal será entonces  $(Nm)^2$ , por lo que  $m\sqrt{N}/\beta$  sería la raíz cuadrada de la relación señal-ruido (SNR)  $\chi$ , obteniendo ahora:

$$P_D = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left\{ \operatorname{erf}^{-1} (1 - 2P_{FA}) - \sqrt{\chi/2} \right\} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \operatorname{erfc}^{-1} (2P_{FA}) - \sqrt{\chi/2} \right\}$$

*Ecuación 34*

La eficiencia de este detector puede ser evaluada mediante una curva de características operativas del receptor (ver Figura 09) generada a partir de la ecuación 34, en la cual se aprecia claramente como al mejorar la calidad de la señal (aumento de la SNR), la detección se realiza con una mejor  $P_D$  y una menor  $P_{FA}$ .

## 2.2. Filtro CA – CFAR

Considerando que para objetivos no fluctuantes, es decir, potencia de retorno constante, la  $P_{FA}$  puede determinarse mediante la siguiente ecuación (Richards, 2005):

$$P_{FA} = e^{-T}$$

*Ecuación 35*

Donde  $T$  es el umbral de detección deseado para una señal normalizada, por lo que se puede determinar el umbral de la siguiente manera:

$$T = -\ln(P_{FA})$$

*Ecuación 36*

En caso de no tener una señal no normalizada, el umbral sería:

$$T = -\beta^2 \ln(P_{FA})$$

*Ecuación 37*

Y como se puede observar el umbral es proporcional a la potencia del ruido presente, de la manera:  $T = \alpha\beta^2$ , siendo  $\alpha$  una función de la  $P_{FA}$  deseada.

Con la finalidad de obtener un desempeño consistente, es preferible tener una tasa de falsa alarma constante, por lo que la potencia del ruido de la señal debe ser estimada en todo momento para ajustar el umbral de detección y no producir variaciones en  $P_{FA}$ . Este procedimiento de detección con  $P_{FA}$  constante se llama CFAR (*Constant False Alarm Rate*).

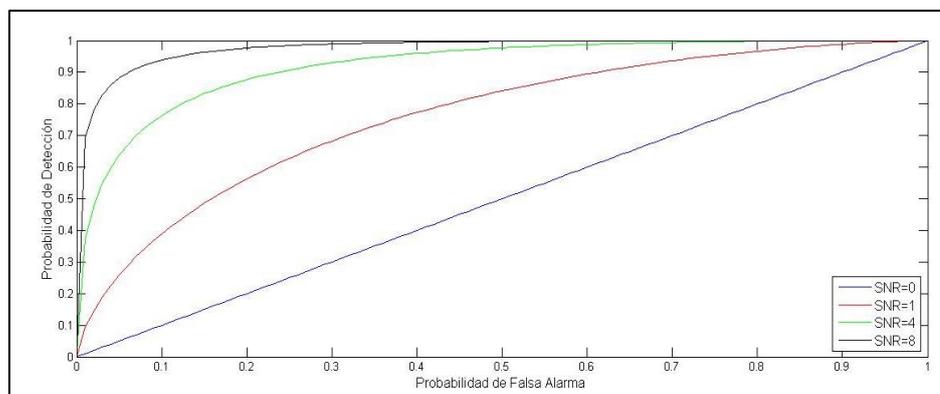


Figura 9. Curva ROC  
Fuente: Elaboración propia.

A partir de ahora, se trabajará con el valor  $x_i = y_i^2$ , el cual es llamado la potencia de la señal, siendo  $y_i$  la señal en voltaje obtenida por el radar, lo cual permitirá trabajar con valores positivos únicamente, simplificando las operaciones a realizar.

Un detector CFAR actúa analizando una celda o muestra cuya potencia es  $x_i$ , frente a un umbral determinado por la potencia de ruido detectada, y en caso de superar el valor establecido, declara la presencia de un contacto en esa celda. Luego el proceso es repetido para la siguiente celda y así sucesivamente para todas las celdas de interés.

Para determinar el umbral a partir de la potencia de ruido, en caso de no conocerse, se debe estimar a partir de los datos que se van obteniendo del receptor, por lo que para que el procesamiento CFAR se lleve a cabo se tiene en cuenta dos suposiciones:

- Las celdas vecinas a la celda en análisis contienen ruido de similares características a ésta (interferencia homogénea), por lo que se pueden considerar celdas representativas para determinar la potencia de ruido presente en las cercanías.
- Las celdas vecinas no contienen presencia de contacto alguno, solo contienen interferencia (ruido).

La pdf de la celda en análisis, asumiendo la presencia de ruido gaussiano en ella y sus celdas vecinas de manera independiente e idénticamente distribuido con una potencia total de  $\beta^2$  es:

$$p_{x_i}(x_i) = \frac{1}{\beta^2} e^{-x_i/\beta^2}$$

Ecuación 38

En caso de no conocerse  $\beta^2$  se debe estimar a partir de las celdas aledañas a la celda en análisis (potencia  $x_i$ ). Asumiendo que existen  $N$  celdas en las proximidades que serán usadas para hallar la potencia de ruido  $\beta^2$ , la pdf conjunta del vector  $\bar{x}$  de esas  $N$  muestras será:

$$p_{\bar{x}}(\bar{\mathbf{x}}) = \frac{1}{\beta^{2N}} \prod_{i=1}^N e^{-x_i/\beta^2}$$

Ecuación 39

$$p_{\bar{x}}(\bar{\mathbf{x}}) = \frac{1}{\beta^{2N}} e^{-\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)/\beta^2}$$

Ecuación 40

La ecuación 39 es la función de verosimilitud  $\Lambda$  para el vector  $\bar{\mathbf{x}}$ , la cual se puede maximizar, manteniendo  $\sum x_i$  constante (Richards, 2005), para hallar la potencia de ruido  $\beta^2$ . Por cuestiones prácticas, se maximiza el logaritmo de la función de verosimilitud:

$$\ln \Lambda = -N \ln(\beta^2) - \frac{1}{\beta^2} \left( \sum_{i=1}^N x_i \right)$$

Ecuación 41

Igualando a cero la derivada de la ecuación 41 para hallar el punto máximo de la misma:

$$\frac{d(\ln \Lambda)}{d(\beta^2)} = 0 = -N \left( \frac{1}{\beta^2} \right) - \left( -\frac{1}{(\beta^2)^2} \right) \left( \sum_{i=1}^N x_i \right)$$

Ecuación 42

Despejando  $\beta^2$  de la ecuación 42 se obtiene:

$$\beta^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

Ecuación 43

Entonces, el umbral que se precisaba hallar es múltiplo de la potencia de ruido presente en la señal:

$$T = \alpha \beta^2$$

Ecuación 44

Debido a que el valor de la potencia del ruido es estimado, el valor de  $\alpha$  no será el mismo que proviene del logaritmo de la probabilidad de falsa alarma (ecuación 19).

En la figura 10 se puede observar, dentro de una porción de línea de un azimuth (sección de una vuelta – ver sección 1.6), que la celda en gris es la celda en análisis  $y_i$ , en color amarillo se encuentran las celdas de referencia, empleadas para estimar la potencia de ruido existente en las cercanías de la celda que se está analizando en ese momento.

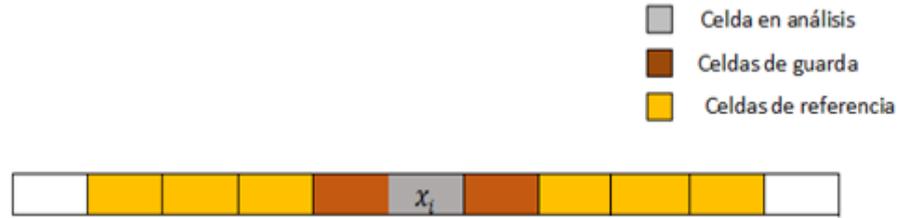


Figura 10. Celda CFAR para análisis  
Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, las celdas de color naranja corresponden a las celdas de guarda, que son aquellas que no son consideradas en el cálculo de la potencia de ruido debido a su extrema cercanía a la muestra en análisis y alta probabilidad de contener energía proveniente de un contacto válido.

En caso de que la muestra  $x_i$ , una muestra perteneciente al azimuth de la figura 10, representara un contacto válido, incrementaría el valor del ruido  $\beta^2$ , conllevando a un errado cálculo del mismo por no ser éstas celdas de contenido representativo de la interferencia exhibida por la señal en esa zona.

En conjunto todas estas celdas, tanto la que está en análisis como las que forman la zona de guarda y de referencia, componen lo que se conoce como la ventana del CFAR, la cual se irá desplazando a lo largo de una línea de azimuth.

Combinando las ecuaciones 43 y 44 encontramos que la estimación del umbral corresponde a:

$$T = \frac{\alpha}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

Ecuación 45

Reemplazando  $z_i = (\alpha/N)x_i$ ; entonces  $\hat{T} = \sum_{i=1}^N z_i$ . Reemplazando en la ecuación 38 tenemos la *pdf* de  $z_i$ :

$$p_{z_i}(z_i) = \frac{N}{\alpha\beta^2} e^{-Nz_i/\alpha\beta^2}$$

Ecuación 46

La *pdf* de  $\hat{T}$  es la densidad de Erlang, un caso especial de la distribución de gamma, (Richards, 2005):

$$p_{\hat{T}}(\hat{T}) = \begin{cases} \left(\frac{N}{\alpha\beta^2}\right)^N \frac{\hat{T}^{N-1}}{(N-1)!} e^{-N\hat{T}/\alpha\beta^2} \rightarrow \hat{T} \geq 0 \\ 0 \rightarrow \hat{T} < 0 \end{cases}$$

Ecuación 47

La  $P_{FA}$  observada en base al umbral estimado será  $\exp(-\hat{T}/\beta^2)$ , cuyo valor esperado será:

$$\begin{aligned}\bar{P}_{FA} &= \int_0^{\infty} e^{-\hat{T}/\beta^2} p_{\hat{T}}(\hat{T}) d\hat{T} \\ &= \left(\frac{N}{\alpha\beta^2}\right)^N \frac{1}{(N-1)!} \int_0^{\infty} \hat{T}^{N-1} e^{-[(N/\alpha)+1]/\beta^2} d\hat{T}\end{aligned}$$

Ecuación 48

Realizando algunas manipulaciones y desarrollos matemáticos obtenemos:

$$\bar{P}_{FA} = \left(1 + \frac{\alpha}{N}\right)^{-N}$$

Ecuación 49

Teniendo el valor deseado de  $\bar{P}_{FA}$ , el factor multiplicativo del umbral se obtiene despejando la ecuación 47:

$$\alpha = N \left(\bar{P}_{FA}^{-1/N} - 1\right)$$

Ecuación 50

Nótese que  $\bar{P}_{FA}$  no depende de la potencia del ruido  $\beta^2$  de la señal a analizar, sino que es función únicamente del número de celdas  $N$  de referencia.

### 2.3. Otros filtros CFAR

Ampliando el abanico de posibilidades que se tiene para trabajar con el algoritmo CFAR, se muestran otras alternativas que se han empleado en el análisis y detección de contactos.

#### 2.3.1. SOCA – CFAR

Debe su nombre al inglés *smallest of cell-averaging CFAR*, esta técnica evalúa la varianza en cada una de las mitades de las celdas de referencia: en la mitad ( $N/2$ ) anterior a la celda en análisis se obtiene una varianza  $\beta_1^2$ , y en la otra mitad ( $N/2$ ) posterior a la celda en análisis se obtiene otra varianza  $\beta_2^2$ . El umbral es calculado, en este caso, de la siguiente manera:

$$\hat{T} = \alpha_{SO} \min(\beta_1^2, \beta_2^2)$$

Ecuación 51

#### 2.3.2. GOCA – CFAR

*Greatest of cell-averaging CFAR* tiene el mismo funcionamiento que el algoritmo SOCA, pero con la diferencia que ahora ya no se elige el menor de las dos varianzas halladas, sino el mayor de las halladas.

$$\hat{T} = \alpha_{GO} \max(\beta_1^2, \beta_2^2)$$

Ecuación 52

### 2.3.3. Order Statistic – CFAR

Una alternativa diferente al cálculo del promedio de las celdas de referencia es realizar un arreglo ascendente en cuanto a la intensidad de las celdas referenciales y elegir la muestra  $k$  – ésima  $x(k)$  como umbral para determinar la presencia de un contacto en la señal en análisis.

$$\hat{T} = \alpha_{OS} x(k)$$

Ecuación 53

### 2.3.4. CFAR de dos parámetros

El CFAR de dos parámetros considera distribuciones cuya media no es cero, por lo tanto debe estimar, además de la varianza de la misma (en caso de ser distribución normal), la media que ésta tiene. El cálculo del umbral a obtener es de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\mu} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \\ \hat{s} &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \hat{\mu})^2} \\ \hat{T} &= \hat{\mu} + \alpha \hat{s} \end{aligned}$$

Ecuación 54

El cálculo del factor  $\alpha$  se realiza de igual manera que en la ecuación 50 antes vista.



## **Capítulo 3**

### **Estimación de los parámetros del nuevo filtro de dos parámetros**

El presente capítulo abordará la estimación de parámetros necesarios, en base a la data reunida, para configurar un filtro CA-CFAR de dos parámetros teórico y otro postulado como objetivo final de este estudio.

#### **3.1. Identificación y modelación del ruido**

Para poder identificar el ruido existente en la señal captada por el sensor del radar, se realiza un análisis del histograma de los datos comprendidos en cada vuelta de radar ejecutada. Esto es realizado con la finalidad de lograr la identificación aproximada del ruido a través de una función específica, que luego pueda ser de ayuda en el discernimiento entre un contacto existente real o simple interferencia captada en el medio de propagación.

El algoritmo que se plantea toma en cuenta el análisis de los datos recogidos por el radar en una vuelta, ordenándolos a modo de histograma para poder estimar, dada la suposición de la existencia de ruido de distribución gaussiana (ruido característico de mares calmos), la media y la desviación estándar que caracterizan la distribución del ruido supuesto.

La aproximación de la función exponencial que caracteriza al ruido será realizada mediante la aproximación por mínimos cuadrados (Guillén, G. & Islas, A., 2009) de la función del modelo de Gauss, que a continuación se explica:

##### **3.1.1. Aproximación de los parámetros normales**

Dada la función matemática que expresa la modelación de Gauss:

$$f = A \times \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x - \mu}{\sigma} \right)^2 \right]$$

*Ecuación 55*

Se requiere una modelación que se aproxime a la ecuación 55, para lo cual le aplicaremos el logaritmo natural, obteniendo ahora:

$$\ln f = \ln A + \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x - \mu}{\sigma} \right)^2 \right]$$

*Ecuación 56*

Expandiendo, desarrollando y agrupando por términos la ecuación 56

$$\ln f = \left( -\frac{1}{2\sigma^2} \right) x^2 + \left( \frac{\mu}{\sigma^2} \right) x + \left( \ln A - \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \right)$$

*Ecuación 57*

Los puntos que conforman  $f$  serán tomados del histograma de la señal del radar, pero no en su totalidad, sino aquellos que realmente parezcan formar una campana de Gauss: de los  $n$  elementos  $(x_0, x_1, \dots, x_n)$  que conforman el histograma, existe un  $x_{i=x_{m\acute{a}x}}$  que será el máximo valor dentro de la estadística generada (Figura 11). Este  $i$ -ésimo elemento, que será la cúspide aproximada de la campana de gauss, será así mismo el valor aproximado de la media, por lo que  $(2i+1)$  elementos serán suficientes para conformar el espacio  $f$  para aproximar el modelo de Gauss.

Así mismo, considerando que la ecuación 57 busca aproximarse a un polinomio de segundo grado del tipo:

$$y = a_2 x^2 + a_1 x + a_0$$

*Ecuación 58*

Los coeficientes  $a_2$ ,  $a_1$  y  $a_0$  hallados por la técnica de mínimos cuadrados permitirán encontrar la media  $\mu$  y la desviación estándar  $\sigma$ :

$$\begin{aligned} (i) \sigma^2 &= -1/2a_2 \\ (ii) \mu &= a_1 \times \sigma^2 \\ (iii) A &= \exp \left( a_1 + \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \right) \end{aligned}$$

*Ecuación 59*

En la figura 10 se muestra la secuencia que se sigue para determinar la función aproximada del ruido presente en una vuelta de radar. En la figura 11 se muestra en contraste el histograma de una vuelta de radar con la función aproximada del error, luego de haber calculado todos sus parámetros necesarios.

### 3.2. Estimación y eliminación del clutter homogéneo

La eliminación del clutter presente en la señal es importante para el proceso de detección de contactos, puesto que su presencia puede alterar los resultados del filtro CFAR, el cual considera que el ambiente está formado por ruido gaussiano de media cero. Como se mostró en el capítulo anterior, existe una variación del filtro CA-CFAR para ruidos con media diferente de cero, pero este método será empleado únicamente como referencia frente al nuevo filtro modificado que se presenta en este estudio.

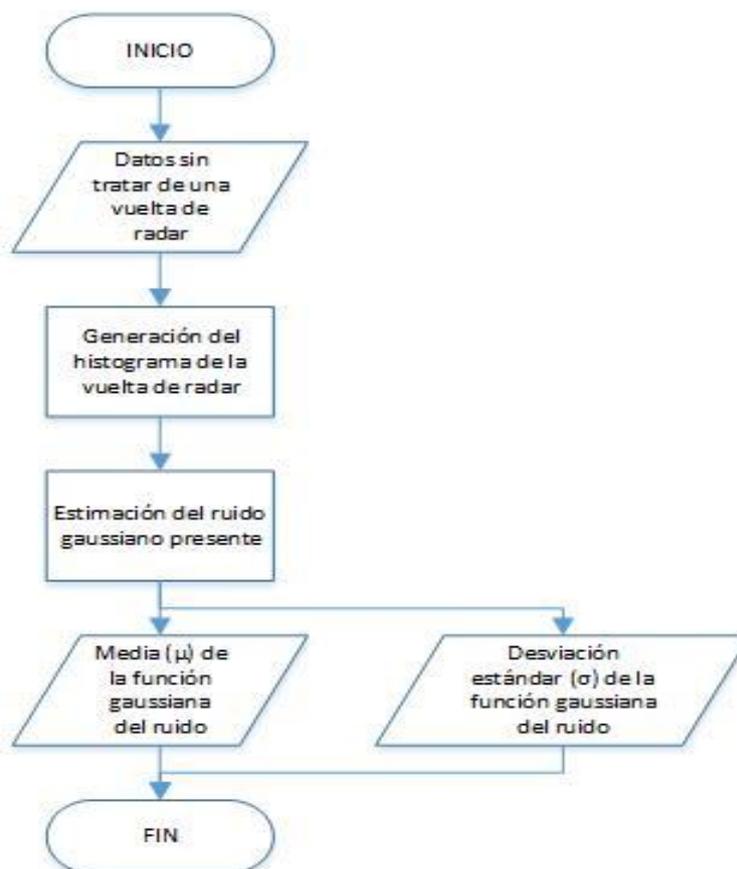


Figura 10. Diagrama de flujo para hallar la función del ruido  
Elaboración propia.

Para realizar la estimación del clutter homogéneo que aparece en toda la imagen, se realiza una estimación de la moda para cada una de las muestras equidistantes al punto de emisión del radar, a los cuales llamaremos “anillos”, con el fin de hallar el valor más repetido a esa distancia. Esto brinda como resultado un vector de  $n$  elementos, para el caso de este estudio serán 8192 elementos (el mismo número de muestras que comprende un azimuth), los cuales se restarán de la señal proveniente del sensor del radar.

La figura 12 muestra el esquema de los pasos a seguir para determinar el clutter en la imagen del radar, en el cual se analizan los “anillos” mencionados a través de un histograma.

En la figura 13 se aprecia un esquema de los pasos que se deben seguir para obtener este vector de clutter, y en la figura 15 se muestra un ejemplo del vector estimado a partir de toda una imagen de vuelta de radar, en comparación con la información de un azimuth que contiene la presencia de un contacto en la muestra 500 aproximadamente.

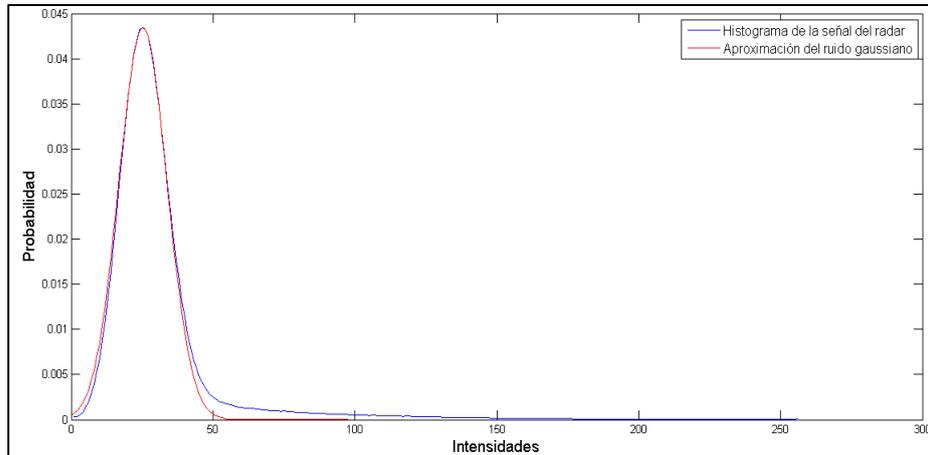


Figura 11. En azul la curva que une los puntos del histograma, en rojo la aproximación del ruido presente en el sensor del radar. Fuente: Elaboración propia.

Se escoge este método y no la resta del promedio hallado de todas las muestras o un promedio de cada azimuth debido a que a lo largo del rango del mismo puede darse alguna compensación por distancia o una modificación por presencia de clutter puntual por tierra u otra razón (nubes, chaff, tierra, etc.). Así mismo, se descarta emplear la media local, calculada a partir de las celdas de referencia según el filtro CA-CFAR de dos parámetros (Richards, 2005), debido a que el cálculo de la misma depende en alto grado del número de celdas de referencia, lo cual no nos brinda un parámetro estable e independiente.

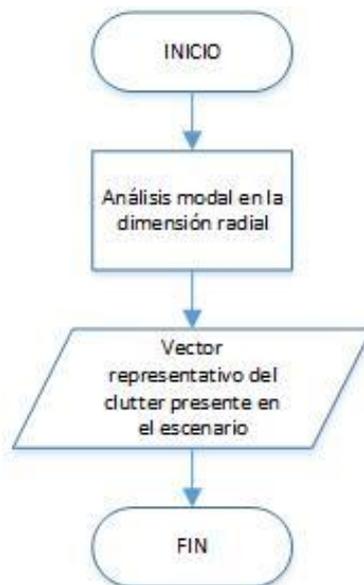


Figura 12. Diagrama de flujo para hallar el vector clutter de toda una vuelta de radar  
Elaboración propia.

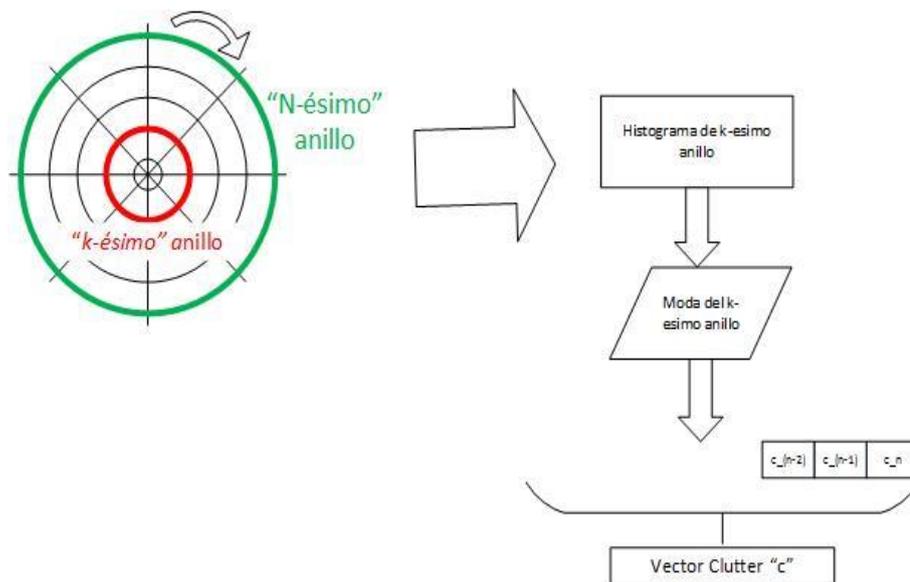


Figura 13. Esquema de trabajo para obtención del Vector Clutter. Fuente: Elaboración propia.

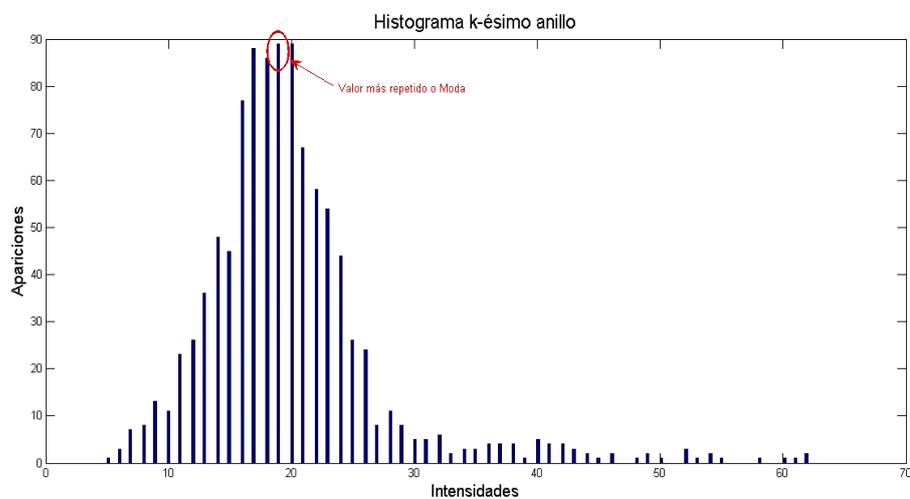


Figura 14. Ejemplo de histograma del k-ésimo anillo del radar. Fuente: Elaboración propia.

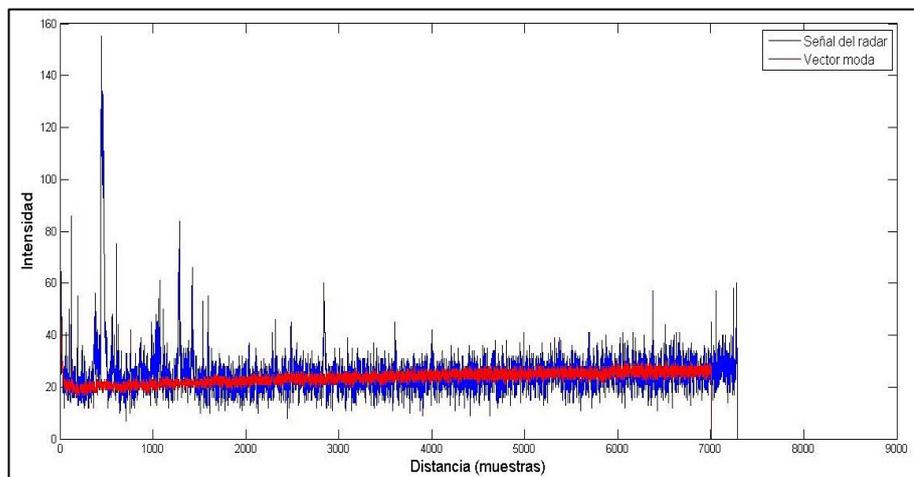


Figura 15. Ejemplo de vector clutter determinado en una vuelta de radar. Elaboración propia.

### 3.3. Formulación del filtro de dos parámetros

Una vez identificado el ruido presente en el radar y haber adaptado la señal del mismo (retiro de clutter), es posible formular el nuevo umbral de detección que debe ser superado por la potencia de la señal adaptada para ser declarada la presencia de un posible contacto. Esto a partir de la formulación de un nuevo filtro CFAR de dos parámetros modificado, que será el aporte y objetivo de este estudio.

Los componentes de este filtro CFAR serán dos: un *umbral base* proveniente de la modelación del ruido, y un *umbral variable* proveniente de un filtro CA- CFAR de dos parámetros modificado con  $P_{FA}$  constante aplicado a la señal modificada (aquella que no contiene el clutter estimado).

#### 3.3.1. Umbral base $T_1$

Este valor es determinado por la suma de la media  $\mu$  que se estimó en la aproximación de la función del ruido gaussiano, y la distribución estándar  $\sigma$  hallada, esta última multiplicada por un factor  $NF$  determinado, de tal modo que se establezca un umbral mínimo en función de la curva que describe el ruido gaussiano (Ecuación 60). Se adopta este valor para poder desestimar como contactos válidos todas aquellas muestras cuya potencia no logre superar el umbral base establecido.

$$T_1 = \mu + NF * \sigma$$

*Ecuación 60*

Este factor que multiplica a la desviación estándar especifica la distancia desde la media hasta la cual se considerará pertinente considerar la información como ruido en la señal de radar, dejando por hecho que cualquier valor por encima del antes mencionado, puede tener posibilidad alguna de pertenecer a un contacto ubicado en la superficie marina, pero todo valor menor, tenderá a pertenecer a interferencia pura, por lo que automáticamente será descartado como contacto válido.

El término  $NF$  puede tener valores entre 0 y 6 (valores recomendables por experiencia en este estudio), según la Tabla 2, que muestra el porcentaje acumulado del área unitaria bajo la curva aproximada del ruido presente en la señal.

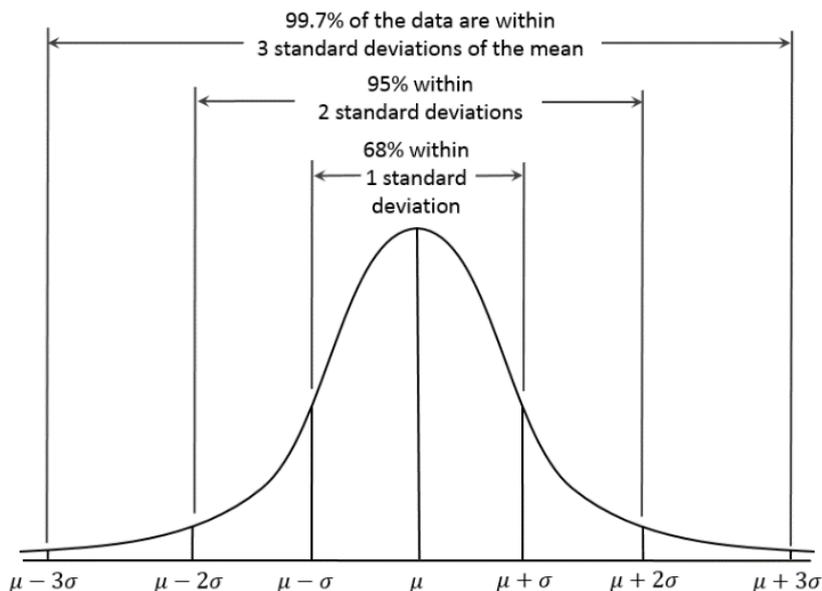


Figura 16. Distribución gaussiana y porcentaje de área unitaria abarcada según distancia de la media. Fuente: Gauss Distribution – Wikipedia, (2017)..

NF	Área Unitaria hasta: $\mu + NF \cdot \sigma$	Área Unitaria ganada	% Error
0	0.500000000	0	50.0000%
1	0.841344746	0.341344746	15.8655%
2	0.977249868	0.477249868	2.2750%
3	0.998650102	0.498650102	0.1350%
4	0.999968329	0.499968329	0.0032%
5	0.999999713	0.499999713	0.0000%
6	0.999999999	0.499999999	0.0000%

Tabla 2. Aumento del área unitaria según la distancia de la media.

Fuente: Elaboración propia.

Como puede observarse, considerar valores de  $NF$  por encima de 4 no aporta considerablemente a la adición de área unitaria representativa al acumulado, debido a que ya se abarca el 99.99% del área bajo la curva, por lo que podría considerarse que empleando este valor como máximo, obtendríamos el total del área bajo la curva, o es lo mismo decir, que el ruido encontrado en la señal del radar estaría englobado en su totalidad con un umbral equivalente a la media más el cuádruple veces la desviación estándar de la curva.

### 3.3.2. Umbral CA-CFAR de dos parámetros

Para calcular el umbral final, se trabajará con la señal luego de retirar el clutter homogéneo presente en toda la imagen (ver Figura 18). En el caso de que el clutter sea mayor en un punto de la señal proveniente del radar, se trabajará con el valor absoluto de la resta.

Una vez modificada la señal, cuyo promedio es más cercano a cero, se trabajará con la potencia de la misma, en función del número de celdas de referencia, que a continuación se detalla, para luego de definir un parámetro adicional, el cual llamaremos Cross Range:

- ◆ Longitud máxima deseada detectable (Cross Range): Es la longitud máxima de un contacto que esperamos percibir a lo largo de una línea de azimuth (ver Figura 17). Se considera únicamente la dimensión radial (a lo largo de una azimuth) debido a que en esta dimensión es constante el número de celdas, a diferencia de la dimensión angular. Para el análisis tomaremos como valor constante 600 metros, que equivale a 83 muestras aproximadamente por la relación de 60km a 8192 muestras.
- ◆ Número de celdas de guarda (G): Es el número de celdas aledañas a la muestra en análisis que no son consideradas en el cálculo del umbral. En nuestro análisis es igual al número de celdas que representan la longitud máxima detectable o Cross Range, es decir, alrededor de 40 muestras a cada lado de la celda en análisis que no serán consideradas para el cálculo del umbral.
- ◆ Número de celdas de referencia (N): Es el número de celdas que intervendrá en el cálculo del umbral. Están a los lados de las celdas de guarda. En nuestro análisis corresponde al doble del número de celdas de guarda, es decir, por cada lado de las celdas de guarda se toman 83 muestras como referencia (ver Figura 20).

Entonces, la componente formulada por este filtro viene dada por:

$$T_2 = \alpha \times \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - c_i)^2}$$

*Ecuación 61*

Donde  $x_i$  es la  $i$ -ésima muestra de todas las que componen un azimuth, y  $c_i$  es el  $i$ -ésimo término correspondiente en vector clutter ya calculado antes (sección 3.2).

Partiendo de la distribución de muestras de guarda y referencia de la ventana CFAR creada para el análisis (Figura 20): la constante  $\alpha$  es hallada mediante la ecuación 50 del capítulo anterior. El resto corresponde al promedio de la potencia cuadrática de las  $N$  celdas de referencias ( $x_i$ ), luego de ser retirárseles el clutter homogéneo presente en la señal del radar, siendo " $c_i$ " el término correspondiente a la muestra " $i$ " en el vector clutter antes estimado.

De esta manera, el umbral dispuesto para la detección de contactos vendrá dispuesta de la siguiente manera:

$$T = T_1 + T_2$$

*Ecuación 62*

Siendo  $T_1$  Y  $T_2$  halladas en las ecuaciones 60 y 61 respectivamente. Por lo tanto, la señal recibida por el radar debe ser comparada con el umbral generado por la suma de los otros dos umbrales hallados antes para determinar la presencia de contactos.

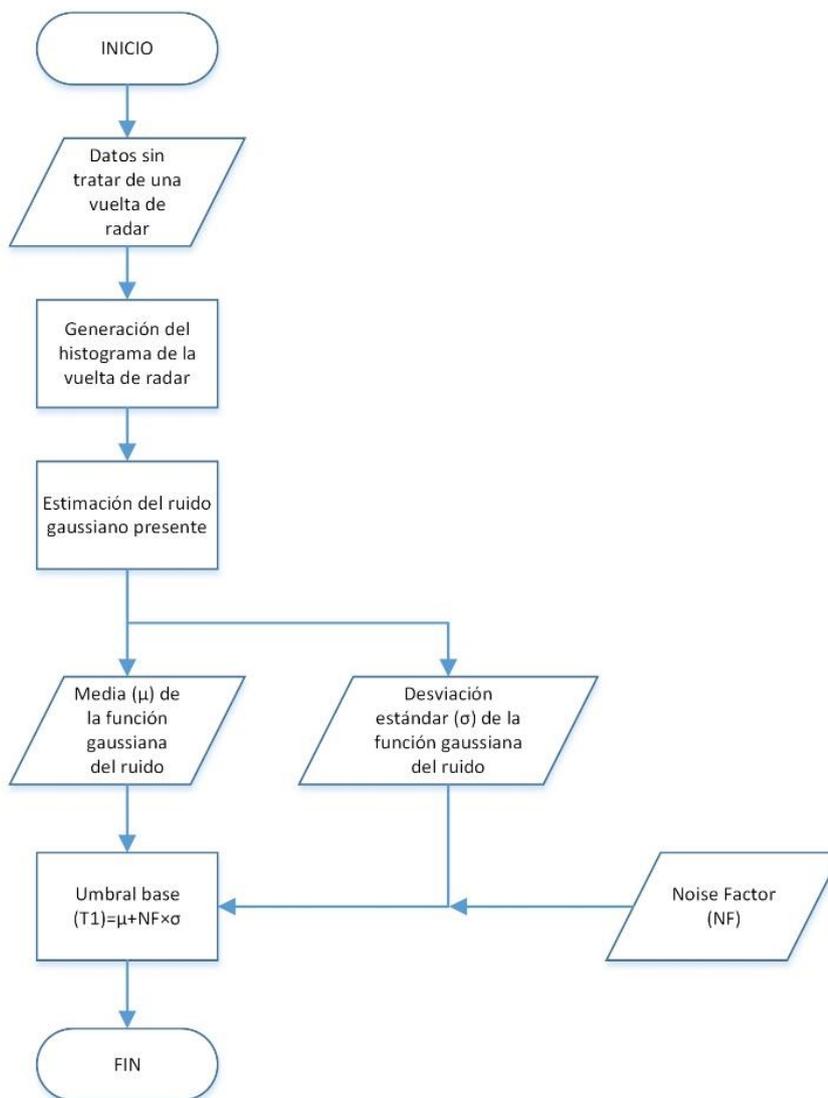


Figura 17. Diagrama de flujo para la determinación del umbral base.  
Fuente: Elaboración propia.

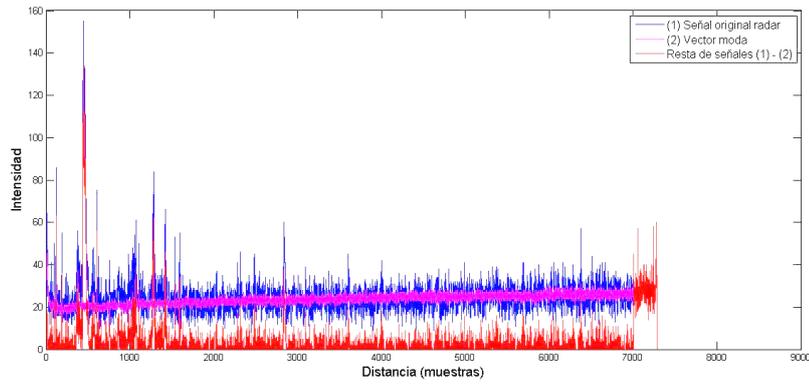


Figura 18. Señal de radar captada en un azimuth (azul) en comparación con la señal obtenida de la moda (magenta) de toda la vuelta del radar. En rojo, la resta de señales, información que se utilizará para estimar el umbral del CFAR.

Fuente: Elaboración propia.

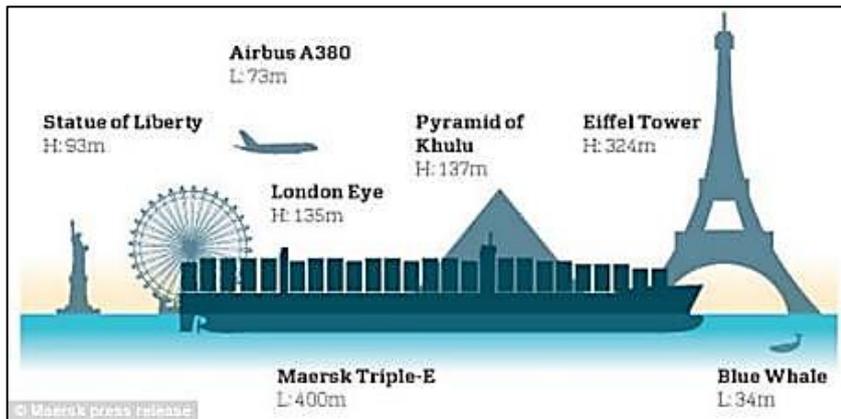


Figura 19. Estimación de la longitud máxima de una embarcación.

Fuente: Daily Mail, (7 Nov. 2017).

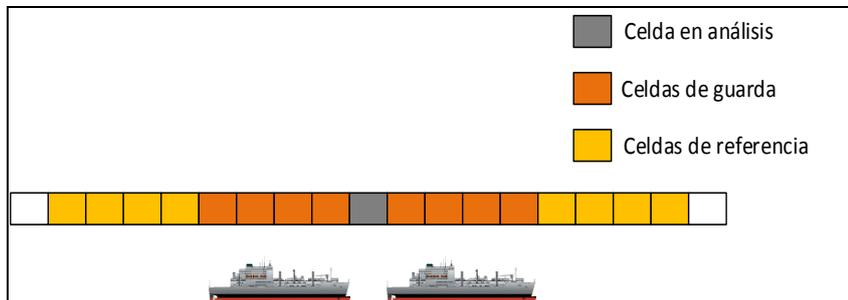


Figura 20. Estimación del número de celdas de guarda y referencia.

Fuente: Elaboración propia.

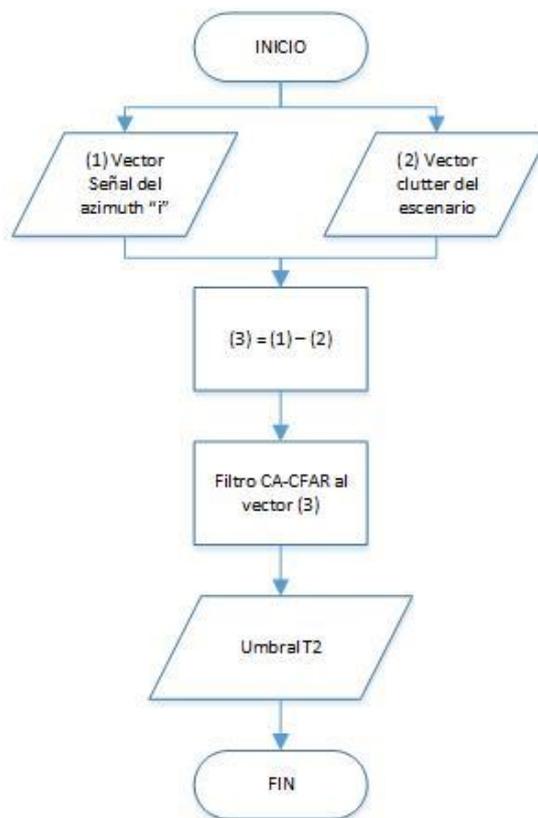


Figura 21. Diagrama de flujo para cálculo de umbral CA-CFAR.  
Fuente: Elaboración propia.

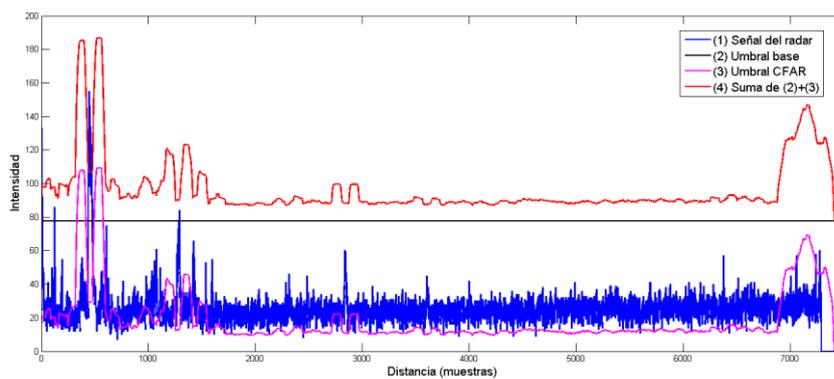


Figura 22. Generación del umbral por el filtro planteado y sus correspondientes componentes.

Fuente: Elaboración propia.



## **Capítulo 4**

### **Pruebas realizadas y análisis de los resultados**

En este capítulo se analizará y comparará el desempeño del algoritmo planteado en esta tesis versus el algoritmo clásico del CA-CFAR de dos parámetros. La evaluación será realizada en determinadas zonas específicas en las cuales se verificó la presencia de embarcaciones el día que se grabaron los datos del radar de la embarcación. Así mismo, el tema de la carga computacional no ha sido tomado en cuenta como parámetro de evaluación en la comparación, pero cabe comentar que no es perceptible la diferencia de tiempos en las pruebas realizadas para este estudio.

Las pruebas serán realizadas en dos bloques distintos: en el primero se evaluará la calidad de detección según el algoritmo CFAR de dos parámetros modificado que planteamos en este estudio.

#### **4.1. Detección de contactos en superficie marina**

Dado dos conjuntos de datos experimentales reales grabados en las cercanías de la Base Naval (Lima, Callao), en dos fechas distintas, y bajo escenarios distintos, se pretende medir la eficacia del algoritmo planteado a partir de las posibles detecciones válidas que se pueden dar dentro de cada imagen de radar analizada.

Empleando el marco conceptual anteriormente expuesto, se procede a realizar la programación de los algoritmos (ver Anexos) para ejecutar las tareas de detección de contactos y discernimiento de tierra (o costa) en determinadas zonas de control establecidas para medir la eficacia del algoritmo planteado y otros asumidos para realizar comparaciones.

El primer conjunto de datos a analizar serán de las grabaciones de la Fragata FM-57 Bolognesi de la Marina de Guerra, del día 17 de julio de 2014 en mar abierto. El segundo grupo de datos a analizar provienen de las grabaciones de la misma fragata, pero del día 19 de julio de 2014, pero en las cercanías del puerto de la Base Naval del Callao.

En ambos casos se establecerán dos zonas de control sobre las cuales se evaluará la calidad de la detección realizada, comparando los resultados de aplicar el algoritmo CFAR de dos parámetros teórico versus el algoritmo modificado en este estudio.

A continuación se muestran una serie de imágenes de radar que serán analizadas en función de la  $P_{FA}$ , para determinar la presencia de contactos en ellas, y de esta manera realizar la comparación entre algoritmos CFAR teórico y postulado en esta tesis, considerando un Cross Range de 600 metros, tal y como se indicó en el capítulo anterior.

Todas las figuras estarán divididas en tres secciones: la sección a) corresponderá a la imagen original del radar (sin modificación alguna), la sección b) mostrará los resultados luego de aplicar el filtro CFAR de dos parámetros teórico. Finalmente, la sección c) mostrará los resultados luego de aplicar el filtro CFAR postulado en esta tesis, antes de aplicar el algoritmo de rechazo de tierra.

#### 4.1.1. $P_{FA}=12 \times 10^{-2}$

En esta sección se evaluará el desempeño de los dos algoritmos para dos imágenes obtenidas en las dos fechas de grabaciones antes mencionadas, con el parámetro de  $P_{FA}$  ya establecido. Las figuras número 23 y número 24 presentan los resultados obtenidos en grabaciones del día 19 de Julio de 2014, mientras que las figuras desde la número 25 a la número 27, corresponden a las grabaciones del 17 de Julio de 2014.

Las primeras imágenes mencionadas muestran porciones de tierra (figura 23) así como clutter centralizado en zonas (figura 24), además de ruido inherente al proceso de señales del radar, por lo que se puede realizar comparaciones en base a las propiedades más representativas de los filtro CFAR:

En la figura 23 a) se muestran encerrados en recuadros verdes los contactos a detectar en esta imagen y encerrado en rojo, se encuentra una porción de tierra que no debería ser detectada debido a la propiedad inherente de auto-rechazo que exhibe el filtro CFAR.

Como puede observarse en la figura 23 b), el filtro CFAR de dos parámetros teórico recoge, además de los contactos ya especificados, abundante ruido del medio, generando gran cantidad de falsas alarmas. Así mismo, detecta la presencia de contactos en tierra, aumentando el número de falsas alarmas. En la figura 23 c), se aprecia que los contactos han sido hallados correctamente, y la zona de tierra ha sido rechazada en su mayoría, así como el ruido ha sido desestimado como posible contacto.

La figura 24 a) muestra la imagen original del radar, la cual tiene presencia de clutter cercano a los contactos, marcados en recuadros verdes. En la figura 24 b) se observa que el CFAR de dos parámetros teórico no puede rechazar el clutter mencionado, y tampoco rechaza el ruido recogido en la señal, generando nuevamente una alta tasa de falsas alarmas.

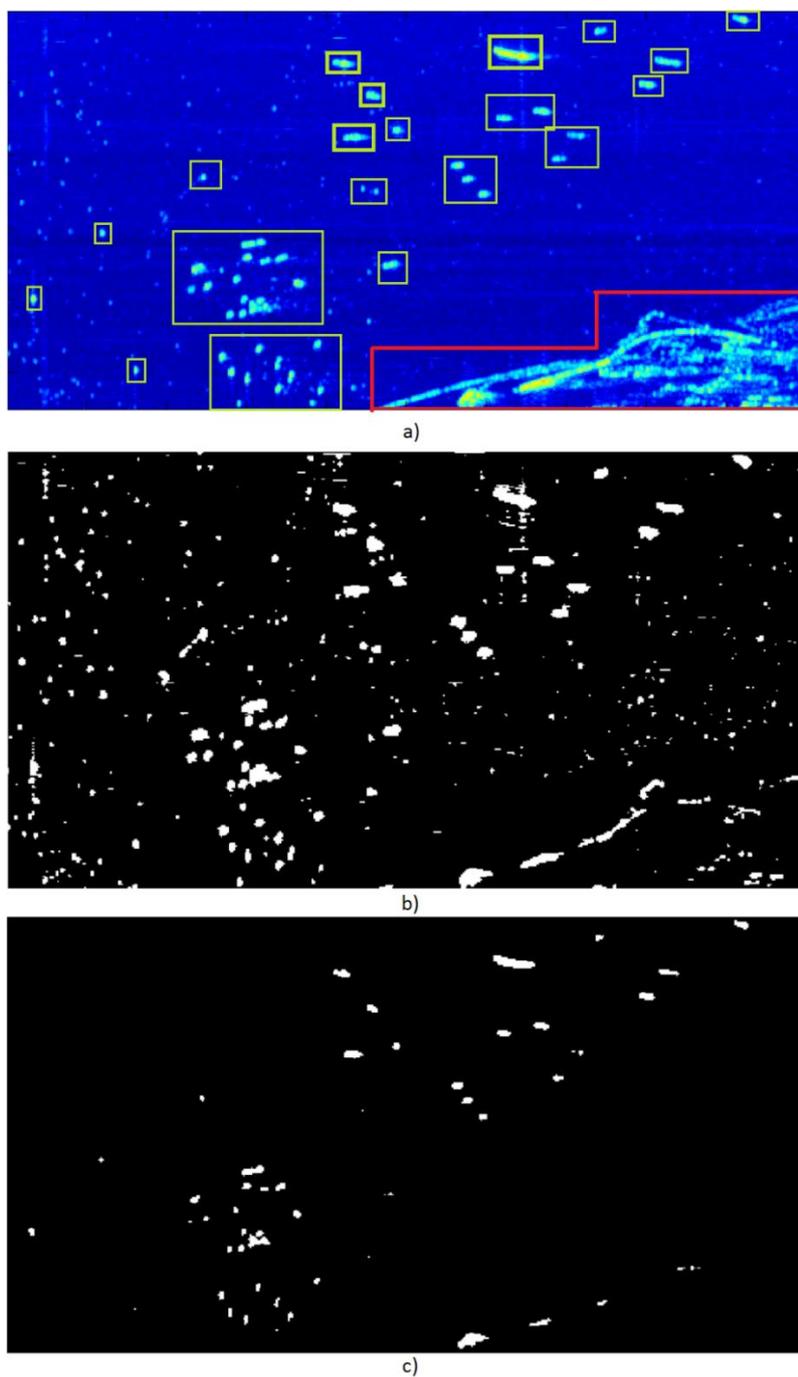


Figura 23. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

En la figura 24 c) se resalta que el filtro propuesto realiza correctamente el proceso de detección para identificar los contactos presentes en la imagen, rechazando adecuadamente tanto el clutter como el ruido.

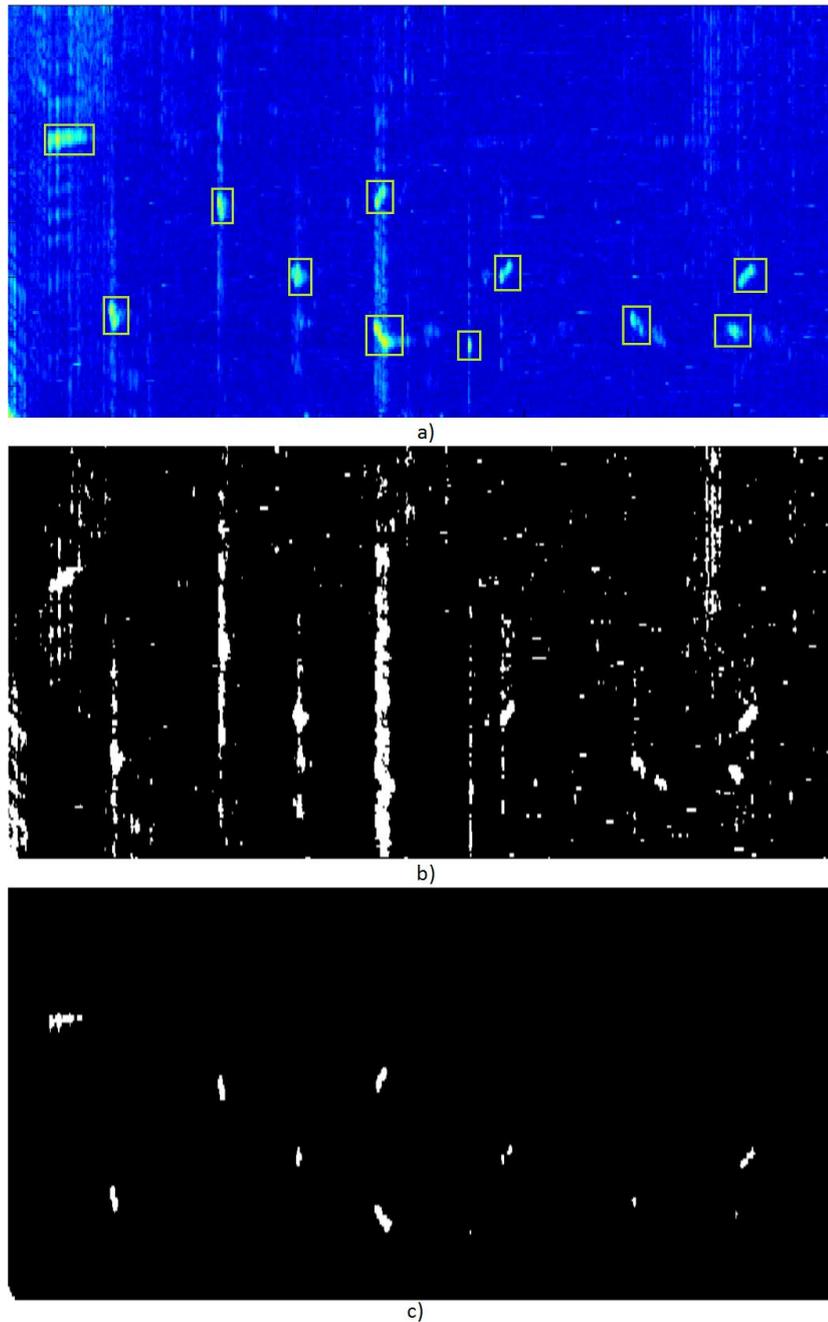


Figura 24. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

Las tres últimas figuras de esta sección de análisis corresponden a la fecha 17 de Julio de 2014, las cuales fueron realizadas a mar abierto y en las cuales podemos resaltar que únicamente existe ruido que acompaña a los contactos seleccionados.

La figura 25 a) muestra en recuadros verdes los contactos que se quisiera encontrar al final del análisis realizado, de los cuales se puede resaltar su pequeño tamaño y el hecho de que la presencia casi nula de ruido y clutter en la imagen.

Pese a esto, en la figura 25 b) se rescata la presencia de estos elementos, sin embargo, también acompaña a este resultado una gran cantidad de falsos contactos (que conllevan falsas alarmas) producidos por el ruido del ambiente.

La figura 25 c) evidencia la ausencia de falsas alarmas, pero no aparecen todos los contactos marcados originalmente: existe pérdida de información, por lo que ya desde este momento se debería intuir que los umbrales de detección del filtro propuesto deberían reducirse para optimizar su funcionamiento.

La figura 26 a) es similar a la figura que la precede: dada una imagen en mar abierto, se da la presencia de contactos en medio del ruido característico de la imagen, cuya presencia no se ve alterada ni por clutter ni por tierra en las cercanías.

La figura 26 b) nuevamente recoge como contactos a algunos puntos de la interferencia del medio generando nuevamente falsas alarmas. En el caso de la figura 26 c) se obtienen como contacto únicamente a los cuerpos previamente señalados como objetivos reales.

La figura 27 a) recoge únicamente un contacto en pleno mar abierto. Como puede observarse en el apartado b), se exhibe diversas falsas alarmas nuevamente, mientras que en el apartado c), se define claramente el contacto a verificar ya especificado.

#### **4.1.2. PFA=15x10<sup>-4</sup>**

En esta sección se realizarán los cálculos con un  $P_{FA}$  cien veces menor al de la sección anterior, para demostrar que en distintos escenarios el filtro propuesto exhibe un mejor comportamiento frente al CA-CFAR clásico.

En la figura 28 a) se muestra nuevamente los contactos a detectar encerrados en recuadros verdes y, encerrado en rojo, la porción de tierra que aparece en la imagen.

Como puede observarse en el apartado b) no se llega a identificar a todos los contactos deseados, así como también se recoge de manera errónea, a manera de detección válida, ruido del entorno del radar. La imagen del apartado c) tampoco recoge todos los contactos identificados previamente, pero se observa un mejor rechazo al ruido presente en la señal.

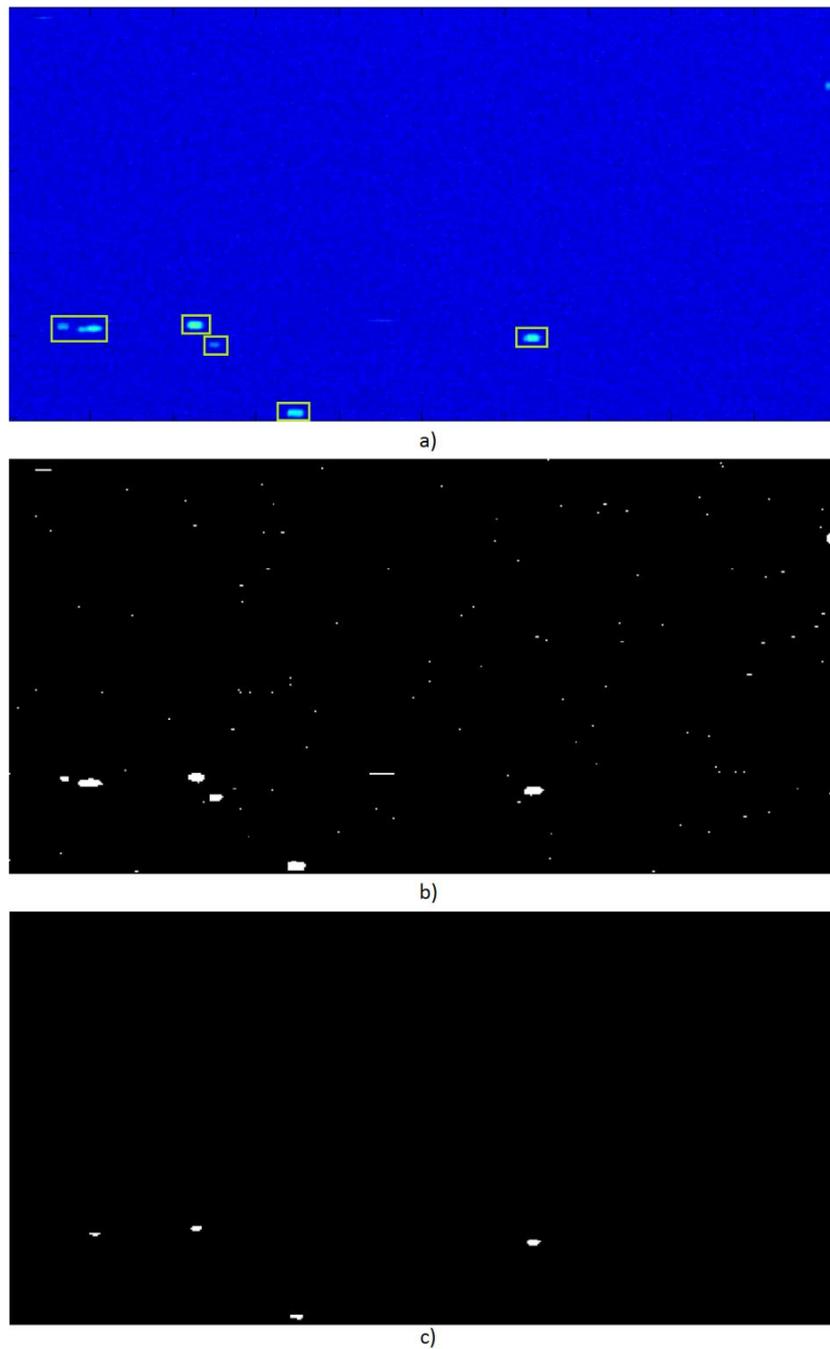


Figura 25. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

La figura 29 a), aquella que tiene abundante presencia de clutter localizado cercano a los contactos identificados, tampoco obtiene buenos resultados: tanto en el apartado b) y c) se nota la pérdida de información al no detectar los contactos previamente identificados. Sin embargo, se observa que con el filtro propuesto el rechazo al ruido de la señal es mejor, evitando los falsos contactos provocados por interferencia.

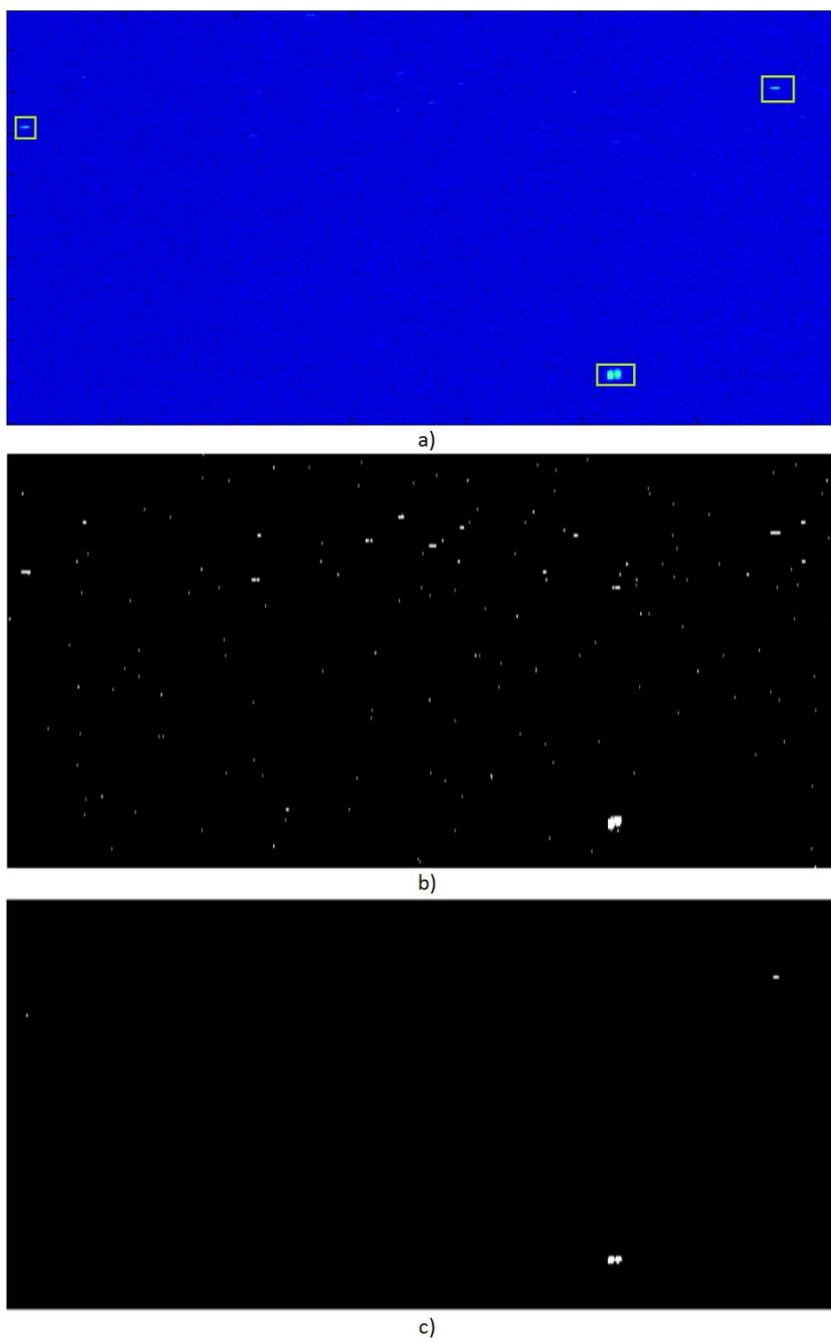


Figura 26. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

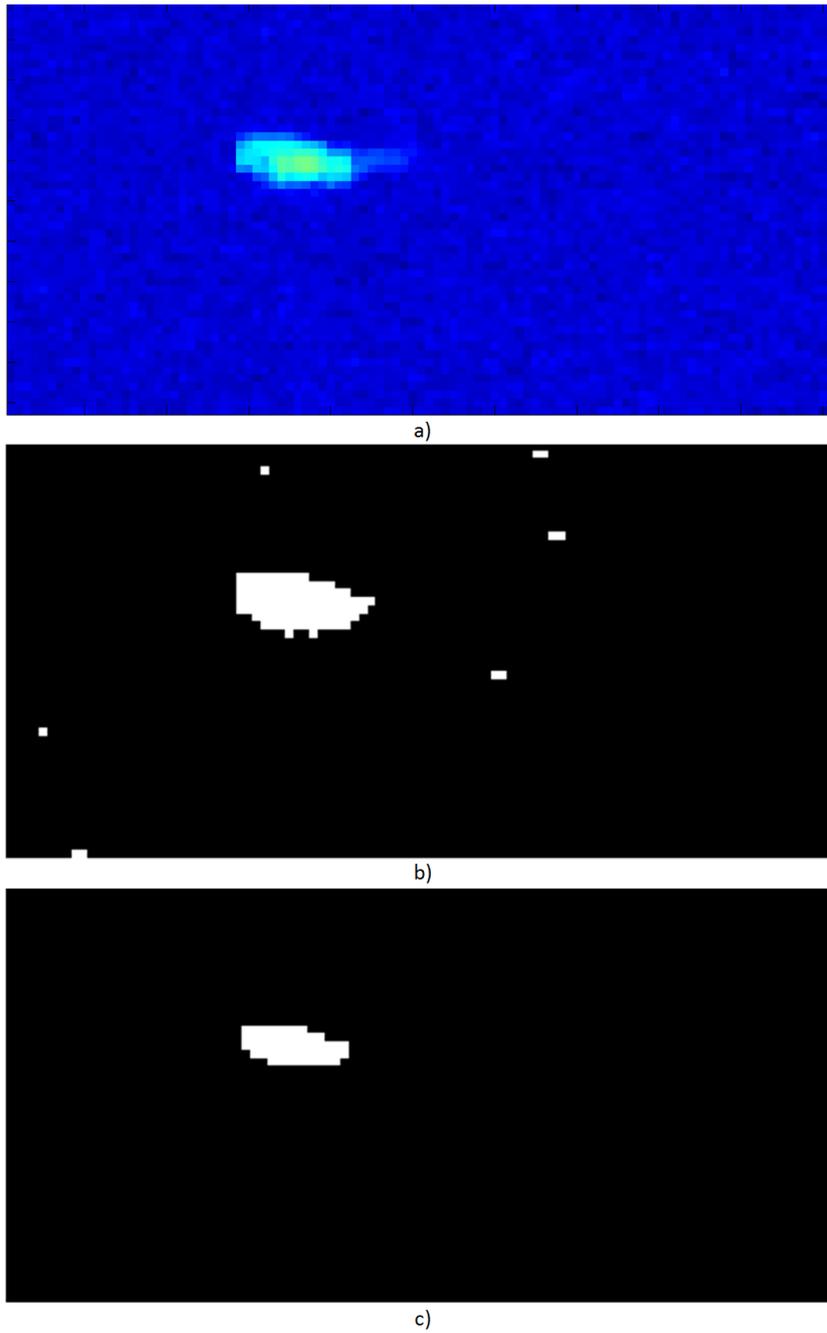
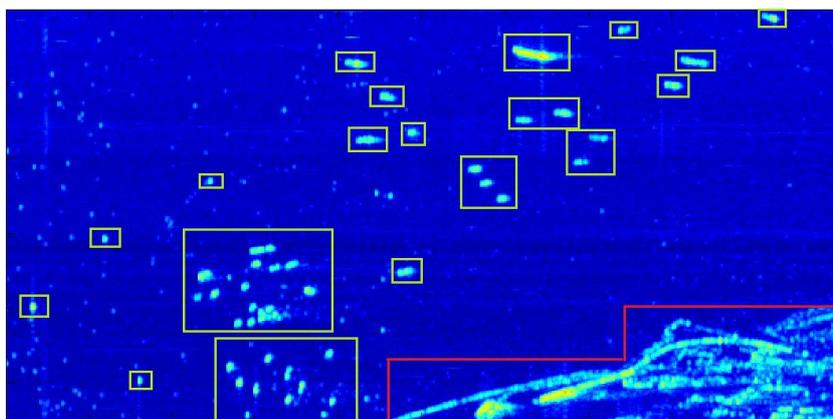


Figura 27. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.



a)



b)



c)

Figura 28. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

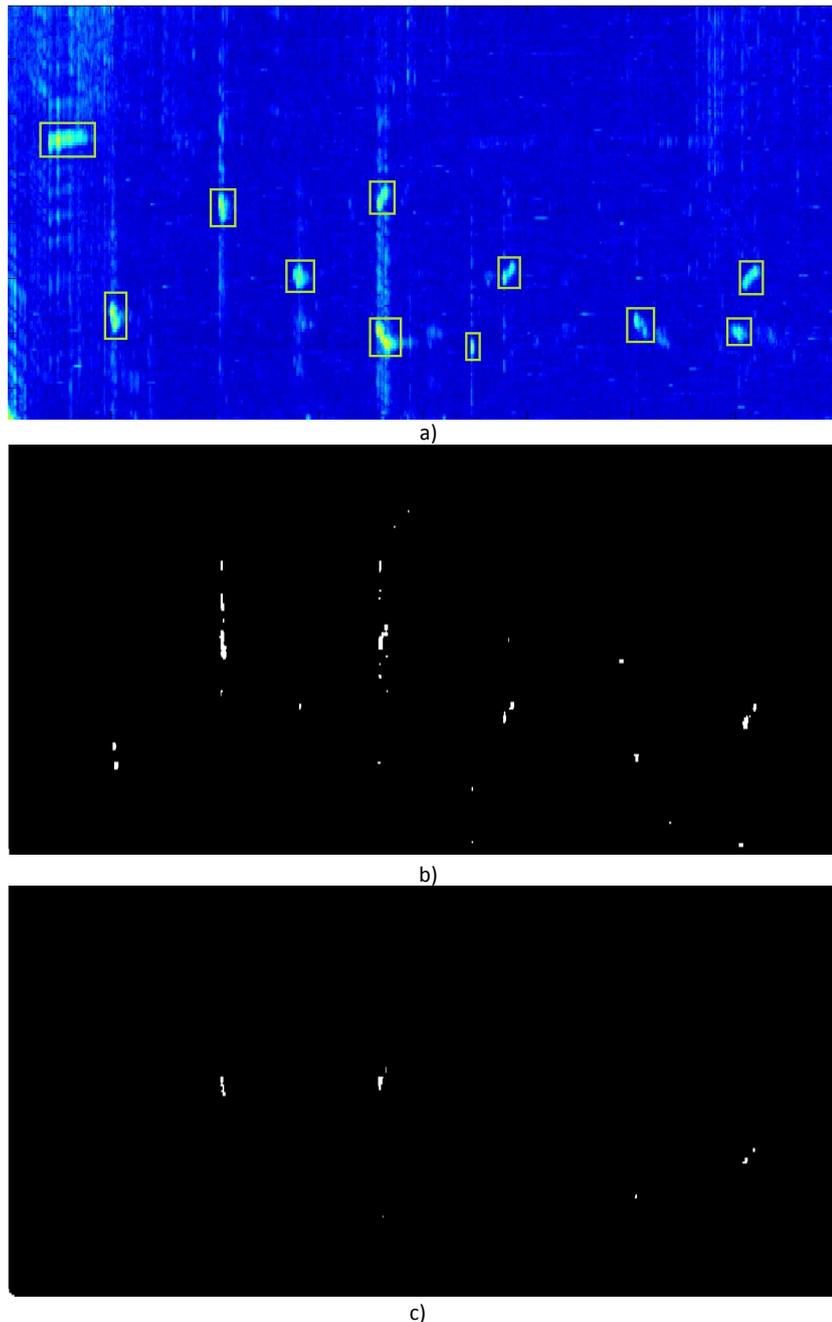
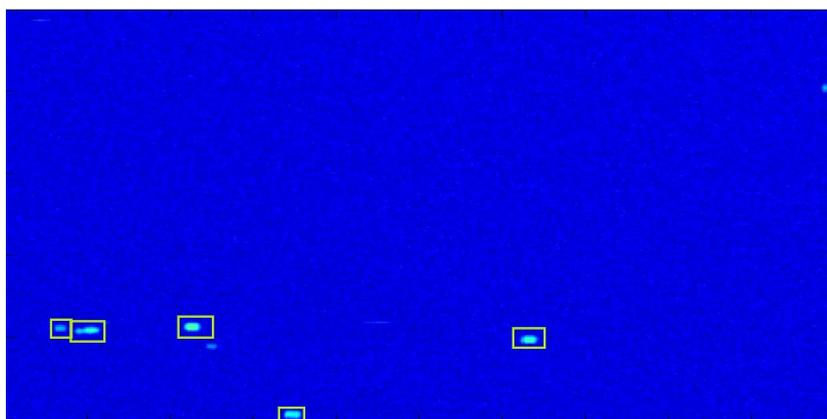
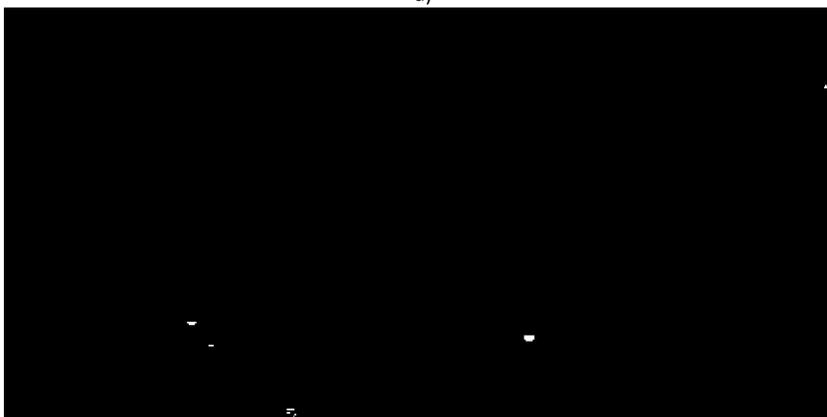


Figura 29. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

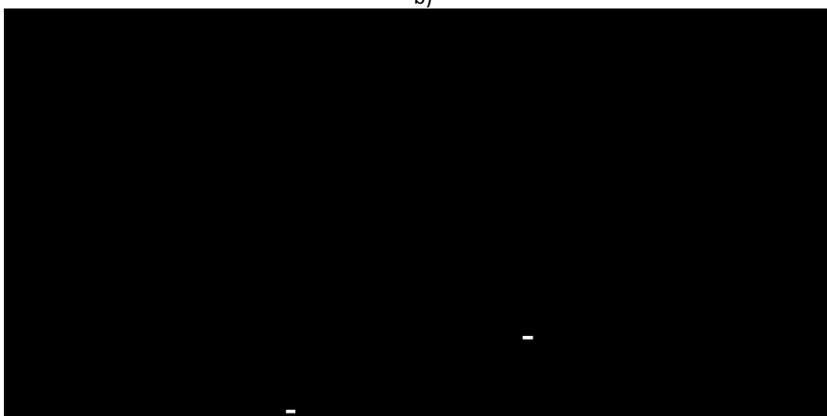
La figura 30, 31 y 32 corresponden a imágenes del radar captadas en mar abierto, como se dijo previamente, y en los cuales el resultado es el mismo en líneas generales: pérdida de información en todos los casos empleando tanto el método tradicional de CFAR de dos parámetros, como el nuevo método planteado.



a)

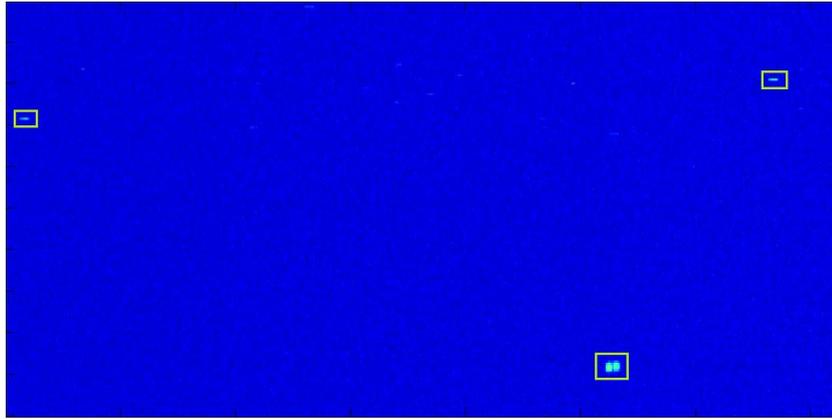


b)



c)

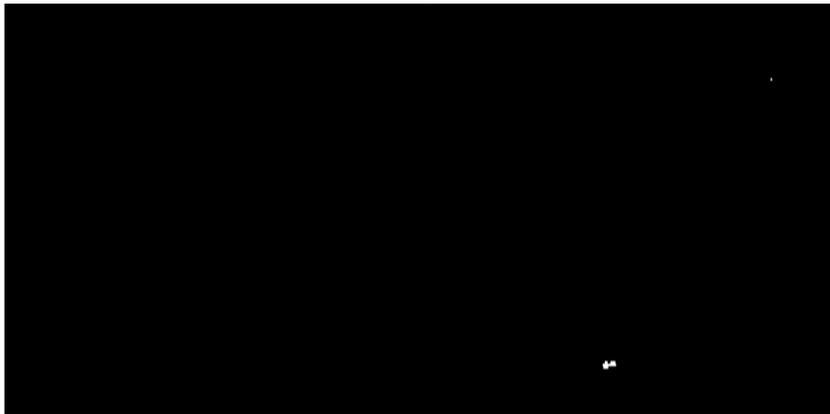
Figura 30. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.



a)



b)



c)

Figura 31. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

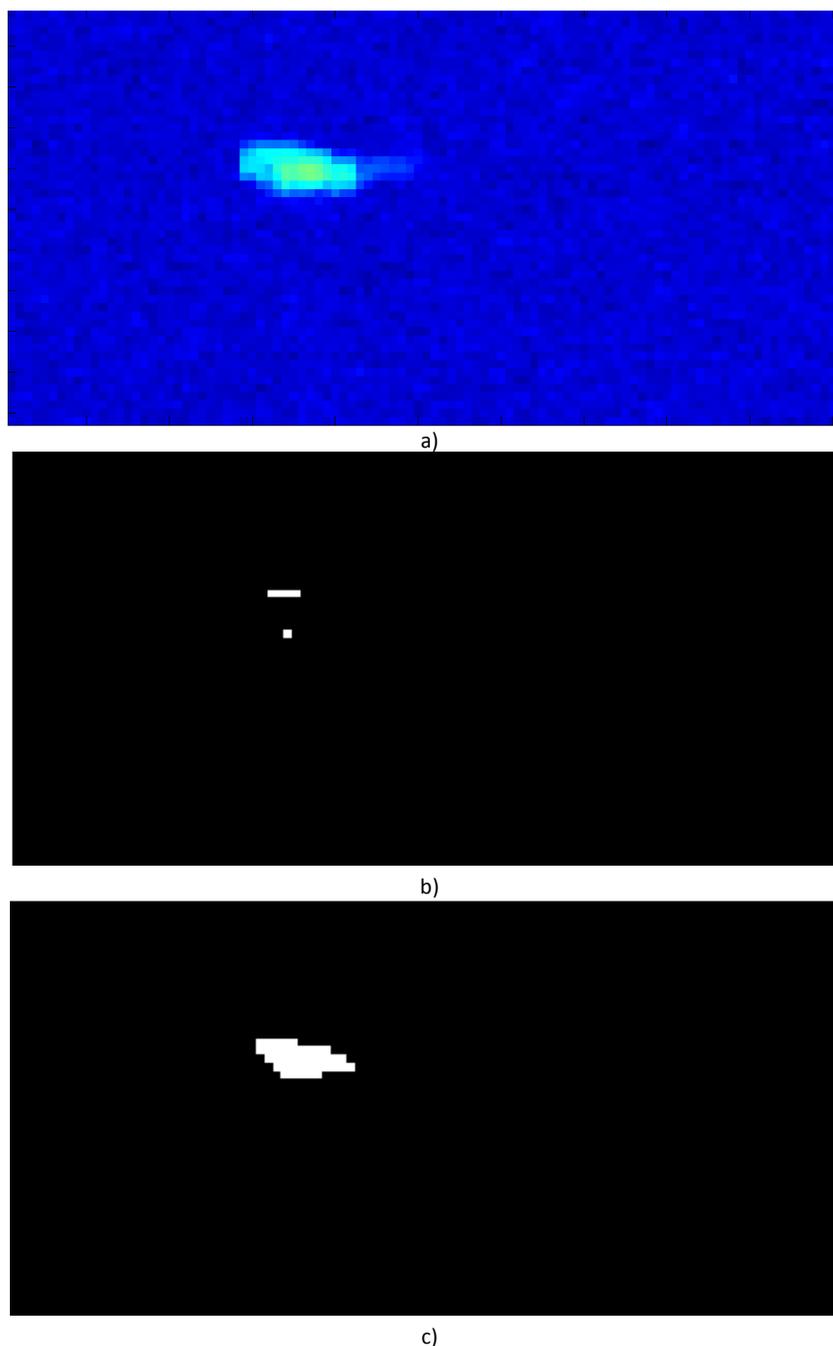


Figura 32. a) Imagen original del radar. b) Contactos detectados por el filtro CFAR 2-param teórico. c) Contactos detectados por el filtro propuesto en este estudio. Fuente: Elaboración propia.

Tras los análisis realizados, puede observarse que el filtro propuesto en este estudio genera mejores resultados que el filtro original, sobre todo en aquellas secciones en las cuales se presenta clutter localizado en cercanías a los contactos a detectar.

Así mismo, el rechazo a la interferencia (o ruido) de la señal es muy buena, evitando falsas alarmas en el proceso. Esto debido a que el umbral base se encarga de evitar la presencia de ruido como falsa detección al establecer el umbral mínimo en el valor máximo que logra tener el ruido presente en la señal del radar.

Respecto al rechazo de la tierra presente en la señal, éste se realiza de manera incompleta, debido a que la propiedad auto-rechazante no logra evitar la aparición de falsos contactos en los bordes (o costas) de las porciones de tierra presentes en la imagen del radar.

Finalmente, se puede concluir que, efectivamente, en ambos casos, el filtro nuevo propuesto en este estudio tiene un mejor desempeño, en líneas generales, en ambientes cuya distribución de ruido no tiene la media en torno a cero.

## Conclusiones

La técnica de CFAR es una herramienta muy útil para la detección de contactos en señales de radar, pero la misma debe ser empleada con el criterio de que la señal debe estar centrada en torno a una media de cero en cuanto a un análisis del histograma de la misma.

La técnica de CFAR es altamente efectiva siempre y cuando se cumplan las condiciones que ésta propone en un inicio: que las celdas de referencia sean representativas de la interferencia que afecta a la celda en análisis y carezca de señal de un contacto a detectar.

Alguna modificación en la señal de radar, tal como una ganancia para compensar la distancia, podría considerarse como clutter homogéneo, por lo que la cancelación del mismo debe hacerse en todo momento.

La modelación del ruido presente en la señal captada por el radar tiene dos grandes aplicaciones: mejoramiento del proceso de detección y estimación de la relación señal-ruido para cada muestra considerada parte de un contacto en altamar.

Si bien el promedio de la imagen podría aproximar el valor que más se repite y se podría creer que al restarlo de la señal obtendríamos cada línea de azimuth centrada en torno a cero, esto no se da debido a la pérdida de información al elegir la moda dentro de un azimuth, un valor único, quitando el efecto acumulativo de la suma que genera realizar un histograma.

El modelo de la interferencia por ruido ha sido abordado en este estudio, sin embargo, queda por definir el modelamiento de clutter localizado o jamming presente, que puede ser puerta abierta para otros estudios posteriores de pregrado o post-grado.

La detección de contactos es una tarea de alta complejidad a ser realizada, por lo que elegir una tasa de falsa alarma determinada no asegurará que esta cumpla a cabalidad lo establecido sin ocasionar que algunos contactos reales y presentes no sean percibidos como tal por el sistema.

La digitalización es una tarea de vital importancia para una correcta la detección de contactos, puesto que la pérdida de información ocasiona toma de decisiones equivocadas que no conllevan a los resultados óptimos esperados.

Otras líneas de investigación deberían enfocarse en la identificación y rechazo de las zonas terrestres en navegación, dado que éstas generan falsas alarmas al navegar cerca de la costa.

## Bibliografía

1. Cao, Z., Ge, Y., Fend, J, Fast target detection method for high-resolution SAR images based on variance weighted information entropy, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2014, 2014:45.
2. Kim, C-J., Han, D-S., Lee, H-S., “Generalized OS CFAR detector with no coherent integration,” Signal Processing 31, 1993, pp. 43-56.
3. Hong, S., Han, D, “Performance Analysis of an Environmental Adaptive CFAR Detector,” Hindawi Publishing Corporation – Mathematical Problems in Engineering, Volume 2014, Article ID 615704, 7 pages. 2014.
4. Richards, M. A., “Fundamentals of Radar Signal Processing,” New York: McGraw-Hill, 2005.
5. Kingsley, S., Quegan, S., “Understanding Radar Systems,” Raleigh: Scitech, 1999.
6. Cumming, I., Wong,F., Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data. Boston: Artech House, 2005.
7. Isemer, Hans-Jörg, Hasse, Lutz, “The scientific Beaufort equivalent scale: Effects on wind statistics and climatological air-sea flux estimated in the North Atlantic Ocean”, Journal of Climate, Volume 4, 1991.
8. Philippe Lacomane, Air and spaceborne Radar System: An introduction, William Andrew, 2001.
9. Gray, Robert, Entropy and Information Theory, Springer-Verlag, 1990.



## Anexo A-1 Main\_Test.m

```
%% DOCUMENT TITLE
% INTRODUCTORY TEXT
%%
%Algoritmo de la tesis

%
%                               PLOTEADOR V2.0
%   Universidad de Piura / César CHINGUEL ARRESE / 01-DIC-
2012
%
% Esta versión elimina el concepto de FAMILIAS y trabaja
silo con asociaci
% de CADENAS. La unidad de trabajo es una línea de video
crudo.
%
%-----
%                               TÉRMINOS EMPLEADOS
% CrossRange_mt:      Cross Range en metros, depende del
objetivo
% CrossRangeFactor:  CRange=
fix(CrossRangeFactor*CrossRange_mt/muestra_mt); cercano a "1"
% ReferenciaFactor:  referencia= ReferenciaFactor*CrossRange.
% muestra_mt:         Valor de una muestra en metros
% celda:             número de muestras para una celda de
análisis (píxeles)
% guarda:           guarda=CRange; número de muestras para
la referencia (píxeles)
% referencia:        referencia =
fix(ReferenciaFactor*CRange); número de muestras para la
referencia (píxeles)
%
%                               CFARUDEP
%
%               Posterior
Anterior
%.....|<-----CELDA-----
----->|....
%.....|<---referencia--->|<---guarda----->(i)<---guarda-
--->|<---referencia--->|....
%   inicial          terminal          X
inicia2              termina2
%
%
%                               PATH para MatLab
home; clear all;
% fecha=datestr(now)
% path=pwd
```

```

weirdChar = struct('separator', {'/', '\'});

%%          CONFIGURA PLOTEADOR PARA EL RADAR (TABLA)
% Cada radar tiene una tabla de configuraciï¿½n que debe ser
cargada al
% inicio. Esta tabla depende de las condiciones emisiï¿½n y
de las
% condicionesdel entorno el radar. Los valores que se
muestran a
% continuaciï¿½n deberï¿½n ser ajustados en la
sintonizaciï¿½n.
% por ahora: RADAR DE NAVEGACIï¿½N=1 ; RADAR DE
SUPERFICIE=2;
configurado=0;
while(configurado==0)
    display('Para Sperry');

    radar=1; % (1)Sperry Marine (2)SPQ

    [ dir_data,dir_out,dir_images,OS ] =
A01_Get_directions();
    Radar = struct('name', 'Sperry');

    paquetes=dir(dir_data);
    for i=3:length(paquetes)
        fprintf( '%d) %s \n',i-2,num2str(paquetes(i).name));
    end
    pack=input('Seleccione paquete de datos a analizar: ');

    AlcanceMaximo          = 60000; %metros %cambiar a
entrada manual!

    %parï¿½metros introducidos el 06/10/2017
    CrossRange_mt          = 600.0; % 300 cross range
en metros
    NoiseFactor            = 4; %[0-6] multiplicador de
sigma
    Pfa                    = 10.0*10^-2;%Probabilidad de
falsa alarma
    configurado            = 1;

end

%%          DEFINICION DE LOS PATHS
%Con la finalidad de hacer un proceso con funciones
desacopladas e
%independiente del equipo de trabajo, se trabaja con la
siguiente
%estructura:
%--->Codes: Contiene todas las funciones empleadas, asï¿½
como el Main,
%          archivo principal que inicia el proceso de
ploteo.
%--->Input: Contiene los archivos crudos de video (en formato
.bin), asï¿½ como las
%          especificaciones de cada vuelta grabada (formato
.csv).
%--->Output:Contiene los archivos de salida del proceso de
ploteo y que son
%          necesarios para el proceso de tracking.

```

```

%[ dir_data,dir_out ] = A01_Get_directions(OS);

%%                                LEVANTAMIENTO DE DATOS
ALMACENADOS
%

CR                                =
fix(CrossRange_mt/60000*8192);%Cross Range en muestras
alfa                             = CR*(Pfa^(-1/CR)-1);%alfa que
modifica el umbral CFAR

% Los siguientes datos SOLO son para fines de visualizaciï;¸n
y anï;¸lisis

data_folder=[dir_data weirdChar(OS).separator
paquetes(pack+2).name];
content_data_folder=dir(data_folder);
vueltas=(size(content_data_folder,1)-2)/2;

AzimuthsTotales=1024;
MuestrasTotales=8192;

>window=[ones(1,referencia) zeros(1,guarda)
ones(1,referencia)]/(2*referencia);

for vuelta_actual=1:2:vueltas
    %fprintf('\nanalizing scan: %d\n',scan_OperationTime(u));
    %%                                INICIALIZACION
    %
    % La inicializaciï;¸n consiste en definir la cantidad de
    azimuths de cada
    % eco, asï;¸ como la cantidad de muestras efectuadas en
    la digitalizaciï;¸n.
    % Toda esta informaciï;¸n debe leerse de la cabecera,
    para este programa se
    % toma la grabaciï;¸n de vi;¸deo crudo elegida en la
    configuraciï;¸n RAW_IMAGE y
    % se extrae la informaciï;¸n con la funciï;¸n
    InicializaAlcances(). Del mismo
    % modo se procede a inicializar el CFAR con la funciï;¸n
    % InicializaCeldaCfar().

header=A03_01_ReadHeader(content_data_folder(vuelta_actual+3)
.name,data_folder); %contiene la cabecera de cada vuelta
almacenada

RawImage=A03_02_ReadImage(content_data_folder(vuelta_actual+2)
.name, AzimuthsTotales, MuestrasTotales,
data_folder,header); %posee el archivo binario
correspondiente a la vuelta almacenada

    [azimuths, muestras,muestra_mt, azimuth_g] = ...
        P01_InicializaAlcances(...
        RawImage,...
        AlcanceMaximo...
        );

    [ventana, guarda, referencia]= ...

```

```

    P02_InicializaCeldaCfar(...
    CrossRange_mt,...
    muestra_mt...
    );

    PASAN=zeros(azimuths, muestras);
    display('Se inicia el proceso...'); tic; %inicia conteo
de tiempo de analisis, que termina con toc

[Umbral_Base,media,sigma2]=P03_EstNorm(RawImage,NoiseFactor);
moda=mode(RawImage);

    for az=1:azimuths
        %ActualNumberOfPixels=size(bin(az,:),2);
        LineaRaw(1,1:muestras) = RawImage(az,:);
%LineaRaw(1,:) = LineaPloteo(1,:).*RAW_IMAGE(azimuth,:);%
LineaRaw(1,:)= RAW_IMAGE(azimuth,:);

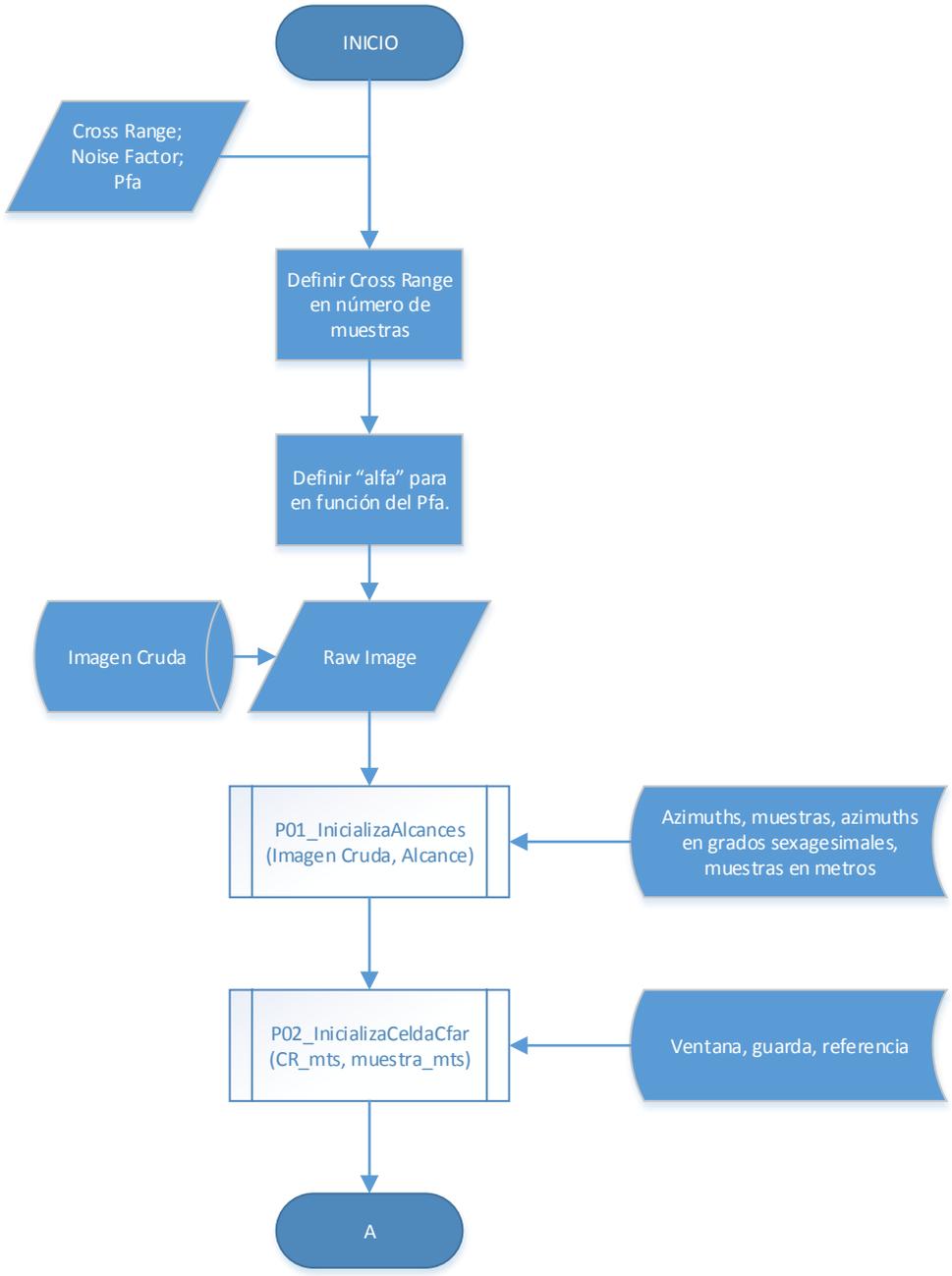
        [Umbral_Final,Umbral_CFAR] =
P04_CfarUdep(LineaRaw,moda,alfa,Umbral_Base,ventana);

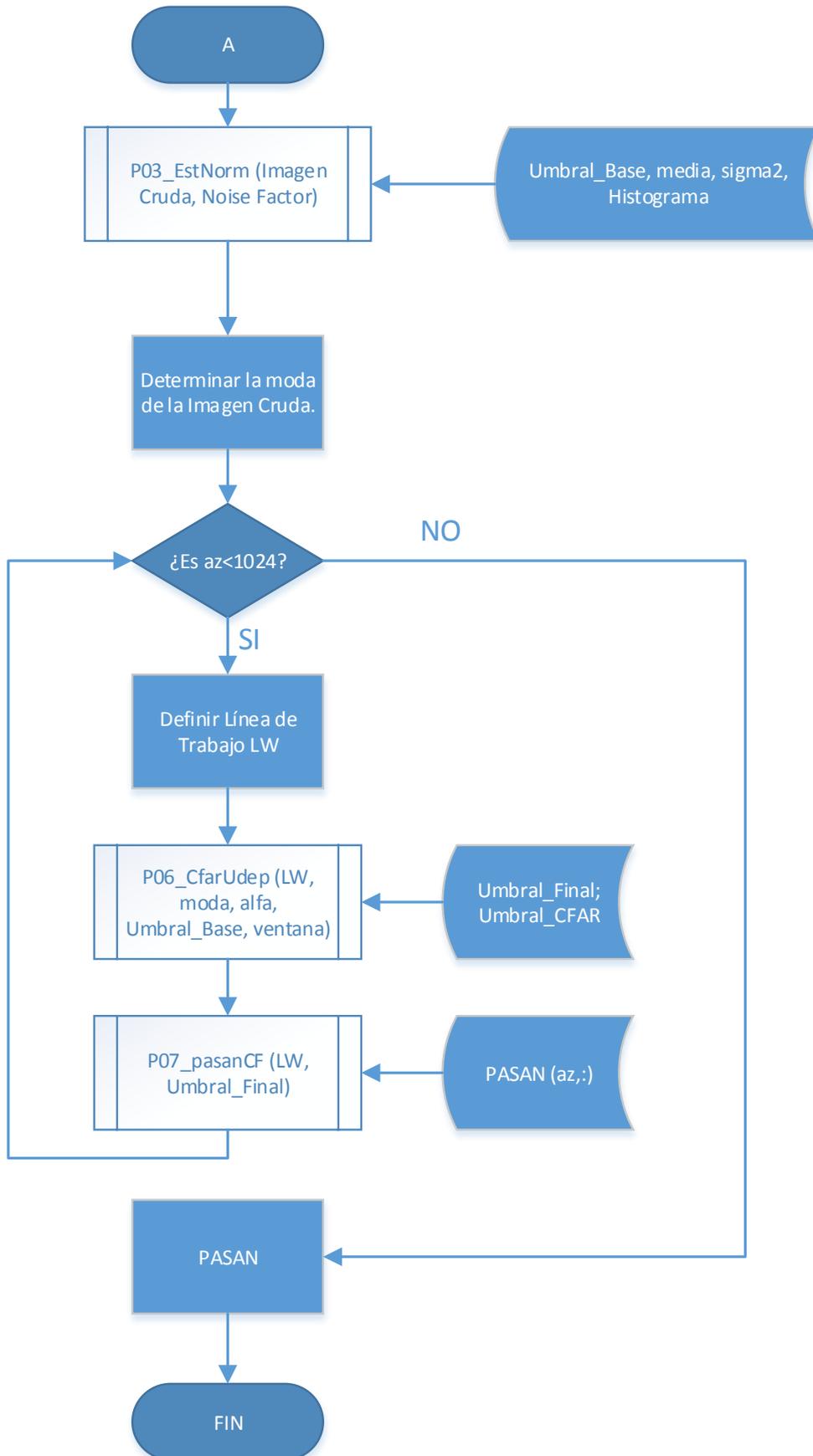
        PASAN(az,:)= ...
            P05_pasanCF(...
            LineaRaw, ...
            Umbral_Final);
    end

    toc; display('Proceso terminado, ahora se dibujarã;
los resultados...');
        figure;image(PASAN.*RawImage);colormap(jet(255));
        figure;image(PASAN*255);colormap(jet(255));
end

```

**Anexo A-2**  
**Diagrama de Flujo de Main\_test.m**





## Anexo B-1

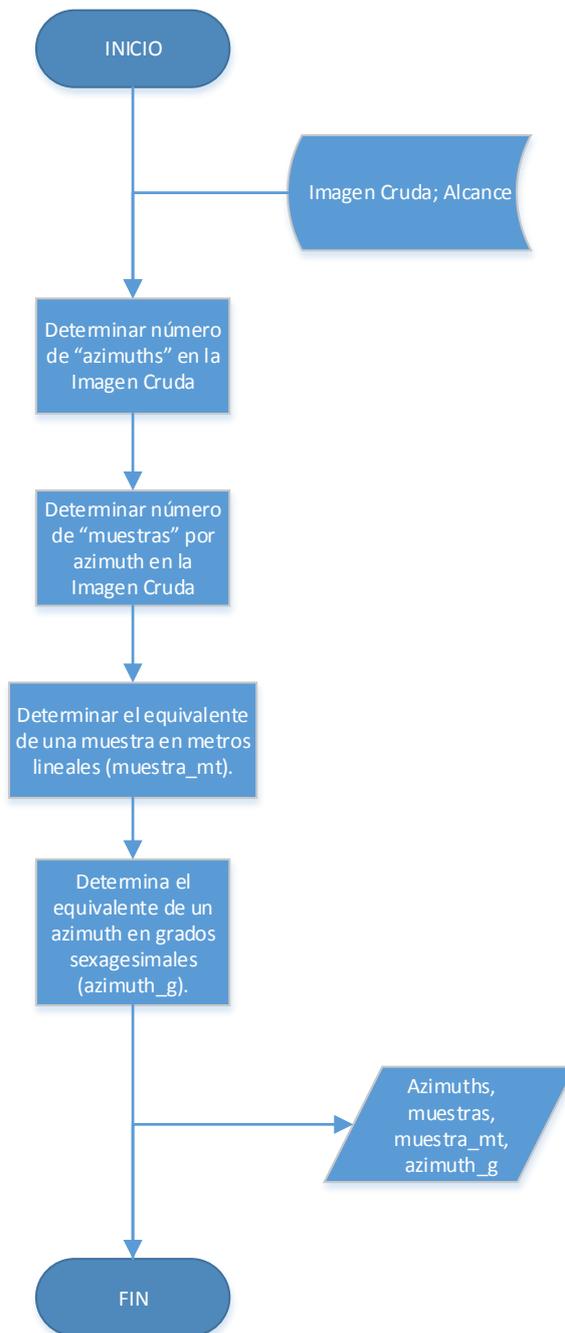
### P01\_InicializaAlcances.m

```
% InicializaAlcances (RAW_IMAGE, alcance,
RangoInicialDePloteo, RangoFinalDePloteo)
% V1.0
% Los datos que proporciona esta funciion vienen disponibles
en las
% cabeceras. Se ha contruido esta funciion para reemplazar
la lectura de
% cabecera en la etapa de diseio.
% Se ejecuta una vez en cada vuelta de "Video Crudo Grabado"
% REV: Csar Chinguel Arrese - 2FEB2012
%
% SINTAXIS:
% [azimuths, muestras, muestra_mt, azimuth_g, LineaPloteo] =
InicializaAlcances (RAW_IMAGE, alcance,
RangoInicialDePloteo, RangoFinalDePloteo)
%
% ENTRADAS:
% - RAW_IMAGE: una vuelta de video crudo de radar
% - alcance: alcance mximo del radar en metros
% SALIDAS:
% - azimuths: nmero de azimuths de una vuelta
% - muestras: nmero de muestras en un azimuth
% - muestra_mt: una muestra en metros
% - azimuth_g: paso angular en grados sexagesimales

function [azimuths, muestras, muestra_mt, azimuth_g] = ...
    P01_InicializaAlcances (RAW_IMAGE, alcance)
dimensiones = size (RAW_IMAGE);
azimuths    = 1024; %dimensiones(1);
muestras    = 8192; %dimensiones(2);
muestra_mt  = alcance/muestras; % una muestra en metros
azimuth_g   = 360/azimuths;     % un azimuth en grados
sexagesimales
end
```



**Anexo B-2**  
**Diagrama de flujo de P03\_InicializaAlcances.m**





## Anexo C-1

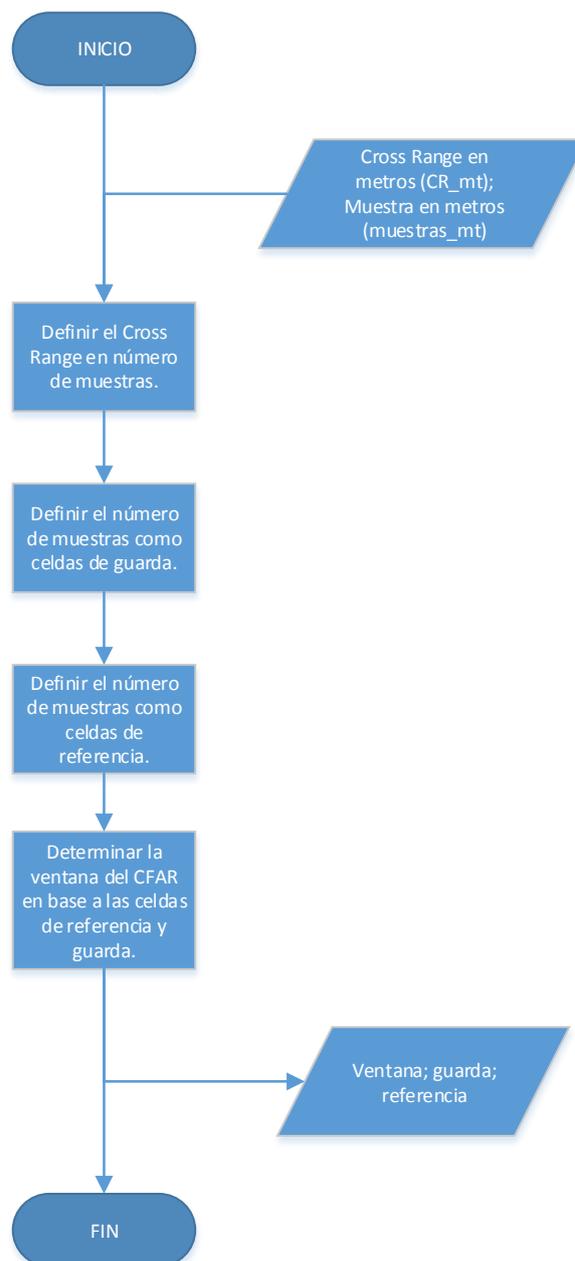
### P02\_InicializaCeldaCfar.m

```
% InicializaCeldaCfar(CrossRange_mt, CrossRangeFactor,
ReferenciaFactor,muestra_mt)
% V1.0
% El Filtro CFAR requiere la determinación de las celdas (o
muestras) de
% guarda en función del CROSS RANGE del objetivo máximo a
detectar, y
% también necesita la determinar las el número de celdas de
referencia que
% serán analizadas en funcipon a la relación señal/ruido del
vídeo crudo.
% En esta versión se estima tanto la guarda como la
referencia, quedando
% para futuras versiones enlazar los valores estimados con al
SNR.
% REV: César Chinguel Arrese - 2FEB2012
%
%SINTAXIS:
%[celda, guarda, referencia] = InicializaCelda(CrossRange_mt,
CrossRangeFactor, ReferenciaFactor)
%% Nomenclatura para el CFAR:
%
%               Posterior
Anterior
%%.....|<-----CELDA-----
----->|.....
%.....|<----referencia--->|<--guarda----->(i)<-----guarda-
---->|<---referencia--->|.....
%   inicial          terminal          X
inicia2              termina2
%
%%
% ENTRADAS:
%   - CrossRange_mt:   Cross Range en metros
%   - CrossRangeFactor: Factor que afectará al Cross Range;
cercano a "1"
%   - RefereciaFactor: factor que afectará al número de
celdas de referencia
%   - muestra_mt:      Valor en metros de una muestra
% SALIDAS:
%   - celda:          número de muestras para una celda de
análisis(píxeles)
%   - guarda:       número de muestras para la referencia
(píxeles)
%   - referencia:    número de muestras para la referencia
(píxeles)
```

```
%  
function[ventana, guarda, referencia] = ...  
    P02_InicializaCeldaCfar( ...  
        CrossRange_mt, ...  
        muestra_mt ...  
    )  
CRange = fix(CrossRange_mt/muestra_mt); %  
cross range en muestras  
guarda = fix(1.0*CRange);  
% zona guarda por lado; se cambiará en siguiente versión  
referencia = fix(1.0*CRange);  
% zona de interés por lado; se cambiará en siguiente versión  
ventana = [ones(1, referencia) zeros(1, guarda)  
ones(1, referencia)]/(2*referencia);  
end
```

## Anexo C-2

### Diagrama de Flujo de P02\_InicializaCeldaCfar.m





## Anexo D-1

### P03\_EstNorm.m

```
function [umbral_base,u,s]=P03_EstNorm(bin,NoiseFactor)

N=zeros(1,256);

for i=1:1024
    N=N+hist(bin(i,1:6500),256);
end
N=N/(1024*6500); %Histograma de la imagen

fk=max(N); %Selección del punto máximo como media y/o moda de
la campana
%de Gauss
xk=find(N==fk);

h=xk*2+1; %elección del número de elementos necesarios para
aproximar
%a la campana de Gauss
f=N(1:h); %Elección de los elementos del histograma que se
asemejan a
%la campana de Gauss

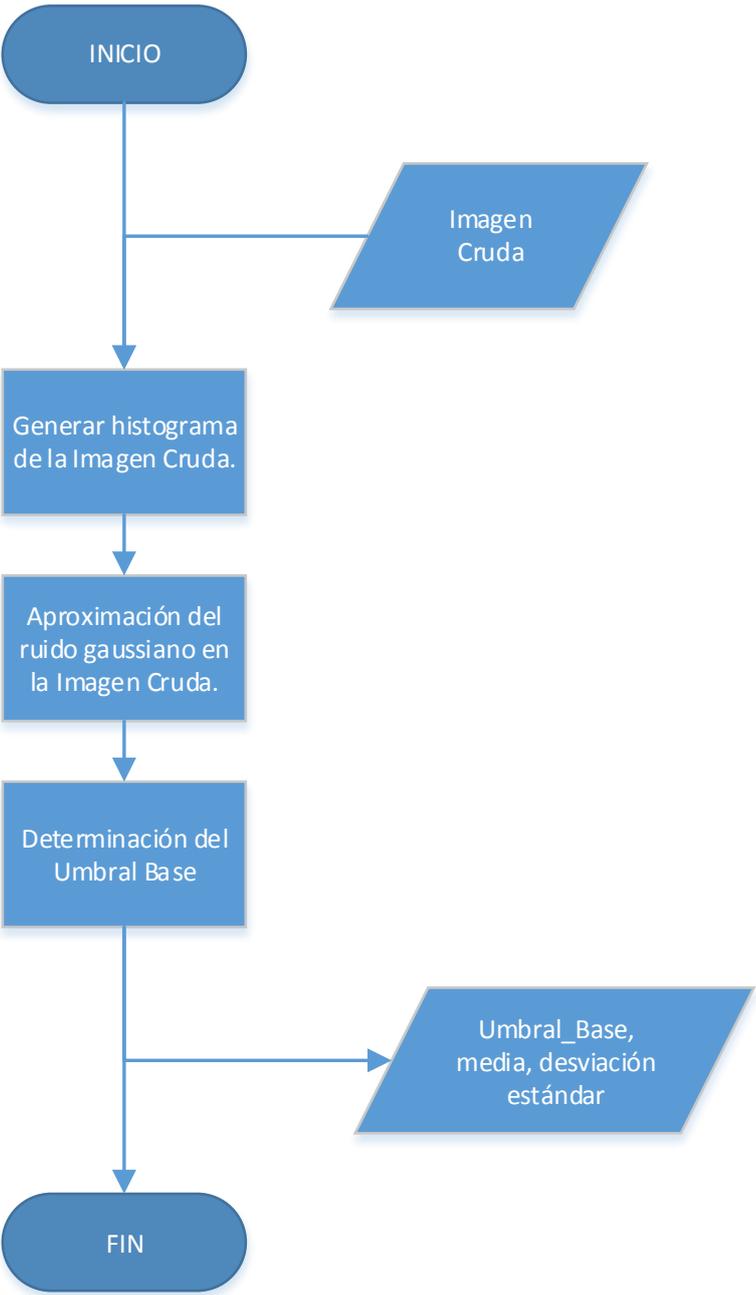
x=0:h-1;
y=log(f); %
P=polyfit(x,y,2); %aproximación a polinomio de grado 2

s=sqrt(-1/(2*P(1))); %determinación de la desv. estándar de
Gauss
u=P(2)*(s^2); %determinación de la media
A=exp(P(3)+(u^2)/(2*s^2)); %Factor que multiplica a la
campana de Gauss

umbral_base=u+NoiseFactor*s; %Cálculo del umbral base
end
```



**Anexo D-2**  
**Diagrama de Flujo de P03\_EstNorm.m**

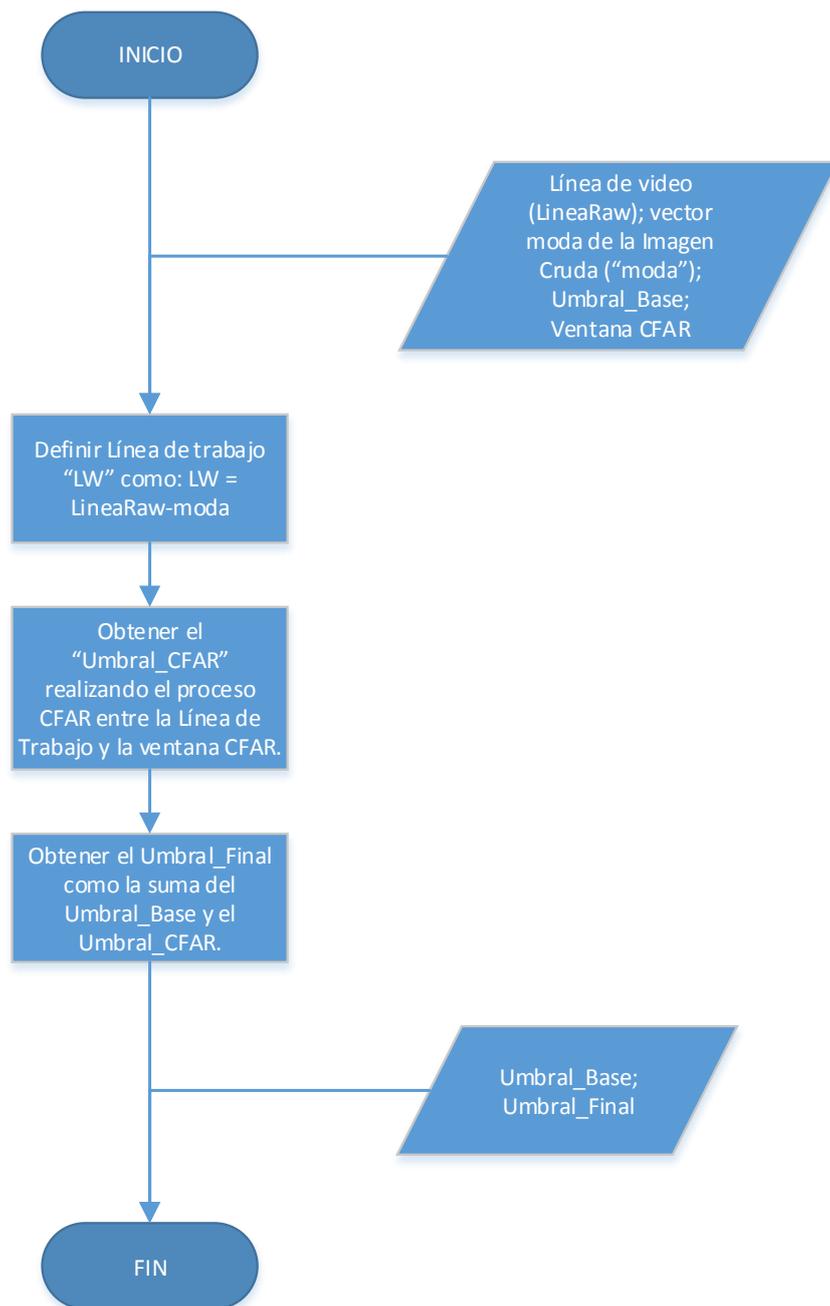








**Anexo E-2**  
**Diagrama de Flujo de P04\_CfarUdep.m**





## Anexo F-1

### P05\_pasanCF.m

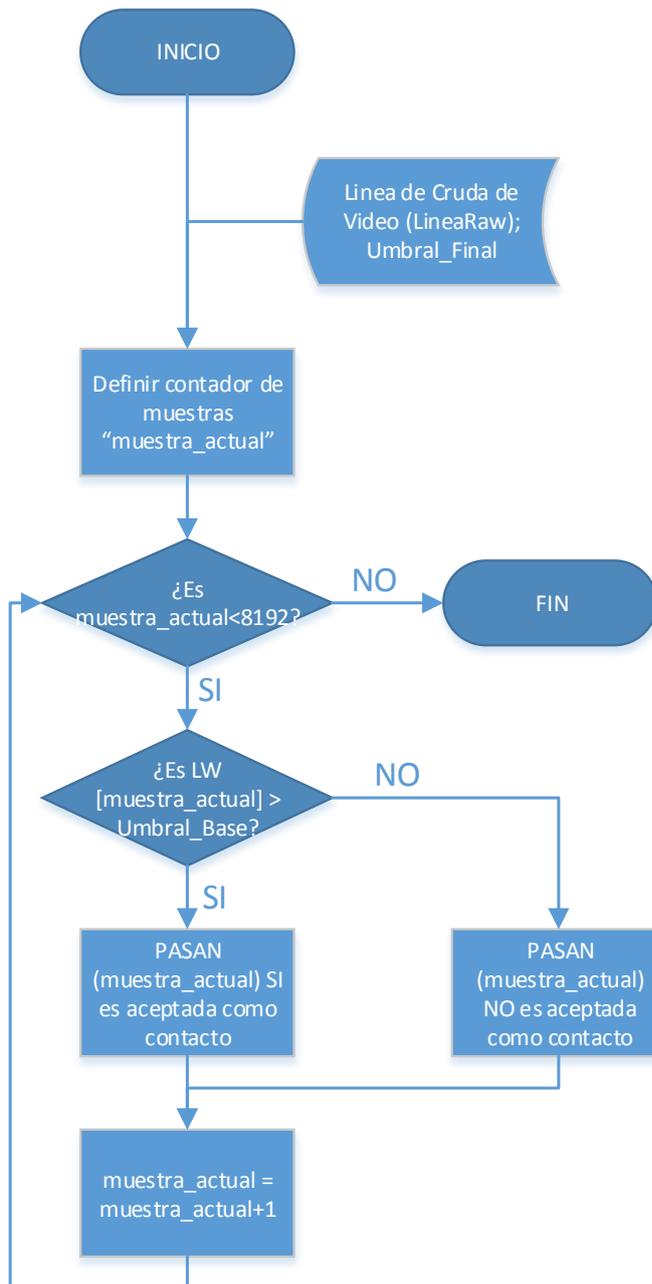
```
%pasaCF_ADSM2()
%Determina aquellos puntos que son válidos como contactos.
%-----
% REV: César Chinguel Arrese - 2FEB2012

function[LineaPasa] = P05_pasanCF(LineaRaw, Umbral_Final)

LineaPasa(1,:)=...
    logical( ( ( LineaRaw(1,:) - Umbral_Final(1,:) ) +
(abs( ( LineaRaw(1,:) - Umbral_Final(1,:) ) ) )/2
);
end
```



**Anexo F-2**  
**Diagrama de Flujo de P05\_pasanCF.m**





**Anexo G-1**  
**Artículo para publicación científica**

**Analysis of a new two-parameter  
filter for target detection in marine  
radar images**

César Chinguel, Diego Purizaga,  
Ernesto Paiva, Edilberto Vasquez  
Universidad de Piura  
Piura, Perú

Cmdte. Jorge Zegarra  
Peruvian Navy  
Lima, Perú

***Abstract*** — In partially homogeneous clutter environment with colored noise (non-zero mean), especially with land zones as coasts and shores, it is not often to perform an optimal detection due to the variation of clutter power. In this paper, we postulate a variation of two parameters CFAR to improve the detection in radar images, using an approximated model of the noise and cell averaging CFAR to obtain a variable threshold. The results show an optimal land-rejection and a well behavior to detect isolated contacts. Experiments on real data demonstrate a better detection rate compared with theoretical algorithm.

**Keywords**—CFAR; noise; signal treatment, radar images, Gaussian noise, target detection.

## I. INTRODUCCIÓN

El filtro CFAR (Constant False Alarm Rate) es el algoritmo más empleado para la detección de contactos en imágenes de radar, el cual se basa en un umbral adaptativo calculado a partir del ruido de la señal presente en las muestras vecinas que colindan con la celda en análisis.

Sin embargo, la señal del radar no se compone únicamente de ruido y presencia de contactos de interés: puede poseer también clutter homogéneo, clutter localizado, chaff, porciones de tierra, entre otros elementos. Estas componentes adicionales generan distorsión en la estimación del umbral adaptativo, ocasionando de esta manera falsas alarmas en el proceso, o pérdidas en el mismo.

Como medida ante esta situación, surge una modificación del algoritmo CFAR, llamado CFAR de dos parámetros [4], en el cual además de calcular la media del ruido aledaño a la muestra en análisis, se estima la dispersión del mismo (16).

Pese a esto, existen aún deficiencias en el proceso (falsas alarmas y/o pérdidas de información), por lo que en el presente artículo se plantea una alternativa de solución al problema a través de un análisis más amplio de la imagen del radar: se iniciará con una breve introducción matemática al tema en la sección II. A continuación, la sección III dará paso a la explicación y deducción

matemática de los principios que regirán este nuevo filtro.

La sección IV ahondará en la conjunción del filtro, detallando los componentes y cuáles son los parámetros que permiten modificar el peso que éstos tendrán sobre el modelo final. Finalmente, la sección V muestra los resultados de la comparación entre el filtro CFAR de dos parámetros teórico, ya existente, y el nuevo filtro de dos parámetros que se plantea.

## II. PRINCIPIOS TEÓRICOS DEL FILTRO CA-CFAR

Dado un sistema de radar, cuya función principal es la detección y seguimiento de los contactos hallados, se tiene la disyuntiva de determinar si una muestra proveniente del sensor del radar pertenece a la interferencia del medio o a un contacto de superficie.

Cuantificando esta determinación se obtienen las siguientes probabilidades:

- Probabilidad de detección,  $P_D$ : La probabilidad de declarar una muestra como contacto válido siendo realmente un contacto válido.
- Probabilidad de Falsa Alarma,  $P_{FA}$ : La probabilidad de declarar una muestra como contacto válido, pero no es en realidad un contacto.
- Probabilidad de pérdida,  $P_M$ : La probabilidad de no declarar un contacto como válido, siendo en realidad un eco de contacto.

Es importante resaltar que  $P_M=1-P_D$ , y que  $P_D$  y  $P_{FA}$  son suficientes para abordar el problema estadístico de detección que se tiene, lo cual conlleva, aunque sea, una mínima probabilidad de que la decisión tomada sea errada.

Considerando que la probabilidad de falsa alarma  $P_{FA}$  en un sistema de radar para objetivos no fluctuantes, es decir, de potencia de ruido constante, puede determinarse mediante [4]:

$$P_{FA}=e^{-T} \quad (1)$$

Donde  $T$  es el umbral de detección deseado para una señal normalizada, por lo que se puede determinar el umbral de la siguiente manera, asumiendo que la señal aún no esté normalizada y que se conozca la potencia del ruido  $\beta^2$  [4]:

$$T = -\beta^2 \ln(P_{FA}) \quad (2)$$

Y como se puede observar el umbral es proporcional a la potencia del ruido presente, de la manera:  $T=\alpha\beta^2$ , siendo  $\alpha$  una función de la  $P_{FA}$  deseada.

Con la finalidad de obtener un desempeño consistente, es preferible tener una tasa de falsa alarma constante, por lo que la potencia del ruido debe ser estimada en todo momento para ajustar el umbral de detección y no producir variaciones en  $P_{FA}$ . Este procedimiento de detección con PFA constante se llama CFAR (*Constant False Alarm Rate*).

A partir de ahora, se trabajará con el valor  $x_i=y_i^2$ , el cual es llamado la potencia de la señal, siendo  $y_i$  la intensidad de la muestra “ $i$ ”. Esto permitirá trabajar con valores positivos únicamente, simplificando las operaciones a realizar.

Un detector CFAR actúa analizando una celda  $x_i$  frente a un umbral determinado por la potencia de ruido detectada, y en caso de superar el valor establecido, declara la presencia de un contacto en esa celda  $x_i$ . Luego el proceso es repetido para la siguiente celda y así sucesivamente para todas las celdas de interés.

Para determinar el umbral a partir de la potencia de ruido, en caso de no conocerse el mismo, se debe estimar a partir de los datos que se van obteniendo del receptor, de manera que el procesamiento CFAR se puede llevar a cabo se tiene en cuenta dos suposiciones [4]:

- Las celdas vecinas a la celda en análisis  $x_i$  contienen ruido de similares características a ésta (interferencia homogénea), por lo que se pueden considerar celdas representativas para determinar la potencia de ruido presente en las cercanías.
- Las celdas vecinas no contienen presencia de contacto alguno, solo contienen interferencia (ruido).

Considerando la presencia de ruido gaussiano independiente e idénticamente distribuido en las celdas vecinas a la muestra  $x_i$ , con una potencia de ruido  $\beta^2$ , la función de densidad de probabilidad (*pdf* por sus siglas en inglés) será:

$$p_{x_i}(x_i) = \frac{1}{\beta^2} e^{-x_i/\beta^2} \quad (3)$$

En caso de no conocerse  $\beta^2$  se debe estimar a partir de las celdas aledañas a la celda en análisis  $x_i$ . Asumiendo que existen  $N$  celdas en las proximidades de  $x_i$  que serán usadas para hallar la potencia de ruido  $\beta^2$ , la pdf conjunta del vector  $\mathbf{x}$  de esas  $N$  muestras observadas será [4]:

$$p_{\bar{X}}(\bar{X}) = \frac{1}{\beta^{2N}} \exp\left[-\left(\sum_{i=1}^N x_i / \beta^2\right)\right] \quad (4)$$

Ecuación (4) es la función de verosimilitud  $\Lambda$  para el vector de observación  $\mathbf{x}$ , la cual se puede maximizar, manteniendo  $\sum x_i$  constante [1], para hallar la potencia de ruido  $\beta^2$ . Por cuestiones prácticas, se maximiza el logaritmo de la función de verosimilitud:

$$\ln \Lambda = -N \ln(\beta^2) - \frac{1}{\beta^2} \left(\sum_{i=1}^N x_i\right) \quad (5)$$

Igualando a cero la derivada de (5) para hallar el punto máximo de la misma:

$$\frac{d(\ln \Lambda)}{d(\beta^2)} = 0 = -N \left(\frac{1}{\beta^2}\right) - \left(-\frac{1}{(\beta^2)^2}\right) \left(\sum_{i=1}^N x_i\right) \quad (6)$$

Resolviendo  $\beta^2$  de (6):

$$\hat{\beta}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (7)$$

Entonces, el umbral que se precisaba hallar es múltiplo de la potencia de ruido presente en la señal:

$$T = \alpha \hat{\beta}^2 \quad (8)$$

Combinando (7) y (8), es posible expresar el umbral de detección como:

$$T = \frac{\alpha}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (9)$$

Sustituyendo  $z_i = (\alpha/N) * x_i$ ; es posible expresar el umbral como:  $T = \sum z_i$ . Ahora, reemplazándolo en (4):

$$p_{z_i}(z_i) = \frac{N}{\alpha \beta^2} e^{-N z_i / \alpha \beta^2} \quad (10)$$

La pdf de  $T$  es la densidad de Erlang, un caso especial de la distribución de gamma [2]:

$$p_{\hat{T}}(\hat{T}) = \begin{cases} \left(\frac{N}{\alpha \beta^2}\right)^N \frac{\hat{T}^{N-1}}{(N-1)!} e^{-N\hat{T}/\alpha\beta^2} & \rightarrow \hat{T} \geq 0 \\ 0 & \rightarrow \hat{T} < 0 \end{cases} \quad (11)$$

La  $P_{FA}$  observada en base al umbral estimado será  $\exp(-T/\beta^2)$ , cuyo valor esperado será:

$$\bar{P}_{FA} = \int_0^{\infty} e^{-\hat{T}/\beta^2} p_{\hat{T}}(\hat{T}) d\hat{T} \quad (12)$$

$$= \left(\frac{N}{\alpha \beta^2}\right)^N \frac{1}{(N-1)!} \int_0^{\infty} \hat{T}^{N-1} e^{-[(N/\alpha)+1]/\beta^2} \hat{T} d\hat{T} \quad (13)$$

Manipulando y desarrollando la última expresión, se obtiene:

$$\bar{P}_{FA} = \left(1 + \frac{\alpha}{N}\right)^{-N} \quad (14)$$

Teniendo el valor deseado por el usuario de  $P_{FA}$ , el factor multiplicativo  $\alpha$  del umbral se obtiene despejando (14):

$$\alpha = N \left(\bar{P}_{FA}^{-1/N} - 1\right) \quad (15)$$

Nótese que  $P_{FA}$  no depende de la potencia del ruido  $\beta^2$  de la señal a analizar, sino que es función únicamente del número  $N$  de celdas de referencia.

Para el CFAR de dos parámetros se considera que el ruido sigue distribuciones cuya media no es cero, por lo tanto, se debe estimar, además de la varianza de la misma, la media que ésta tiene. El cálculo del umbral a obtener es de la siguiente manera:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

$$\hat{s} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \hat{\mu})^2}$$

$$\hat{T} = \hat{\mu} + \alpha \hat{s} \quad (16)$$

Considerando que el radar gira los 360° de una vuelta, en el proceso de muestreo de la señal captada por este, se realizan 1024 capturas de baja frecuencia llamados *azimuths*, dentro de cada uno de los cuales existen 8192 capturas de alta frecuencia, llamadas propiamente *celdas*, que son las muestras  $x_i$  que se analizarán para detectar contactos.

### III. PRE-TRATAMIENTO DE LA SEÑAL

#### A. Modelación del ruido

Para poder identificar el ruido existente en la señal del radar, se vio conveniente realizar un análisis del histograma de los datos comprendidos en cada vuelta de radar ejecutada.

Esto con la finalidad de lograr la aproximación del ruido a través de una función específica, que luego pueda ser usada en el discernimiento entre un contacto existente o simple interferencia captada en el medio de propagación.

El algoritmo que se plantea en este estudio toma en cuenta el análisis de los datos recogidos por el radar en una vuelta, ordenándolos a modo de histograma para poder estimar, dada la suposición de la existencia de ruido de distribución gaussiana, la media y la desviación estándar que caracterizan al ruido. La aproximación de la función exponencial que caracteriza al ruido será realizada mediante la técnica de mínimos cuadrados.

Dada la función matemática que expresa la modelación de Gauss:

$$f = A \times \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x - \mu}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (17)$$

Es necesario obtener un modelo que se aproxime a la data experimental obtenida del radar, por lo que se aplica el algoritmo natural a (17), que conlleva a:

$$\ln f = \ln A + \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x - \mu}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (18)$$

Desarrollando (18), y reagrupando la expresión:

$$\ln f = \left( -\frac{1}{2\sigma^2} \right) x^2 + \left( \frac{\mu}{\sigma^2} \right) x + \left( \ln A - \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \right) \quad (19)$$

Es conveniente mencionar que los datos experimentales que conformarán  $f$  serán tomados del histograma de la imagen del radar, pero serán considerados aquellos elementos que se ajusten a la campana de Gauss: considerando que el histograma incluye  $n$  elementos  $(x_0, x_1, \dots, x_n)$  existe un elemento  $x_i = x_{max}$  que es el máximo dentro de la estadística. Este  $i$ -ésimo elemento será la cúspide de la campana de Gauss, por lo que será la moda y la media de la distribución gaussiana esperada. Explicado esto, se considera que  $(2i+1)$  elementos del histograma serán suficientes para conformar los datos de  $f$  para aproximar el modelo gaussiano necesario.

Como se observa en la Fig. 1, una vez identificada la posible media del ruido, se puede estimar el número necesario de elementos necesarios del histograma de la señal radar para conformar el espacio  $f$

para realizar la estimación de los parámetros del ruido gaussiano.

Así mismo, se nota que (19) se acerca a un polinomio de 2° grado, del tipo:

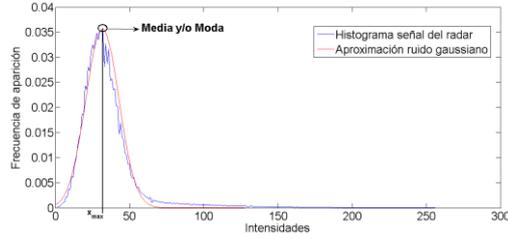


Fig. 1. Identificación del punto de mayor frecuencia en el histograma, que será aproximadamente la media del ruido gaussiano.

$$y = a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \quad (20)$$

Los coeficientes  $a_2$ ,  $a_1$  and  $a_0$  hallados mediante la técnica de mínimos cuadrados permitirán hallar la media  $\mu$  y la desviación estándar  $\sigma$ :

$$(i) \sigma^2 = -1/2a_2$$

$$(ii) \mu = a_1 \times \sigma^2 \quad (21)$$

$$(iii) A = \exp \left( a_1 + \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \right)$$

### B. Estimación del clutter homogéneo

La estimación del clutter presente en la señal es importante para el proceso de detección de contactos, puesto que la presencia del mismo puede enmascarar los resultados del promedio de celdas. Para identificar el clutter homogéneo presente es necesario realizar un análisis modal de la señal de radar.

Este análisis consiste en la estimación de la moda para cada muestra de las muestras a la misma distancia del centro, con el fin de hallar el valor más repetido, obteniendo un vector de 8192 elementos (el mismo número que comprende un azimuth) los cuales se restarán de la señal proveniente del sensor del radar.

En la Fig. 2 se aprecia un diagrama de flujo de los pasos que se deben seguir para obtener este vector de clutter, y en la Fig. 4 un ejemplo del vector estimado a partir de toda una imagen de vuelta de radar. El vector obtenido en esta sección será llamado *vector moda "c"*.

Se escoge este método y no la resta de la media hallada en las muestras de

referencia debido a que a lo largo del rango puede darse alguna compensación por distancia, presencia de porciones de tierra o incluso saturación en las cercanías del emisor del radar, lo cual podría afectar a los cálculos del promedio de las muestras para hallar un umbral adecuado para cada muestra, generando enmascaramiento de contactos y pérdida de los mismo.

#### IV. FORMULACIÓN DEL UMBRAL DE DETECCIÓN

##### A. Umbral base

Este valor resulta del análisis del ruido presente en la imagen del radar, y es determinado por la suma de la media del ruido gaussiano ya identificado, y la desviación estándar multiplicada por un factor determinado (NF). Este factor que multiplica la desviación estándar especifica qué tan lejos de la media se encuentra el umbral: toda muestra que supere el umbral calculado puede ser un potencial contacto en la superficie (Fig. 5). Por otro lado, aquellas muestras cuya potencia sea menor son definitivamente consideradas interferencia pura.

$$T_1 = \mu + NF * \sigma \quad (21)$$

El factor NF puede tener valores entre 0 y 6 como recomendación (ver Tabla 1), pero valores por encima de 4 no agregan área unitaria representativa, dado que en este valor se cubre el 99.99% del área bajo la curva gaussiana.

##### B. Umbral CA-CFAR de dos parámetros

Para calcular el valor del umbral del CFAR es necesario trabajar con la señal luego de retirar el *vector moda*, para obtener una moda cercana a cero. La componente será formulada como (22), en el cual la constante  $\alpha$  es calculada según (15).

El resto de la ecuación corresponde al promedio de la potencia de las N celdas de referencia, luego de retirarle el clutter homogéneo presente en la señal del radar, en el cual  $c_i$  es el término que corresponde al  $i$ -ésimo elemento del *vector moda*  $c$  (Fig. 3).

$$T_2 = \alpha \times \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - c_i)^2} \quad (22)$$

Una vez que este valor es calculado, es posible sumarlo al umbral base  $T_1$  que fue calculado previamente, obteniendo el umbral final para comparar contra la señal original para analizar y determinar la presencia de contactos o no (Fig. 5).

$$T = T_1 + T_2 \quad (23)$$

#### I. RESULTADOS

Los resultados se muestran en la Fig. 6 y Fig. 7, divididos en tres secciones: la primera corresponde a una porción de la imagen del radar sin tratar. La segunda sección muestra el resultado de aplicar el algoritmo CA-CFAR de dos parámetros clásico y finalmente, la tercera sección muestra los resultados luego de aplicar el filtro propuesto en este artículo, todos a los mismos datos en crudo. Las pruebas fueron realizadas con  $P_{FA}=1.5 \times 10^{-4}$  y  $NF=4$ .

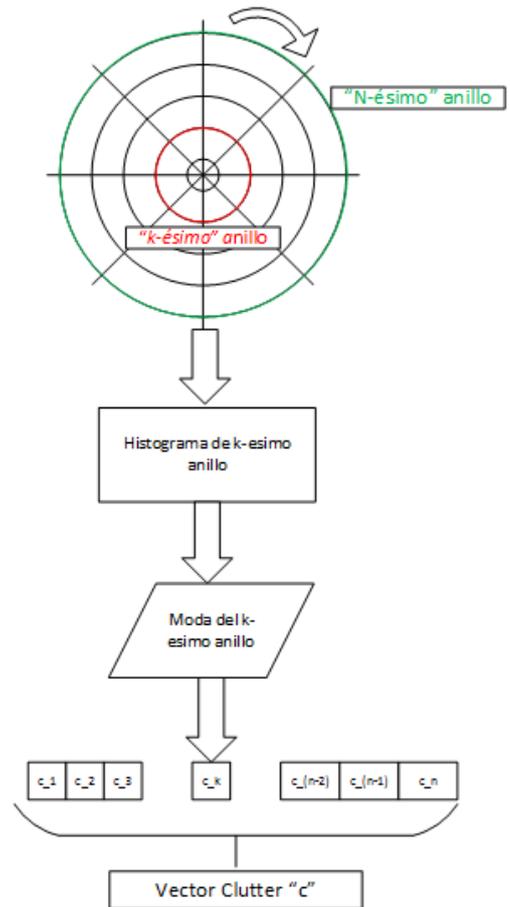


Fig. 2. Diagrama de los pasos a seguir para obtener el vector moda (o clutter) de la imagen del radar, a partir de cada uno de los anillos generados por las muestras equidistantes al punto emisor de la señal del radar.

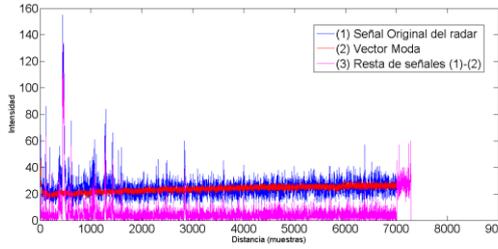


Fig. 3. Ejemplo de la señal del radar (1) en comparación con la moda de la imagen (2) y la resta de las señales (3).

En la primera sección de la Fig. 6 los contactos están enmarcados en un rectángulo verde para realizar el seguimiento correspondiente y en rojo, la porción de tierra que aparece en la imagen. Como es notable, los resultados no son los óptimos para el CFAR de dos parámetros clásico: puede observarse que pese a poder detectar los contactos ya indicados previamente, se realizan diversas falsas detecciones al declarar erróneamente la presencia de contactos en zonas de interferencia pura.

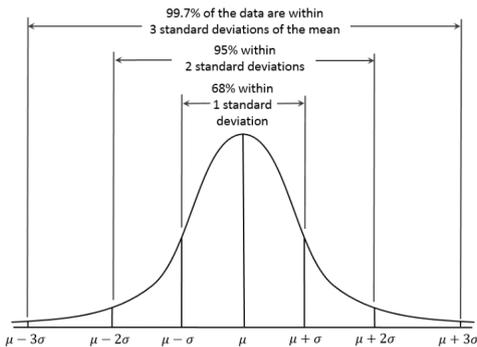


Fig. 4. Porcentajes de área unitaria en función de la media y desviación estándar de que describen la distribución normal.

TABLA 3. VARIACIÓN DEL ÁREA UNITARIA

n	$\mu+n\sigma$	Área unitaria ganada	% Error
0	0.5	0	50.00
1	0.841344746	0.341344746	15.8655254
2	0.977249868	0.477249868	2.2750132
3	0.998650101	0.498650102	0.1349898
4	0.999968328	0.499968329	0.0031671
5	0.999999713	0.499999713	0.0000287
6	0.999999999	0.499999999	0.0000001

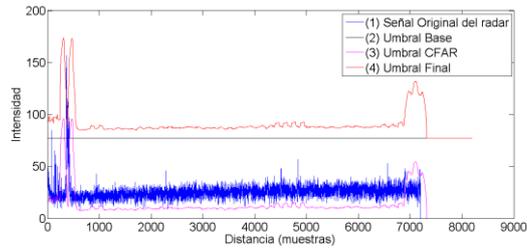


Fig. 5. Ejemplo de la señal de radar en contraste con el umbral de detección y sus respectivas componentes.

De la misma manera, se percibe que los bordes de la porción de tierra que aparece en la imagen son detectados de manera errónea como contactos de superficie, aumentando el número de falsas alarmas.

Así mismo, en el apartado c) se evidencia que algoritmo propuesto realizar la detección de los contactos previamente marcados, así como evita las falsas alarmas al desestimar cualquier tipo de interferencia como posible contacto.

Sin embargo, cabe resaltar que existe una pérdida de información en el proceso de detección: los bordes de la gran mayoría de contactos no son tomados en cuenta y son rechazados como parte del contacto detectado. En el mismo sentido, los bordes de la costa son rechazados en su mayoría, reduciendo aún más la tasa de falsos contactos detectados.

En la primera sección de la Fig. 7 se identifican dentro de rectángulos verdes los elementos a detectar en la imagen del radar, de los cuales se puede comentar que algunos (elementos del 1 al 6) están rodeados de clutter localizado.

La segunda sección muestra los resultados luego de aplicar el filtro CA-CFAR de parámetros clásico, el cual, nuevamente, no tiene el comportamiento óptimo debido a la gran cantidad de ruido presente en el resultado final del proceso. Como puede observarse, las zonas de clutter son declaradas en su totalidad como contactos, elevando el número de falsas alarmas del proceso.

En el apartado c) de la Fig. 7 se muestran resultados finales del proceso empleando el algoritmo propuesto en este estudio, los cuales detectan los elementos previamente identificados, con el inconveniente de reducir el área de cada contacto ya indicado previamente. Adicionalmente, se puede observar que el clutter no se presenta como un problema

difícil de tratar usando este algoritmo para la detección de contactos.

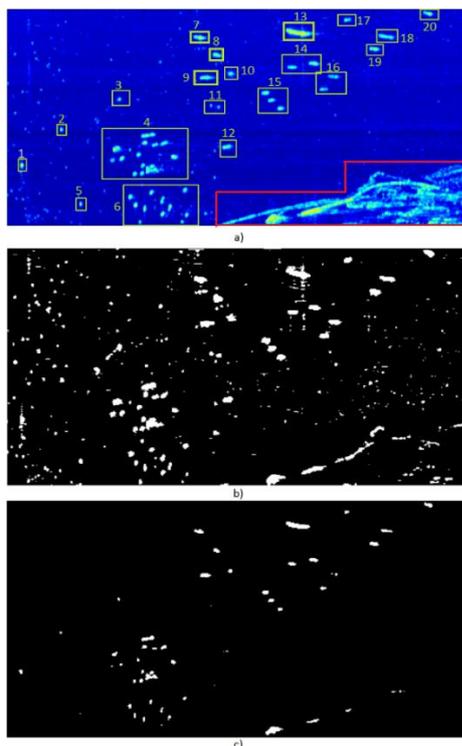


Fig. 6. Presentación de resultados.

## II. CONCLUSIONES

El algoritmo CFAR propuesto en este estudio permite realizar la detección de contactos en imágenes de radar de navegación marina en tiempo real. Este método representa una variación y extensión del algoritmo CFAR de dos parámetros clásico, con mejor desempeño en zonas que presentan clutter localizado.

Para lograr una modificación que fuese positiva al desempeño de la detección de contactos fue necesario la evaluación del histograma de la señal para encontrar los parámetros adecuados que permitan una mejora en la actual teoría.

Como se evidenció, el algoritmo propuesto se desempeña mejor que el teórico, bajo las mismas condiciones (misma imagen y misma  $P_{FA}$ ) obteniendo mejores resultados, aunque con ciertas restricciones, como la pérdida de información.

Sin embargo, con una mejor combinación del  $NF$ , para la determinación del umbral mínimo, y la  $P_{FA}$ , para obtener el umbral CFAR, es posible obtener mejores resultados encarando algunos falsos contactos que puedan aparecer.

Así mismo, la presencia de clutter y/o porciones en las imágenes de radar no representa una complicación en el desempeño del algoritmo propuesto, por lo que desde ese punto de vista se puede ya indicar que el algoritmo propuesto es mejor para estos casos mencionados.

Finalmente, es importante remarcar que la realización empírica de este algoritmo modifica la percepción de la  $P_{FA}$ , al delimitar el límite inferior de la señal cuando se introduce el umbral mínimo, determinado por el ruido de la imagen. Dicho esto se insta a profundizar el estudio para esclarecer el tema y profundizarlo.

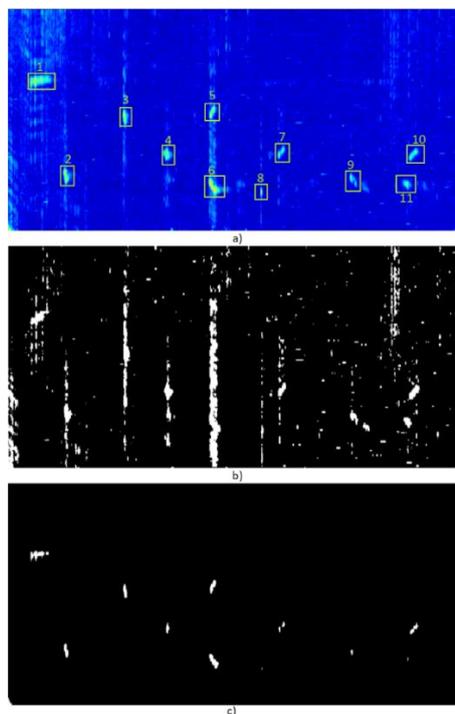


Fig. 7. Presentación de resultados.

## III. REFERENCES

- [1] Cao, Z., Ge, Y., Fend, J, Fast target detection method for high-resolution SAR images based on variance weighted information entropy, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2014, 2014:45.
- [2] Kim, C-J., Han, D-S., Lee, H-S., "Generalized OS CFAR detector with no coherent integration," Signal Processing 31, 1993, pp. 43-56.
- [3] Hong, S., Han, D, "Performance Analysis of an Environmental Adaptive CFAR Detector," Hindawi Publishing Corporation – Mathematical Problems in Engineering, Volume 2014, Article ID 615704, 7 pages. 2014
- [4] Richards, M. A., "Fundamentals of Radar Signal Processing," New York: McGraw-Hill, 2005.

- [5] Kingsley, S., Quegan, S., "Understanding Radar Systems," Raleigh: Scitech, 1999.
- [6] Cumming, I., Wong, F., Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data. Boston: Artech House, 2005.
- [7] Isemer, Hans-Jörg, Hasse, Lutz, "The scientific Beaufort equivalent scale: Effects on wind statistics and climatological air-sea flux estimated in the North Atlantic Ocean", Journal of Climate, Volume 4, 1991.
- [8] Philippe Lacomane, Air and spaceborne Radar System: An introduction, William Andrew, 2001.
- [9] Gray, Robert, Entropy and Information Theory, Springer-Verlag, 1990